



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Electrotechnique  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



## Mémoire de Master en Electrotechnique

Présenté par :  
TOUHAMI Sarah Asma

Intitulé

# Modélisation des transformateurs : Etude de l'hystérésis et de la saturation magnétique

### Président du jury :

S. MEKHTOUB      Professeur      Ecole Nationale Polytechnique

### Examineurs :

A. BOUBAKEUR      Professeur      Ecole Nationale Polytechnique

H. SAHRAOUI      Maitre de conférences      Ecole Nationale Polytechnique

### Directeur du mémoire :

R. TAHMI      Maitre de conférences      Ecole Nationale Polytechnique

**ENP 2013**

**ملخص**— الهدف من هذا العمل هو نمذجة و تحليل المحولات الكهربائية. في هذه الدراسة تمت معالجة الخاصية المغناطيسية , والتشبع المغناطيسي . الاختبارات التجريبية و المحاكاة العددية على نماذج معدلة من برنامج EMTP ادت الى مقارنة النتائج التي تم الحصول عليها و تأكيد صحة التعديلات التي قمنا بها.

**الكلمات الرئيسية** — محولات ثلاثة مراحل , الخاصية المغناطيسية , التشبع المغناطيسي , EMTP

**Résumé**— Le but de ce travail est la modélisation et l'analyse des transformateurs. Dans cette étude l'hystérésis, la saturation et la modélisation ont été largement abordés. Des tests expérimentaux et des simulations numériques sur des modèles corrigés du Logiciel EMTP (Electromagnetic Transients Program) ont été conduits et la comparaison des résultats obtenus a confirmé la validité de ce que nous avons apporté comme correction sur ce Logiciel destiné spécialement aux grands réseaux électriques.

**Mots-Clés**— Transformateur triphasé, Cycle d'hystérésis, saturation , EMTP.

**Abstract**— The objectif of this work is the modeling and analysis of transformers. In this study the hysteresis, the saturation and the modeling have been widely discussed. Experimental tests and numerical simulations on models adjusted Software EMTP (Electromagnetic Transients Program) were conducted and the comparison of obtained results confirmed the validity of what we have made as a correction of this software specially designed for large electrical networks.

**Key words**— Three phase transformer, hysteresis loop, magnetic saturation, EMTP.

# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>I Représentation de l'hystérésis dans les modèles des transformateurs</b>	<b>3</b>
I.1 Introduction . . . . .	3
I.2 Hystérésis . . . . .	3
I.3 Cycle d'hystérésis . . . . .	4
I.3.1 Modèle hystérésis de Preisach . . . . .	4
I.3.2 Modèle dynamique . . . . .	6
I.3.3 Modèle mathématique du Transformateur triphasé . . . . .	6
I.3.4 Modèle dynamique des Transformateurs triphasés asymétriques . . . . .	8
I.3.5 Approximation polynomiale de la courbe de magnétisation et du cycle d'hystérésis majeur . . . . .	9
I.3.6 Modélisation du cycle d'hystérésis par pertes . . . . .	11
I.4 Saturation . . . . .	12
I.5 Tests expérimentaux sur les transformateurs monophasé et triphasé . . . . .	13
I.5.1 Tests expérimentaux effectués au Laboratoire LRE pour la détermination du cycle d'hystérésis dans les transformateurs . . . . .	13
I.5.2 Approximation polynômiale . . . . .	19
I.6 Conclusion . . . . .	25
<b>II Modélisation du transformateur</b>	<b>26</b>
II.1 Introduction . . . . .	26
II.2 Les modèles usuels de transformateurs . . . . .	26
II.2.1 Le modèle de Kapp (T) . . . . .	26
II.2.2 Modèle Hybride . . . . .	27
II.2.3 Modèle $\Pi$ . . . . .	29
II.3 Présentation du logiciel de simulation EMTP . . . . .	33
II.4 Modélisation du transformateur monophasé . . . . .	34
II.4.1 <i>Identification des paramètres du transformateur monophasé</i> . . . . .	34
II.4.2 Modèle T . . . . .	34
II.4.3 Modèle $\Pi$ . . . . .	38
II.4.4 Modèle $\Pi$ modifié . . . . .	39

---

II.4.5	Comparaison . . . . .	42
II.4.6	Interprétation des résultats obtenus . . . . .	43
II.5	Modélisation du transformateur triphasé . . . . .	43
II.5.1	Identification des paramètres du transformateur triphasé . . . . .	43
II.5.2	Modèle T . . . . .	44
II.5.3	Modèle $\Pi$ . . . . .	47
II.5.4	Modèle en $\Pi$ modifié . . . . .	49
II.5.5	Comparaison des résultats obtenus . . . . .	51
II.6	Conclusion . . . . .	52
	<b>Conclusion générale</b>	<b>54</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>55</b>

# Introduction générale

Le transformateur est un appareil statique à induction électromagnétique destiné à transformer un système de courants variables en un ou plusieurs systèmes de courants variables, d'intensité et de tension généralement différents, mais de même fréquence. Cet appareil n'effectue donc qu'un transfert d'énergie par voie électromagnétique. Il comporte deux enroulements montés sur un circuit magnétique feuilleté, l'un est dit "*Primaire*" reçoit de la puissance active de la source et l'autre dit "*Secondaire*" fournit de la puissance active au circuit d'utilisation. Le transformateur peut fonctionner en abaisseur ou en élévateur [1].

Le transformateur est un élément important dans les systèmes de transport et de distribution dans les réseaux électriques. Il présente un comportement non linéaire causé par des phénomènes électromagnétiques internes tels que l'hystérésis, les courants de Foucault, la saturation magnétique.

Plusieurs travaux de modélisation et d'analyse des transformateurs ont été effectués, [2] et sont classés selon des approches différentes :

- *Modélisation basée sur inductances propre et mutuelle*

La première tentative d'analyse suivant cette approche a été présentée dans la référence [3]. Suivie d'un autre travail [4]. Dans ces travaux il y a des relations assez précises pour le calcul des inductances propres et mutuelles ont été élaborées. Cependant, en raison de la présence du noyau de fer, les valeurs numériques des inductances propre et mutuelle sont très proches et peuvent entraîner des équations mal conditionnées.

- *Modélisation basée sur des inductances de fuite*

Cette approche a été initiée par Blume [5] et amélioré par de nombreux autres. Ces modèles représentent adéquatement l'inductance de fuite du transformateur (en charge ou en court-circuit), mais le noyau de fer n'est pas correctement compris.

- *Modélisation basée sur le principe de la dualité*

Ce principe a été introduit par Colin Cherry [6], qui modélise le noyau de fer avec précision. Toutefois, les modèles basés uniquement sur cette approche ont un inconvénient : "les inductances de fuite ne sont pas correctement représentés" (ils sont directement déduits du flux de fuite en négligeant l'épaisseur des enroulements).

- *Modélisation basée sur des mesures*

Il existe un grand nombre de modèles de transformateurs à haute fréquence déduits des tests expérimentaux [7]. Les essais sont effectués pour la détermination des paramètres du

modèle dans le domaine fréquentiel ou dans le domaine temporel. Les modèles obtenus à partir des mesures présentant l'inconvénient de leurs performances qui ne peuvent être garanties pour les transformateurs testés. La tendance à l'utilisation de cette approche est générale et les chercheurs se conforment aux normes standards élaborées pour les tests de mesures.

– *Analyse fondée sur les champs électromagnétiques*

Les concepteurs de gros transformateurs utilisent des approches de calcul de champ électromagnétique pour la détermination des paramètres de conception. La technique des éléments finis est la solution numérique la plus largement utilisées [8]. Il est généralement admis que les études fondées sur le champ électromagnétique en trois dimensions sont nécessaires dans le processus de conception et ne sont pas pratiques pour le calcul des transitoires.

Notre travail consiste en la modélisation et l'analyse des transformateurs de laboratoire (monophasé et triphasé)

Le phénomène d'hystérésis et la saturation magnétique ont été largement abordés et ce, en utilisant deux modèles élaborés à savoir le modèle en T et ce lui de  $\Pi$ . Nous avons testé les modèles par des simulations effectuées par le logiciel (EMTP).

# Chapitre I

## Représentation de l'hystérésis dans les modèles des transformateurs

### I.1 Introduction

Le transformateur est constitué principalement de circuit magnétique et de circuit électrique. Le circuit magnétique est constitué de colonnes, culasses et un assemblage de tôles ferromagnétiques. Le circuit électrique est constitué deux enroulements primaires et secondaires parcouraient par des courants. Le matériau ferromagnétique utilisé dans les transformateurs est caractérisé par un phénomène magnétique appelé "Cycle d'hystérésis". C'est le dédoublement de la courbe d'aimantation  $B = f(H)$  mettant en évidence le retard à la désaimantation du matériau ferromagnétique. Ce phénomène est non linéaire, il rend le comportement du transformateur non-linéaire ou il y a un transfert d'énergie magnétique. Cependant, ce phénomène d'hystérésis est responsable de l'échauffement des tôles des circuits magnétiques soumis à des champs variables.

Ce chapitre est consacré à l'étude des cycles d'hystérésis dans le transformateur monophasé et triphasé à trois colonnes.

### I.2 Hystérésis

*Définition-* Si un champ appliqué à un échantillon est porté à saturation et, est ensuite réduit, la densité de flux diminue mais pas aussi rapidement qu'elle a augmenté le long de la courbe de magnétisation initiale. Ainsi, lorsque  $H$  atteint zéro, il existe une densité de flux résiduelle ou rémanence  $B$  [9]. Afin de réduire  $B$  à zéro, un champ négatif ( $-H_c$ ) doit être appliqué. Cette zone est appelée force coercitive. Comme  $H$  est augmenté dans le sens négatif, l'échantillon devient magnétisé avec la polarité opposée. La première magnétisation est facile et plus la saturation est approchée. Mettre le champ à zéro laisse encore une magnétisation résiduelle ou de la densité ( $-B_r$ ) et afin de réduire  $B$  à zéro, une force coercitive ( $+H_c$ ) doit être appliquée. Avec l'augmentation du champ, l'échantillon devient à nouveau saturé avec la polarité d'origine, voir

Figure I.1. Le phénomène décrit précédemment contribue à matérialiser l'hystérésis et la courbe de magnétisation est appelée cycle d'hystérésis [9].

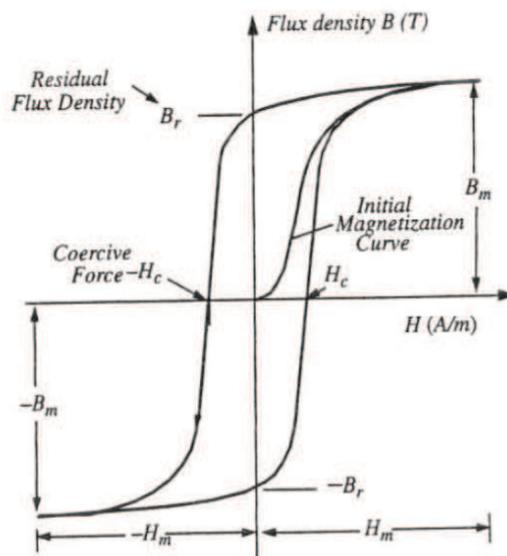


Fig. I.1 – Cycle d'hystérésis [9].

### I.3 Cycle d'hystérésis

La modélisation précise du transformateur a été l'un des problèmes les plus importants que les chercheurs ont traité durant les deux dernières décennies. La difficulté majeure réside dans la représentation de la combinaison de trois phénomènes non linéaires qui apparaissent simultanément dans le noyau du transformateur, à savoir : **la saturation, l'hystérésis et les courants de Foucault** [10],[11].

Plusieurs travaux de modélisation séparément ou ensemble de ces phénomènes, ont été rapportés dans la littérature [12]. Un algorithme efficace [13] pour la mise en œuvre des modèles de l'effet d'hystérésis des transformateurs électromagnétiques triphasés pour les études transitoires est présenté, et est basé sur une simplification du modèle bien connu de *Preisach* nécessitant peu de données, et, fournit des résultats proches de ceux expérimentaux [12].

#### I.3.1 Modèle hystérésis de Preisach

Le modèle hystérésis de *Preisach* développé dans la référence [14] consiste en la simulation de l'effet de l'hystérésis rencontré dans les matériaux magnétiques et amagnétiques. Selon l'approche préconisée, le modèle est un système d'interface pour lequel l'excitation représente la force de magnétisation  $H$  et la réponse représente la densité du flux  $B$ . Ce modèle considère qu'un matériau comprend un très grand (presque infini) nombre de dipôles. Chaque dipôle présente une boucle d'hystérésis rectangulaire correspondant à seulement deux états d'aimantation de saturation, soit positive soit négative, Figure I.2. La magnétisation résultante de l'ensemble

du matériau est obtenue à partir de la quantité cumulative d'aimantation de tous les dipôles, c'est à dire qu'elle est déterminée par l'état de la majorité des dipôles [13].

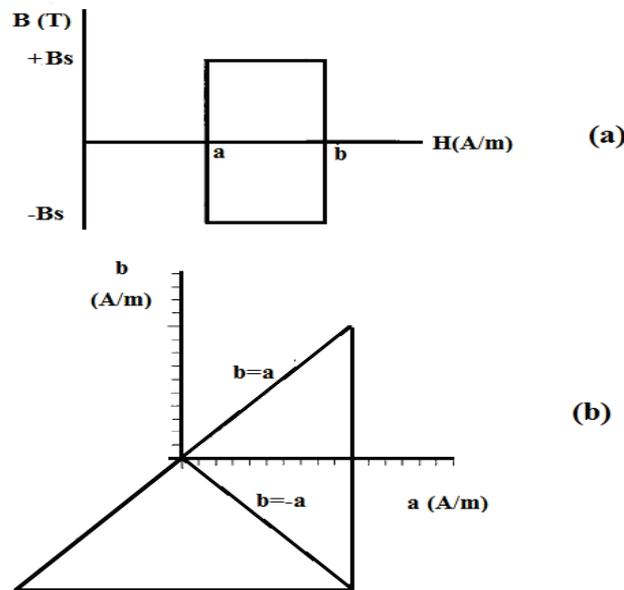


Fig. I.2 – (a) Boucle d'hystérésis d'un dipôle élémentaire.(b) Triangle isocèle correspondant à la boucle d'hystérésis majeure [13].

En particulier, la relation entrée-sortie entre  $H$  et  $B$  est définie comme suit :

$$B = 2B_s \iint_{a \geq b} \varphi(\alpha, b) \gamma(\alpha, b) d\alpha db \quad (\text{I.1})$$

$\varphi(\alpha, b)$  : Fonction densité de distribution, nulle dans les limites de la boucle d'hystérésis importante correspondante à la Figure I.2.

$\alpha$  : Axe correspond à des incréments de  $H$ .

$b$  : Axe de décréments de  $H$ .

$\gamma(\alpha, b)$  : Une entité magnétique appelée hystéron, égale à  $+1$  si elle correspond à une zone infinitésimale de dipôles positivement magnétisés, et égale à  $-1$  dans le cas d'une zone magnétisée négativement. Le modèle hystérésis de Preisach est caractérisé par :

- Un triangle symétrique par rapport à l'axe  $\alpha = -b$ , correspondant à la symétrie de la boucle d'hystérésis.
- L'aire de ce triangle est subdivisée en deux sous-zones égales, l'une positive et l'autre négative, comprenant des dipôles positivement saturés et des dipôles négativement saturés respectivement.
- Ces deux sous-zones deviennent différentes dans le cas où le matériau est aimanté.

Dans la référence [14], il est montré que la représentation du phénomène est plus précise lorsque le nombre de cycles d'hystérésis disponible est plus grand.

En outre, lorsque ce modèle est utilisé pour les études transitoires électromagnétiques. On rencontre trois problèmes :

1. *Exigences relatives aux données accrues* : le modèle de la plupart des versions nécessite trop d'informations au sujet des mesures du cycle d'hystérésis mineur qui ne sont pas faciles à déterminer ou disponibles.
2. *L'augmentation des besoins en mémoire* : La représentation précise de l'effet d'hystérésis nécessite une discrétisation détaillée du triangle isocèle de la Figure I.2. Du point de vue informatique, cela implique qu'une grande matrice à deux dimensions  $F(\alpha, b)$  a comme éléments les valeurs de la fonction discrétisée  $\varphi(\alpha, b)$ , ce qui exige une mémoire considérable pour une analyse.
3. *Des relations inverses entrées-sorties* : Généralement, le système de tension fourni au transformateur est considéré comme excitation, tandis que le courant est la réponse en fonction des conditions de charge. La densité de flux  $B$  est directement proportionnelle à la tension, alors que l'intensité du champ magnétique  $H$  est proportionnelle au courant magnétisant. Il apparaît que la méthodologie décrite à ce jour, doit être inversée pour la détermination de l'approximation exacte par méthode numérique. On parlera alors de la fonction  $H = f(B)$ .

### I.3.2 Modèle dynamique

Dans les modèles quasi-statiques, la fréquence du champ d'excitation est très faible, ce qui donne le temps à l'échantillon magnétique pour réagir à l'excitation appliquée. Cependant, les dispositifs électromagnétiques dans le domaine d'électrotechnique fonctionnent avec des fréquences plus élevées, aussi leur réaction à des sollicitations magnétiques ne peuvent être décrites avec des modèles développés en quasi-statique. Il faut donc utiliser des modèles qui intègrent la fréquence, ce type de modèles sont dits dynamiques [15]. Ils sont exploités dans les régimes transitoires de tous les réseaux électriques. La référence [16] propose un modèle mathématique adéquat d'un transformateur de puissance triphasé, qui est l'un des éléments importants dans les programmes pour les calculateurs d'analyse des régimes transitoires dans les réseaux électriques. Il utilise deux méthodes pour la création des cycles d'hystérésis majeurs et mineurs.

### I.3.3 Modèle mathématique du Transformateur triphasé

Le modèle mathématique du transformateur triphasé connecté en étoile (pour le primaire et le secondaire), est développé pour chaque branche du noyau. La Figure I.3 représente le schéma de ce transformateur.

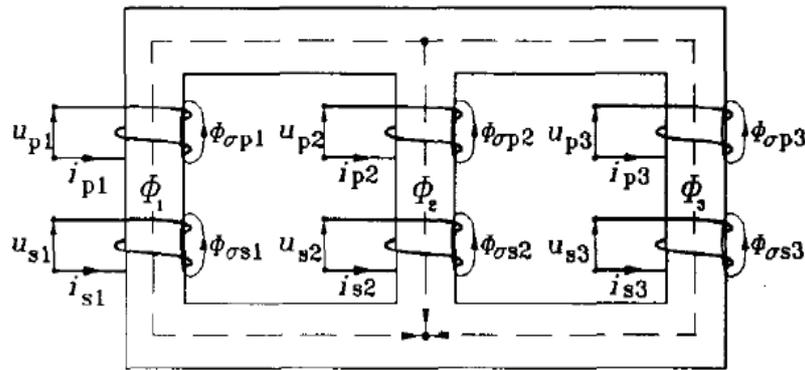


Fig. I.3 – Schéma du transformateur triphasé [16].

$$\begin{aligned}
 U_{pi} &= i_{pi}R_{pi} + N_{pi}\frac{d}{dt}[\phi_i + \phi_{\sigma pi}] \\
 U_{si} &= i_{si}R_{si} + N_{si}\frac{d}{dt}[\phi_i + \phi_{\sigma si}] \\
 U_{ei} &= i_{ei}R_{ei} + N_{ei}\frac{d}{dt}[\phi_i + \phi_{\sigma ei}]
 \end{aligned} \tag{I.2}$$

où :  $i=1,2,3$  ;  $R_{p1,2,3}$ ,  $R_{s1,2,3}$  : Résistances des enroulements du côté primaire et secondaire respectivement ;  $R_{e1,2,3}$  : Résistances des enroulements en courant-circuit pour représenter l'effet des courants de Foucault ;  $N_{p1,2,3}$ ,  $N_{s1,2,3}$  et  $N_{e1,2,3}$  : Nombre de spires des enroulements primaire, secondaire et de court circuit ;  $\phi_{\sigma p1,2,3}$ ,  $\phi_{\sigma s1,2,3}$  et  $\phi_{\sigma e1,2,3}$  : Flux de fuite dans les enroulements primaire, secondaire et de court circuit ;  $\phi_{1,2,3}$  : Flux mutuels ; Équation des Forces magnéto-motrices (Fmms) :

$$\begin{aligned}
 i_{p1}N_{p1} + i_{s1}N_{s1} + i_{e1}N_{e1} - i_{p2}N_{p2} - i_{s2}N_{s2} - i_{e2}N_{e2} &= \phi_1R_{m1} - \phi_2R_{m2} \\
 i_{p2}N_{p2} + i_{s2}N_{s2} + i_{e2}N_{e2} - i_{p3}N_{p3} - i_{s3}N_{s3} - i_{e3}N_{e3} &= \phi_2R_{m2} - \phi_3R_{m3}
 \end{aligned} \tag{I.3}$$

$R_{m1,2,3}$  dans (1.3) représente la réluctance d'une branche magnétique. Le transformateur est à flux forcé, d'où :

$$\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = 0 \tag{I.4}$$

Le système d'équation devient alors :

$$\mathcal{F} = \begin{pmatrix} R_{m1} & -R_{m2} \\ R_{m3} & R_{m2} + R_{m3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{pmatrix} \tag{I.5}$$

$$\mathcal{F} = \begin{pmatrix} i_{p1}N_{p1} + i_{s1}N_{s1} + i_{e1}N_{e1} - i_{p2}N_{p2} - i_{s2}N_{s2} - i_{e2}N_{e2} \\ i_{p2}N_{p2} + i_{s2}N_{s2} + i_{e2}N_{e2} - i_{p3}N_{p3} - i_{s3}N_{s3} - i_{e3}N_{e3} \end{pmatrix} \tag{I.6}$$

d'où les flux mutuels :

$$\begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \cdot \mathcal{F} \tag{I.7}$$

Les coefficients  $a_{ij}$  sont donc des éléments d'une matrice Réductance inverse. Les flux de fuite peuvent être exprimés par :

$$\begin{aligned}\phi_{\sigma pi} &= (L_{\sigma pi}/N_{pi})i_{pi} \\ \phi_{\sigma si} &= (L_{\sigma si}/N_{si})i_{si} \\ \phi_{\sigma ei} &= (L_{\sigma ei}/N_{ei})i_{ei}\end{aligned}\quad (I.8)$$

On insère le système précédent dans l'équation (1.6) on trouve alors :

$$\underline{u} = C\underline{i}\quad (I.9)$$

Avec

$$C = \begin{pmatrix} c_{11} & \cdots & c_{1m} & \cdots & c_{19} \\ c_{n1} & \cdots & c_{nm} & \cdots & c_{n9} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \\ c_{91} & \cdots & c_{9m} & \cdots & c_{99} \end{pmatrix} + I \begin{pmatrix} L_{\sigma pi} \\ \vdots \\ L_{\sigma si} + L_{bi} \\ \vdots \\ L_{\sigma ei} \\ \vdots \end{pmatrix}; \quad u = \begin{pmatrix} u_{pi} - i_{pi}R_{pi} \\ \vdots \\ i_{si}R_{bi} - i_{si}R_{si} \\ \vdots \\ -i_{ei}R_e \end{pmatrix}\quad (I.10)$$

où :  $L_{bi}(i = 1, 2, 3)$  : Inductances de charge

Les éléments de la matrice C (I.10) représentent des combinaisons des réductances de chaque branche magnétique. L'équation représente le modèle mathématique final, peut être résolue par des méthodes d'intégration numérique standard.

