

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

**École Nationale Polytechnique**  
**Département Électrotechnique**  
**Laboratoire de Recherche en Électrotechnique**



**Projet de Fin d'Études**  
**En vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en**  
**Électrotechnique**  
**Thème**

---

***Modélisation et Analyse des***  
***Transformateurs : Étude du déséquilibre,***  
***des phénomènes transitoires***  
***électromagnétiques rapides, de l'hystérésis***  
***et de la saturation magnétique***

---

**Proposé et dirigé par**  
**Dr : R.TAHMI**

**Présenté par :**  
**TOUHAMI Sarah Asma**  
**ZAMA Ahmed Islam**

---

**Promotion Juin 2013**

E.N.P- 10, Avenue Hassan Badi, 16200 El Harrach, Alger.

**ملخص**— الهدف من هذا العمل هو نمذجة و تحليل المحولات الكهربائية. في هذه الدراسة تمت معالجة الخاصية المغناطيسية , المراحل الانتقالية الكهرومغناطيسية السريعة , التشبع المغناطيسي وعدم التوازن . 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 .  
اختبرنا أيضا وسيلة لتقييم عدم التوازن المعروفة باسم FPEM التي تمكننا من معرفة عدم توازن مرحلة بالنسبة لمرحلة أخرى , هذه الطريقة اكدت النتائج التي تم الحصول عليها من خلال طريقة المكونات المتناظرة.  
**الكلمات الرئيسية** — محولات ثلاثة مراحل , الخاصية المغناطيسية , عدم التوازن , المراحل الانتقالية الكهرومغناطيسية السريعة  
FPEM , EMTP

**Résumé**— Le but de ce travail est la modélisation et l'analyse des transformateurs. Dans cette étude l'hystérésis, les phénomènes transitoires électromagnétiques rapides, le déséquilibre et la saturation 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. Nous avons également testé une méthode d'évaluation des déséquilibres appelé FPEM (Feature Pattern Extraction Method) qui permet de déterminer le déséquilibre d'une phase par rapport à une autre. Cette méthode a confirmé les résultats obtenus par la méthode des composantes symétriques.

**Mots-Clés**— Transformateur triphasé, Cycle d'hystérésis, déséquilibre, Transitoires électromagnétiques rapides, EMTP, FPEM .

**Abstract**— The objective of this work is the modeling and analysis of transformers. In this study the hysteresis, the fast electromagnetic transients ,the unbalance and the saturation 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. We also tested a method for assessing unbalances called FPEM (Pattern Feature Extraction Method) for determining the unbalance of one phase to another. This method confirmed the obtained results by the method of symmetrical components.

**Key words**— Three phase transformer, hysteresis loop, unbalance, fast electromagnetic transients, EMTP, FPEM.

# Remerciements

Nous remercions vivement notre promoteur **R. Tahmi** pour avoir accepté de diriger ce modeste travail.

Nos remerciements vont également à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation et plus particulièrement ceux du département d'Électrotechnique.

Nous tenons à les citer individuellement, il s'agit des professeurs **O. Touhami, R. Ibtouen, S. Mekhtoub, R. Tahmi, Mo. Mahmoudi, A. Boubakeur, A. Mekhaldi, L. Nezli, T. Zebbadji, M. Berkouk, M. Tegar, H. Sahraoui, M. Amorouayeche, D. Namane.**

Enfin, nous remercions également les doctorants **Ouadah M'hamed** et **Aboura Fouzi** pour leur aide et les échanges d'idées.

# Dédicaces

*Je dédie ce projet :*

*A mes très chers parents*

*A mes sœurs et mon frère Mahdi*

*A toute la famille ZAMA et LOUCIF*

*A ma chère grand mère*

*A tous mes amis*

Zama Ahmed Islam

*A ma grand mère*

*A ma mère*

*A mon père qui a été  
également mon Professeur*

*A ma soeur*

*A mes frères*

*Je dédie ce modeste*

*travail*

Touhami Sarah Asma.

# 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 Étude du Déséquilibre des Transformateurs</b>	<b>26</b>
II.1 Introduction . . . . .	26
II.2 Déséquilibre des transformateurs . . . . .	26
II.3 Déséquilibre du transformateur triphasé . . . . .	28
II.3.1 Déséquilibre côté secondaire . . . . .	30
II.3.2 Déséquilibre côté primaire . . . . .	34
II.4 Étude du déséquilibre par la méthode des composantes symétriques . . . . .	37
II.5 Étude de déséquilibre par la méthode FPEM . . . . .	38
II.5.1 Présentation de la Méthode FPEM (Feature Pattern Extraction Method)	38
II.5.2 Ensemble de règles CMS pour l'évaluation du déséquilibre par la méthode FPEM . . . . .	40
II.5.3 Algorithme pour l'évaluation du déséquilibre . . . . .	40

II.6	Application des méthodes d'étude du déséquilibre sur un transformateur triphasé	40
II.6.1	Expérimentation	40
II.6.2	Déséquilibre côté secondaire	43
II.6.3	Déséquilibre côté primaire	45
II.6.4	Analyse harmonique des courants au primaire et au secondaire	49
II.6.5	Analyse harmonique des tensions au primaire	50
II.7	Conclusion	52
<b>III</b>	<b>Phénomènes Transitoires Électromagnétiques Rapides</b>	<b>53</b>
III.1	Introduction	53
III.2	Surintensités	53
III.2.1	Courant d'enclenchement	53
III.2.2	Courant de court-circuit brusque	55
III.3	Surtensions	56
III.3.1	Caractéristiques des surtensions transitoires	56
III.3.2	Schéma équivalent d'un transformateur soumis aux surtensions	57
III.4	Tests expérimentaux effectués sur un transformateur triphasé de Laboratoire	58
III.4.1	Courant d'enclenchement	58
III.4.2	Court-circuit triphasé brusque	60
III.4.3	Surtension	62
III.5	Conclusion	65
<b>IV</b>	<b>Modélisation du transformateur</b>	<b>66</b>
IV.1	Introduction	66
IV.2	Les modèles usuels de transformateurs	66
IV.2.1	Le modèle de Kapp (T)	66
IV.2.2	Modèle Hybride	67
IV.2.3	Modèle $\Pi$	69
IV.3	Présentation du logiciel de simulation EMTP	73
IV.4	Modélisation du transformateur monophasé	74
IV.4.1	Identification des paramètres du transformateur monophasé	74
IV.4.2	Modèle T	74
IV.4.3	Modèle $\Pi$	78
IV.4.4	Modèle $\Pi$ modifié	79
IV.4.5	Comparaison	82
IV.4.6	Interprétation des résultats obtenus	83
IV.5	Modélisation du transformateur triphasé	83
IV.5.1	Identification des paramètres du transformateur triphasé	83
IV.5.2	Modèle T	84
IV.5.3	Modèle $\Pi$	87
IV.5.4	Modèle en $\Pi$ modifié	89

---

IV.5.5	Comparaison des résultats obtenus . . . . .	91
IV.5.6	Simulation des transitoires électromagnétiques rapides . . . . .	93
IV.6	Conclusion . . . . .	99
	<b>Conclusion générale</b>	<b>100</b>
	<b>Annexes</b>	<b>101</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>106</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, les transitoires électromagnétiques rapides et la saturation ont été largement abordés et ce, en utilisant deux modèles élaborés à savoir le modèle en T et ce lui de  $\Pi$ . Le déséquilibre a été également considéré puisque le transformateur triphasé est déséquilibré. Nous avons testé les modèles par des simulations effectuées par le logiciel (EMTP). Les essais expérimentaux sur les surtensions ont été effectués au laboratoire, non sans danger.

# 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].

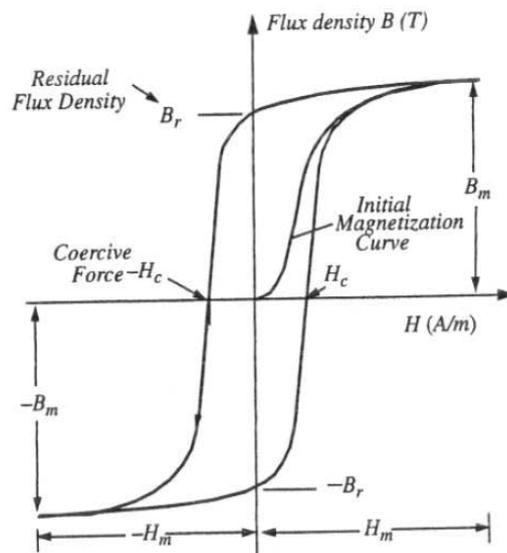


Fig. I.1 – Cycle d'hystérésis [9].

### 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].

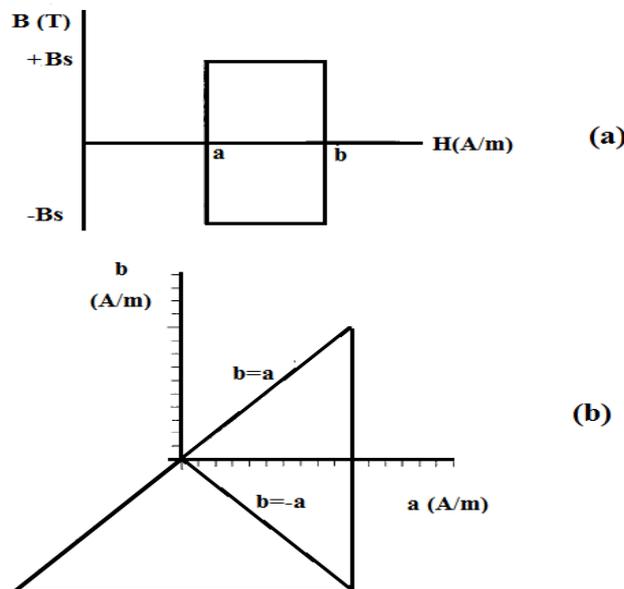


Fig. I.2 – (a) Boucle d'hystérésis d'un dipôle élémentaire.(b) Triangle isocèle correspondant à la boucle d'hystérésis majeure [13].

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

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

$\varphi(\alpha, b)$  : 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.

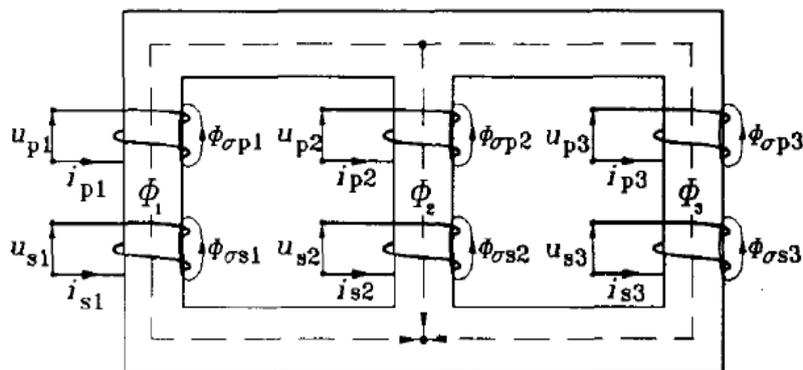


Fig. I.3 – Schéma du transformateur triphasé [16].

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

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].

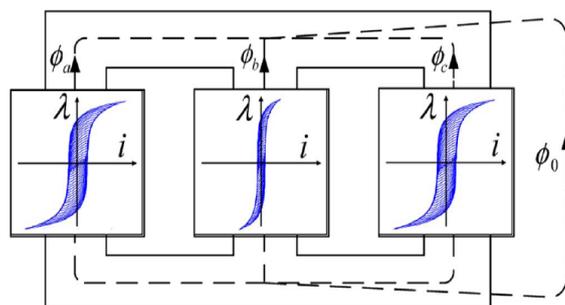


Fig. I.4 – Modèle Proposé du transformateur triphasé avec hystérésis intégrée [18].

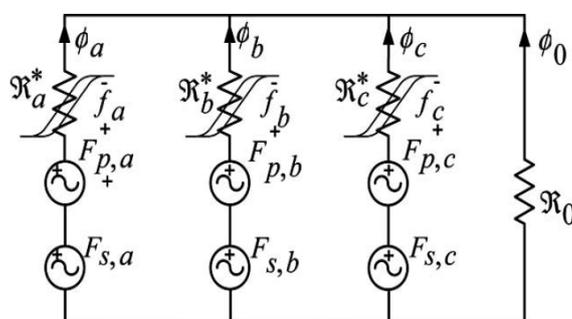


Fig. I.5 – Circuit magnétique approximé par trois branches d'un transformateur triphasé[18].

### 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].

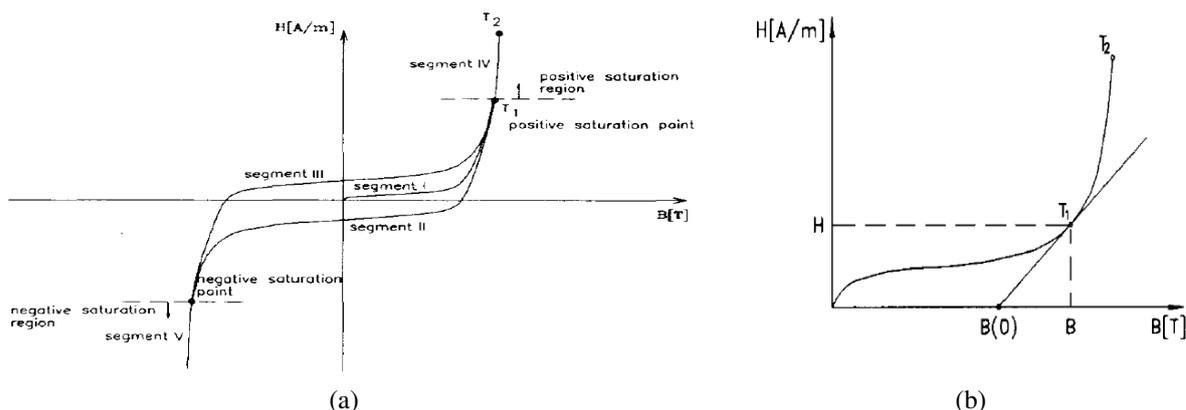


Fig. I.6 – (a) Caractéristique du cycle d'hystérésis majeur ; (b) Procédure d'ajustement de deux polynômes [16]

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  $\Delta H(B_m) = \frac{W_{vMaxHyst}(B) - W_v(B_m)}{2B_m}$  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.

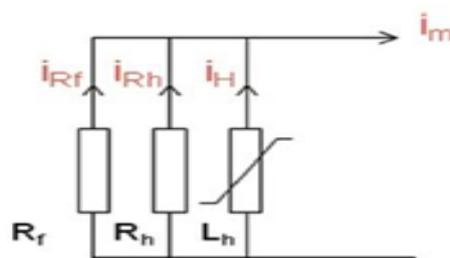


Fig. I.7 – Modèle équivalent de la branche magnétisante [19].

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.

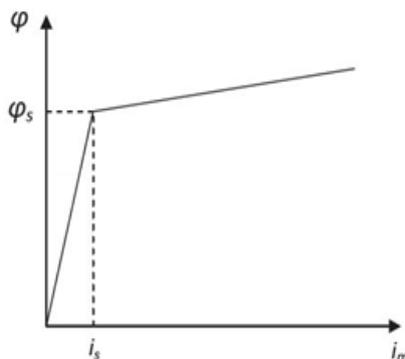


Fig. I.8 – Inductance non linéaire simplifiée par deux pentes [19].

## 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 :

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

Donc, en multipliant la tension  $U_x$  relevée sur l'oscilloscope par le coefficient  $\frac{N}{L \cdot R}$ , 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  $U_s = \frac{1}{C} \int I dt \cong \frac{1}{RC} \int U_{\text{ind}} dt$ , approximation est correcte si  $RC \gg T$  où  $T$  est la période

du signal.

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

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

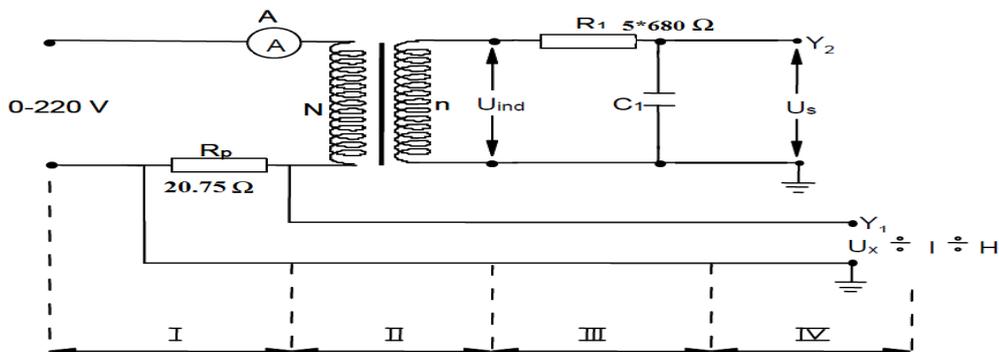


Fig. I.9 – Schéma électrique de la mesure du cycle d'hystérésis [22].

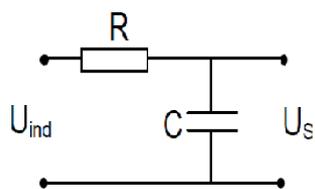


Fig. I.10 – Schéma électrique du circuit d'intégration.

### 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.

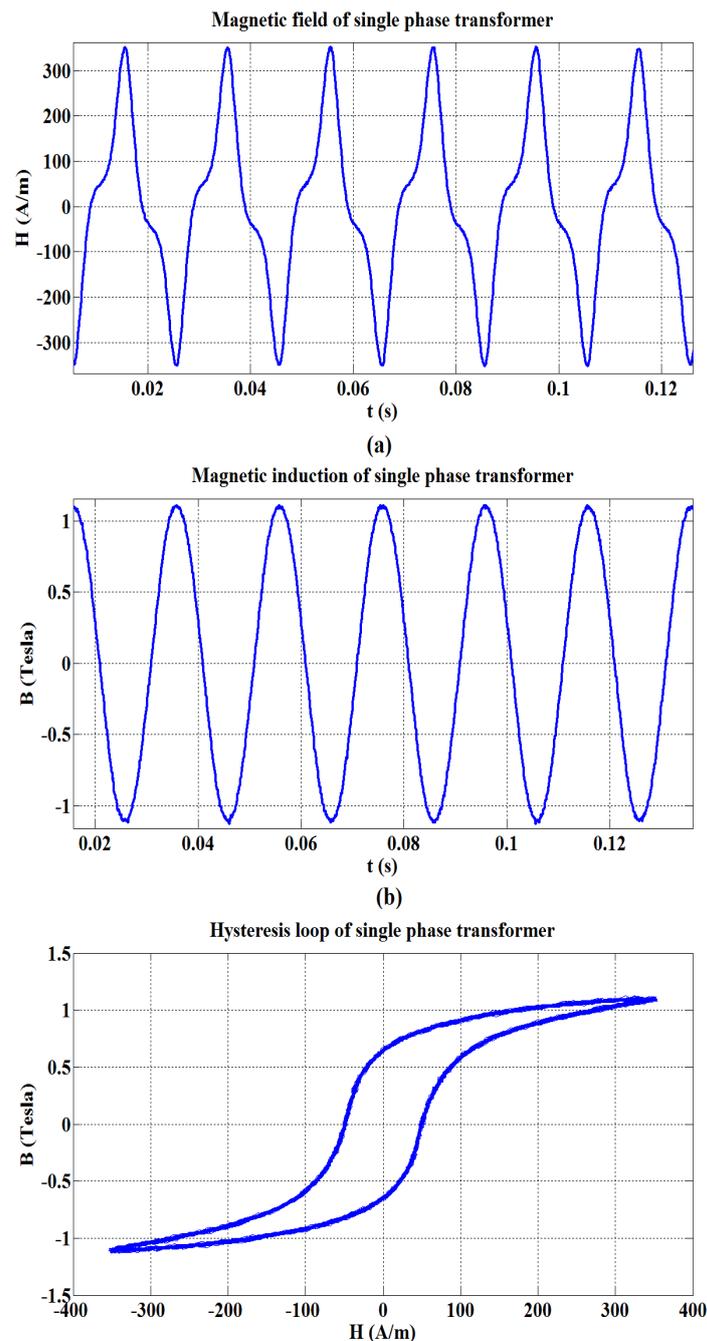


Fig. I.11 – Résultats expérimentaux du transformateur monophasé 2kVA. a) Champ magnétique, b) Induction magnétique, c) Cycle d'hystérésis

### 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.

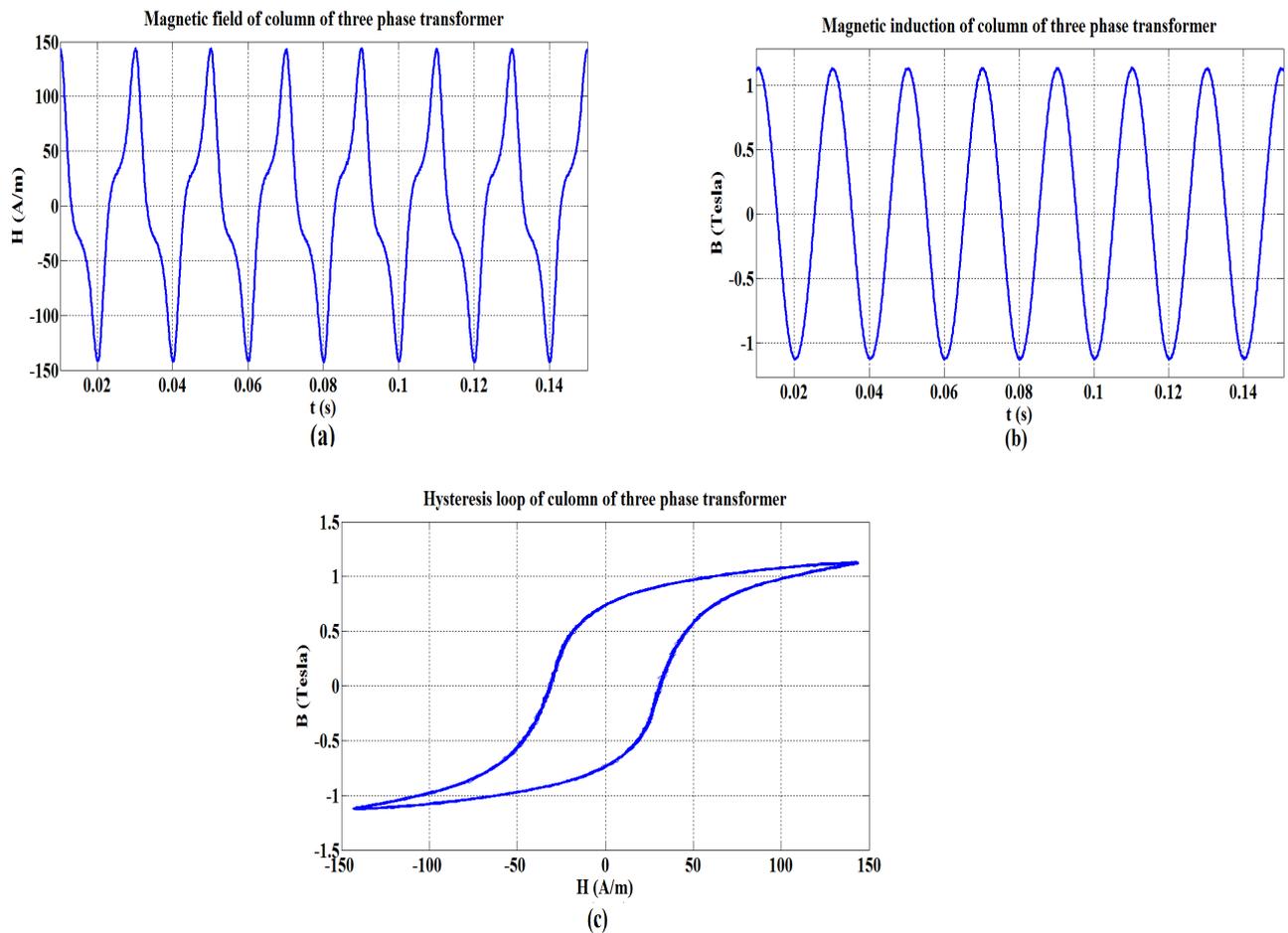


Fig. I.12 – Résultats expérimentaux de la première branche d'extrémité du transformateur triphasé. (a) Champ magnétique, (b) Induction magnétique, (c) Cycle d'hystérésis.

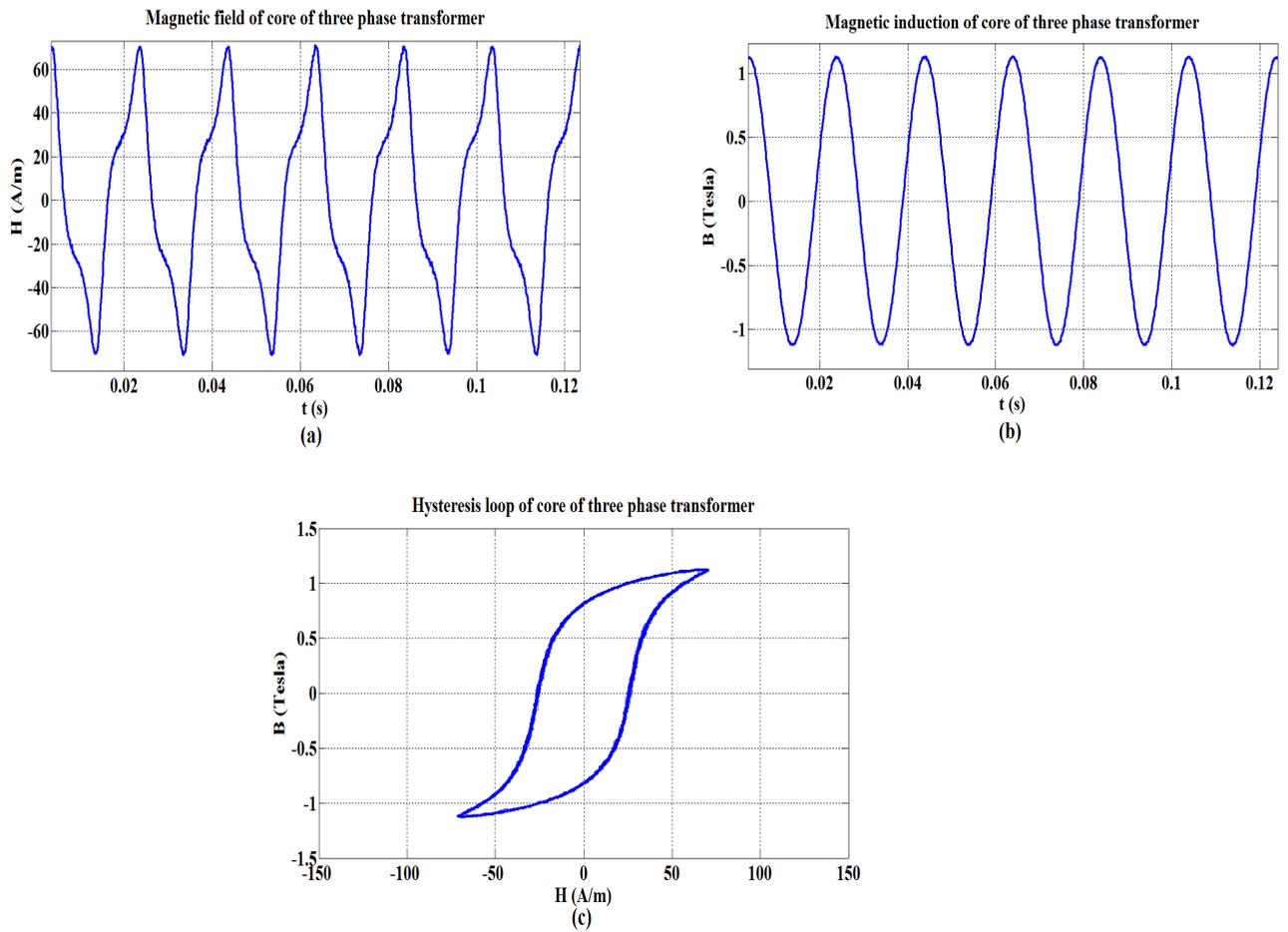


Fig. I.13 – Résultats expérimentaux du noyau transformateur triphasé. (a) Champ magnétique, (b) Induction magnétique, (c) Cycle d'hystérésis du noyau central.

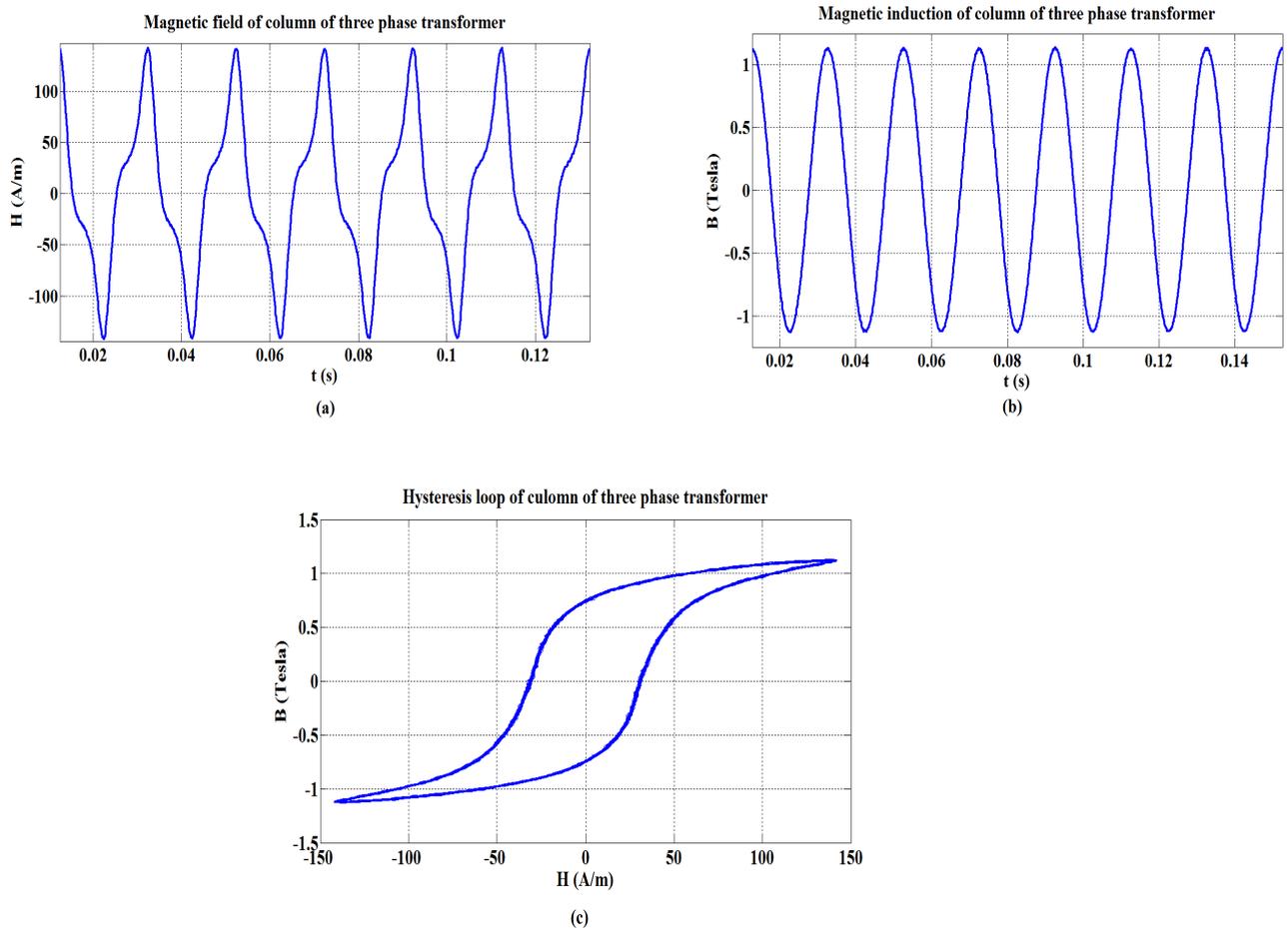


Fig. I.14 – Résultats expérimentaux de la deuxième branche d'extrémité du transformateur triphasé. (a) Champ magnétique, (b) Induction magnétique, (c) Cycle d'hystérésis.

