

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة فرحات عباس سطيف

UNIVERSITE FERHAT ABBAS — SETIF

UFAS (ALGERIE)

Faculté de Technologie

Mémoire de Magister

Présenté au département d'Electrotechnique

Pour obtenir le diplôme

De Magister En Electrotechnique

Option :

Réseaux électriques

Par :

YAHIOU Abdelghani

Thème

Contribution à l'étude et à l'analyse du régime transitoire dans les transformateurs de puissance : Cas du courant d'appel

Soutenu le 21/06/2012 devant la commission d'examen composée de :

Dr. Ahmed GHERBI	Prof. à l'université Ferhat ABBAS de Sétif	Président
Dr. Abdelhafid BAYADI	Prof. à l'université Ferhat ABBAS de Sétif	Rapporteur
Dr. Mabrouk HACHEMI	M. C. A à l'université Ferhat Abbas de Sétif	Examineur
Dr. Hammoud RADJELI	M. C. A à l'université Ferhat Abbas de Sétif	Examineur

DEDICACES

A mes chers parents : Makhlouf et Djamila

A mes chers frères : AlKarim, Mohamed, Hamza.

A mes sœurs : Mounira, Sameh, Samira,

Saida, Lamia, Soumya.

A les enfants : Hibate Rahmame, Omaima,

Mohamed Schaib.

A ma famille et à tous mes amis.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier en tout premier lieu Pr. Abdelhafid BAYADI, Directeur de ce mémoire. Pour m'avoir proposé ce sujet de magister 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 :

- Pr. Ahmed GHERBI : président du jury. Je le remercie vivement pour m'honorer de sa présence.
- Dr. Mabrouk HACHEMI : Par cette occasion je tiens à le remercier pour s'intéresser à juger mon travail. et je le remercie aussi pour les efforts donnés durant mes années d'études dans l'université.
- Dr. Hammoud RADJELI : par sa présence pour examiner le présent travail.

Mes profonds remerciements à l'ensemble des enseignants qui ont participé à ma formation.

Je pense en particulier à mes amis : Souhil MOUASSA, Fateh SLAMA, et Yacine LASMI pour m'avoir encouragé dans les moments critiques, et pour l'esprit d'équipe qu'ils ont et qui m'a permis d'échanger avec eux des idées dans la même option.

Je remercie également S. Belhennach pour ses précieux conseils et pour les discussions intéressantes que j'ai pu avoir avec lui.

Je remercie spécialement TOUAFEK .M.Y et SOULA Aziz. pour son aide dans le laboratoire.

Je ne saurais terminer ces remerciements sans mentionner les membres de ma famille et spécialement ma mère Djamilia et mon père Makhlouf, qui, sur le plan humain, m'ont soutenu par ses encouragements tout au long de mes études.

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

Abdelghani

01/04/2012

SOMMAIRE

DEDICACES	II
REMERCIEMENTS	III
SOMMAIRE	IV
LISTE DES FIGURES.....	VII
LISTE DES TABLEAUX.....	IX
LISTES DES ACRONYMES ET SYMBOLES.....	X
INTRODUCTION GENERALE.....	I
Chapitre 01	1.1
CONSIDERATIONS FONDAMENTALES SUR LES TRANSFORMATEURS.....	1.1
1.1. Introduction	1.1
1.2. Historique	1.1
1.3. Circuit Magnétique	1.3
1.4. Equations Magnétiques	1.3
1.4.1. Loi d'Hopkinson.....	1.4
1.4.2. Loi de Lenz	1.4
1.5. Transformateur	1.5
1.5.1. Constitution des transformateurs monophasés	1.5
1.5.2. Principe de fonctionnement.....	1.6
1.5.3. Symbole d'un transformateur.....	1.6
1.5.4. Rapport de transformation dans le cas idéal.....	1.7
1.6. Transformateur triphasé	1.7
1.6.1. Forme des noyaux des transformateurs triphasés.....	1.7
1.7. Modélisation des transformateurs.....	1.8
1.7.1. Transformateur monophasé linéaire sans saturation	1.9
1.7.2. Transformateur monophasé avec saturation	1.10
1.7.3. Transformateur monophasé avec saturation et perte fer	1.10
1.7.4. Modèle de Chimklai	1.10
1.8. Essais sur transformateur	1.11
1.8.1. Essai à vide	1.11
1.8.2. Essai en court-circuit.....	1.12
1.9. Conclusion	1.13

Chapitre 02	2.1
MODELES DES TRANSFORMATEURS DANS L'ATP-EMTP	2.1
2.1. Introduction	2.1
2.2. L'ATP-EMTP	2.1
2.3. Modèles du transformateur dans l'ATPDraw	2.2
2.4. Transformateur idéal	2.2
2.5. Transformateur saturable (STC).....	2.2
2.5.1. Cas monophasé.....	2.3
2.5.2. Cas triphasés	2.4
2.5.2.1. Transformateur triphasé avec une réductance homopolaire faible.....	2.5
2.5.2.2. Transformateur triphasé à 3 colonnes.....	2.5
2.6. Représentation matricielle d'un transformateur (BCTTRAN)	2.5
2.6.1. Bloc de Structure	2.7
2.6.2. Bloc des estimations (<i>Ratings</i>)	2.7
2.6.3. Bloc des essais (<i>Factory tests</i>)	2.8
2.6.3.1. Données de l'essai à vide (Open circuit test)	2.8
2.6.3.2. Données de l'essai en court-circuit (short-circuit test)	2.9
2.7. Transformateur hybride, XFMR.....	2.9
2.7.1. Principe du transformateur hybride.....	2.9
2.7.2. Circuit équivalent.....	2.11
2.7.2.1. Résistance de la bobine dépendant de la fréquence $R(f)$	2.11
2.7.2.2. Représentation de fuite.....	2.11
2.7.2.3. Effets capacitifs.....	2.12
2.7.2.4. Représentation de noyau.....	2.12
2.7.3. Interface du XFMR	2.13
2.7.3.1. Bloc Type de noyau	2.13
2.7.3.2. Les estimations et les raccordements	2.14
2.8. Courant d'appel.....	2.14
2.8.1. Courant d'appel et flux.....	2.14
2.8.2. Effets du courant d'appel	2.16
2.8.3. Calcul analytique du courant d'appel.....	2.16
2.9. Conclusion	2.17
Chapitre 03	3.1
LA NON-LINEARITE DU NOYAU	3.1
3.1. Introduction	3.1

3.2. Modèle du noyau	3.1
3.3. Calcul de la caractéristique $v = f(ir)$	3.3
3.4. Calcul de la caractéristique $\lambda = f(il)$	3.5
3.4.1. Méthode utilisée dans la littérature.....	3.5
3.4.2. Méthode proposée	3.6
3.5. Application sur le transformateur monophasé 2 kVA	3.9
3.5.1. Obtention des caractéristiques de la branche magnétisante	3.9
3.6. Modélisation du cycle d'hystérésis	3.12
3.6.1. Pertes par courants de Foucault	3.12
3.6.2. Pertes par hystérésis	3.12
3.7. Conclusion	3.14
Chapitre 04	4.1
MESURE ET SIMULATION DU COURANT D'APPEL	4.1
4.1. Introduction	4.1
4.2. Objet d'essai, configuration et appareillage de mesure	4.1
4.3. Courant d'appel dans le cas d'un transformateur monophasé	4.4
4.3.1. Régime permanent	4.5
4.3.2. Régime transitoire	4.6
4.3.2.1. Influence de la résistance série	4.6
4.3.2.2. Influence du point sur l'onde de la tension	4.9
4.4. Courant d'appel dans le cas d'un transformateur triphasé	4.10
4.4.1. Régime permanent	4.10
4.4.2. Régime transitoire	4.11
4.5. Conclusion	4.17
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	1
ANNEXE A- CODES LABVIEW POUR LE BANC D'ESSAI.....	1
ANNEXE B- LES RESULTATS DE [32] ET AUTRES ESSAIS.	2
REFERENCES	1

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. <i>Différent types de transformateur.</i>	1.2
Figure 1.2. <i>Noyau magnétique</i>	1.3
Figure 1.3. <i>Analogie entre circuit électrique (a) et circuit magnétique (b).</i>	1.5
Figure 1.4. <i>Structure d'un transformateur monophasé.</i>	1.5
Figure 1.5. <i>Principe de fonctionnement d'un transformateur monophasé.</i>	1.6
Figure 1.6. <i>Symbole d'un transformateur.</i>	1.6
Figure 1.7. <i>Types de noyau des transformateurs de puissance triphasés.</i>	1.8
Figure 1.8. <i>Modèle sans saturation.</i>	1.9
Figure 1.9. <i>Modèle avec pertes fer, sans saturation.</i>	1.9
Figure 1.10. <i>Modèle avec saturation.</i>	1.10
Figure 1.11. <i>Modèle avec pertes fer, sans saturation.</i>	1.10
Figure 1.12. <i>Modèle de Chimklai. (a) Circuit de base, (b) Circuit simplifié.</i>	1.11
Figure 2.1. <i>Le menu des transformateurs.</i>	2.2
Figure 2.2. <i>Circuit de base de transformateur saturable.</i>	2.3
Figure 2.3. <i>Transformateur saturable monophasé.</i>	2.4
Figure 2.4. <i>Transformateur saturable triphasé.</i>	2.4
Figure 2.5. <i>Interface de BCTRAN et les inductances non linéaires dans l'ATPDraw.</i>	2.7
Figure 2.6. <i>Interface des données de l'essai à vide.</i>	2.8
Figure 2.7. <i>Données de l'essai en court-circuit.</i>	2.9
Figure 2.8. <i>Modèle basé sur les deux approches.</i>	2.10
Figure 2.9. <i>Réalisation théorique de l'enroulement artificiel</i>	2.11
Figure 2.10. <i>Modèle hybride d'un transformateur</i>	2.12
Figure 2.11. <i>Modèle électrique de transformateur hybride.</i>	2.12
Figure 2.12. <i>Interface pour le modèle hybride du transformateur (XFMR).</i>	2.13
Figure 2.13. <i>Caractéristiques flux, courant magnétisant</i>	2.14
Figure 2.14. <i>Deux régimes sur la courbe de saturation.</i>	2.15
Figure 2.15. <i>Relation flux-tension et le moment de coupure.</i>	2.16
Figure 3.1. <i>Circuit équivalent de transformateur sous l'essai à vide.</i>	3.1
Figure 3.2. <i>Circuit équivalent de transformateur réel sous l'essai à vide.</i>	3.2
Figure 3.3. <i>Les courbes de test d'excitation (a) caractéristique $v = F(ir)$,</i>	3.2
Figure 3.4. <i>Pertes actives en fonction de tensions efficaces.</i>	3.3
Figure 3.5. <i>Calcul de la résistance non-linéaire.</i>	3.3

Figure 3.6. Pertes réactives en fonction de tensions efficaces.	3.7
Figure 3.7. Algorithme de calcul.	3.8
Figure 3.8. Courbe $V_{eff} = F I_{eff}$ mesuré.	3.9
Figure 3.9. Caractéristiques de la branche magnétisante.	3.11
Figure 3.10. Courbe de saturation de transformateur 2 kVA.	3.11
Figure 3.11. Pertes par courant de Foucault.	3.12
Figure 3.12. Pertes par hystérésis.	3.13
Figure 3.13. Pertes par hystérésis + pertes courants de Foucault (ATPDraw)	3.13
Figure 3.14. Courbe de saturation (ATPDraw).	3.14
Figure 3.15. Cycle d'hystérésis (ATPDraw)	3.14
Figure 4.1. Transformateur d'essai.	4.2
Figure 4.2. Interface graphique de mesure (Labview)	4.3
Figure 4.3. Banc de mesure pour l'étude du courant d'appel.	4.3
Figure 4.4. Carte d'acquisition des données EAGLE.	4.4
Figure 4.5. Photo de montage en laboratoire (monophasé).	4.4
Figure 4.6. Les allures de tension primaire, tension secondaire, et courant à vide.	4.5
Figure 4.7. Montage de la simulation	4.6
Figure 4.8. Comparaison des résultats expérimentaux et de simulations dans le cas ou $R_s=0\Omega$	4.7
Figure 4.9. Comparaison des résultats expérimentaux et de simulations dans le cas ou $R_s=4\Omega$	4.7
Figure 4.10. Comparaison des résultats expérimentaux et de simulations dans le cas ou $R_s=8\Omega$	4.8
Figure 4.11. Effet du l'angle de la commutation sur l'amplitude du courant d'appel.	4.9
Figure 4.12. Photo de montage en laboratoire (triphasé).	4.10
Figure 4.13. Courant primaire.	4.11
Figure 4.14. Tension primaire	4.11
Figure 4.15. Procédure de l'essai.	4.12
Figure 4.16. Montage de la simulation.	4.13
Figure 4.17. Tension de phase primaire.	4.13
Figure 4.18. Première cycle d'onde du flux à côté haute tension.	4.14
Figure 4.19. Courant d'appel expérimental.	4.14
Figure 4.20. Courant d'appel (simulation).	4.15
Figure 4.21. Tension de phase primaire.	4.15
Figure 4.22. Flux du côté haute tension.	4.16
Figure 4.23. Courant d'appel.	4.16
Figure 4.24. Courant d'appel (simulation).	4.17

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1. <i>Grandeurs du circuit magnétique.</i>	1.3
Tableau 1.2. <i>Analogie entre les paramètres (grandeurs) électriques et magnétiques.</i>	1.4
Tableau 1.3. <i>Essai à vide.</i>	1.12
Tableau 1.4. <i>Essai en court-circuit.</i>	1.12
Tableau 3.1. <i>Donnés d'essai à vide.</i>	3.9
Tableau 3.2. <i>Résultats de calcul.</i>	3.10
Tableau 4.1. <i>Nombre de spires des enroulements.</i>	4.3
Tableau 4.2. <i>Essai à vide et en court circuit.</i>	4.5
Tableau 4.3. <i>Courant d'appel.</i>	4.8
Tableau 4.4. <i>Flux Rémanent des trios phases.</i>	4.12
Tableau 4.5. <i>Courant d'appel des trois phases dans les deux cas.</i>	4.17

LISTES DES ACRONYMES ET SYMBOLES

<i>EMTP</i> :	Electromagnetic Transient Program
<i>ATP</i> :	Alternative Transient Program
\mathfrak{F} :	Force magnétomotrice.
<i>H</i> :	Intensité de champ magnétique.
<i>B</i> :	Densité de champ magnétique.
μ :	Perméabilité.
ϕ :	Flux élémentaire.
λ :	Flux de liaison.
<i>L</i> :	Inductance.
\mathfrak{R} :	Reluctance.
Λ :	Perméance.
μ_0 :	Perméabilité de l'air.
<i>n</i> :	Nombre de spires.
<i>A</i> :	Section de noyau (surface).
n_1 :	Nombre de spire primaire.
n_2 :	Nombre de spire secondaire.
<i>m</i> :	Rapport de transformation.
ω :	Pulsation angulaire.
<i>l</i> :	Longueur du noyau
<i>f</i> :	Fréquence.
Z_L :	Impédance inductive.
Z_C :	Impédance capacitive.
<i>V, v</i> :	Tension.
<i>I, i</i> :	Courant.
<i>E</i> :	Intensité de champ électrique.
<i>D</i> :	Densité de champ électrique.
<i>R</i> :	Résistance.
σ :	Conductivité.
<i>P</i> :	Puissance active.
<i>Q</i> :	Puissance réactive.
<i>t</i> :	Temps.
<i>S</i> :	Puissance apparente.
σ :	Conductivité.
<i>T</i> :	Période.
<i>N</i> :	Nombre des segments.

INTRODUCTION GENERALE

Au-delà d'une certaine distance et/ou d'une certaine puissance, le transport d'énergie électrique doit se faire sous une tension suffisamment élevée. En effet, la puissance est le produit de la tension par le courant; pour une puissance donnée, plus la tension est élevée, plus le courant est faible. Il en résulte donc des pertes par effet Joule et des sections de conducteurs plus faibles.

Le transformateur est le composant permettant d'élever l'amplitude de la tension alternative disponible à la sortie de l'alternateur pour l'amener aux niveaux requis pour le transport. A l'autre bout de la chaîne, du côté des consommateurs, les transformateurs sont utilisés pour abaisser la tension et la ramener aux valeurs utilisées dans les réseaux de distribution.

Le transformateur triphasé joue un rôle fondamental dans le transport et la distribution de l'énergie électrique. Les alternateurs des centrales sont triphasés et la tension qu'ils produisent est relativement basse (environ 20 kV). Si l'on veut transporter l'énergie électrique à un faible coût en réduisant les pertes dans le transport, il faut absolument élever la tension. Pour ce faire, on utilise des transformateurs triphasés élévateurs pour que la tension de transport de l'énergie électrique soit plus élevée (soit 110, 220, 400 kV). De même, les utilisateurs de l'énergie électrique désirent recevoir une tension qui puisse être utilisée par leurs appareils électriques. Comme la tension de transport de l'énergie électrique est trop élevée, il faut donc l'abaisser. On utilise alors des transformateurs triphasés abaisseurs de tension.

Le transformateur de puissance peut être soumis à des transitoires dues à la manœuvre des disjoncteurs. La fermeture non contrôlée de disjoncteur sur un transformateur à vide peut engendrer des courants possédant une composante continue élevée appelés "courant d'appel", l'amplitude de ces courants peut atteindre la valeur maximale du courant de court-circuit. Les causes principales de ces courants sont la valeur du flux rémanent qui est généralement présent dans le noyau lors de la mise hors tension d'un transformateur de puissance, et la saturation du noyau de fer. Ces courants peuvent provoquer des contraintes électriques et mécaniques importantes dans le transformateur.

Dans le laboratoire réseaux électriques du département on a réalisé un banc d'essai pour mesurer le courant d'appel des transformateurs monophasé et triphasé. Un système d'acquisition de données est développé qui se compose principalement d'une carte d'acquisition EAGLE, des codes réalisés sous environnement LabVIEW de national Instrument et enfin d'une carte électronique pour la commande du disjoncteur.

A l'heure actuelle, il n'existe pas à notre connaissance de modèle universel de simulation qui permet de simuler les phénomènes transitoires tels que l'arrachement du courant, le flux rémanent, le courant d'appel. La simulation de ce dernier est complexe et le transformateur doit être modélisé correctement pour représenter le comportement non linéaire de magnétisation, les pertes, et les effets de saturation dans le noyau. A cet effet on propose une méthode de calcul de la courbe de saturation de la branche magnétisante, c'est-à-dire la résistance et l'inductance non linéaires qui se base sur les pertes réactives à vide. En introduisant ces courbes de magnétisation dans le modèle, il est possible de simuler le comportement transitoire dû au courant d'appel.

Bref, le corps de ce mémoire s'articule autour de quatre chapitres :

Le chapitre 1 expose une présentation générale d'un transformateur de puissance, le magnétisme, les deux essais pour l'estimation de ses paramètres et les modèles du transformateur en basses et en hautes fréquences.

Le chapitre 2 est consacré à une description des modèles existants dans l'EMTP (Saturable, BCTRAN et Hybride XFMR), et les principales caractéristiques du courant d'appel.

Le chapitre 3 est dédié particulièrement à la modélisation de la branche magnétisante du circuit équivalent du transformateur. Le programme élaboré nous permet de déterminer les deux courbes qui représentent la non linéarité du noyau.

Le chapitre 4 est consacré à présentation des résultats expérimentaux et de simulation réalisés pour l'étude et l'analyse du phénomène d'enclenchement du transformateur de puissance soit l'étude du courant d'appel.

Enfin, on termine cette mémoire par une conclusion générale représentant une synthèse globale de notre travail et des perspectives.

CONSIDERATIONS FONDAMENTALES SUR LES TRANSFORMATEURS

1.1. Introduction

Le réseau électrique est constitué de plusieurs composants pour assurer une bonne transmission de l'énergie vers différents utilisateurs. Parmi ces composants, on trouve le transformateur. Ce dernier doit être dimensionné selon le besoin et selon les événements rencontrés.

La modélisation des transformateurs est un domaine très vaste et généralement les modèles sont employés pour la simulation des comportements transitoires. Une représentation exacte de chaque situation transitoire exige un modèle convenable pour une gamme de fréquences allant de 0 à plusieurs mégahertz [1]. Des modèles de transformateurs peuvent être développés pour être précis pour une gamme spécifique de fréquence.

Ce chapitre est consacré à une présentation générale d'un transformateur de puissance. Après une brève historique sur les transformateurs de puissance, on donne quelques notions de base sur le magnétisme, le principe, la construction et la modélisation des transformateurs. Pour obtenir les paramètres du transformateur on décrit brièvement les deux essais à vide et en court circuit. Par ailleurs, nous présenterons quelques modèles utilisés en basse et en haute fréquence.

1.2. Historique

En 1820, Hans Christian Oersted, physicien danois a découvert qu'un conducteur véhiculant un courant génère un champ magnétique. Quelques années plus tard, en 1830, Josef Henry donna corps aux notions d'induction et de self-induction. Entre les mois d'août et de novembre 1831 l'anglais Michael Faraday procéda à une série d'expériences avec un appareil constitué d'un anneau de fer et d'enroulements de fil de cuivre isolé.

En 1882 Lucien Gaulard (1850-1888), jeune électricien français, chimiste de formation, présente à la Société Française des Electriciens un "générateur secondaire", dénommé depuis transformateur. Devant le scepticisme de ses compatriotes, il s'adresse à l'anglais Gibbs et démontre le bien-fondé de son invention à Londres [2].

En 1883, Lucien Gaulard et John Dixon Gibbs réussissent à transmettre pour la première fois, sur une distance de 40 km, du courant alternatif sous une tension de 2000 Volts à l'aide de transformateurs avec un noyau en forme de barres [3].

En 1884 Lucien Gaulard met en service une liaison bouclée de démonstration (133 Hz) alimentée par du courant alternatif sous 2000 Volts et allant de Turin à Lanzo et retour (80 km). On finit alors par admettre l'intérêt du transformateur qui permet d'élever la tension délivrée par un alternateur et facilite ainsi le transport de l'énergie électrique par des lignes à haute tension. La reconnaissance de Gaulard interviendra trop tardivement.

Entre-temps, des brevets ont été pris aussi par d'autres. Le premier brevet de Gaulard en 1882 n'a même pas été délivré en son temps, sous prétexte que l'inventeur prétendait pouvoir faire "quelque chose de rien" !

Gaulard attaque, perd ses procès, est ruiné, et finit ses jours dans un asile d'aliénés. Le transformateur de Gaulard de 1886 n'a pas grand chose à envier aux transformateurs actuels, son circuit magnétique fermé (le prototype de 1884 comportait un circuit magnétique ouvert, d'où un bien médiocre rendement) est constitué d'une multitude de fils de fer annonçant le circuit feuilleté à tôles isolées [2].

Ainsi, en 1885, les Hongrois Károly Zipernowsky, Miksa Déry et Otto Titus Bláthy mettent au point un transformateur avec un noyau annulaire commercialisé dans le monde entier par la firme Ganz à Budapest.

Dans le même temps aux USA, W. Stanley développe également des transformateurs. Actuellement les transformateurs sont très développés soit du côté de construction soit de conception (750/400 kV, 400/220 kV, 220/60 kV, 60/10 ou 30 kV, 10 ou 30kV/380 V).

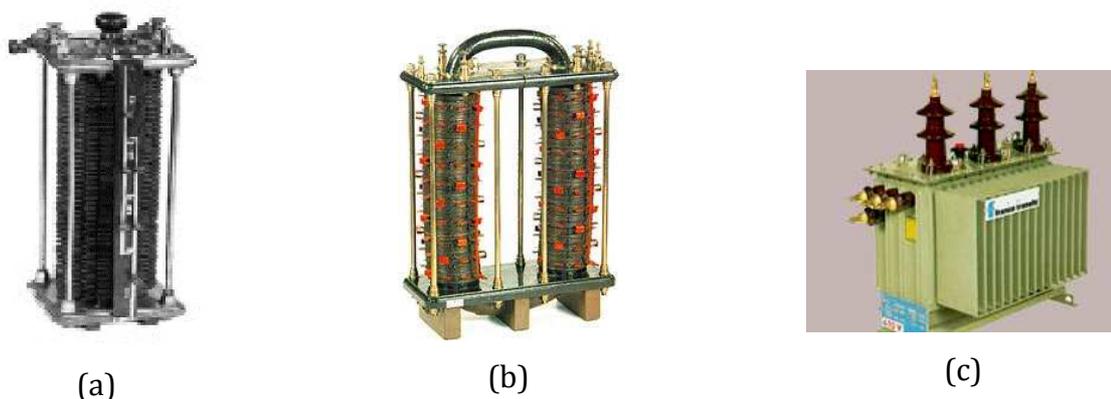


Figure 1.1. Différents types des transformateurs.

(a) Transformateur linéaire de Lucien Gaulard [3].

(b) Transformateur Lucien Gaulard (1886) à circuit magnétique fermé [3].

(c) Transformateur de distribution moderne.

1.3. Circuit Magnétique

Un circuit magnétique est un circuit généralement réalisé en matériau ferromagnétique au travers duquel circule un flux de champ magnétique. Le champ magnétique est généralement créé soit par des enroulements enserrant le circuit magnétique et traversés par des courants, soit par des aimants contenus dans le circuit magnétique. Le concept du circuit magnétique est de confiner le flux produit par des enroulements. La figure 1.2 représente un noyau magnétique.

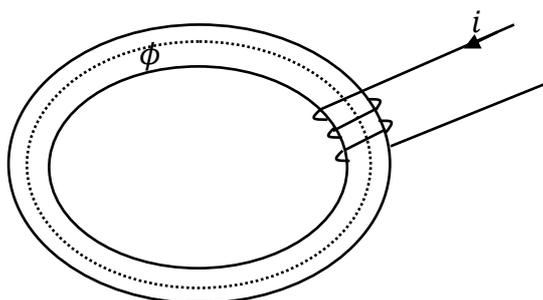


Figure 1.2. Noyau magnétique

1.4. Equations Magnétiques

Les principales formules de magnétisme sont représentées dans le tableau 1.1.

Tableau 1.1. Grandeurs du circuit magnétique.

Nom	symbole	Equation
Force magnétomotrice (fmm)	\mathfrak{F} [A-t]	$\mathfrak{F} = nI$
Intensité de champ magnétique	H [A-t/m]	$H = nI/l$
Densité de champ magnétique	B [T] [Wb/m ²]	$B = \mu H$
Perméabilité	μ [Wb/A. m]	$\mu = \mu_0 \mu_r$
Flux	ϕ [Wb]	$\phi = BA$
Flux de liaison	λ [Wb-t] [V.s]	$\lambda = n\phi$
Inductance	L [H]	$L = \lambda/I = n^2/\mathfrak{R} = n^2\Lambda$
Reluctance	\mathfrak{R} [A. turns/ Wb] [H ⁻¹]	$\mathfrak{R} = 1/\Lambda$
Perméance	Λ [H]	$\Lambda = \mu_0 \mu_r A/l$

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$: Perméabilité de l'air.

μ_r : Perméabilité relative de matériau ferromagnétique (comprise entre 10^3 et 10^5).

l : Longueur du noyau.

n : Nombre de spires.

A : Section de noyau.

1.4.1. Loi d'Hopkinson

La formule d'Hopkinson est une équation d'électromagnétisme qui permet de calculer la force magnétomotrice dans un générateur électrique.

$$\mathfrak{F} = nI = \mathfrak{R} \cdot \phi \quad (1.1)$$

1.4.2. Loi de Lenz

Un courant sinusoïdal dans n spires bobinées sur un matériau magnétique fermé crée un flux magnétique sinusoïdal. Dans ce cas on a :

$$\phi(t) = \frac{ni(t)}{\mathfrak{R}} \quad (1.2)$$

Une variation de flux magnétique dans une spire provoque l'apparition d'une tension (f.e.m) créant un courant dont les effets s'opposent au flux. C'est la loi de Lenz :

$$u(t) = -n \frac{d\phi}{dt} \quad (1.3)$$

Donc :

$$u(t) = \frac{n^2}{\mathfrak{R}} \frac{di(t)}{dt} = L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.4)$$

L : l'inductance de la bobine.

Le tableau 1.2 montre une similitude entre les grandeurs magnétiques et électriques. Cette analogie est la base de principe de dualité indiqué à la section 2.7.1.

Tableau 1.2. Analogie entre les paramètres (grandeurs) électriques et magnétiques.

paramètres électriques	paramètres magnétiques
Intensité de champ électrique \mathbf{E} , (V/m)	Intensité de champ magnétique \mathbf{H} , (A.turns/ m)
Tension \mathbf{V} , (V)	Force magnétomotrice \mathfrak{F} , (A.turns)
Courant \mathbf{I} , (A)	Flux magnétique ϕ , (Wb)
Densité de champ électrique \mathbf{D} , (V/m ²)	Densité de champ magnétique \mathbf{B} , (Wb/m ²)
Résistance \mathbf{R} , (Ω)	Reluctance \mathfrak{R} . (A.turns/ Wb)
Conductivité σ , (1/ Ω .m)	Perméabilité μ , (Wb/A. m)
Loi d'Ohm $\mathbf{V} = \mathbf{RI}$	Loi d'Hopkinson $\mathfrak{F} = n\mathbf{I} = \mathfrak{R}\phi$

La figure 1.3 explique cette analogie entre les deux circuits magnétique et électrique.