### I.3.4 Modèle dynamique des Transformateurs triphasés asymétriques

Un nouveau modèle dynamique d'une phase de trois branches du transformateur pour des conditions de fonctionnement en régime permanent et en régime transitoire est proposé dans la référence [17] par opposition aux modèles existants.

Dans la littérature, simplifient les interactions magnétiques dans le noyau du transformateur et emploient une valeur unique de la fonction non-linéaire H-B du cycle d'hystérésis. Cependant ces modèles ne donnent pas une précision suffisante pour un large éventail de perturbations dynamiques telles que : *La polarisation continue, la ferrorésonance* [17] et *le courant d'appel*. En réalité le cycle d'hystérésis du noyau central n'est pas le même que celui des autres colonnes du même transformateur, Figure I.4. Ceci peut être expliqué par la géométrie et la différence du courant à vide du noyau par rapport aux courants à vide existant dans les autres branches. Ce modèle temporel est basé sur la théorie des circuits magnétiques et développé pour inclure le comportement dynamique de l'hystérésis (création des boucles mineurs et majeurs) pour le transformateur asymétrique (qui ne peut pas être approximé à des transformateurs monophasés), Figure I.5, [18].

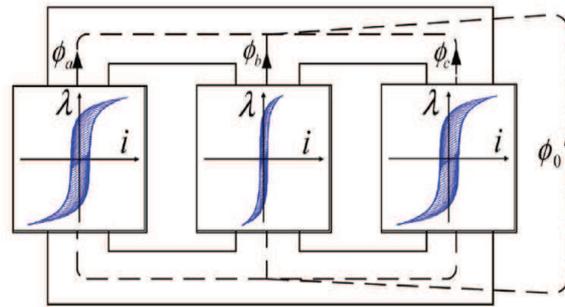


Fig. I.4 – Modèle Proposé du transformateur triphasé avec hystérésis intégrée [18].

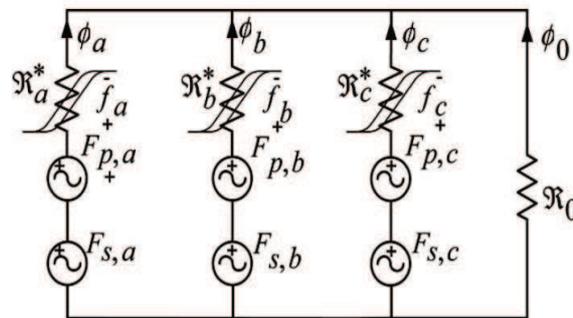


Fig. I.5 – Circuit magnétique approximé par trois branches d'un transformateur triphasé[18].

### I.3.5 Approximation polynomiale de la courbe de magnétisation et du cycle d'hystérésis majeur

La Figure I.6.a présente une caractéristique du cycle d'hystérésis inversé. Dans cette figure les points singuliers sont définis comme des points de saturation positive ou négative. La caractéristique est divisée en cinq segments, le 1er, le 2ème et le 3ème sont représentés par des polynômes d'ordre 13. Cependant, le 4ème et le 5ème sont approximés par des paraboles, Figure I.6.b [16].

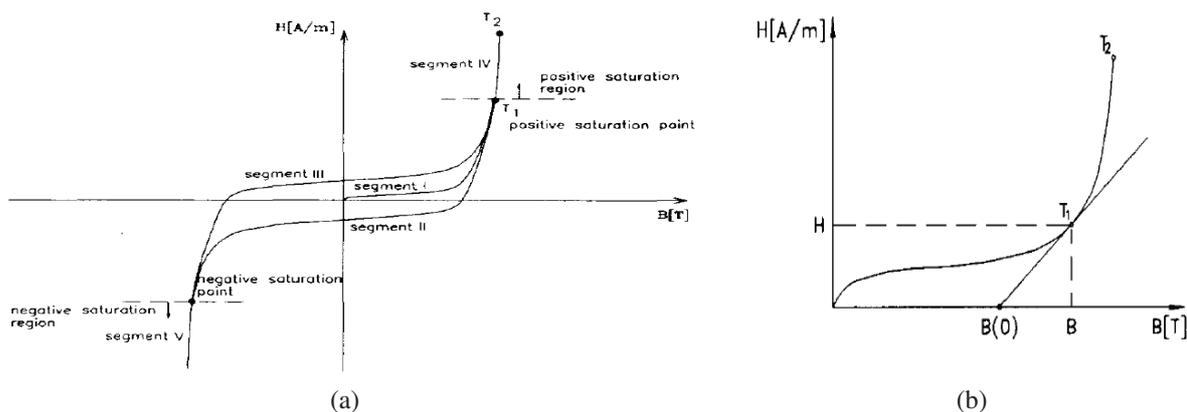


Fig. I.6 – (a) Caractéristique du cycle d'hystérésis majeur ; (b) Procédure d'ajustement de deux polynômes [16]

La courbe d'aimantation et la boucle d'hystérésis majeure sont données point par point sous forme d'un tableau sur la base des données fournies par le constructeur de lames en acier. Le premier segment de la fonction  $g(B)$  est donné sous forme de tableau :

$$\begin{array}{l} B : \quad B_1 \quad B_2 \quad , \dots , \quad B_n \\ g(B) : \quad H_1 \quad H_2 \quad , \dots , \quad H_n \end{array}$$

**-Détermination de la courbe de magnétisation et du cycle d'hystérésis mineur par la courbe B-Spline :**

Cette méthode est plus générale que la précédente citée dans le paragraphe précédent. Elle consiste à :

- Diviser la courbe d'aimantation  $H(B)$  et le cycle d'hystérésis en cinq segments, Figure I.6, où le 4ème et le 5ème segment sont approximés par deux paraboles. Cependant, dans la courbe de magnétisation, le cycle majeur et la courbe des pertes par cycle d'hystérésis sont approximés par des courbes B-spline non-périodiques de 14ème ordre.
- Calculer l'énergie magnétique  $W_v$  à partir d'un cycle mineur délimité par une variation de  $B$  entre  $-B_m$  et  $+B_m$  correspondant aux points d'inversion de la densité de flux.
- Utiliser la caractéristique donnée par le constructeur  $P_{fer} = f(Bm)$  sachant que les  $P_{fer}$  (Pertes fer par cycle d'hystérésis) sont déterminées par  $P_{fer} = 2W_v f$  pour une fréquence nominale. Enfin approximer le cycle mineur par un cycle majeur à l'aide d'un calcul d'intégrale de surface.

La caractéristique magnétique donnée par cette méthode est la suivante :

$$H(B) = H_{MaxHyst}(B) - \Delta H(B_m) \quad (I.11)$$

tel que :  $H_{MaxHyst}(B)$  représente l'équation  $H(B)$  pour un cycle majeur

et  $\Delta H(B_m) = \frac{W_{v_{MaxHyst}}(B) - W_v(B_m)}{2B_m}$  représente un facteur caractérisant la réduction du cycle majeur. Dans cette méthode [16], l'équation du cycle d'hystérésis mineur défini par des valeurs instantanées de la densité de flux  $B_m$ , peut être alors déterminée .

### I.3.6 Modélisation du cycle d'hystérésis par pertes

Les pertes par cycle d'hystérésis dans le fer du transformateur sont constituées de deux catégories :

- \* Pertes, fonction de la fréquence (pertes par hystérésis)
- \* Pertes, fonction de la fréquence au carré (pertes par courants de Foucault) [19].

La décomposition de ces pertes permet de considérer le courant magnétisant comme la somme de deux courants :

$I_h$  : courant total dans le cycle d'hystérésis qui est lui-même la somme de deux courants  $I_l$  (composante inductive) et  $I_{Rh}$  (composante résistive).

$$I_h = I_{Rh} + I_l \quad (\text{I.12})$$

$I_c$  : courant de Foucault.

Pour la modélisation du cycle d'hystérésis, le modèle utilisé est constitué du montage en parallèle d'une inductance non linéaire  $L_h$ , d'une résistance représentant les pertes par cycle d'hystérésis  $R_h$  et d'une résistance représentant les pertes par courant de Foucault  $R_f$ , Figure I.7 [19].

Il existe plusieurs modèles du cycle d'hystérésis [15] caractérisant la loi de variation non-linéaire de la perméabilité en fonction du champ magnétique dont on peut regrouper ces modèles dans le tableau I.1.

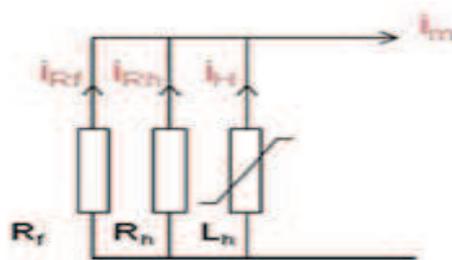


Fig. I.7 – Modèle équivalent de la branche magnétisante [19].

Tab. I.1 – Modèles d'hystérésis [15].

Modèles d'hystérésis		
Modèle de Rayleigh		$B(H) = \mu_{in}H + \frac{1}{2}\eta H$
Modèle Polynômial		$B(H) = K(H^{1/n})$
Modèle fractionnel		$B(H) = \mu_0 M_s [1 - \frac{a}{H} - \dots - \frac{z}{H^i}] + \mu_0 H$
Modèle Frolich		$B(H) = \frac{H}{\alpha + \beta \cdot  H }$
Modèle à fonction	Exponentielle	$B(H) = B_s e^{\left(\frac{H}{a + b \cdot H}\right)}$
	Auxiliaires	$B(H) = \frac{a_1 H + a_2 H^2}{1 + b_1 H + b_2 H^2}$
Modèle à série de fonction	Série exponentielle	$B(H) = \sum_{i=0}^{i=N} \alpha_i (1 - e^{-\beta_i H})$
	Série de Fourier	$B(H) - B_s = \sum_{i=0}^{i=N} \gamma_{2j+1} \sin((H - H_s) \left(\frac{(2j+1)\pi}{4H_s}\right))$
	Série trigonométrique	$B(H) = \sum_{i=0}^{i=N} B_i \tan^{-1}\left(\frac{H}{H_i}\right)$

## I.4 Saturation

On appelle *saturation magnétique* l'état d'un aimant dont les forces magnétiques ont la plus grande intensité qu'elles puissent conserver après la disparition des causes qui les ont développées [20].

Une méthode donnant l'estimation des caractéristiques de saturation du transformateur est présentée dans la référence [21]. Dans cette méthode, l'idée de base consiste à utiliser une tension d'appel enregistrée et des formes d'onde de courant. La représentation précise d'un transformateur dans la région de saturation est importante pour étudier l'impact de la mise sous tension du transformateur et de ses courants d'appel. Les flux résiduels (ou rémanents) dans chaque branche du transformateur peuvent être estimés ou prévus au moins un point de la courbe de charge nulle. L'utilisation des formes d'onde de courant d'appel considère l'estimation des caractéristiques non linéaires jusqu'à des niveaux de saturation élevés [21].

Dans la modélisation du phénomène de la saturation dans un transformateur, lorsque ce dernier est alimenté du côté primaire avec côté secondaire à vide, l'équation décrivant le comportement du noyau saturable devient :

$$V_p = R_1 i(t) + L_1 \frac{di}{dt} + \frac{d\varphi}{dt} = R_1 i(t) + L_1 \frac{di}{dt} + \frac{d\varphi}{di} \frac{di}{dt} \quad (\text{I.13})$$

Où  $R_1$  : Résistance de l'enroulement primaire ;

$L_1$  : Inductance de fuites côté primaire.

Le courant dans le noyau peut être approximé par le courant primaire car la valeur de la résistance  $R_m$  est très grande. D'autre part, le terme  $\frac{d\varphi(t)}{di(t)}$  peut être aussi représenté par une inductance égale à la pente de la fonction  $\varphi(i)$ . L'équation précédente devient :

$$V_p = R_1 i(t) + L_1 \frac{di}{dt} + L_{\text{noyau}}(\varphi) \frac{di}{dt} \quad (\text{I.14})$$

La fonction  $\varphi(i)$  est construite par deux zones différentes. La première est celle où on n'a pas de saturation (linéaire). La deuxième, lorsque le circuit magnétique est saturé. Donc, on aura deux pentes différentes ( $L_m, L_s$ ) comme il est montré à la Figure I.8. En réalité, la valeur du flux initial n'est pas égale à zéro à cause du flux rémanent.

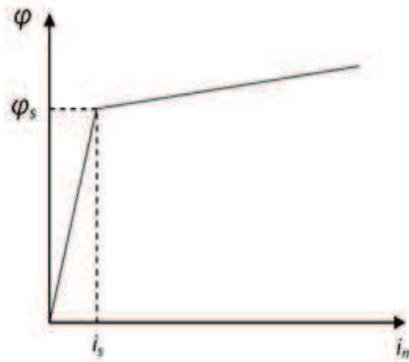


Fig. I.8 – Inductance non linéaire simplifiée par deux pentes [19].

## I.5 Tests expérimentaux sur les transformateurs monophasé et triphasé

### I.5.1 Tests expérimentaux effectués au Laboratoire LRE pour la détermination du cycle d'hystérésis dans les transformateurs

Le montage de la figure I.9 comporte 4 parties :

1. Création du champ magnétique  $H(t) = H_o \sin(\omega t)$  par le bobinage primaire. L'ampèremètre permet de surveiller le courant afin de ne pas dépasser le maximum admissible, soit 1 A. La résistance  $R_p$  de  $20.75 \Omega$  donne une tension  $U_x(t)$  proportionnelle au courant  $I(t) = I_0 \sin(\omega t)$ . On obtient le champ magnétique par :

$$H(t) = \frac{N.I(t)}{L} = \frac{N.U_x(t)}{L.R} \quad H_{\max} = \frac{N}{L.R} \cdot U_x|_{\max} \quad (\text{I.15})$$

Donc, en multipliant la tension  $U_x$  relevée sur l'oscilloscope par le coefficient  $\frac{N}{L.R}$ , on obtient la valeur du champ  $H$  dans la bobine.

2. Transformateur à tester pour le cycle d'hystérésis.
3. L'intégration de la tension induite  $U_{\text{ind}}$  se fait par un circuit intégrateur RC. On aura donc  $U_s = \frac{1}{C} \int Idt \cong \frac{1}{RC} \int U_{\text{ind}} dt$ , approximation est correcte si  $RC \gg T$  où  $T$  est la période

du signal.

Dans le cas de la Figure I.10, on obtient :

$$U_s(t) = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \int U_{ind} dt \quad B(t) = -\frac{R_1 \cdot C_1}{n \cdot S} U_s(t) \quad (I.16)$$

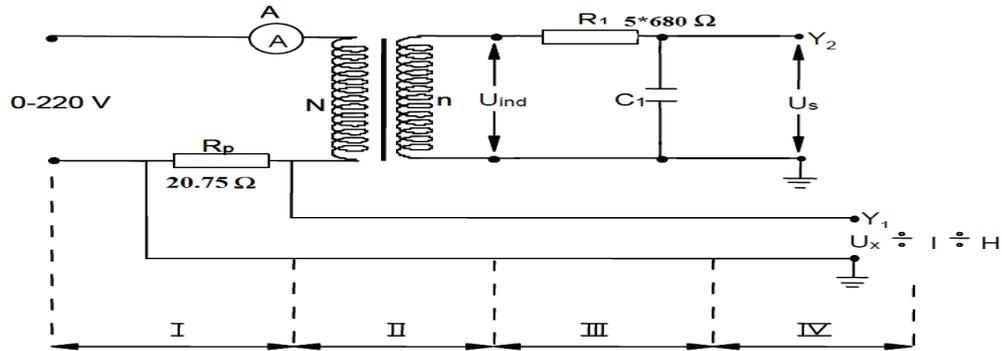


Fig. I.9 – Schéma électrique de la mesure du cycle d'hystérésis [22].

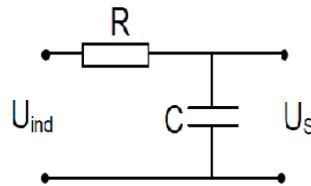


Fig. I.10 – Schéma électrique du circuit d'intégration.

### Détermination du nombre de spires des transformateurs

On peut déterminer le nombre de spires d'un transformateur grâce à une formule empirique qui donne le nombre de spires par Volt de l'enroulement primaire d'un transformateur [23]. Ce nombre de spires par Volt est proportionnel à la puissance en Watt de son noyau.

$$spire * V = \frac{10000}{0.044 * Hz * S_n * Weber} \quad (I.17)$$

$S_n$  : la surface nette du noyau en  $[mm^2]$ ,  $S_n = 0.95 * S_{Totale}$

$Hz$  : fréquence (50Hz)

0.044 : valeur fixe

*Weber* : valeur extraite de tableau I.2, en fonction de la qualité des tôles [23].

Tab. I.2 – Flux (Weber) en fonction du rendement et de la qualité des tôles [23].

Type de lame	Rendement ( $\eta$ %)	Weber
Silicium de type standard	0.8	1.1
Silicium de qualité moyenne	0.82	1.15
Silicium de qualité supérieure	0.84	1.2

Lorsqu'on ignore les caractéristiques des tôles constituant le noyau, il est possible d'utiliser la valeur de 1.15 qui correspond au type de lamelles le plus fréquemment utilisé [23].

**Transformateur monophasé 2kVA** Les tôles du transformateur monophasé utilisées dans les essais est de type silicium standard, d'où  $\phi(\text{Weber}) = 1.1 \text{ Wb}$  ;

La section totale du transformateur monophasé :  $S_{\text{Totale}} = 3360 \text{ mm}^2$  ;

La section nette du transformateur sera donc :  $S_n = 3192 \text{ mm}^2$  ;

La longueur moyenne du circuit magnétique  $L = 0.717 \text{ m}$  ;

En appliquant, la formule de spires par Volt, on trouve :  $S_{\text{pire/Volt}} = 1.28289$  ;

Pour une tension d'alimentation 220 V le nombre de spires côté primaire serait égal à 282 spires (N=282 spires) ;

Le rapport de transformation du transformateur monophasé étant égale à 0.5 ( $m=0.5$ ), le nombre de spires de l'enroulement secondaire ( $n=141$  spires).

**Transformateur triphasé 3kVA** Les tôles du transformateur triphasé utilisées dans les essais est de type silicium standard, d'où  $\phi(\text{Weber}) = 1.1 \text{ Wb}$  ;

La section totale du transformateur triphasé :  $S_{\text{Totaledunoyau}} = 4380 \text{ mm}^2$  ;

La section nette du transformateur sera donc :  $S_n = 4161 \text{ mm}^2$  ;

La longueur moyenne du circuit magnétique  $L = 1.209 \text{ m}$  ;

En appliquant, la formule de spires par volt, on trouve :  $S_{\text{pire/Volt}} = 0.993$  ;

Pour une tension d'alimentation 220 V le nombre de spires côté primaire (N=218 spires) ;

Le rapport du nombre des spires du transformateur triphasé étant égale à ( $m = \frac{V_{2v}}{V_1} = \frac{n}{N} = 0.5$ ), le nombre de spires de l'enroulement secondaire ( $n=109$  spires).