## 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

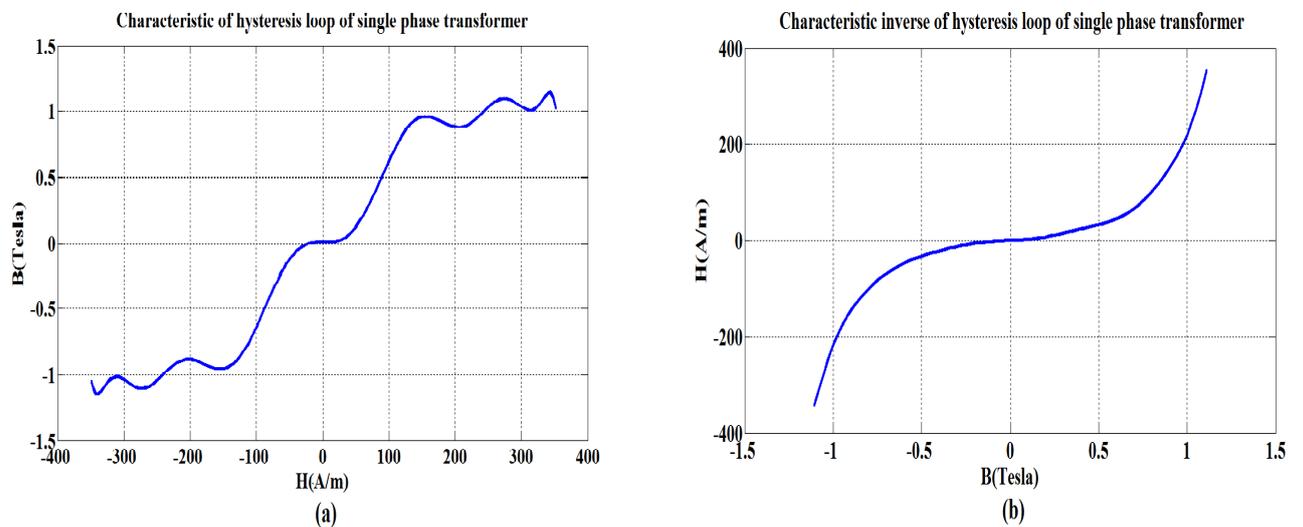


Fig. I.15 – Approximation polynômiale d'ordre 13 de la courbe caractéristique du cycle d'hystérésis. a) B(H) et b) H(B).

### 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

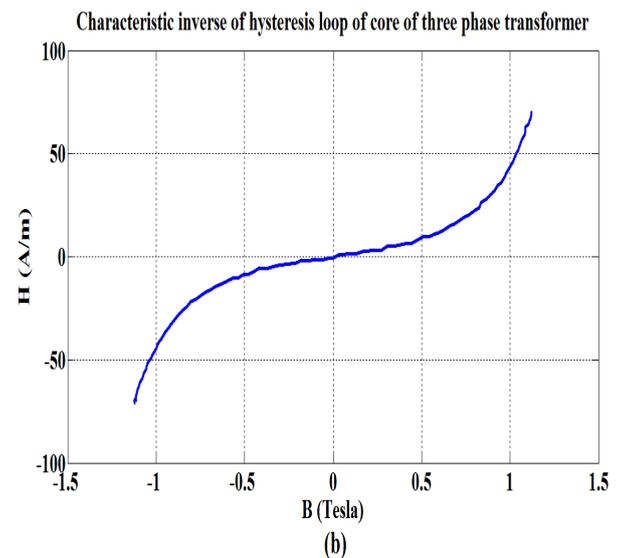
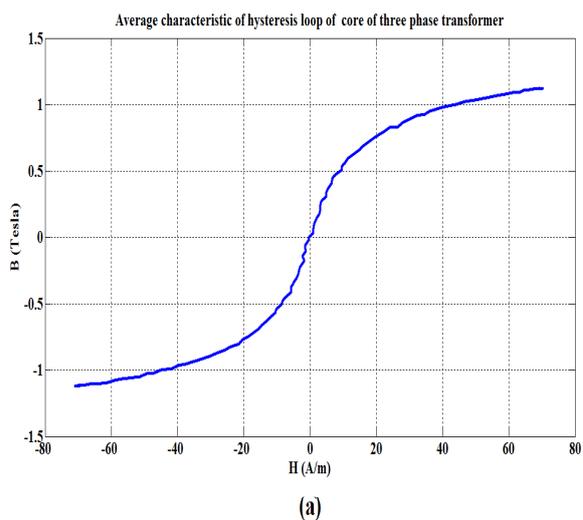


Fig. I.16 – (a) Caractéristique moyenne du cycle d'hystérésis  $B(H)$  du noyau central, (b) Approximation polynômiale d'ordre 13 de la courbe caractéristique du cycle d'hystérésis inversé du noyau central  $H(B)$ .

### *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

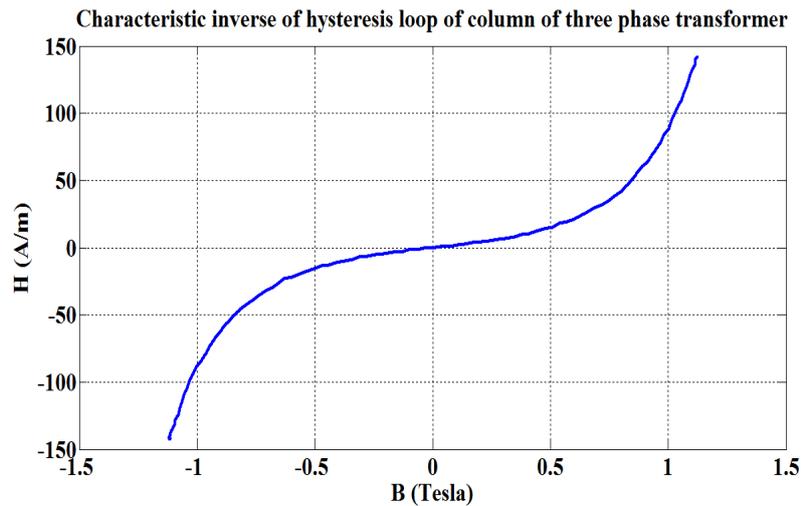


Fig. I.17 – Approximation polynômiale d'ordre 13 de la caractéristique du cycle d'hystérésis inverse d'une branche de la première branche du transformateur.

**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

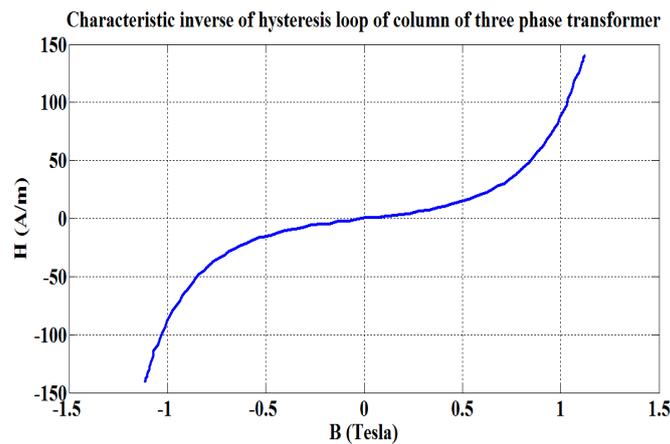


Fig. I.18 – Approximation polynômiale d'ordre 13 de la caractéristique du cycle d'hystérésis inverse de la deuxième branche d'extrémité du transformateur.

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.

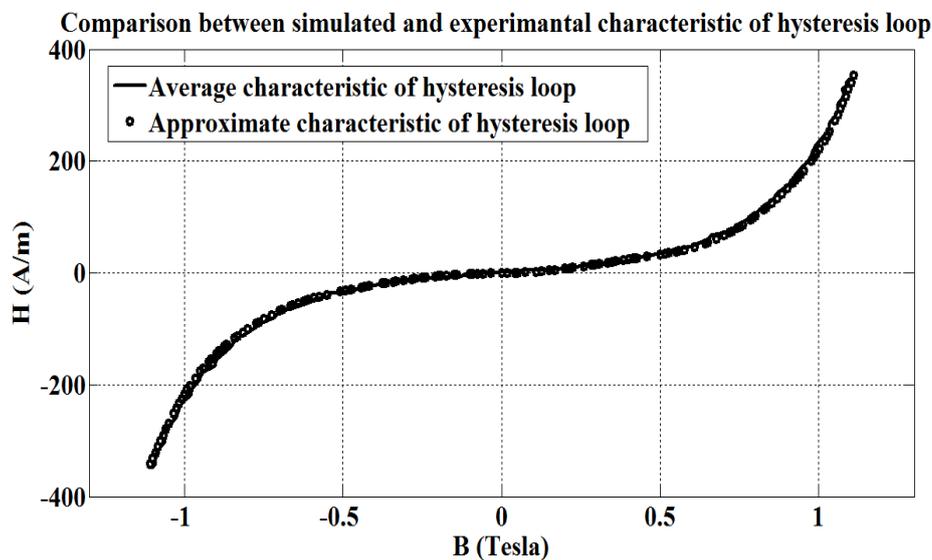
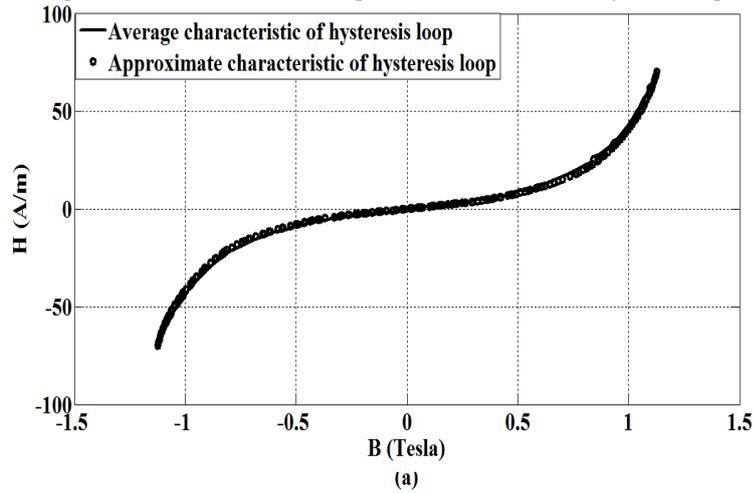
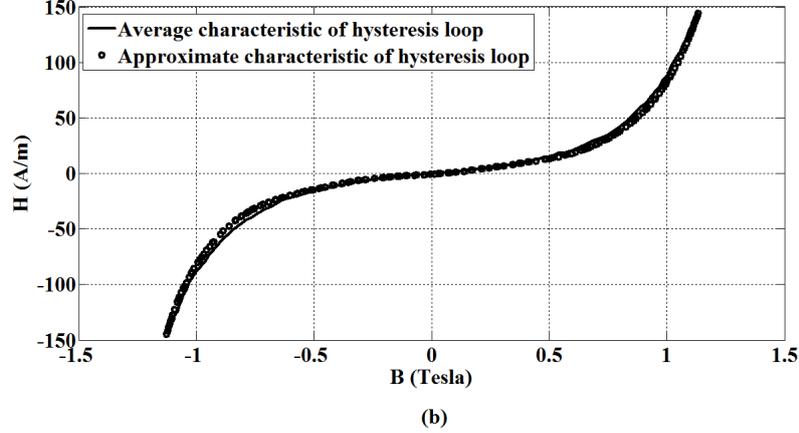


Fig. I.19 – Comparaison entre les courbes théorique et expérimentale du cycle d'hystérésis du transformateur monophasé

Comparison between simulated and experimental characteristic of hysteresis loop of core



Comparison between simulated and experimental characteristic of hysteresis loop of column



Comparison between simulated and experimental characteristic of hysteresis loop of column

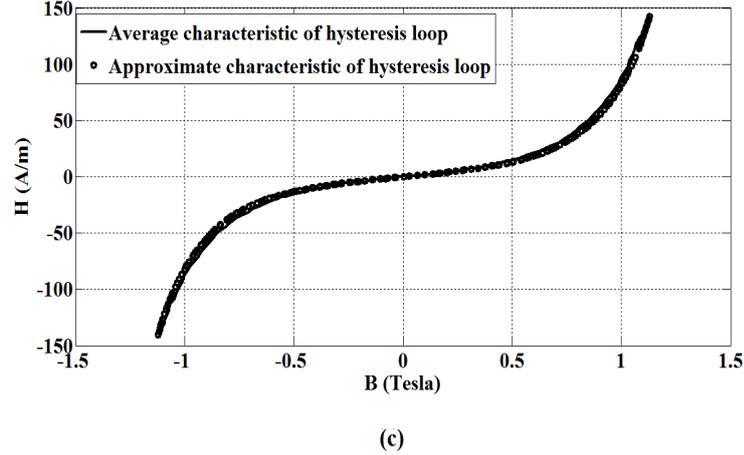


Fig. I.20 – Comparaison des courbes expérimentales et simulées des cycles d’hystérésis inversés  
 (a) Noyau central ; (b) Première Branche d’extrémité ;(c) Deuxième Branche d’extrémité

## 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. Les résultats obtenus dans ce chapitre seront introduits dans le modèle du transformateur au chapitre IV

# Chapitre II

## Étude du Déséquilibre des Transformateurs

### II.1 Introduction

Les réseaux électriques sont généralement déséquilibrés. Les facteurs rendant les systèmes asymétriques incluent : des lignes de transmission non transposées, de groupage, des voies ferrées électrifiées, charges déséquilibrées, et les défauts asymétriques.

Ce déséquilibre des réseaux est accompagné de :

- Courant inverse qui peut provoquer une surcharge des machines ;
- Courant homopolaire qui peut causer une action irrégulière du relais de protection.

Dans les réseaux électriques, on a toujours un certain écart par rapport à l'équilibre causé par des charges monophasées alimentées par un réseau triphasé.

Cet écart augmente avec l'augmentation de la puissance et devient plus important en régime perturbé déséquilibré, par exemple : court-circuit biphasé, triphasé , monophasé et coupure de l'une des phases de la ligne d'alimentation,[24].

### II.2 Déséquilibre des transformateurs

Le comportement électromagnétique des transformateurs varie sensiblement, suivant **le groupe de couplage** choisi, en fonction de **la nature de la charge** (équilibrée ou non) ou des incidents de service (**courts-circuits de nature diverse**) [19].

En raison de l'utilisation importante des transformateurs dans les réseaux de puissance et de la nécessité de réduire la propagation de déséquilibre, le choix du couplage des transformateurs est devenu un sujet de recherche important.

Certains auteurs [25],[25] Propose un modèle symétrique linéaire pour les transformateurs triphasés déséquilibrés. L'analyse complète sur la propagation de déséquilibre de tension dans les réseaux de distribution a été élaborée pour différents couplages.

La propagation du déséquilibre est évaluée par un calcul des facteurs du déséquilibre en tension et en courant (VUF, IUF) par utilisations des composantes symétriques.

Les facteurs du déséquilibre en tension VUF et en courant IUF sont définis comme suit :

$$VUF = \frac{\sqrt{v_o^2 + v_i^2}}{v_d} \quad (\text{II.1})$$

$$IUF = \frac{\sqrt{I_o^2 + I_i^2}}{I_d} \quad (\text{II.2})$$

Les résultats analytiques développés dans [25] montrent que la propagation du déséquilibre en courant et en tension d'une charge déséquilibrée est plus importante, dans le cas d'un couplage  $Y_{y_n}$  ou  $D_{y_n}$ .

En tenant compte de l'impact des différents couplages sur la propagation du déséquilibre, de nouveaux modèles des transformateurs sont présentés, [26]. Dans ces modèles les mutuelles impédances entre les enroulements primaire/secondaire sont prises en compte d'un côté et les mutuelles entre phase d'un autre côté voir Figure II.1.

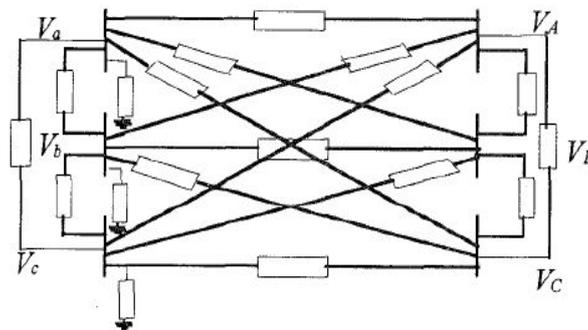


Fig. II.1 – Configuration équivalente du modèle transformateur triphasé  $DY_n$  [26].

La matrice admittance correspondante au schéma du transformateur présenté dans la figure II.1 s'écrit comme suit :

$$\mathcal{Y} = \begin{pmatrix} Y_{aa} & Y_{aA} & Y_{ab} & Y_{aB} & Y_{ac} & Y_{aC} \\ Y_{aA} & Y_{AA} & Y_{bA} & Y_{AB} & Y_{cA} & Y_{AC} \\ Y_{ab} & Y_{bA} & Y_{bb} & Y_{bB} & Y_{bc} & Y_{bC} \\ Y_{aB} & Y_{AB} & Y_{bB} & Y_{BB} & Y_{cB} & Y_{BC} \\ Y_{ac} & Y_{cA} & Y_{bc} & Y_{cB} & Y_{cc} & Y_{cC} \\ Y_{aC} & Y_{AC} & Y_{bC} & Y_{BC} & Y_{cC} & Y_{CC} \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

En prenant la condition ( $Z_o = Z_d = Z_i$ ), la matrice devient :

$$\mathcal{Y} = \begin{pmatrix} Y_{aa} & Y_{aA} & 0 & Y_{aB} & 0 & 0 \\ Y_{aA} & Y_{AA} & 0 & Y_{AB} & Y_{cA} & Y_{cC} \\ 0 & 0 & Y_{bb} & Y_{bB} & 0 & Y_{bC} \\ Y_{aB} & Y_{AB} & Y_{bB} & Y_{BB} & 0 & Y_{BC} \\ 0 & Y_{cA} & 0 & 0 & Y_{cc} & Y_{cC} \\ 0 & Y_{cC} & Y_{bC} & Y_{BC} & Y_{cC} & Y_{CC} \end{pmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Le modèle devient alors simplifié, (voir la figure II.2)

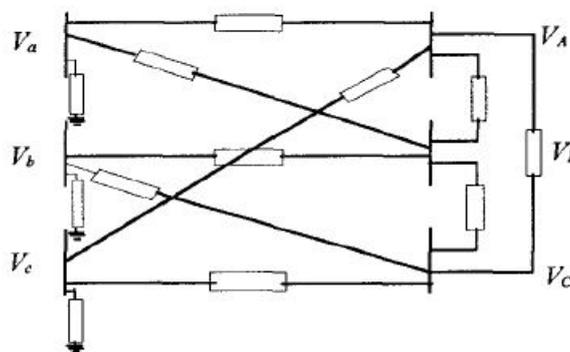


Fig. II.2 – Modèle simplifié du transformateur triphasé  $DY_n$  [26].

Les principaux résultats tirés de ce modèle sont les suivants :

- La tension du point neutre dans les cas isolés en étoile dépend de la connexion de l'autre enroulement.
- Les admittances homopolaires pour toutes les connexions peuvent être obtenues à partir des admittances homopolaires du couplage  $Y_n y_n$ , en prenant comme limites  $Z_n$  primaire ou  $Z_n$  secondaire tendent vers l'infini ou vers zéro.
- Un couplage  $Y_n y_n$  connecté au réseau et un couplage  $Dy_n$  connecté à la charge réduit le déséquilibre.

Cependant ces résultats sont valables uniquement lorsque le transformateur n'est pas saturé.

### II.3 Déséquilibre du transformateur triphasé

Le type de couplage pour un transformateur triphasé est l'un des facteurs qui influe sur la propagation du déséquilibre dans un réseau électrique.

En effet, lors de l'exploitation d'un transformateur, ce dernier peut être chargé par des charges déséquilibrées. Dans ce cas on aura des courants secondaires déséquilibrés, c'est le déséquilibre côté secondaire.

Comme il peut être également alimenté par des tensions déséquilibrées (par exemple : ouverture d'une phase), c'est le déséquilibre côté primaire.

L'étude d'un transformateur fonctionnant dans un régime déséquilibré nécessite l'utilisation : des composantes symétriques et le théorème de superposition. Chaque système de grandeurs triphasées de même nature (courants, tensions et flux) est représenté par ses composantes symétriques indépendantes les un des autres :

1. Système de composantes directes (noté par "d") ou séquence positive (notée par "1")
2. Système de composantes inverses (noté par "i") ou séquence négative (notée par "2")
3. Système de composantes homopolaires (noté par "o") ou séquence zéro (notée par "0")

Le passage d'un système déséquilibré en trois systèmes équilibrés, est assurée grâce à la matrice de Fortescue, qui est, en réalité, adoptée pour analyser les défauts au niveau des réseaux électriques triphasés.

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_i \\ V_o \end{pmatrix} \quad ; \quad \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_i \\ I_o \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

où :

$V_A, V_B$  et  $V_C$  : Composantes réelles des tensions déséquilibrées ;

$I_A, I_B$  et  $I_C$  : Composantes réelles des courants déséquilibrés ;

$V_d, V_i$  et  $V_o$  : Composantes symétriques de tension ;

$I_d, I_i$  et  $I_o$  : Composantes symétriques de courant.

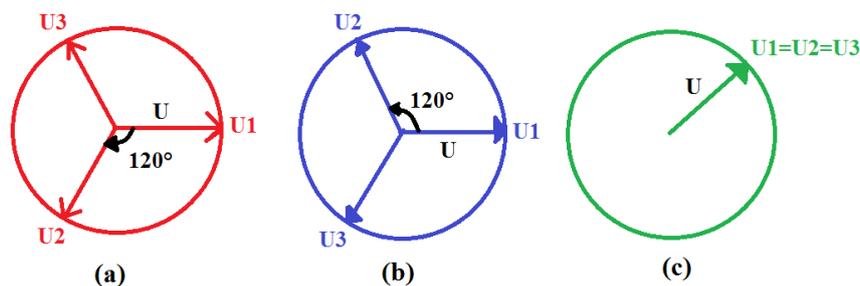


Fig. II.3 – (a) système direct, (b) système inverse, (c) système homopolaire

## II.3.1 Déséquilibre côté secondaire

### II.3.1.1 Déséquilibre des courants secondaires en charge déséquilibrée

**Couplage étoile :** Lorsque l'enroulement secondaire est couplé en étoile, les courants simples sont en même temps les courants composés. Le fait qu'un système homopolaire dépend de la construction du transformateur et du couplage de ses enroulements, un transformateur triphasé ne peut présenter des courants homopolaires que dans le cas où il est couplé en étoile ou en zig-zag. Le courant parcourant le fil neutre pour un couplage  $y_n$  est égal à trois fois le courant homopolaire. Dans un transformateur triphasé quelque soit son couplage, la valeur du courant magnétisant c'est-à-dire le courant à vide doit se situer entre (5 et 10)% du courant nominal. La relation entre les courants primaire et secondaire pour les trois phases peut être écrite comme suit :

$$I_1 = -I'_2 + I_0 \approx -I'_2 \quad (\text{II.6})$$

$I'_2$  : courant secondaire ramené au primaire ;

$I_0$  : courant à vide.

L'équation (II.6) est valable pour le système direct et le système inverse car l'ordre de succession des phases dans un transformateur n'est pas important. Donc les courants primaires et secondaires inverses seront liés par les mêmes relations que les courants directs :

$$\begin{aligned} I_{A1} &= -I'_{a1} & I_{B1} &= -I'_{b1} & I_{C1} &= -I'_{c1} \\ I_{A2} &= -I'_{a2} & I_{B2} &= -I'_{b2} & I_{C2} &= -I'_{c2} \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Où  $I_{A1}$  : Courant direct primaire de la phase A ;

$I_{A2}$  : courant inverse primaire de la phase A ;

$I'_{a1}$  : Courant secondaire direct ramené au primaire de la phase a ;

$I'_{a2}$  : Courant secondaire inverse ramené au primaire de la phase a.

Ces mêmes relations du système (II.7) sont valables aussi pour les courants homopolaires (équation (II.8)) dans le cas où ces derniers peuvent circuler dans l'enroulement primaire :

1. *Primaire couplé en étoile avec neutre sorti*, Figure II.4.c, les courants simples sont égaux aux courants composés. Le courant dans le fil neutre du primaire peut être exprimé par l'équation (II.9).
2. *Primaire couplé en triangle*, Figure II.4.a, les courants composés ne comportent pas de composantes homopolaires. Ils circulent en circuit fermé dans le triangle sans apparaître dans les fils de ligne.

$$I_{A0} = -I'_{a0} = I_{B0} = -I'_{b0} = I_{C0} = -I'_{c0} \quad (\text{II.8})$$

$$I_N = -3I_{A0} = -3I'_{a0} = -I'_n \quad (\text{II.9})$$

3. Dans le cas où le primaire est en étoile sans neutre sorti (voir la Figure II.4.b) , les courants homopolaires ne passent pas à l'enroulement primaire, les phases ne sont parcourues que par les courants directs et inverses, on aura donc :

$$I_{A0} = -\frac{I_N}{3} = \frac{I_A + I_B + I_C}{3} = 0 \quad (\text{II.10})$$

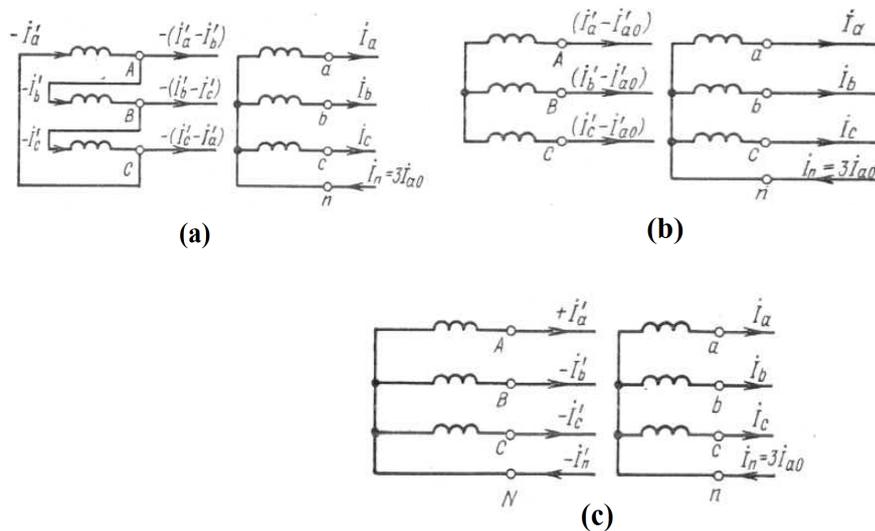


Fig. II.4 – Transformation de courants déséquilibrés pour divers modes de couplage [24].

**Couplage triangle :** Pour un couplage triangle au niveau du secondaire, la somme des courants simples et composés sont toujours nulles puisque d'un côté, les courants simples ne contiennent pas des courants homopolaires et d'un autre côté, les courants composés sont égaux à la différence des courants simples.

$$I_a + I_b + I_c = 3I_0 = 0 \quad (\text{II.11})$$

$$I_{1a} = I_a - I_b \quad ; \quad I_{1b} = I_b - I_c \quad ; \quad I_{1c} = I_c - I_a \quad (\text{II.12})$$

Quand les courants simples secondaires ne comportent pas des courants homopolaires, ils se transmettent intégralement au primaire, quel que soit le mode de couplage.

$$I_A = -I'_a \quad ; \quad I_B = -I'_b \quad ; \quad I_C = -I'_c \quad (\text{II.13})$$

Le courant dans le fil neutre (pour un couplage étoile avec neutre sorti au primaire) sera nul  $I_N = 3I_{A0} = -3I'_{a0} = 0$ , Figure II.5.

On peut exprimer les courants simples en fonction des courants composés en utilisant les relations (II.11) et (II.12), on trouve alors le système suivant :

$$\begin{aligned} I_a &= \frac{I_{a1} - I_{c1}}{3} \\ I_b &= \frac{I_{b1} - I_{a1}}{3} \\ I_c &= \frac{I_{c1} - I_{b1}}{3} \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

La détermination des courants simples peut se faire par une construction graphique (centre de gravité) du triangle des courants composés, ce centre étant situé au point de rencontre des médianes de ce triangle.

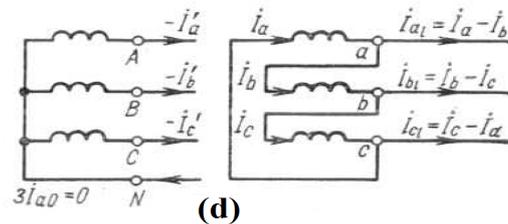


Fig. II.5 – Transformation de courants déséquilibrés pour un secondaire couplé en triangle [24].

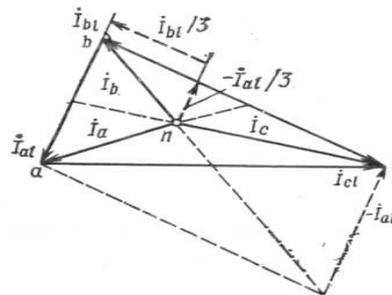


Fig. II.6 – Détermination des courants simples d'un enroulement couplé en triangle [24].

### II.3.1.2 Déséquilibre des tensions secondaires en charge déséquilibrée

Les équations des tensions simples (II.16), pour une charge équilibrée, sont aussi valables pour une charge déséquilibrée, il suffit d'introduire dans l'équation la f.é.m des phases  $E'_{(a)} = E'_{(A)}$  (même chose pour les phases b et c) et la f.é.m homopolaire  $E'_{(a0)} = E'_{(A0)}$ , ce qui permet d'obtenir le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} -U'_a &= -E_A - E_{A0} + Z'_2 I'_a \\ -U'_b &= -E_B - E_{A0} + Z'_2 I'_b \\ -U'_c &= -E_C - E_{A0} + Z'_2 I'_c \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

avec :  $Z'_2$  impédance secondaire ramenée au primaire ;  
 $Z_1$  impédance primaire.

$$\begin{aligned} U_1 &= -E_1 + Z_1 I_1 \\ U_2 &= E_2 - Z_2 I_2 \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

Les équations des tensions simples primaires s'écrivent aussi :

$$\begin{aligned} U_A &= -E_A - E_{A0} + Z_1 I'_a \\ U_B &= -E_B - E_{A0} + Z_1 I'_b \\ U_C &= -E_C - E_{A0} + Z_1 I'_c \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

En éliminant les f.é.m, on peut exprimer pour n'importe quel type de couplage des enroulements primaire et secondaire, les tensions simples secondaires par les tensions simples primaires :

$$\begin{aligned} -U'_a &= U_A - Z_1 I_A + Z'_2 I'_a \\ -U'_b &= U_B - Z_1 I_B + Z'_2 I'_b \\ -U'_c &= U_C - Z_1 I_C + Z'_2 I'_c \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

Dans un couplage  $Dy_n$  Figure II.4.a, le flux homopolaire est nul car le courant homopolaire secondaire est équilibré du point de vue magnétique par le courant homopolaire primaire. On aura donc une égalité entre les courants primaires et les courants secondaires ramenés :

$$\begin{aligned} I_A &= I_{A1} + I_{A2} + I_{A0} = -I'_{a1} - I'_{a2} - I'_{a0} = -I'_a \\ I_B &= -I'_b \\ I_C &= -I'_c \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

Dans ce cas, la tension simple secondaire ramenée diffère de la tension simple primaire par une chute de tension très petite. Ce qui montre que le déséquilibre des tensions simples secondaires dû au déséquilibre des courants est relativement peu important.

$$\begin{aligned} -U'_a &= U_A + Z_{cc} I'_a \\ -U'_b &= U_B + Z_{cc} I'_b \\ -U'_c &= U_C + Z_{cc} I'_c \end{aligned} \quad (\text{II.20})$$

Où :  $Z_{cc} = Z_1 + Z'_2$  Impédance de court-circuit.

Lorsque les courants homopolaires primaires et secondaires sont nuls, dans le cas d'un couplage  $Y_N d$ , voir Figure II.5, nous obtenons un flux et une f.é.m homopolaires nulles. On aura les mêmes équations trouvées (II.20) pour le couplage Dyn.