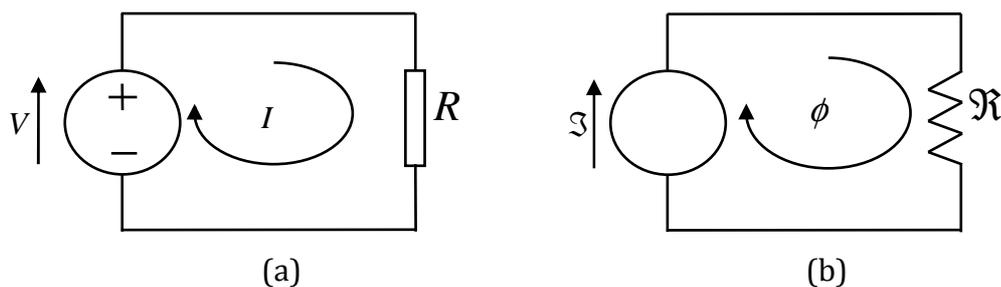


Figure 1.3. *Analogie entre circuit électrique (a) et circuit magnétique (b).*

1.5. Transformateur

Un transformateur est une machine statique qui assure la conversion d'une tension alternative à une autre tension alternative mais de même fréquence. Il se compose d'un ou plusieurs enroulements de fil enroulés autour d'un noyau ferromagnétique commun. Habituellement, ces enroulements ne sont pas reliés électriquement. Ils sont reliés par le flux magnétique commun confiné dans le noyau. Les transformateurs sont généralement monophasés ou triphasés.

1.5.1. Constitution des transformateurs monophasés

Comme montré dans la figure 1.4 un transformateur monophasé est constitué :

- d'un circuit magnétique fermé (noyau). La taille du noyau dépend du niveau de la tension et du courant qui passe dans les enroulements (donc de la puissance).
- de deux circuits électriques séparés électriquement, enroulés autour du circuit magnétique. Le circuit électrique lié au générateur est appelé le circuit primaire, celui qui est lié au récepteur est appelé le circuit secondaire.

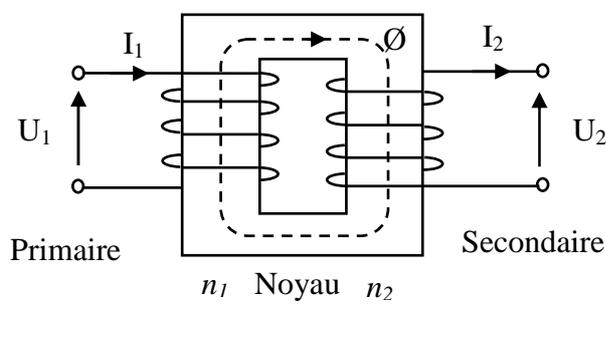


Figure 1.4. *Structure d'un transformateur monophasé.*

Si la tension primaire U_1 est inférieure à la tension secondaire U_2 , le transformateur est

dit élévateur, dans le cas contraire il est dit abaisseur.

1.5.2. Principe de fonctionnement

L'enroulement primaire est soumis à une tension sinusoïdale. Il est donc traversé par un courant sinusoïdal et donne naissance à travers le circuit magnétique à un flux sinusoïdal. Ce flux engendre alors une force électromotrice induite E_1 dans l'enroulement primaire et E_2 dans l'enroulement secondaire. Au niveau des bornes du secondaire, apparaît alors une tension sinusoïdale de même fréquence que celle du primaire, mais d'une amplitude différente comme il est montré dans la figure 1.5.

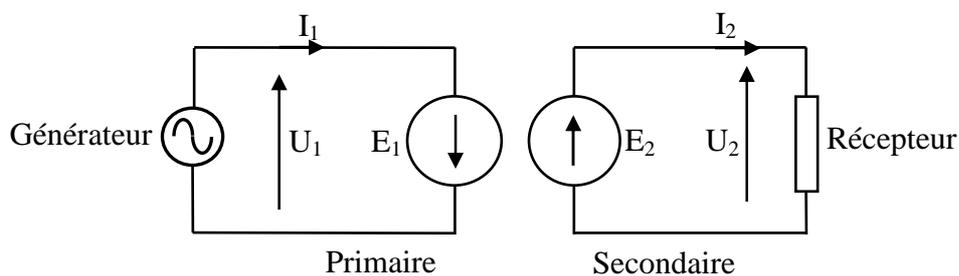


Figure 1.5. Principe de fonctionnement d'un transformateur monophasé.

La force électromotrice maximale au primaire et au secondaire est donnée par l'équation 1.5

$$\begin{aligned} E_1 &= \pi\sqrt{2} n_1 f \phi_{max} \\ E_2 &= \pi\sqrt{2} n_2 f \phi_{max} \end{aligned} \tag{1.5}$$

Les lois qui régissent le fonctionnement du transformateur sont données par la loi de Lenz et la loi d'Hopkinson montrées dans les équations (1.1) et (1.2).

$$\begin{aligned} u_1(t) &= -E_1 = -n_1 \frac{d\phi(t)}{dt} \\ u_2(t) &= E_2 = n_2 \frac{d\phi(t)}{dt} \end{aligned} \tag{1.6}$$

$$n_1 i_1 = n_2 i_2 = \mathfrak{R} \cdot \phi_m \tag{1.7}$$

1.5.3. Symbole d'un transformateur

La figure 1.6 montre le symbole de transformateur

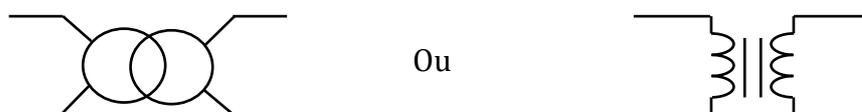


Figure 1.6. Symbole d'un transformateur.

1.5.4. Rapport de transformation dans le cas idéal

Le rapport de transformation est donné sous la forme :

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{-E_1}{E_2} = \frac{n_1}{n_2} = -m \quad (1.8)$$

Si l'on remplace les valeurs temporelles de la tension par des valeurs efficaces, donc l'équation (1.8) devient :

$$\frac{U_1}{U_2} = m \quad (1.9)$$

On a aussi dans le cas idéal $\Re = 0$ et $\phi_m = 0$.

Donc l'équation (1.8) peut s'écrire comme suit :

$$n_1 i_1 = n_2 i_2 = 0 \Rightarrow \frac{i_2}{i_1} = -\frac{n_1}{n_2} = -m \quad (1.10)$$

On remplace les grandeurs temporelles par des grandeurs efficaces, on aboutit à la relation :

$$\frac{I_2}{I_1} = m \quad (1.11)$$

1.6. Transformateur triphasé

Un transformateur monophasé est destiné seulement à un système monophasé. Mais le transport ou la distribution de l'électricité se fait en triphasé. Le circuit magnétique d'un tel transformateur triphasé comporte ordinairement trois colonnes disposées dans un même plan. Chaque colonne porte un enroulement primaire et un enroulement secondaire et peut être considérée comme un transformateur monophasé. Les trois enroulements, primaires et secondaires, sont connectés en étoile, en triangle ou en zig-zag de sorte que le transformateur comporte trois bornes primaires et trois bornes secondaires seulement. [4]

1.6.1. Forme des noyaux des transformateurs triphasés

Il existe deux types d'une configuration de noyau des transformateurs: Noyau cuirassé et Noyau à colonne. La figure 1.7 montre différentes structures disponibles pour les transformateurs triphasés.

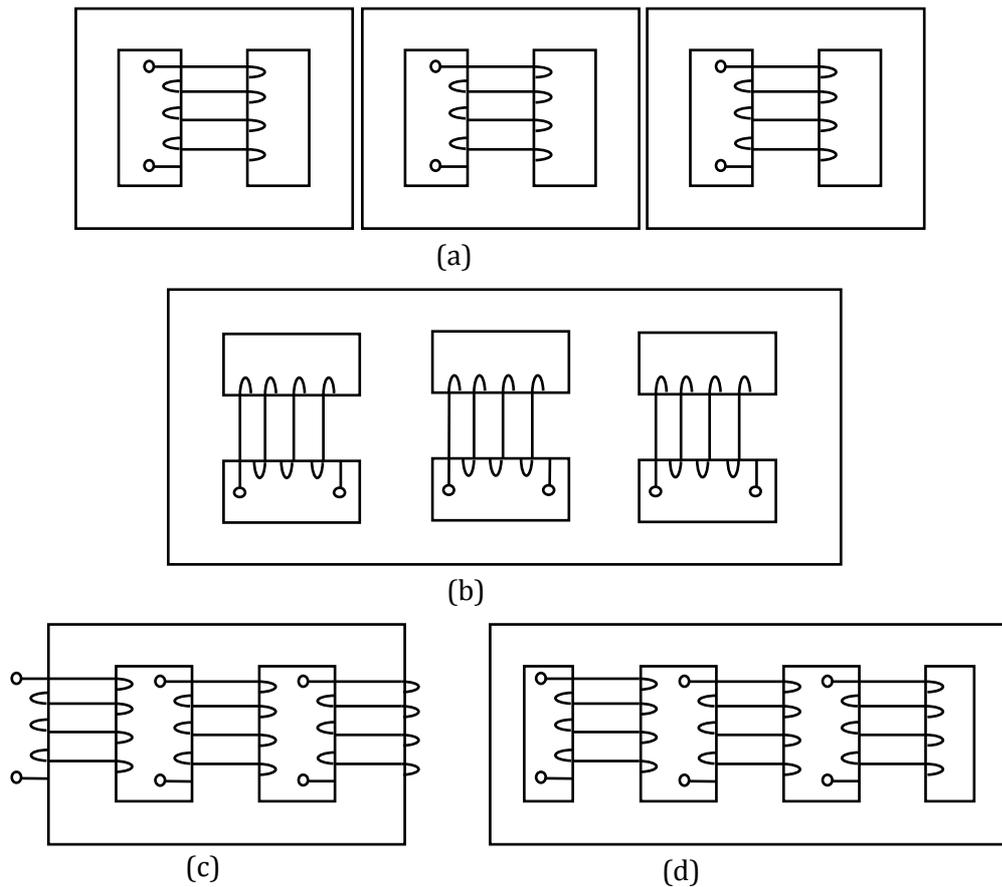


Figure 1.7. Types de noyau des transformateurs de puissance triphasés.

(a) noyau triplex, (b) noyau cuirassé. (c) noyau à trois colonnes, (d) noyau à cinq colonnes.

1.7. Modélisation des transformateurs

Comme pour tout composant d'un réseau électrique, sa modélisation dépend du type de phénomène à étudier, c'est-à-dire de la gamme de fréquences concernée.

Il est connu que l'impédance des composantes inductives augmente avec la fréquence, alors que, inversement, l'impédance des composantes capacitatives diminue avec la fréquence :

$$\begin{aligned} Z_L &= \omega * L \\ Z_C &= \frac{1}{\omega * C} \end{aligned} \quad (1.12)$$

Ainsi, avec l'augmentation de la fréquence considérée, l'importance des composantes inductives s'amenuise et celle des composantes capacitatives croît. Autrement dit, à basse fréquence, Z_C est très grand, le composant capacitif peut être considéré comme un circuit ouvert.

1.7.1. Transformateur monophasé linéaire sans saturation

Un transformateur présente un comportement non linéaire dû principalement à la caractéristique de l'inductance. Lorsque le fonctionnement du transformateur se situe dans la zone linéaire de cette caractéristique, alors la modélisation devient simple. Celle-ci se traduit par un schéma équivalent (figure 1.8) où l'on représente ses impédances linéaires et son rapport de transformation m .

L'impédance linéaire est composée, pour chaque enroulement, d'une inductance modélisant le flux magnétique de fuite et d'une résistance modélisant les pertes par effet Joule et les pertes supplémentaires (perte dans les parois de Bloch [5]). Il faut aussi ajouter une branche parallèle pour représenter l'inductance de magnétisation. On a donc le schéma classique suivant :

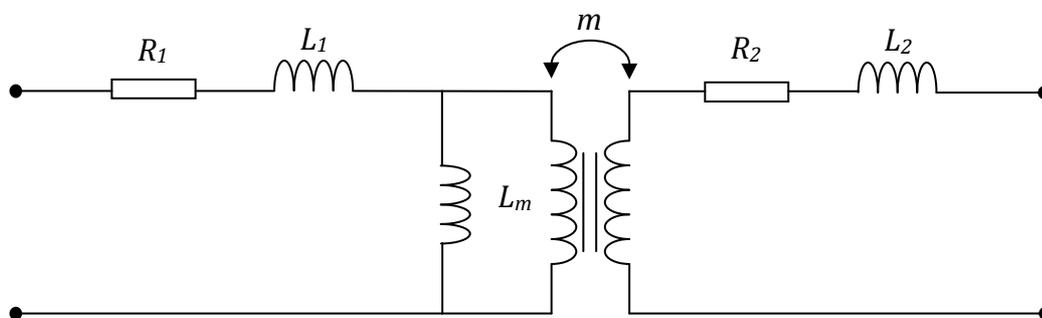


Figure 1.8. Modèle sans saturation.

Avec :

- ❖ R_1, L_1 : Résistance et inductance de l'enroulement primaire.
- ❖ R_2, L_2 : Résistance et inductance de l'enroulement secondaire.
- ❖ L_m : Inductance de magnétisation du circuit magnétique.

Il existe éventuellement des pertes à vide, nous pouvons les représenter au moyen d'une résistance R_m en parallèle (figure 1.9):

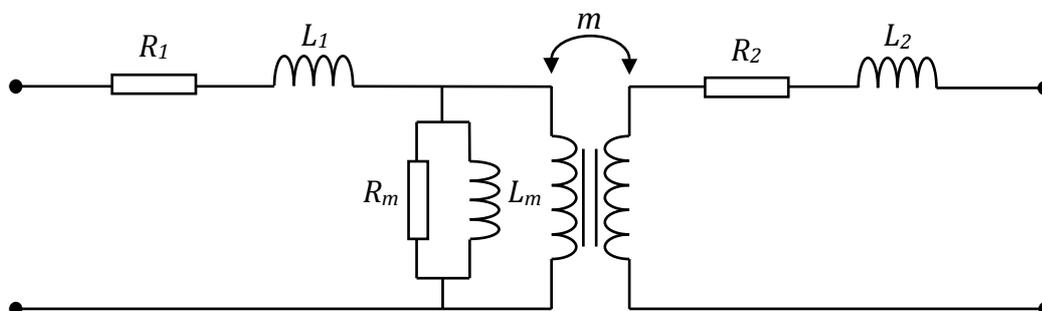


Figure 1.9. Modèle avec pertes fer, sans saturation.

- ❖ R_m : Résistance qui représente les pertes fer dans le circuit magnétique.

1.7.2. Transformateur monophasé avec saturation

Dans ce modèle l'inductance L_m est remplacée par une inductance non linéaire dont la caractéristique de saturation est donnée par une courbe du flux dans le noyau en fonction du courant magnétisant inductif (Figure. 1.10).

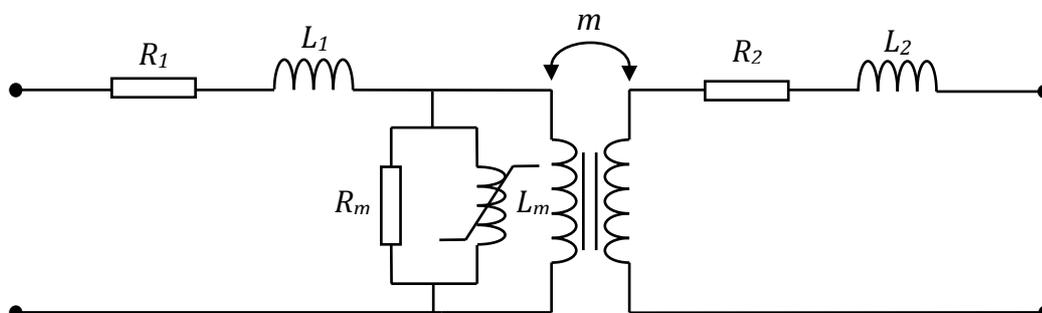


Figure 1.10. Modèle avec saturation.

1.7.3. Transformateur monophasé avec saturation et perte fer :

Dans ce modèle la résistance R_m est remplacée par une résistance non linéaire dont la caractéristique est donnée par la courbe de la tension à vide en fonction du courant magnétisant résistif (Figure. 1.11).

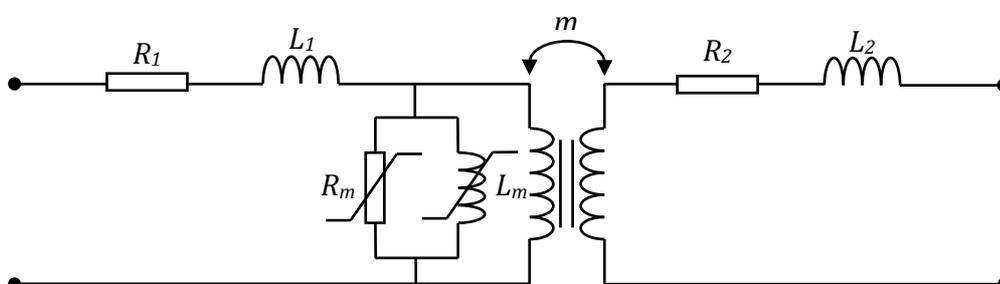


Figure 1.11. Modèle avec pertes fer, sans saturation.

Tous ces modèles sont destinés pour la simulation des phénomènes basse fréquence (50Hz). Il existe aussi des modèles en Haute fréquence. De nombreux travaux ont été réalisés pour essayer de trouver un modèle unique du transformateur en HF. Parmi ces modèles on trouve :

1.7.4. Modèle de Chimklai

Dans ce modèle [6], les auteurs ont proposés une méthode simple pour modéliser un transformateur de puissance. Ce modèle (figure. 1.12 (a)) se base sur le modèle classique du

transformateur à 50Hz. Pour tenir compte de l'effet de la fréquence les auteurs rajoutent des capacités primaire, secondaire et mutuelle. Les éléments du circuit équivalent ainsi réalisés ont été déterminés expérimentalement. En effet, chaque circuit rajouté représentera un phénomène qui se produit en HF. Les capacités représentent les phénomènes électrostatiques de l'enroulement, les circuits R, L, C représentent les phénomènes magnétiques dans le noyau de fer, etc. La figure. 1.12 (b) présente son schéma simplifié. Cette idée est la base pour établir plusieurs modèles et présentés par plusieurs chercheurs. On peut citer par exemple le modèle de Morched [7], le modèle de Léon [8, 9], le modèle de Noda [10] et le modèle d'Andrieu [11].

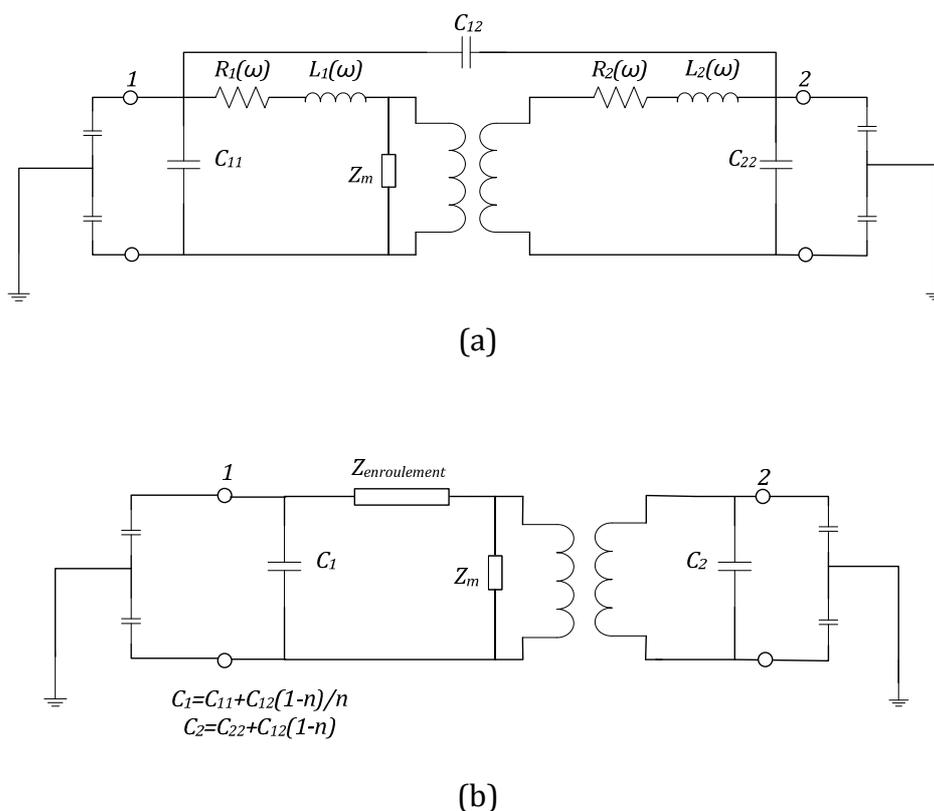


Figure 1.12. *Modèle de Chimklai. (a) Circuit de base, (b) Circuit simplifié.*

1.8. Essais sur transformateur

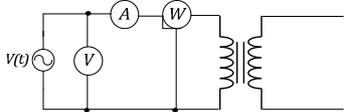
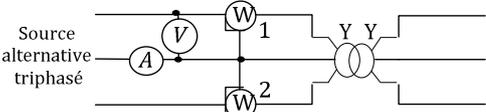
A partir de ces essais on peut déterminer les paramètres du circuit équivalent du transformateur représenté dans la figure 1.11. Il s'agit des essais suivants :

1.8.1. Essai à vide

L'essai à vide consiste à appliquer la tension nominale au primaire en gardant le secondaire à vide. La mesure 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 1.3.

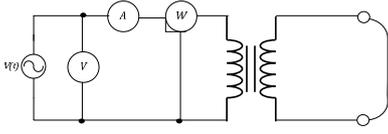
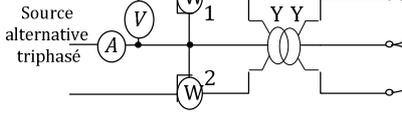
Tableau 1.3. Essai à vide.

	Cas monophasé	Cas triphasé
Circuit de test		
Facteur de puissance	$\cos(\varphi) = \frac{P_0}{V_0 I_0}$	$\cos(\varphi) = \frac{P_0}{\sqrt{3} V_0 I_0}$
Résistance shunt	$\frac{1}{R_m} = \frac{I_0}{V_0} \cos(\varphi)$	$\frac{1}{R_m} = \frac{I_{0-phase}}{V_{0-phase}} \cos(\varphi)$
Réactance shunt	$\frac{1}{X_m} = \frac{I_0}{V_0} \sin(\varphi)$	$\frac{1}{X_m} = \frac{I_{0-phase}}{V_{0-phase}} \sin(\varphi)$

1.8.2. Essai en court-circuit

L'essai en court-circuit consiste à appliquer la 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.

Tableau 1.4. Essai en court-circuit.

	Cas monophasé	Cas triphasé
Circuit de test		
Facteur de puissance	$\cos(\varphi) = \frac{P_{cc}}{V_{cc} I_{cc}}$	/
L'impédance équivalente	$R_{eq} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} \cos(\varphi)$	$Z_{eq} = \frac{V_{cc-phase}}{I_{cc-phase}}, R_{eq} = \frac{P_{cc}}{3I_{cc}^2}$
Réactance série	$X_{eq} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} \sin(\varphi)$	$X_{eq} = \sqrt{Z_{eq}^2 - R_{eq}^2}$

Les paramètres équivalents séries peuvent être calculés en les ramenant au côté primaire ou secondaire.

1.9. Conclusion

Dans ce chapitre on a donné quelques généralités et notions de base sur un transformateur de puissance. Nous avons vu les modèles en basse fréquence et un modèle en haute fréquence. Ainsi que la méthode pour calculer les paramètres du modèle du transformateur à partir de l'essai à vide et celui en court-circuit. Ce modèle existe dans le logiciel ATP-EMTP sous le nom de STC transformateur saturable ou en anglais "saturable transformer component". L'étude des autres modèles fera l'objet de chapitre 02.

MODELES DES TRANSFORMATEURS DANS L'ATP-EMTP

2.1. Introduction

Le développement d'un modèle exact de transformateur peut être très complexe dû au grand nombre de conceptions de noyau et du fait que plusieurs paramètres de transformateur sont non-linéaires et liés à la fréquence. Les attributs physiques dont le comportement peuvent être correctement représentés sont le noyau et les configurations d'enroulement, les inductances propres et mutuelles entre les enroulements, des flux de fuite, effet de peau et effet de proximité en enroulements, la saturation magnétique de noyau, hystérésis et les pertes de courant de Foucault dans le noyau, et des effets capacitifs [12]. Des modèles complexes ont été développés et implémentés dans des outils de simulation pour reproduire le comportement transitoire des transformateurs. Ce chapitre résume quelques modèles de transformateur pour la simulation des transitoires de basse fréquence dans l'ATP-EMTP, telles que le Ferroresonance, les transitoires des courants d'appel ...

2.2. L'ATP-EMTP

L'ATP-EMTP (Alternative Transients Program version d'ElectroMagnetic Transients Program) est un des logiciels les plus utilisés au monde qui est très puissant dans le calcul des régimes transitoires dans les systèmes électroénergétiques. En plus du module principal de simulation, le logiciel est doté de plusieurs supports de calcul. Ces supports (routines) peuvent être utilisés pour générer les données nécessaires des modèles pour le calcul des constantes de la ligne ou encore pour la dérivation de la matrice RL couplée utilisée pour la représentation des transformateurs polyphasés à plusieurs enroulements dans les simulations temporelles. Il possède un préprocesseur appelé "ATPDraw" et utilise un post processeur appelé "plotXY". L'ATP prédit les variables d'intérêt du réseau électrique comme étant fonction du temps, typiquement initié par des perturbations. Principalement, la règle d'intégration trapézoïdale est utilisée pour la résolution des équations différentielles du système dans le domaine temporel. Les conditions initiales non nulles peuvent être déterminées automatiquement en utilisant les solutions du régime permanent ou peuvent être données par l'utilisateur pour des composants simples.

2.3. Modèles du transformateur dans l'ATPDraw

Les modèles existants dans la version 5 de l'ATPDraw sont :

- Transformateur idéal monophasé et triphasé.
- Transformateur saturable monophasé et triphasé.
- Transformateur BCTRAN et hybride triphasé (XFMR).

La figure 2.1 représente le menu contextuel lors de cliquer droite dans la page de l'ATPDraw.

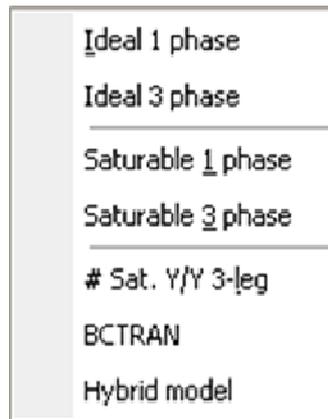


Figure 2.1. Le menu des transformateurs.

Dans la suite on explique brièvement chaque modèle, leur principe, comment l'utiliser, le circuit équivalent et leur interface.

2.4. Transformateur idéal

L'équation qui décrit un transformateur idéal de deux enroulements est :

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{i_2}{i_1} = m \quad (2.1)$$

L'hypothèse en modélisation des transformateurs idéaux est que tout le flux est confiné dans le noyau magnétique et qu'il n'y a aucune réluctance dans le circuit magnétique. L'un des principaux avantages de ce modèle, est qu'il peut être employé avec les composants linéaires et non linéaires de l'EMTP, pour représenter les transformateurs de puissance les plus complexes, qui ne sont pas disponibles dans l'ATPDraw.

2.5. Transformateur saturable (STC)

Un modèle de transformateur (monophasé ou triphasé) de N enroulements peut être basé sur une représentation étoile comme montré dans la figure 2.2, dont l'équation a la forme suivante [13].

$$[L]^{-1}[v] = [L]^{-1}[R][i] + \left[\frac{di}{dt} \right] \quad (2.2)$$

Les effets de saturation et d'hystérésis peuvent être modélisés par l'ajout d'une inductance non linéaire supplémentaire au point neutre.

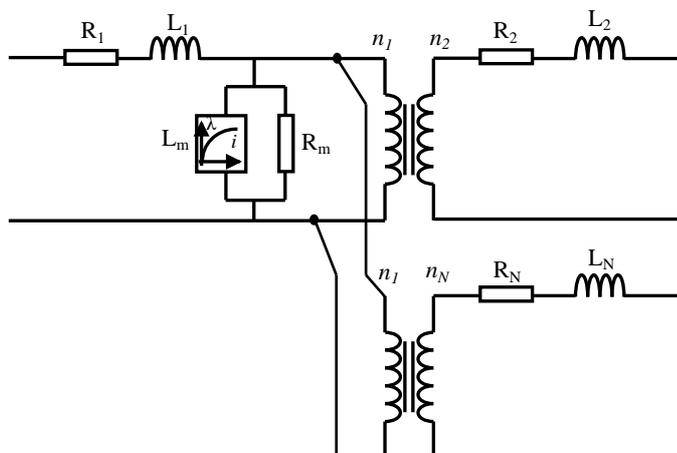


Figure 2.2. Circuit de base de transformateur saturable.