#### a/ Transformateur monophasé

Les résultats expérimentaux obtenus sur un transformateur monophasé de puissance 2kVA sont présentés à la Figure I.11.

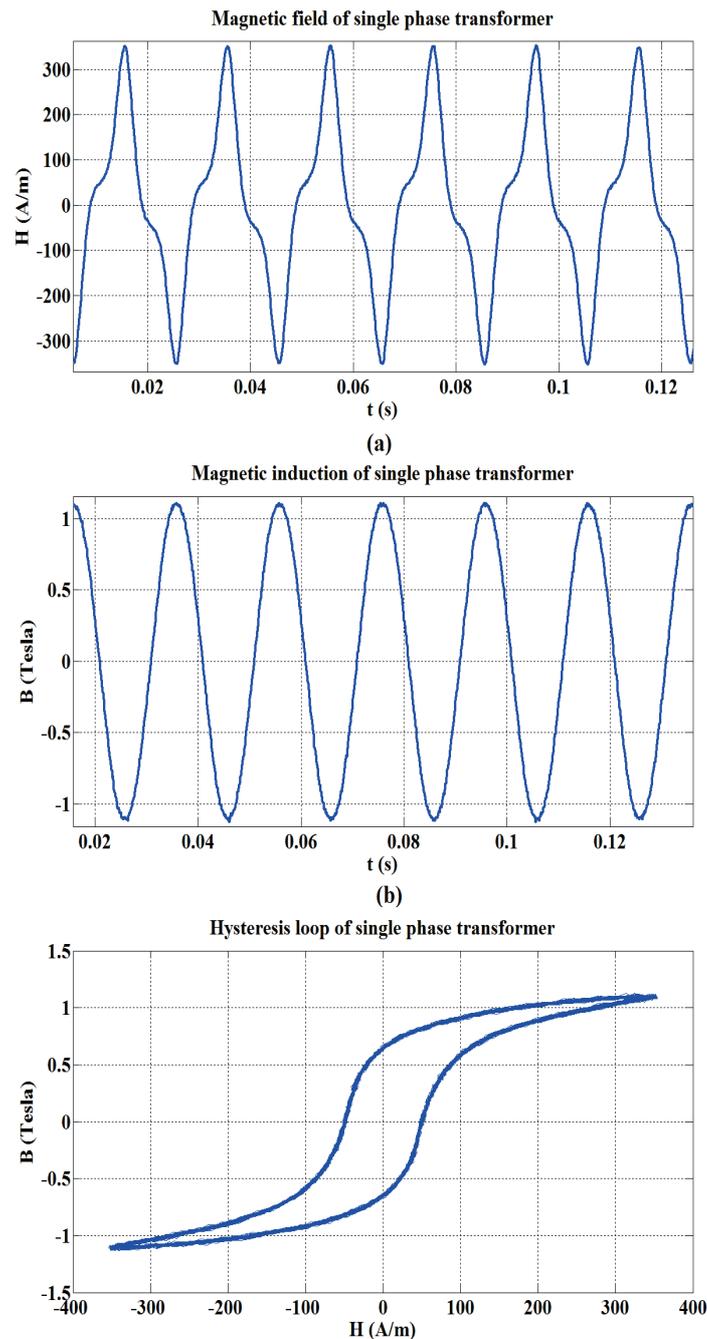


Fig. I.11 – Résultats expérimentaux du transformateur monophasé 2kVA. a) Champ magnétique, b) Induction magnétique, c) Cycle d'hystérésis

### b/ Transformateur triphasé

Il en est de même pour le transformateur triphasé de puissance 3 kVA. Le cycle d'hystérésis d'une branche d'extrémité du transformateur est représenté à la Figure I.12. Tandis que le cycle d'hystérésis de l'autre extrémité de la branche est présenté à la Figure I.14. Le cycle d'hystérésis correspondant au noyau est présenté à la figure I.13.c. La mesure expérimentale du cycle d'hystérésis de chaque colonne du transformateur triphasé est effectuée pour une excitation monophasée.

Dans les Figures I.12, I.14 et I.13 on voit bien que le cycle d'hystérésis des branches d'extrémité sont deux fois plus larges que le cycle d'hystérésis du noyau central car le courant à vide dans ce noyau est bien inférieur au courant à vide dans les autres branches ce qui engendre un  $\delta H$  très faible devant le  $\delta H$  d'une colonne d'extrémité. Il faut noter également que dans le noyau les flux venant des deux branches magnétisantes se rajoutent et par conséquent, un rétrécissement suivant H et une augmentation suivant B.

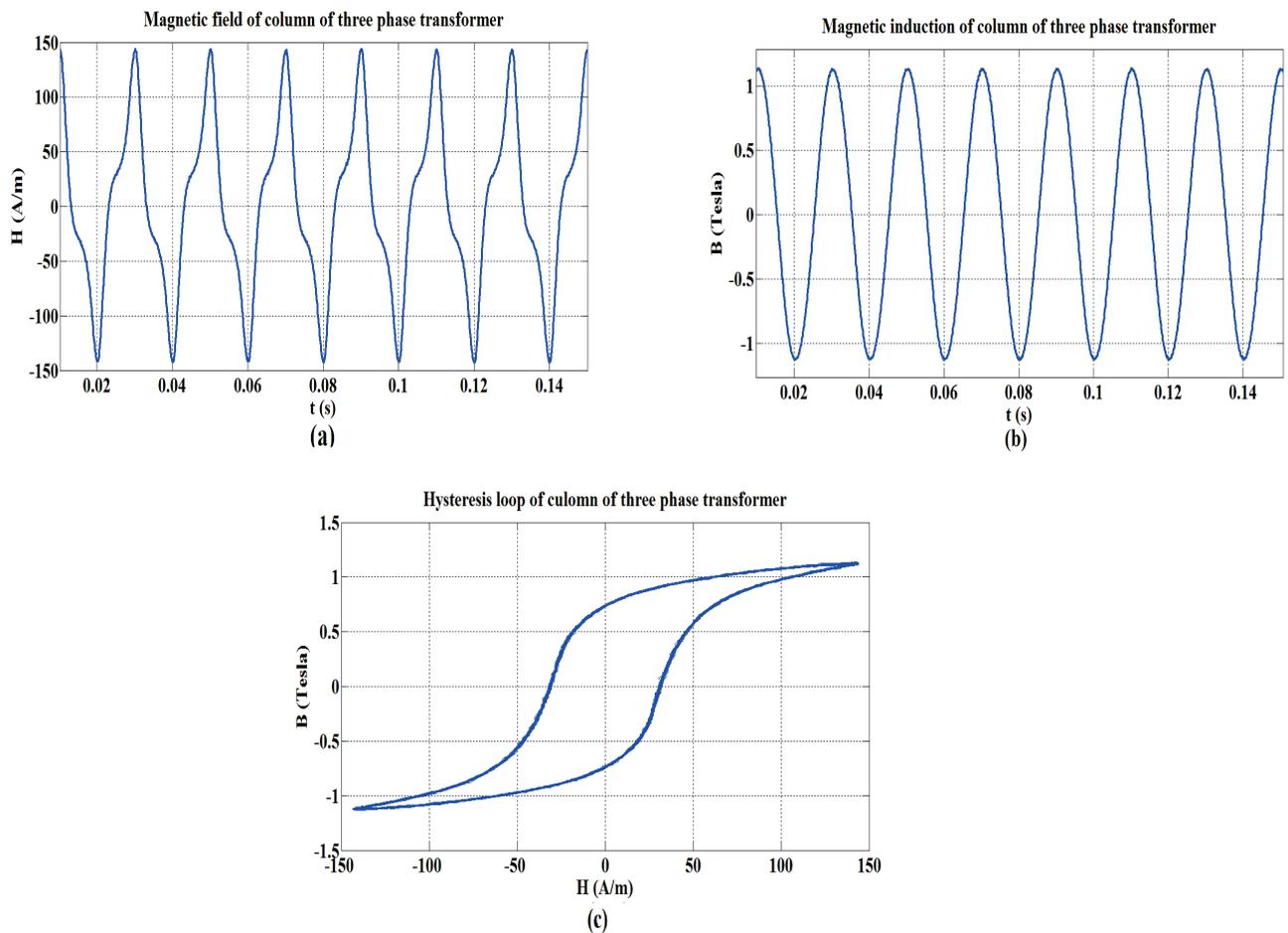


Fig. I.12 – Résultats expérimentaux de la première branche d'extrémité du transformateur triphasé. (a) Champ magnétique, (b) Induction magnétique, (c) Cycle d'hystérésis.

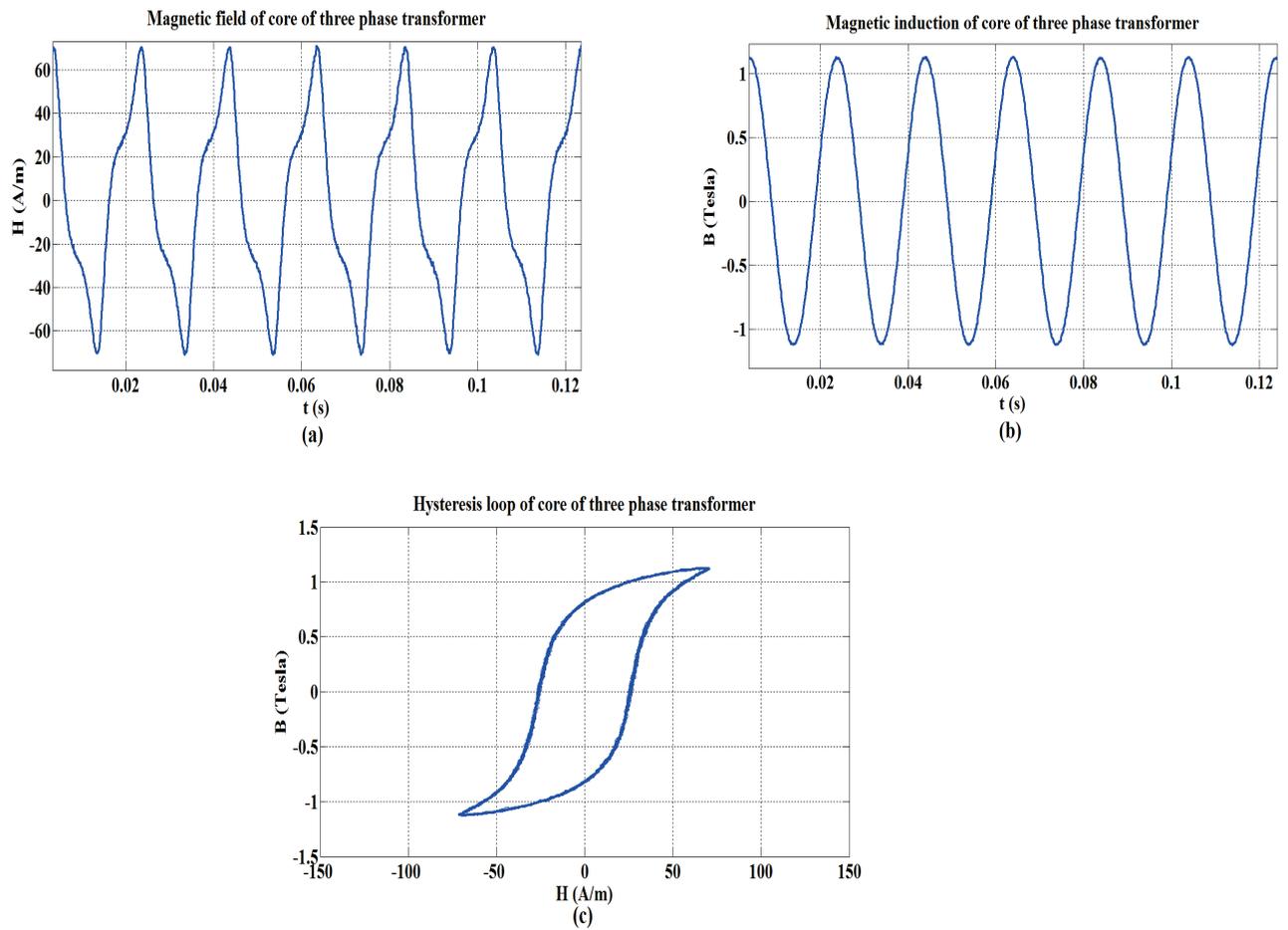


Fig. I.13 – Résultats expérimentaux du noyau transformateur triphasé. (a) Champ magnétique, (b) Induction magnétique, (c) Cycle d'hystérésis du noyau central.

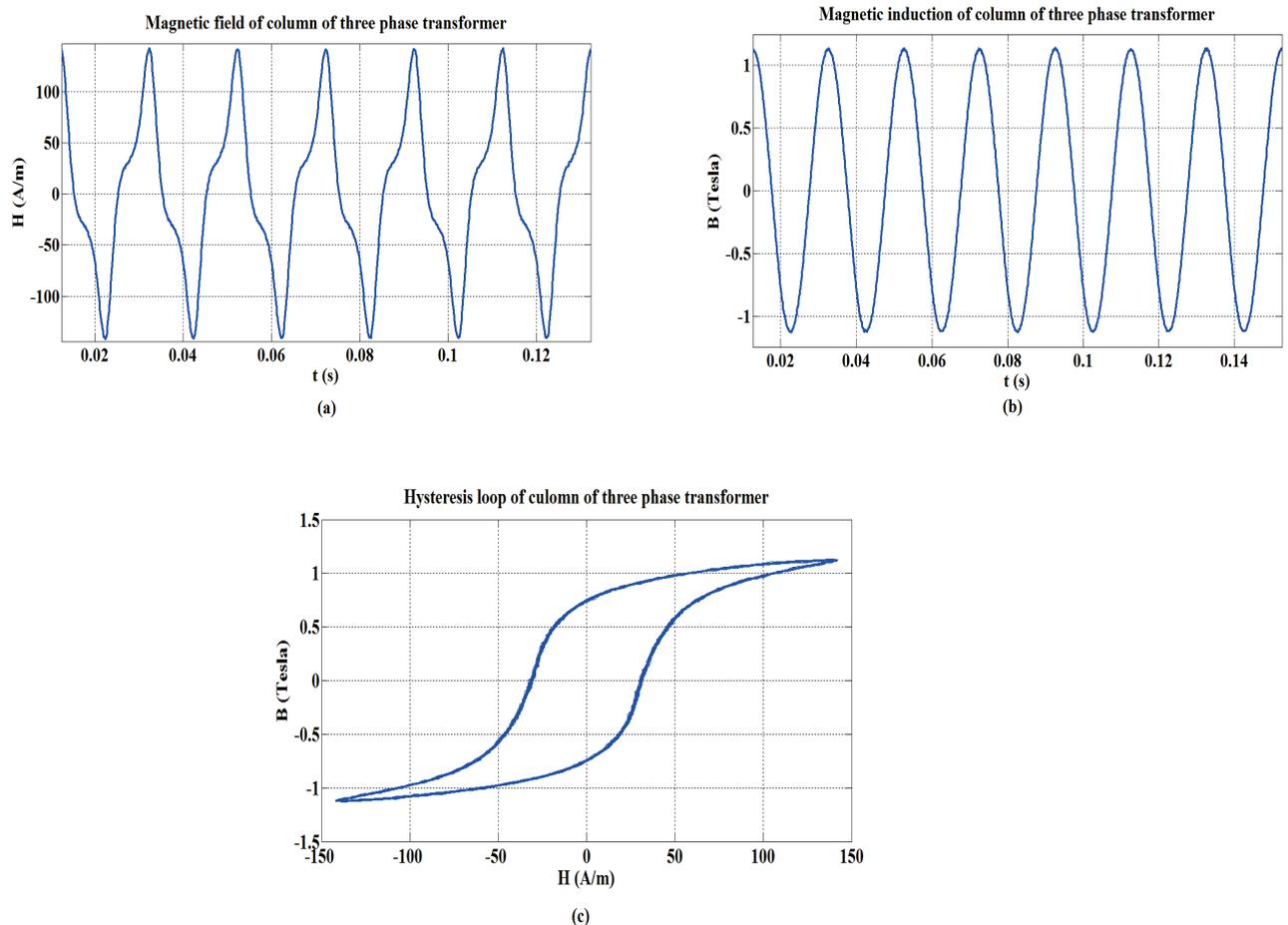


Fig. I.14 – Résultats expérimentaux de la deuxième branche d'extrémité du transformateur triphasé. (a) Champ magnétique, (b) Induction magnétique, (c) Cycle d'hystérésis.

## I.5.2 Approximation polynômiale

L'approximation polynômiale est effectuée à partir d'une acquisition d'un fichier de valeurs. Ce fichier de valeurs est ensuite converti pour retrouver les signaux du champ magnétique et l'induction magnétique. Ensuite, on trace à l'aide du logiciel MATLAB le cycle d'hystérésis inversé pour faire l'approximation (On inverse le cycle afin d'avoir de meilleurs résultats de calculs).

Les valeurs moyennes de la courbe  $B=f(H)$  sont exécutées à l'aide de la routine de MATLAB "Polyfit". Cette courbe passe par zéros et elle est symétrique par rapport à l'axe des abscisses.

### I.5.2.1 Transformateur monophasé

L'approximation polynômiale effectuée au transformateur monophasé est d'ordre 13 pour le cycle d'hystérésis inversé  $H(B)$ , voir Figure I.15. Nous avons volontairement utilisé  $H(B)$  et non  $B(H)$ , car les coefficients du polynômes caractérisant  $B(H)$  sont très faibles, et donc, nous avons procédé par la fonction inverse

Dans cette figure, on voit bien que l'approximation polynômiale est meilleur pour un cycle inversé.

$$H(B) = \sum_{i=0}^{13} a_i B^i \tag{I.18}$$

Le tableau I.3 donne le calcul des coefficients de l'approximation polynômiale par la routine de MATLAB "Polyfit".

En d'autres termes H(B) peut être approximé par :

$$H(B) = -0.3 + 13.9B + 39.4B^2 + 548.2B^3 - 243.7B^4 - 2675.6B^5 + 425.5B^6 + 7195.1B^7 - 112.5B^8 - 9297.9B^9 - 250.4B^{10} + 5855.7B^{11} + 143.1B^{12} - 1420.5B^{13} \tag{I.19}$$

Tab. I.3 – Coefficients de l'approximation polynômiale du cycle d'hystérésis inversé

$a_i$	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$
	-0.3	13.9	39.4	548.2	-243.7	-2675.6	425.5
$a_i$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$	$a_{11}$	$a_{12}$	$a_{13}$
	7195.1	-112.5	-9297.9	-250.4	5855.7	143.1	-1420.5

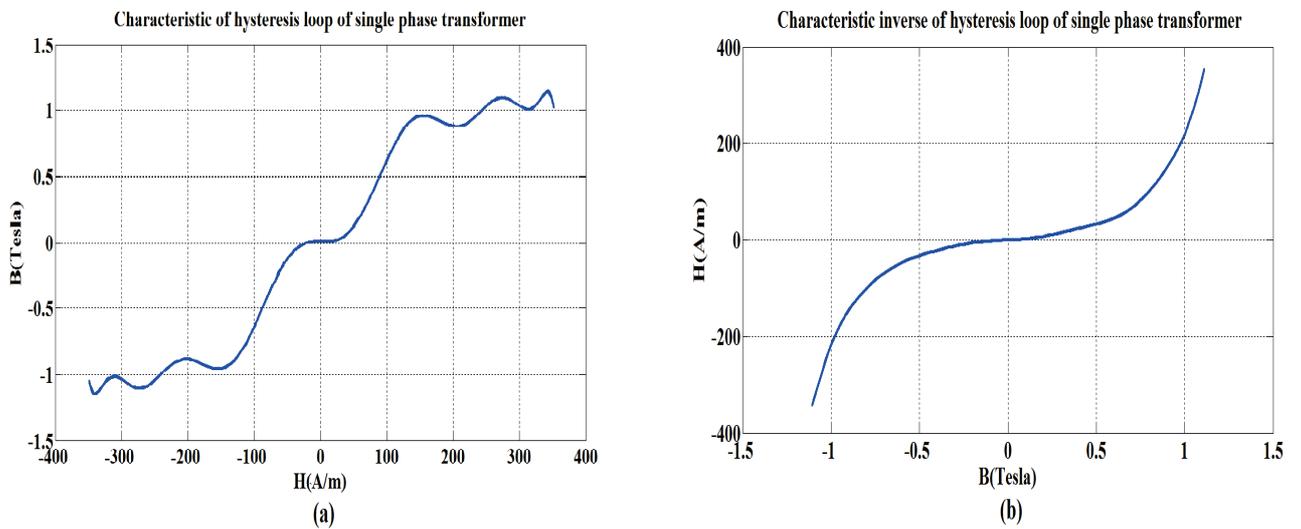


Fig. I.15 – Approximation polynômiale d'ordre 13 de la courbe caractéristique du cycle d'hystérésis. a) B(H) et b) H(B).

### I.5.2.2 Transformateur triphasé

#### Caractéristique du cycle d'hystérésis du noyau central

Le principe de mesure est le même que celui du transformateur monophasé. Dans cette partie, on extrait à partir de la courbe du cycle d'hystérésis, (Fig.I.13.c) la caractéristique moyenne B(H) du cycle du noyau central, voire Figure I.16.a.