Dans le cas où le primaire est couplé en étoile avec neutre isolé et le secondaire en étoile avec neutre sortie Figure II.4.c, les courants homopolaires peuvent provoquer des déséquilibres importants des tensions simples primaire et secondaire. Les relations entre les courants primaires et secondaires ramenés sont :

$$\begin{aligned} I_A &= I_{A1} + I_{A2} = -I'_{a1} - I'_{a2} = -I'_{(a)} \\ I'_a &= I'_{a1} + I'_{a2} + I'_{a0} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Avec  $I_{(a)}$  : Courant secondaire formé par les composantes directes et inverses En tenant compte de l'équation (II.21), les équations (II.18) prennent alors la forme suivante :

$$\begin{aligned} -U'_a &= (U_A + Z_{cc} I_{a1}) + Z_{cc} I'_{a2} + Z_n I'_{a0} \\ -U'_b &= (U_B + Z_{cc} I_{b1}) + Z_{cc} I'_{b2} + Z_n I'_{b0} \\ -U'_c &= (U_C + Z_{cc} I_{c1}) + Z_{cc} I'_{c2} + Z_n I'_{c0} \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

Où :  $Z_n = Z_{cc} + Z'_2$  Impédance homopolaire ramenée au primaire. D'après les équations (II.22), on peut remarquer que :

- Le passage des courants directs ne provoquent aucun déséquilibre voir Figure II.7.
- Le déséquilibre est lié au passage des courants inverses et homopolaires.

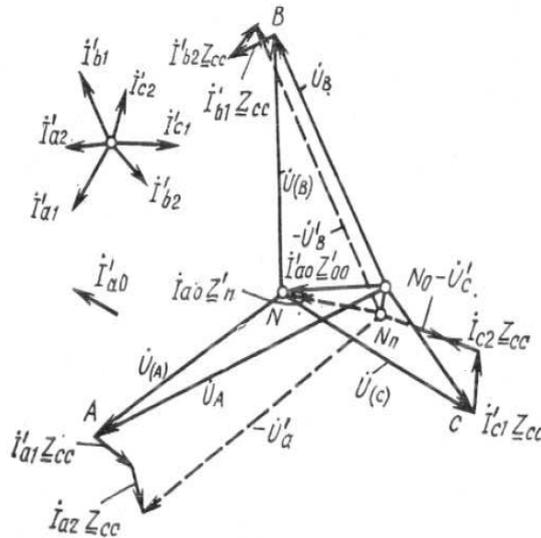


Fig. II.7 – Diagramme d'un transformateur Y/Yn en charge déséquilibrée (les tensions composées primaires sont équilibrées)[24].

L'impédance homopolaire diffère d'un transformateur à un autre, selon la configuration de son noyau. Par exemple, dans un transformateur à trois colonnes, l'impédance homopolaire ne vaut qu'un nombre de fois l'impédance de court-circuit. Pour cela, les déséquilibres des tensions simples provoqués par les courants homopolaires sont beaucoup plus importants que les déséquilibres dus aux courants inverses de même valeur.

Dans les transformateurs à cinq noyaux et les transformateurs triphasés constitués de trois unités monophasés couplés en Yyn, les flux homopolaires se ferment, de même que les flux directs, dans le circuit magnétique. Dans de tels transformateurs, l'impédance homopolaire est très grande, de sorte que même pour des faibles valeurs des courants homopolaires, on aura des déséquilibres inadmissibles des tensions simples, pour cela il n'est pas recommandé d'utiliser ce type de couplage pour les transformateurs à cinq noyaux et les transformateurs triphasés constitués de trois unités monophasées.

### II.3.2 Déséquilibre côté primaire

**Déséquilibre des tensions primaires simples en charge déséquilibrée :** En charge déséquilibrée, les équations des tensions simples primaires Eq.II.17 s'écrivent pour les différentes phases par analogie aux équations en charge équilibrée Eq.II.16.

Les tensions composées primaires déséquilibrées  $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$ ,  $U_{CA}$ , dans le cas général, sont des grandeurs données.

1. Dans le cas où le primaire est couplé en triangle, les tensions simples primaires coïncident avec les tensions composées données. De plus, le courant homopolaire  $I_{Ao}$  compense dans le triangle les courants homopolaires si bien que la f.é.m homopolaire disparaît dans Eq.II.17.
2. Dans le cas où le primaire est couplé en étoile avec neutre isolé, la relation entre les tensions composées et les tensions simples devient :

$$\begin{aligned} U_{AB} &= U_B - U_A \\ U_{BC} &= U_C - U_B \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

En outre, en additionnant les premiers et les seconds membres de l'Eq.II.17, on obtient une équation importante

$$U_A + U_B + U_C = -3E_{Ao} = 3I'_{a0}Z'_{a0} \quad (\text{II.24})$$

En soustrayant membre à membre les équations (II.23), et en tenant compte de l'Eq.II.24, on trouve :

$$\begin{aligned} U_{AB} - U_{BC} &= -(U_A + U_B + U_C) + 3U_B = 3(E_{Ao} + U_B) \\ U_B &= \frac{U_{AB} - U_{BC}}{3} - E_{Ao} = U_{(B)} - E_{Ao} \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

Et par analogie, on trouve les mêmes relations pour C et A :

$$U_A = \frac{U_{CA} - U_{AB}}{3} - E_{Ao} = U_{(A)} - E_{Ao} \quad U_C = \frac{U_{BC} - U_{CA}}{3} - E_{Ao} = U_{(C)} - E_{Ao} \quad (\text{II.26})$$

$U_B, U_C$  sont les tensions simples lorsque le courant homopolaire ne parcourt pas l'enroulement secondaire, si  $I_{a0} = 0$  et  $E_{Ao} = -Z_{a0}I'_{a0}$ . Comme on le voit sur la Figure II.8, les tensions simples sont dirigées du centre de gravité N du triangle des tensions composées vers les sommets.

Si les tensions composées sont équilibrées  $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA}$ , il n'y a pas de circulation du courant homopolaire dans le secondaire  $I_{Ao}$ , les tensions simples primaires sont aussi équilibrées :

$$U_{(A)} = U_{(B)} = U_{(C)} = U_A = U_B = U_C \quad (\text{II.27})$$

où  $U_{(A)}, U_{(B)}$  et  $U_{(C)}$  : tensions primaires des trois phases formées par des tensions directes et inverses.

L'apparition du courant homopolaire a pour effet, un déplacement du centre de gravité du triangle d'une distance égal à  $E_o$  (de la position N dans la position  $N_o$ ) et un déséquilibre des tensions simples. Dans ce cas, les tensions simples deviennent déséquilibrées même si les tensions composées primaires sont équilibrées. Ce déséquilibre des tensions simples est beaucoup moins important dans les transformateurs à trois noyaux que dans les transformateurs à cinq noyaux ou dans les transformateurs triphasés constitués de trois unités monophasés car les transformateurs à trois noyaux offrent au flux magnétique homopolaire une réluctance beaucoup plus grande que les deux derniers types de transformateurs.

Il résulte de l'Eq.II.26 que l'équilibre des tensions simple peut aussi être troublé par suite d'une dissymétrie des tensions composées même en l'absence de courants homopolaires. Au point de vue de l'équilibre des tensions simples, il est préférable de coupler le primaire en triangle parce que dans ce cas, les tensions composées sont équilibrées, les tensions simples restent équilibrées même s'il y a circulation de courant homopolaire dans le secondaire.

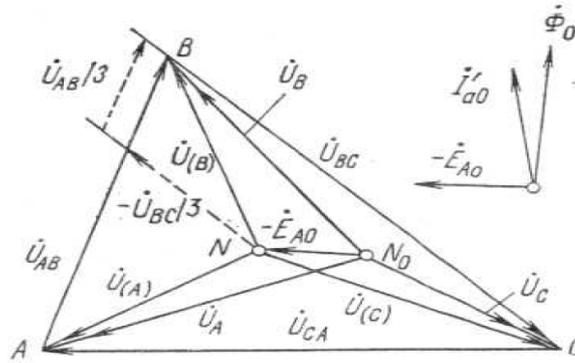


Fig. II.8 – Diagramme des tensions primaires en charge déséquilibrée

### II.3.2.1 Analyse des courants magnétisants primaires

Partant du cycle d'hystérésis, Chapitre I, nous avons vu que dans le transformateur, le flux varie sinusoïdalement et que le courant magnétisant obtenu est non-sinusoïdale. Ce courant peut être décomposé en courant fondamental et en courant d'harmonique impair (3,5,7,9,11,...), voir Figure II.9.

$$i_o = I_{o1m} \sin(\omega t) + \sum_k I_{okm} \sin(k\omega t) \quad (\text{II.28})$$

Dans un système triphasé équilibré, les grandeurs simples non-sinusoïdales (courants magnétisants) varient dans toutes les phases de la même façon mais décalées dans le temps de  $\frac{2\pi}{3\omega}$  [24]. Ce système est décomposé en trois systèmes :

1. Système d'ondes fondamentales (les premiers harmoniques), constitue un système équilibré direct (ou séquence positive) d'ordre harmonique  $k = 6c + 1$  ( $c = 0, 1, 2, \dots$ ) : les harmoniques 1,7,13,19...

$$\begin{aligned} i_{A1} &= I_{A1} \sin(\omega t) \\ i_{B1} &= I_{B1} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{C1} &= I_{C1} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

2. Système de grandeurs (courants) inverses formé par des harmoniques d'ordre  $k = 6c - 1$  ( $c = 1, 2, 3, \dots$ ) : les harmoniques 5,11,17... etc. La somme des courants de la séquence inverse (ou directe) est nulle quelque soit le couplage du transformateur.
3. Système de grandeurs homopolaires (séquence zéro), formé par les harmoniques multiples de 3 tel que  $k = 6c + 3$  ( $c = 0, 1, 2, \dots$ ) : les harmoniques 3,9,15...etc. La somme

des courants de cette séquence peut être nulle comme elle peut ne pas l'être (la somme dépend du couplage du transformateur triphasé) [24].

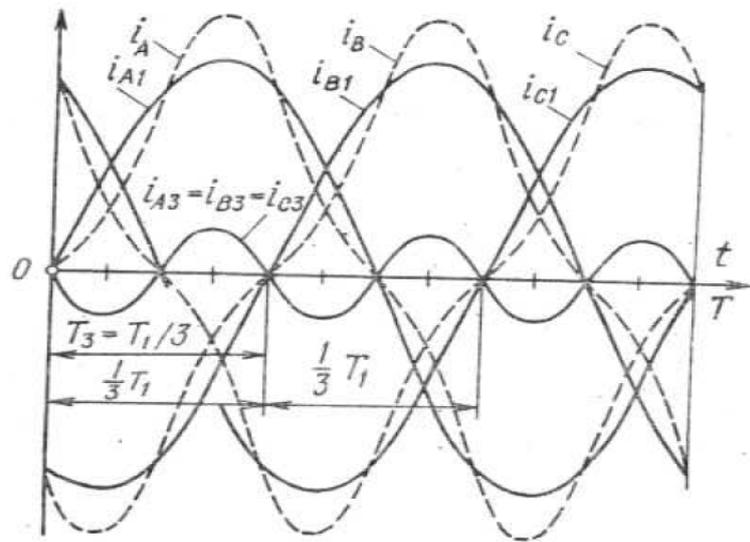


Fig. II.9 – Harmoniques d'un système triphasé symétrique de courants [24].

## II.4 Étude du déséquilibre par la méthode des composantes symétriques

Un système déséquilibré peut être décomposé en trois systèmes équilibrés, à savoir : système direct, système inverse et système homopolaire. Le système direct tourne dans le sens direct par contre le système inverse tourne le sens inverse et le déphasage entre les deux systèmes est de  $120^\circ$ . Le système homopolaire ne tourne pas, voir la Figure II.3. Ces composantes sont obtenues comme suit :

$$\begin{aligned} V, I_o &= \frac{1}{3}(V, I_a + V, I_b + V, I_c) \\ V, I_d &= \frac{1}{3}(V, I_a + aV, I_b + a^2V, I_c) \\ V, I_i &= \frac{1}{3}(V, I_a + a^2V, I_b + aV, I_c) \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

avec :  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Le calcul de ses composantes est effectué après une approximation trigonométrique par les séries de Fourier des fichiers de valeurs de tension et de courant déséquilibré et ceci grâce au logiciel de MATLAB ("cftool= Curve Fitting Tool"). L'approximation est de la forme  $V, I(x) = a_0 + a_1 * \cos(x * w) + b_1 * \sin(x * w)$ . On calculera ensuite les composantes symétriques, on aura comme résultat : la composante homopolaire est une composante réelle, la composante directe et inverse sont des composantes complexes.

## II.5 Étude de déséquilibre par la méthode FPEM

### II.5.1 Présentation de la Méthode FPEM (Feature Pattern Extraction Method)

La méthode d'extraction des caractéristiques des motifs appelée FPEM est une branche de la résolution des problèmes de forme d'onde connexes, où les signatures des différents paramètres du système d'alimentation sont traités. Certains modèles spécifiques sont formés par les signatures elles-mêmes ou par un signal de référence prédéfini. D'où les principales caractéristiques des modèles sont extraites afin d'analyser les performances du système ou pour résoudre des problèmes [27]. L'avantage de l'extraction des caractéristiques des motifs est de réduire la quantité des données devant être stockées et le temps de traitement de données et de l'exécution [27].

Pour évaluer le déséquilibre côté primaire ou secondaire dans le transformateur, on utilise la méthode (FPEM), des premiers signaux électriques principalement la tension et le courant doivent être traités. Les motifs à développer sont : l'utilisation de ses signaux et les caractéristiques principales du modèle extraites, ainsi le degré de déséquilibre est évalué par des règles de cette méthode, [27].

Un système équilibré en tension et en courant est sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_a \sin(\omega t) & i_a &= I_a \sin(\omega t + \varphi) \\
 v_b &= V_b \sin(\omega t - \frac{2\Pi}{3}) & i_b &= I_b \sin(\omega t - \frac{2\Pi}{3} + \varphi) \\
 v_c &= V_c \sin(\omega t + \frac{2\Pi}{3}) & i_c &= I_c \sin(\omega t + \frac{2\Pi}{3} + \varphi)
 \end{aligned} \tag{II.31}$$

Système équilibré  $\iff V_a = V_b = V_c$  et  $I_a = I_b = I_c$ .

Le système (II.31) est équivalent à :

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_a \sin(\arcsin(\frac{v_a(t)}{V_a})) & i_a &= I_a \sin(\arcsin(\frac{i_a(t)}{I_a})) \\
 v_b &= V_b \sin(\arcsin(\frac{v_a(t)}{V_a}) - \frac{2\Pi}{3}) & i_b &= I_b \sin(\arcsin(\frac{i_a(t)}{I_a}) - \frac{2\Pi}{3}) \\
 v_c &= V_c \sin(\arcsin(\frac{v_a(t)}{V_a}) + \frac{2\Pi}{3}) & i_c &= I_c \sin(\arcsin(\frac{i_a(t)}{I_a}) + \frac{2\Pi}{3})
 \end{aligned} \tag{II.32}$$

Le système d'équations (II.32) représente trois ellipses tension-tension et courant-courant où chaque tension d'une phase est tracée en fonction d'une tension d'une autre phase le long des axes x et y. Le grand axe de chaque ellipse fait  $\frac{\pi}{4}$  ou  $-\frac{\pi}{4}$  avec l'axe x. Les signaux normalisés sont utilisés pour l'analyse du déséquilibre. La normalisation est un processus par lequel tous les signaux sont exprimés en fonction de l'un de ces signaux. Dans la forme normalisée, les tensions peuvent être représentées comme suit : Système déséquilibré  $\iff V_a \neq V_b \neq V_c$  et

$$I_a \neq I_b \neq I_c.$$

$$\begin{aligned} v_a^N &= \frac{v_a}{V_a} = \sin(\omega t) & i_a^N &= \frac{i_a}{I_a} = \sin(\omega t) \\ v_b^N &= \frac{v_b}{V_a} = \sin(\omega t - 120^\circ) & i_b^N &= \frac{i_b}{I_a} = \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_c^N &= \frac{v_c}{V_a} = \sin(\omega t + 120^\circ) & i_c^N &= \frac{i_c}{I_a} = \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

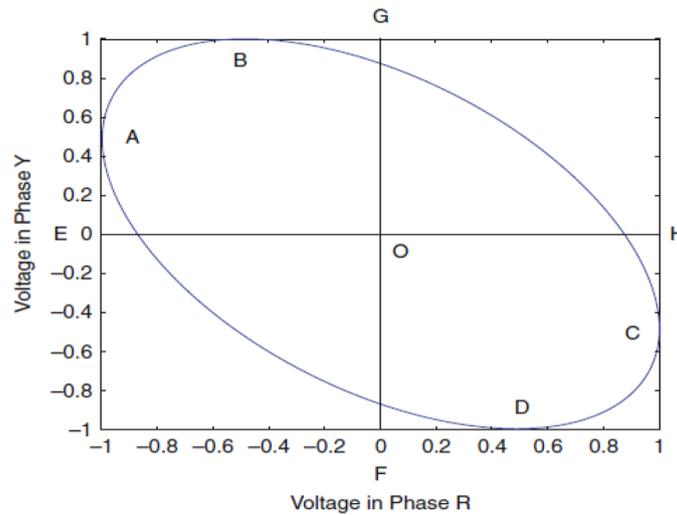


Fig. II.10 – Le modèle elliptique dans le plan tension-tension [27]

Le déséquilibre modifie l'amplitude et l'angle de phase des courants et/ou tensions. Il en résulte des changements dans la longueur des axes majeurs et mineurs des ellipses. L'étude du déséquilibre fait intervenir plusieurs paramètres de calcul :

$$\begin{aligned} x &= X_{MIN}(pointA) & y &= Y_1(AE) \\ x &= X_{MAX}(pointC) & y &= Y_2(CH) \\ y &= Y_{MIN}(pointD) & x &= X_1(FD) \\ y &= Y_{MAX}(pointB) & x &= X_2(GB) \\ X &= X_1 \sim X_2 & Y &= Y_1 \sim Y_2 \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

**Évaluation du déséquilibre de tension dans un système triphasé :** On considère deux phases des deux tensions, et on trace l'ellipse tension-tension (et courant-courant) pour les trois phases c.à.d.(phase 1 avec 2), (phase 2 avec 3) et (phase 3 avec 1) et on calcule ensuite X et Y pour chaque ellipse. On obtient finalement les deux vecteurs colonnes correspondant aux deux axes x et y :

$$X_v = \begin{bmatrix} X_{v12} \\ X_{v23} \\ X_{v31} \end{bmatrix}; \quad Y_v = \begin{bmatrix} Y_{v12} \\ Y_{v23} \\ Y_{v31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Il en est de même pour les courants :

$$X_i = \begin{bmatrix} X_{i12} \\ X_{i23} \\ X_{i31} \end{bmatrix}; \quad Y_i = \begin{bmatrix} Y_{i12} \\ Y_{i23} \\ Y_{i31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

## II.5.2 Ensemble de règles CMS pour l'évaluation du déséquilibre par la méthode FPEM

Les vecteurs [x] et [y] pour une situation d'équilibre et les différentes situations de déséquilibre sont déterminées par la FPEM. Pour cela, les signaux decourant et tension, sont normalisés par rapport au courant et à la tension de la phase-1, respectivement. Dans chaque cas, deux signaux de tension quelconques et deux signaux quelconques de courant sont tracés dans des plans de tension-tension et courant-courant. Les modèles ainsi formés correspondent aux phases 1-2, 2-3 et 3-1. Les matrice [x] et [y] pour la tension et le courant sont prises en considération pour l'évaluation du déséquilibre.

## II.5.3 Algorithme pour l'évaluation du déséquilibre

Basé sur la règle de CMS établie pour l'évaluation du déséquilibre à l'aide de la FPEM, un algorithme a été développé pour l'évaluation du déséquilibre dans le système de puissance réel :

1. Faire le montage pour l'étude du déséquilibre du transformateur côté primaire et côté secondaire.
2. Échantillonner et normaliser les données obtenues par l'acquisition.
3. Considérer les données des courants et des tensions côté primaire et secondaire.
4. Calculer les vecteurs [X] et [Y] des modèles développés dans le plan tension-tension et courant-courant.
5. Appliquer la règle d'ensemble (Voir ANNEXE) et évaluer le déséquilibre de l'onde de courant et tension.

## II.6 Application des méthodes d'étude du déséquilibre sur un transformateur triphasé

### II.6.1 Expérimentation

Les Figures II.11 et II.12 représentent les schéma blocs de principe de mesures expérimentales via une acquisition des courants et tensions déséquilibrés côté primaire et secondaire du transformateur. Le déséquilibre côté secondaire du transformateur est un déséquilibre de charge.

Cependant, le déséquilibre côté primaire est un déséquilibre sur une des trois phases du transformateur.

Les relevés sont représentés sur les Figures II.13, II.14.

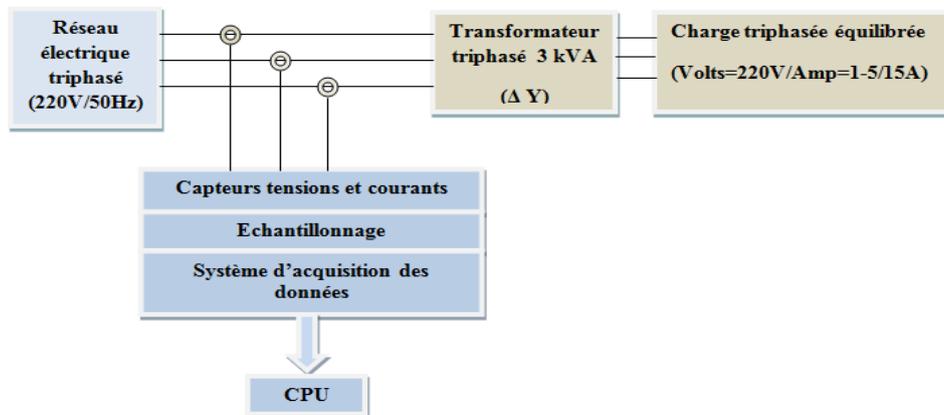


Fig. II.11 – Système de mesure du déséquilibre côté primaire

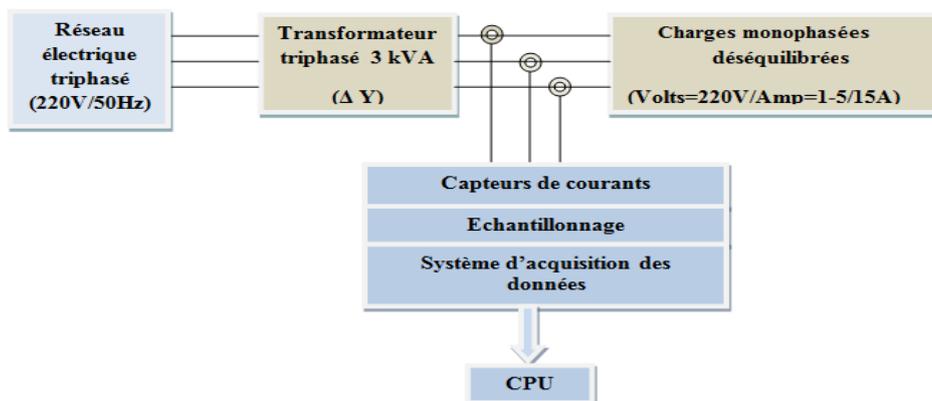


Fig. II.12 – Système de mesure du déséquilibre côté secondaire

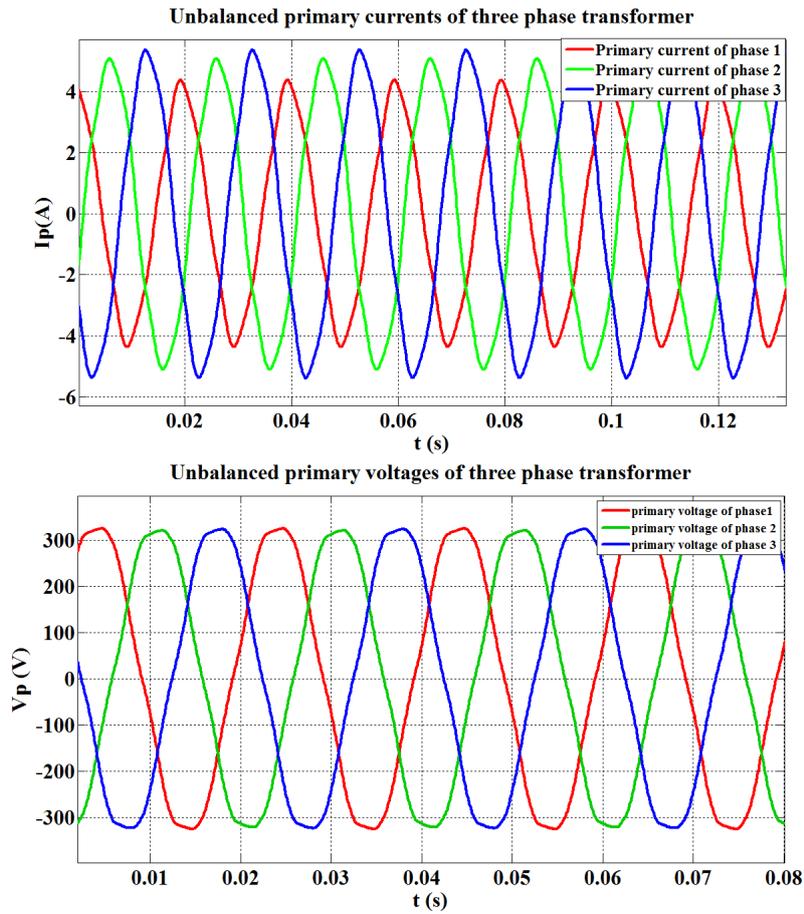


Fig. II.13 – Tensions et courants primaires déséquilibrés

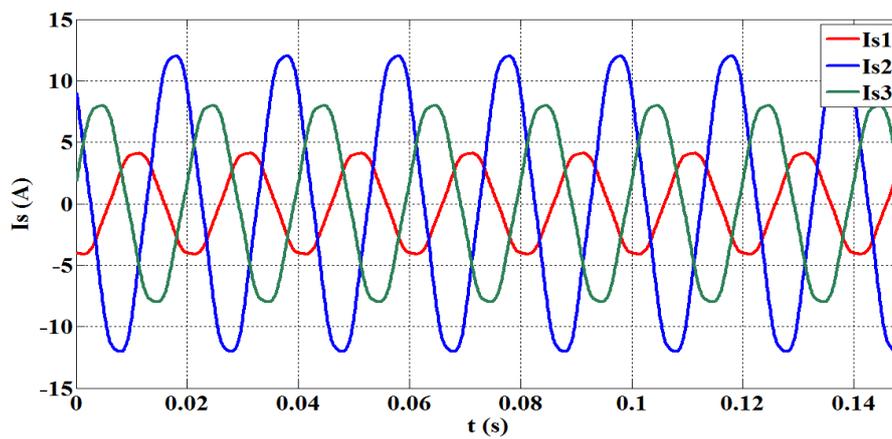


Fig. II.14 – Courants de charge secondaire déséquilibrés

## II.6.2 Déséquilibre côté secondaire

### II.6.2.1 Détermination du déséquilibre par la méthode des composantes symétriques

La Figure IV.12 représente la décomposition des courants secondaires déséquilibrés en trois systèmes équilibrés : direct, inverse et homopolaire. Le tableau II.1 présente les résultats de la décomposition des courants. Le facteur du déséquilibre des courants secondaires est de 35%. Ce déséquilibre est provoqué par le déséquilibre des charges.

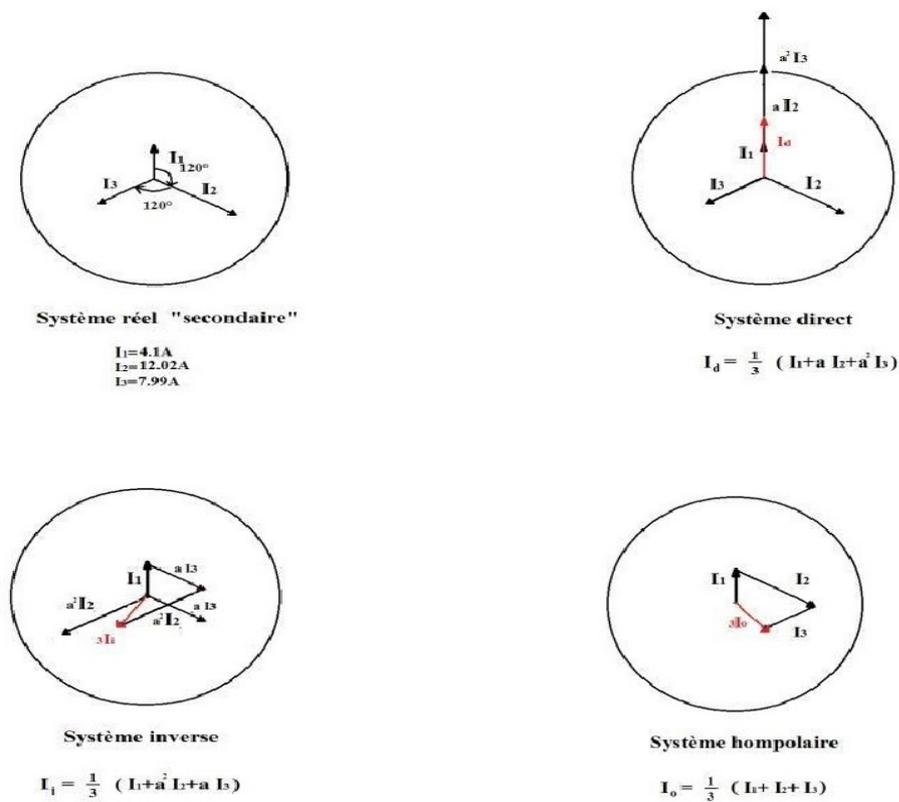


Fig. II.15 – Décomposition des courants secondaires par la méthode des composantes symétriques.

Tab. II.1 – Décomposition des courants secondaires

Déséquilibre	côté secondaire
$I_d$ (A)	8
$I_o$ (A)	2.8
$I_i$ (A)	2.8
$\frac{I_o}{I_d}$	35 %
$\frac{I_i}{I_d}$	35 %

### II.6.2.2 Détermination du déséquilibre par la méthode FPEM

La Figure II.16 présente des tracés des courbes normalisées en prenant la phase 3 comme référence, dans le plan courant-courant, ces courbes sont de forme elliptique de forte déformation en courant ainsi qu'un changement d'orientation. Les motifs des courants tracés dans le plan courant-courant en utilisant la méthode de la FPEM (Figure II.16), nous a permis de déterminer les matrices  $[X_V]$  et  $[Y_V]$  données ci-dessous :

$$X_I = \begin{bmatrix} X_{I_{12}} \\ X_{I_{23}} \\ X_{I_{31}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5132 \\ 1.5044 \\ 1 \end{bmatrix} \quad ; \quad Y_I = \begin{bmatrix} Y_{I_{12}} \\ Y_{I_{23}} \\ Y_{I_{31}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.5044 \\ 1 \\ 0.5132 \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

En appliquant les règles de la FPEM, le système est déséquilibré en courant suivant la règle n° 2 (Voir Annexes). D'après la règle n° 6, on peut déduire que le déséquilibre en courant s'est produit sur les phases 1 et 2 ainsi que le pourcentage de ce déséquilibre est représenté sur le tableau II.2 :

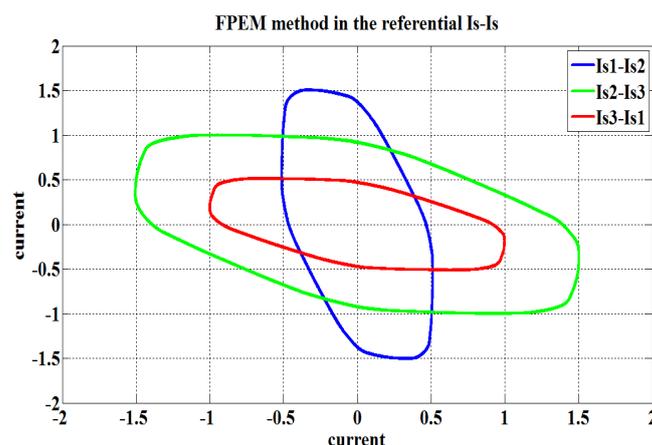


Fig. II.16 – Représentation des tracés des courants secondaires dans le plan I-I (référence phase 3)

Tab. II.2 – Déséquilibre en courant côté secondaire

Phase 1	$  (1 - X_{I_{12}})   * 100\% = 48.68\%$
Phase 2	$  (1 - X_{I_{23}})   * 100\% = 50.44\%$

## II.6.3 Déséquilibre côté primaire

### II.6.3.1 Détermination du déséquilibre par la méthode des composantes symétriques

Les Figures II.17 et II.18 représentent les décompositions des courants et tensions primaires en trois systèmes triphasés équilibrés, respectivement. Le tableau II.3 présente les résultats des composantes symétriques des courants et tensions primaires. Le facteur de déséquilibre des tensions est de 2.246 %, ce déséquilibre est très faible puisque ces tensions sont aussi des tensions de réseau. Cependant, le déséquilibre du courant primaire est de 5.48%. La décomposition montre la présence d'un faible courant de ligne homopolaire malgré le couplage en triangle. Cette présence est de 2.74% par rapport au courant direct. Le déséquilibre côté primaire du transformateur est un déséquilibre dû au un défaut dans le transformateur.