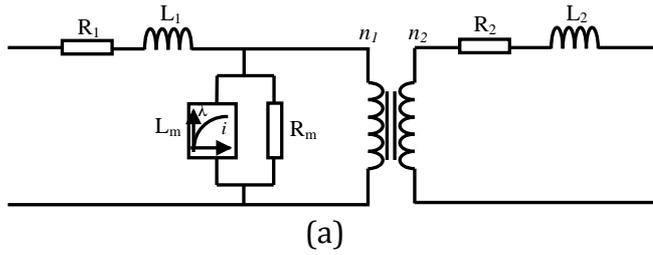
Les enroulements secondaires (k) caractérisés par la résistance R_k et l'inductance L_k ont une impédance de fuite associée.

2.5.1. Cas monophasé

Dans ce cas le transformateur se compose d'un enroulement primaire et un enroulement secondaire (figure 2.3 (a)).

- Il y a un transformateur idéal monophasé de 2 enroulements, qui fournit ainsi la transformation correcte entre l'enroulement 1 et 2.
- L'effet de saturation est confiné à une seule réactance non-linéaire dans le circuit de l'enroulement 1. Par conséquent, la branche de saturation est reliée ainsi au point neutre qui n'est pas toujours le meilleur point de raccordement : idéalement l'inductance non linéaire devrait être reliée à ce point du circuit équivalent en étoile où l'intégrale de la tension égale le flux de noyau de fer. on peut considérer trois comportements d'excitation différents:

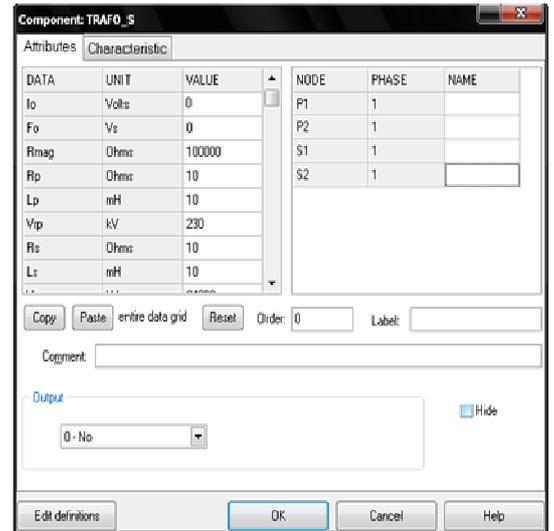
1. En cas de saturation, une inductance non linéaire type 98 est employée intérieurement. Afin d'obtenir les données nécessaires, avec l'excitation de transformateur monophasé et la mesure des courants correspondants à plusieurs niveaux de tension on crée donc la caractéristique (V_{eff}, I_{eff}) . Ensuite, l'utilisation de sous-programme « SATURA » pour créer la caractéristique de valeur crête nécessaire (λ_{max}, I_{max}) . Si RMS est pris égal à 0 (figure 2.3(c)), l'utilisateur doit spécifier la caractéristique (λ_{max}, I_{max}) , autrement (RMS = 1) c'est la caractéristique (V_{eff}, I_{eff}) .



(a)

RMS	0/1	0
-----	-----	---

(c)



(b)

Figure 2.3. Transformateur saturable monophasé.
 (a)Circuit équivalent, (b) Interface, (c)Nature de caractéristique.

2. Dans le cas linéaire, les valeurs de crête (λ_{max} , I_{max}) sont nécessaires pour l'impédance magnétisante. Ces valeurs peuvent être obtenues à partir de programme élaboré dans chapitre 3.
3. Dans le cas où la caractéristique (λ_{max} , I_{max}) ne serait pas spécifiée, on assume que la réactance magnétisante n'existe pas (le courant magnétisant peut être négligé).
 - Les pertes à vide (noyau de fer) sont réduites à une résistance linéaire (R_{Mag}) qui est en parallèle à la branche de saturation.

2.5.2. Cas triphasés

L'interface ATPDraw et le circuit équivalent de ce modèle est montrée dans la figure 2.4.

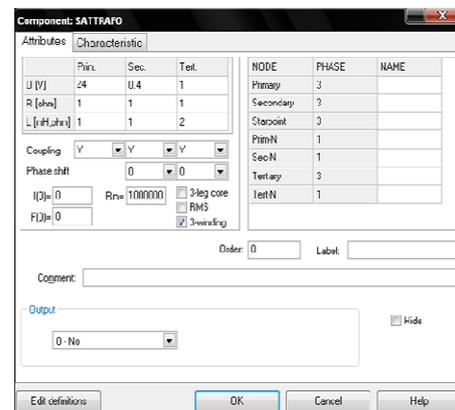
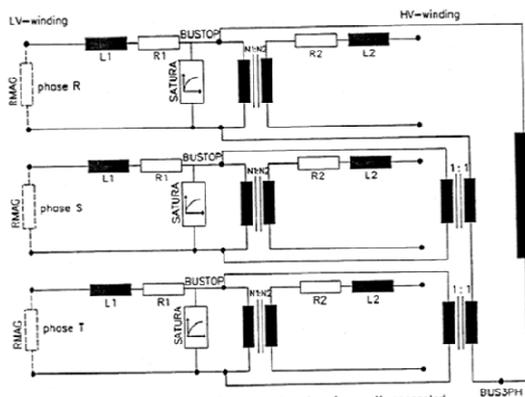


Figure 2.4. Transformateur saturable triphasé.
 (a)Circuit équivalent, (b) Interface ATPDraw.

- I_0 , F_0 sont respectivement le courant et le flux en régime permanent.

- R_m est la résistance de la branche magnétisante qui représente les pertes d'hystérésis et de courant de Foucault du noyau de fer. I_0 , F_0 , R_m peuvent être laissés vide dans le cas où on néglige la branche magnétisante dans la simulation.
- De même que pour le monophasé, la case RMS permet de choisir entre les deux courbes $(\lambda_{\max}, I_{\max})$ et (V_{eff}, I_{eff}) .
- Le 3^{ème} enroulement peut être ajouté en cochant le bouton 3-winding.
- La tension nominale des enroulements de transformateur est donnée en Volt.
- Les inductances de court-circuit peuvent être données en [mH] ou en [Ω].
- Tous les couplages des transformateurs sont possibles.

2.5.2.1. Transformateur triphasé avec une réluctance homopolaire faible

Dans le cas d'un transformateur avec un noyau à 5 colonnes ou cuirassé à 3 colonnes, un chemin dans le noyau de fer pour le retour du flux homopolaire existe. Par ailleurs, on suppose que :

- L'induction magnétique des 3 phases est indépendante.
- Les paramètres homopolaires et directs sont identiques ceci implique que seulement la courbe de saturation pour une seule colonne de noyau est nécessaire. Donc, il semble raisonnable de modéliser ce type de transformateur en employant 3 transformateurs monophasés identiques séparés.

La courbe demandée ici peut être obtenue correctement par l'excitation équilibrée des trois phases. Le sous-programme « SATURA » peut être utilisé pour convertir la courbe (V_{eff}, I_{eff}) à la courbe $(\lambda_{\max}, I_{\max})$.

2.5.2.2. Transformateur triphasé à 3 colonnes

Dans ce cas, la réluctance homopolaire est grande et le flux homopolaire est forcé pour retourner par l'air et la cuve, à l'extérieur des enroulements.

2.6. Représentation matricielle d'un transformateur (BCTRAN)

Les équations d'un transformateur à N phases, N enroulements peuvent être exprimées par l'utilisation de la matrice d'impédances $[Z]$ symétrique et ses éléments peuvent être obtenus par les essais à vide. Pour résoudre les problèmes de précision sur $[Z]$ à cause du courant d'excitation très faible ou négligeable, une représentation avec la matrice d'admittance devrait être employée $[I] = [Y] [V]$. Les éléments de $[Y]$ peuvent être obtenus

directement à partir des essais standard de court-circuit.

Dans des calculs transitoires :

$$[v] = [R][i] + [L] \left[\frac{di}{dt} \right] \quad (2.3)$$

En cas de courant d'excitation très faible, le transformateur devrait être décrit par l'équation suivante :

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

Les deux approches ont été implémentées dans l'EMTP (BCTRAN) [14].

L'équation (2.3) est connue comme étant l'option $[R]$ - $[\omega L]$.

L'équation (2.4) est connue comme étant l'option $[A]$ - $[R]$, avec $[A] = [L]^{-1}$.

Ce modèle est linéaire. Cependant pour beaucoup d'études transitoires, il est nécessaire d'inclure les effets de saturation et d'hystérésis en ajoutant des éléments (inductances) non linéaires du type 93, 96 ou 98 reliés aux bornes appropriées de transformateur (c.-à-d. ces enroulements qui sont les plus proches du noyau) dans le réseau électrique, pendant l'exécution équilibrée ou transitoire. Dans un tel cas, il est obligatoire de mentionner $I_{ex} = 0$ dans la caractéristique (λ_{max} , I_{max}), si non l'inductance magnétisante sera pris en compte deux fois. Une autre possibilité est de s'orienter vers le STC (modèle de transformateur saturable) qui semble fonctionner très bien pour tous les types de transformateurs à deux enroulements.

Les capacités parasites sont négligeables dans cette représentation, qui est donc seulement valide jusqu'à quelques kilohertz. Le modèle BCTRAN est valide même pour les basses fréquences. Ceci est dû au fait que les parties inductives et résistives de l'impédance de court-circuit sont traitées séparément par ce modèle.

ATPDraw fournit une interface (figure 2.5) facile à utiliser pour représenter les transformateurs mono ou triphasé, de 2 ou 3 enroulements. Ce modèle basé sur les données des essais à vide et de court-circuit. Les enroulements peuvent être couplés en : Y, Δ ou autotransformateur. Tous les déphasages sont possibles.

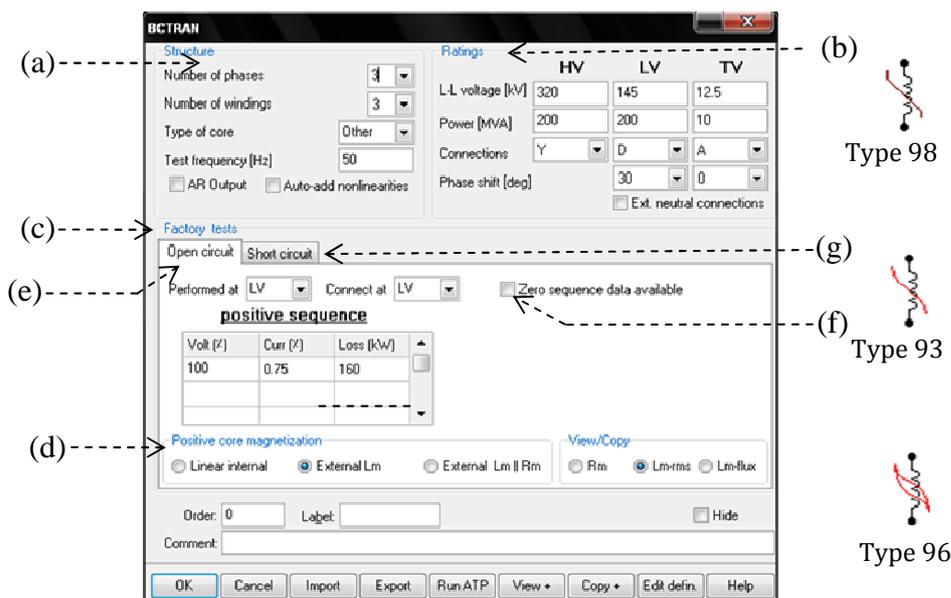


Figure 2.5. Interface de BCTRAN et les inductances non linéaires dans l'ATPDraw.

2.6.1. Bloc de Structure (a)

L'utilisateur spécifie le:

- Nombre des enroulements.
- Type de noyau (triplex, cuirassé).
- Nombre de phases.
- Fréquence des essais.
- L'utilisateur peut choisir l'une des deux options (équation (2.3) ou (2.4)) par la vérification de bouton *AR output*.
- Un bouton *Auto-add nonlinearities* apparaît lorsqu'une branche magnétisante externe est nécessaire.

2.6.2. Bloc des valeurs assignées (Ratings) (b)

Dans ce bloc l'utilisateur doit spécifier:

- la tension composée.
- la puissance nominale.
- le type de *connections*. A, Y et Δ . Si la connexion est Y ou A la tension est divisée automatiquement par $\sqrt{3}$.

2.6.3. Bloc des essais (*Factory tests*) (c)

- L'utilisateur peut spécifier les données de *l'essai à vide* (e) et l'essai en *court-circuit* (g).

2.6.3.1. Données de l'essai à vide (*Open circuit test*) (e)

- L'utilisateur doit spécifier l'enroulement sur lequel l'essai a été réalisé (primaire-secondaire) et où relier la branche d'excitation.
- Il est possible d'entrer 6 points sur la courbe magnétisante.
- La tension et le courant d'excitation doivent être spécifiés en (%) et les pertes en (kW).
- La valeur 100 % de la tension est employée directement en tant que $I_{EXPOS} = Curr[\%]$ et $LEXPOS = Loss[kW]$. Sauf si on choisit une inductance non linéaire externe (*External Lm*) dans le bloc (d) (*Positive core magnetization*).
- Dans ce cas, seulement le courant résistif est spécifié et est égale à $I_{EXPOS} = Pertes / (10 * S_{POS})$, avec S_{POS} est la valeur de la puissance nominale en [MVA] dans la case (b) (*Ratings*) de l'enroulement où l'essai a été réalisé.
- Si les essais de circuit ouvert homopolaires sont également disponibles, l'utilisateur peut pareillement les mentionner vers la droite. Les valeurs pour d'autres tensions supérieur à la tension nominale peuvent être employées pour définir une inductance / résistance magnétisante non linéaire.
 - La spécification de (*Linear internal*) se traduira par une représentation linéaire de noyau basée sur les valeurs de tension à 100 %.
 - La spécification de (*External Lm//Rm*), la branche magnétisante sera négligée dans le calcul BCTRAN, et le programme suppose que l'utilisateur va rajouter ces composants comme des objets externes au modèle.
 - La spécification de (*External Lm*) se traduira par le calcul d'une inductance magnétisante non linéaire premièrement à la caractéristique (V_{eff}, I_{eff}), puis automatiquement transformée à une caractéristique (Flux mutuel, courant).

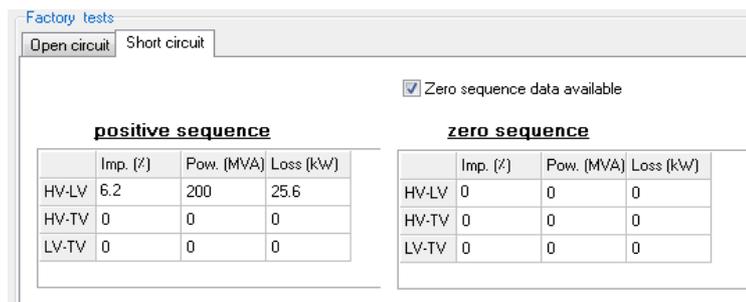
Figure 2.6. Interface des données de l'essai à vide.

2.6.3.2. Données de l'essai en court-circuit (*short-circuit test*) (e)

Comme il est montré dans la figure 2.7, les données de l'essai en court-circuit sont :

- *Imp. [%]* est égale *ZPOS* (impédance de court-circuit).
- *Pow. [MVA]* (puissance nominale) est égale à *SPOS*.
- *Loss [kW]* (pertes à vide) est égale à *P*.

Si les essais de court-circuit homopolaires sont également disponibles, l'utilisateur peut les spécifier de la même manière à droite des valeurs de la séquence positives.



positive sequence				zero sequence			
	Imp. (%)	Pow. (MVA)	Loss (kW)		Imp. (%)	Pow. (MVA)	Loss (kW)
HV-LV	6.2	200	25.6	HV-LV	0	0	0
HV-TV	0	0	0	HV-TV	0	0	0
LV-TV	0	0	0	LV-TV	0	0	0

Figure 2.7. Données de l'essai en court-circuit.

L'approche BCTRAN ne peut pas introduire la topologie de multi colonnes ou les effets non linéaires du noyau de fer [15].

2.7. Transformateur hybride, XFMR

2.7.1. Principe du transformateur hybride

Le BCTRAN basé sur une représentation matricielle d'impédance et d'admittance, avec un modèle simple de noyau peut être ajouté extérieurement.

Des modèles détaillés basés sur le principe de la dualité incluent les effets de la saturation dans chaque colonne individuelle du noyau [16], et valide pour la simulation des perturbations transitoires à basse fréquence [17].

➤ Principe de dualité

Le principe de dualité est une méthode qui permet l'étude et l'analyse d'un circuit magnétique avec une analogie de circuit électrique. Donc un circuit électrique peut être construit à partir d'un circuit magnétique basé sur la méthode topologique de Colin Cherry. Cette méthode remonte à 1949. Son principe est basé essentiellement sur trois points [17] :

- Il est nécessaire d'abord de tracer la structure physique du circuit magnétique, donc il est possible d'identifier le flux de fuite et mutuel, et la force magnétomotrice (f. m. m).
- il est possible par la suite de représenter le circuit magnétique.
- Enfin, le circuit équivalent électrique de transformateur est obtenu par l'application des règles de la dualité du réseau électrique et magnétique présenté dans le Tableau 1.2.

Le modèle de transformateur hybride réalise les avantages des deux approches (BCTRAN-dualité). Le concept est d'employer le BCTRAN pour le modèle de court-circuit et la dualité pour tenir compte les non-linéarités de noyau et des couplages. Figure 2.8 représente ce concept de base appliqué à un transformateur de 2 enroulements.

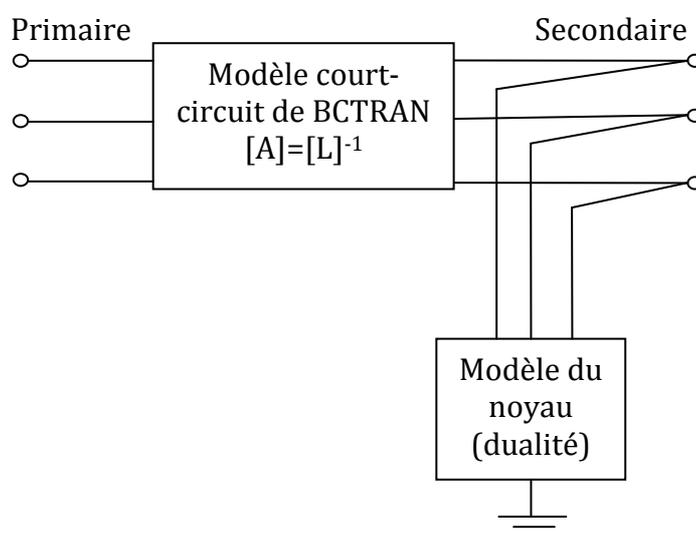


Figure 2.8. *Modèle basé sur les deux approches.*

Ce modèle appelé le XFMR a été implémenté dans la version 4.2 d'ATPDraw en juin 2005 [18]. Puis il a été amélioré dans plusieurs étapes par l'élimination des imperfections qui surgissait dans son application [15, 19, 20].

Le principe de la modélisation est de dériver un modèle topologiquement correct avec un noyau reliant à sa surface un enroulement artificiel. Donc il est possible de considérer le flux de fuite lié par l'enroulement de basse tension mais ne coulant pas dans le noyau (figure 2.9) [17]. Différentes branches magnétisantes ont été établies pour les armatures et les colonnes dépendants de leur longueur et surface relatives.

2.7.2.3. Effets capacitifs [C]

Les effets capacitifs sont en rouge dans les figures 2.10 et 2.11. Les capacités sont : les capacités entre les enroulements haute tension, basse tension et le noyau, entre les phases haute tension et les colonnes externes, et entre les phases haute tension et la terre.

2.7.2.4. Représentation de noyau (N)

La représentation de noyau est en vert dans les figures 2.10 et 2.11. Elle correspond à la représentation non linéaire de noyau attachée à l'enroulement fictif N+1.

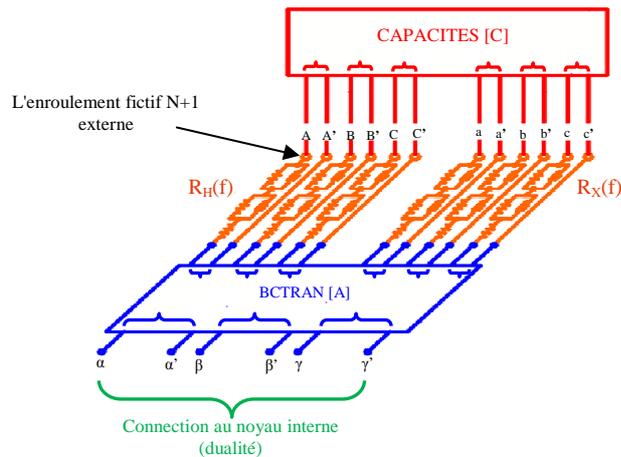


Figure 2.10. Modèle hybride d'un transformateur [17].

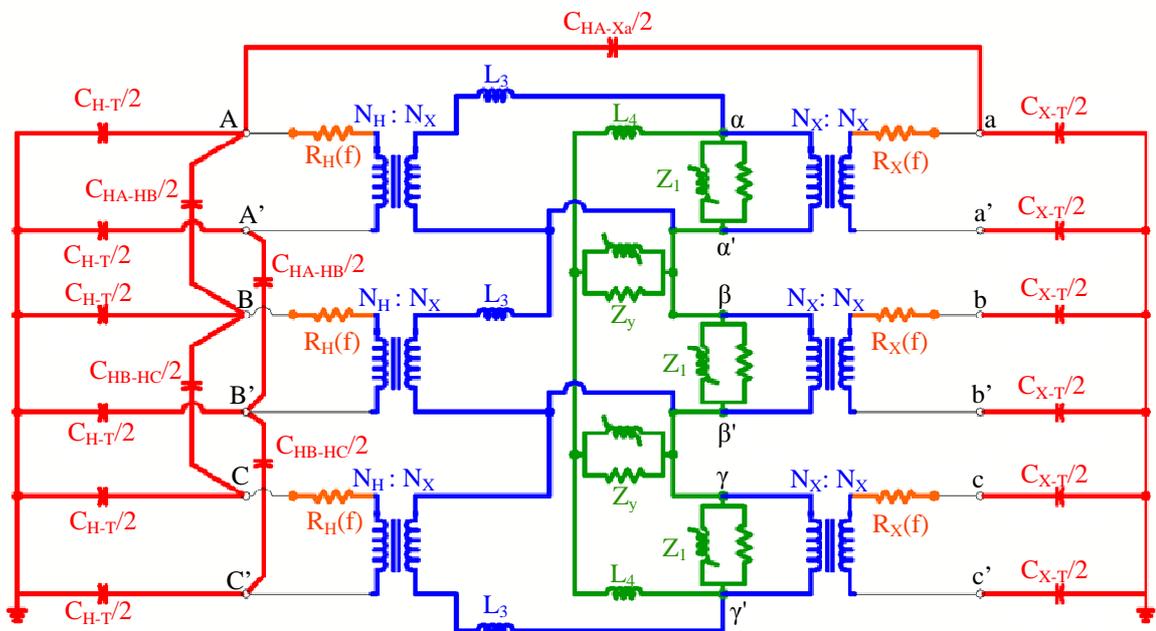


Figure 2.11. Modèle électrique de transformateur hybride [20].

Le composant XFMR peut être utilisé avec les trois sources de données suivantes :

- Paramètres de conception : la géométrie d'enroulement et de noyau et les propriétés du matériau.
- Essais du constructeur ou au laboratoire: données standard des essais (à vide et en court-circuit).
- Valeurs typiques : valeurs typiques basées sur des estimations des transformateurs (disponibles dans la littérature).

2.7.3. Interface du XFMR

Ce modèle est seulement utilisable pour les transformateurs triphasés de 2 ou 3 enroulements couplés en : étoile, delta, ou auto. Tous les déphasages sont possibles. Les formes du noyau sont : noyau triplex (3 transformateurs monophasé), noyau à 3 ou 5 colonnes, et noyau cuirassé (bloc Type de noyau). L'interface est montrée dans la figure 2.12.

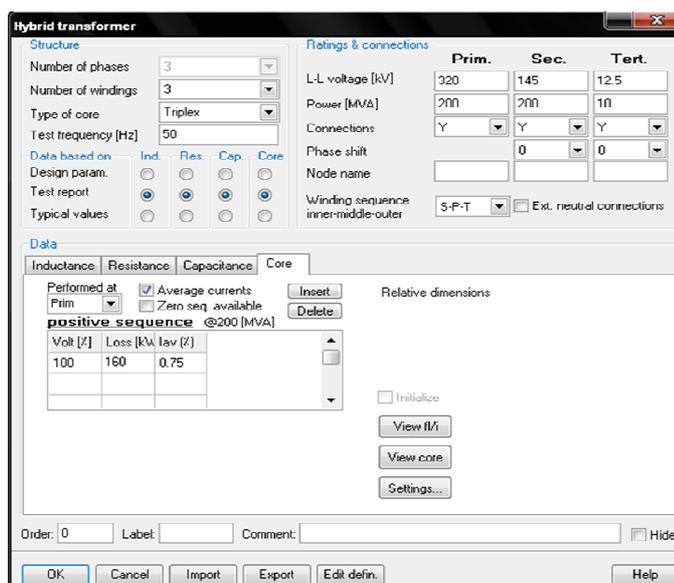


Figure 2.12. Interface pour le modèle hybride du transformateur (XFMR).

Les données du modèle électrique (matrice A et C, R, et le noyau) sont calculées et mémorisées intérieurement.

2.7.3.1. Bloc Type de noyau

Le type de noyau influencera la structure et la procédure de calcul du modèle de noyau. Un noyau à 5 colonnes aura aussi une caractéristique de saturation pour les colonnes externes, alors que dans le cas d'un noyau à 3 colonnes, ceci est remplacé par une inductance constante représentant le comportement homopolaire.

2.7.3.2. Les estimations et les raccordements

L'utilisateur doit spécifier :

- La tension composée en [kV].
- La puissance nominale du transformateur en [MVA].
- Le type de montage et le déphasage pour chaque enroulement.

2.8. Courant d'appel

La simulation de ce comportement est complexe et le transformateur doit être modélisé correctement pour représenter le comportement non linéaire de la branche de magnétisation, les pertes, et les effets de saturation dans le noyau [22].

Dans [23] on trouve une méthode de conception améliorée d'un nouveau schéma de transformateur pour la réduction de courant d'appel. Le principe de la méthode est d'exciter chaque phase selon la séquence avec l'utilisation d'une résistance de neutre pour limiter le courant d'appel. Mais comment choisir la résistance de neutre pour un rendement optimale de cette méthode. Chiesa [1] propose un modèle de transformateur pour la simulation des courants d'appel basé sur le circuit équivalent magnétique et électrique séparément. Dans [24, 25] une inductance et une résistance non linéaires sont réalisées en tant qu'éléments de commutation. Le modèle est résolu avec la méthode numérique (BDF) Formules différentielles indirectes qui élimine les problèmes d'oscillation numérique de la méthode d'intégration trapézoïdale.

2.8.1. Courant d'appel et flux

La figure 4.13(a) et (b) représentent la relation entre flux-saturation-courant.

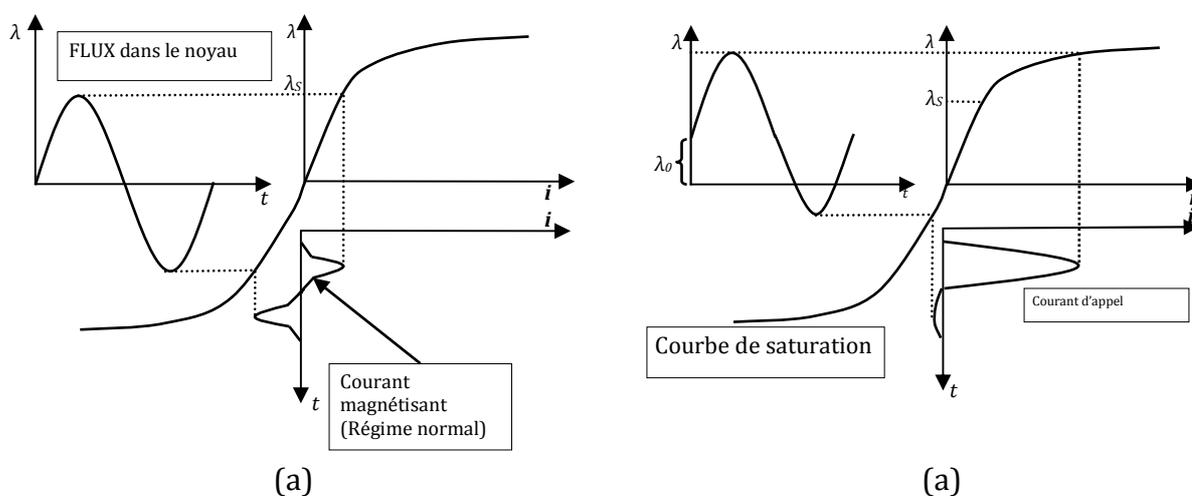


Figure 2.13. Caractéristiques flux, courant magnétisant
(a) Régime permanent $\lambda < \lambda_s$, (b) Régime transitoire $\lambda > \lambda_s$

La figure 2.14 montre le courant d'un transformateur pour les deux régimes permanent et transitoire.