A partir du fichier de valeurs donnant la Figure I.16.b, on détermine par approximation polynômiale d'ordre 13, l'expression de  $H(B)$  du noyau central. Les résultats de l'approximation sont présentés au tableau I.4.

$$\begin{aligned}
 H(B) = & 0.1 + 12.2B + 3.1B^2 - 19.5B^3 - 30.8B^4 + 293.8B^5 \\
 & + 115.2B^6 - 912.7B^7 - 196.1B^8 + 1370.4B^9 + 151.3B^{10} \\
 & - 958B^{11} - 43B^{12} + 255.1B^{13}.
 \end{aligned}
 \tag{I.20}$$

Tab. I.4 – Coefficients de l'approximation polynomiale du noyau central du cycle d'hystérésis inversé

$a_i$	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$
	0.1	12.2	3.1	-19.5	-30.8	293.8	115.2
$a_i$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$	$a_{11}$	$a_{12}$	$a_{13}$
	-912.7	-196.1	1370.4	151.3	-958	-43	255.1

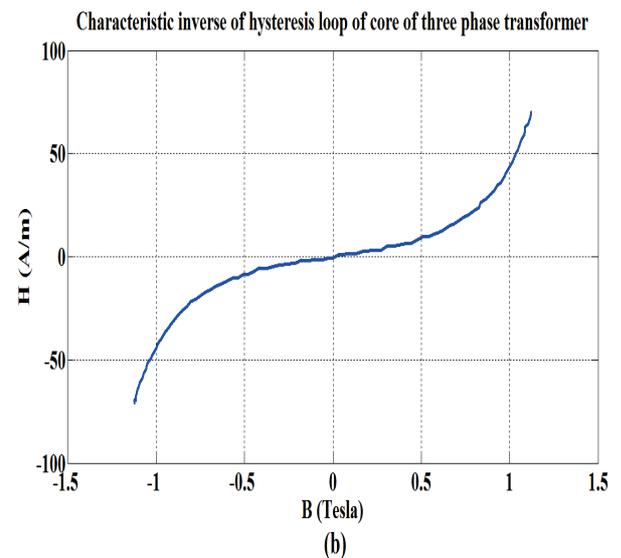
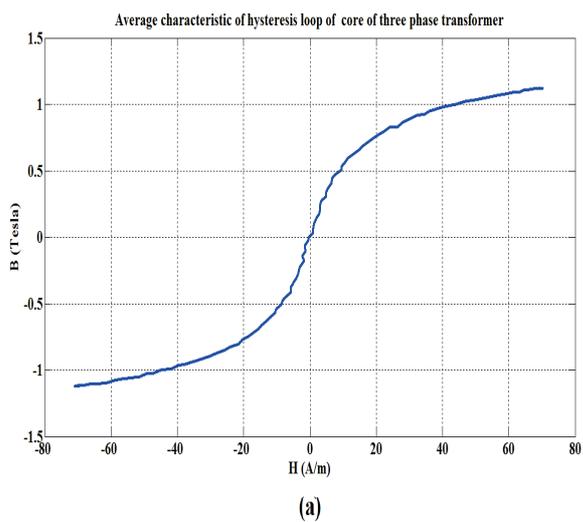


Fig. I.16 – (a) Caractéristique moyenne du cycle d'hystérésis  $B(H)$  du noyau central, (b) Approximation polynômiale d'ordre 13 de la courbe caractéristique du cycle d'hystérésis inversé du noyau central  $H(B)$ .

### *Caractéristique du cycle d'hystérésis de la première branche d'extrémité du transformateur*

L'approximation polynomiale d'ordre 13 de la caractéristique du cycle d'hystérésis de la première branche d'extrémité du transformateur est présentée à la figure I.17. Les résultats de l'approximation sont présentés au tableau I.5. Nous obtenons l'approximation suivante :

$$\begin{aligned}
 H(B) = & -69B^{13} - 248.7B^{12} + 378.8B^{11} + 946.4B^{10} - 767.5B^9 - 1363.2B^8 \\
 & + 768.3B^7 + 913.5B^6 - 345.9B^5 - 278.3B^4 + 103.3B^3 \\
 & + 31B^2 + 14.2B - 0.7.
 \end{aligned}
 \tag{I.21}$$

Tab. I.5 – Coefficients de l'approximation polynomiale de la première branche d'extrémité du cycle d'hystérésis inversé

$a_i$	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$
	-0.7	14.2	31	103.3	-278.3	-345.9	913.5
$a_i$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$	$a_{11}$	$a_{12}$	$a_{13}$
	768.3	-1363.2	-767.5	946.4	378.8	-248.7	-69

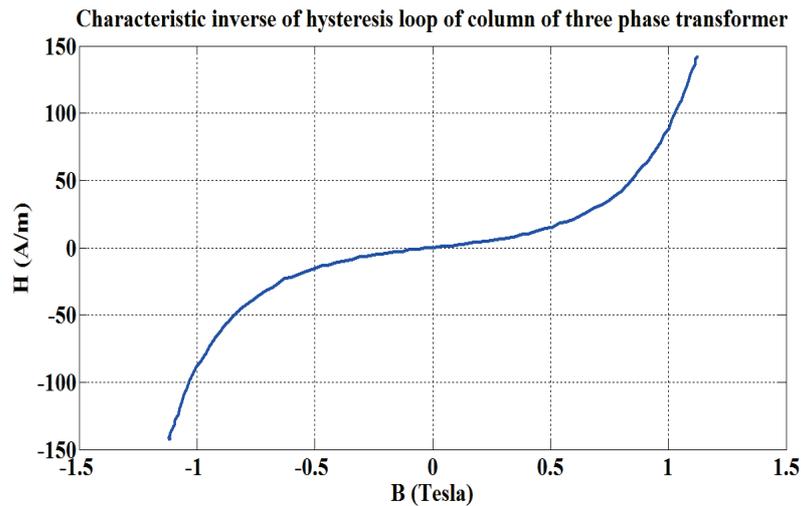


Fig. I.17 – Approximation polynômiale d'ordre 13 de la caractéristique du cycle d'hystérésis inverse d'une branche de la première branche du transformateur.

**Caractéristique du cycle d'hystérésis de la deuxième branche d'extrémité du transformateur**

On obtient les résultats de l'approximation présentée au tableau I.6, la caractérisation du cycle d'hystérésis inverse moyenne de la deuxième branche extrémité du transformateur est présentée à la figure I.18

$$\begin{aligned}
 H(B) = & -16.5686B^{13} - 92.5745B^{12} + 127.4496B^{11} + 334.1691B^{10} - 275.7279B^9 \\
 & -447.5662B^8 + 277.0847B^7 + 268.3765B^6 - 92.3449B^5 - 68.3642B^4 + 43.5978B^3 \quad (I.22) \\
 & +5.6182B^2 + 18.0886B - 0.1382
 \end{aligned}$$

Tab. I.6 – Détermination des coefficients de l'approximation polynomiale de la deuxième branche d'extrémité du transformateur

$a_i$	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$
	-0.1382	18.0886	5.6182	43.5978	-68.3642	-92.3449	268.3765
$a_i$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$	$a_{11}$	$a_{12}$	$a_{13}$
	277.0847	-447.5662	-275.7279	334.1691	127.4496	-92.5745	-16.5686

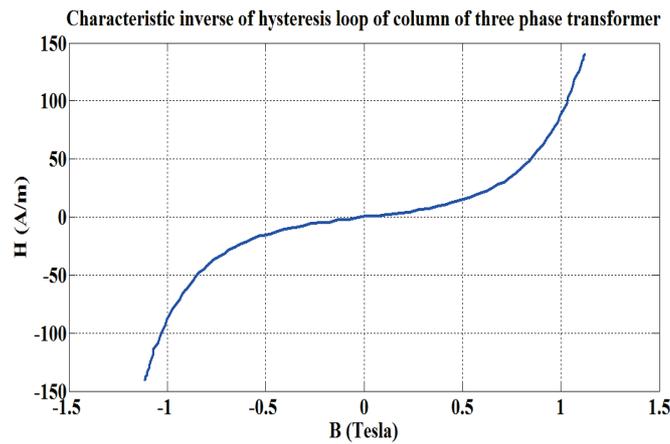


Fig. I.18 – Approximation polynômiale d'ordre 13 de la caractéristique du cycle d'hystérésis inverse de la deuxième branche d'extrémité du transformateur.

La comparaison de la courbe théorique obtenue en utilisant l'approximation polynômiale et la courbe expérimentale moyenne du cycle du transformateur monophasé est présentée à la Figure I.19. Il en est de même pour le transformateur triphasé, la comparaison pour la caractéristique du noyau est présentée à la Figure I.20.a. Ainsi que pour les branches d'extrémité, les résultats sont présentés sur aux Figures I.20.b. et I.20.c, respectivement.

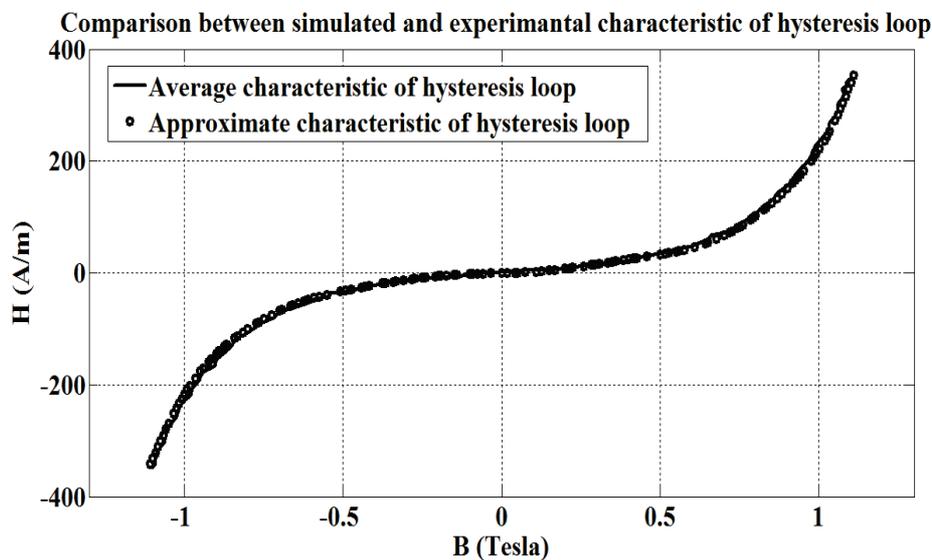


Fig. I.19 – Comparaison entre les courbes théorique et expérimentale du cycle d'hystérésis du transformateur monophasé

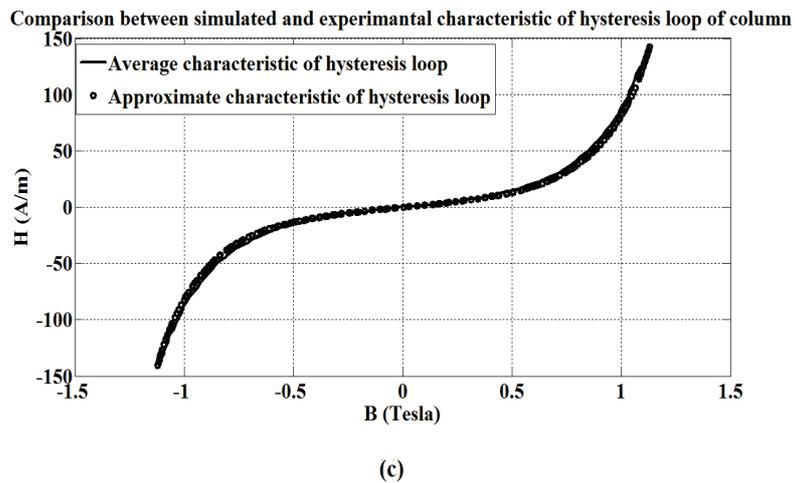
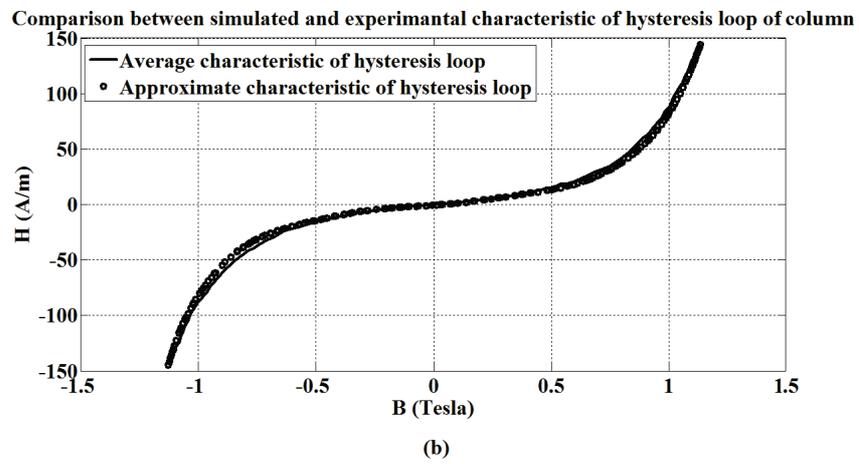
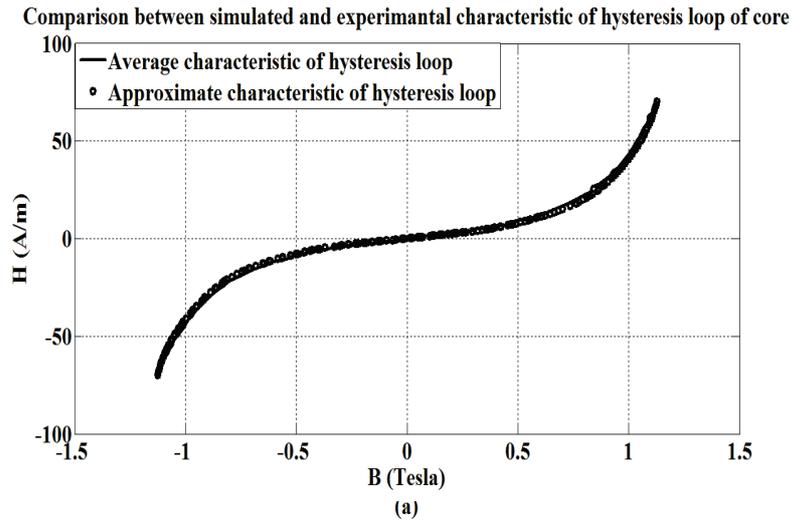


Fig. I.20 – Comparaison des courbes expérimentales et simulées des cycles d’hystérésis inversés  
 (a) Noyau central ; (b) Première Branche d’extrémité ;(c) Deuxième Branche d’extrémité

## I.6 Conclusion

Nous avons utilisé une procédure de mesures du cycle d'hystérésis pour les transformateurs monophasé et triphasé. Nous avons bien vérifié les résultats obtenus dans la référence [18], concernant les cycles d'hystérésis dans le noyau et les extrémités d'un transformateur triphasé asymétrique (à flux forcé). Les résultats ainsi obtenus nous ont permis d'aboutir à la détermination de l'approximation polynômiale de la courbe caractéristique  $H(B)$ .

Nous avons également évité de déterminer  $B(H)$  à cause du fait que les coefficients déterminés sont de très faibles valeurs. Il est évident que si l'on puisse considérer ces valeurs, la simulation donnerait des résultats complètement erronés. Ce qui nous a poussé à opter pour la fonction inverse.

La valeur moyenne du cycle d'hystérésis dans un transformateur est obtenue en faisant un calcul de valeur moyenne pour l'induction magnétique  $B$  et un autre calcul de valeur moyenne pour le champ magnétique  $H$  car le cycle d'hystérésis est bien périodique. C'est à dire que pour chaque période, on obtient un cycle d'hystérésis.

Les fonctions d'approximations sont obtenues grâce à l'utilisation de la routine de MATLAB "Polyfit" et de l'interface graphique des approximations de MATLAB "cftool". La comparaison entre les courbes expérimentales et théoriques traduisent la validité de l'approximation choisie.

# Chapitre II

## Modélisation du transformateur

### II.1 Introduction

De nos jours, la modélisation des transformateurs fait encore l'objet de nombreuses recherches [2-8]. La difficulté réside, d'une part dans le comportement non linéaire causé par l'aimantation, l'hystérésis et en régime transitoire. D'autre part, la non disponibilité des données géométriques du transformateur complique la modélisation exacte.

Ils existent plusieurs modèles de représentation du transformateur lors des phénomènes transitoires électromagnétiques. Cependant, la majorité de ces modèles ne représentent pas fidèlement le transformateur à cause des paramètres estimés ou déterminés par des essais expérimentaux qui supposent que ces paramètres ne dépendent pas de la fréquence, la température, les variations topologiques sur le noyau et la construction des enroulements. Dans ce chapitre nous allons présenter deux modélisations : une modélisation de Kapp améliorée et une modélisation en Pi améliorée.

### II.2 Les modèles usuels de transformateurs

#### II.2.1 Le modèle de Kapp (T)

Le modèle T appelé aussi le modèle de kapp, est le plus utilisé dans les ouvrages et la littérature scientifique vu les bons résultats obtenus dans les transitoires de basses fréquences. Les paramètres du modèle T qui décrivent le comportement d'un transformateur sont :

- $R_H$  et  $R_L$  sont des résistances en série, qui comprennent les pertes par effet Joule et les pertes par courants de Foucault dans les enroulements.
- $L_H$  et  $L_L$  représentent l'inductance de fuite (ou inductance série), répartis entre les deux enroulements.
- $R_m$  et  $L_m$ , sur la branche de dérivation, décrivent le comportement du noyau, y compris les non-linéarités (saturation et hystérésis) et les phénomènes des courants de Foucault.

Ces paramètres sont mesurés par des essais expérimentaux à basse fréquence (court-circuit et à vide). Cependant, les paramètres du modèle T ne sont pas liés directement avec les composantes

physiques du transformateur ,et par suite on obtient une mauvaise modélisation des phénomènes transitoires. Cependant les modèles déduits de la dualité traduisent mieux les phénomènes transitoires.

L'un des inconvénients majeur du modèle T réside dans la quasi-arbitraire division de l'inductance de fuite (Hypothèse d'Alger). L'inductance de fuite représente la chute de tension à travers une paire de bobines couplées mutuellement ; elle est défini pour un flux avec le sens inverse.

$$L_{fuite} = L_1 + L_2 - 2M \quad (\text{II.1})$$

où :  $L_1$  et  $L_2$  sont les inductances des enroulements  
M est l'inductance mutuelle.

Par conséquent, l'inductance de fuite  $L_{fuite}$  ne peut pas être divisée en deux (enroulements) inductances tout en gardant un sens physique. La division de l'inductance de fuite peut également entraîner un mauvais placement du modèle de base dans le circuit équivalent du transformateur [24].

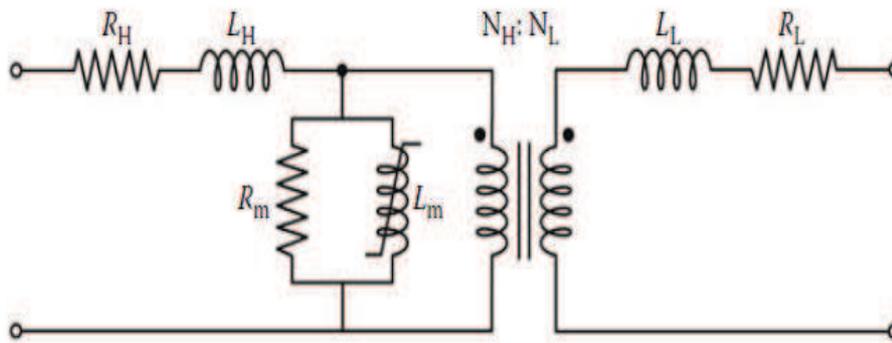


Fig. II.1 – Circuit équivalent classique d'un transformateur monophasé [24].

## II.2.2 Modèle Hybride

Le modèle hybride est un modèle développé pour les simulations transitoires de faible et moyenne fréquence [25]. Ce modèle est une combinaison basée sur l'amélioration de l'idée générale de la Figure II.2.a.