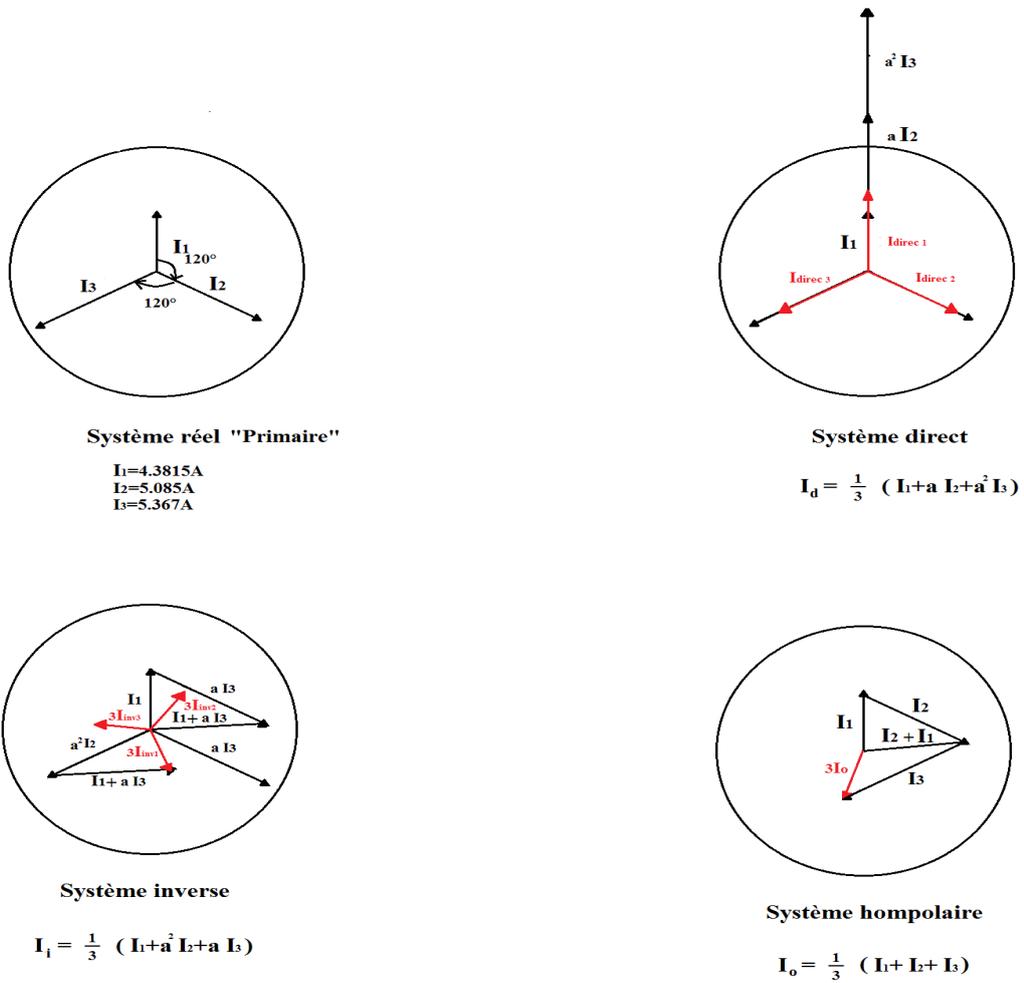


Fig. II.17 – Décomposition des courants primaires par la méthode des composantes symétriques

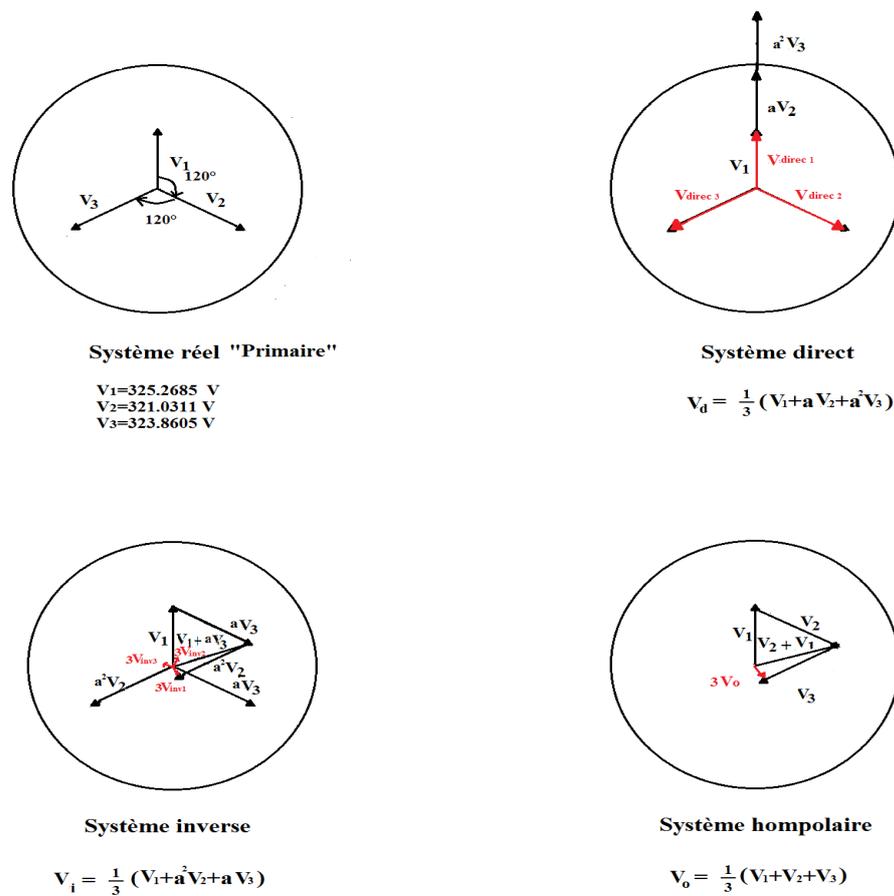


Fig. II.18 – Décomposition des tensions primaires par la méthode des composantes symétriques

Tab. II.3 – Calculs des composantes symétriques des tensions et courants primaires déséquilibrés

Composantes symétriques des courants primaires		composantes symétriques des tensions primaires	
$I_o(\text{A})$	0.133	$V_o(\text{V})$	3.66
$I_d(\text{A})$	4.866	$V_d(\text{V})$	326.33
$I_i(\text{A})$	0.266	$V_i(\text{V})$	7.33
$\frac{I_i}{I_d}$	5.48 %	$\frac{V_i}{V_d}$	2.246 %
$\frac{I_o}{I_d}$	2.74 %	$\frac{V_o}{V_d}$	1.123 %

### II.6.3.2 Détermination du déséquilibre par la méthode FPEM

La Figure II.19 présente des tracés de courbes normalisées en prenant la phase 3 comme référence, dans les plans tension-tension et courant-courant. Ces courbes sont de forme elliptique de forte déformation en courant et une faible déformation en tension.

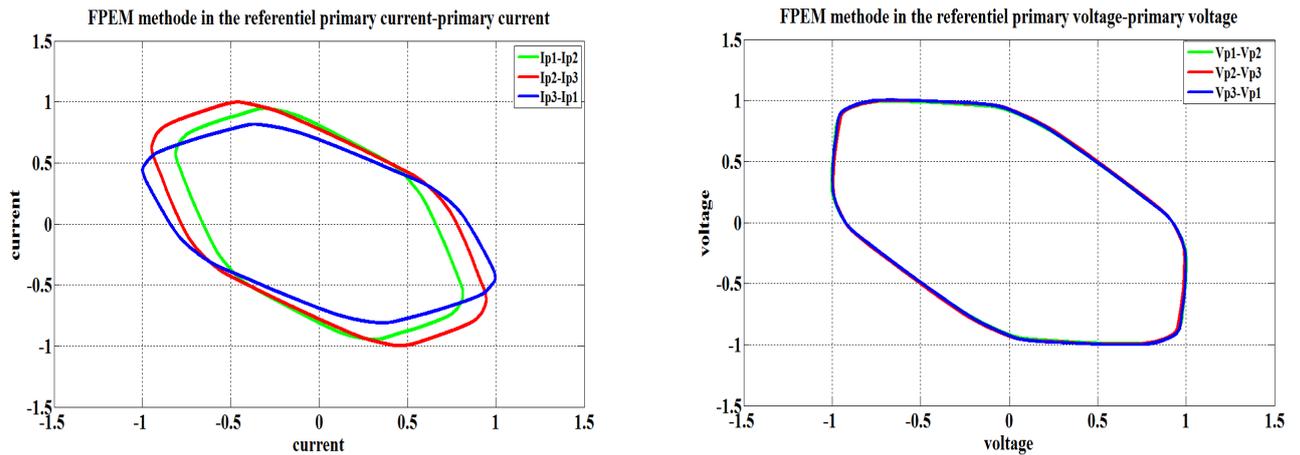


Fig. II.19 – Représentation des tracés des tensions et courants primaires déséquilibrés (référence phase 3)

**En tension :** Les motifs des tensions tracées dans le plan tension-tension en utilisant la méthode de la FPEM (voir Figure II.19), nous a permis de calculer les matrices  $[X_V]$  et  $[Y_V]$  :

$$X_V = \begin{bmatrix} X_{V_{12}} \\ X_{V_{23}} \\ X_{V_{31}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.0043 \\ 0.9913 \\ 1 \end{bmatrix} ; \quad Y_V = \begin{bmatrix} Y_{V_{12}} \\ Y_{V_{23}} \\ Y_{V_{31}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9913 \\ 1 \\ 1.0043 \end{bmatrix} \quad (II.38)$$

En appliquant les règles de la FPEM, le système est déséquilibré en tension suivant la règle n° 2 (Voir annexes). D’après la règle n° 6, on peut déduire que le déséquilibre en tension s’est produit sur les phases 1 et 2. Le pourcentage de ce déséquilibre est représenté sur le tableau II.4 :

Tab. II.4 – Déséquilibre en tension côté primaire

Phase 1	$  ( 1-X_{V_{12}})   *100\% = 0.43\%$
Phase 2	$  ( 1-X_{V_{23}})   *100\% = 0.87\%$

**En courant** Il en est de même pour les courants, le tracés dans le plan courant-courant permet de calculer les matrices  $[X_I]$  et  $[Y_I]$  :

$$X_I = \begin{bmatrix} X_{I_{12}} \\ X_{I_{23}} \\ X_{I_{31}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.8159 \\ 0.9474 \\ 1 \end{bmatrix} ; \quad Y_I = \begin{bmatrix} Y_{I_{12}} \\ Y_{I_{23}} \\ Y_{I_{31}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9474 \\ 1 \\ 0.8159 \end{bmatrix} \quad (II.39)$$

D’après la règle n° 2 le système est déséquilibré en courant et suivant la règle n° 6 ce déséquilibre s’est produit dans les phases 1 et 2. Le tableau II.5 présente le pourcentage du déséquilibre des deux phases.

Ce déséquilibre considérable en courant conduit à une analyse d’harmonique pour détecter les courants homopolaires.

Tab. II.5 – Déséquilibre en courant côté primaire

Phase 1	$ 1 - X_{I12}  * 100 \% = 5.26 \%$
Phase 2	$ 1 - X_{I23}  * 100 \% = 18.41 \%$

### II.6.4 Analyse harmonique des courants au primaire et au secondaire

La Figure II.20 présente une analyse harmonique des courants au primaire et au secondaire.

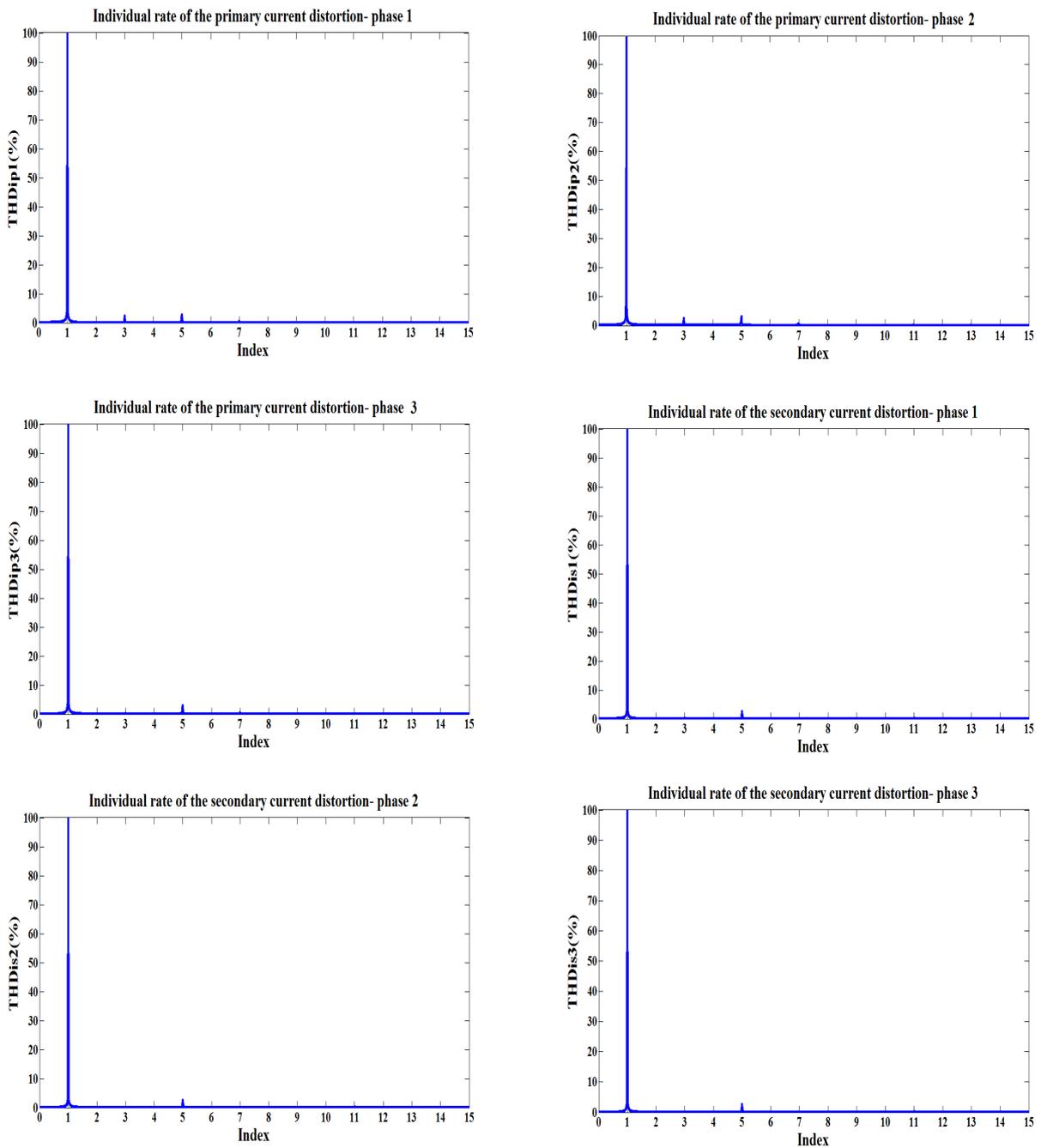


Fig. II.20 – Représentation du taux de distorsion harmonique des courants au primaire et au secondaire

### II.6.4.1 Calcul des $THD_{I_{primaire}}$

Le tableau II.6 présente le taux individuel de distorsion harmonique du courant primaire.

Tab. II.6 – Taux individuels de distorsion harmonique du courant primaire (selon la norme de la CIGRE)

	n° rang d'harmonique	1	3	5	7	9	11	13	15
Phase 1	$THD_{I_{p1}}(\%)$	100	2,42	2,826	0,490	0.068	0,199	0,07	$5 \cdot 10^{-3}$
Phase 2	$THD_{I_{p2}}(\%)$	100	2,457	2,955	0,515	0.023	0,141	0,1	$5 \cdot 10^{-3}$
Phase 3	$THD_{I_{p3}}(\%)$	100	0,3	2,874	0,492	0.04	0,143	0,01	0.03

### II.6.4.2 Calcul des $THD_{I_{secondaire}}$

Le tableau II.7 présente le taux individuel de distorsion harmonique du courant secondaire.

Tab. II.7 – Taux individuels de distorsion harmonique du courant secondaire (selon la norme de la CIGRE)

	n° rang d'harmonique	1	3	5	7	9	11	13	15
Phase1	$THD_{I_{s1}}(\%)$	100	0.22	2.575	0.15	0.03	0.223	0.105	0
Phase2	$THD_{I_{s2}}(\%)$	100	0.13	2.485	0.135	0.045	0.25	0.09	0
Phase3	$THD_{I_{s3}}(\%)$	100	0.175	2.573	0.114	0.04	0.245	0.057	0

## II.6.5 Analyse harmonique des tensions au primaire

L'analyse harmonique des tensions au primaire est présentée à la Figure II.21. Le tableau II.8 présente le taux individuel de distorsion harmonique des tensions au primaire.

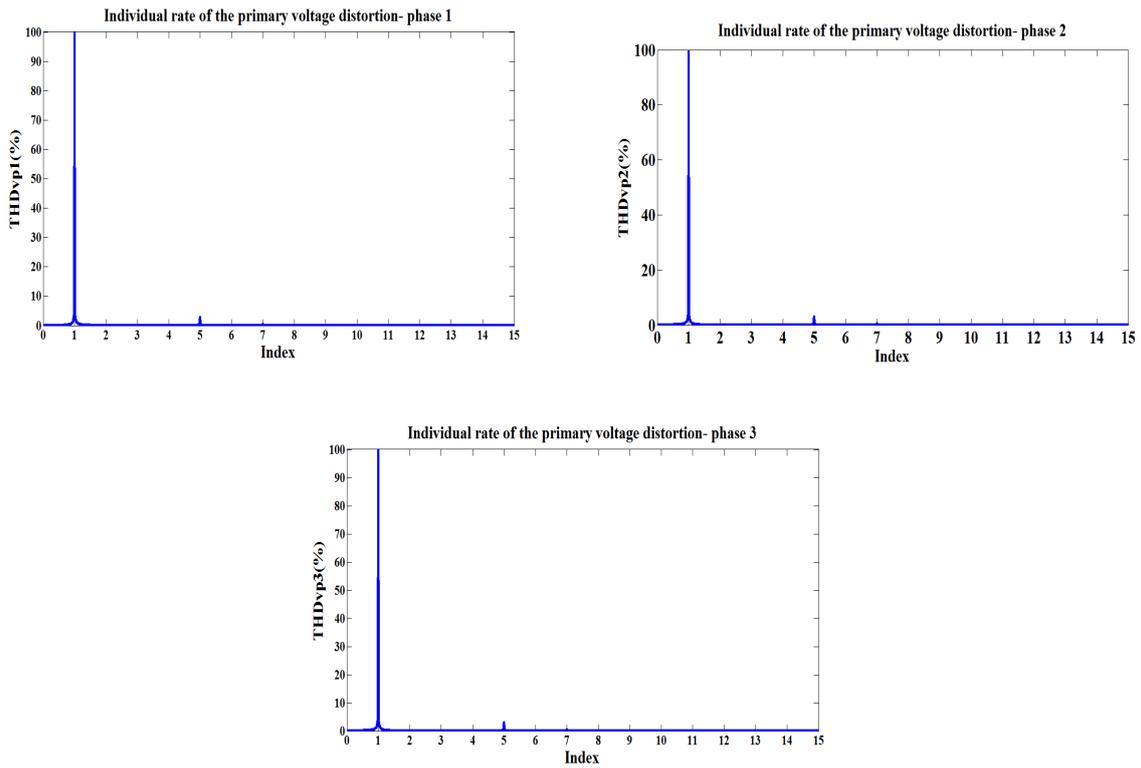


Fig. II.21 – Représentation des taux individuels de distorsion des tensions au primaire

Tab. II.8 – Taux individuels de distorsion harmoniques des tensions (selon la norme de la CIGRE)

n° rang d'harmonique		1	3	5	7	11	13
Primaire	Phase 1 $THD_{V1}(\%)$	100	0,135	2,93	0,55	0,18	0,025
	Phase 2 $THD_{V2}(\%)$	100	0,13	2,92	0,5	0,22	0,072
	Phase 3 $THD_{V3}(\%)$	100	0,0871	2,977	0,532	0,207	0,07658

## II.7 Conclusion

L'analyse harmonique des courants de ligne au primaire du transformateur montre la présence d'harmoniques de rang 3 et 5 en plus le fondamental. Les harmoniques de rang 3 et 5 représentent la séquence homopolaire et la séquence inverse respectivement. Le  $THD_{I_p}$  de rang 3 dans les phases 1 et 3 est égal à 2.45%, ce taux montre la présence d'un courant de ligne homopolaire malgré que le couplage du transformateur côté primaire est un couplage triangle. Ceci peut être expliqué par le résultat obtenu par la méthode FPEM, qui montre un léger déséquilibre dans les phases 1 et 3 par rapport à la phase 2. Le pourcentage du déséquilibre en tension primaire est très faible car les tensions primaires du transformateur sont aussi des tensions de réseau. L'analyse harmonique des tensions primaires montre que  $THD_{V_1} \approx THD_{V_2} \approx THD_{V_3}$ , ce qui explique que les tensions primaires sont faiblement déséquilibrées et forment un système de tension primaire équilibré.

Les courants secondaires forment un système équilibré en phase mais déséquilibré en amplitude, ils ont une forme sinusoïdale parfaite due à la présence des charges purement résistives au niveau du secondaire. Ceci est montré à la Figure II.14. Ce résultat peut être confirmé par le calcul du taux de distorsion harmonique en courant où le  $THD_{I_s}$  de l'harmonique 5 prédominant est de l'ordre de 2.57%. Il faut noter aussi que l'harmonique 3 est très faible contrairement aux courants primaires. Le déséquilibre du transformateur côté secondaire est un déséquilibre de charge. Le déséquilibre des phases 1 et 2 par rapport à la phase 3 est 48.68% et 50.44% respectivement. Le déséquilibre de tout le système triphasé est donc de 35%.

La détermination du déséquilibre par la méthode FPEM, nous renseigne sur le déséquilibre d'une phase par rapport à une autre, par contre, la décomposition par la méthode des composantes symétriques nous renseigne sur le déséquilibre de tout le système triphasé.

# Chapitre III

## Phénomènes Transitoires Électromagnétiques Rapides

### III.1 Introduction

Pendant toute variation d'une ou plusieurs grandeurs déterminant le fonctionnement d'un transformateur (tension, charge, fréquence), il se produit un passage d'un état permanent à un autre transitoire [28]. Généralement, ce passage dure un temps très court mais tout de même il peut être accompagné d'effets importants et dangereux pour le transformateur tels que :

- \* Apparition de très grandes contraintes mécaniques entre les enroulements ou entre les parties des enroulements.
- \* Répartition très inégale de la tension entre différentes spires ou même entre différentes parties des enroulements.
- \* Surchauffe brusque,..etc.

En fonction du facteur principal qui détermine le régime transitoire à savoir le courant ou la tension, on distingue deux principaux groupes de phénomènes :

- Les surintensités.
- Les surtensions.

### III.2 Sursintensités

Les sursintensités apparaissent :

- A l'enclenchement d'un transformateur à vide sur un réseau,
- lors d'un court-circuit

#### III.2.1 Courant d'enclenchement

Le courant à vide d'un transformateur, en régime permanent, est inférieur à 10% de la valeur du courant nominal . Lorsqu'il y a un enclenchement d'un transformateur sur un réseau

dont la tension est proche de la valeur de tension nominale, il y a présence des sauts de courant qui dépassent considérablement les valeurs nominales du courant à vide. En régime permanent à vide, à la valeur donnée de la tension appliquée  $v$  correspond la valeur d'un flux permanent  $\phi_p$ .

À l'enclenchement du transformateur sur le réseau, un flux libre  $\phi_l$  tel que  $(\phi_l + \phi_p = 0)$  prend naissance ; ce flux libre se disperse grâce à la résistance de l'enroulement primaire ( $r_1 \neq 0$ ). Lorsque ces deux flux sont dirigés dans le même sens et s'additionnent, le fer du noyau peut, se saturer rapidement en régime permanent à vide.

Le courant d'enclenchement du transformateur peut s'écrire à partir de l'équation de la F.E.M sous la forme suivante :

$$u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \psi_0) = i_0 r_1 + \omega_1 \frac{d\phi_t}{dt} \quad (\text{III.1})$$

Où  $\psi_0$  représente la phase d'enclenchement, qui détermine la valeur instantanée de l'enclenchement  $u_1$  du transformateur sur le réseau.

La solution de l'équation (III.1) est complexe vu que la relation  $\phi_t = f(i_0)$ . Pour simplifier, on admet que le flux  $\phi_t$  est une fonction linéaire du courant  $i_0$  :  $\phi_t \omega_1 = L_1 i_0$ .

$L_1$  : représente l'inductance qui correspond à tout le flux traversé par l'enroulement primaire.

L'équation (III.1) devient alors :

$$U_{1m} \sin(\omega t + \psi_0) = \frac{\phi_t \omega_1}{L_1} r_1 + \omega_1 \frac{d\phi_t}{dt} \quad (\text{III.2})$$

Sa solution est de la forme suivante :

$$\phi_t = -\phi_m [\cos(\omega t + \psi_0) - \cos \psi_0 e^{-\frac{r_1}{L_1} t}] \pm \phi_{rmanent} e^{-\frac{r_1}{L_1} t} \quad (\text{III.3})$$

– Les conditions optimales de mise sous tension ont lieu lorsque :  $\psi_0 = \frac{\Pi}{2}$  et  $\phi_{rmanent} = 0$ .

On trouve alors  $\phi_t = -\phi_m [\cos(\omega t + \frac{\Pi}{2})]$ , s'établit immédiatement un flux dans le transformateur qui correspond au régime permanent.

– Les conditions les moins favorables de mise sous tension ont lieu lorsque  $\psi_0 = 0$  c.à.d,

lorsque  $u_1 = 0$ , dans ce cas on  $\phi_t = -\phi_m \cos \omega t + \phi_m e^{-\frac{r_1}{L_1} t} \pm \phi_{rmanent} e^{-\frac{r_1}{L_1} t}$ . Sachant que  $\phi_{rmanent} = (0.2 \text{ à } 0.3)\phi_m$  et que  $r_1 \ll \omega L_1$  alors  $\phi_{tm} = \phi_m + \phi_m + (0.2 \text{ à } 0.3)\phi_m = (2.2 \text{ à } 2.3)\phi_m$  cette augmentation de flux correspond aussi à une augmentation de courant suivant la courbe d'aimantation  $\phi = f(i)$ .

– Le courant à vide  $I_0 \approx 5\%$  de  $I_n$ , il est évident alors que le courant d'enclenchement peut dépasser le courant nominal de 4 à 7 fois. Nous présentons à la Fig. III.1, le courant d'enclenchement.

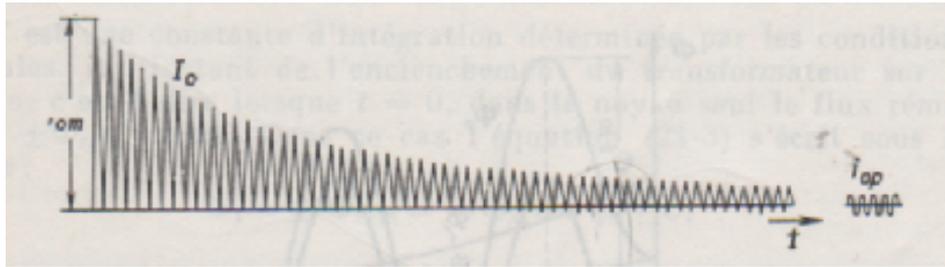


Fig. III.1 – Courant d'enclenchement à vide d'un transformateur de puissance [28].

### III.2.2 Courant de court-circuit brusque

Avant le court-circuit brusque, le courant à vide est négligeable, d'où le schéma équivalent du transformateur est un circuit électrique élémentaire à impédance totale  $Z_{cc} = Z_1 + Z_2 = R_{cc} + jX_{cc} = R_{cc} + j\omega L_{cc}$  ( $L_{cc}$  est l'inductance de dispersion du transformateur).

Le flux de dispersion se répartit surtout dans un milieu non magnétique dans le transformateur alors  $L_{cc}$  est constante. Dans ce cas l'équation de la F.E.M. en court-circuit brusque devient alors :

$$u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \psi_{cc}) = i_{cc} r_{cc} + L_{cc} \frac{di_{cc}}{dt} \quad (\text{III.4})$$

Où  $\psi_{cc}$  est la phase de branchement du transformateur en court-circuit analogue à la phase de branchement du courant d'enclenchement  $\psi_0$ . En admettant que  $\psi_{cc} = \arctg \frac{x_{cc}}{r_{cc}} \approx 90^\circ$  on obtient comme solution de l'équation (III.4) par rapport à  $i_{cc} = i_{ccp} + i_{ccl}$ , tel que : ( $i_{ccp}$  et  $i_{ccl}$  représentent respectivement des valeurs instantanées en régime permanent et libre) :

$$i_{cc} = i_{ccp} + i_{ccl} = -I_{cc} \cos(\omega t + \psi_{cc}) + I_{cc} \cos \psi_{cc} e^{-\frac{r_{cc}}{L_{cc}} t} \quad (\text{III.5})$$

avec  $I_{cc} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{r_{cc}^2 + (\omega L_{cc})^2}}$  amplitude du courant permanent de court-circuit.

- Lorsque  $\psi_{cc} = 0$ , c'est à dire  $u_1 = 0$ , le court circuit est le plus défavorable.
- Si le court-circuit a lieu à tension nominale aux bornes du secondaire du transformateur on aura  $I_{cc} \approx I_n$ .
- Lorsque  $\frac{R_{cc}}{L_{cc}} = 0$ , la composante libre (transitoire) du courant ne s'amortit pas, par conséquent après une demi-période le courant maximal du court-circuit atteint le double du courant permanent de court-circuit.
- Dans les transformateurs, le courant s'amortit d'autant plus rapidement que le rapport  $\frac{R_{cc}}{L_{cc}}$  est plus grand.
- Dans les transformateurs de faible puissance le rapport  $\frac{R_{cc}}{L_{cc}} = \frac{1}{2}$  à  $\frac{1}{3}$  le phénomène s'amortit en une ou en deux périodes.
- Dans les transformateurs de grande puissance le rapport  $\frac{R_{cc}}{L_{cc}} \leq \frac{1}{10}$ , l'amortissement est plus long.

Les courants des enroulements primaires et secondaires dans les transformateurs sont parcourus par des courants de sens opposés. En court-circuit ces courants augmentent considérablement.

L'interaction entre ces courants opposés et provoquent l'apparition de forces électrodynamiques longitudinales qui tendent à comprimer les spires de l'enroulement intérieur et de tirer les spires de l'enroulement extérieur. Ces forces sont proportionnelles au carré des courants primaires et secondaires, ainsi qu'elles oscillent à une fréquence de  $2f = 2 * 50 = 100Hz$  [24].

### III.3 Surtensions

La surtension dans un transformateur est une élévation de la tension au-dessus de la tension de service maximale. Les surtensions sont des phénomènes de courte durée sous forme de courtes impulsions séparées, périodiques ou apériodiques [28].