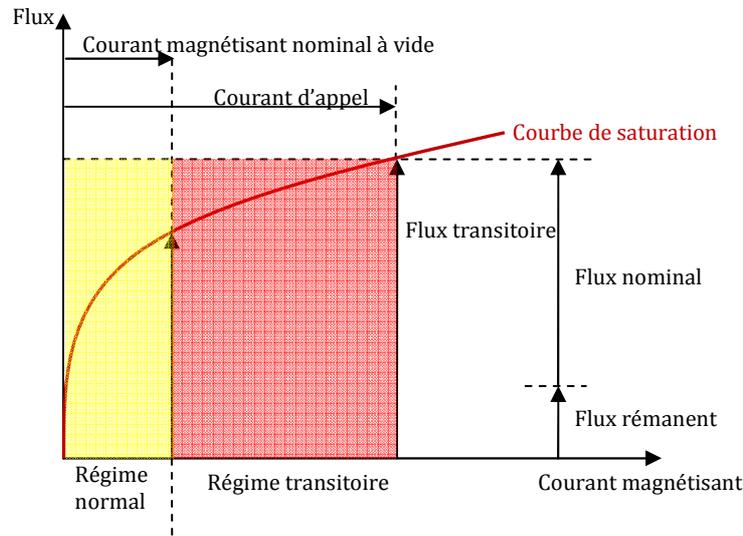


Figure 2.14. Deux régimes sur la courbe de saturation.

En considérant que ϕ_{max} est la valeur crête du flux pour un transformateur en régime établi, V_{max} la tension de crête, nous avons $v(t) = V_{max} \sin(\omega t)$ et $V_{max} = \omega \phi_{max}$. Soit T la période du signal de tension, t_0 l'instant de la mise hors tension du transformateur, nous cherchons à calculer la valeur instantanée du flux à demi-période.

$$\phi\left(\frac{T}{2}\right) = \phi(t_0) + \int_{t_0}^{T/2} d\phi = \phi(t_0) + \frac{V_{max}}{\omega} (1 + \cos(\omega t_0)) \quad (2.5)$$

Les cas extrêmes sont alors :

1. $t_0 = \frac{T}{4}$, $\phi(t_0) = \frac{V_{max}}{\omega}$, nous avons $\phi\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{V_{max}}{\omega}$ c'est le cas de la coupure à zéro de flux, donc sans flux rémanent, la mise sous tension reste en zone linéaire.
2. $t_0 = 0$, $\phi(t_0) = \frac{V_{max}}{\omega}$, nous avons $\phi\left(\frac{T}{2}\right) = 2 \frac{V_{max}}{\omega} = 2\phi_{max}$ c'est le cas de la coupure au maximum de flux, la mise sous tension atteint la zone saturée.

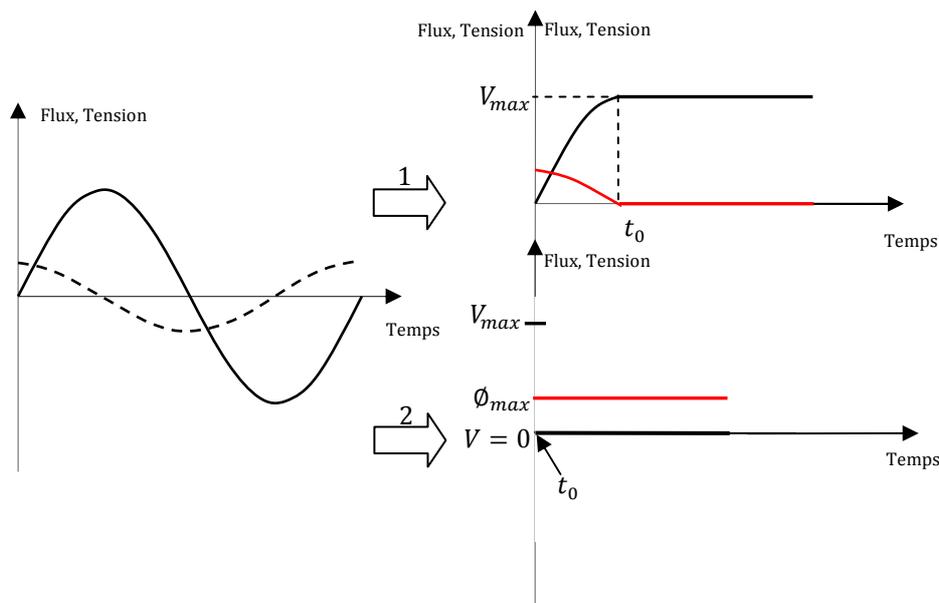


Figure 2.15. Relation flux-tension et le moment de coupure.

2.8.2. Effets du courant d'appel

Les courants d'appel transitoires de transformateur peuvent dépasser le courant nominal et peuvent atteindre la valeur considérée du courant de court-circuit du transformateur de puissance. L'amplitude se dégrade très lentement et atteint son courant magnétisant équilibré après quelques secondes. Les courants d'appel transitoires ayant une composante élevée de courant continu et étant riches en harmoniques de 1^{ère} et 2^{ème} ordre [26] agit sur la qualité de puissance et peuvent déclencher les relais de protection.

A cause de ces transitoires, des forces énormes surgissent dans les enroulements de transformateur de puissance [27] qui peuvent réduire leur durée de vie et par suite ces courants d'appel sont très néfastes pour ces composants surtout que l'on sait qu'ils sont très chers et très importants dans les systèmes électro-énergétiques.

2.8.3. Calcul analytique du courant d'appel

Il existe des formules analytiques standards pour calculer la valeur maximale de courant d'appel et l'allure de diminution, qui sont obtenue à partir de la théorie de transformateur monophasé. Le courant d'appel sur un transformateur triphasé peut être calculé analytiquement basé sur les formules analytiques d'un transformateur monophasé.

Bertagnolli [28] proposait une équation relativement simple basée sur une diminution exponentielle continue du courant d'appel :

$$i(n) = \frac{V\sqrt{2}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left(\frac{2B_N + B_R - B_S}{B_N} \right) \cdot e^{-\frac{t_n}{\tau}} \quad (2.6)$$

$$\tau = \frac{2 \cdot L}{R}$$

Avec :

V_m : Tension maximale appliquée.

R : Résistance totale de transformateur.

L : Inductance noyau-air de transformateur.

B_N : Densité normal du flux nominal du noyau de transformateur.

B_R : Densité du flux rémanent du noyau de transformateur.

B_S : Densité du flux de saturation du matériau de noyau.

Specht [29] proposait une formule analytique : la diminution de la composante du flux (B_R) est considérée seulement pendant la saturation ($B > B_S$) :

$$i(n) = \frac{V_m\sqrt{2}}{\omega L} \left(1 - \frac{B_S - B_N - B_R(n)}{B_N} \right) \quad (2.7)$$

$$B_R(n) = B_R(n-1) - B_N \cdot \frac{R}{\omega L} \cdot 2(\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

Dans [30] on trouve une formule qui calcule la valeur de crête du courant d'appel juste pour la première impulsion.

$$i_{crête} = \frac{V_m\sqrt{2}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left(\frac{2B_N + B_R - B_S}{B_N} \right) \quad (2.8)$$

Holcomb [31] suggère l'équation analytique suivante:

$$i(t) = \frac{V_m\sqrt{2}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} (\sin(\omega t - \varphi) - e^{-\frac{R(t-t_s)}{L}} * \sin(\omega t_s - \varphi)) \quad (2.9)$$

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$$

Avec :

t_s : Le moment où le noyau commence à saturer.

2.9. Conclusion

Dans ce chapitre il a été question d'introduire les différents modèles qui peuvent être utilisés dans les simulations transitoires à basse fréquence. Particulièrement nous avons présenté le régime transitoire suite au courant d'appel. Nous avons, par ailleurs, donner un aperçu sur ce courant et les dommages qui peuvent avoir lieu en conséquence notamment la

réduction de la durée de vie des transformateurs. Nous avons aussi donné quelques formules analytiques pour sa détermination. De même nous avons mis en relief le problème lié à la non-linéarité du circuit magnétique et expliciter clairement la nécessité de la prendre en considération puisque c'est la cause principale du courant d'appel. C'est la raison pour laquelle que nous présenterons dans le chapitre suivant la dite non-linéarité en exposant le programme réalisée pour sa détermination.

3.1. Introduction

En général les fabricants de transformateur fournissent la courbe de saturation sous forme de tension efficace en fonction du courant efficace $V_{eff} = f(I_{eff})$. Plusieurs méthodes ont été utilisées, pour convertir la courbe $V_{eff} = f(I_{eff})$ vers la courbe $\lambda = f(i_l)$, qui représente le flux de liaison en fonction de courant qui traverse l'inductance de fuite L_m . On se basera sur l'algorithme proposé par [32], qui prend en compte les pertes active à vide dans le noyau de fer afin d'obtenir les deux courbes $\lambda = f(i_l)$ et $v = f(i_r)$: la tension v en fonction de courant i_r qui traverse la résistance magnétisante R_m , mais aussi on considère les pertes réactives.

3.2. Modèle du noyau

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 [33] comme il est montré dans la Figure 3.1.

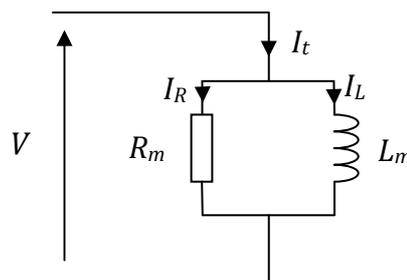


Figure 3.1. Circuit équivalent de transformateur sous l'essai à vide.

Cependant cette représentation ne donne pas le comportement réel du transformateur. Il est donc nécessaire de prendre en considération l'effet de saturation et d'hystérésis par l'utilisation d'une branche parallèle ayant des éléments non linéaires comme il est montré dans la figure 3.2.

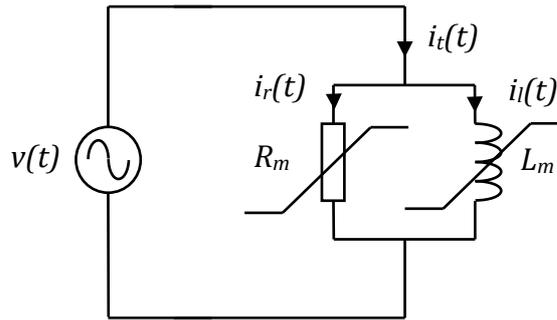


Figure 3.2. Circuit équivalent de transformateur réel sous l'essai à vide.

La modélisation se fait par le calcul des deux courbes (figure 3.3 (a), (b)); ces dernières sont estimées suivant les deux hypothèses suivantes :

1. Elles sont symétriques par rapport à l'origine.
2. La forme d'onde de tension de la source est sinusoïdale.

R_k et L_k représentent les pentes des segments k dans les courbes 3.3 (a) et (b) respectivement. La résistance non linéaire explique deux effets : perte de courant de Foucault et perte d'hystérésis non linéaire [34].

Pour calculer (a) et (b), on a besoin de prendre la tension primaire V_k , le courant primaire I_k , la puissance active (pertes dans le noyau de fer) P_k et la puissance réactive Q_k de l'essai à vide.

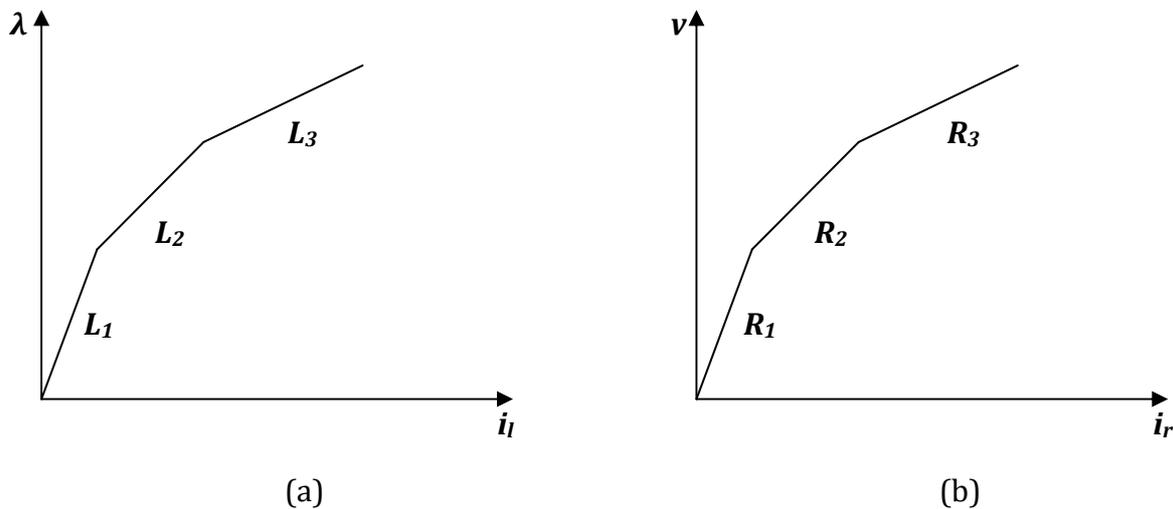


Figure 3.3. Les courbes de test d'excitation (a) caractéristique $\lambda = f(i_l)$, (b) courbe de saturation $v = f(i_r)$.

3.3. Calcul de la caractéristique $v = f(i_r)$

On suppose que les pertes à vide $P_1, P_2, P_3, \dots, P_N$ sont en fonction de $V_{eff1}, V_{eff2}, V_{eff3} \dots V_{effN}$ comme montre dans la figure 3.4.

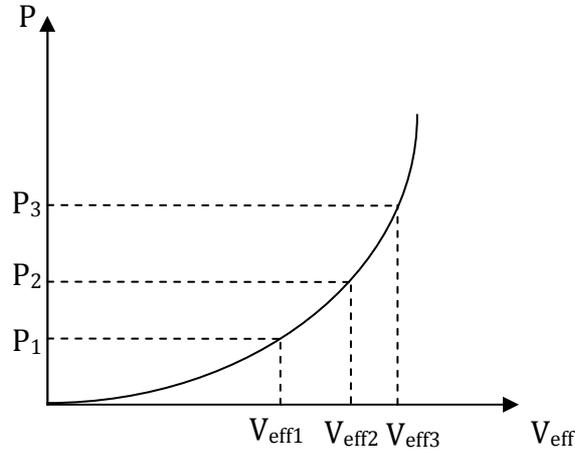


Figure 3.4. Pertes actives en fonction de tensions efficaces.

A partir de ces points on construit les portions de la courbe $v = f(i_r)$, comme montré dans la figure 3.5. Puisque la courbe $v = f(i_r)$ est symétrique par rapport à l'origine, il est suffisant de voir un quart de cycle du tension et du courant $i_r(\theta)$ c'est à dire jusqu'à $T = \pi/2$.

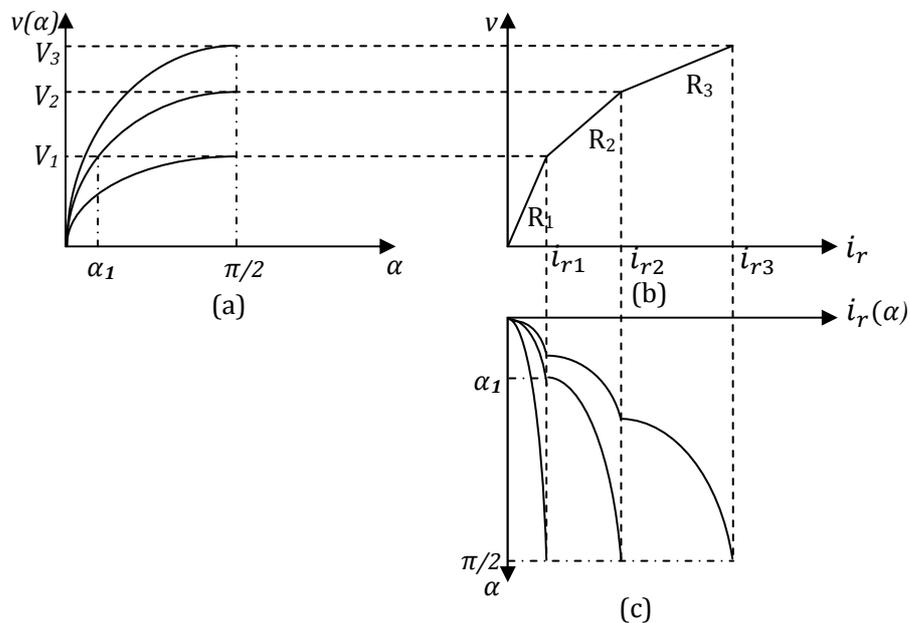


Figure 3.5. Calcul de la résistance non-linéaire.

(a) $v = f(t)$. (b) $v = f(i_r)$. (c) $i_r = f(t)$.

V_k est la valeur maximale de la tension du chaque segment, donnée par :

$$V_k = V_{effk} \times \sqrt{2} \quad (3.1)$$

Pour le premier segment $k = 1$ le courant i_{r1} est facile à calculer, on applique la loi dans le cas linéaire.

$$i_{r1} = \frac{P_1 \sqrt{2}}{V_{eff1}} \quad (3.2)$$

La pente de premier segment est:

$$R_1 = \frac{V_{eff1}^2}{P_1} \quad (3.3)$$

A partir de $k = 2$ jusqu'à N il faut introduire l'équation de pertes à vide.

$$P = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v(\alpha) i_r(\alpha) d\alpha \quad (3.4)$$

Avec :

$$v(\alpha) = V_k \sin(\alpha) \quad (3.5)$$

Donc :

$$P_k = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} V_k \sin(\alpha) \left(\frac{V_k \sin(\alpha)}{R_1} \right) d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} V_k \sin(\alpha) \left(i_{r1} + \frac{V_k \sin(\alpha) - V_1}{R_2} \right) d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\frac{\pi}{2}} V_{k-1} \sin(\alpha) \left(i_{rk-1} + \frac{V_k \sin(\alpha) - V_{k-1}}{R_k} \right) d\alpha \right] \quad (3.6)$$

Les α_j sont donnés par :

$$\alpha_j = \sin^{-1} \frac{V_j}{V_k} \quad (3.7)$$

Pour $j = 1, 2, 3 \dots N - 1$, donc la seule inconnue dans l'équation (3.6) est la pente R_k du dernier segment durant le calcul du courant i_r du même segment k .

On peut écrire l'équation (3.6) sous forme :

$$P_k = a_{rk} + \frac{b_{rk}}{R_k} \quad (3.8)$$

Le courant i_{rk} est calculé à partir de :

$$i_{rk} = i_{rk-1} + \frac{V_k - V_{k-1}}{R_k} \quad (3.9)$$

Puisque on a besoin de construire la courbe $\lambda = f(i_l)$ dans le paragraphe (3.4), le courant I_{reffk} doit être calculé par la forme :

$$I_{reffk}^2 = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \left(\frac{V_k \sin(\alpha)}{R_1} \right)^2 d\alpha + \int_{\alpha_2}^{\alpha_1} \left(i_{r1} + \frac{V_k \sin(\alpha) - V_1}{R_2} \right)^2 d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\frac{\pi}{2}} \left(i_{rk-1} + \frac{V_k \sin(\alpha) - V_{k-1}}{R_k} \right)^2 d\alpha \right] \quad (3.10)$$

3.4. Calcul de la caractéristique $\lambda = f(i_l)$

Dans ce paragraphe on présente en premier lieu la méthode utilisée dans la littérature [32, 34, 35] pour la détermination de la courbe $\lambda = f(i_l)$. Cette méthode prend en considération les pertes actives, ce qui nécessite l'utilisation de la courbe $v = f(i_r)$. Cette étape peut être évitée si l'on se base sur les pertes réactives au lieu des pertes actives.

C'est dans ce contexte que se situe la méthode que l'on propose et qui est présentée dans ce travail.

3.4.1. Méthode utilisée dans la littérature

Tout d'abord on calcule le courant I_{leffk} .

$$I_{leffk}^2 = I_{effk}^2 - I_{reffk}^2 \quad (3.11)$$

Dans un transformateur de puissance, le flux ϕ dans le noyau est proportionnel à la tension V_k appliquée à l'enroulement primaire, selon la loi de Faraday.

Dans le cas sinusoïdal on peut écrire [34] :

$$v_k = V_k \sin(\omega t) = n_1 \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.12)$$

$$\lambda(t) = \int V_k \sin(\omega t) dt = \frac{V_k}{\omega} \cos(\omega t) = \lambda_k \cos(\omega t) \quad (3.13)$$

Donc la valeur maximale de flux du chaque segment est :

$$\lambda_k = \frac{V_k}{\omega} \quad (3.14)$$

$\omega = 2\pi f$: La pulsation angulaire et f : La fréquence du réseau.

A partir de l'équation (3.5) on peut écrire :

$$\lambda(\alpha) = \lambda_k \sin(\alpha) \quad (3.15)$$

Pour $k = 1$, le courant à travers l'inductance est égal :

$$I_{leff1} = \sqrt{I_{eff1}^2 - I_{reff1}^2} \quad (3.16)$$

$$i_{l1} = \sqrt{(\sqrt{2}I_{eff1})^2 - i_{r1}^2} \quad (3.17)$$

Pour $k \geq 2$ les courants i_{lk} sont obtenus par l'estimation de I_{leff} (3.11) de chaque segment k . La combinaison de (3.15) et (3.10) nous donne.

$$I_{leffk}^2 = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \left(\frac{\lambda_k \sin(\alpha)}{L_1} \right)^2 d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left(i_{l1} + \frac{\lambda_k \sin(\alpha) - \lambda_1}{L_2} \right)^2 d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\frac{\pi}{2}} \left(i_{lk-1} + \frac{\lambda_k \sin(\alpha) - \lambda_{k-1}}{L_k} \right)^2 d\alpha \right] \quad (3.18)$$

La seule inconnue dans l'équation (3.18) est la pente L_k du dernier segment durant le calcul du courant i_l du même segment k .

La formule (3.18) est équivalente à une équation de 2^{ème} ordre.

$$a_{lk}y_k^2 + b_{lk}y_k + c_{lk} = 0 \quad (3.19)$$

Avec :

$$y_k = \frac{1}{L_k} = \frac{-b_{lk} + \sqrt{b_{lk}^2 - 4a_{lk}c_{lk}}}{2a_{lk}} \quad (3.20)$$

Et le courant i_{lk} est calculé à partir :

$$i_{lk} = i_{lk-1} + \frac{\lambda_k - \lambda_{k-1}}{L_k} \quad (3.21)$$

3.4.2. Méthode proposée

Cette méthode prend en considération, on le rappelle, les pertes réactives au lieu des pertes actives. Dans ce cas :

$$S_k = V_{effk} * I_{effk} \quad (3.22)$$

$$Q_k = \sqrt{S_k^2 - P_k^2}$$

S_k : Puissance apparente à vide au primaire.

On suppose que les pertes réactives à vide $Q_1, Q_2, Q_3, \dots, Q_n$ sont en fonction de $V_{eff1}, V_{eff2},$

$V_{eff3} \dots V_{effn}$ comme montre dans la figure 3.6.

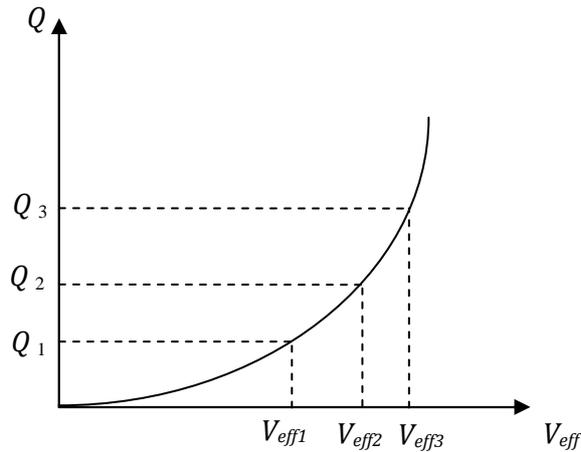


Figure 3.6. Pertes réactives en fonction de tensions efficaces.

Pour $k = 1$, la réactance X_1 est égale :

$$X_1 = \frac{V_{eff1}^2}{Q_1} \quad (3.23)$$

Et le courant :

$$i_{lk} = \frac{V_{eff1}\sqrt{2}}{X_1} \quad (3.24)$$

Pour $k \geq 2$, selon la définition (3.4), on peut écrire l'équation de pertes réactive.

$$Q = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v(\alpha) i_l(\alpha) d\alpha \quad (3.25)$$

Avec l'équation (3.5) :

$$Q_k = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} V_k \sin(\alpha) \left(\frac{V_k \sin(\alpha)}{X_1} \right) d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} V_k \sin(\alpha) \left(i_{l1} + \frac{V_k \sin(\alpha) - V_1}{X_2} \right) d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\frac{\pi}{2}} V_{k-1} \sin(\alpha) \left(i_{lk-1} + \frac{V_k \sin(\alpha) - V_{k-1}}{X_k} \right) d\alpha \right] \quad (3.26)$$

La seule inconnue dans l'équation (3.26) est la pente X_k du dernier segment durant le calcul du courant i_l de même segment k . On peut écrire l'équation (3.26) sous forme :

$$Q_k = c_{lk} + \frac{y_{lk}}{X_k} \quad (3.27)$$

Et le courant i_{lk} est calculé à partir :

$$i_{lk} = i_{lk-1} + \frac{V_k - V_{k-1}}{X_k} \tag{3.28}$$

Les étapes précédentes sont résumées dans l'organigramme suivant :

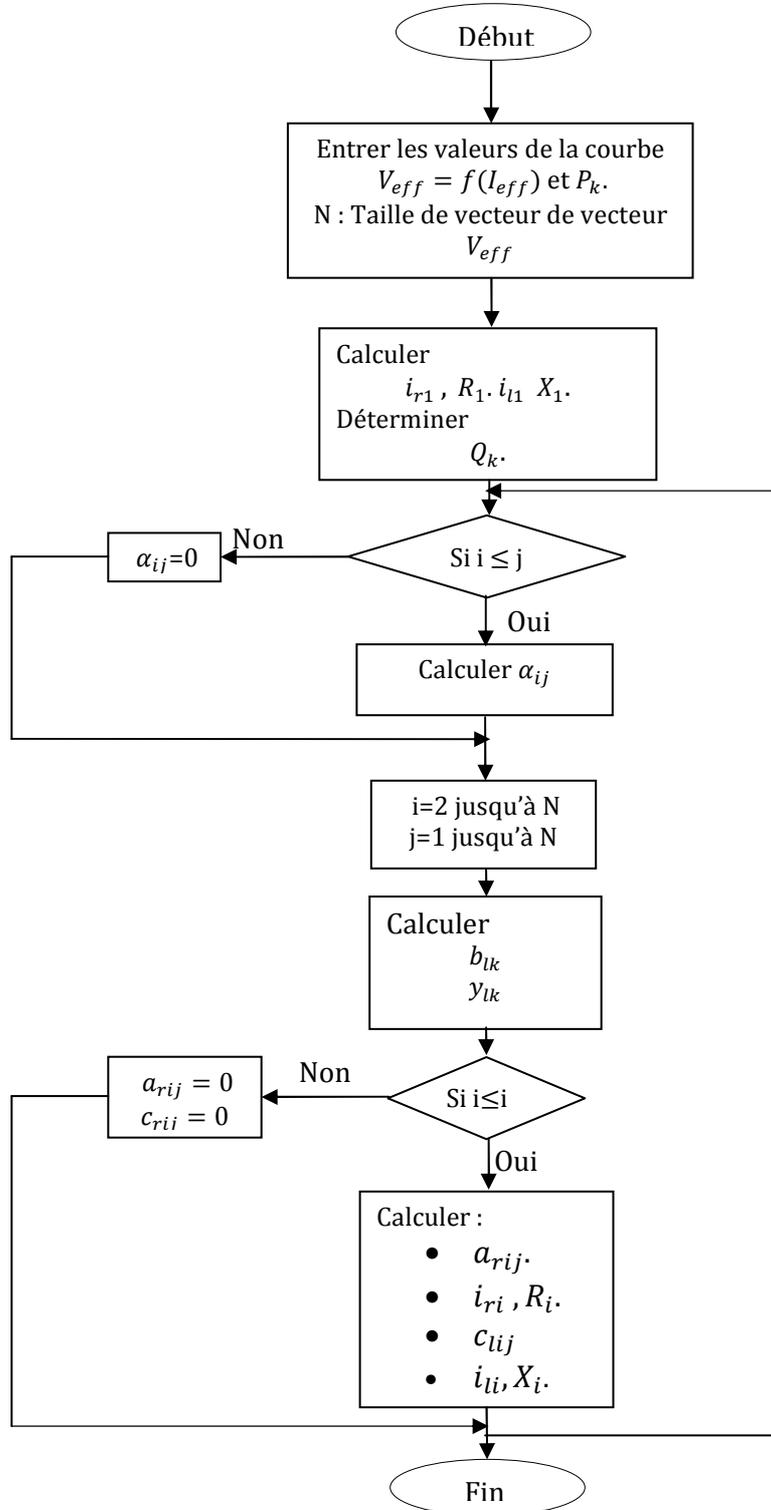


Figure 3.7. Algorithme de calcul.