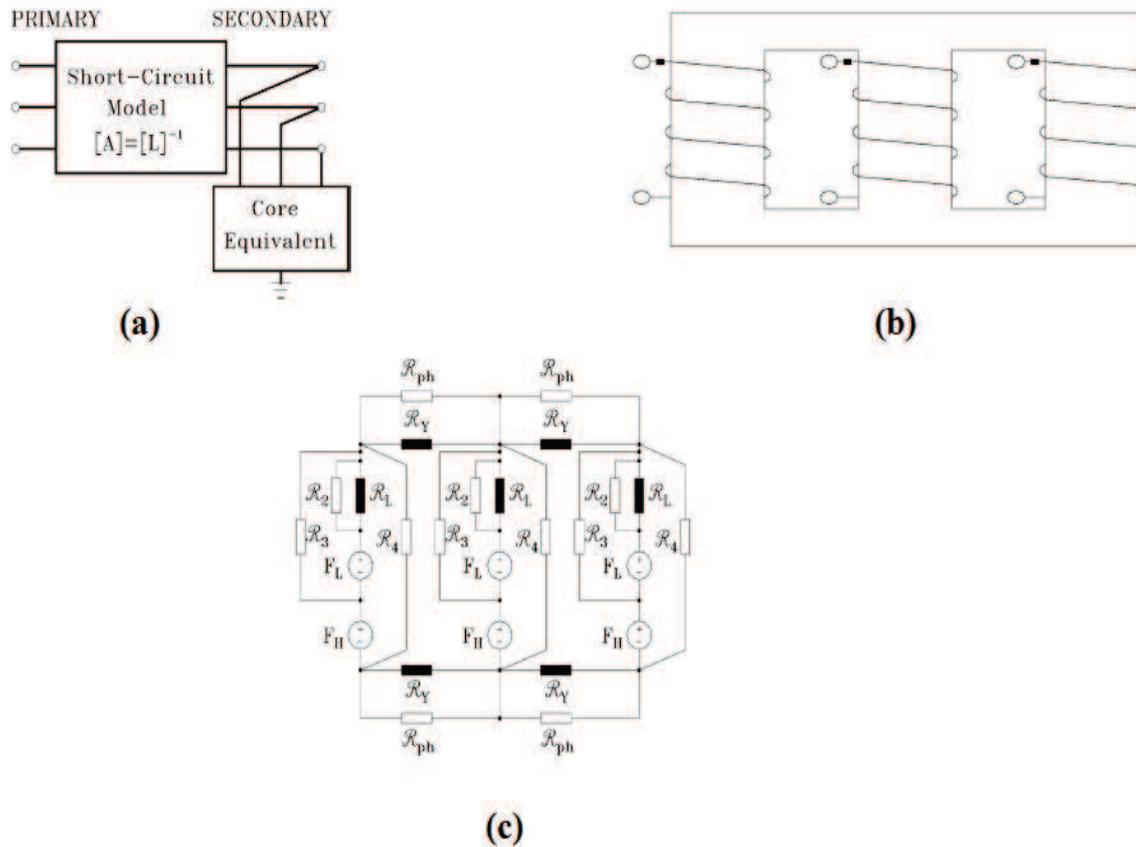


Fig. II.2 – (a) Concept de base de la combinaison de la matrice inverse de l'inductance à noyau joint externe pour un transformateur à deux enroulements ; (b) Transformateur triphasé à trois colonnes et de noyau empilé. Pour plus de simplicité, (c) représente le circuit magnétique,[25].

Le modèle hybride est proposé, en utilisant :

1. La matrice  $[A]$  de la résistance
2. l'inductance de fuite inverse ;
3. le principe de la dualité ;
4. l'incorporation des effets capacitifs ;
5. les résistances de l'enroulement dépendant de la fréquence.

Il est difficile d'appliquer une représentation acceptable dans toute la gamme de fréquence de tous les phénomènes transitoires possibles dans un système d'alimentation. Un ou plusieurs modèles valides pour une gamme de fréquence spécifique pourraient être utilisés. Selon la référence [26], les gammes de fréquence peuvent être classé en quatre groupes, Tableau II.1 :

Tab. II.1 – Modélisation des transformateurs de puissance

paramètres-effets	TBF	TFL	TFR	TTR
Impédance de court-circuit	TI	TI	I	N
Saturation	TI	TI	N	N
Pertes fer	I	I	N	N
Courants de Foucault	TI	I	N	N
Couplage capacitive	N	I	TI	TI

TBF :Transitoires en basse fréquence ; TFL :Transitoires de front lent.  
 TFR :Transitoires de front rapide ; TTR :Transitoire très rapide.  
 N :Négligeable ; TI :Très Important ; I :Important

## II.2.3 Modèle $\Pi$

### II.2.3.1 Modèle en $\Pi$ monophasé

Le modèle en  $\pi$  représente topologiquement deux configurations de transformateur monophasé : type-à-noyau et de type coque comme illustré dans la Figure II.3. Cette figure illustre le processus d'obtention des circuits électriques équivalents doubles des chemins de flux (ou rétrécissement) pour les deux types de transformateurs [24]. La Figure II.4 montre que le même circuit équivalent est obtenu pour les deux géométries du transformateur monophasé. Le circuit peut être obtenu à partir du circuit de transformateur du type à noyau en combinant les branches parallèles identiques. Le même circuit est également obtenu pour le circuit équivalent en forme de coque de l'introduction de la série des éléments de circuit "Joug-Joug–Air-Air". Pour n'importe quel modèle de dualité déduits, les paramètres peuvent être estimés avec précision quand les dimensions de conception sont connus [24].

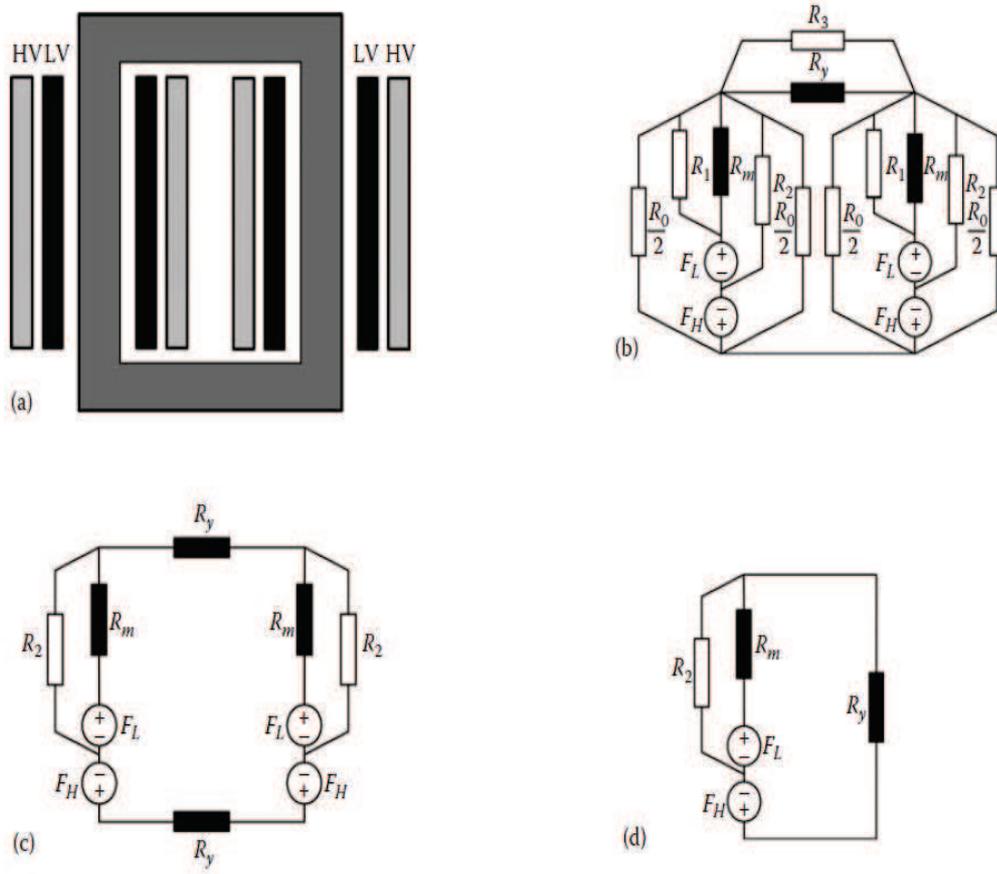


Fig. II.3 – La dualité-déduite du circuit équivalent d'un transformateur à noyau de type monophasé : (a) structure physique ; (b) circuit magnétique ; (c) circuit magnétique simplifié une fois ; (d) circuit magnétique simplifié totalement [24].

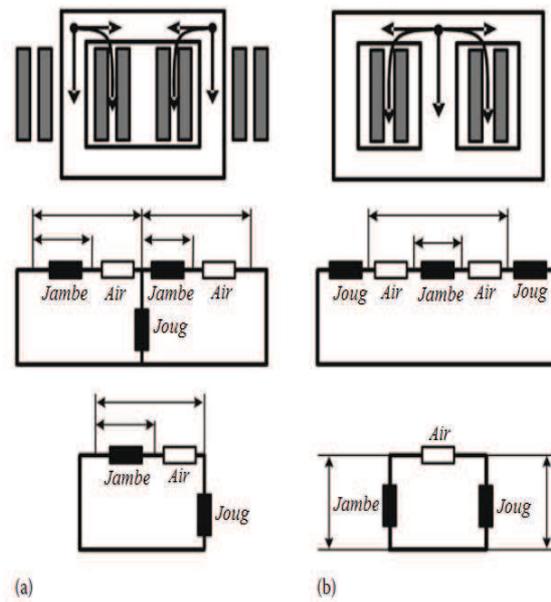


Fig. II.4 – Circuit équivalent pour les deux types de transformateurs monophasés obtenus à partir d'un parallèle et à la réduction de circuit série d'éléments, respectivement, [24].

Le modèle-II pour un transformateur monophasé est illustré à la figure II.5. Dans ce modèle, les éléments internes (pour les transformateurs idéaux) représentent physiquement le circuit magnétique. Il n'y a qu'une seule inductance de fuite dans le milieu ( $L_{sh}$ ) et deux branches de magnétisation peuvent avoir des valeurs différentes [24]. L'inductance  $L_{sh}$  de fuite est linéaire et dépend de la fréquence tandis que les branches de magnétisation ne sont pas linéaires mais dépendent également de la fréquence. Les paramètres de ce modèle peuvent être obtenus en utilisant les mêmes informations que pour le modèle T, à savoir le circuit ouvert et le test de court-circuit [24]. Lorsque l'information interne n'est pas connue pour séparer physiquement les effets de magnétisation en deux branches pour le modèle  $\pi$ , on peut alors doubler les paramètres de magnétisation mesurés pour construire le modèle. Les relations entre les paramètres du modèle T et le modèle II, Lorsque aucune information interne n'est connue, sont :

$$\begin{aligned} L_{sh} &= L_H + L_L \\ R_c &= R_y = 2R_m \\ L_c &= L_y = 2L_m \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

où  $L_H$  et  $L_L$  sont inductances de fuite.

Les paramètres du modèle du transformateur sont calculés à partir des essais de court-circuit et

à circuit-ouvert :

$$\begin{aligned}
 R_m &= \frac{(V_{1o})^2}{P_{1o}} \\
 L_m &= \frac{1}{\omega} \frac{(V_{1o})^2}{Q_{1o}} \\
 R_s &= \frac{P_{1cc}}{I_{1cc}^2} \\
 L_{sh} &= \frac{1}{\omega} \frac{I_{1cc} (Q_{1cc})}{I_{1cc}^2}
 \end{aligned}
 \tag{II.3}$$

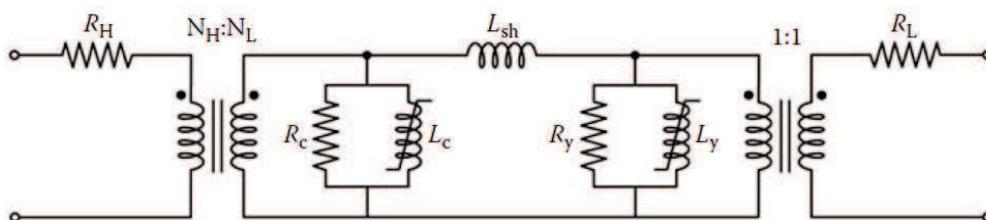


Fig. II.5 – modèle  $\Pi$  pour un transformateur monophasé, [24].

### II.2.3.2 Modèle en $\Pi$ triphasé

La Figure II.6.a présente la configuration du transformateur à trois colonnes. Le circuit magnétique est présenté à la Figure II.6.b.

$F_L$  et  $F_H$  représentent les forces magnétomotrices (FMM) côté HT et BT respectivement.

$R_m$  réluctance magnétique présentant le circuit magnétique de la colonne composé de fer et d'un bobinage.

Par contre  $R_Y$  présente le circuit magnétique de la culasse du transformateur. Les chemins de flux de fuites sont présentés par les réluctances suivantes  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  qui présentent respectivement les chemins entre les colonnes et l'extérieur des enroulements (chemins homopolaires), les chemins entre les enroulements HT et BT les plus proches, les chemins entre les colonnes et l'espace entre les deux enroulements et les chemins de fuite dans l'air en parallèle avec les culasses [24].

Après l'utilisation de la dualité, les réluctances, en raison de chemins de flux traversant le fer, se transforment en inductances non linéaires, tandis que les chemins de flux dans l'air se transformeront en inductances linéaires. La Figure II.6.c montre le circuit électrique équivalent, où l'effet des réluctances  $R_1$  et  $R_3$  ont été négligées. Dans cette figure,  $R_H$  et  $R_L$  représentant les résistances des enroulements HT et BT ; l'inductance linéaire  $L_{sh}$  représentent les flux des fuites entre les deux enroulements ; les chemins homopolaires sont représentés par l'inductance linéaire  $L_0$  ; les pertes par courants de Foucault résultant des flux homopolaires sont représentés par des résistances  $R_0$ . La combinaison parallèle des résistances  $R_m$  avec l'inductance saturable  $L_m$  représente les chemins de flux à travers les colonnes. Chaque combinaison parallèle de  $R_y$

et  $L_y$  représente la section de la culasse entre une paire de phases, [24].

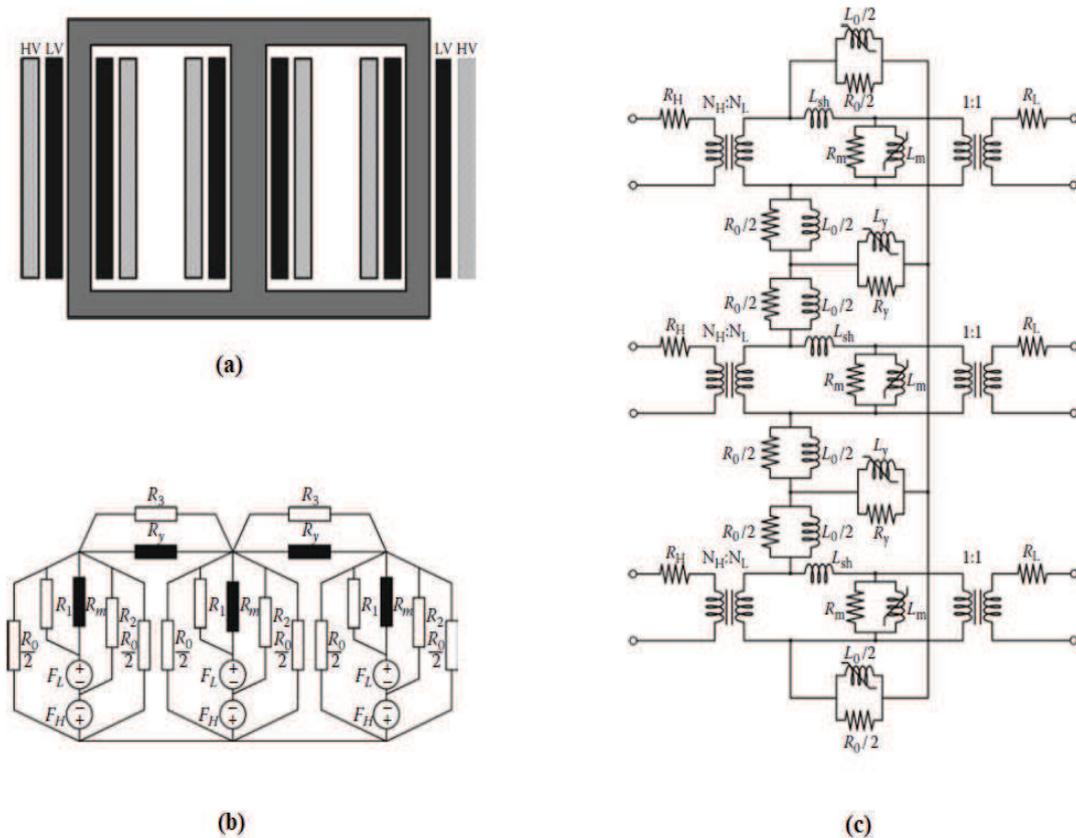


Fig. II.6 – modèle II pour un transformateur triphasé à trois colonnes.[24].

### II.3 Présentation du logiciel de simulation EMTP

EMTP (Electromagnetic Transients Program) est un Logiciel d’analyse des transitoires électromagnétiques. Il est conçu pour accomplir une grande variété d’études sur des réseaux électriques, qu’elles soient reliées à l’ingénierie, à la conception de projets, à la résolution de problèmes ou à la correction de défaillances inexplicables[27]. En d’autres termes, EMTP est utilisé pour plusieurs applications telles que :

- La conception des réseaux électriques.
- La simulation et l’analyse des phénomènes transitoires dans les réseaux électriques ;
- La simulation et analyse détaillée des réseaux électriques de grande dimension ;
- L’analyse des réseaux : séparation des réseaux, qualité de l’énergie, orages géomagnétiques, énergie éolienne ;
- Les réseaux de distribution déséquilibrés ;
- Les lignes de transport : coordination de l’isolement, commutation des batteries de conden-

- sateurs, conception, modèles de lignes et câbles à large bande ;  
 – Électronique de puissance et Machines Électriques ,[27].

## II.4 Modélisation du transformateur monophasé

### II.4.1 Identification des paramètres du transformateur monophasé

Les résistances des enroulements primaire et secondaire du transformateur monophasé sont :  
 $R_1 = 0.657\Omega$  ;  $R_2 = 0.725\Omega$   
 Nous présentons au tableau II.2 les paramètres identifiés du transformateur à partir des tests expérimentaux

Tab. II.2 – Transformateur monophasé 2 kVA

Variable	Essai à vide	Essai en court-circuit
$V_1(V)$	220	10.2
$I_1(A)$	0.45	8
$P_1(\text{Pertes noyau}) (W)$	25	
$P_1(\text{Pertes enroulements}) (W)$		68
$V_2(V)$	220	
$I_2(A)$		7.6
$Q_1 = \sqrt{(V_1 I_1)^2 - P_1^2} (VAr)$	95.79	45.106

### II.4.2 Modèle T

La figure II.7 présente le schéma de montage du modèle T du transformateur monophasé. La branche magnétisante du modèle T est modélisée par le cycle d'hystérésis obtenu par l'expérimentation et par une résistance  $R_{CF}$  qui représente les pertes par courants de Foucault. Le cycle d'hystérésis est introduit dans le modèle T grâce à une fonction de calcul de données de l'hystérésis (Hysteresis Reactor Data Calculation Function). Cette fonction est disponible dans un dispositif appelé "Hysteresis Fitter" fourni par le logiciel EMTP dans le champ de la librairie des éléments non-linéaires. Ce dispositif permet d'approximer le cycle d'hystérésis à partir d'un fichier de valeurs (de courant de flux) de la partie positive du cycle d'hystérésis obtenu au chapitre I. Le résultat de l'approximation du cycle d'hystérésis est introduit dans un fichier de données d'extension(.hys), ce dernier sera introduit dans un élément appelé "Hysteretic reactor", qui permet de générer le cycle d'hystérésis complet par un calcul des paramètres, Figure II.8.

L'introduction du cycle d'hystérésis dans le modèle T permet de modéliser uniquement les pertes par courants de Foucault dans la branche magnétisante et par conséquent  $R_{CF} = 2 * R_m$

car à 50Hz  $R_{CF} = R_{Hysteresis}$  et, à vide on obtient :  $R_m = 2 * R_{CF} // 2 * R_{Hysteresis}$ .

Dans le modèle T, les résistances  $R_1$  et  $R_2$  : modélisent les pertes Joule dans les enroulements,  $L_1$  représente l'inductance de fuite ramenée au secondaire déterminée par l'essai en court-circuit, le calcul de ces paramètres est présenté au tableau II.3.

Tab. II.3 – Paramètres du modèle T

Paramètres du modèle T du transformateur monophasé	
$R_1(\Omega)$	0.6566
$R_2(\Omega)$	0.72466
$L_1(mH)$	2.243
$R_{CF} = 2 * R_m(\Omega)$	2*1936

## Transformateur monophasé 2kVA\_modèle T

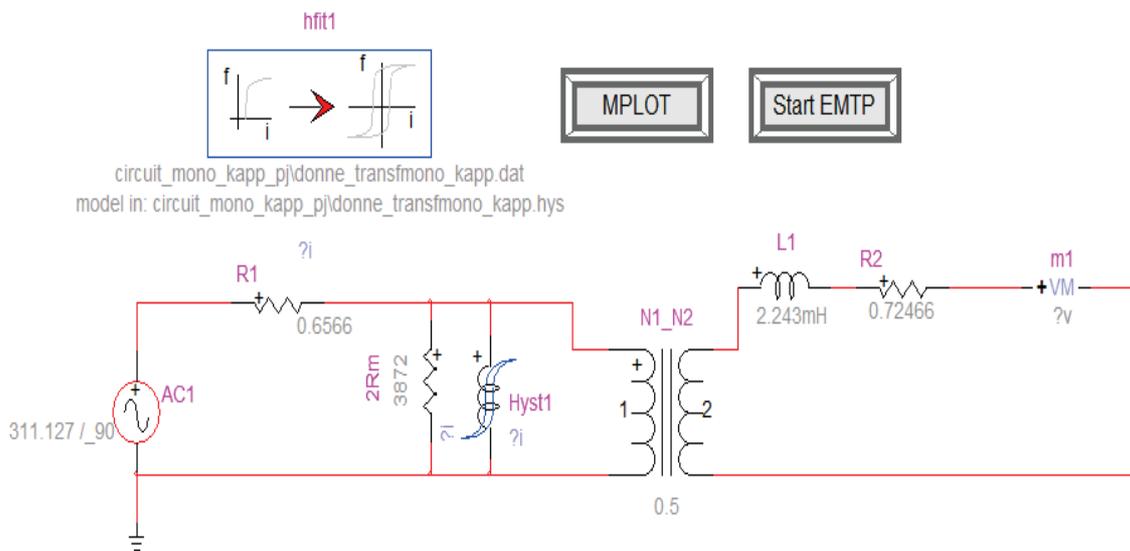


Fig. II.7 – Schéma de montage du modèle T simulé.