Les surtensions peuvent avoir pour cause :

- *Les phénomènes atmosphériques* tels que les coups de foudre directs frappant la ligne de transport, les phénomènes d'induction électromagnétique dans la ligne lors des décharges des nuages et d'induction électrostatique due aux nuages chargés. L'électrisation des conducteurs de la ligne par le vent porteur de particules de poussière et de neige peuvent également causer des surtensions.
- *Les phénomènes de commutation*, tels que l'enclenchement, le déclenchement, les variations rapides des charges, etc., accompagnés d'une variation brusque de l'énergie électromagnétique du système.
- *Les phénomènes à caractère d'avarie* tels que les courts-circuits, les coupures et les arcs répétés de mise à la terre.

#### III.3.1 Caractéristiques des surtensions transitoires

Elles sont généralement caractérisées par :

- Le coefficient de surtension qui est le rapport de l'amplitude crête de la tension atteinte à la valeur efficace de la tension ;
- La forme de l'onde ;
- La durée : On distingue selon leurs durées, trois types de surtensions :
  1. Surtension permanente de forme sinusoïdale (à fréquence industrielle), de longue durée (supérieure à 1 heure) ;
  2. Surtension temporaire de forme sinusoïdale (autour de la fréquence industrielle), d'une durée relativement longue (comprise entre 1,5 fois la période industrielle et 1 heure) ;
  3. Surtension transitoire de forme oscillatoire ou non et généralement vite amortie, de courte durée (inférieure à la période industrielle). Cette catégorie regroupe les surtensions à front lent (type choc de manoeuvre), à front rapide (type choc de foudre), à front très rapide...[27].

### III.3.2 Schéma équivalent d'un transformateur soumis aux surtensions

La Figure III.2 présente un schéma équivalent simplifié de l'enroulement HT d'un transformateur soumis à une onde de surtension venant de la borne de la ligne A jusqu'à la borne X qui peut être considérée comme un point neutre. En régime permanent le transformateur est modélisé sous la forme de résistance et d'inductance. Mais pendant une surtension le phénomène change de façon radicale car la surtension se déroule à très grande vitesse sur le transformateur comme les phénomènes oscillatoires de très hautes fréquences, ce qui a pour effet une augmentation de la réactance inductive et une diminution de la réactance capacitive. D'où le schéma équivalent d'un transformateur est alors simplifié par rapport au schéma équivalent formé par une association de capacité K (capacité entre enroulement) et C (capacité entre l'enroulement et la terre).

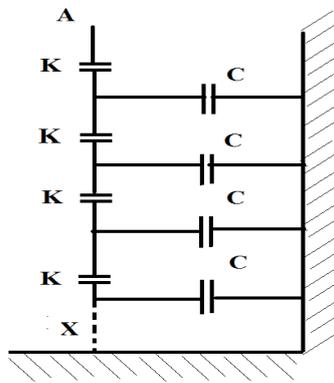


Fig. III.2 – Schéma équivalent simplifié de l'enroulement HT lors d'un phénomène ondulatoire dans le transformateur [28]

A partir de schéma, la capacité équivalente en série  $K_{en} = \frac{1}{n}K$  où  $n$  est le nombre d'éléments (bobine).

La capacité équivalent par rapport à la terre  $C_t = nC$ . On peut remplacer les capacités  $K_{en}$  et  $C_t$  par une capacité dite d'entrée  $C_{ent} = \sqrt{K_{en}C_t}$ .

L'onde de surtension se propage à une vitesse  $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  ainsi la résistance de l'onde est de

la forme suivante :  $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ . Pour une ligne aérienne la vitesse de l'onde est proche de la vitesse de la lumière ainsi que l'impédance est de l'ordre de 350 à 450 ohms. La résistance de l'onde dans un transformateur est de plusieurs fois plus grande que celles des lignes aériennes et varie en fonction de la nature et de la fréquence des oscillations. Par conséquent la résistance élevée de l'onde de surtension dans un transformateur provoque une augmentation considérable (à la limite de la tension double, voir Fig.III.3) de la tension aux bornes du transformateur (principe de réflexion de l'onde). Le temps durant lequel la tension va augmenter est très petit de l'ordre  $0.1\mu s$ . Pendant ce temps le circuit capacitif du transformateur se charge et la tension

se répartie alors le long de l'enroulement. Le passage vers un état d'équilibre a lieu par un processus oscillatoire qui s'amortit progressivement sous l'effet de la résistance ohmique de l'enroulement et de la conductibilité des isolants.

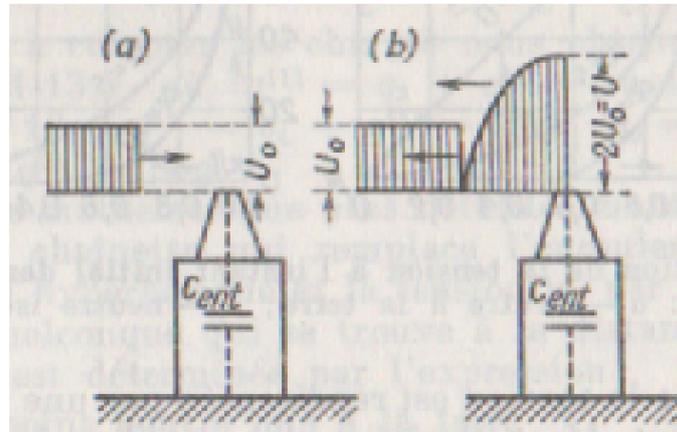


Fig. III.3 – Réflexion d'une onde à front rectangulaire [28]

## III.4 Tests expérimentaux effectués sur un transformateur triphasé de Laboratoire

### III.4.1 Courant d'enclenchement

La Figure III.4 présente les résultats expérimentaux de l'essai du courant d'enclenchement à vide du transformateur triphasé au réseau. La mise sous tension du transformateur triphasé génère un transitoire important "enclenchement", les formes des courants d'enclenchement sont asymétriques, de très grande amplitude, riches en harmoniques paire et impaire, Fig.III.4 et III.5 et possèdent une composante apériodique.

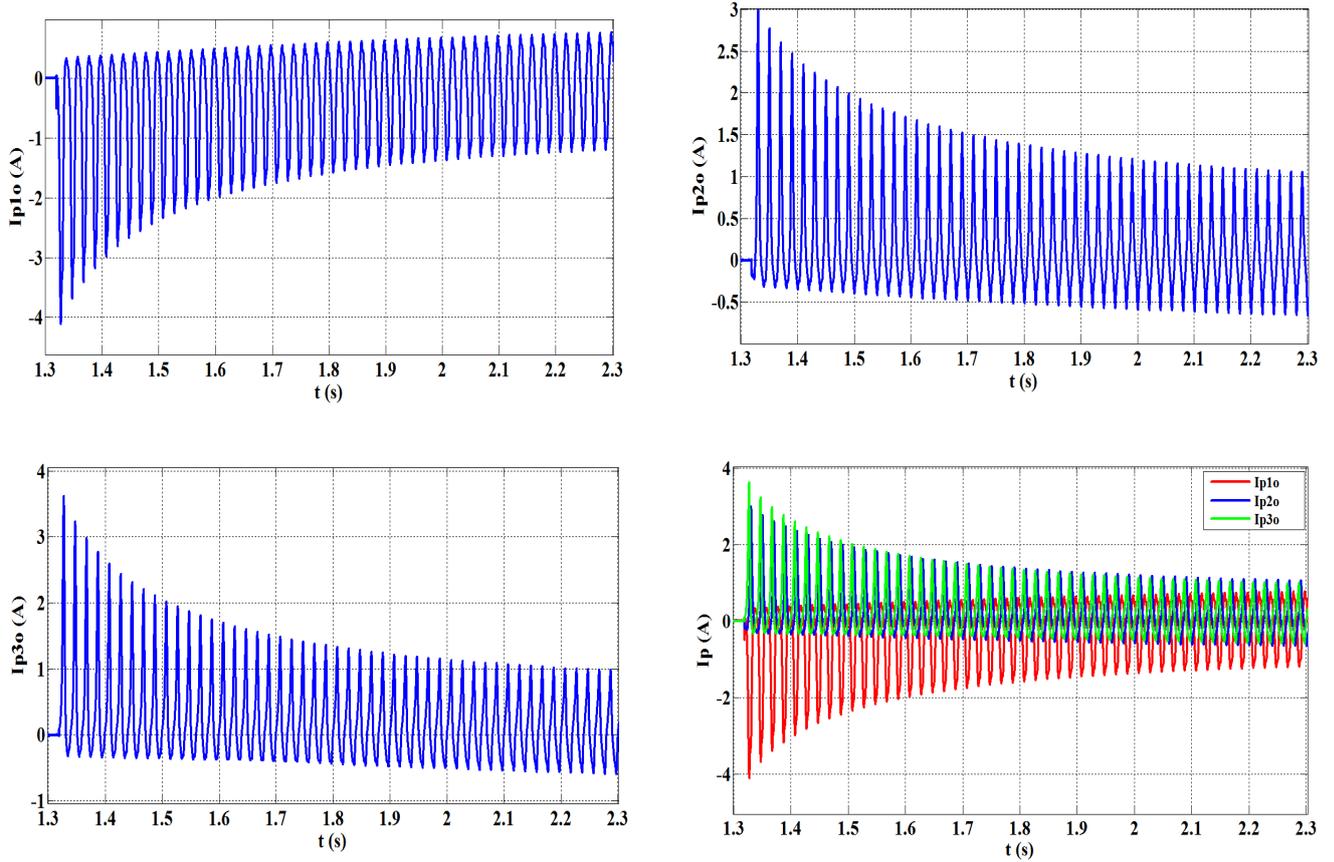


Fig. III.4 – Courant d'enclenchement à vide du transformateur triphasé

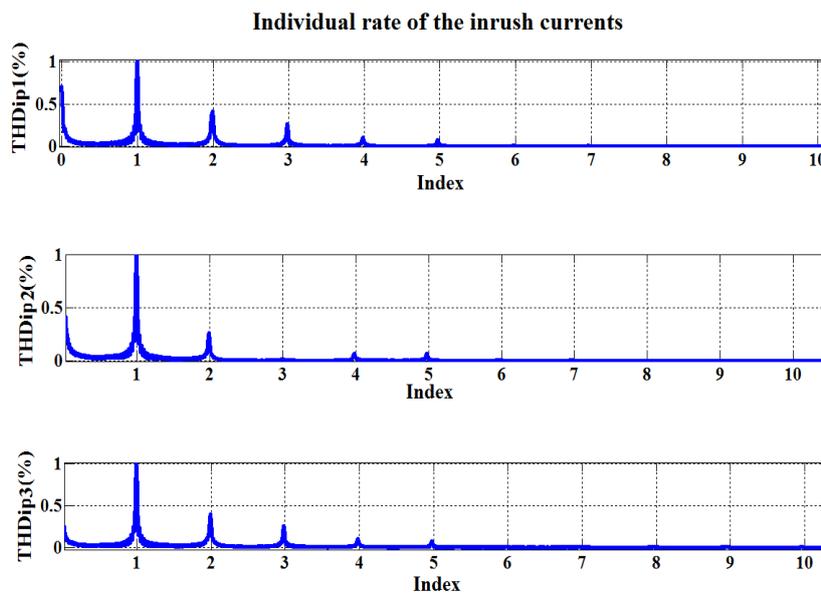


Fig. III.5 – Analyse harmonique des courants d'enclenchement à vide du transformateur triphasé

Dans la mise sous tension du transformateur triphasé, l'appel de courant est très élevé de l'ordre de 3 ou 4 fois le courant en régime permanent, voir tableau III.1. Initialement, le transformateur est magnétisé à flux rémanent. Cette valeur du flux rémanent peut pousser le transformateur à aller dans la zone saturée suivant le cycle d'hystérésis. Dans cette dernière, la valeur crête du courant est maximale (courant d'appel max) d'où la demande de puissance est élevée. En régime établi le transformateur fonctionne dans la zone linéaire où la demande de puissance est faible. Pour réduire l'appel de courant du transformateur il faut démagnétiser le transformateur ou alimenter le transformateur sous tension graduellement. La durée de ce phénomène  $\Delta t_{RT}$  est de l'ordre de 4 secondes. La durée du régime transitoire dans le noyau (phase 2) est deux fois plus grande que la durée du régime transitoire dans les deux phases (1 et 3), ces deux phases possèdent la même durée du régime transitoire.

Tab. III.1 – Caractéristiques des courants d'enclenchement du transformateur triphasé

	$\frac{I_{p_{o_{max}}}}{I_{p_o}}$	$\Delta t_{RT}(s)$	Constante de temps (s)
Phase 1	4.357	3.672	0.284
Phase 2	3.582	6.678	0.488
Phase 3	4.741	3.673	0.337

### III.4.2 Court-circuit triphasé brusque

La Figure III.6 présente le schéma de montage de l'essai en court-circuit triphasé brusque. Le courant de court-circuit  $I_{2cc}$  est représenté, sur 3 échelles de temps, Figure III.7. La valeur maximale du courant secondaire de court-circuit est de 12A, car la tension appliquée au transformateur lors de l'essai du court-circuit triphasé brusque est de 15V environ 7% de la tension nominale. Cette faible valeur de tension de court-circuit entraîne une augmentation de  $I_{2cc_{max}}$  jusqu'à  $1.33I_{2n}$ , ce qui explique que si la tension de court-circuit était proche de  $U_n$ , le courant de court-circuit dans ce cas dépassera  $12I_n$  ce qui provoquera la destruction du transformateur (c'est le court-circuit le plus défavorable et le plus dangereux). Cette destruction n'est pas due uniquement aux forts courants qui provoquent la destruction des enroulements, mais cela est dû aussi aux efforts mécaniques pendant le court-circuit. Ces efforts apparaissent dans les enroulements où circulent des courants inverses. Ces efforts sont proportionnels au carré du courant  $I_{2cc}$  et peuvent être décomposés en deux forces de sens opposés. Une partie de ces efforts tend à écarter l'enroulement extérieur et à comprimer l'enroulement intérieur. La fréquence d'oscillation du courant secondaire de court-circuit est de 50Hz au régime permanent (Figure III.7).

Les résultats de l'essai de court-circuit sont présentés à la figure III.8. La tension primaire de court-circuit est de 16 V, cette tension est nécessaire pour atteindre ce courant nominal. Le courant de court-circuit primaire augmente lors de la fermeture de l'interrupteur jusqu'à atteindre 10A au régime permanent. Le transitoire des courants primaires se caractérise par un retard de

deux phases (phase 1 et 3) par rapport une phase ( phase 2). Cette phase atteint le régime permanent au bout de 40ms. Par contre les phases 1 et 3 atteignent le régime permanent au bout de 165ms, ce retard peut provoquer des déséquilibres dans les réseaux électriques.

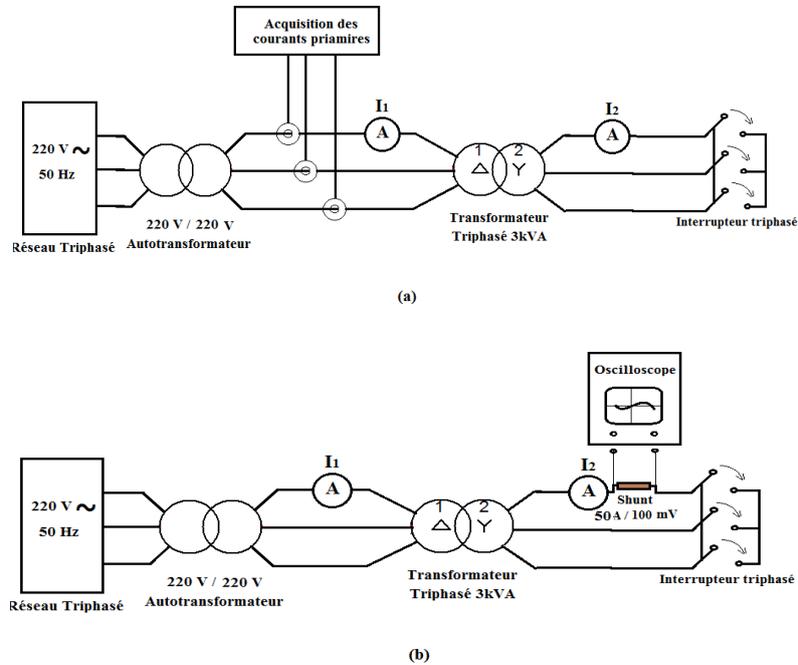


Fig. III.6 – Schéma électrique du montage du court-circuit brusque- (a) mesure des courants primaires ;(b) mesure des courants secondaires

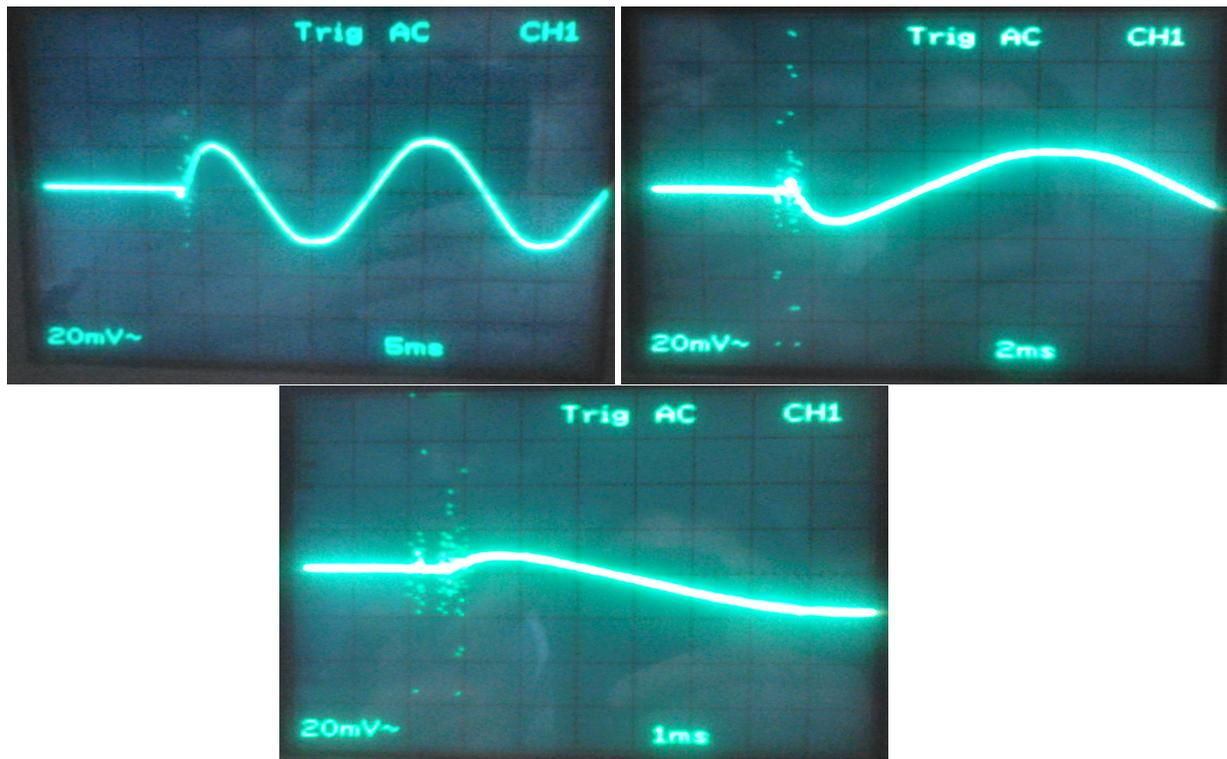


Fig. III.7 – Courant secondaire de court-circuit brusque du transformateur triphasé

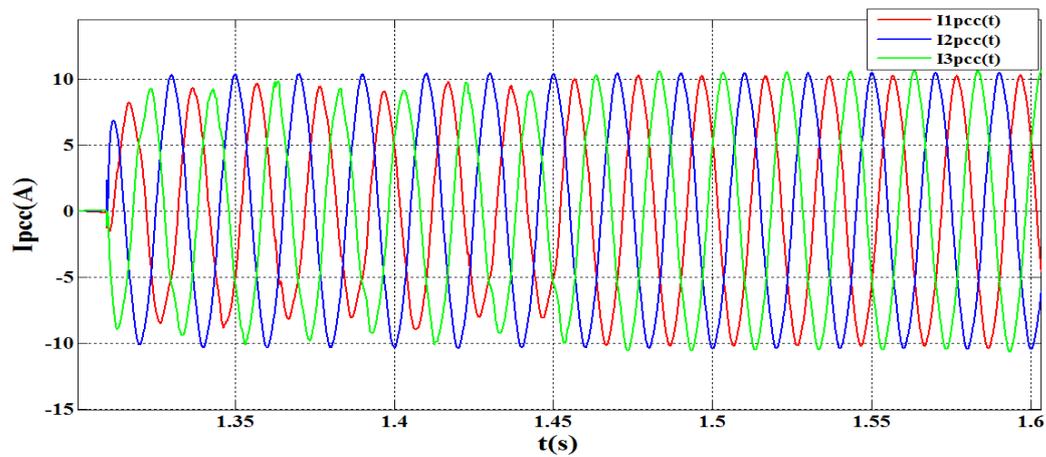


Fig. III.8 – Courants primaires de court-circuit brusque du transformateur triphasé

### III.4.3 Surtension

Dans les réseaux électriques, lorsque l'arrachement du courant du transformateur se produit, la valeur du courant dans les trois phases est proche de zéro. Les trois phases ne sont pas interrompues simultanément. En raison du comportement fortement inductif du circuit qui doit s'annuler, la valeur instantanée de la tension devient proche de son maximum lors de l'interruption de courant. L'énergie magnétique stockée dans l'inductance  $L$  est maintenant transférée

aux capacités  $C$  parasites du circuit, selon le principe de conservation de l'énergie [29].

$$\frac{1}{2}Li^2 = \frac{1}{2}Cv^2 \quad (\text{III.6})$$

En raison de la faible valeur des capacités parasites, la tension de commutation développée est élevée, et a pour expression  $v = i\sqrt{\frac{L}{C}}$ .

Par ce principe, on provoque la surtension selon l'essai de surtension présenté à la Figure III.9. On alimente ce circuit par un réseau triphasé. Ce circuit est constitué d'un autotransformateur qui alimente le circuit LC par une tension de 150V et ce, en tenant l'interrupteur triphasé ouvert. L'inductance (de 0.187 H) devient dans ce cas un réservoir d'énergie pour charger le condensateur. Lorsque l'interrupteur est fermé l'inductance assure le passage du courant au transformateur triphasé, et le condensateur, assure le survoltage au transformateur.

Lors de la fermeture de l'interrupteur, la bobine libère l'énergie emmagasinée, par conséquent la valeur max de la tension aux bornes de la bobine passe de 424 V à 256 V, voir Figure III.10.c. La capacité assure un survoltage de plus de 150 V, comme le montre la Figure III.10.d. La surtension appliquée au transformateur passe par un transitoire de plusieurs fréquences qui apparaissent sur la forme d'onde de la tension primaire. Le survoltage assuré par la capacité permet d'augmenter la tension primaire du transformateur de 0 à 464 V (Figure III.10.a). Ainsi la tension secondaire du transformateur passe également par un transitoire court d'une série de fréquence, la valeur maximale de la tension secondaire est de 132 V (transformateur abaisseur), Figure III.10.b.

La figure III.12 présente les tensions aux bornes de l'inductance et aux bornes du transformateur triphasé côté primaire pour différentes tensions et pour une inductance de 0.115 H. La tension aux bornes du transformateur augmente jusqu'à 600V pour une tension d'entrée de 150V donnée par l'auto-transformateur, cette augmentation est due à la diminution de l'inductance, puisque l'inductance emmagasine plus l'énergie lorsqu'elle est de faible valeur. Pour cette même valeur de tension d'entrée la tension aux bornes de la capacité dépasse 1kV, Figure III.11

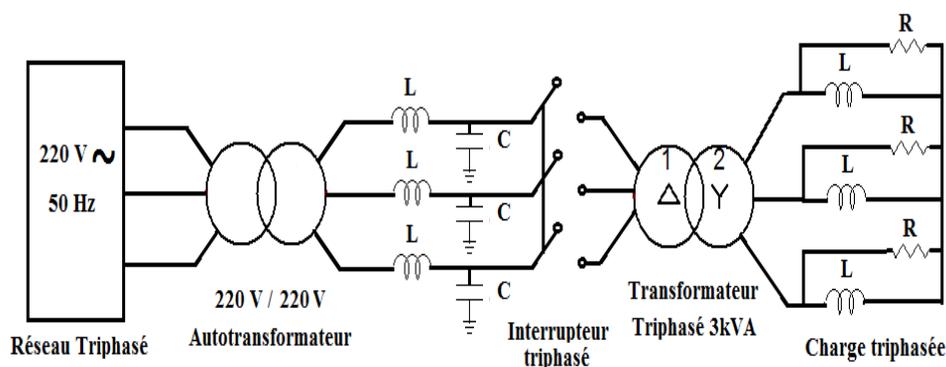


Fig. III.9 – Schéma électrique de l'essai de surtension

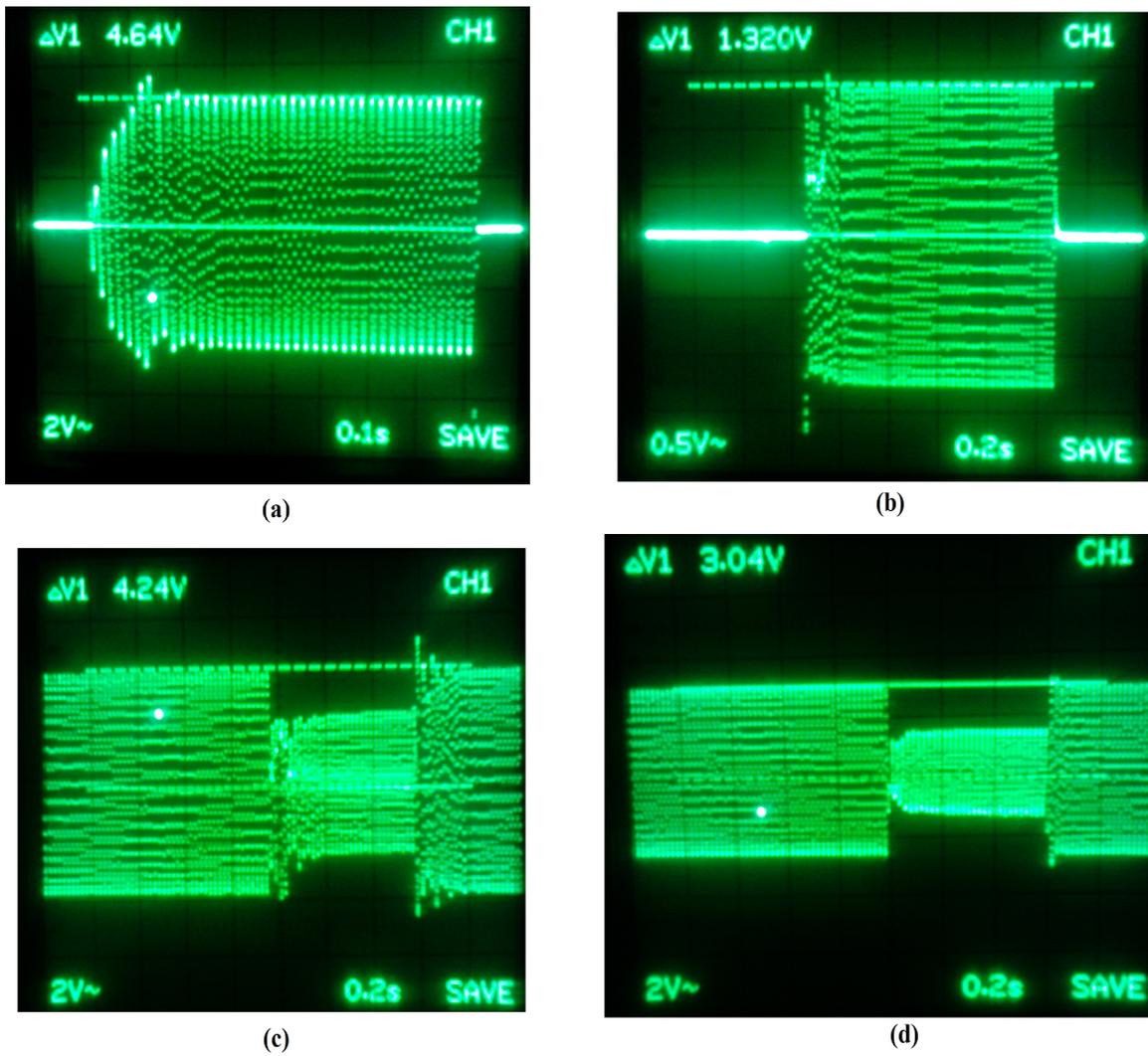


Fig. III.10 – (a) Tension aux bornes du transformateur triphasé côté primaire ; (b) Tension aux bornes du transformateur côté secondaire ; (c) Tension aux bornes de la bobine self ( $L = 0.187$  H) ; (d) Tension aux bornes de la capacité. La sonde de l'oscilloscope divise par 100.

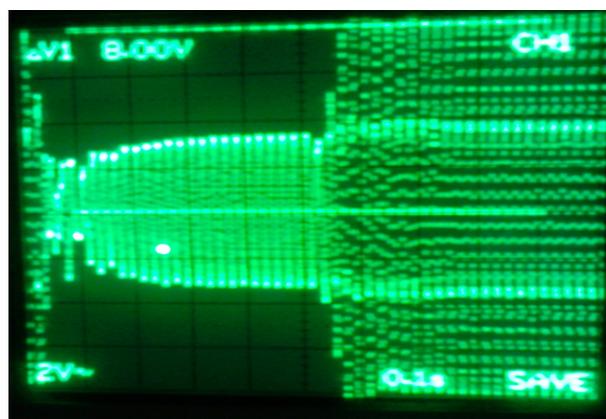


Fig. III.11 – Tension aux bornes de la capacité pour l'essai de surtension pour une inductance de 0.115 H. La sonde de l'oscilloscope divise par 100

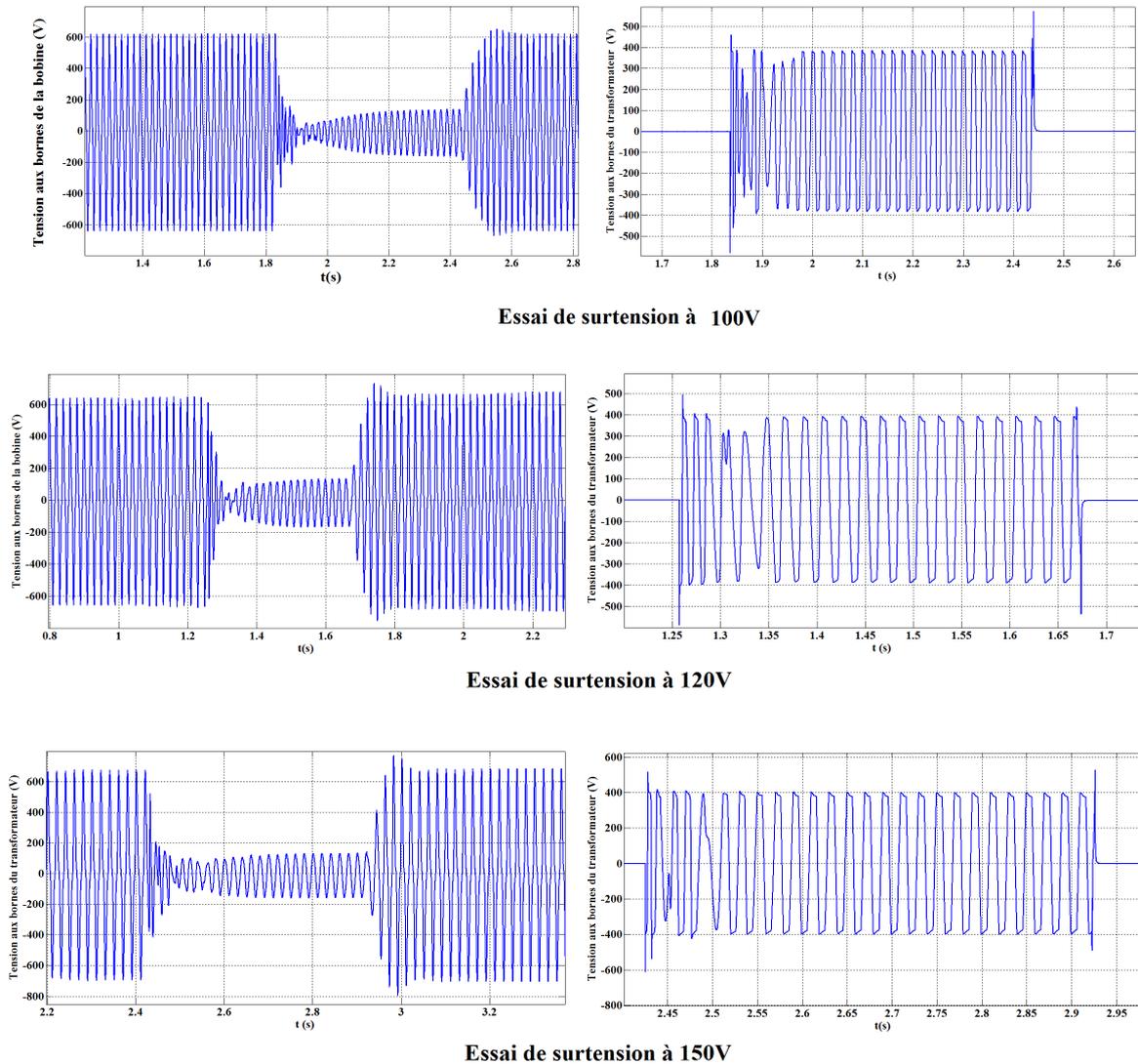


Fig. III.12 – Essai de surtension pour une inductance de 0.115 H

### III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé les transitoires électromagnétiques rapides dans le transformateur triphasé à savoir : la surintensité et la surtension. Nous savons bien que les phénomènes électromagnétiques rapides sont caractérisés par trois grandeurs importantes : la tension, le courant et la fréquence. Nous avons étudié seulement les deux premières grandeurs. L'étude de la surintensité nous a permis de voir l'appel de courant du transformateur lors de la mise sous tension. Nous avons, également, étudié le court-circuit triphasé brusque du transformateur, où nous avons observé le courant maximum du court-circuit pour une faible tension de court-circuit appliquée au transformateur. Quand à la surtension, l'étude de ce phénomène nous a permis de voir l'effet de survoltage que peut provoquer la présence des capacités, ainsi que l'influence de la faible valeur de l'inductance en amont du transformateur.