3.5. Application sur le transformateur monophasé 2 kVA

La plaque signalétique du transformateur 2kVA est représentée dans le chapitre 4.

On faisant varier la tension d'alimentation, on mesure le courant efficace I_{eff} et la puissance correspondante (P). Les résultats de mesure sont résumés dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1. *Donnés d'essai à vide.*

V_{eff} (V)	I_{eff} (A)	P (W)
0	0	0
9,900	0,005	0,025
31,3	0,013	0,25
67,2	0,026	1,28
107,9	0,042	3,1
152,7	0,084	6,5
194,1	0,217	12
220	0,369	17
225,6	0,408	19
229,300	0,435	20,5

La figure 3.8 représente la courbe $V_{eff} = f(I_{eff})$.

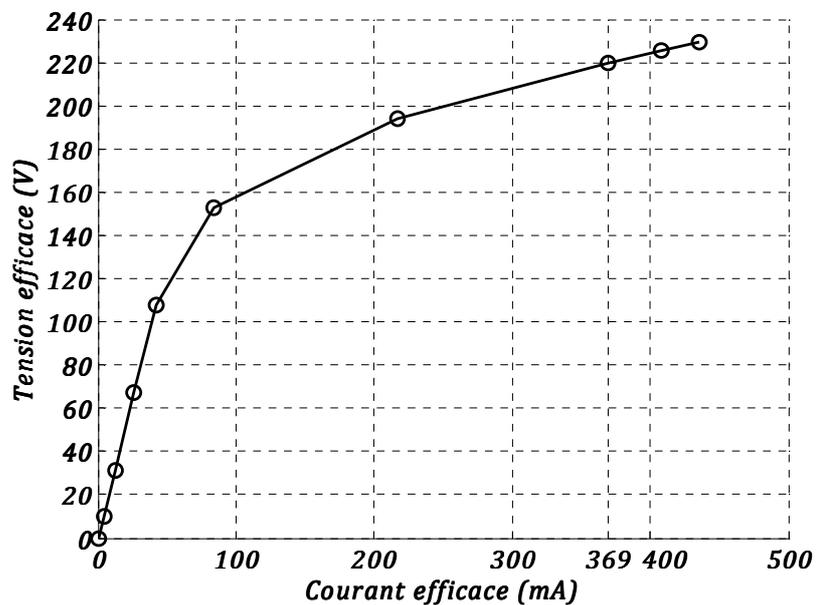


Figure 3.8. *Courbe $V_{eff} = f(I_{eff})$ mesuré.*

3.5.1. Obtention des caractéristiques de la branche magnétisante

En introduisant les données des mesures dans le programme et en l'exécutant, nous obtenons les résultats montrés dans le tableau 3.2.

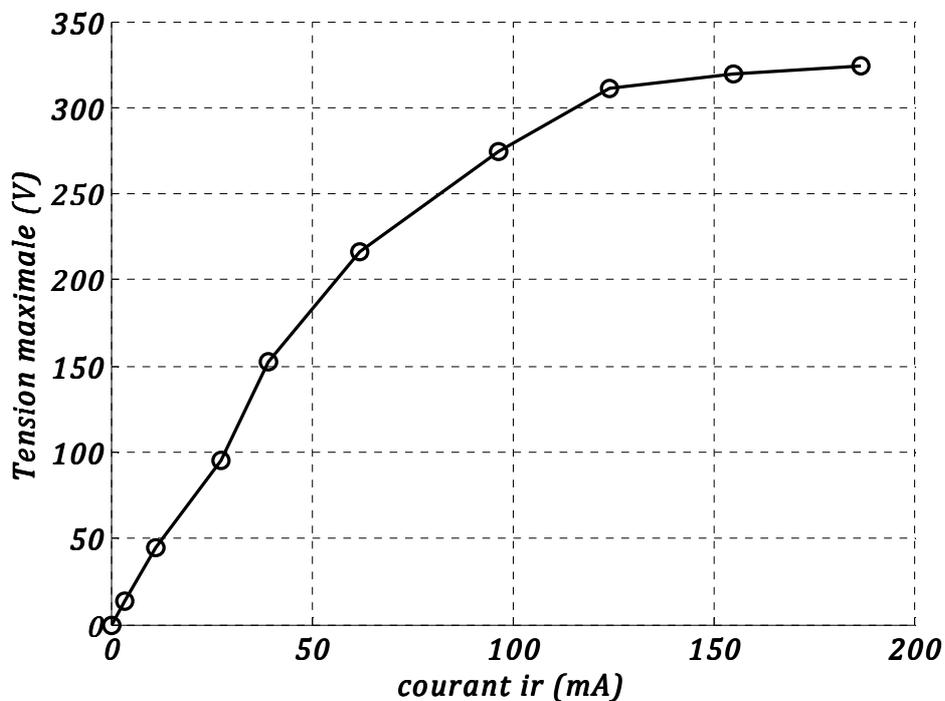
Tableau 3.2. Résultats de calcul.

v (V)	i_r (mA)	λ (V, s)	$i_l[32]$ (mA)	i_l (mA)
0	0	0	0	0
14,0007	3,5712	0,0446	6,1030	6,1030
44,2649	11,2963	0,1409	13,8339	13,8743
95,0352	27,5948	0,3025	23,6217	23,7278
152,5936	39,3030	0,4857	44,9937	45,0400
215,9504	62,1747	0,6874	122,7732	127,0708
274,4989	96,4523	0,8738	393,5898	431,8758
311,1270	124,0299	0,9903	697,2619	766,8098
319,0466	155,1413	1,0156	765,6141	838,4082
324,2792	186,9468	1,0322	809,4472	886,2378

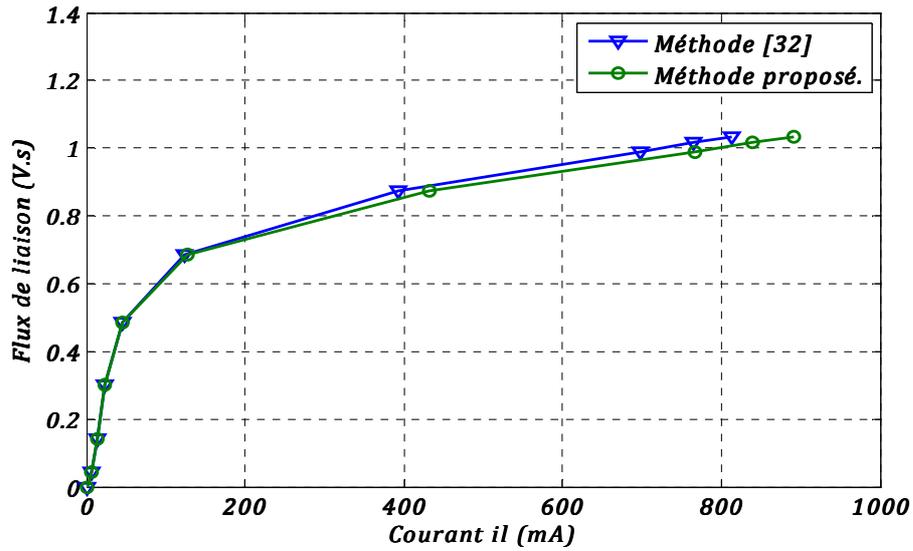
- *Remarque*

La comparaison des deux méthodes en utilisant les données disponibles dans la référence [32] est faite pour but de validation de notre méthode et est montrée dans l'annexe B1.

La figure 3.9 (a) donne la variation de la tension maximale en fonction du courant i_r . De même la figure 3.9 (b) donne la variation de flux de liaison maximal en fonction du courant i_l en utilisant les deux approches déjà discutées.



(a)



(b)

Figure 3.9. Caractéristiques de la branche magnétisante.

(a) Inductance non linéaire (b) Résistance non linéaire.

En examinant la figure 3.9 (b), on constate que les deux approches donnent les mêmes résultats jusqu'au point (127,0708, 0,6874). Cela peut être attribué au fait que le transformateur possède une capacité interne entre les spires de l'enroulement d'une part, et entre les bobines et la terre d'une autre part. Donc il existe un courant i_c dans le circuit équivalent de la branche magnétisante. Pour la même valeur de λ , le courant i_l a une valeur supérieure à celle calculée par [32], ce qui nous permet d'avoir une amplitude de courant d'appel dans la simulation plus exacte.

Selon l'hypothèse, la courbe $\lambda = f(i_l)$ est symétrique par rapport à l'origine, on peut tracer la courbe de saturation complète du transformateur (figure 3.10).

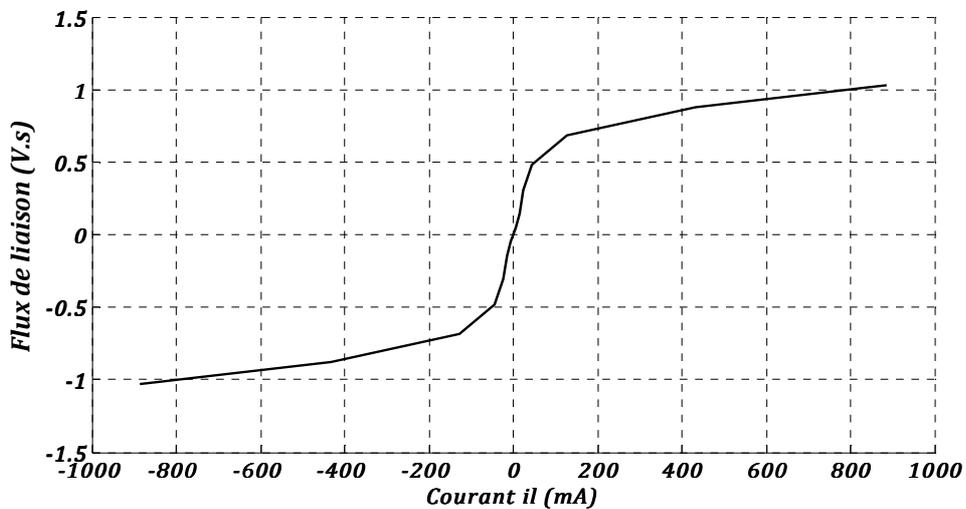


Figure 3.10. Courbe de saturation de transformateur 2 kVA.

3.6. Modélisation du cycle d'hystérésis

Les pertes dans le noyau du transformateur peuvent être décomposées en deux catégories :

- Pertes en fonction du carré de la fréquence comme les pertes par courants de Foucault ;
- Pertes dépendantes de la fréquence comme les pertes par hystérésis.

3.6.1. Pertes par courants de Foucault

Les variations du champ magnétique dans un matériau ferromagnétique génèrent par induction des courants induits (selon la loi de Faraday) qui se rebouclent sur eux-mêmes. L'écoulement de ces courants produira des échauffements locaux par effet Joule dus à la résistance du noyau. Ces pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence.

$$P_{Rf} = K_f B_M^2 f^2 \quad (3.29)$$

K_f : Coefficient.

B_M : Champ d'induction magnétique maximal.

L'utilisation des matériaux du noyau (figure 3.11) qui ont une perméabilité μ élevée mais d'une conductivité σ faible, et la structure feuilleté de noyau (lames minces isolées) peuvent réduire ces pertes.

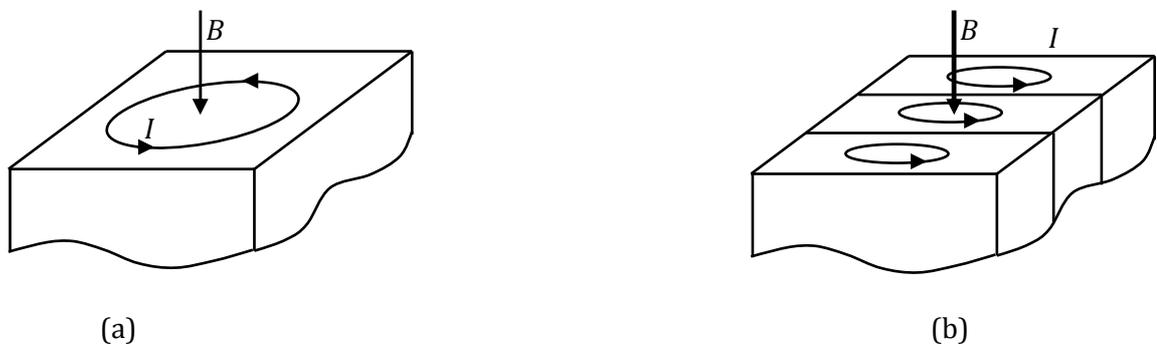


Figure 3.11. Pertes par courant de Foucault.

3.6.2. Pertes par hystérésis

Ce type de pertes est lié au cycle d'hystérésis du matériau. Le parcours du cycle $B(H)$ fait apparaître une perte d'énergie qui correspond alors à un échauffement de la matière. Les pertes par hystérésis sont donc proportionnelles à la fréquence et sont liées à la structure du matériau. On peut les estimer par le calcul de la surface représenté en gris sur la figure 3.12.

$$P_{Rh} = K_h B_M^2 f \quad (3.30)$$

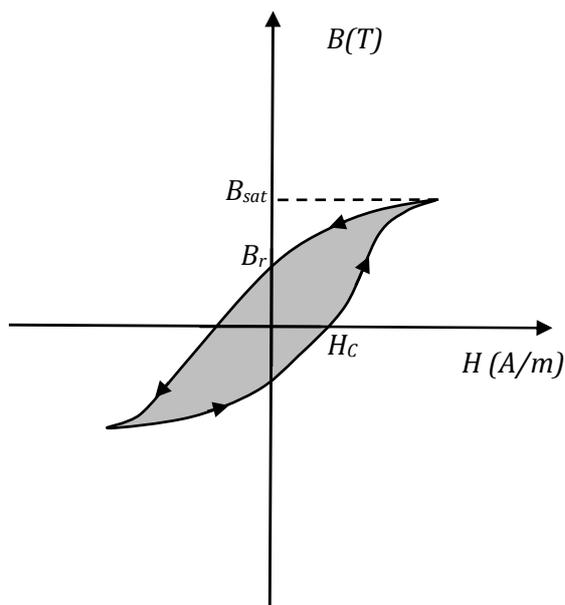


Figure 3.12. Pertes par hystérésis.

Dans les transformateurs, on peut les limiter en utilisant des matériaux ayant un cycle étroit (matériaux doux).

La somme des deux pertes (pertes par courant de Foucault+pertes par hystérésis) nous donne ce qu'on appelle les pertes fer. Elles peuvent être modélisées par une résistance non linéaire comme indiqué dans la section 3.2. Et on obtient la courbe ($\lambda = f(i_r)$) simulée dans ATPDraw suivante :

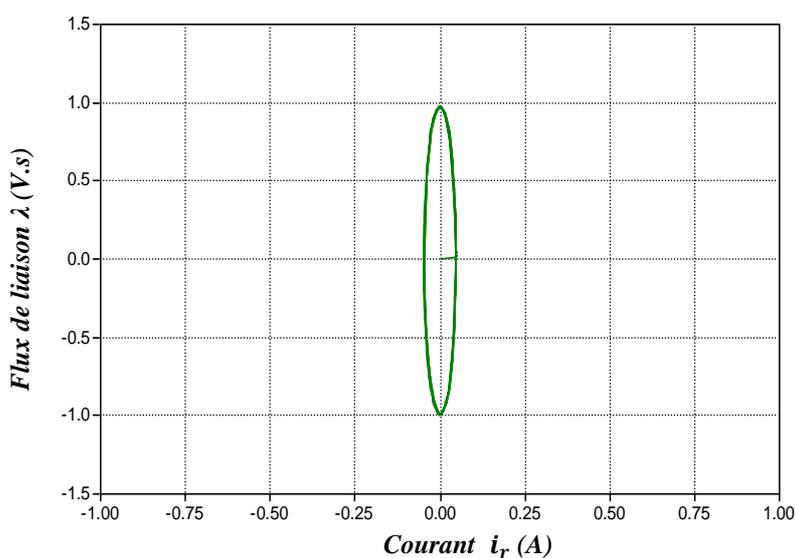


Figure 3.13. Pertes par hystérésis + pertes courants de Foucault (ATPDraw)

De même, on obtient la courbe de saturation dans l'ATPDraw figure 3.14 qui est la même que celle de figure 3.10.

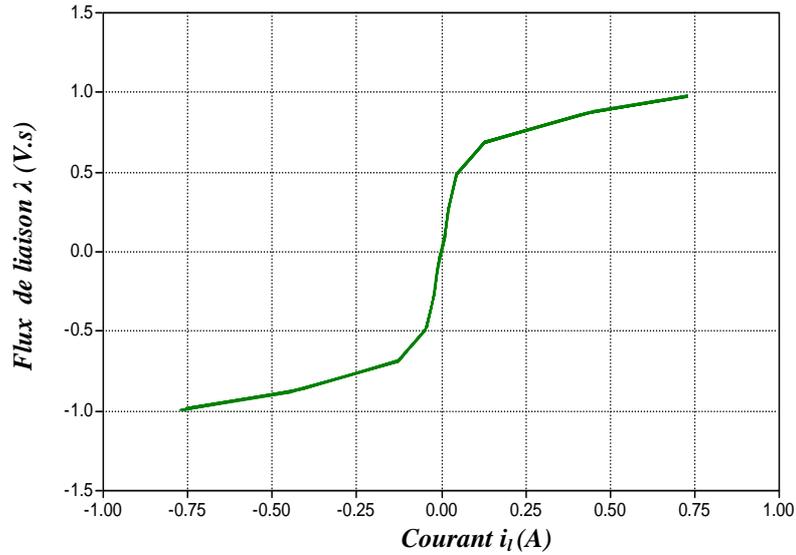


Figure 3.14. Courbe de saturation (ATPDraw).

La figure 3.15 représente le cycle d'hystérésis.

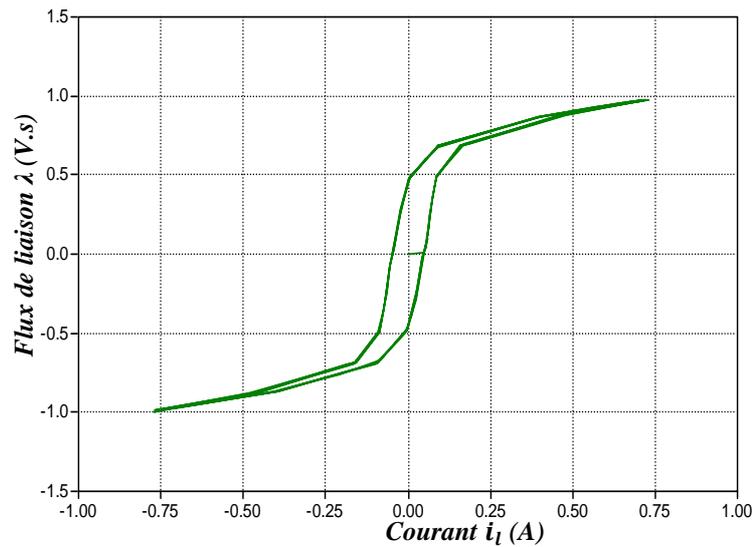


Figure 3.15. Cycle d'hystérésis (ATPDraw)

3.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la manière avec laquelle nous pouvons modéliser la branche magnétisante du circuit équivalent du transformateur de puissance. Cette branche est non linéaire. Nous avons par ailleurs proposé un algorithme de calcul qui se base sur les pertes réactives au lieu des pertes actives. Cela nous a permis d'éviter des étapes de calcul supplémentaires et par suite contribue à une amélioration des résultats.

4.1. Introduction

Le transformateur de puissance est un élément indispensable dans les réseaux électriques. La mise hors tension du transformateur génère peu de transitoires. Les transitoires se produisent surtout lors de l'enclenchement. L'enclenchement aléatoire des transformateurs peut produire des courants de formes asymétriques, de très grandes amplitudes, ces courants sont appelés « courants d'appel ».

Comme déjà signalé, la saturation du noyau ferromagnétique du transformateur est la cause principale d'un courant d'appel transitoire. Cette saturation est due à un changement brusque de la tension de système qui peut être provoquée par les transitoires de commutations, par l'excitation d'un transformateur à vide. L'amplitude de ce courant peut atteindre la valeur maximale de courant de court-circuit [27], et le flux dans le noyau peut atteindre une valeur théorique maximale de deux à trois fois la valeur crête nominale de flux.

On commence ce chapitre par une description de montage utilisé, ses composants, l'acquisition des données et l'interface utilisée. Puis on présente la mesure et la simulation du courant d'appel dans le cas monophasé. Dans ce cas on va voir l'influence de résistance de près-insertion et la position sur l'onde de la tension sur le courant d'appel. En suite l'influence du flux rémanent et la direction de l'onde du flux dans un transformateur de puissance triphasé de 2.8 kVA.

4.2. Objet d'essai, configuration et appareillage de mesure

Le montage de mesure du courant d'appel a été réalisé au niveau de laboratoire. On a utilisé les transformateurs monophasé et triphasé 2 kVA (figure 4.1 (a)) et 2.8 kVA (figure 4.1 (b)) respectivement. Ces transformateurs sont disponibles et leurs plaques signalétiques sont montrées dans la Figure 4.1 (c) pour le cas monophasé et 4.1 (d) pour le cas triphasé. Les deux transformateurs ont été fabriqués par DELORENZO.

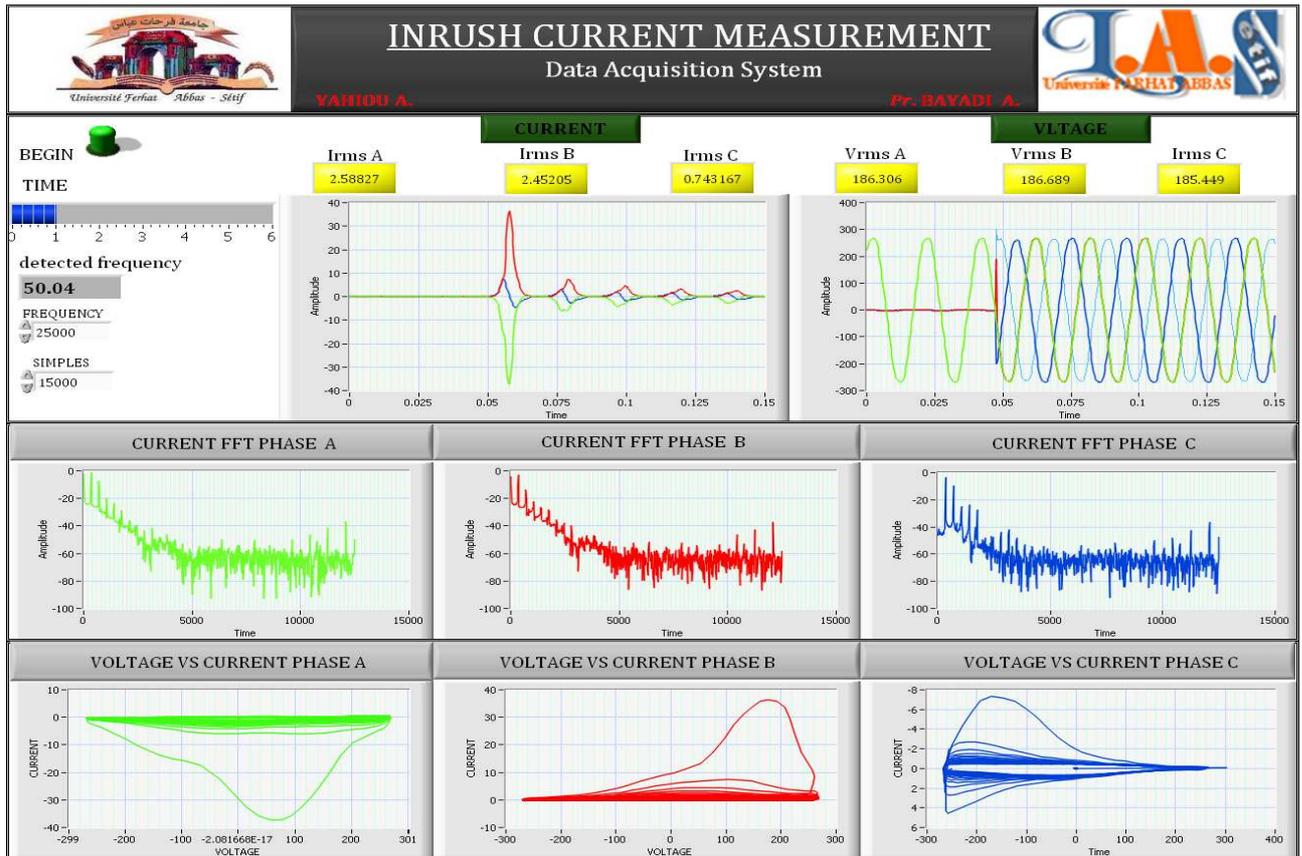


Figure 4.2. Interface graphique de mesure (LabVIEW)

Le nombre de spires des enroulements communiqués par le constructeur pour les deux transformateurs est montré dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1. Nombre de spires des enroulements.

	Nombre de spires primaires.	Nombre de spires secondaires.
Monophasé	330	37
Triphasé	260	92

La figure 4.3 représente le banc de mesure réalisé à cet effet.

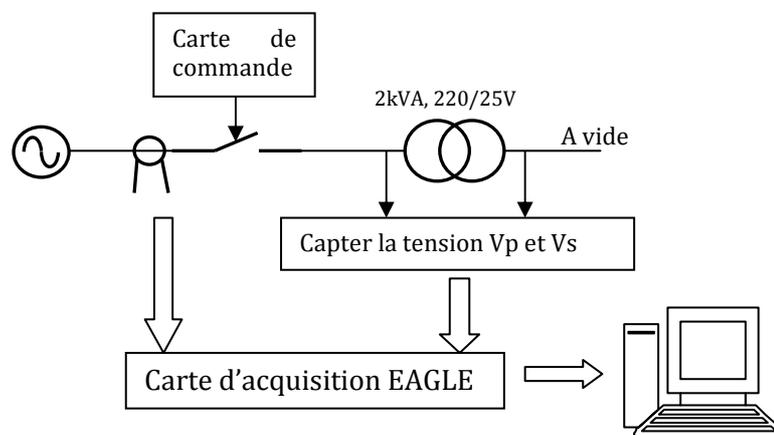


Figure 4.3. Banc de mesure pour l'étude du courant d'appel.

L'installation contient les éléments suivants :

- Un transformateur de puissance (monophasé ou triphasé);
- Une source de tension alternative monophasée ou triphasée;
- Carte réalisée pour commander le disjoncteur;
- Pincettes ampère-métriques TTi et capteurs de tension;
- Carte d'acquisition EAGLE (figure 4.4);
- Micro ordinateur.

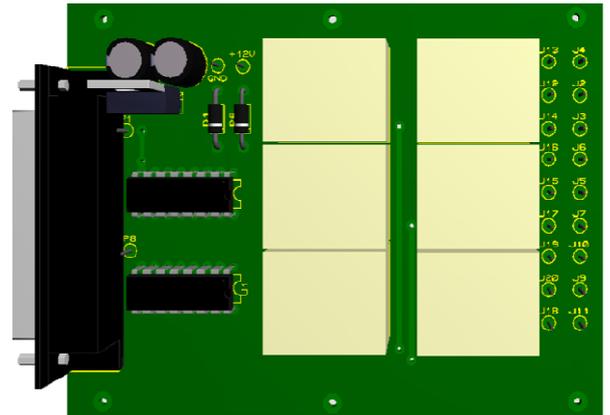


Figure 4.4. (a) Carte d'acquisition des données EAGLE.

(b) Carte de commande.

4.3. Courant d'appel dans le cas d'un transformateur monophasé

La figure 4.5 montre une photo du montage.