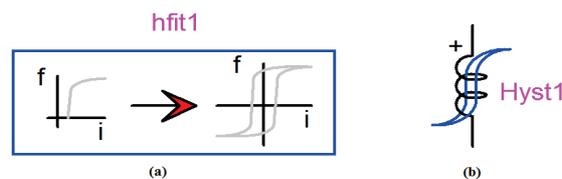


Fig. II.8 – (a) Hysteresis Fitter ; (b) Hysteretic reactor.

La Figure II.9.a représente le résultat de l'approximation du cycle d'hystérésis donnée par la fonction "Hysteresis Fitter", la Figure II.9.b présente les propriétés de "Hysteretic reactor" pour le calcul du cycle d'hystérésis.

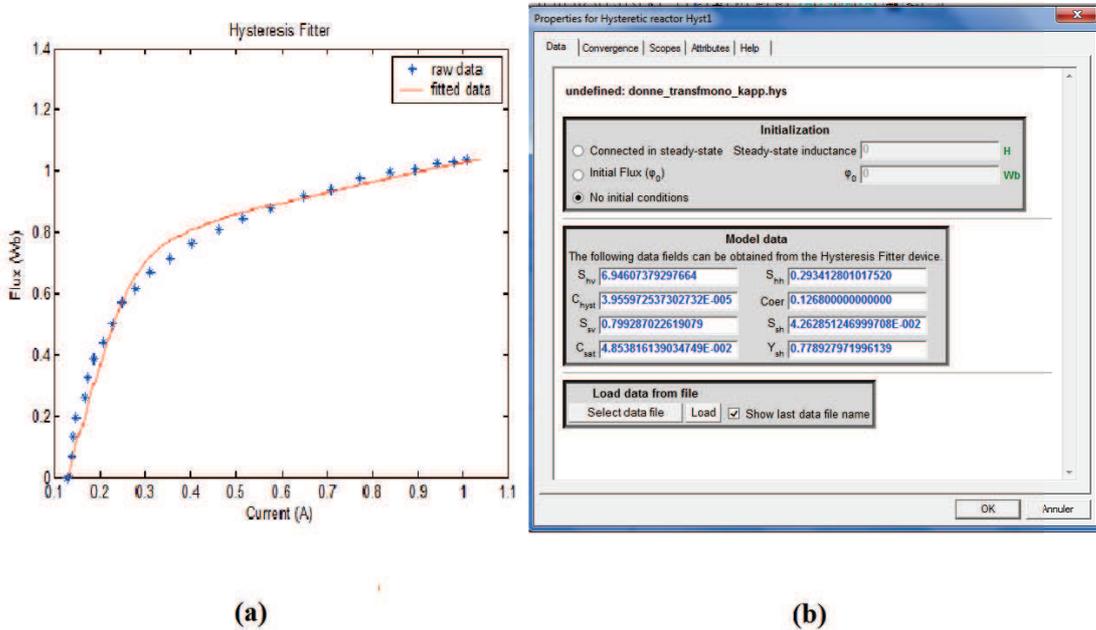


Fig. II.9 – (a) Approximation de la courbe  $\phi = f(i)$  du cycle d'hystérésis ; (c) Paramètre des propriétés du cycle d'hystérésis.

La Figure II.10 présente le courant d'enclenchement à vide du modèle T. Les courants primaires à vide : actif  $I_{CF}$  et réactif  $I_{hysteresis}$  de la branche magnétisante ainsi que le courant d'appel (Inrush current) sont représentés à la Figure II.11. La tension secondaire du transformateur monophasé est présentée à la Figure II.12.

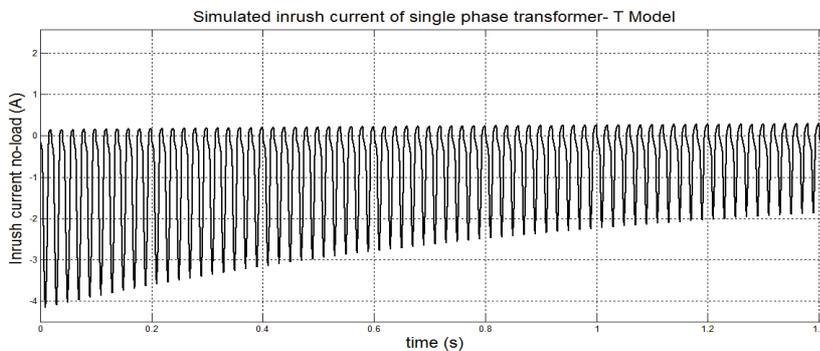


Fig. II.10 – Courant d'enclenchement à vide du modèle T.

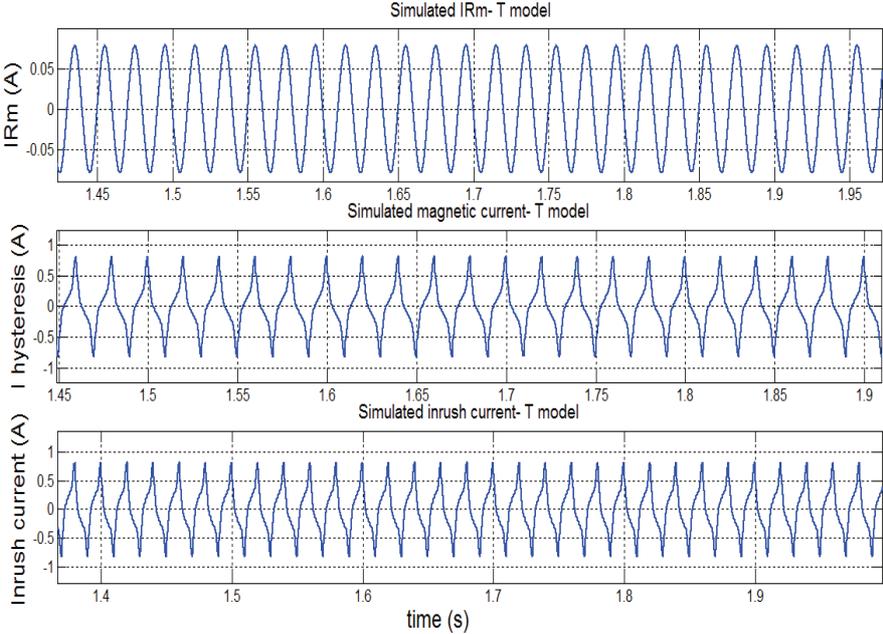


Fig. II.11 – Courants à vide primaires simulés du modèle T.

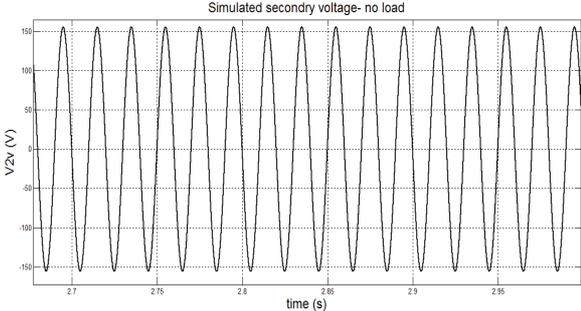


Fig. II.12 – Tension secondaire à vide-modèle T.

### II.4.3 Modèle II

La Figure II.13 présente le schéma de montage du modèle II. Nous avons effectué la simulation à l'aide de l'EMTP en considérant le modèle II et avons obtenu les résultats suivants : la caractéristique non-linéaire de la branche magnétisante  $L_m$  est présentée à la Figure II.14.

Les courants primaires sont présentés à la Figure II.15.

La tension à vide secondaire est présentée à la Figure II.16.

## Transformateur Monophasé 2kVA montage Pi

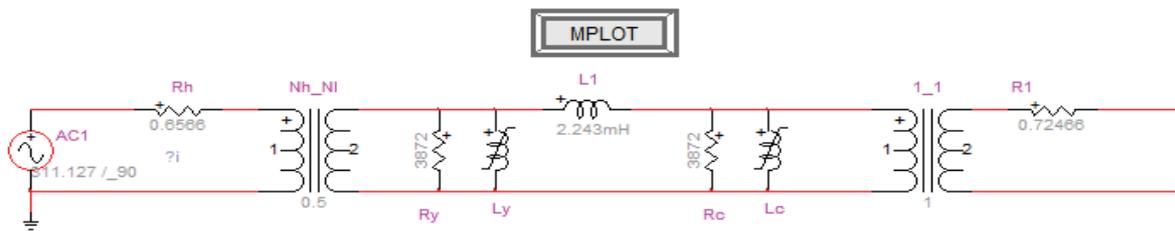


Fig. II.13 – Schéma du montage du modèle Pi du transformateur monophasé.

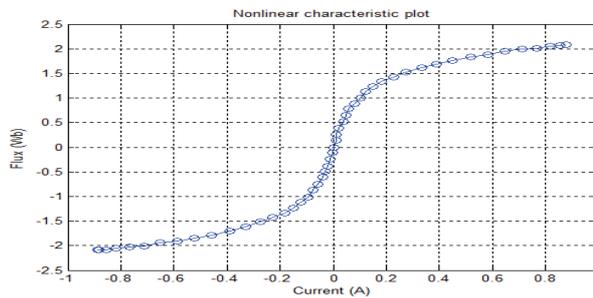


Fig. II.14 – Caractéristique non-linéaire de la branche magnétisante.

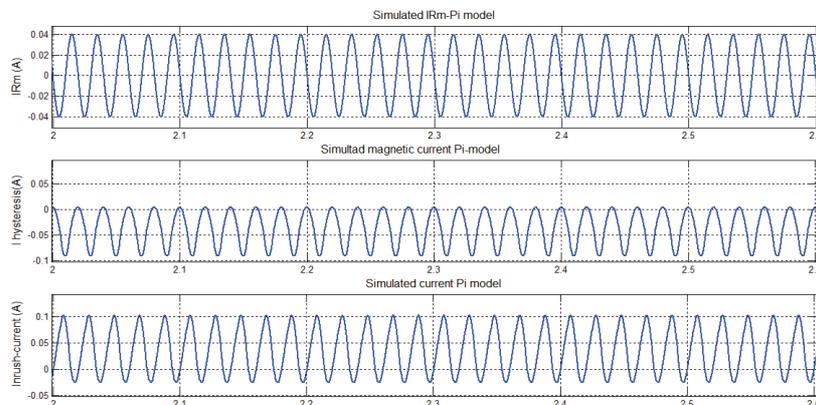


Fig. II.15 – Courants à vide primaires simulés du modèle Pi.

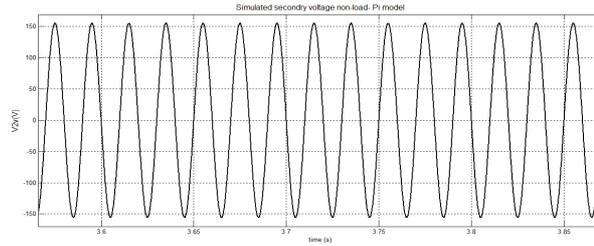


Fig. II.16 – Tension à vide secondaire-modèle Pi.

Les résultats obtenus avec ce modèle ne sont pas convaincants et restent assez loin de ceux expérimentaux. Ce qui nous a poussé à corriger le modèle en apportant une modification pour laquelle nous appelons le modèle  $\Pi$  modifié.

#### II.4.4 Modèle $\Pi$ modifié

Compte tenu des résultats obtenus auparavant nous avons apporté des corrections au modèle  $\Pi$  qui est une représentation réelle de la structure physique du transformateur. Ces corrections sont les suivantes :

1. Correction de l'identification des paramètres du modèle  $Pi$ , en introduisant le rapport de transformation  $m$  ou intervertissant des transformateurs sans l'introduction du rapport de transformation dans les paramètres du modèle.
2. Introduction du cycle d'hystérésis dans la branche magnétisante et la correction du paramètre modélisant des pertes à vide.

La correction des paramètres :

- Remplacer  $(R_y = R_c = 2R_m)$  par  $(R_y = R_c = 2m^2R_m)$ , comme on introduit le cycle d'hystérésis, les résistances  $R_y$  et  $R_c$  présentent dans ce cas les pertes par courants de Foucault. Par conséquent, on remplace  $(R_y = R_c = 2R_m)$  par  $(R_y = R_c = 4m^2R_m)$ .
- Remplacer le cycle d'hystérésis modélisé par la fonction  $2\phi = f(i)$  par un cycle modélisé par la fonction suivante  $2m^2\phi = f(i)$ . Ces paramètres sont présentés dans le tableau II.4.

Tab. II.4 – Paramètres du modèle Pi modifié du transformateur monophasé

Paramètres du modèle Pi modifié	
$R_1(\Omega)$	0.6566
$R_2(\Omega)$	0.72466
$L_{sh}(mH)$	2.243
$R_y = R_c(\Omega)$	1936

La Figure II.17 présente le schéma de montage du modèle  $\Pi$  corrigé avec les corrections cités précédemment. L'approximation de la courbe de magnétisation est présentée à la Figure II.18.

Le courant d'enclenchement à vide du transformateur est présenté à la figure II.19. Les Figures II.20 et II.21 représentent la tension secondaire à vide et les courants primaires à vide du transformateur, respectivement.

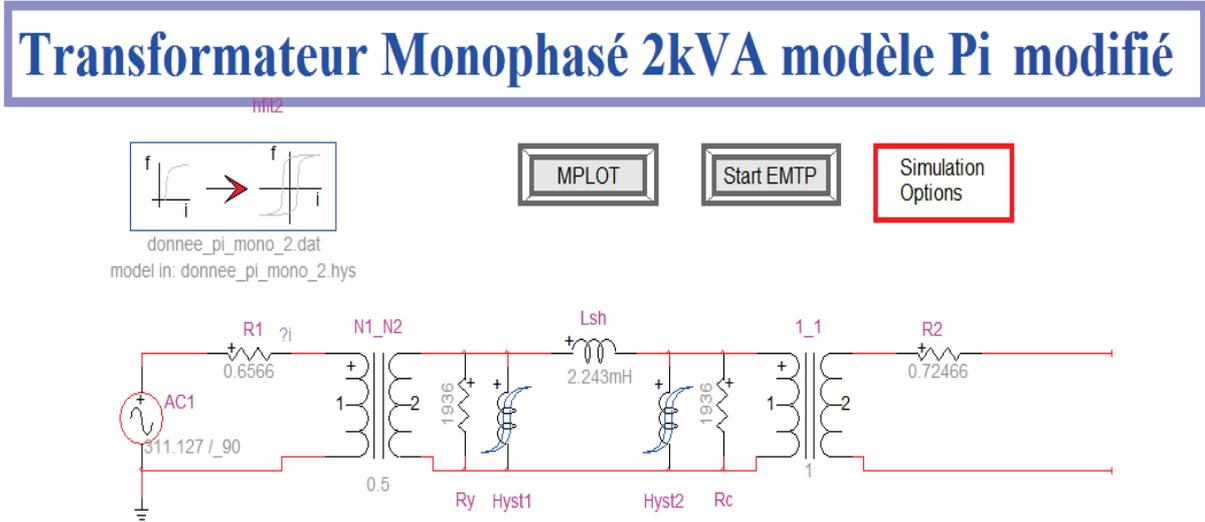


Fig. II.17 – Modèle Pi modifié.

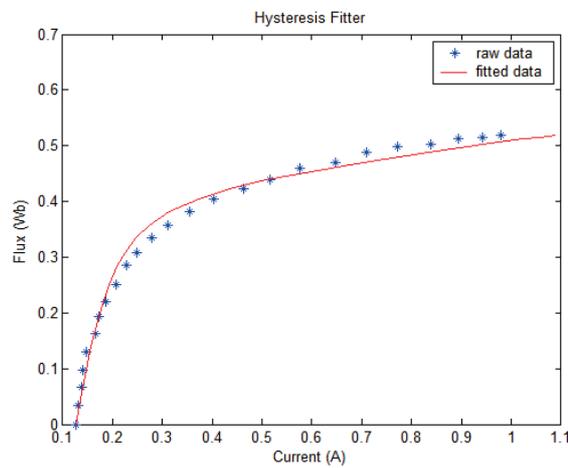


Fig. II.18 – Approximation de la courbe du cycle d'hystérésis.

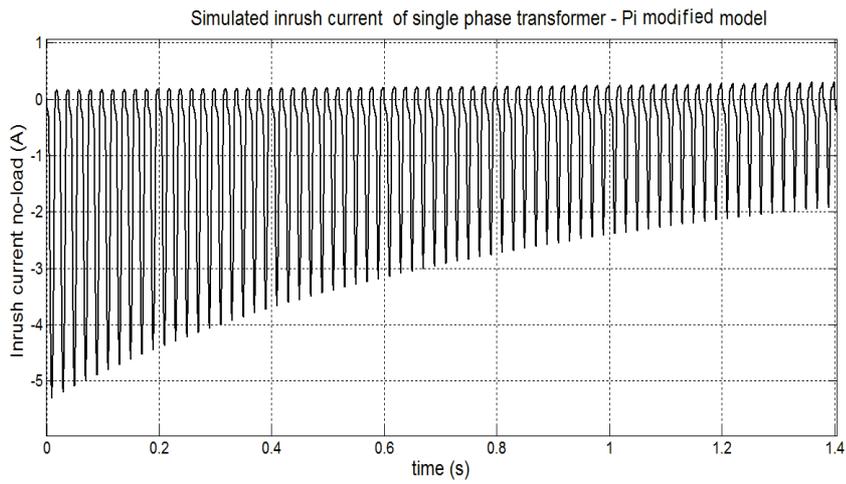


Fig. II.19 – Courant d’appel à vide simulé par le modèle  $\Pi$  modifié.

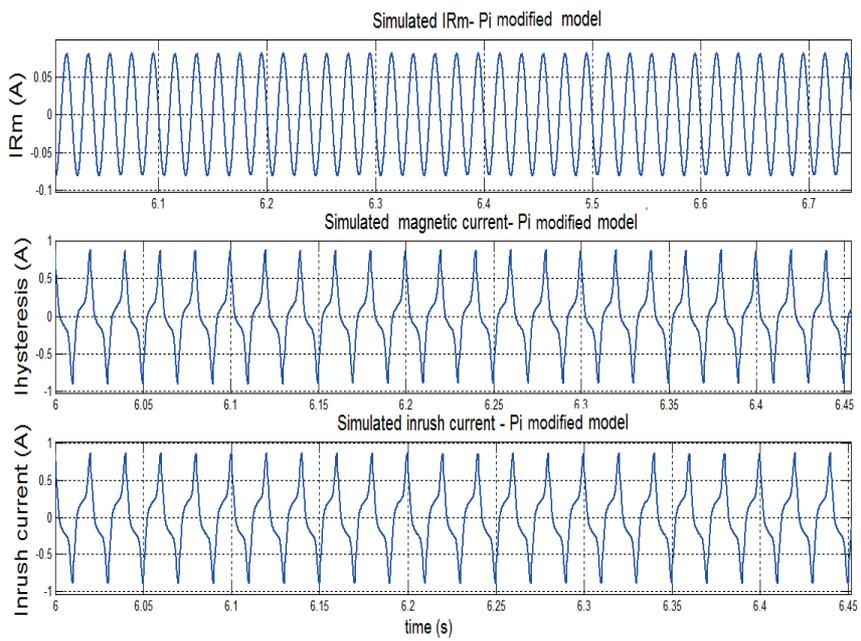


Fig. II.20 – Courants primaires simulés du modèle  $\Pi$  modifié.

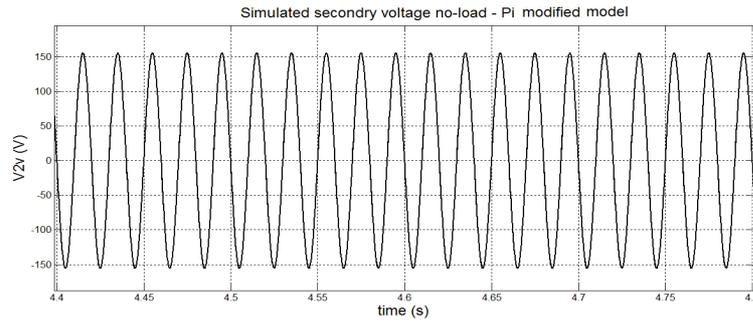


Fig. II.21 – Tension secondaire à vide-modèle Pi modifié

### II.4.5 Comparaison

La figure II.22 présente une comparaison entre les courants d'appel (enclenchement) des différents modèles avec le relevé expérimental. La comparaison des courants magnétisants des différents modèles est également présentée à la figure II.23.