# Chapitre IV

## Modélisation du transformateur

### IV.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.

### IV.2 Les modèles usuels de transformateurs

#### IV.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.

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

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 [30].

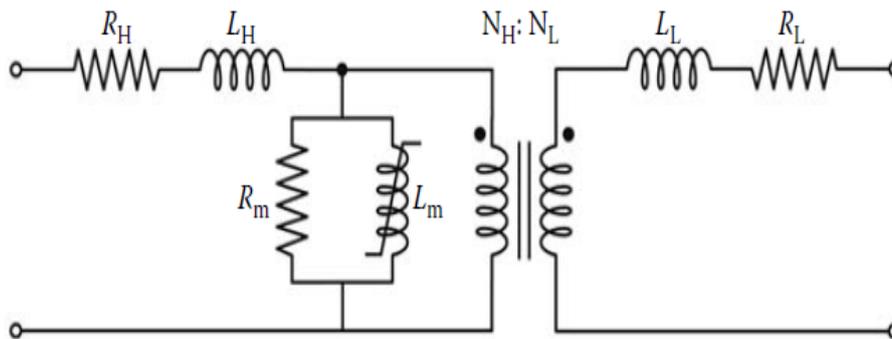


Fig. IV.1 – Circuit équivalent classique d'un transformateur monophasé [30].

## IV.2.2 Modèle Hybride

Le modèle hybride est un modèle développé pour les simulations transitoires de faible et moyenne fréquence [31]. Ce modèle est une combinaison basée sur l'amélioration de l'idée générale de la Figure IV.2.a.

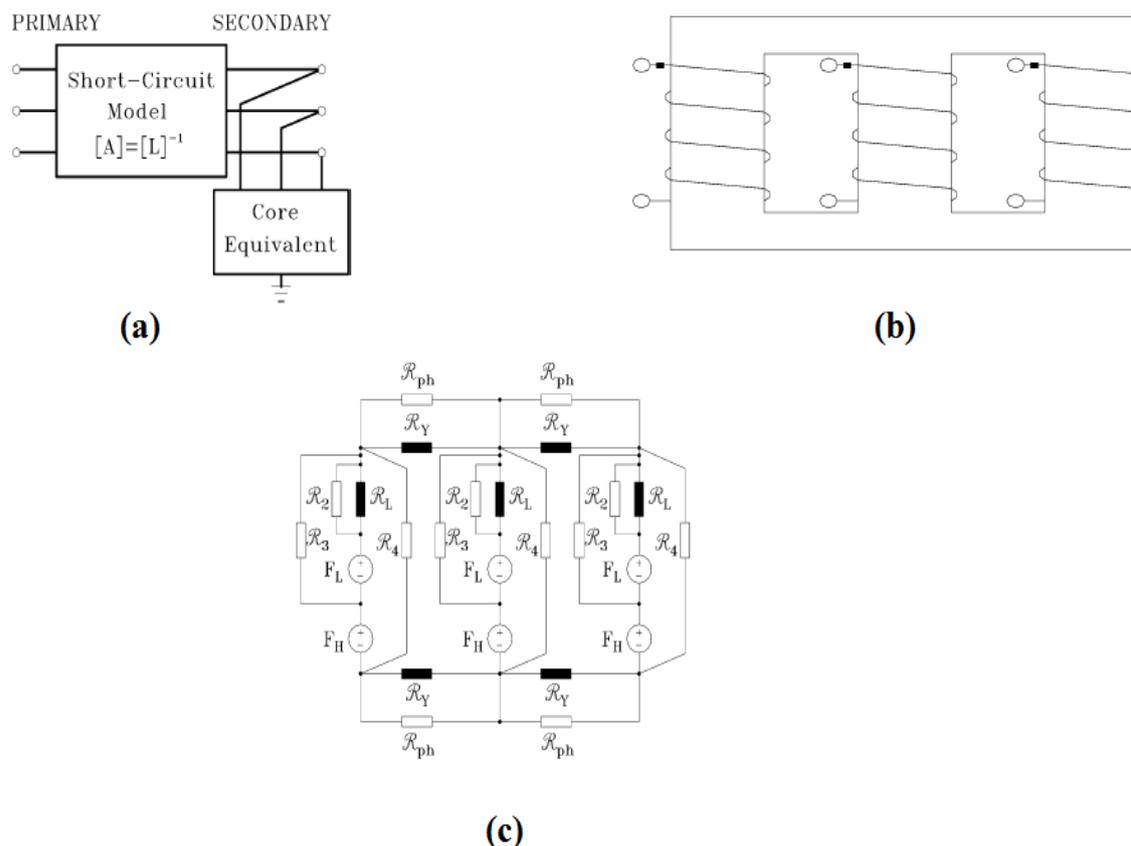


Fig. IV.2 – (a) Concept de base de la combinaison de la matrice inverse de l'inductance à noyau joint externe pour un transformateur à deux enroulements ; (b) Transformateur triphasé à trois colonnes et de noyau empilé. Pour plus de simplicité, (c) représente le circuit magnétique,[31].

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 [32], les gammes de fréquence peuvent être classé en quatre groupes, Tableau IV.1 :

Tab. IV.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

## IV.2.3 Modèle $\Pi$

### IV.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 IV.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 [30]. La Figure IV.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 [30].

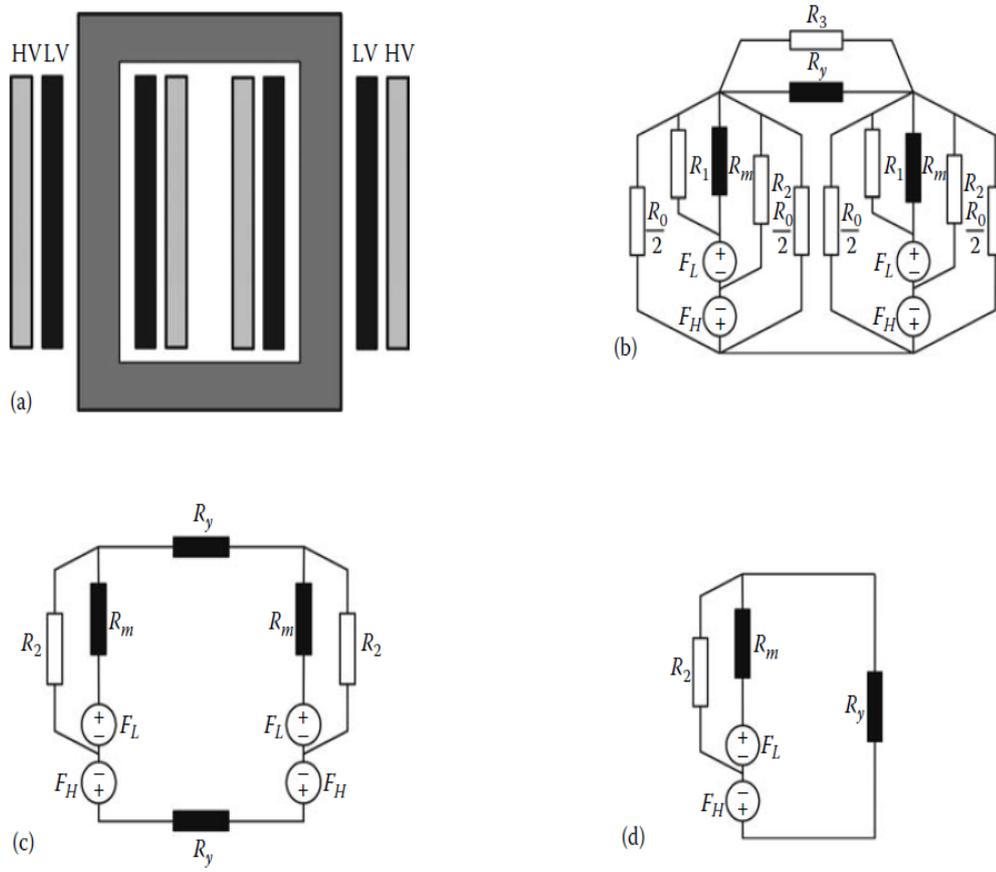


Fig. IV.3 – La dualité-déduite du circuit équivalent d'un transformateur à noyau de type monophasé : (a) structure physique ; (b) circuit magnétique ; (c) circuit magnétique simplifié une fois ; (d) circuit magnétique simplifié totalement [30].

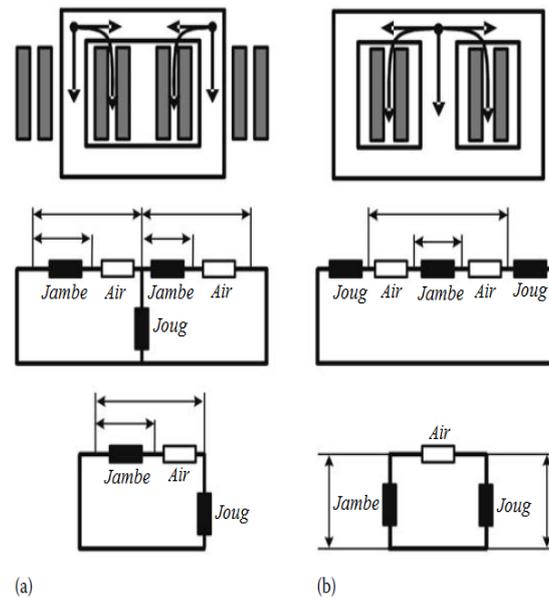


Fig. IV.4 – Circuit équivalent pour les deux types de transformateurs monophasés obtenus à partir d’une parallèle et à la réduction de circuit série d’éléments, respectivement, [30].

Le modèle- $\Pi$  pour un transformateur monophasé est illustré à la figure IV.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 [30]. 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 [30]. 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  $\Pi$ , Lorsque aucune information interne n’est connue, sont :

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

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 :

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

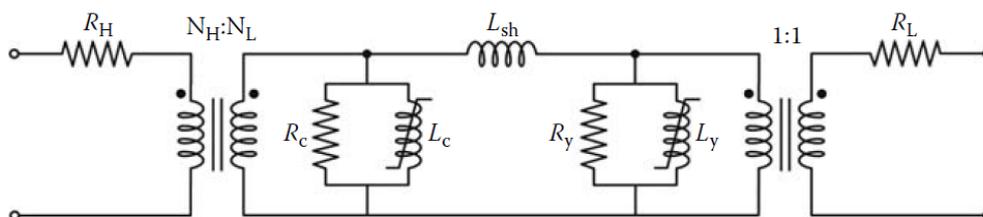


Fig. IV.5 – modèle  $\Pi$  pour un transformateur monophasé, [30].

#### IV.2.3.2 Modèle en $\Pi$ triphasé

La Figure IV.6.a présente la configuration du transformateur à trois colonnes. Le circuit magnétique est présenté à la Figure IV.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 [30].

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 IV.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, [30].

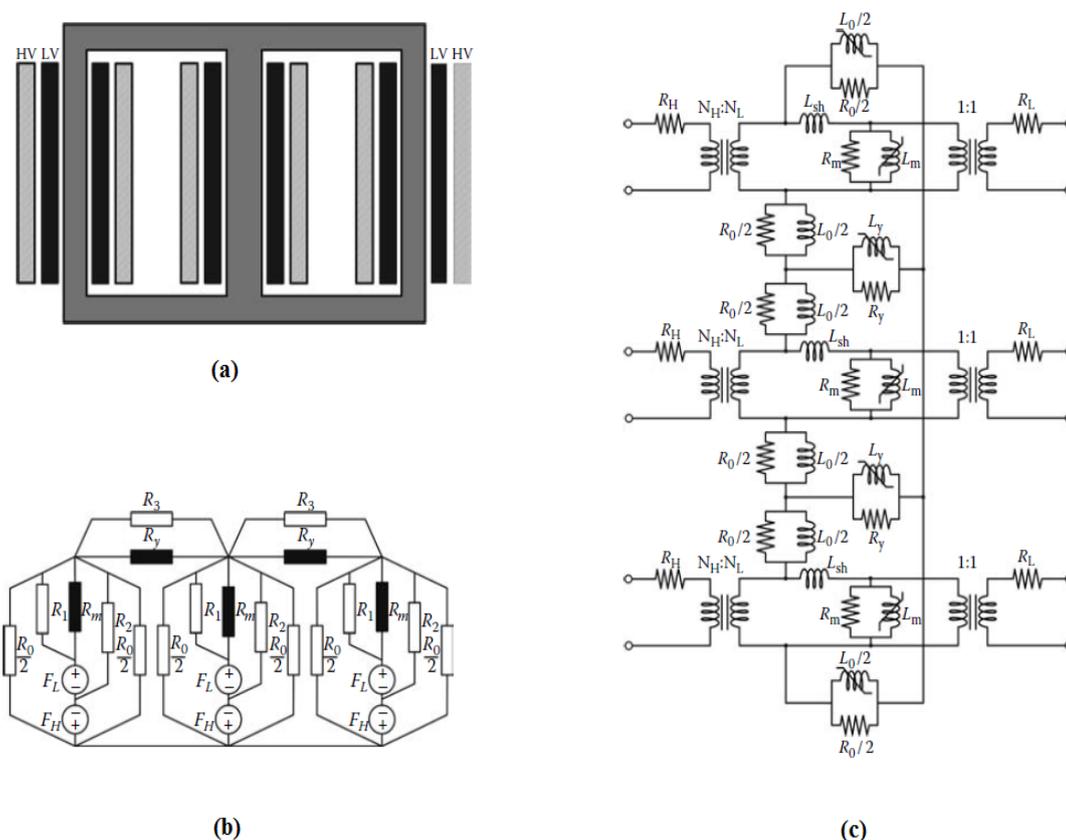


Fig. IV.6 – modèle  $\Pi$  pour un transformateur triphasé à trois colonnes.[30].

### IV.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[33]. 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 ,[33].

## IV.4 Modélisation du transformateur monophasé

### IV.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 IV.2 les paramètres identifiés du transformateur à partir des tests expérimentaux

Tab. IV.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
$P_1$ (Pertes noyau) (W)	25	
$P_1$ (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

### IV.4.2 Modèle T

La figure IV.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 IV.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 IV.3.

Tab. IV.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

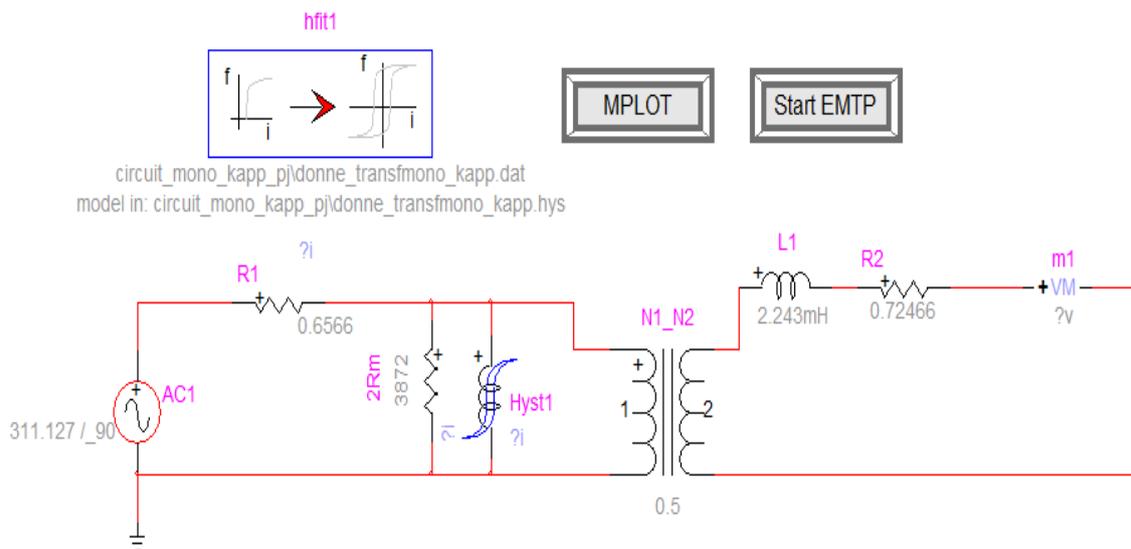


Fig. IV.7 – Schéma de montage du modèle T simulé.

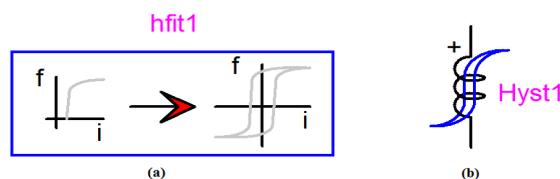


Fig. IV.8 – (a) Hysteresis Fitter ; (b) Hysteretic reactor.

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

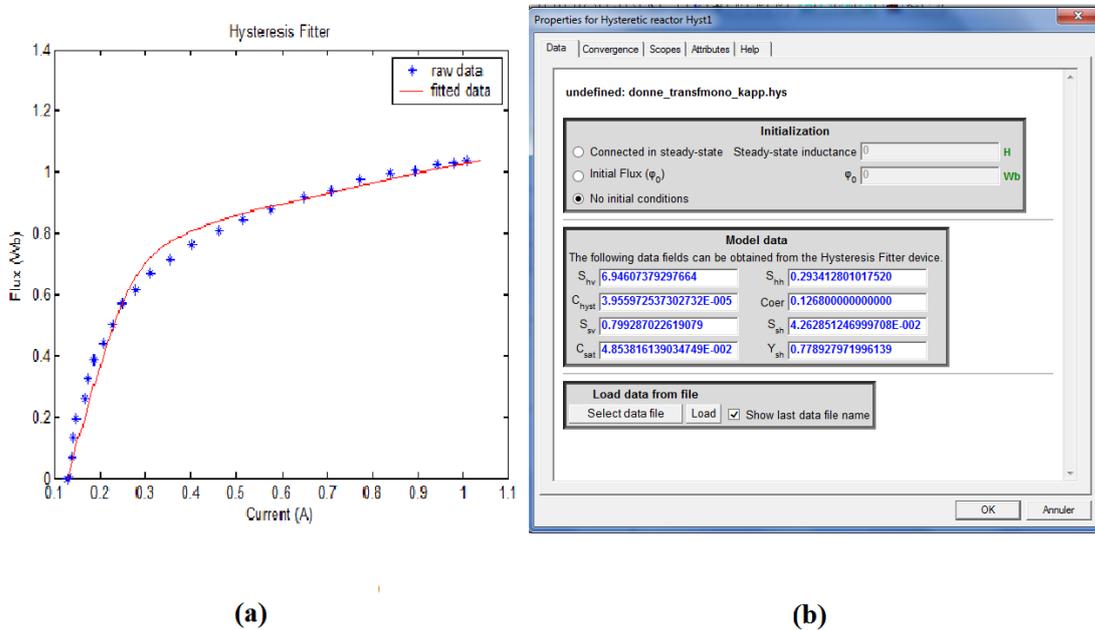


Fig. IV.9 – (a) Approximation de la courbe  $\phi = f(i)$  du cycle d'hystérésis ; (c) Paramètre des propriétés du cycle d'hystérésis.

La Figure IV.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 IV.11. La tension secondaire du transformateur monophasé est présentée à la Figure IV.12.

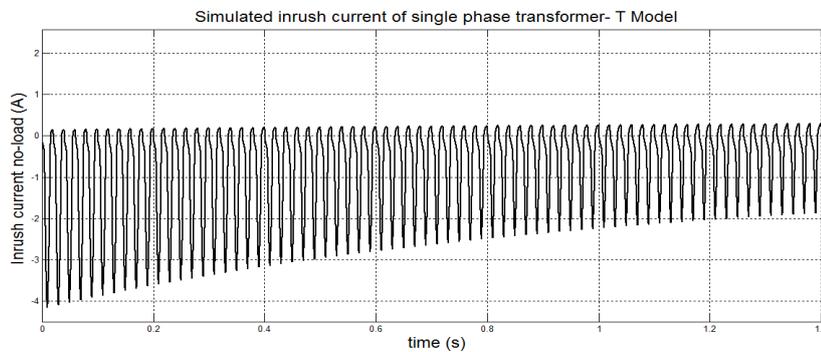


Fig. IV.10 – Courant d'enclenchement à vide du modèle T.

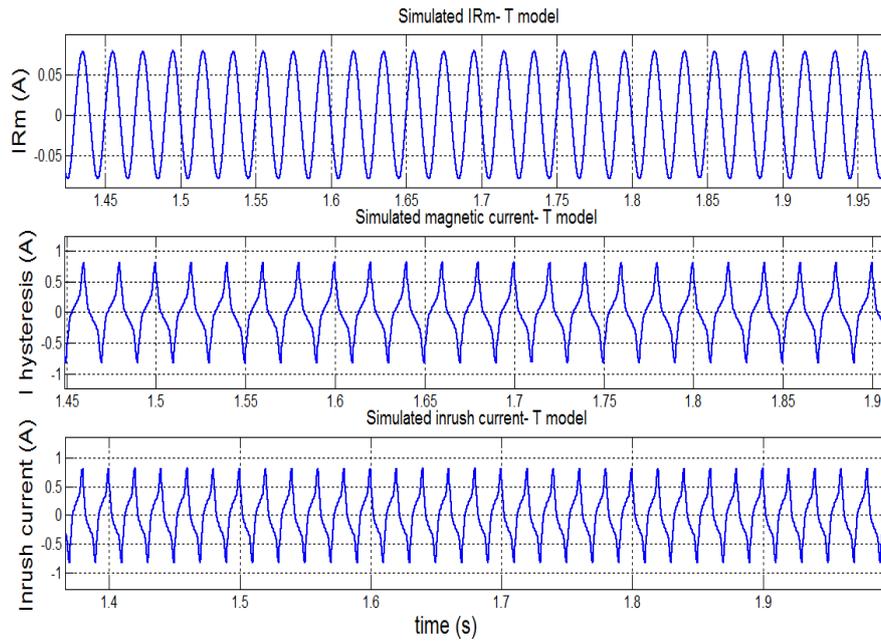


Fig. IV.11 – Courants à vide primaires simulés du modèle T.

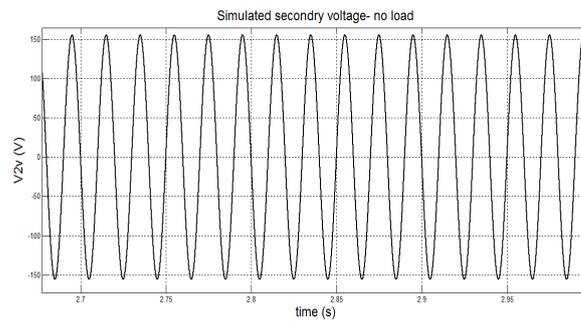


Fig. IV.12 – Tension secondaire à vide-modèle T.

### IV.4.3 Modèle $\Pi$

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

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

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

## Transformateur Monophasé 2kVA montage Pi

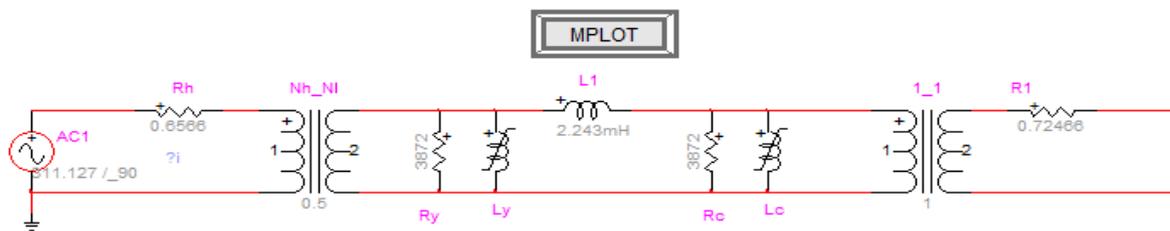


Fig. IV.13 – Schéma du montage du modèle Pi du transformateur monophasé.

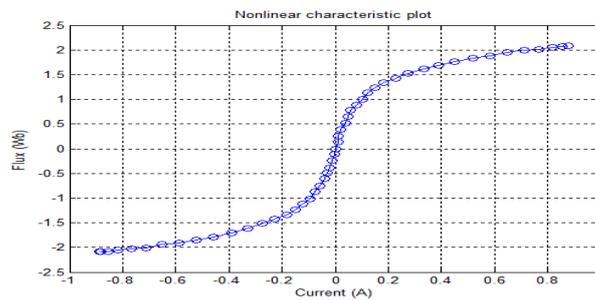


Fig. IV.14 – Caractéristique non-linéaire de la branche magnétisante.

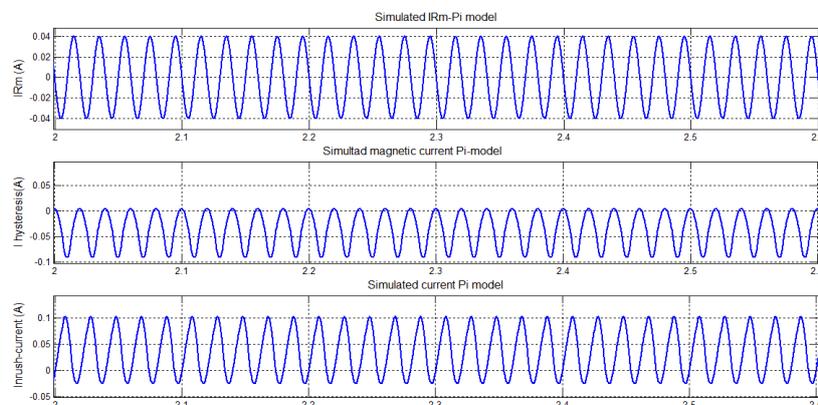


Fig. IV.15 – Courants à vide primaires simulés du modèle Pi.

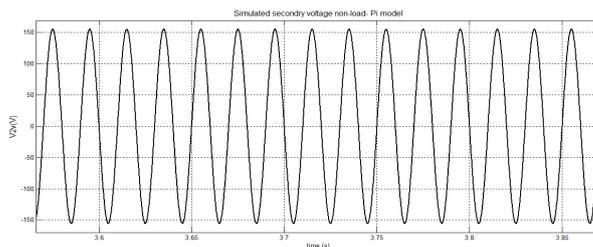


Fig. IV.16 – Tension à vide secondaire-modèle Pi.

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.

#### IV.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 IV.4.

Tab. IV.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 IV.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 IV.18.

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

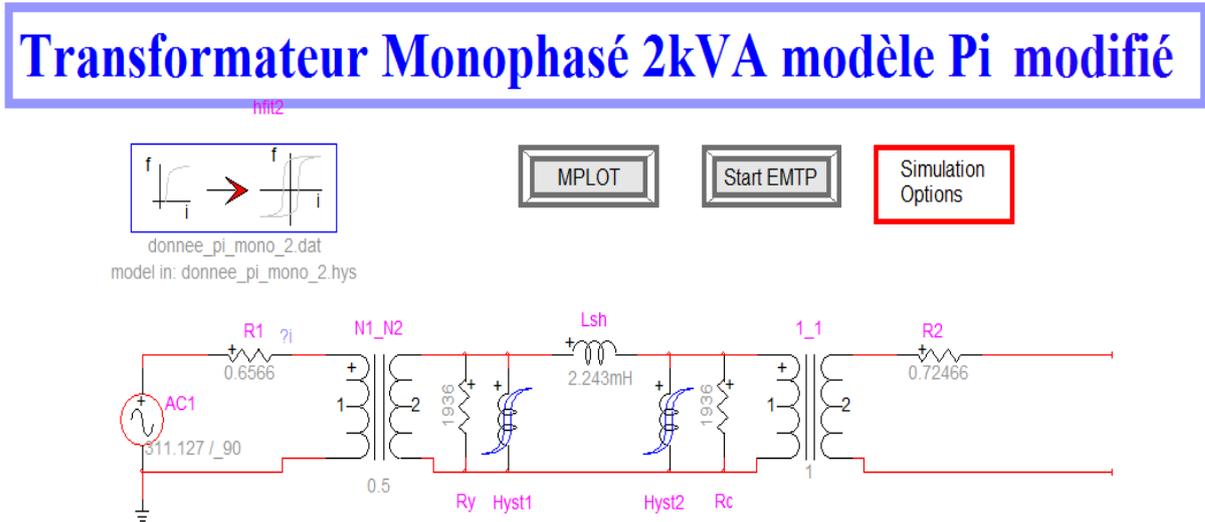


Fig. IV.17 – Modèle  $\Pi$  modifié.

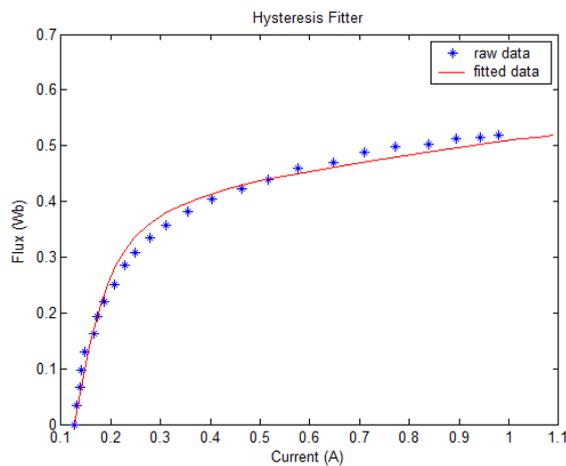


Fig. IV.18 – Approximation de la courbe du cycle d'hystérésis.

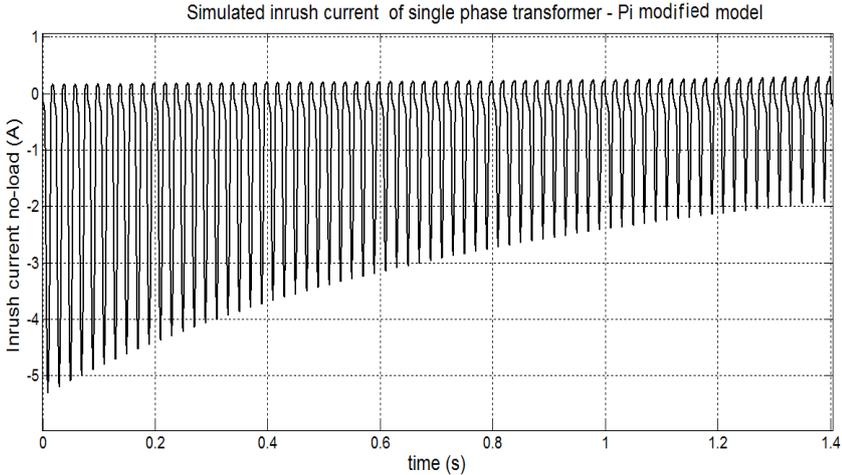


Fig. IV.19 – Courant d’appel à vide simulé par le modèle II modifié.