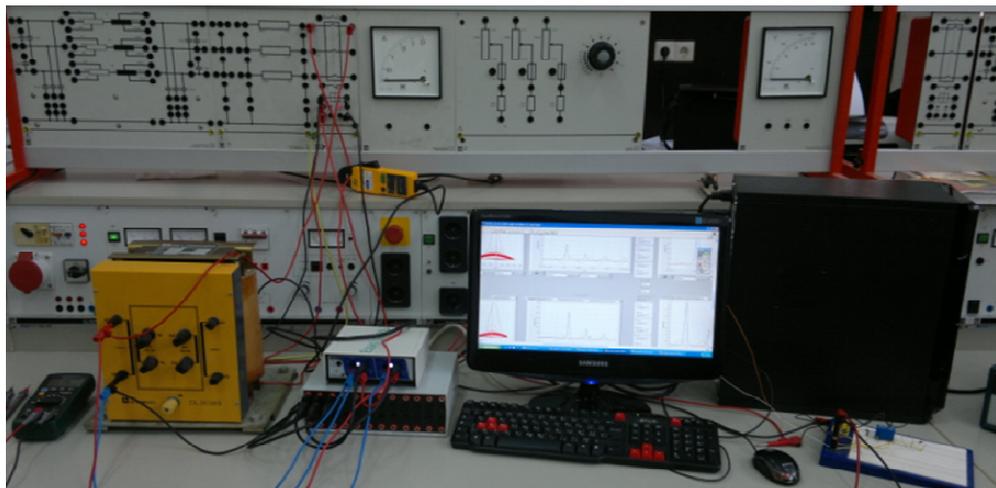


Figure 4.5. Photo de montage en laboratoire (monophasé).

En se basant sur les deux montages mentionnés aux paragraphes 1.8.1 et 1.8.2, les résultats de mesure sont montrés dans le tableau 4.2.

Tableau 4.2. Essai à vide et en court circuit.

	Test à vide	Test en court-circuit
Tension (V).	220	22
Courant (A).	0.369	5
Pertes (W).	17	87

En appliquant ensuite les formules des tableaux 1.3 et 1.4, on obtient ce qui suit:

Résistance shunt, $R_m = 2847,05 \Omega$.

Réactance shunt, $X_m = 609,72 \Omega$.

Résistance équivalent série, $R_{eq} = 3,48 \Omega$

Réactance équivalent série, $X_{eq} = 2,69248 \Omega$

Dans le cas monophasé, nous avons étudié deux régimes : Permanent et transitoire.

4.3.1. Régime permanent

En régime permanent, on applique la tension nominale au primaire du transformateur d'essai avec le secondaire mis en circuit ouvert, les formes d'onde de la tension primaire, secondaire et de courant magnétisant sont données au figure 4.6 (a). On introduit les deux courbes obtenues dans le chapitre 3, et les paramètres dans le modèle, on obtient les courbes simulées représentées dans la figure 4.6 (b). Il est clair que le modèle reproduit bien les résultats expérimentaux

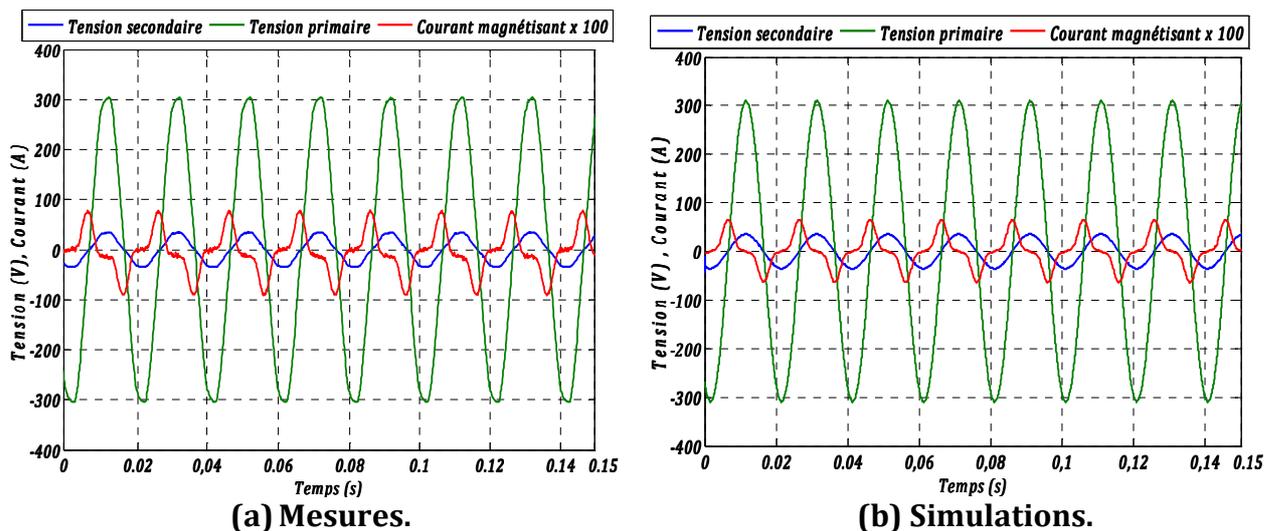


Figure 4.6. Les allures de tension primaire, secondaire, et courant à vide.

4.3.2. Régime transitoire

Dans cet essai et à l'aide de la carte de commande réalisée, on ferme le disjoncteur avec l'exécution du code de LabVIEW. On fixe la durée de l'essai à 0.6 s. Cette durée est suffisante pour voir la première crête du courant d'appel et son atténuation jusqu'au courant nominal.

- *Remarque*

Durant les essais expérimentaux au laboratoire nous avons remarqué que dans certains essais le disjoncteur principal de ce laboratoire s'ouvre, ceci est peut être dû à la valeur très importante du courant d'appel dépassant ainsi la capacité du générateur (puissance du générateur).

4.3.2.1. Influence de la résistance série R_s

En premier lieu, nous avons étudié l'influence d'une résistance variable insérée avant le transformateur. On applique les mêmes conditions sur le modèle. On obtient les formes d'onde du courant d'appel mesurées et simulées.

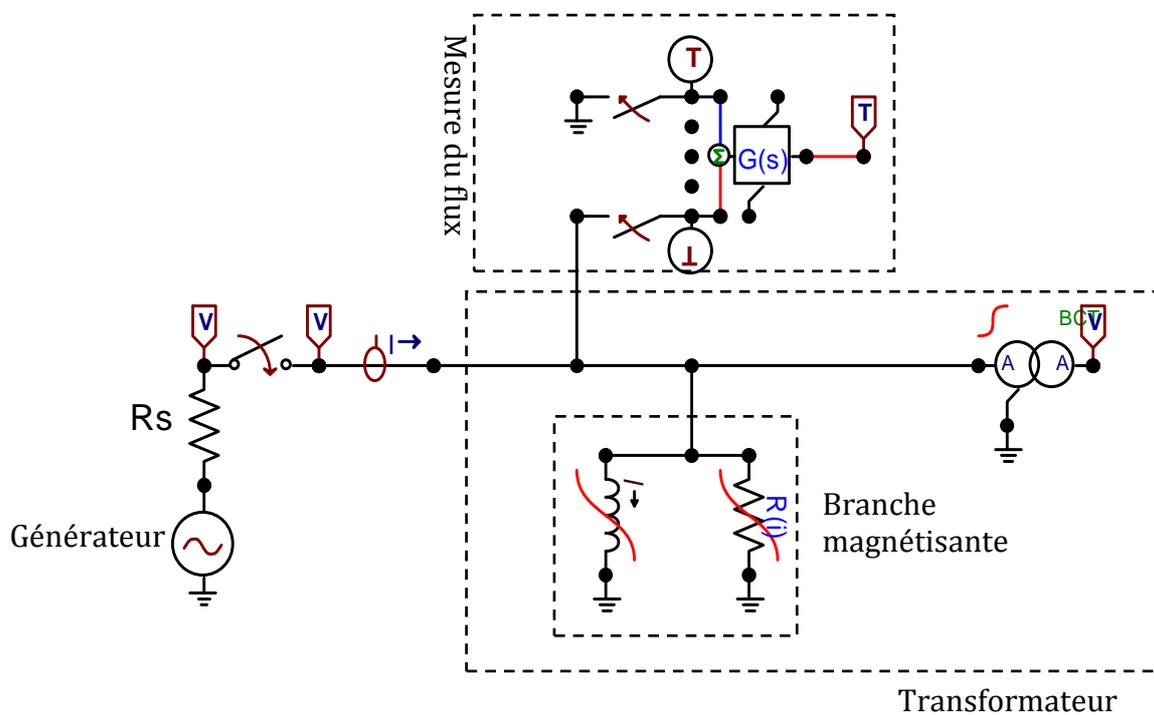


Figure 4.7. Montage de la simulation

La figure 4.8 montre une comparaison entre les cinq premières crêtes de courant d'appel mesurées et simulées avec une résistance nulle.

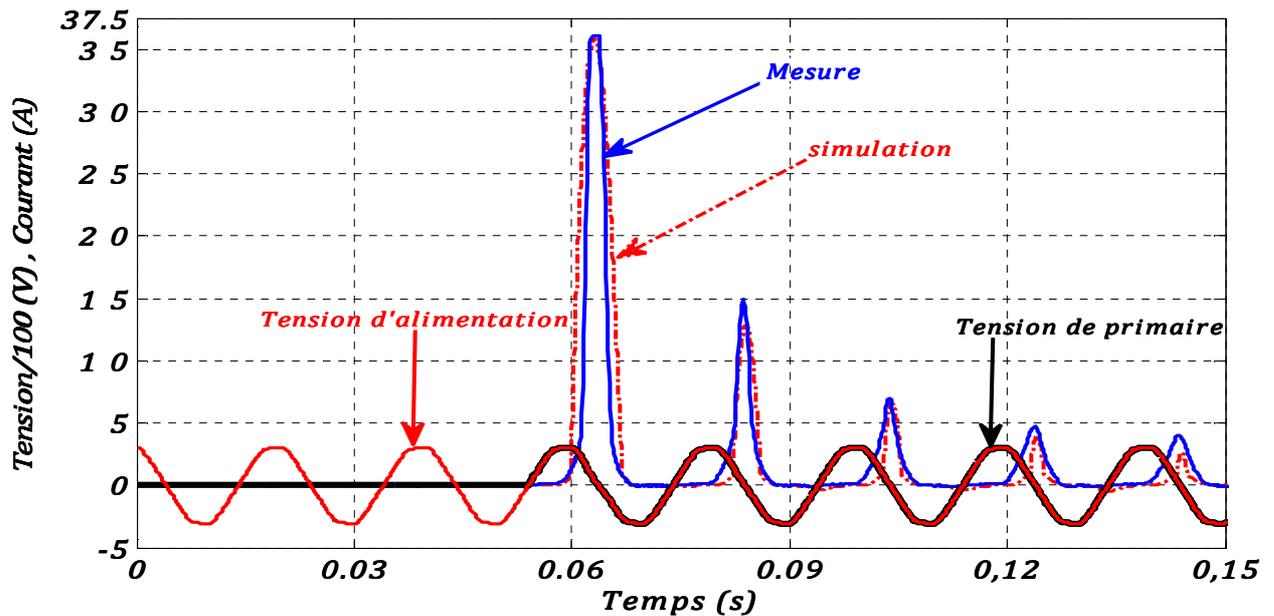


Figure 4.8. Comparaison des résultats expérimentaux et de simulations dans le cas où $R_s=0\Omega$.

La valeur du courant d'appel maximal mesuré est égale à 36,01 A; et simulé est 35,84 A. L'amplitude du courant d'appel représente 8,04 fois l'amplitude du courant nominal du transformateur. En changeant la valeur de la résistance série à 4 puis à 8 Ohm, on obtient les courbes représentées dans la figure 4.9 et la figure 4.10 respectivement.

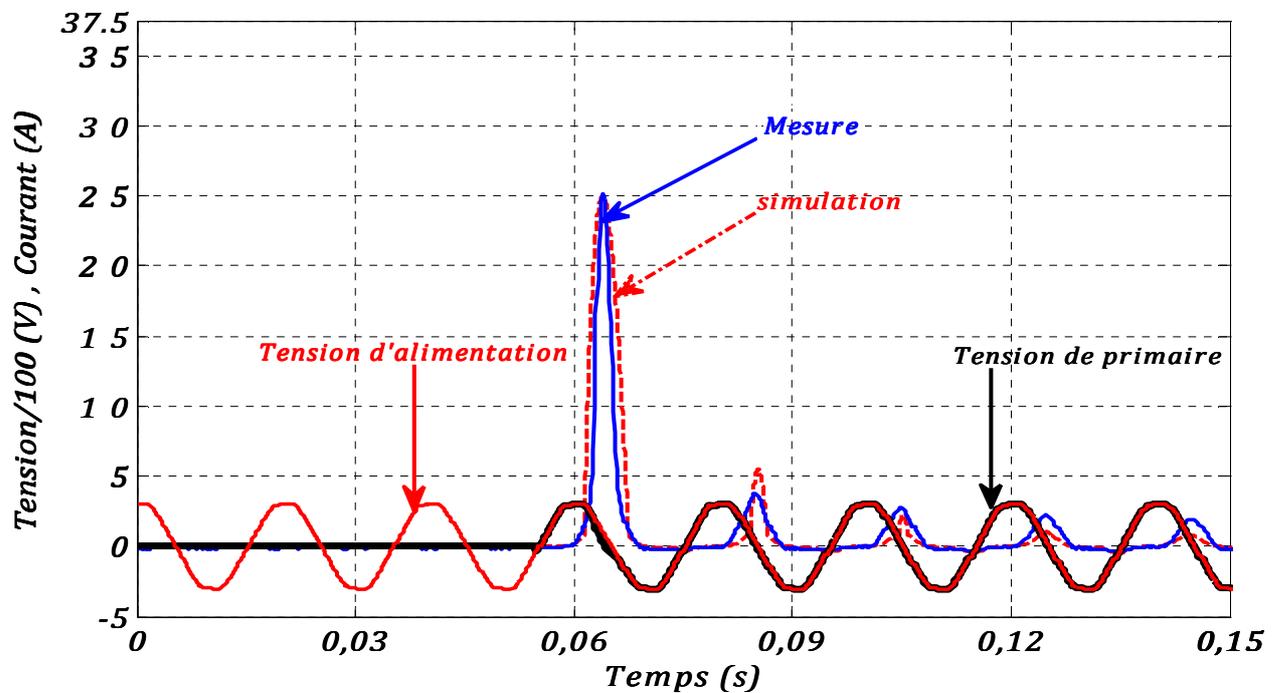


Figure 4.9. Comparaison des résultats expérimentaux et de simulations dans le cas où $R_s=4\Omega$.

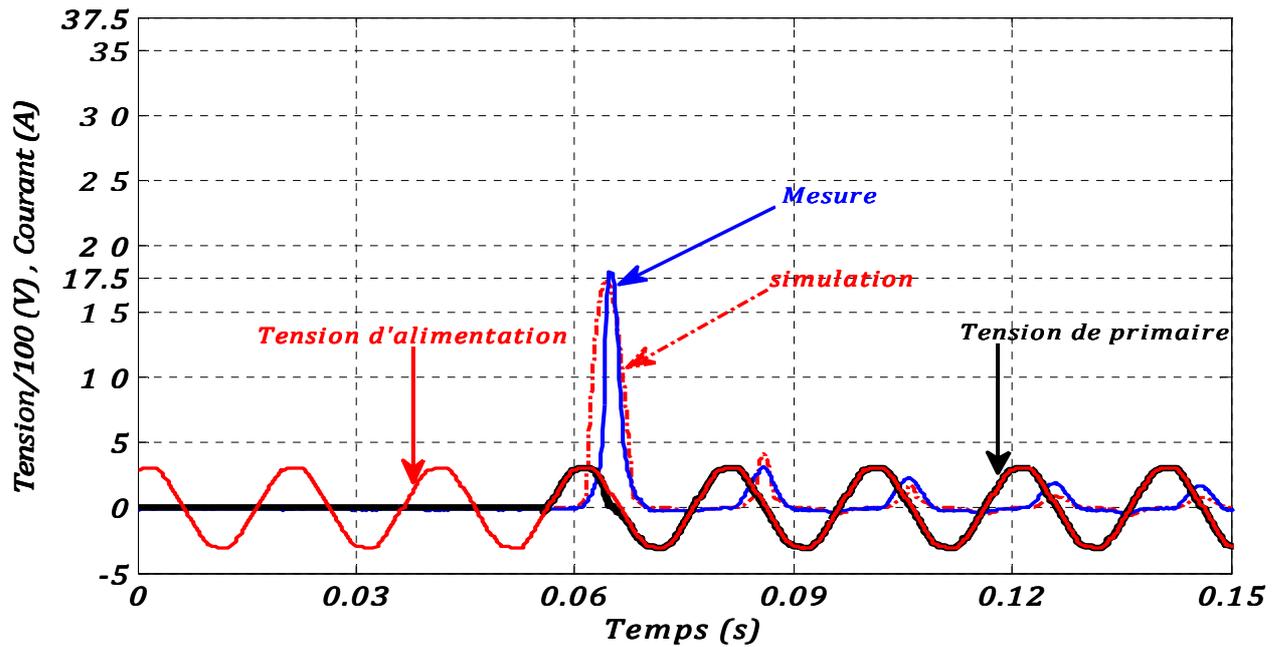


Figure 4.10. Comparaison des résultats expérimentaux et de simulations dans le cas où $R_s=8 \Omega$.

Le tableau 4.3 montre les valeurs de la première crête pour chaque résistance insérée.

D'après ces résultats on constate que la première crête du courant d'appel a une valeur plus importante que les autres. Le courant d'appel a une composante continue. Il atteindra son régime permanent après une certaine durée.

Les figures 4.8, 4.9 et 4.10 montrent l'effet de la résistance série sur l'amplitude de courant d'appel. L'augmentation de la résistance série fait diminuer l'amplitude du courant de démarrage. Elle entraîne, par ailleurs, une décroissance rapide du courant d'appel.

La différence enregistrée entre les résultats de simulation et de mesure est minime. Elle peut être due à des paramètres qui n'ont pas été pris en considération tel que les capacités des spires.

D'après cette étude, on peut conclure que les transformateurs situés plus près des centrales de production peuvent être affectés par des courants d'appel de très grande amplitude, par rapport à ceux installés loin du générateur.

Tableau 4.3. Courant d'appel

$R (\Omega)$	1 ^{ère} crête de courant d'appel (A)	
	Mesures	Simulations
0	36,01	35,84
4	25,1	24,99
8	18	17,35

4.3.2.2. Influence du point sur l'onde de la tension

En deuxième lieu, l'effet de moment de fermeture de disjoncteur ou encore le point sur l'onde de la tension la où on ferme le disjoncteur est étudié. Dans cet essai la résistance est ignorée. Le premier résultat a été déjà présenté dans la figure 4.8. Il correspond au cas où la fermeture a eu lieu à une tension d'alimentation nulle, en d'autres termes à un angle sur la tension primaire égal à zéro. La figure 4.11 (a) et (b) présentent la crête de courant d'appel mesuré et simulé lors d'une fermeture à une valeur de tension égale à 195 V, 182 V (i.e. pour des temps $t = 0,0492s$ et $0,0501s$) respectivement.

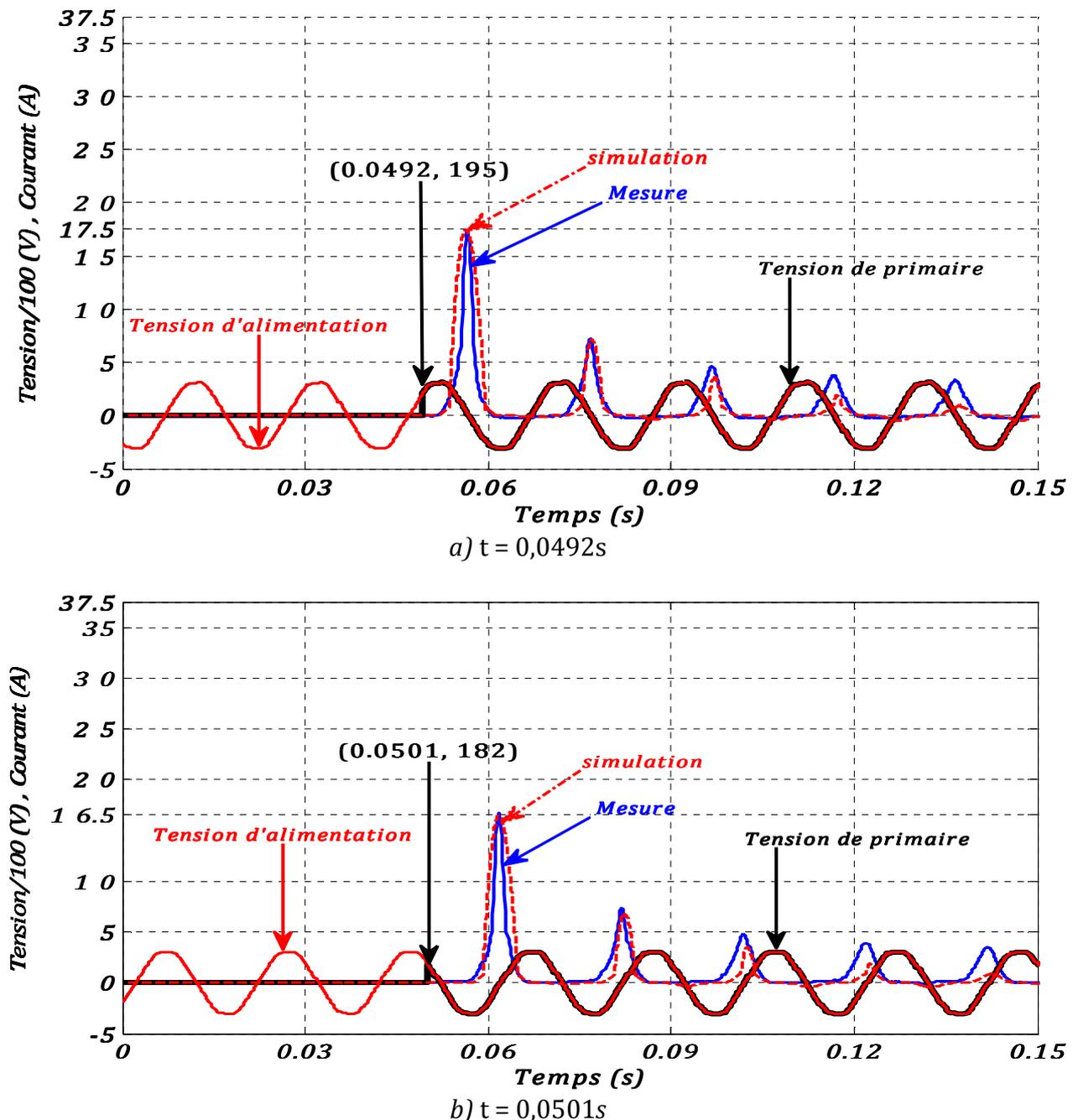


Figure 4.11. Effet du l'angle de la commutation sur l'amplitude du courant d'appel.

On constate que la plus grande amplitude du courant d'appel a eu lieu lorsque la valeur de la tension primaire du transformateur est égale à zéro. En outre, l'augmentation de l'angle sur l'onde de la tension fait diminuer l'amplitude du courant d'appel.

La mise sous tension des transformateurs de puissance avec une fermeture aléatoire peut générer des courants d'appel très importants. Dans le but d'éviter cela, il est nécessaire de contrôler le disjoncteur pour choisir l'instant optimal en fonction de la tension du réseau (générateur) qui permet d'ouvrir ou de fermer le disjoncteur.

4.4. Courant d'appel dans le cas d'un transformateur triphasé

Dans ce cas on utilise un transformateur triphasé comme il est montré dans le banc d'essai de la figure 4.12. De même que pour le cas monophasé nous avons étudiés deux régimes : Permanent et transitoire.

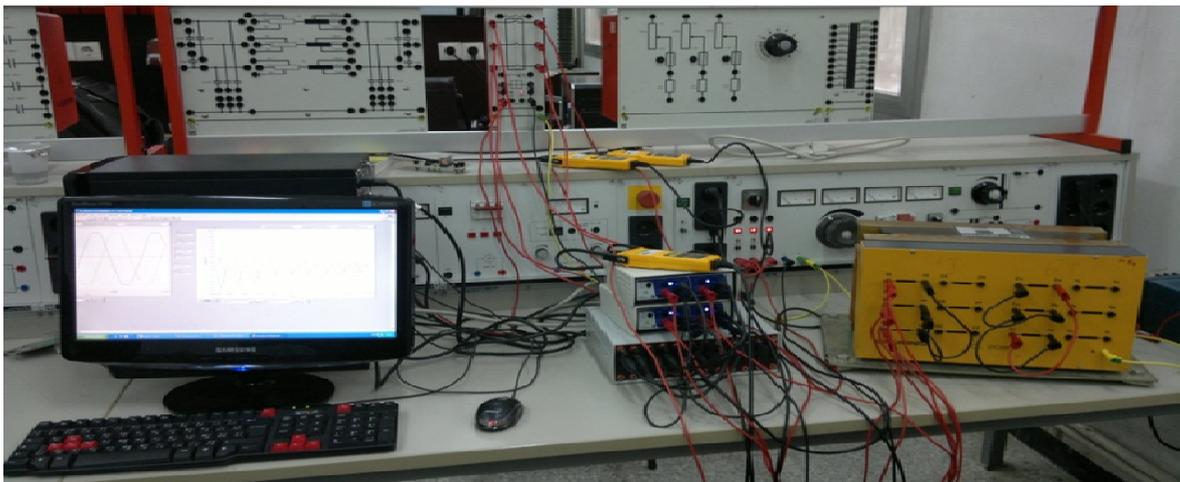


Figure 4.12. Photo de montage en laboratoire (triphase).

4.4.1. Régime permanent

En régime permanent on applique la tension nominale au primaire du transformateur d'essai avec le secondaire mis en circuit ouvert. Le couplage utilisé est un couplage en étoile avec neutre isolé. Les formes d'onde de courant magnétisant et de la tension primaire sont données aux figures 4.13 et 4.14.

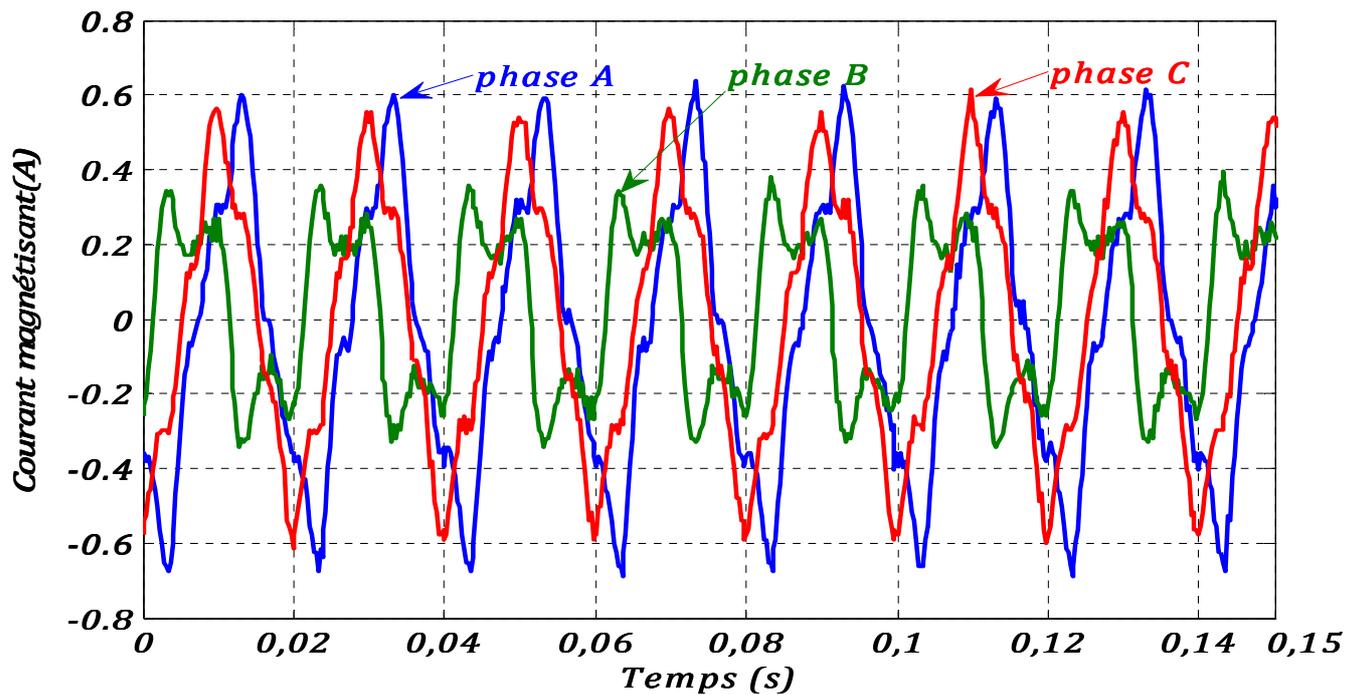


Figure 4.13. Courant primaire.