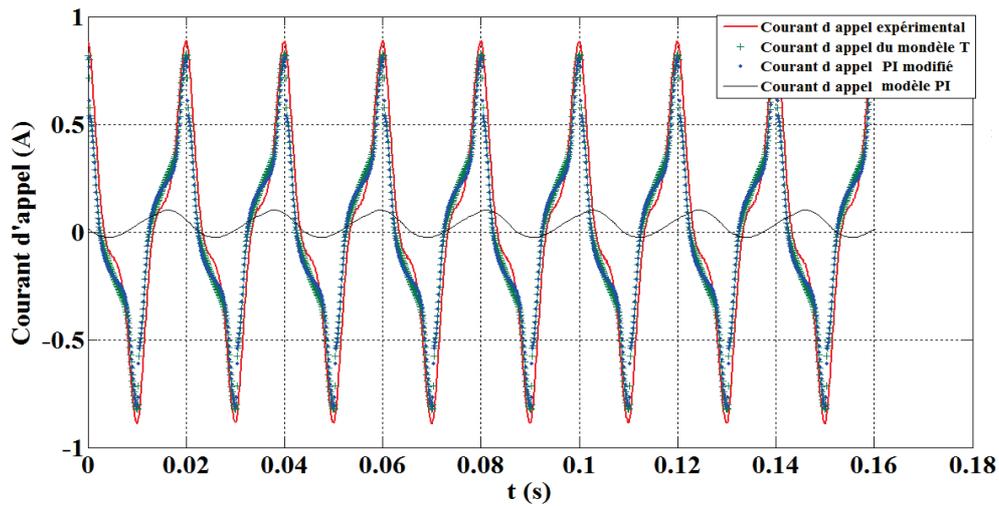


Fig. II.22 – Comparaison des modèles avec l'expérimentation-courant d'appel

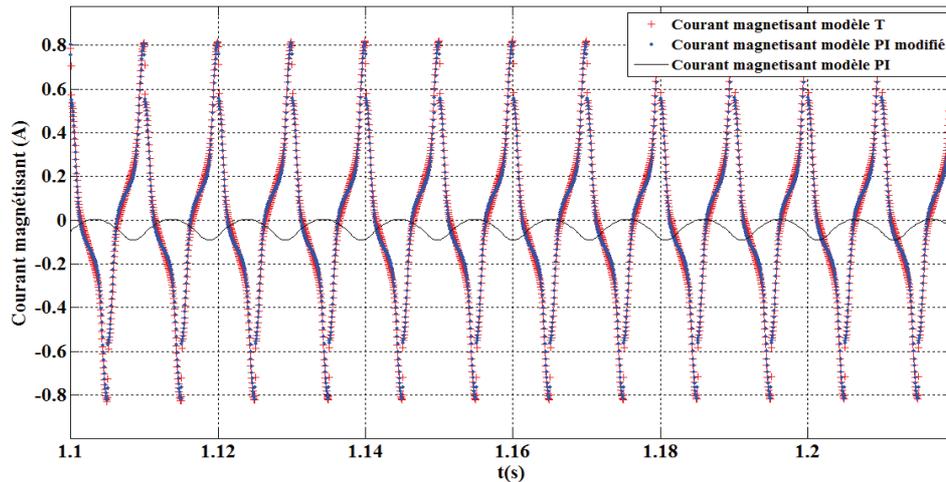


Fig. II.23 – Comparaison des modèles-courant magnétisant

## II.4.6 Interprétation des résultats obtenus

D'après la comparaison effectuée, on remarque que le modèle  $\Pi$  n'est pas juste et donne des résultats assez loin de ceux expérimentaux. Les corrections apportés au modèle  $Pi$  ont donné de meilleurs résultats, Figure II.22. Le courant d'appel du modèle  $\Pi$  modifié est plus proche de l'expérimentation que celui du modèle T, sachant que le modèle T donne aussi de bons résultats.

Le courant magnétisant obtenu par le modèle  $\Pi$  modifié coïncide avec le courant magnétisant du modèle T. Cependant, le courant magnétisant du modèle  $\Pi$  est assez loin que les courants magnétisants du modèle T et du modèle  $\Pi$  modifié. Finalement, on peut conclure que le modèle  $\Pi$  modifié est aussi valable que le modèle T.

## II.5 Modélisation du transformateur triphasé

### II.5.1 Identification des paramètres du transformateur triphasé

Nous avons effectué des tests expérimentaux qui ont donné les résultats suivants : Les résistances des enroulements primaire et secondaire du transformateur triphasé sont :  $R_1 = 0.881\Omega$  ;  $R_2 = 0.340\Omega$

Tab. II.5 – Transformateur triphasé 3 kVA

Variable	Essai à vide	Essai en court-circuit
$U_1$ (V)	220	8
$I_1$ (A)	1.9	6.84
$P_1$ (pertes noyau) (W)	20	
$P_1$ (pertes enroulements) (W)		46
$V_2$ (V)	110	
$I_2$ (A)		7.9
$Q_1 = \sqrt{(3V_1I_1)^2 - P_1^2}$ (VAr)	1253.84	157.5833
Essai de la séquence zéro		
$P$ (W)	$I$ (A)	$V$ (V)
100	5	145
	$R_o = 1.333\Omega$	$L_o = 31.54mH$

## II.5.2 Modèle T

Nous avons conçu le modèle T présenté à la figure II.24 . Les caractéristiques non-linéaires des inductances  $L_{m1}$ ,  $L_{m2}$  et  $L_{m3}$  introduites dans le modèle, sont présentées à la figure II.25.

### Transformateur triphasé 3kVA modèle T

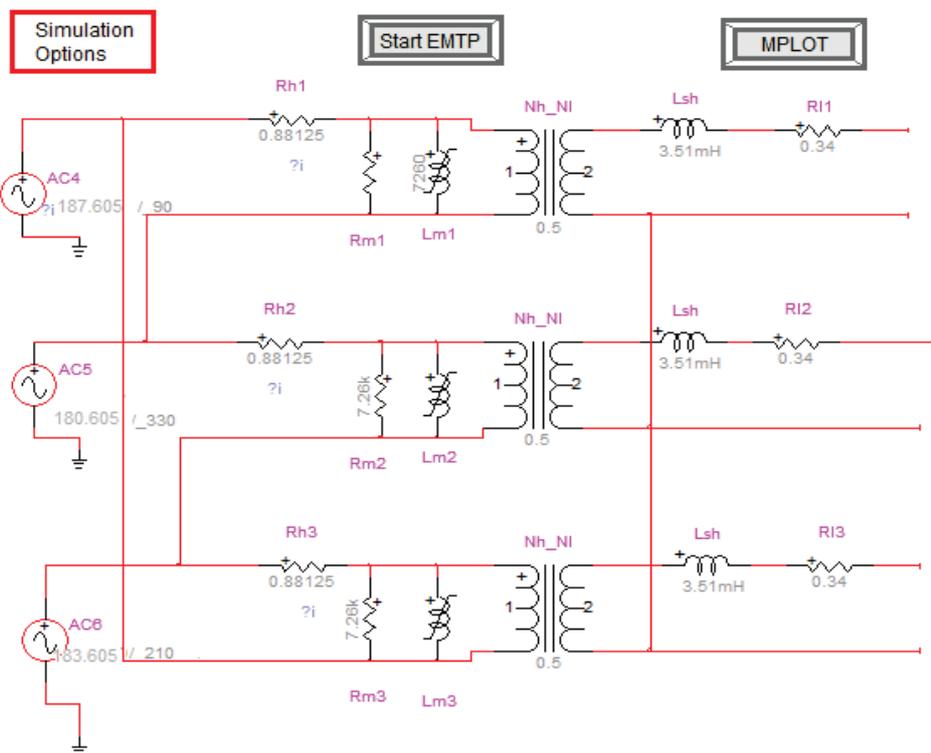


Fig. II.24 – Schéma de montage du modèle T pour le transformateur triphasé

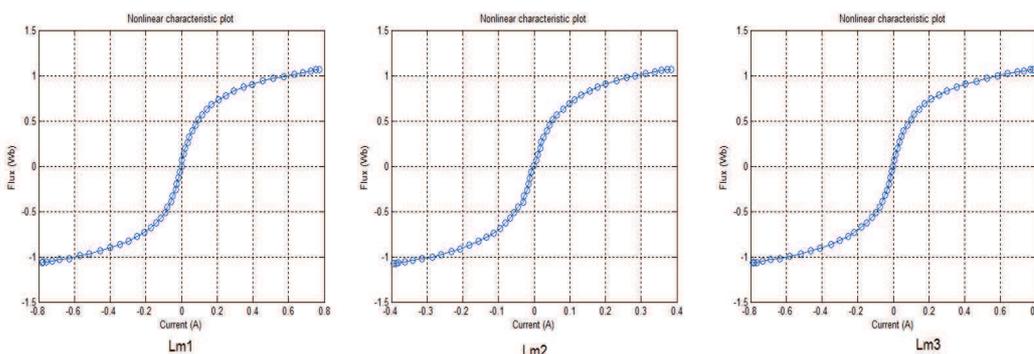


Fig. II.25 – Inductances non-linéaires

Les résultats des simulations effectués pour la modélisation du transformateur en T, sont présentés à la Figure II.26 pour les courants de ligne. Les courants de phase sont présentés à la Figure II.27. La figure II.28 présente les courants magnétisants.

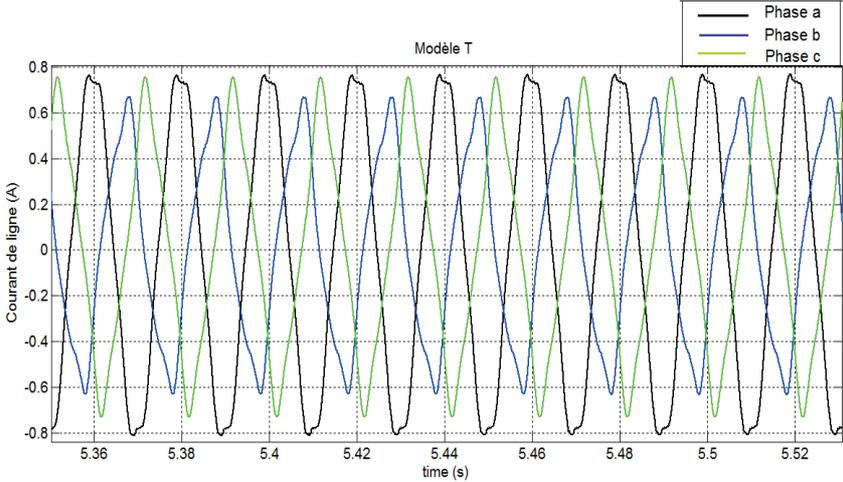


Fig. II.26 – Courants de ligne Modèle T

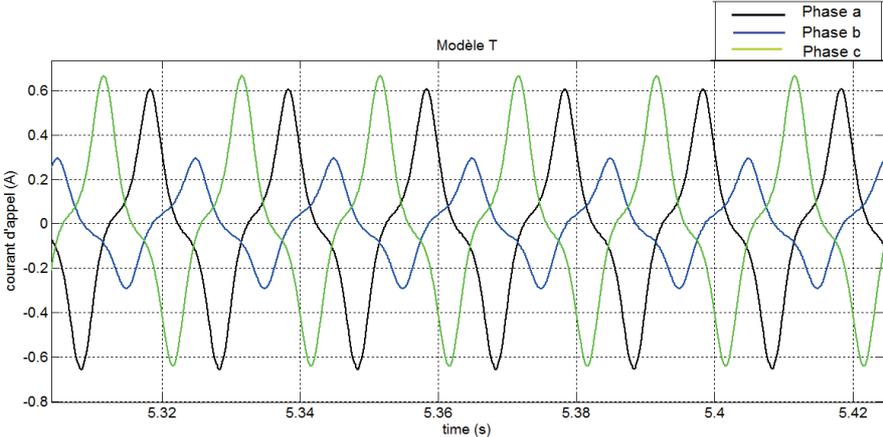


Fig. II.27 – Courants de phase Modèle T

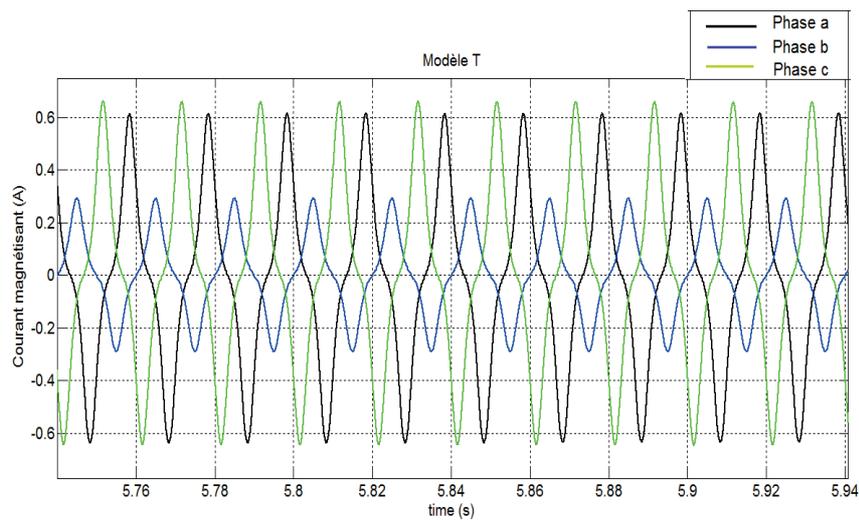


Fig. II.28 – Courants magnétisants Modèle T

### II.5.3 Modèle II

Le schéma de modèle II est présenté à la Figure II.29. Les résultats de la simulation du modèle II sont présentés à la figure II.30, II.31 et II.32 pour les courants magnétisants, les courants de ligne et les courants d'enclenchement, respectivement.

Le modèle II du transformateur est un modèle basé sur la structure réelle du transformateur. Cependant, les courants magnétisants obtenus sont complètement loin des courants magnétisants réels chap.I.

Ces courants possèdent une forme sinusoïdale ainsi que les valeurs maximales de ces courants sont très faibles. Ceci peut être expliqué par le fait que le transformateur travaille dans la zone linéaire des branches magnétisantes. D'où, il est nécessaire de corriger l'identification des paramètres de ce modèle.

### Transformateur triphasé modèle Pi

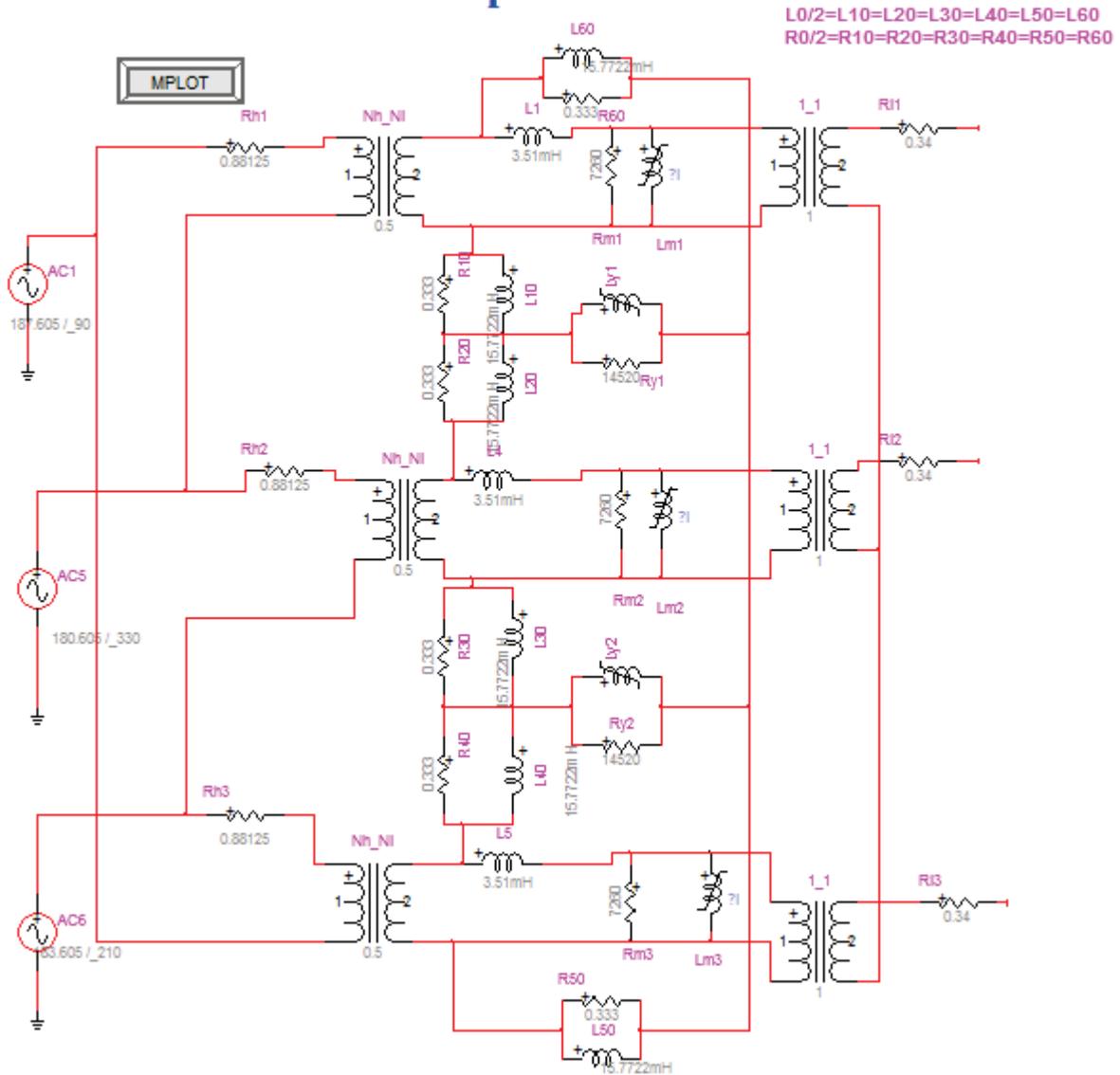


Fig. II.29 – Schéma de montage du modèle Pi pour le transformateur triphasé

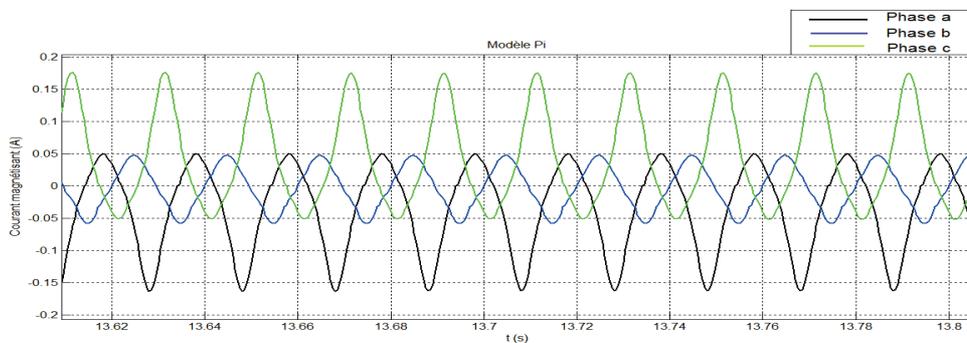


Fig. II.30 – Courants magnétisants Modèle Pi

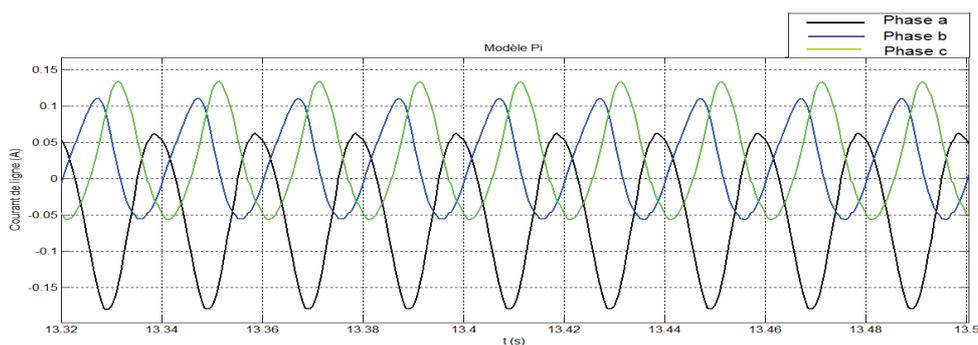


Fig. II.31 – Courants de ligne Modèle Pi

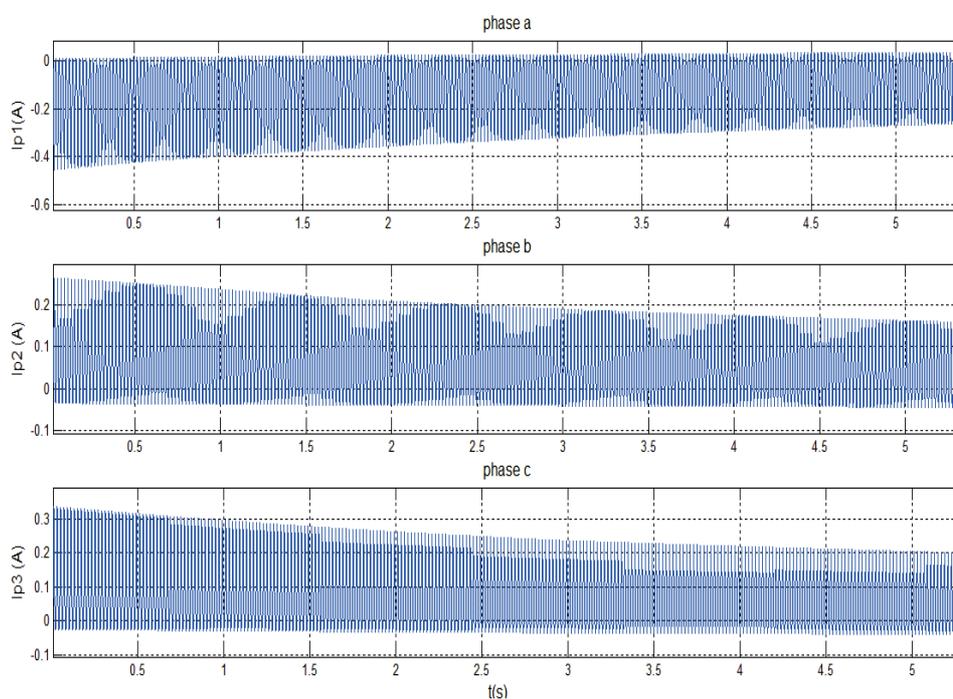


Fig. II.32 – Courants d'enclenchement Modèle Pi

## II.5.4 Modèle en $\Pi$ modifié

Dans le paragraphe précédent, nous avons vu que les résultats obtenus par le modèle  $\Pi$  nécessite une correction des paramètres. Dans ce modèle, l'identification de la branche magnétisante est déterminée par un essai à vide et par conséquent, un calcul de puissance primaire. Cette branche magnétisante est modélisée après un transformateur idéal de rapport de transformation ( $m=0.5$ ). Or pour la correction, le rapport de transformation doit être introduit dans la branche magnétisante c.à.d remplacer ( $R_m$  et  $L_m$ ) par ( $m^2 R_m$  et  $m^2 L_m$ ). Une deuxième solution à ce problème consiste à intervertir les deux transformateurs idéaux pour garder les mêmes paramètres de la branche magnétisante. Cependant, l'inductance  $L_{sh}$  déterminée par un essai en

court-circuit doit être ramenée au secondaire c.à.d après le transformateur idéal de rapport de transformation  $m$ . Cette dernière correction est plus facile à mettre en œuvre. Le schéma du modèle II modifié est présenté à la Figure II.33.