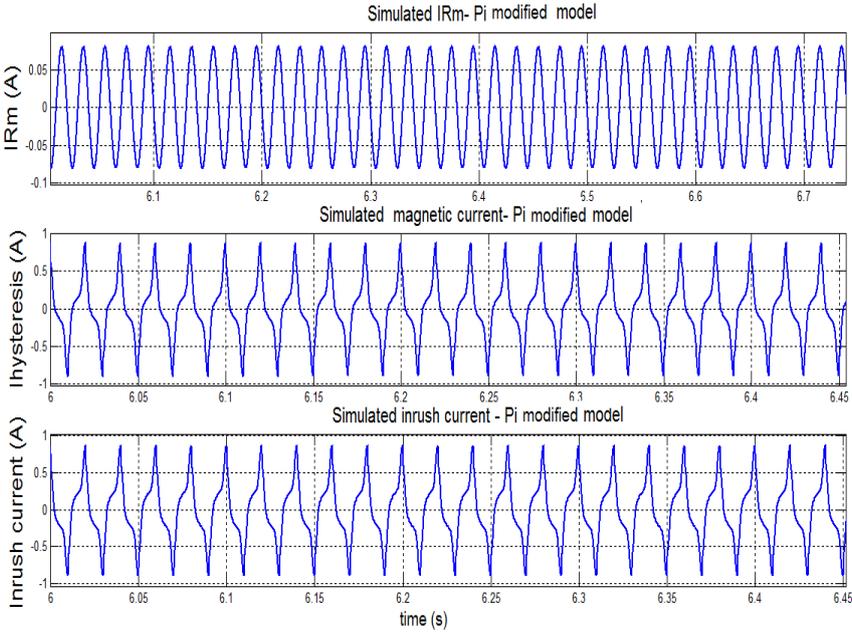


Fig. IV.20 – Courants primaires simulés du modèle II modifié.

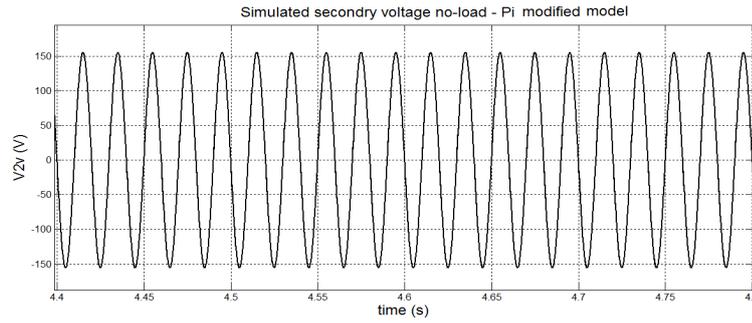


Fig. IV.21 – Tension secondaire à vide-modèle Pi modifié

### IV.4.5 Comparaison

La figure IV.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 IV.23.

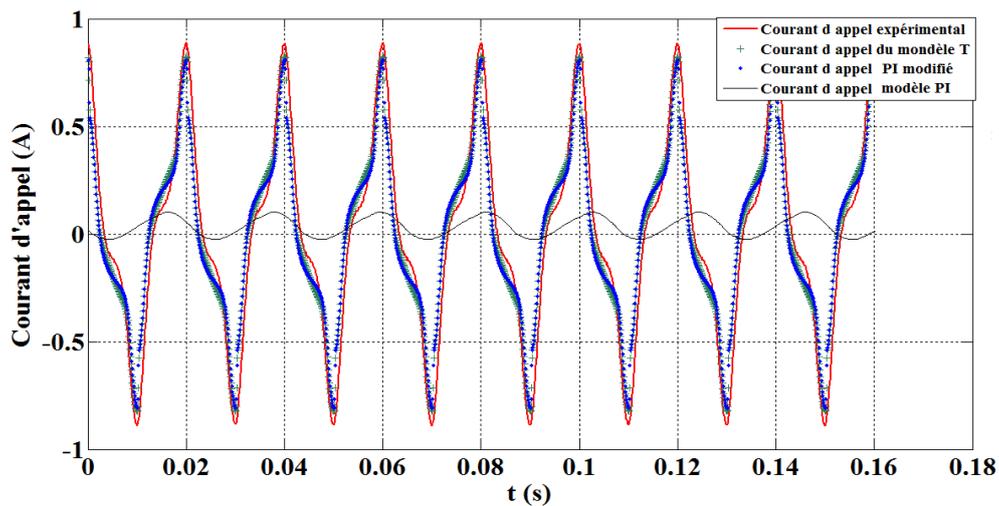


Fig. IV.22 – Comparaison des modèles avec l'expérimentation-courant d'appel

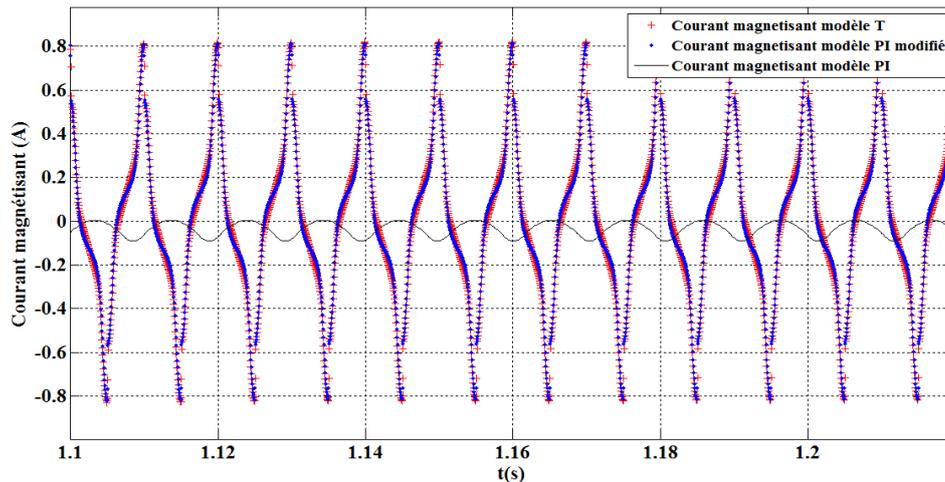


Fig. IV.23 – Comparaison des modèles-courant magnétisant

#### IV.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 IV.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.

### IV.5 Modélisation du transformateur triphasé

#### IV.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. IV.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
	$R_o = 1.333\Omega$	$L_o = 31.54mH$

### IV.5.2 Modèle T

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

### Transformateur triphasé 3kVA modèle T

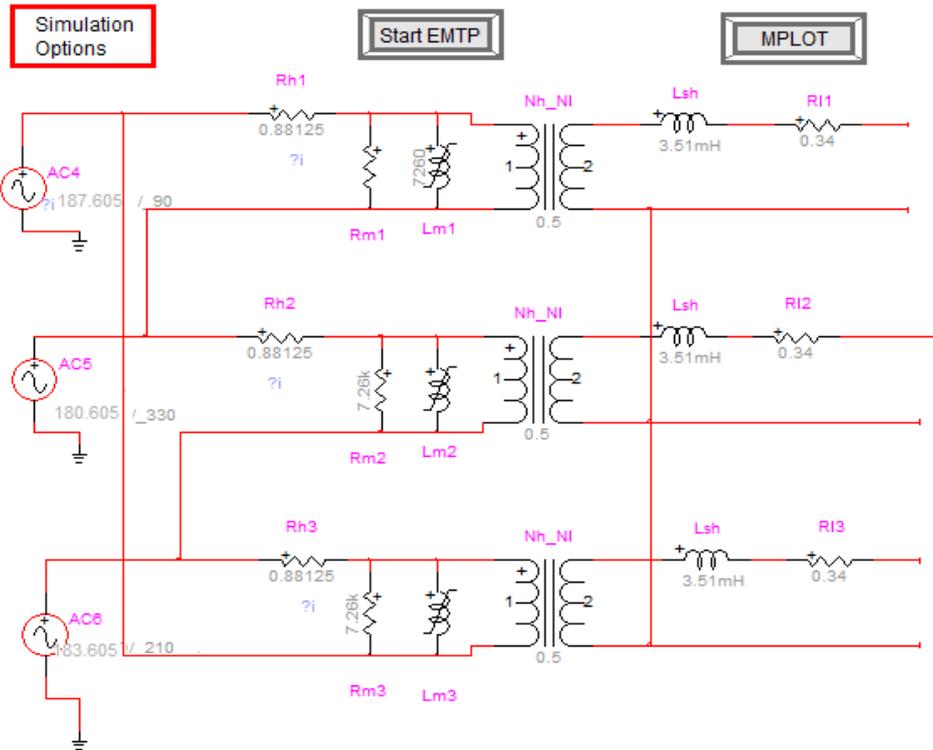


Fig. IV.24 – Schéma de montage du modèle T pour le transformateur triphasé

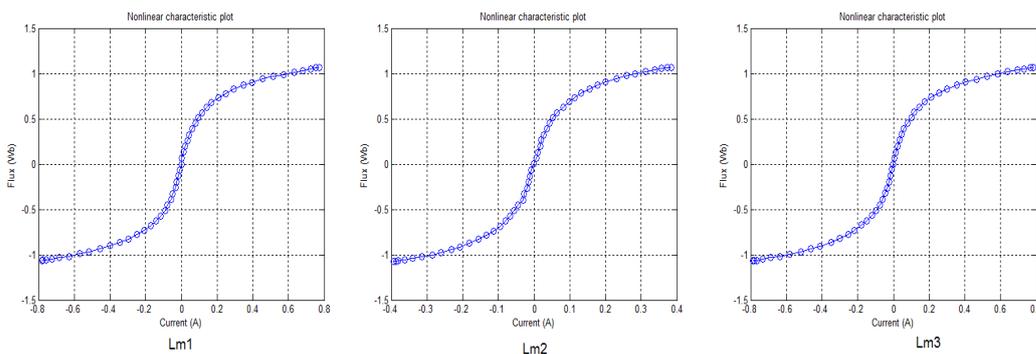


Fig. IV.25 – Inductances non-linéaires

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

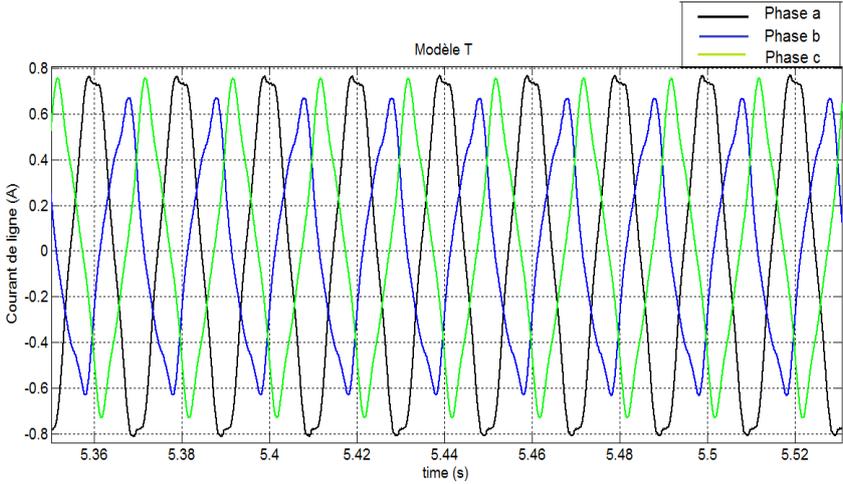


Fig. IV.26 – Courants de ligne Modèle T

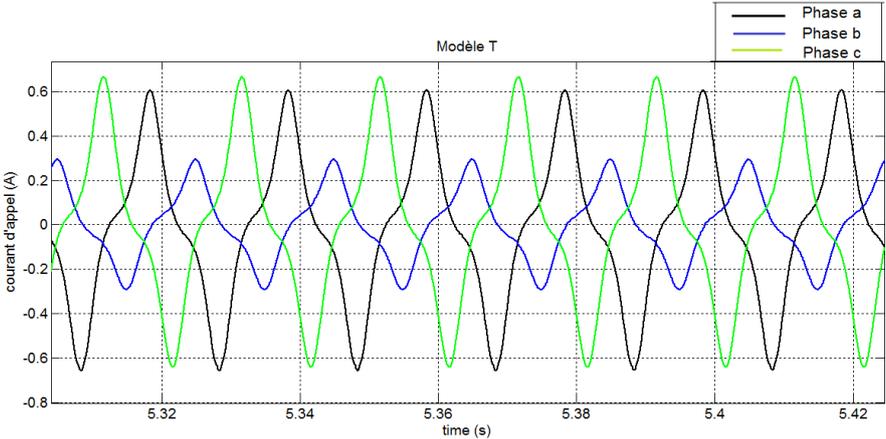


Fig. IV.27 – Courants de phase Modèle T

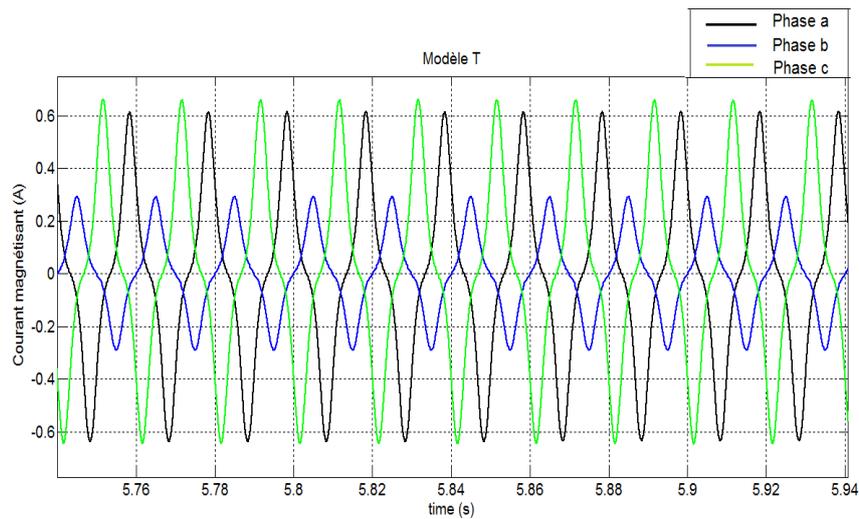


Fig. IV.28 – Courants magnétisants Modèle T

### IV.5.3 Modèle $\Pi$

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

Le modèle  $\Pi$  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

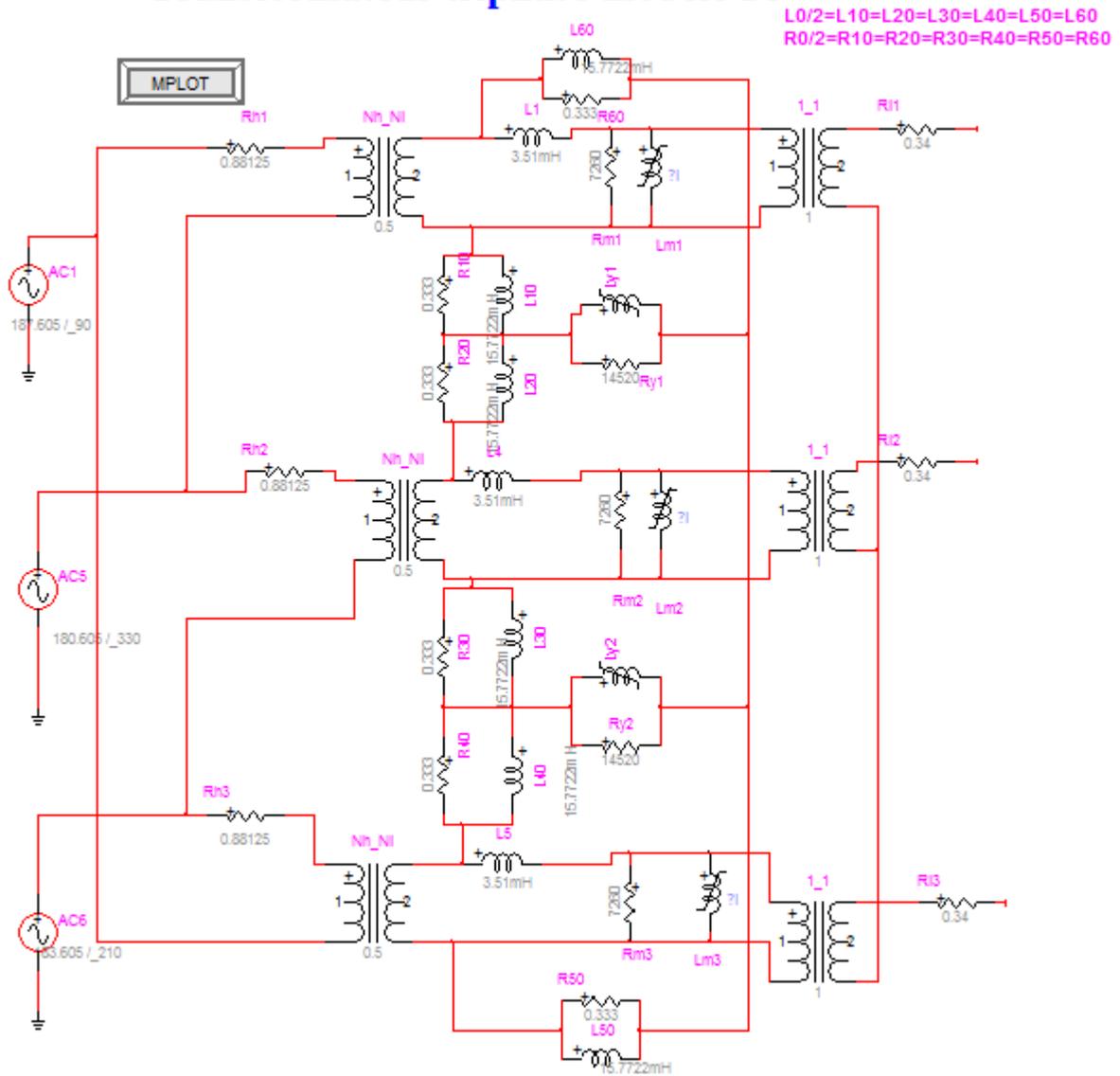


Fig. IV.29 – Schéma de montage du modèle Pi pour le transformateur triphasé

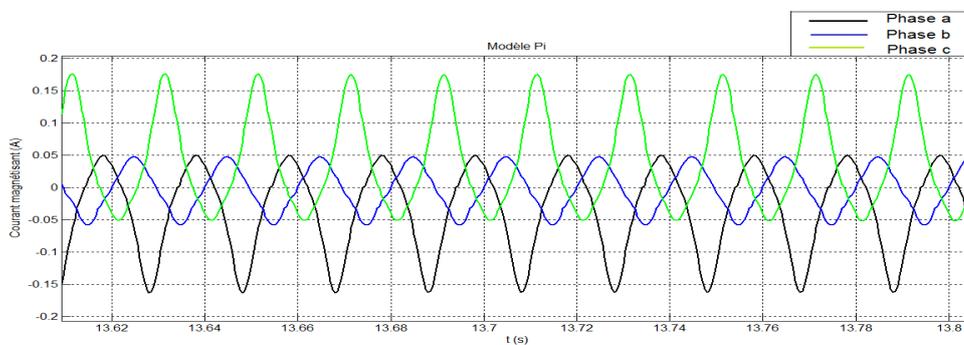


Fig. IV.30 – Courants magnétisants Modèle Pi

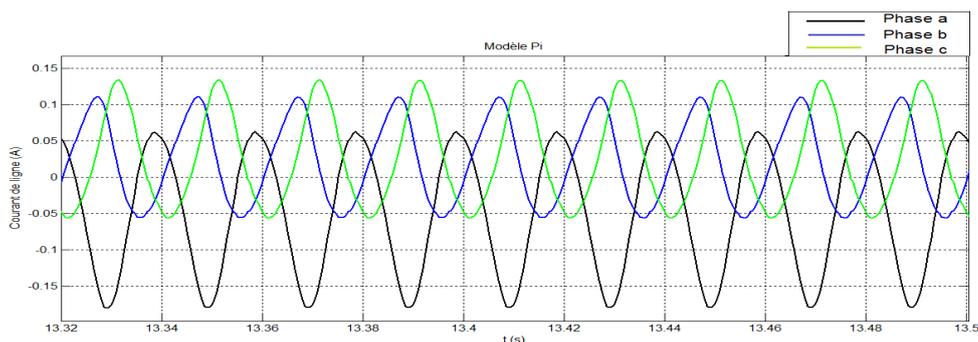


Fig. IV.31 – Courants de ligne Modèle Pi

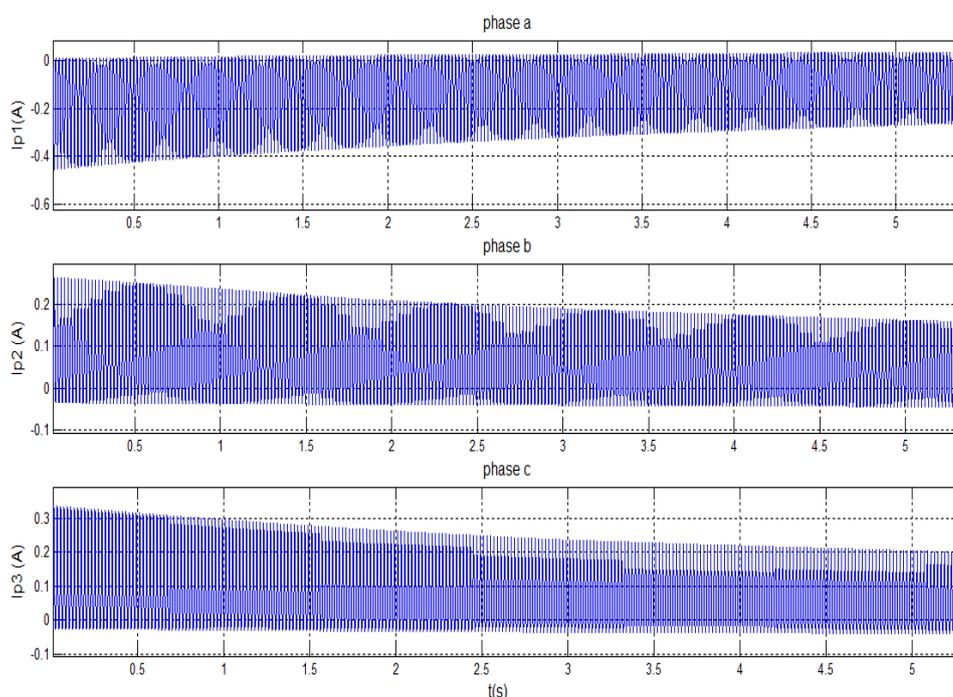


Fig. IV.32 – Courants d'enclenchement Modèle Pi

#### IV.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 IV.33.

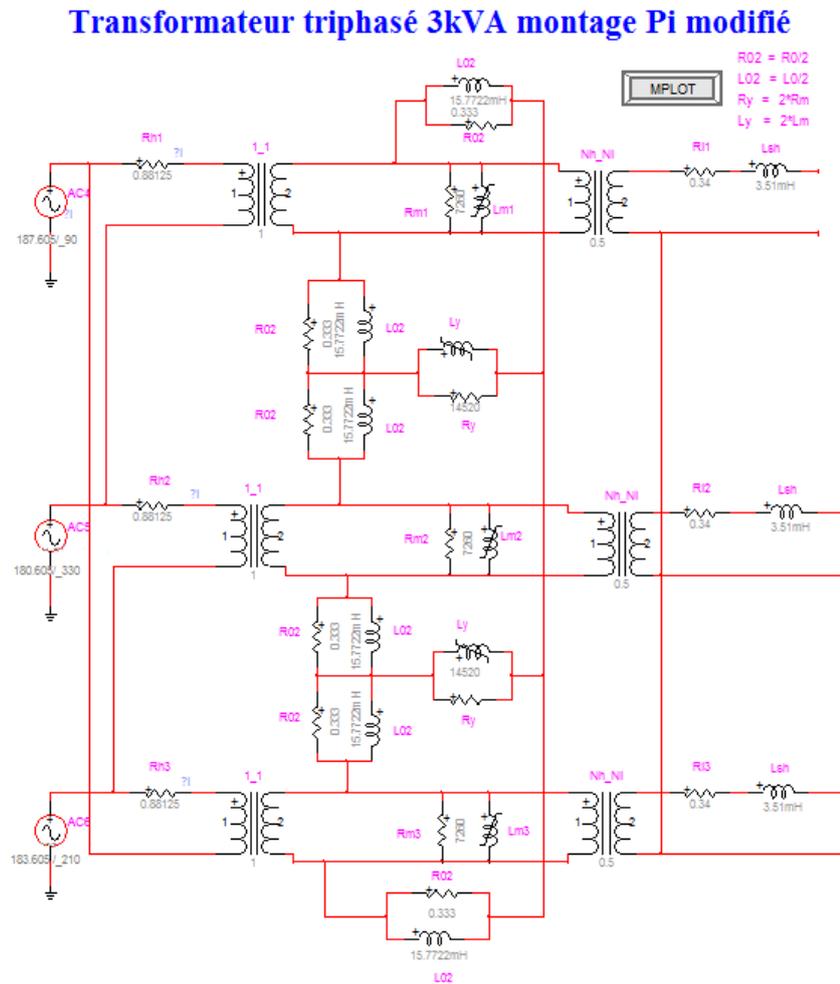


Fig. IV.33 – Schéma de montage du modèle Pi modifié pour le transformateur triphasé

Les résultats de la simulation du modèle Pi modifié sont présentés aux figures IV.34, IV.35 et à la figure IV.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.

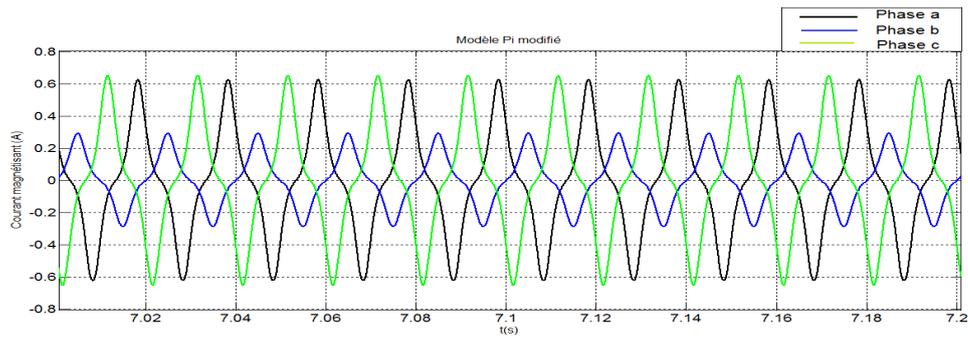


Fig. IV.34 – Courants magnétisants du modèle Pi modifié

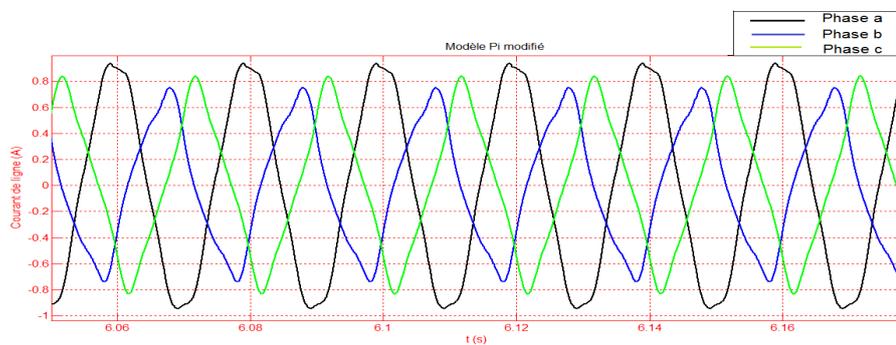


Fig. IV.35 – Courants de ligne du modèle Pi modifié

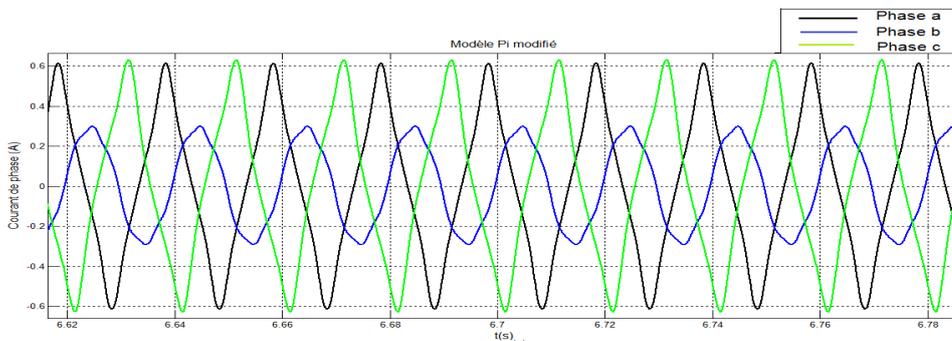


Fig. IV.36 – Courants de phase du modèle Pi modifié

### IV.5.5 Comparaison des résultats obtenus

La comparaison entre les courants de ligne simulés et ceux expérimentaux est présentée à la figure IV.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 IV.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.

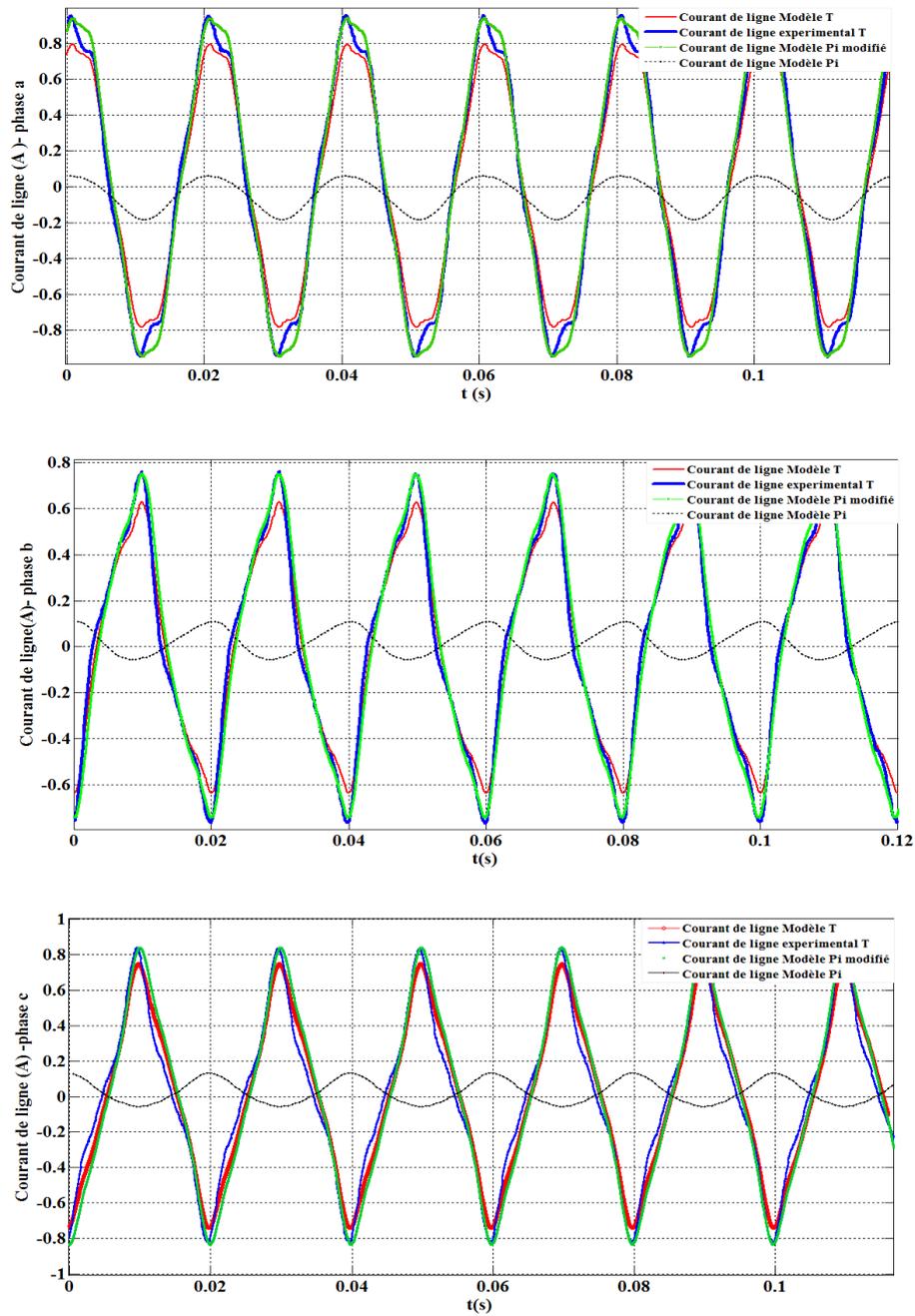


Fig. IV.37 – Comparaison entre les courants de ligne simulés et les courants de ligne expérimentaux

## IV.5.6 Simulation des transitoires électromagnétiques rapides

Nous avons étudié seulement deux grandeurs physiques à savoir : La surtension et la surintensité.