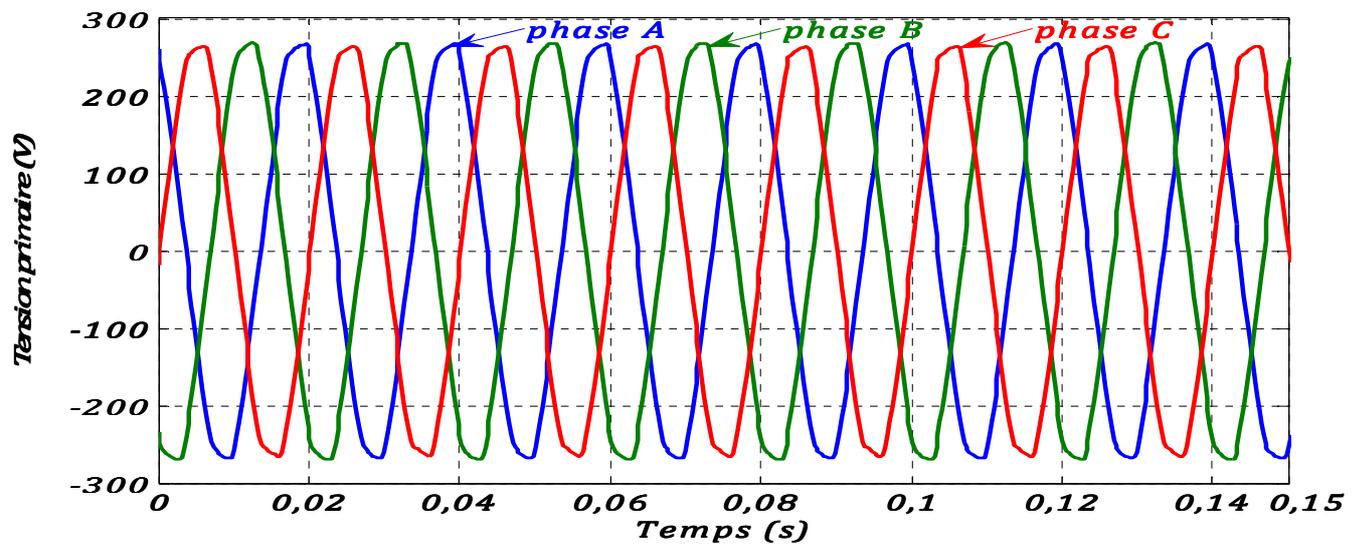


Figure 4.14. Tension primaire

4.4.2. Régime transitoire

Dans ce cas, nous avons réalisé une étude qui consiste à investiguer l'effet du flux rémanent d'autant plus que l'effet de la première valeur du flux à l'instant de fermeture le disjoncteur et sa direction. A cet effet plusieurs essais successifs ont été faits. Dans la suite, on présente seulement deux cas successifs dont le principe est montré dans la figure 4.15.

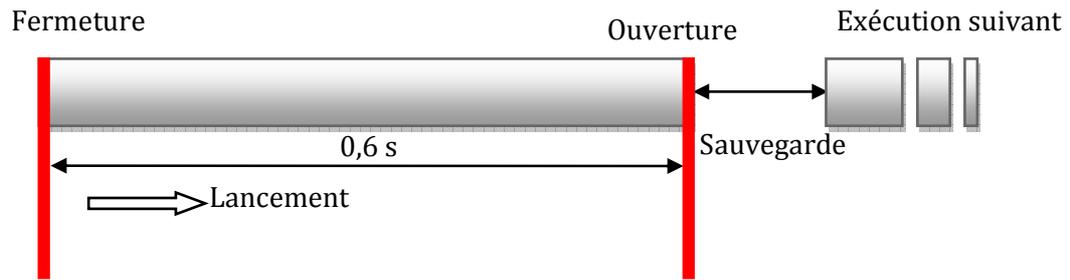


Figure 4.15. Procédure de l'essai.

Les valeurs du flux rémanent (Tableau 4.4) de chaque phase sont calculées à partir de signal du flux, qui est égale à l'intégrale du signal de la tension (équation (4.6)) selon la loi de Lenz ($v = -d\lambda/dt$) pour le cas qui précède. Les trois dernières valeurs au moment d'ouverture du disjoncteur ($t_{open} = 0,6$ s) correspondent au flux rémanent qui sera pris en considération dans l'essai suivant. La tension est considérée sinusoïdale.

$$\lambda_R = -\lambda_{max} \cos(\omega * t_{ouvrir}) \quad (4.6)$$

$$\phi_R = \frac{\lambda_R}{n} \quad (4.7)$$

En utilisant le nombre de spires primaire présenté dans le tableau 4.1.

Tableau 4.4. Flux Rémanent des trios phases.

	Flux	Phase A	Phase B	Phase C
Essai 1	λ (V,s)	-0,8215	0,61	0,2099
	ϕ (Wb)	-0,006319	0,0047	0,001614
Essai 2	λ (V,s)	-0,6648	0,7954	-0,1208
	ϕ (Wb)	-0,005113	0,0061	-0,00092

Si on alimente un transformateur à un instant aléatoire, il est possible qu'aucun courant d'appel transitoire ne se produise; mais généralement les courants d'appel apparaissent. Ceci se produit parce que les courants d'appel dépendent non seulement de l'instant de mise en service des transformateurs, mais également sur le flux rémanent et celui au moment de fermeture du disjoncteur.

L'équation instantanée du flux dans le noyau est :

$$\lambda_{noyau}(t) = \lambda_R + \int_{t_{fermé}}^t u_{coil}(t) dt \quad (4.8)$$

$$\lambda_{noyau} = -\lambda_{max} \cos(\omega * t) + \lambda_{max} \cos(\omega * t_{fermé}) + \lambda_R$$

Les déphasages entre les trois phases sont respectés.

Le circuit utilisé dans l'ATPDraw est représenté dans la figure 4.16, en utilisant le transformateur BCTRAN (triphase de 2 enroulements) et une branche magnétisante ajoutée extérieurement.

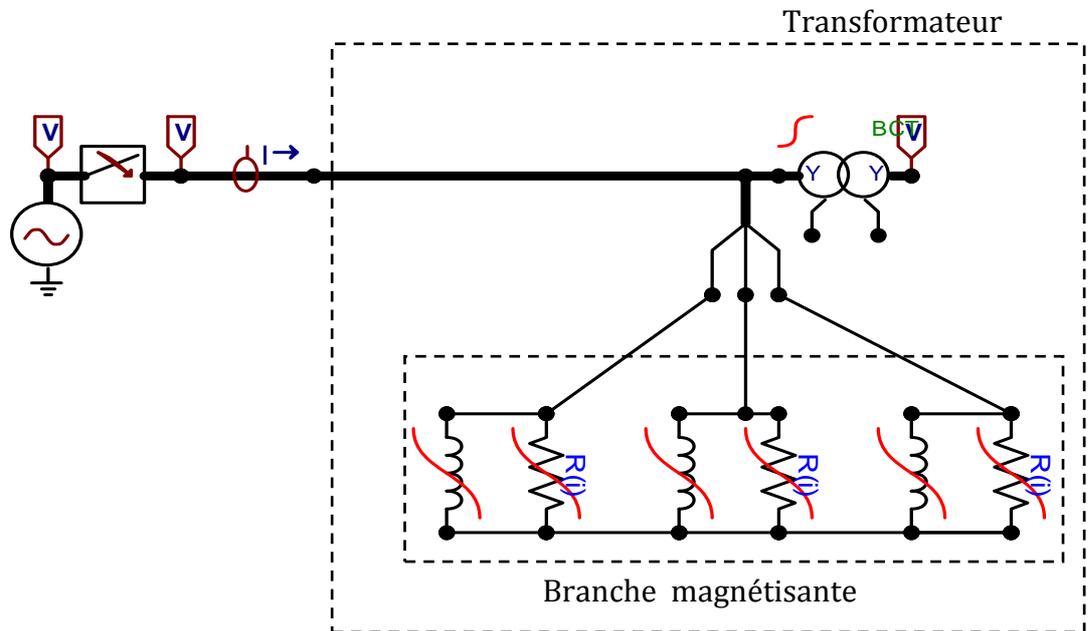


Figure 4.16. Montage de la simulation.

➤ 1^{er} essai

La figure 4.17 présente la tension primaire au moment de la fermeture du disjoncteur. La figure 4.18 montre la forme d'onde du flux instantané calculé selon l'équation (4.8). Les cinq crêtes du courant d'appel des trois phases sont représentées dans la figure 4.19.

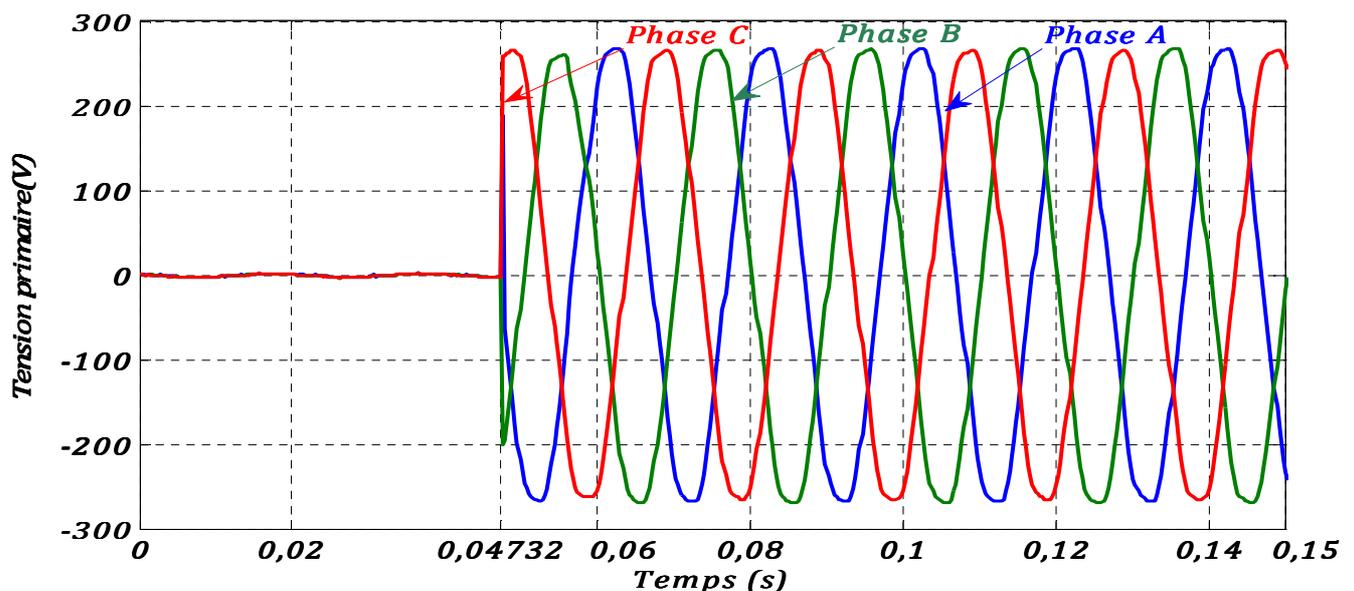


Figure 4.17. Tension de phase primaire.

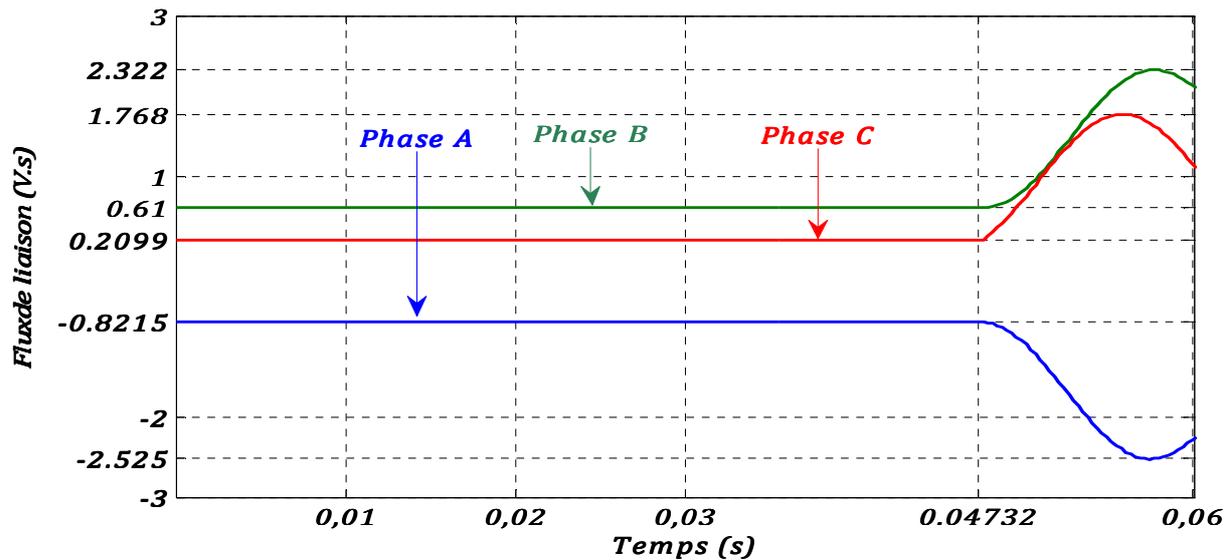


Figure 4.18. Première cycle d'onde du flux du côté haute tension.

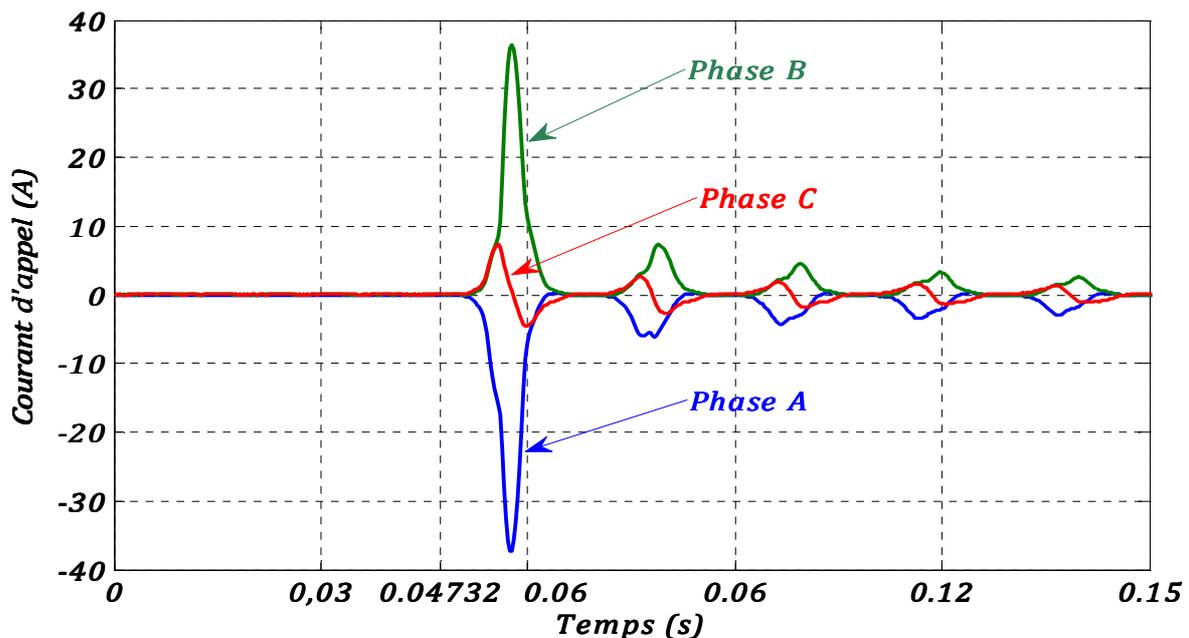


Figure 4.19. Courant d'appel expérimental.

En introduisant les branches non-linéaires d'une manière externe au modèle des transformateur BCTRAN (voir chapitre 2 pour les détails) comme il est montré dans la figure 4.16. La simulation de ce circuit nous donne les résultats de la figure 4.20. En examinant cette courbe nous pouvons constater que les résultats de simulation du phénomène d'enclenchement de transformateur à vide sont presque similaires avec ceux acquis expérimentalement. Sauf peut être pour la phase C où l'on remarque une légère différence. D'autant plus que le modèle nécessite une amélioration dans le futur.

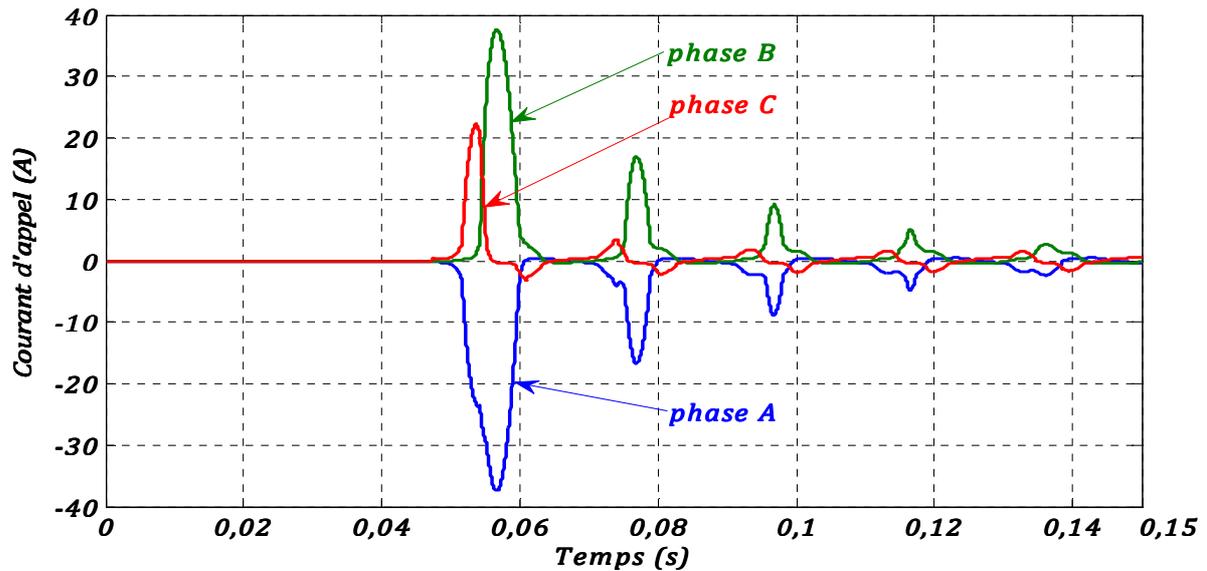


Figure 4.20. Courant d'appel (simulation).

➤ 2^{ème} essai

La figure 4.21 présente la tension primaire au moment de la fermeture du disjoncteur. La figure 4.22 montre la forme d'onde du flux instantané calculé selon l'équation (4.8). Les formes d'ondes du courant d'appel des trois phases sont représentées dans la figure 4.23. En régime établi, le transformateur fonctionne à des niveaux de flux inférieurs au flux de saturation. Pour un ré-enclenchement du transformateur après la mise hors tension, il est possible que le flux dynamique ait des valeurs supérieures au flux de saturation, le maximum du courant peut être largement plus grand que sa valeur crête en régime permanent.

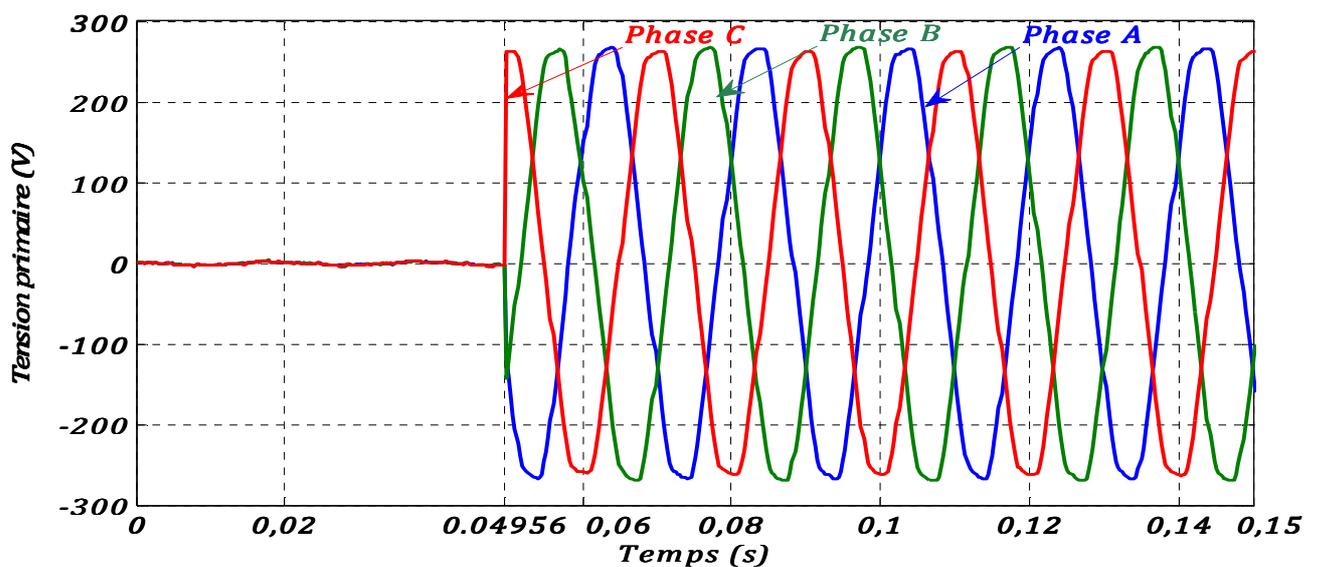


Figure 4.21. Tension de phase primaire.

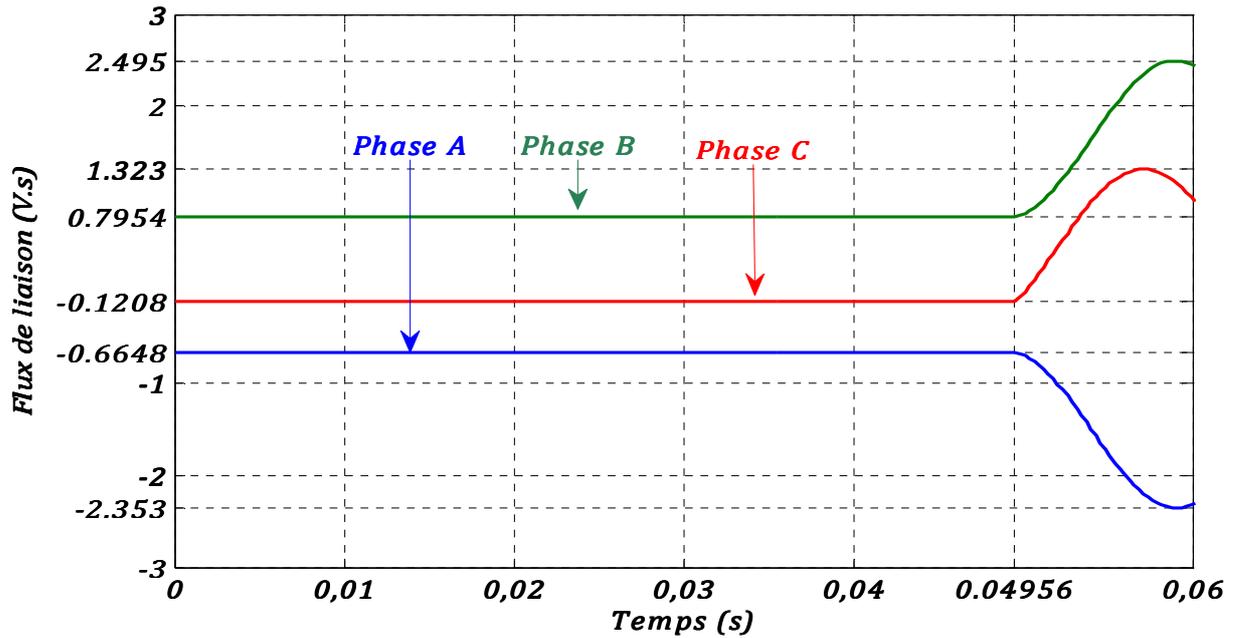


Figure 4.22. Flux du côté haute tension.

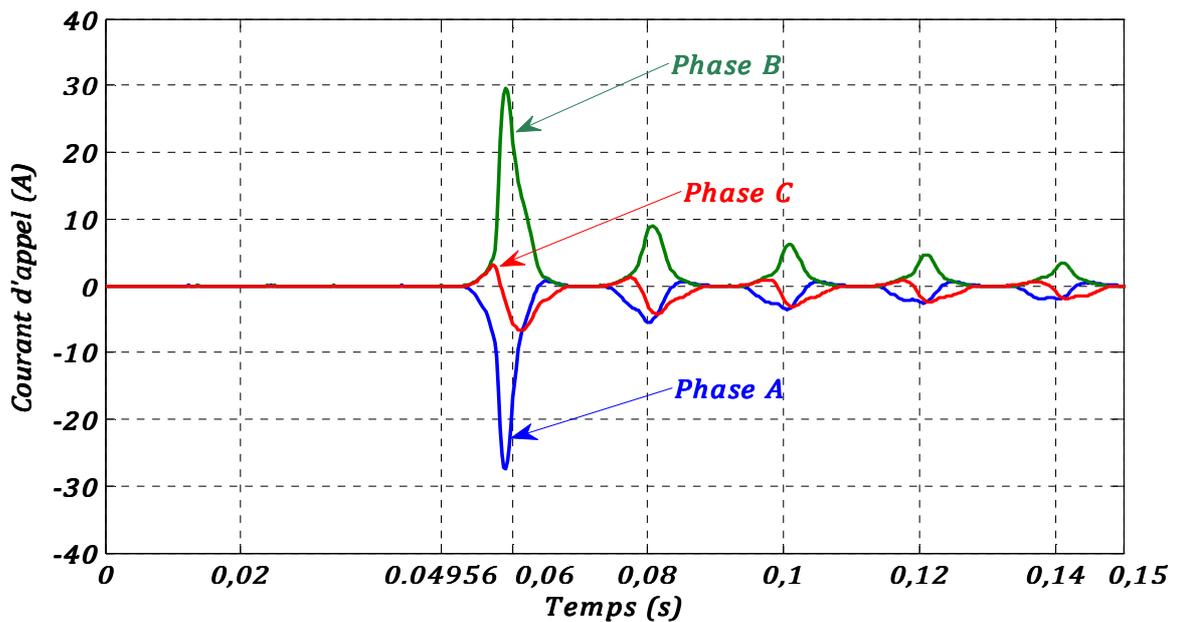


Figure 4.23. Courant d'appel expérimental.

Les résultats de simulation dans le présent cas sont montrés dans la figure 4.24. Une fois de plus nous remarquons que les résultats de simulation sont en parfait accord avec les résultats obtenus expérimentalement. Ce qui met en valeur la modélisation proposés moyennant des erreurs qui peuvent être du aux différentes hypothèses simplificatrices et les phénomènes qui n'ont pas été pris en considération.

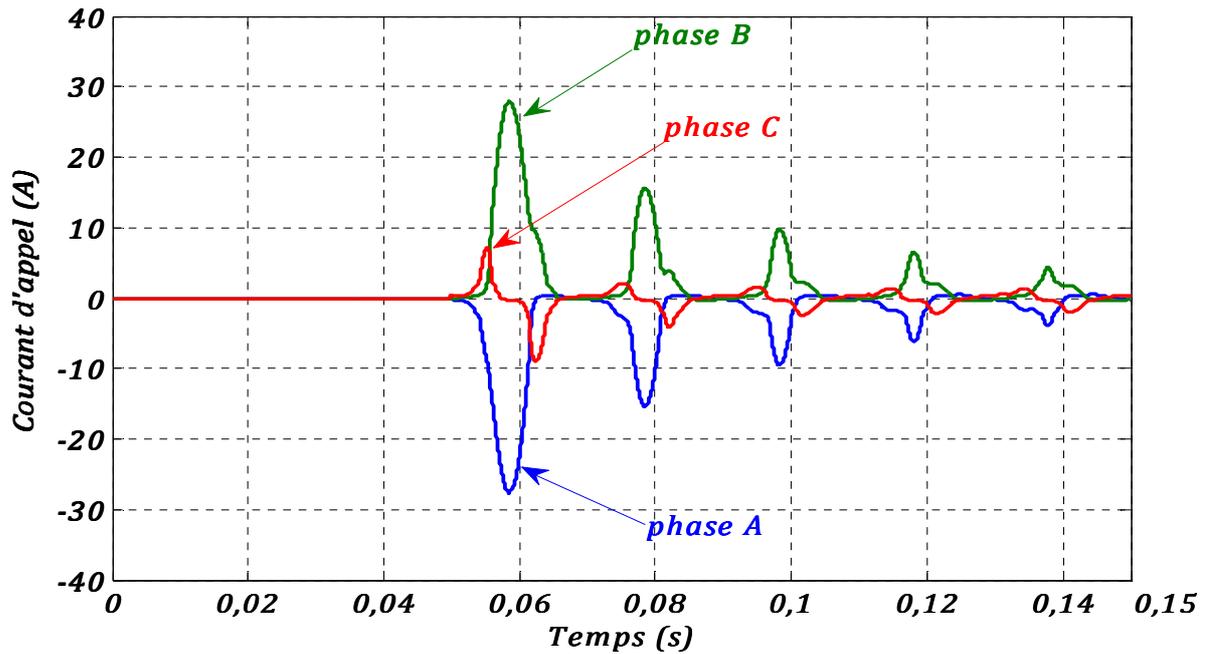


Figure 4.24. Courant d'appel (simulation).

Les valeurs crêtes du courant d'appel sont représentées dans le tableau 4.5

Tableau 4.5. Courant d'appel (A) des trois phases dans les deux essais.