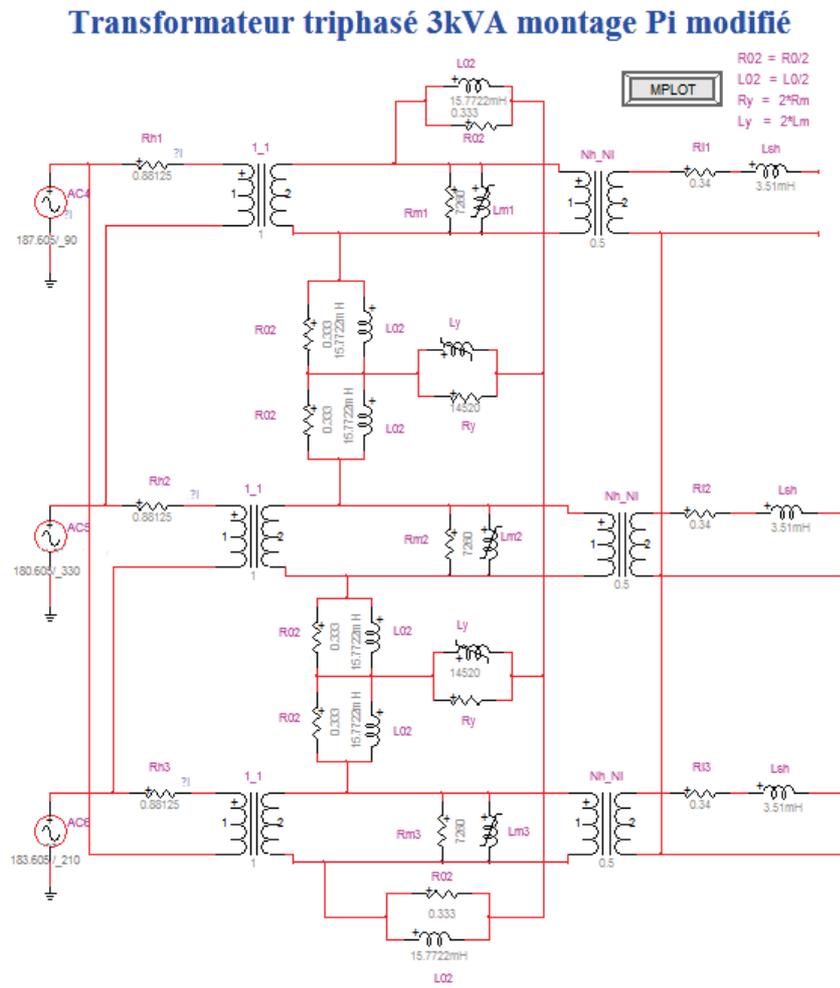


Fig. II.33 – Schéma de montage du modèle Pi modifié pour le transformateur triphasé

Les résultats de la simulation du modèle Pi modifié sont présentés aux figures II.34, II.35 et à la figure II.36 pour les courants magnétisants, les courants de ligne et les courants de phase respectivement. Ces résultats sont très proches des résultats expérimentaux et du modèle T.

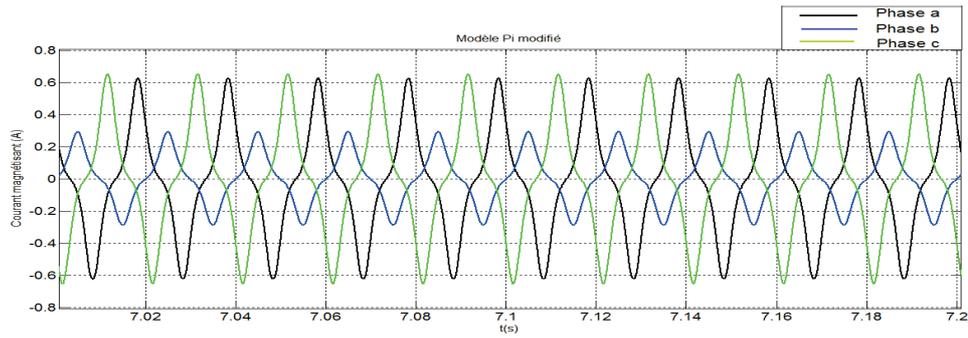


Fig. II.34 – Courants magnétisants du modèle Pi modifié

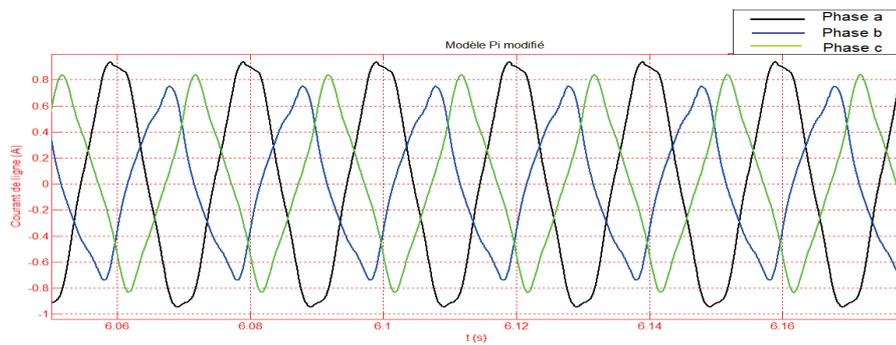


Fig. II.35 – Courants de ligne du modèle Pi modifié

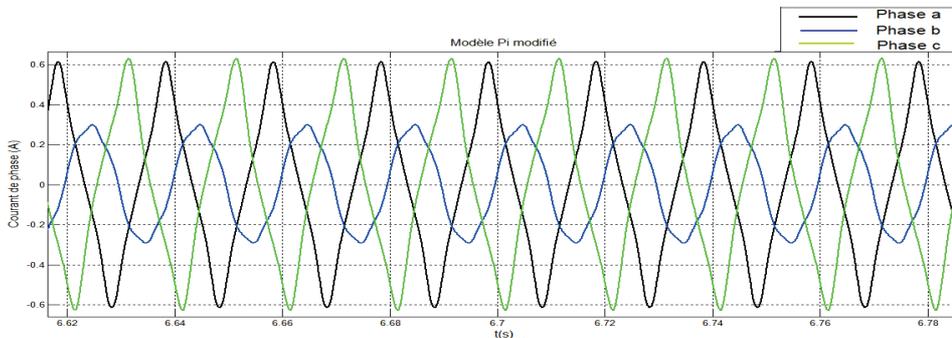


Fig. II.36 – Courants de phase du modèle Pi modifié

## II.5.5 Comparaison des résultats obtenus

La comparaison entre les courants de ligne simulés et ceux expérimentaux est présentée à la figure II.19. On voit bien que le modèle Pi modifié se rapproche mieux du modèle T dans les phases b et c. Pour la phase a, la forme du courant de ligne du modèle T est proche du courant expérimental que du modèle Pi modifié mais possède un écart dans la valeur maximale. Par contre le modèle Pi est plus proche du courant expérimental, voir figure II.19. Dans cette

comparaison on voit bien que les modifications apportées au modèle Pi donnent de très bons résultats et se rapprochent de ceux expérimentaux.

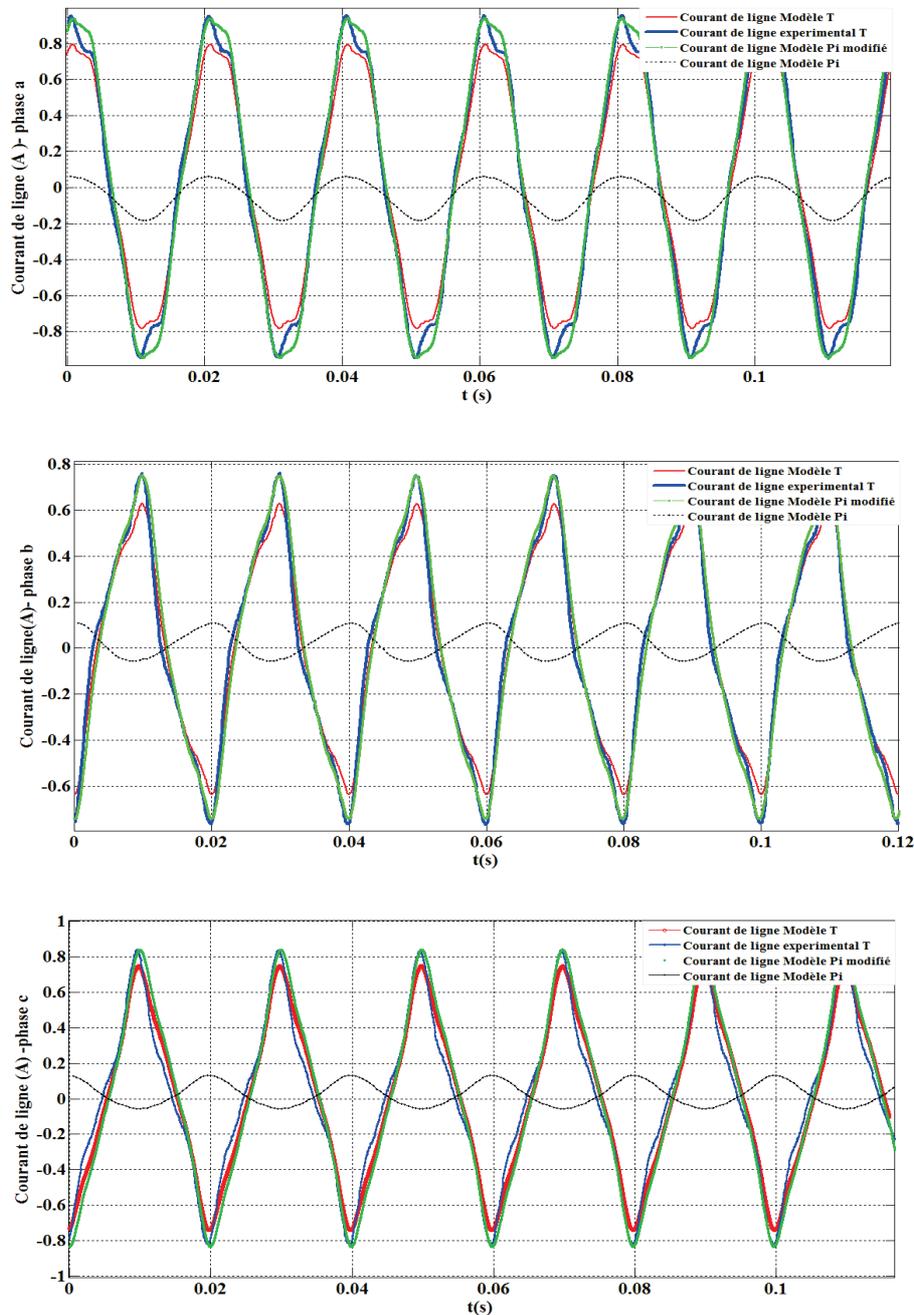


Fig. II.37 – Comparaison entre les courants de ligne simulés et les courants de ligne expérimentaux

## II.6 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons vu que le modèle  $\Pi$  est basé sur le principe de la dualité, et par suite sur la structure physique d'un transformateur bien défini. Nous avons également vu que les corrections apportées au modèle  $\Pi$  monophasé et triphasé donnent des résultats

proches de ceux expérimentaux. Les modèles en T monophasé et triphasé sont valables en régime permanent, et non dans les transitoires électromagnétiques rapides. Ce qui n'est pas le cas du modèle  $\Pi$  corrigé qui donne de meilleurs résultats.

Nous avons introduit dans les modèles T et  $\Pi$  du transformateur monophasé, le cycle d'hystérésis obtenu par expérimentation grâce à deux dispositifs disponibles dans le logiciel EMTP : le premier est un modèle d'hystérésis appelé "Hysteresis Fitter" qui permet de générer le cycle d'hystérésis à partir des données expérimentales. Le second est une inductance à cycle d'hystérésis appelée "Hysteretic reactor device", qui fonctionne à partir du cycle d'hystérésis généré par le premier dispositif. Cette utilisation des cycles d'hystérésis en monophasé a permis d'obtenir de bons résultats.

Dans le modèle T et  $\Pi$  du transformateur triphasé, nous avons évité d'utiliser ces deux dispositifs cités précédemment à cause des contraintes d'approximation des cycles du logiciel EMTP. Par contre, nous avons modélisé les branches magnétisantes par des inductances non-linéaires fonctionnant avec la moyenne du cycle d'hystérésis.

# Conclusion générale

Dans ce mémoire de Master nous avons mené des études de modélisation et d'analyse sur les transformateurs monophasé et triphasé. Les transformateurs jouent un rôle très important dans les réseaux électriques. C'est pourquoi, notre modélisation a été élaborée et vérifiée en utilisant un Logiciel d'analyse des grands réseaux électriques connu sous le nom de l'EMTP.

Nous avons mené des tests d'expérimentation sur des transformateurs de Laboratoire. Les cycles d'hystérésis et la saturation ont été observées expérimentalement. Nous avons également utilisé des modèles du Logiciel EMTP que nous avons corrigés eu égard aux choix des transformateurs utilisés dans la librairie du Logiciel.

Les modèles T et Pi du transformateur monophasé sont introduits dans le Logiciel EMTP. Aussi, le cycle d'hystérésis obtenu par expérimentation grâce à deux dispositifs disponibles dans le logiciel EMTP : le premier étant un modèle d'hystérésis appelé "Hysteresis Fitter" qui permet de générer le cycle d'hystérésis à partir des données expérimentales. Le second est une inductance à cycle d'hystérésis appelée "Hysteretic reactor device", qui fonctionne à partir du cycle d'hystérésis généré par le premier dispositif.

Cette utilisation des cycles d'hystérésis en monophasé et les corrections effectuées sur le modèle ont permis d'obtenir des résultats probants.

Au vu de ce travail nous pouvons dire que notre contribution réside dans les corrections que nous avons portées sur les modèles des transformateurs monophasé et triphasé du Logiciel EMTP.

# Bibliographie

- [1] Jean Chatelain. *Machines Électriques*, volume X. Presses Polytechniques Romandes, 1989.
- [2] Adam Semlyen Francisco de Leon. Complete transformer model for electromagnetic transients. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 9(No. 1) :pp : 231–239, January 1994.
- [3] L.Rabins. Transformer reactance calculations with digital computers. *AIEE Transactions*, Vol.75(Pt.I) :pp.261–267, July 1956.
- [4] P.L Fergestad and T. Hemriksen. Inductances for the calculation of transient oscillation in tranafomer. *IEEE Transations on Power Apparatus and Systems*, Vol PAS-93 :pp. 510–517, March/April 1974.
- [5] L.P. Blume. Transformer engineering. Second Edition, John Wdey and Sons, 1951.
- [6] E. Colin Cherry. The duality between interlinked electric and magnetic circuits and the magnetic circuits and the formation of transformer equivalent circuits. *Proc. of the physical Socioty*, Vol. (B) 62, Feb 1949.
- [7] A.O. Soysal and A. Szmlyen. Practical transfer function estimation and its application to wide frequency range representation of transformers. *SM 358-2 PWRD presented at the 1992 IEEE/pEs Summer Meeting*, (No. 92) :pp. 101–111.
- [8] F.A. Fuad N.A. Demerdash, T.W. Nehl and O.A. Mohammed. Expetimetal verification and application of the three dimensional finite element magnetic vector potential method in electrical apparatus. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-100(No. 8) :pp. 4112–4122, August 1981.
- [9] Thomas A. Lipo. *Introduction To AC Machine Design*. U.S.A, 2nd edition edition, August 2004.
- [10] S.Y.R Hui and J. Zhu. Numerical modelling and simulation of hysteresis effects in magnetic cores using transmission-line modelling and preisach theory. *IEE Proc. Electric Power Applications*, 142,(1) :pp. 57–62, 1995.
- [11] T. Doong and I.D. Mayergoz. On numerical implementation of hysteresis models. *IEEE Trans.*, MAG-21 (5) :pp. 1853–1855, 1985.
- [12] J Zhu and V.S. Rmaden. Discrete modelling of magnetic cores including hysteresis, eddy current and anamalous losses. *IEE Proc. A*, 140 :pp. 317–322, 1993.

- [13] B.C. Papadias J.M.Prousalidis, N.D. Hatziaargyriou. Representation of hysteresis in three-phase transformer models for electromagnetic transients. *IEE Proc.- Electr. Power Applications*, Vol. 143(No. 4) :pp. 331–338, July 1996.
- [14] I.D Mayergouz and G Friedman. Generalised preisach model of hysteresis. *IEEE Trans.*, MAG-24 (1) :pp. 212–217, 1988.
- [15] Ould Ouali Samy Hassani. *Intégration De L'hystérésis Magnétique Dans Le Calcul Des Éléments Finis En Vue De L'estimation Des Pertes Dans Les Tôles Des Machines Électriques*. PhD thesis, Université De Mouloud Mammeri, TIZI-OUZOU, 2010.
- [16] D. Dolinar, J. Pihler, and B. Grcar. Dynamic model of a three-phase power transformer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.8, No.4 :pp. 1811–1819, October 1993.
- [17] Mohammad A. S. Masoum Paul S. Moses and Hamid A. Toliyat. Impacts of hysteresis and magnetic couplings on the stability domain of ferroresonance in asymmetric three-phase three-leg transformers. *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 26(No. 2) :pp : 581–592, June 2011.
- [18] Mohammad A. S. Masoum Paul S. Moses and Hamid A. Toliyat. Dynamic modeling of three-phase asymmetric power transformers with magnetic hysteresis : No-load and inrush conditions. *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 25(No. 4) :pp : 1040–1047, December 2010.
- [19] Tian Liu. *Manoeuvre Contrôlée des Transformateurs de Puissance avec Flux Rémanent*. PhD thesis, Ecole Doctorale «STITS». Supélec, 2011.
- [20] L'abbé Pinault. *Traité élémentaire de physique*. Paris, troisième édition edition.
- [21] Washington L. A. Neves Xian Liu Sami G. Abdulsalam, Wilsun Xu. Estimation of transformer saturation characteristics from inrush current waveforms. *IEEE Transactions On Power Delivery*, Vol. 21(No. 1) :pp.170–177, January 2006.
- [22] A. Roux M. Abati, R. Cheveaux. *Mesures Électriques Appliquées*. Aide mémoire Technor. Librairie Delgrave, 1973.
- [23] M. Rizwan Khan Sk. Moin Ahmed Atif Iqbal, Shaikh Moinuddin and Haithem Abu-Rub. A novel three-phase to five-phase transformation using a special transformer connection. *IEEE Transactions On Power Delivery*, VOL. 25(NO. 3) :pp.1637–1644, JULY 2010.
- [24] B. A. Mork J. Martin-Arnedo J. A. Martinez, R. Walling and D. Durbak. Parameter determination for modeling system transients—part iii : Transformers. *IEEE Transactions on power Delivery*, VOL. 20(NO. 3) :pp : 2051–2062, JULY 2005.
- [25] Dmitry Ishchenko Don L. Stuehm Bruce A. Mork, Francisco Gonzalez and Joydeep Mitra. Hybrid transformer model for transient simulation—part i : Development and parameters. *IEEE Transactions on power Delivery*, VOL. 22(NO. 1) :pp 248–255, JANUARY 2007.
- [26] (SC 33). Guidelines for representation of network elements when calculating transients. *joCIGRE Working Group 02*, 1990.

- [27] Drs. Tsu huei Liu and Scott Meyer. *Magnetic Transients Program (EMTP) theory book*. USA, June 1987.