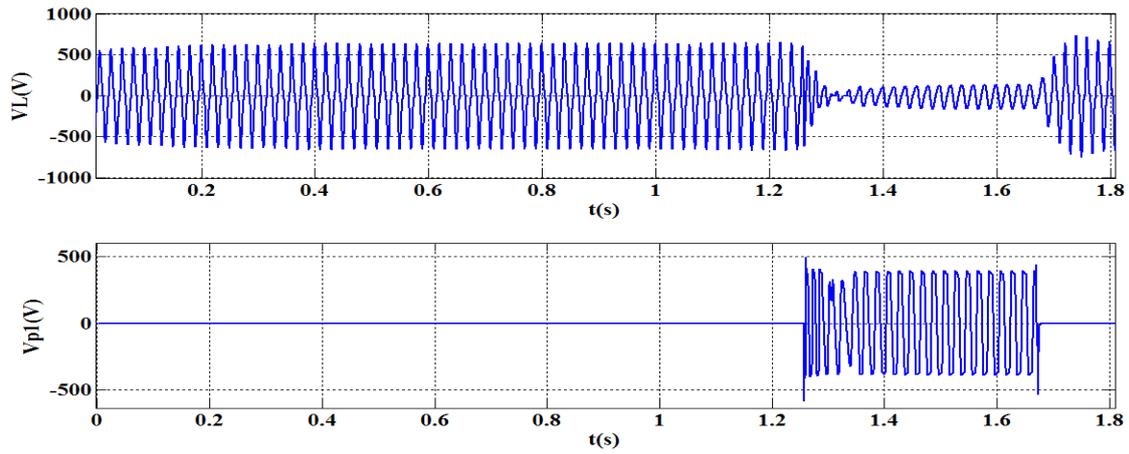
### IV.5.6.1 Surtension

Le tableau IV.6 présente un récapitulatif de la comparaison de la surtension à 120V entre l'expérimentale et les modèles T et Pi modifié. Avant la fermeture de l'interrupteur, expérimentalement, la tension aux bornes de l'inductance est proche de la valeur de la tension  $V_{Lmax}$  du modèle Pi. Après la fermeture de l'interrupteur, la bobine libère toute l'énergie emmagasinée et se décharge dans la capacité, la valeur maximale de la tension après la décharge est de 131,86 . Cette valeur de la tension est retrouvée dans le modèle II. Il en est de même pour la tension primaire aux bornes du transformateur où le modèle Pi est encore plus proche que le modèle T. Le pic de la surtension aux bornes du transformateur est de 586.54 V, cette tension est inférieure au pic de la surtension obtenu dans le modèle II. Par contre dans le modèle T, la tension aux bornes du transformateur atteint 1kV, ce qui est très loin de l'expérimentation. Il faut noter également que lors de la simulation du modèle T, la tension aux bornes du transformateur n'est pas égale à zéro après l'ouverture de l'interrupteur, figure IV.38.

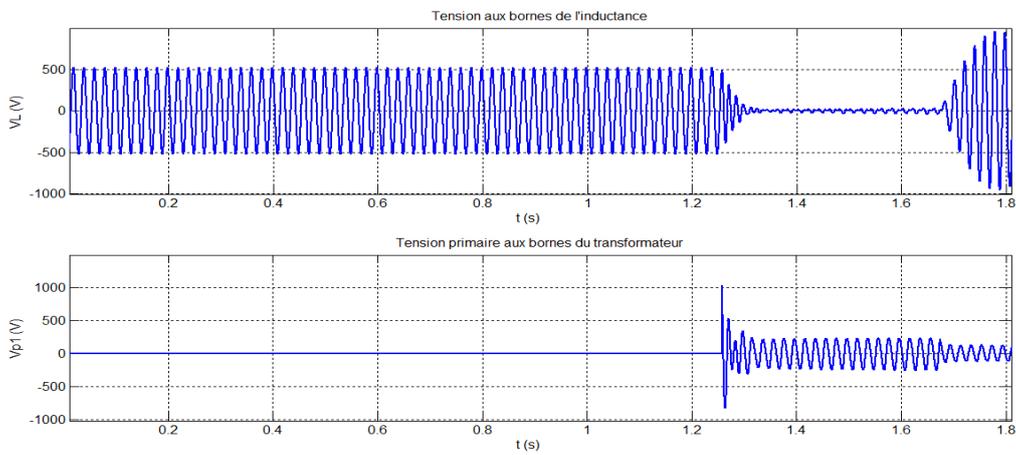
En conclusion, en surtension le modèle T n'est pas valable. Le modèle II modifié donne de bons résultats. Les circuits de la simulation du modèle T et Pi pour la surtension à 120V sont présents en Annexe.

Tab. IV.6 – Récapitulatif de la comparaison de la surtension à 120V

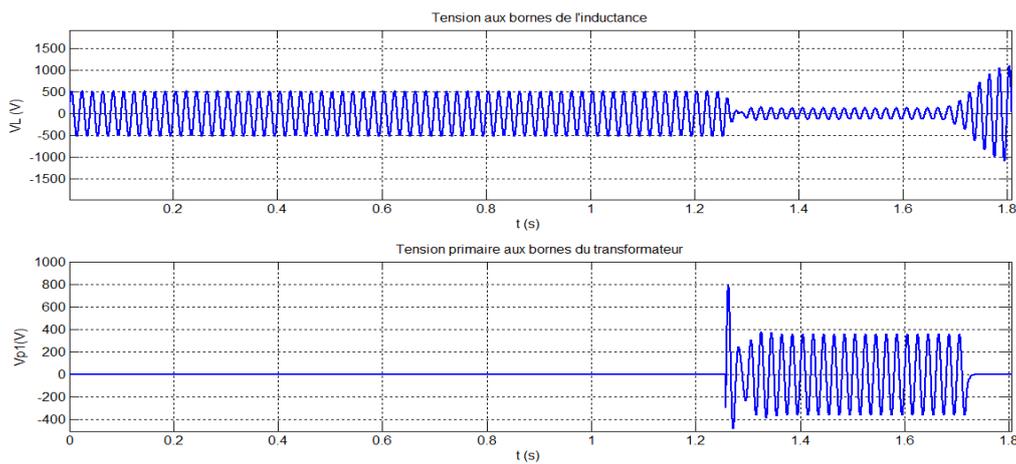
	Avant la surtension		Après la surtension		
	$V_{Lmax}(V)$	$V_{1pmax}(V)$	$V_{Lmax}(V)$	$V_{1pmax}(V)$	Pic de la surtension (V)
Expérimental	640.75	0	131.86	395.1	586.54
Modèle T	520	0	19.25	224	1000
Modèle Pi modifié	521.5	0	133.1	359.568	794.2



(a) Expérimental



(b) Modèle T



(c) Modèle Pi modifié

Fig. IV.38 – Surtension à 120V

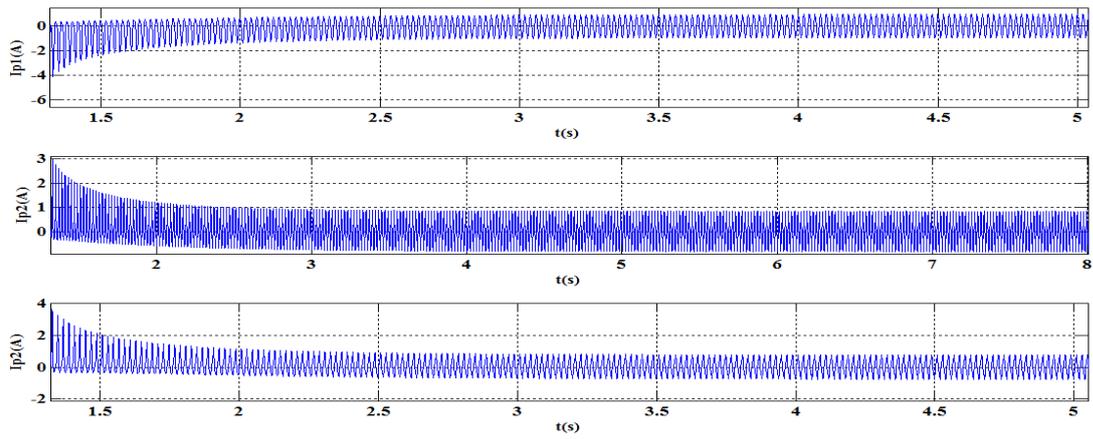
### IV.5.6.2 Surintensité

#### Courants d'enclenchement

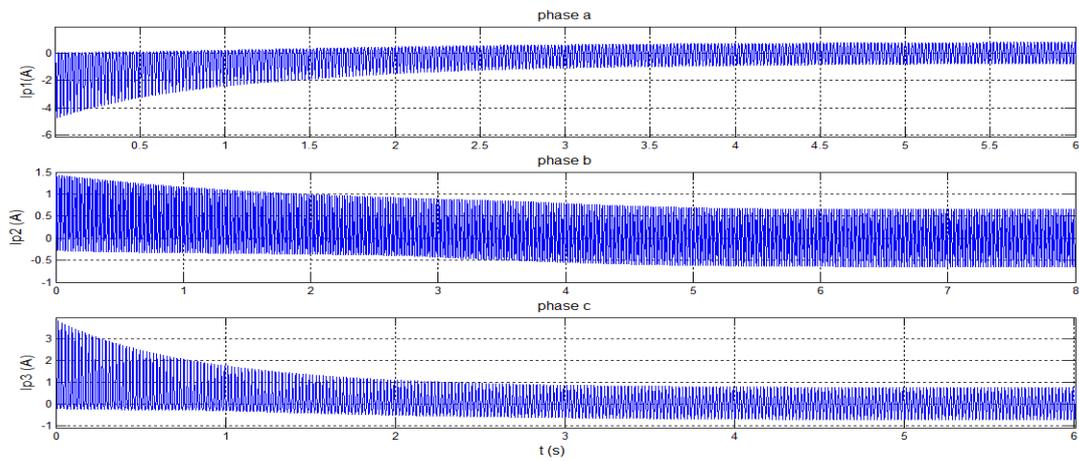
Les courants d'enclenchement à vide par phase du modèle T,  $\Pi$  modifié et ceux expérimentaux sont présentés à la figure IV.39. La forme de ces courants d'enclenchement obtenus par le modèle T et le modèle  $\Pi$  sont proches des courants expérimentaux. Le modèle  $\Pi$  modifié est également très proche de l'expérimentation que du modèle T, le Tableau IV.7. On remarque que les durées du régime transitoire obtenues par le modèle  $\Pi$  sont voisines des durées du régime transitoire expérimental. Il en est de même pour le rapport  $\frac{I_{p_{o_{max}}}}{I_{p_o}}$ .

Tab. IV.7 – Récapitulatif de la comparaison des courants d'enclenchement à vide

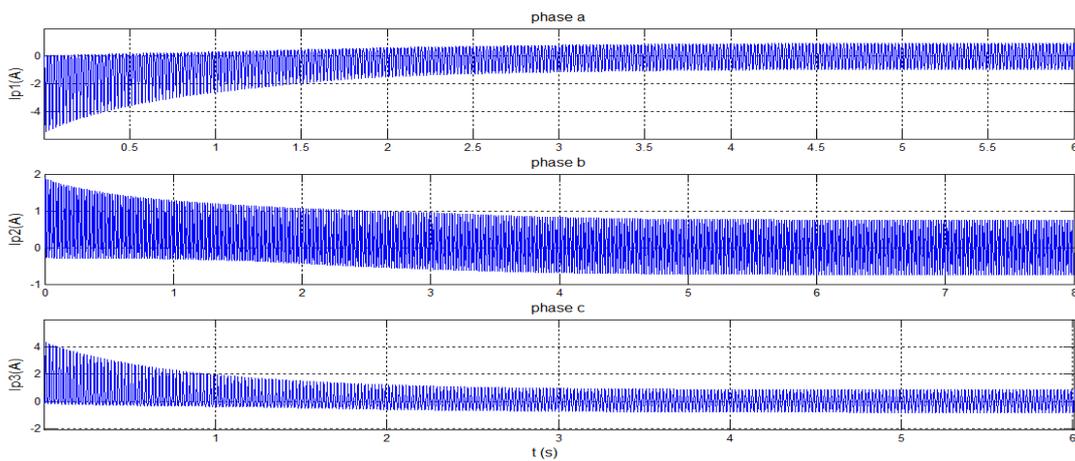
	$\frac{I_{p_{o_{max}}}}{I_{p_o}}$		
	phase a	phase b	phase c
Expérimental	4.625	3.52	4.74
Modèle T	6.1	2.17	5.08
Modèle Pi modifié	5.81	2.41	5.09
	$\Delta t_{RT}(s)$		
	phase a	phase b	phase c
Expérimental	3.672	6.678	3.673
Modèle T	5	8	4.5
Modèle Pi modifié	4.5	8	4.5



(a) Expérimental



(b) Modèle T

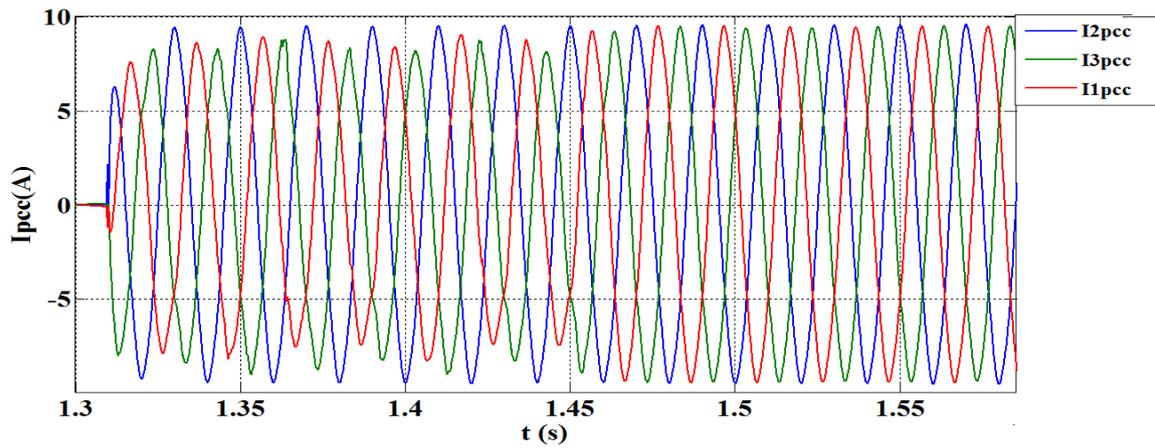


(c) Modèle Pi modifié

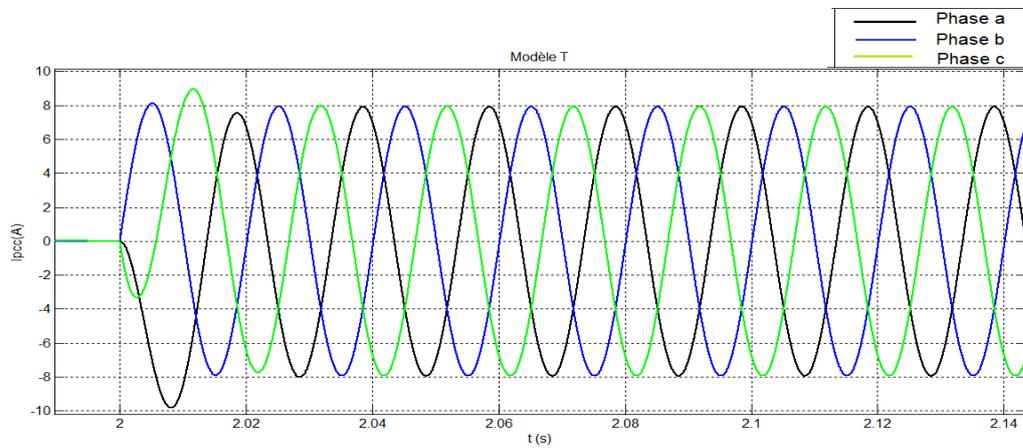
Fig. IV.39 – Courants d'enclenchement à vide

***Court-circuit triphasé brusque***

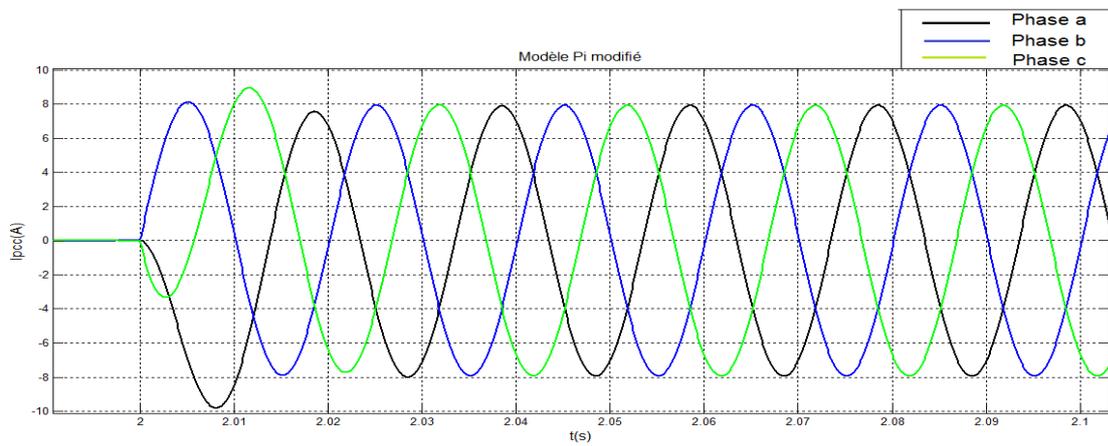
Les courants de court-circuit obtenus expérimentalement ainsi que ceux des modèles T et  $\Pi$  corrigé sont présentés à la figure IV.40. Contrairement à l'enclenchement du transformateur, le noyau atteint rapidement le régime permanent. Ceci peut être expliqué par la faible valeur du courant de court-circuit dans le noyau, par contre dans la simulation des modèles T et  $\Pi$  corrigé, les courants de court-circuit des colonnes d'extrémités passent par un pic de -10 A et 8.9 A pour les phases a et c ,respectivement, pour atteindre 8A dans le régime permanent. Le régime transitoire dans ces deux phases a et c est de 50 ms et 57 ms respectivement. Cependant, le régime transitoire des courants de court-circuit est de 160 ms pour les colonnes d'extrémité et de 40 ms pour le noyau. Le courant maximal de court-circuit en régime permanent est de 9.75 A.



(a) Expérimental



(b) Modèle T



(c) Modèle Pi modifié

Fig. IV.40 – Courants primaires de court-circuit

## IV.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 projet de fin d'études 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, les phénomènes transitoires électromagnétiques rapides, le déséquilibre et la saturation ont été observées expérimentalement, en dépit du fait que certains tests sont très dangereux à exécuter du fait que lors des surtensions exagérées et des surintensités le transformateur risque sa destruction.

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'hysérésis en monophasé et les corrections effectuées sur le modèle ont permis d'obtenir des résultats probants.

Nous avons également étudié le déséquilibre du transformateur triphasé de laboratoire par l'utilisation de deux méthodes dont l'une est basée sur les composantes symétriques et l'autre appelée FPEM. 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. Cependant, lors des études des phénomènes transitoires électromagnétiques rapides caractérisés par trois grandeurs, à savoir : la tension, le courant et la fréquence, nous n'avons tenu compte que de deux grandeurs physiques. La troisième qui est la fréquence doit faire l'objet des études de ferrorésonance.

# Annexes

## Caractéristiques

**Résistance**  $R_1 : 680\Omega / 0.7A ; R_p : 28\Omega / 8A.$

## Capacité

Plaque Signalétique Capacité triphasé

Capacité	
Tension 0,4 kV	Fréquence 50 Hz
Courant 7,2 A	Puissance réactive 5 kVAr
C équivalente 99 $\mu$ F	Couplage $\Delta$
Dispositif de décharge Résistance	Niveau d'Isolation 3/-kV
Température Catégorique -25/C	Standard IEC 60831-1996

## Transformateurs

Plaque Signalétique Transformateur Monophasé

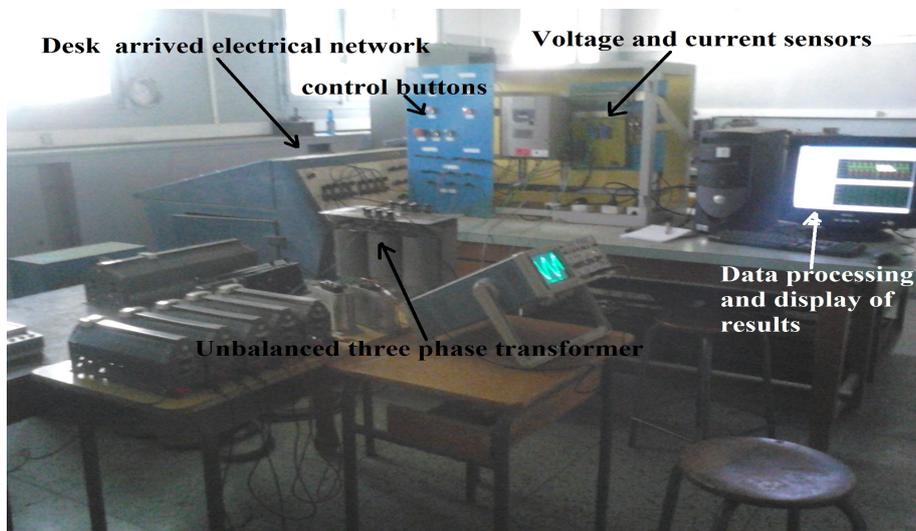
Transformateur monophasé	Réf R R 3008 ALSTOM
Primaire	220 V –
Secondaire	110 V 
Puissance	2 kVA

## Plaque Signalétique Transformateur Triphasé

Transformateur triphasé ( $\Delta/\Delta$ )	Réf R R 1726/2 ALSTOM
Primaire	220 V $\Delta$ – 380 V $\Delta$
Secondaire	190 V $\Delta$ – 110 V $\Delta$
Puissance	3 kVA

## Plaque signalétique des charges utilisées pour les essais

Charge monophasée	ETS CH Suter-Paris-n° 239596	Volts= 110V	Amp= 3/30 A	r=38.8 ohms
Charge triphasée	ETS CH Suter-Paris-n° 2472	Volts= 220V	Amp=1-5/15	



Banc d'essai

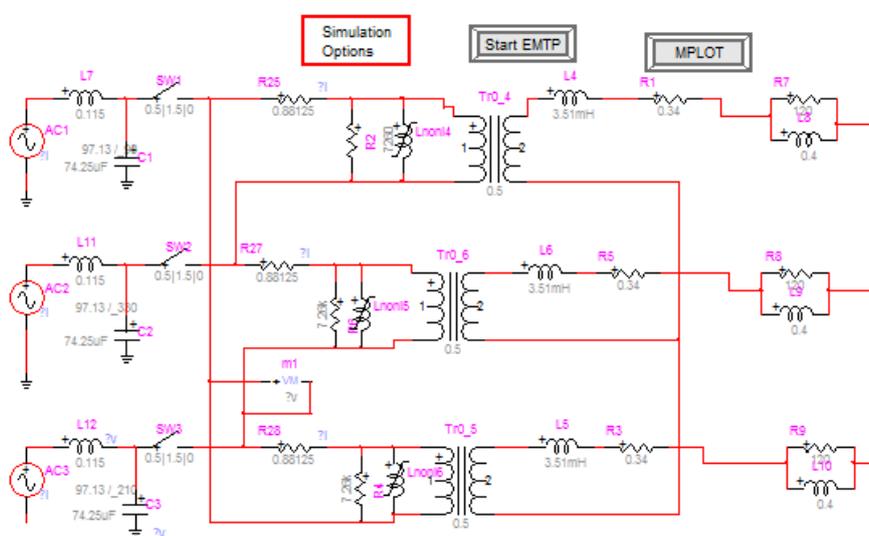
## Récapitulatif des règles de la méthode FPEM

Règle n° 1			
Condition	Phase	$[X_V]=[X_{1-2}X_{2-3}X_{3-1}]$	$[Y_V]=[Y_{1-2}Y_{2-3}Y_{3-1}]$
Système équilibré	ph 1-ph 2	1	1
	ph 2-ph 3	1	1
	ph 3-ph 1	1	1
Règle n° 2			
Système déséquilibré		$[X_V] \neq [111]$	$[Y_V] \neq [111]$
Règle n° 3			
Si la règle 2 est vrai	$X_{1-2} \neq 1$	$Y_{3-1} \neq 1$	Le déséquilibre s'est produit sur la phase 1 et le pourcentage du déséquilibre = $ 1 - X_{1-2}  * 100\%$
Règle n° 4			
Si la règle 2 est vrai	$X_{2-3} \neq 1$	$Y_{1-2} \neq 1$	Le déséquilibre s'est produit sur la phase 2 et le pourcentage du déséquilibre = $ 1 - X_{2-3}  * 100\%$
Règle n° 5			
Si la règle 2 est vrai	$X_{3-1} \neq 1$	$Y_{2-3} \neq 1$	Le déséquilibre s'est produit sur la phase 3 et le pourcentage du déséquilibre = $ 1 - X_{3-1}  * 100\%$
Règle n° 6			
Si la règle 2 est vrai	$X_{2-3} \neq 1$ et $X_{1-2} \neq 1$	$Y_{1-2} \neq 1$ et $Y_{3-1} \neq 1$	Le déséquilibre s'est produit sur les phases 1 et 2 le pourcentage du déséquilibre sur la phase 1 = $ 1 - X_{1-2}  * 100\%$ sur la phase 2 = $ 1 - X_{2-3}  * 100\%$
Règle n° 7			
Si la règle 2 est vrai	$X_{2-3} \neq 1$ et $X_{3-1} \neq 1$	$Y_{1-2} \neq 1$ et $Y_{2-3} \neq 1$	Le déséquilibre s'est produit sur les phases 2 et 3 le pourcentage du déséquilibre sur la phase 2 = $ 1 - X_{2-3}  * 100\%$ sur la phase 3 = $ 1 - X_{3-1}  * 100\%$
Règle n° 8			
Si la règle 2 est vrai	$X_{3-1} \neq 1$ et $X_{1-2} \neq 1$	$Y_{2-3} \neq 1$ et $Y_{3-1} \neq 1$	Le déséquilibre s'est produit sur les phases 1 et 3 le pourcentage du déséquilibre sur la phase 1 = $ 1 - X_{1-2}  * 100\%$ sur la phase 3 = $ 1 - X_{3-1}  * 100\%$

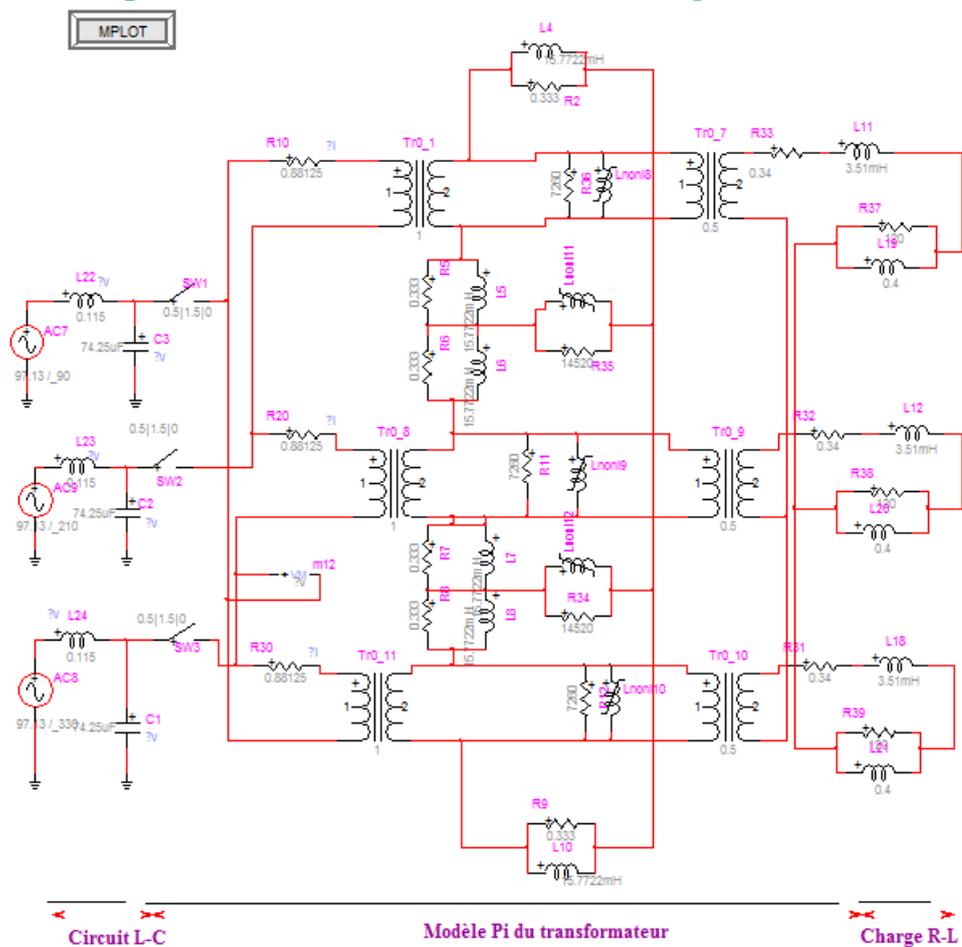
## Règle n° 9

Si la règle 2 est vrai	$X_{1-2} \neq 1$	$Y_{1-2} \neq 1$	Le déséquilibre s'est produit
	$X_{2-3} \neq 1$	$Y_{2-3} \neq 1$	sur les phases 1,2 et 3
	$X_{3-1} \neq 1$	$Y_{3-1} \neq 1$	le pourcentage du déséquilibre
			sur la phase 1 = $ 1 - X_{1-2}  * 100\%$
			sur la phase 2 = $ 1 - X_{2-3}  * 100\%$
			sur la phase 3 = $ 1 - X_{3-1}  * 100\%$

## Montage de surtension à 120V du transformateur triphase-modèle T



### Montage de surtension à 120V du transformateur triphase-modèle PI



# 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. Expetimental 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. Hatzargyriou. 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. Grčar. 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 édition.
- [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] A. Ivanov-Smolenski. *Machines électriques*, volume I. Edition MIR MOSCOU, 1983.
- [25] Abbas Shoulaie Arash Dehestani Kolagar, Pegah Hamedani. The effects of transformer connection type on voltage and current unbalance propagation. *IEEE*, pages pp. 308–313, 2012.
- [26] Fu-Ming Hong, Ying-Yi. Wang. Investigation of impacts of different three-phase transformer connections and load models on unbalance in power systems by optimization. *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 12(No. 2) :pp.689–697, May 1997.
- [27] L. Kaci F. Aboura. *Étude De La Qualité D'énergie Électrique Pour Des Charges Non Linéaires*. Projet de fin d'études, Juin 2012.

- [28] M. Kostenko et L. Piotrovski. *Machines Électriques*, volume I. Edition MIR MOSCOU, 1979.
- [29] J.M. Prousalidis B.C Papadias, N.D.Hatziargyriou. Transformer modeling for swicthing overvoltages. *Athens Power Tech . Proceedings. Joint International Power Conference*, pages PP : 760– 765, 1993.
- [30] 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.
- [31] 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.
- [32] (SC 33). Guidelines for representation of network elements when calculating transients. *joCIGRE Working Group 02*, 1990.
- [33] Drs. Tsu huei Liu and Scott Meyer. *Magnetic Transients Program (EMTP) theory book*. USA, June 1987.