	Phase A	Phase B	Phase C
Essai 1	-37.3157	36.3576	7.30836
Essai 1	-27.6244	29.602	3.07072

Ce dépassement du flux peut être expliqué par la présence du flux rémanent qui pousse la mise sous tension dans la zone de saturation, d'où l'origine du courant d'appel.

Le courant d'appel augmente avec l'augmentation du flux rémanent, le courant de chaque phase suit la direction du flux instantané. Le flux instantané prend la valeur du flux rémanent à partir du zéro jusqu'au point de la fermeture du disjoncteur. Si on excite le transformateur de nouveau par une tension sinusoïdale alternative, le flux devient également sinusoïdal mais déplacé selon la valeur du flux rémanent. La fermeture d'une seule phase va engendrer un courant d'appel sur les autres phases (voir annexe B2)

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre il a été question d'étudier et d'analyser le courant d'appel suite à l'enclenchement des transformateurs de puissance. Une comparaison entre les résultats de simulation et d'expérimentation a été faite.

L'étude a révélée que l'amplitude de courant d'appel dépend essentiellement sur :

- Le point sur l'onde de tension à laquelle le transformateur est alimenté.
- Le flux résiduel (rémanent) dans le noyau du transformateur et son signe.
- L'impédance totale du circuit par lequel le courant d'appel coule.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le transformateur de puissance peut être soumis à des transitoires due à la manœuvre des disjoncteurs. La fermeture non contrôlée de disjoncteur sur un transformateur à vide peut engendrer des courants possèdent une composante continue élevée appelés "courant d'appel", l'amplitude de ces courants peut atteindre la valeur maximale du courant de court-circuit. Les causes principales de ces courants sont la valeur du flux rémanent qui est généralement présent dans le noyau lors de la mise hors tension d'un transformateur de puissance, et la saturation du noyau de fer. Ces courants peuvent provoquer des contraintes électriques et mécaniques importantes dans le transformateur.

Dans le Laboratoire du département on a réalisé un banc d'essai pour mesurer le courant d'appel des transformateurs monophasés et triphasés. Un système d'acquisition de données est développé qui se compose principalement d'une carte d'acquisition EAGLE, des codes réalisés sous environnement LABVIEW de national Instrument et enfin d'une carte électronique pour la commande du disjoncteur.

A l'heure actuelle, il n'existe pas à notre connaissance de modèle universel de simulation qui permet de simuler les phénomènes transitoires tels que l'arrachement du courant, le flux rémanent, le courant d'appel. La simulation de ce dernier est complexe et le transformateur doit être modélisé correctement pour représenter le comportement non linéaire de magnétisation, les pertes, et les effets de saturation dans le noyau. A cet effet on a proposé une méthode de calcul de la courbe de saturation de la branche magnétisante, c'est-à-dire la résistance et l'inductance non linéaires qui se base sur les pertes réactives à vide. En introduisant ces courbes de magnétisation dans le modèle, il est possible de simuler le comportement transitoire dû au courant d'appel.

Les modèles existant dans l'EMTP permettent de simuler les phénomènes transitoires avec une précision de mesure, et d'avoir connue la majorité des paramètres du transformateur.

D'après les essais qu'on a réalisé au laboratoire et les simulations, on constate que les transformateurs qui situés à proximité des centrales de production, peuvent affecter par une amplitude du courant d'appel importante.

La crête du courant d'appel peut atteindre une valeur de 7-10 fois du courant nominale.

Dans ce travail une comparaison entre les résultats de simulation et d'expérimentation a été faite. Le banc de mesure est fonctionnel et peut participer à l'évolution du département en matière des travaux pratiques.

L'étude a révélé aussi que l'amplitude de courant d'appel dépend essentiellement sur :

- Le point sur l'onde de tension à laquelle le transformateur est alimenté.
- Le flux résiduel (rémanent) dans le noyau du transformateur et son signe.
- L'impédance totale du circuit par lequel le courant d'appel coule.

Cette étude peut être complétée par les perspectives suivantes:

- Généraliser l'étude sur les gros transformateurs en collaboration avec SONELGAZ.
- Etude et réalisation d'une manœuvre contrôlée avec le flux rémanent dans les transformateurs de puissance.
- Etude de l'influence des transformateurs en service sur le courant d'appel d'un transformateur subissant la manœuvre.
- Etude de l'approche hybride pour la représentation des transformateurs

ANNEXE A- CODES LABVIEW POUR LE BANC D'ESSAI

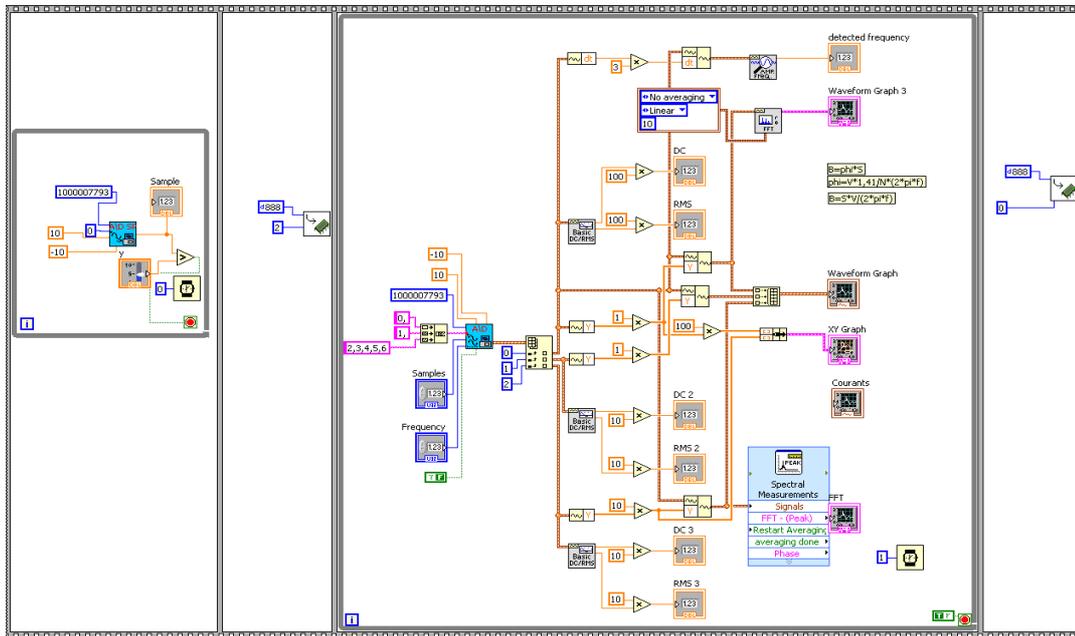


Figure 1. Diagramme utilisé pour l'acquisition monophasé (LabVIEW).

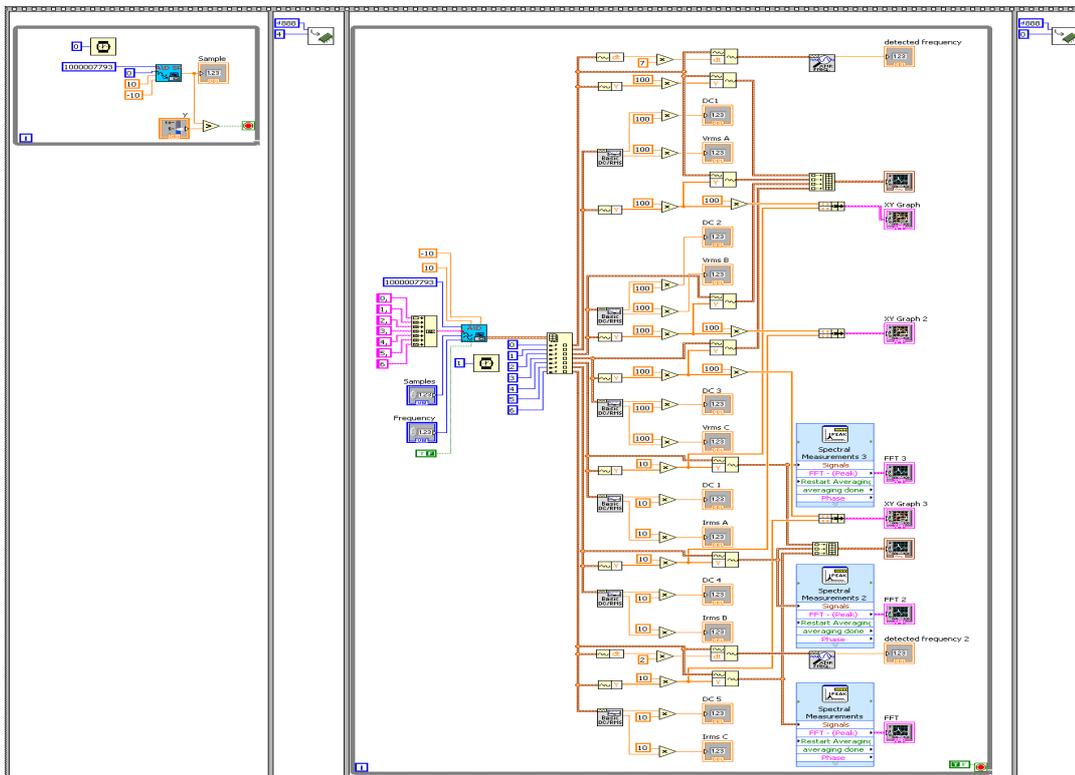


Figure 2. Diagramme utilisé pour l'acquisition triphasé (LabVIEW).

ANNEXE B- LES RESULTATS DE [32] ET AUTRES ESSAIS.

Dans cette annexe nous présentons en premier lieu la validation de notre approche pour la détermination de la caractéristique non linéaire de la branche magnétisante et celle de la référence 32. En second lieu nous présentons des résultats pour le cas où on enclenche une seule phase tandis que les deux autres étaient alimentés préalablement.

1- Résultats de [32]

Tableau 1. Essai à vide

V_{eff}	I_{eff}	P_0
0	0	0
3.2040	0.0468	0.0727
6.7090	0.0656	0.2628
8.8880	0.0797	0.4223
11.8680	0.0953	0.6909
14.4960	0.1141	0.9723
16.2550	0.1281	1.1850
18.6160	0.1531	1.5090
20.9280	0.1875	1.8830
23.7840	0.2641	2.4620
25.2110	0.3265	2.8370

Tableau 1. Résultats obtenus

v (V)	i_r (mA)	λ (V, s)	$i_l[32]$ (mA)	i_l (mA)
0	0	0	0	0
4.5311	0.0321	0.0120	0.0579	0.0579
9.4880	0.0524	0.0252	0.0599	0.0624
12.5695	0.0630	0.0333	0.0859	0.0864
16.7839	0.0776	0.0445	0.0949	0.0964
20.5004	0.0894	0.0544	0.1315	0.1317
22.9880	0.0975	0.0610	0.1511	0.1516
26.3270	0.1096	0.0698	0.1998	0.2010
29.5967	0.1241	0.0785	0.2674	0.2716
33.6357	0.1483	0.0892	0.4351	0.4555
35.6537	0.1685	0.0946	0.5816	0.6230

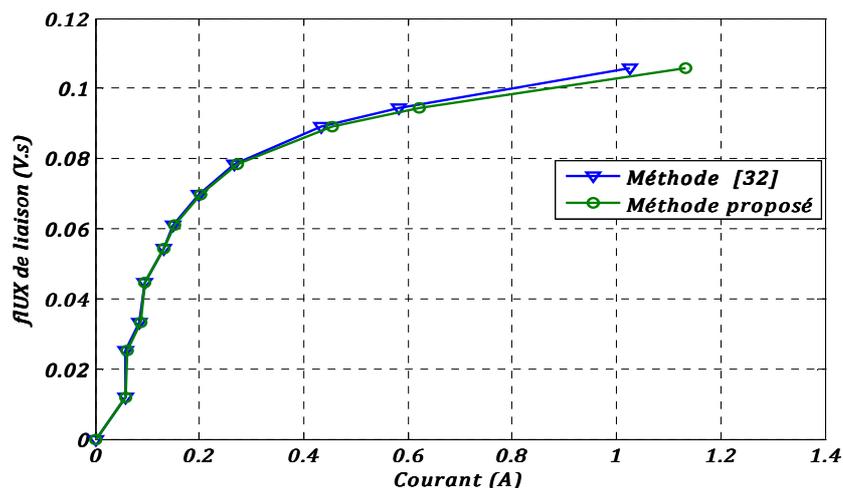


Figure 2. Courbe de saturation

2- Manœuvre d'une seule phase

Dans la suite des essais représentés dans le chapitre 4, on ferme le disjoncteur sur une phase et les deux autres sont alimentés directement (l'essai a répété plusieurs fois).

On constate que la manœuvre d'une seule phase d'un transformateur engendre une valeur du courant d'appel faible par rapport à celle qui produit lors d'une fermeture des trois phases. En outre, il influe sur le courant d'appel des autres phases. Les deux phases qui restent alimentées suivent une même direction, par contre la phase qui se ferme suit la direction inverse.

Phase A

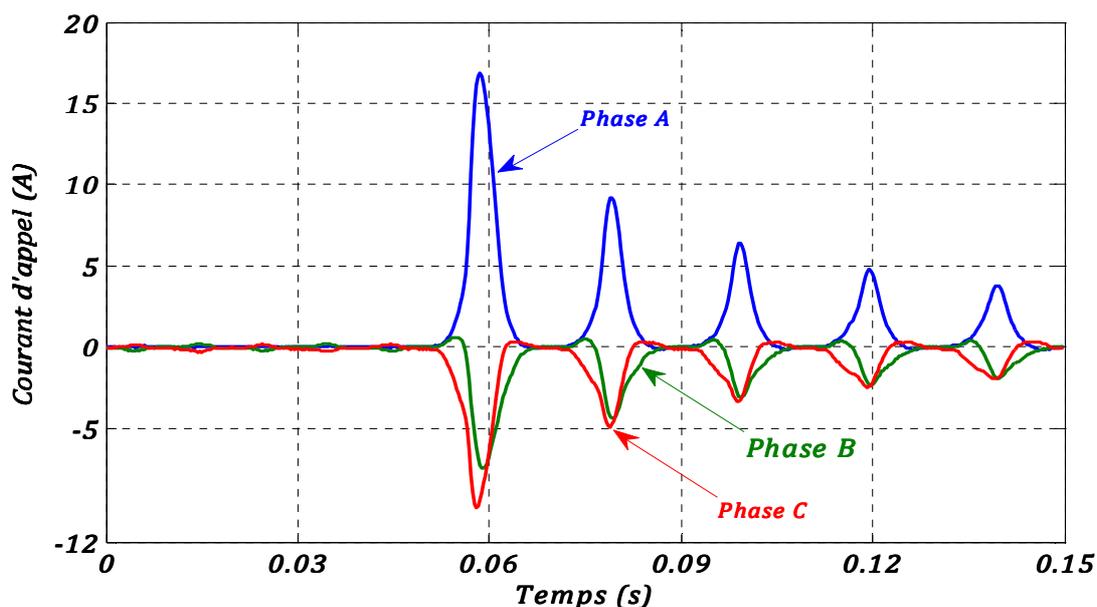


Figure 3. Courant d'appel avec la fermeture de la phase A.

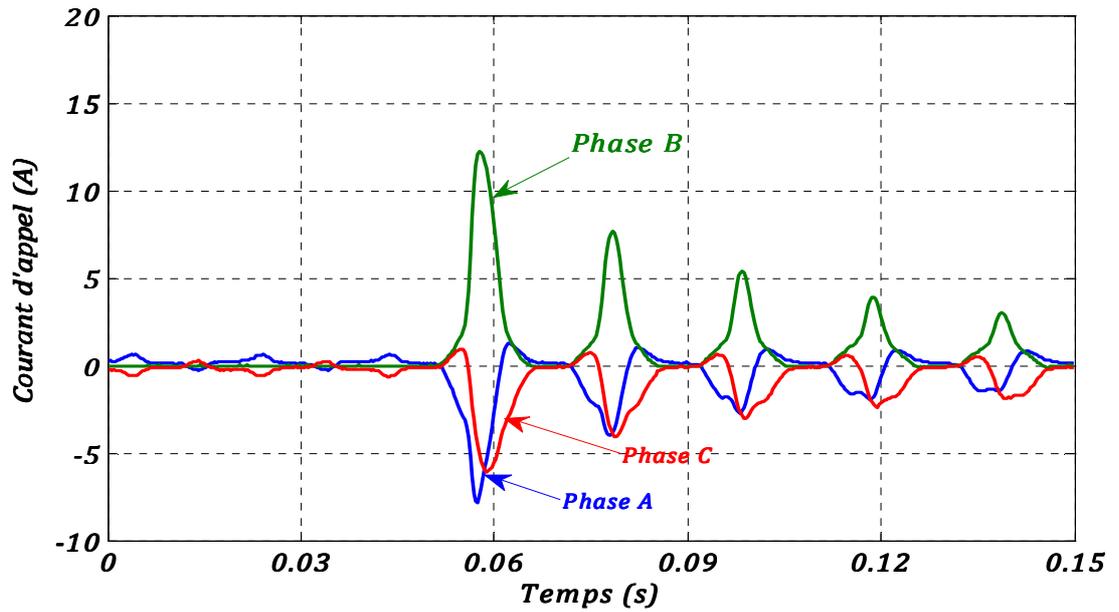
Phase B

Figure 4. Courant d'appel avec la fermeture de la phase B.

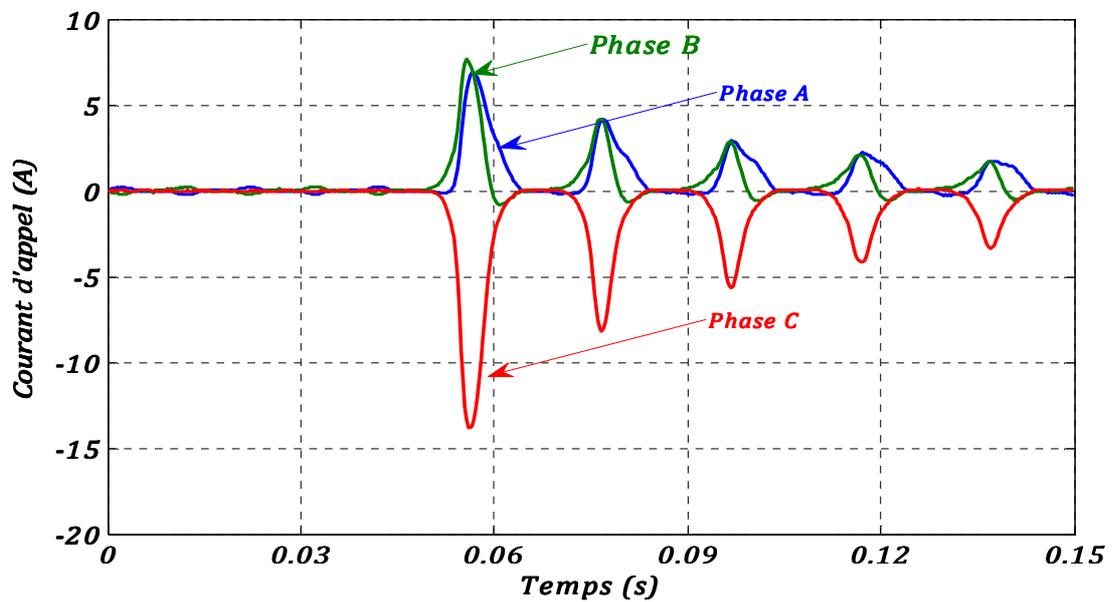
Phase C

Figure 5. Courant d'appel avec la fermeture de la phase C.

REFERENCES

- [1] Nicola Chiesa. " *Power Transformer Modeling for Inrush Current Calculation* " Doctoral theses at NTNU. Norwegian University of Science and Technology. June 2010
- [2] Toufik SMAIL " *Modélisation des éléments non linéaire* ", Mémoire de magister, département d'électronique, Université de Batna, 2005.
- [3] <http://dspt.perso.sfr.fr/GAULARD.htm> (© 2000-2007 Pierre Dessapt)
- [4] T. WILDI, G. SYBILLE " *Electrotechnique* ", Département de Boeck Université, 4^e édition, 2005.
- [5] V. COSTAN, " *Convertisseurs Parallèles Entrelacés : Etude des Pertes Fer dans les Transformateurs Inter-cellules* ", Thèse de doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, octobre 2007
- [6] S. Chimklai, J. R.Marti, " *Simplified three-phase transformer model for electromagnetic transients* ". IEEE Transaction on Power Delivery Vol. 10, No. 3, pp.1316-1325 ,July 1995.
- [7] A. Morched, L.Marti, J Ottevangers " *A high frequency transformer model for EMTP* ". IEEE Transaction on Power Delivery Vol. 8, No. 3,pp. 1615 – 1626, July 1993.
- [8] F.Leon, A. Semlyen " *Time domain modelling of eddy current effects for transformer transients* " IEEE Transaction on Power Delivery Vol. 8, No 1, pp.271-280, January 1993.
- [9] F.Leon, A. Semlyen " *Complete transformer model for electromagnetic transients* ", IEEE Transaction on Power Delivery Vol. 9, No. 1, pp.231-239, January 1994.
- [10] T.Noda, H. Nakamoto, S.Yokoyama, " *Accurate Modeling of Core-Type Distribution Transformers for Electromagnetic Transient Studies* ", IEEE, Power Engineering Review, Vol. 22, No. 8, September 2007.
- [11] C. Andrieu, E. Dauphant D. Boss, " *A Frequency-Dependant Model For a MV/LV Transformer* ", in IPST'99, International Conference on Power Systems Transients , Budapest, Hungary, June 1999.
- [12] IEEE Slow Transients (Transitoires lentes), " *Modeling and analysis guidelines for slow transients – Part III: The study of ferroresonance* " IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 15, No.1, pp. 255-265, January 2000.
- [13] J. A. MARTINEZ-VELASCO, B. A. MORK, " *Transformer modeling for simulation of low frequency transients in power systems* " , 17th International Conference on Electricity Distribution (C I R E D). Barcelona, paper No 92, 12-15 May 2003.
- [14] H.W. Dommel, *EMTP Theory Book*, Bonneville Power Administration, Portland, August 1986.
- [15] B.A. Mork, F. Gonzalez, D. Ishchenko, D.L. Stuehm, J. Mitra, " *Hybrid transformer model for transient simulation. Part I. Development and parameters* ", IEEE Trans. Power Deliv. Vol.22, pp.248–255, January 2007.
- [16] J.A. Martinez-Velasco, B.A. Mork, " *Transformer Modeling for Low Frequency Transients – The State of the Art* ", Int. Conf. Power Syst Transients-IPST 2003, New Orleans, USA.
- [17] Nicola Chiesa, " *Power Transformer Modelling, Advanced Core Model* ", Thèse Master, Ecole

Polytechnique de Milan, Italie, 2005.

- [18] H. K. Høidalen, B. A. Mork, D. Ishchenko, F. Gonzalez-Molina, and N. Chiesa, "Implementation of the hybrid transformer model in ATPdraw" in *Proc. Eur. EMTP-ATP Conf.*, Warsaw, Poland, 2005.
- [19] B.A. Mork, F. Gonzalez, D. Ishchenko, D.L. Stuehm, J. Mitra, "Hybrid transformer model for transient simulation. Part II. Laboratory measurements and benchmarking", *IEEE Trans. Power Deliv.* Vol.22, pp. 256–262, January 2007.
- [20] Hans K. Hídalén, Bruce A. Mork, Francisco Gonzalez, Dmitry Ishchenko, Nicola Chiesa "Implementation and verification of the Hybrid Transformer model in ATPDraw", Elsevier, vol.79, pp.454–459, October 2009.
- [21] B. A. Mork, D. Ishchenko, F. Gonzalez, Sung D. Cho "Parameter Estimation Methods for Five-Limb Magnetic Core Model" *IEEE Trans. Power Deliv.* Vol.23, pp. 2025-2032, October 2008.
- [22] S. G. Abdulsalam, W. Xu, W. L. A. Neves, X. Liu, "Estimation of Transformer Saturation Characteristics From Inrush Current Waveforms" *IEEE Trans. Power Deliv.* vol. 21, no. 1, pp. 170–177, January 2006.
- [23] Sami G. Abdulsalam, et Wilsun Xu "Analytical Study of Transformer Inrush Current Transients and Its Applications", in *IPST'05 - International Conference on Power Systems Transients*, No. 140, Montreal, Canada, jun 2005.
- [24] A. Tokic, I. Uglesic, et F. Jakl, "An algorithm for calculations of low frequency transformer transients" dans *IPST'03 - International Conference on Power Systems Transients*, no. 9a-2, New Orleans, Louisiana, USA, Sep. 2003.
- [25] Amir Tokic, Vlado Madzarevic, et Ivo Uglesic, "Numerical Calculations of Three-Phase Transformer's Transients", *IEEE Bologna Power Tech Conference*, Bologna, Italy, 2003.
- [26] Lin C. E., Cheng C. L., Huang C. L., Yeh J. C.: "Investigation of Magnetising Inrush Current in Transformers. Part II – Harmonic Analysis", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 8, No. 1, pp. 255 – 263, Jan 1993
- [27] Steurer M., Fröhlich K.: "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, Jan 2002.
- [28] G. Bertagnolli, "Short-Circuit Duty of Power Transformers, Second Revised Edition". ABB, 1996.
- [29] T. R. Specht, "Transformer magnetizing inrush current" *AIEE Trans*, vol. 70, pp. 323–328, 1951.
- [30] M. Jamali, M. Mirzaie, S. Asghar Gholamian "Calculation and Analysis of Transformer Inrush Current Based on Parameters of Transformer and Operating Conditions", ISSN 1392 – 1215, *Electronics and Electrical Engineering*, No.3 (109), pp.17–20, 2011.
- [31] J. F. Holcomb, "Distribution transformer magnetizing inrush current" *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Part III (Power Apparatus and Systems), vol. 80, No.57, pp.697–702, 1961.
- [32] Neves L.A.N., Dommel H.W.: "On Modelling Iron Core Nonlinearities". *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol 8, No.2, pp. 417–425, May 1993
-

- [33] Joydeep Mitra "*Advanced transformer modeling for transients simulation*" Department of Electrical and Computer Engineering, North Dakota state University, Fargo, North Dakota 58105, July 21, 2003.
- [34] W.Wiechowski, B.Bak-Jensen, C. Leth Bak, J. Lykkegaard "*Harmonic Domain Modelling of Transformer Core Nonlinearities Using the DIgSILENT PowerFactory Software*" ,Electrical Power Quality and Utilisation, Journal Vol. XIV, No. 1, 2008.
- [35] Mehdi Vakilian, Robert, "*A method for modeling nonlinear core characteristics of transformer during transients*", IEEE Trans. Power Del., vol. 9, no. 4, pp. 1915-1925, October 1994.

ملخص:

تعتبر محولات الطاقة واحدة من أهم مكونات النظام الكهربائي سواء في النقل أو التوزيع. الأطروحة تندرج في إطار دراسة آثار التشبع في محولات الكهرباء. وينصب التركيز على المنطقة ذات التردد المنخفض حيث التشبع هو التحدي. هذا العمل يعرض طريقة لحساب منحى التشبع للمحولات الكهربائية. وصف للنماذج الموجودة في البرنامج EMTP. هذه النماذج يمكن استعمالها في محاكاة الانتقالية لكي نتنبأ بالانتقالات والتيار الكهربائي المستدعى. عند تشغيل المحولات الكهربائية ينجر عنه استدعاء كبير في التيار ناتج عن مستوى التشبع، يقود إلى انخفاض في نوعية تزويد الكهرباء، والتقليص من مدة صلاحيته.

كلمات مفتاحية: محولات الطاقة، النمذجة، برنامج ATP-EMTP، التيار المستدعى، ظاهرة اللاخطية.

Résumé :

Les transformateurs constituent l'une des plus importantes parties du système électro-énergétiques dans sa partie de transport ou de distribution. La thèse s'inscrit dans le cadre du projet pour les études des effets de saturation des transformateurs de puissance. L'accent est mis sur la région des basses fréquences où la saturation est un défi. Ce travail présente une méthode qui permet de calculer la courbe de saturation d'un transformateur de puissance. Une description des modèles de transformateurs existants dans le logiciel EMTP. Ces modèles peuvent être utilisés dans des simulations transitoires pour prédire les transitoires de commutation et courant d'appel. Quand le transformateur est sous tension, un courant d'appel élevé se produit due à la saturation, qui conduit à réduire la qualité de l'alimentation, et la durée de vie de transformateur.

Mots-clés : Transformateur de puissance, Modélisation, ATP-EMTP, Courant d'appel, Non-linéarités.

Abstract:

The transformer is an essential component in power system in its transmission or distribution part. This thesis is part of the project for studies of the effects of saturation on power transformers. The focus is on the low frequency region where the saturation is a challenge. This work presents a method to calculate the saturation curve of a power transformer. A description of the transformer models existing in the EMTP software has been done. These models can be used in transient simulations to predict the switching transients and inrush current. When the transformer is energized, a high inrush current occurs due to the saturation, which leads to reduce the power quality, and the life of transformer.

Key Words: Power transformer, Modeling, ATP-EMTP, Inrush current, Non linearity.