



HAL
open science

Contribution à la modélisation des transformateurs de puissance et de leur comportement en haute fréquence

Ahmad Ahmad

► **To cite this version:**

Ahmad Ahmad. Contribution à la modélisation des transformateurs de puissance et de leur comportement en haute fréquence. Energie électrique. Ecole Centrale de Lyon, 1992. Français. NNT : . tel-00144571

HAL Id: tel-00144571

<https://theses.hal.science/tel-00144571>

Submitted on 3 May 2007

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre ECL 92-10

THESE

présentée devant

L'ECOLE CENTRALE DE LYON

pour obtenir

le titre de **DOCTEUR**

Spécialité : Génie Electrique

par

Ahmad AHMAD

**CONTRIBUTION A LA MODELISATION
DES TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE
ET DE LEUR COMPORTEMENT EN HAUTE FREQUENCE**

Soutenue le 7 février 1992 devant la Commission d'examen :

Jury

Président :

M. M. POLOUJADOFF Professeur, Université Paris VI

Examineurs :

MM. Ph. AURIOL	Professeur, Ecole Centrale de Lyon
N. BURAIS	Maître de Conférences, Ecole Centrale de Lyon
C. KIENY	Ingénieur, Electricité de France, D.E.R., Clamart
G. MEUNIER	Directeur de recherches, C.N.R.S., I.N.P. G.
D. VAN DOMMELEN	Professeur, Katholieke Universiteit te Leuven

Membre invité :

M. P. JOHANNET Ingénieur, Electricité de France, D.E.R., Clamart

AVANT - PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de l'Ecole Centrale de Lyon (L.E.L. - E.C.L.)

Je tiens à adresser à Monsieur le Professeur M. Poloujadoff, Professeur à l'université de Paris VI, mes plus vifs remerciements pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur le Professeur Ph. Auriol, Professeur à L'E.C.L., pour l'accueil qu'il m'a réservé au sein de son équipe de recherche, les conseils et la confiance qui ont permis l'aboutissement de ce travail. Qu'il trouve ici ma profonde gratitude.

Je remercie Monsieur N. Burais, Maître de Conférence à L'E.C.L., pour ses conseils avisés et amicaux et d'avoir accepté de participer au jury.

Qu'il me soit permis d'exprimer mes remerciements à Monsieur G. Meunier, Directeur de recherches C.N.R.S. à l' I.N.P.G., et à Monsieur D. Van Dommelen, Professeur à Katholieke Universiteit te Leuven, pour avoir accepté de juger ce travail en tant que Rapporteurs et honoré le jury de leur présence.

Je remercie Monsieur C. Kieny, Ingénieur à E.D.F. - D.E.R., qui est resté un interlocuteur attentif au cours de ce travail. Qu'il soit assuré ici de ma reconnaissance pour ses précieux conseils, son intérêt permanent, et sa participation au jury.

Je remercie Monsieur P. Johannet, Ingénieur à E.D.F. - D.E.R., d'avoir accepté de siéger à ce jury, de ses conseils et des discussions amicales que nous avons eues dans la partie concernant la transformée inverse de Laplace.

Je tiens également à remercier tous les personnels et chercheurs du Laboratoire qui ont su créer une ambiance favorable à l'accomplissement de ce travail.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

En exploitation, l'enroulement d'un transformateur est soumis à la fois aux surtensions internes et externes. Les surtensions internes sont créées par des modifications brutales des variables de la topologie du réseau, et les surtensions externes par des décharges d'origine atmosphérique.

Lorsqu'une surtension de foudre ou de manoeuvre apparaît en un point du réseau, elle se propage suivant les lois de la théorie de propagation des ondes. L'onde mobile se réfléchit sur une irrégularité se trouvant sur son parcours, dans la ligne électrique. Ces irrégularités sont habituellement constituées par des matériels d'exploitation électriques, tels que des transformateurs ou des postes, mais aussi des câbles HT, parce qu'ils possèdent une impédance d'onde différente de celle de la ligne aérienne. Les surtensions transitoires, pouvant mettre en danger l'isolation de matériels d'exploitation et de lignes, dans le domaine de moyenne tension, sont essentiellement provoquées par des coups de foudre [1].

De tous les matériels de distribution, les transformateurs MT/BT, qui sont pour la plupart raccordés à des réseaux aériens, paraissent les plus affectés par les surtensions dues aux coups de foudre.

Des travaux [2] ont clairement montré que des incidents survenus dans des transformateurs étaient dus aux surtensions internes créées par une surtension de foudre, dont les réflexions en ligne excitaient la résonance propre des transformateurs. Ce genre de phénomène ne peut être mis en évidence par les essais diélectriques normalisés et réalisés en usine. On a démontré clairement, par une analyse sur une ligne réelle et sur une ligne artificielle, que pour un coup de foudre frappant la ligne haute tension à environ 12 Km du transformateur, une surtension importante de résonance était générée et expliquait le claquage diélectrique constaté dans le changeur de prises.

L'influence des terminaisons et de la position du changeur de prises du transformateur sur ses fréquences de résonance peuvent être décisives si un couplage capacitif ou inductif interne est influencé. On doit donc effectuer les mesures ou les calculs destinés à déterminer la résonance, avec des terminaisons et des positions du régleur correspondant aux conditions de service [3]. Des tensions oscillantes dangereuses sont apparues dans des cas où leur fréquence coïncide avec la fréquence propre du transformateur et par la mise sous tension d'une ligne terminée par ce transformateur [3].

Les recherches effectuées [4] indiquent qu'il ne faut pas négliger le risque de défaillance d'un transformateur lorsque la mise sous tension de celui-ci se fait par enclenchement d'un disjoncteur à l'extrémité éloignée d'un câble d'alimentation. Deux câbles alimentant chacun un transformateur et raccordés à un même jeu de barres constituent un risque plus grand qu'un seul câble avec un seul transformateur.

Dans les postes à isolation gazeuse [5], les manoeuvres de sectionneur ou les défauts produisent des transitoires de tension à front raide (échelon de tension). Après transmission et réflexion, ces échelons initiaux se superposent et donnent lieu à ce qui est appelé «surtensions rapides». Des défaillances de transformateurs ont été attribuées à la manoeuvre de sectionneurs.

Les surtensions de manoeuvre, même avec des faibles amplitudes, peuvent causer des surtensions internes dans le transformateur par la coïncidence de sa fréquence propre avec celle de la fréquence d'excitation. Le niveau d'isolement du transformateur doit être augmenté pour couvrir les contraintes internes attendues en cas de résonance [6].

La connaissance des sollicitations auxquelles est soumise l'isolation du transformateur est donc particulièrement importante pour le calcul de l'isolement et la conception technologique de l'appareil ainsi que pour l'analyse des avaries survenues en cours d'exploitation. Le calcul des surtensions et du risque de claquage est cependant complexe en raison des nombreux paramètres qui entrent en jeu et des caractéristiques de ces paramètres [7].

Par exemple, les transitoires dus à la foudre dépendent particulièrement de quelques paramètres de la ligne de transport. Il faut avoir alors un modèle de simulation de la ligne prenant en compte les paramètres les plus importants. Au cas où l'on craindrait l'apparition dans le réseau de tensions oscillantes avec des amplitudes plus élevées et des amortissements plus faibles, des études combinées sur le réseau et sur les transformateurs seraient certainement une bonne voie pour analyser ces problèmes [8].

La détermination de ces grandeurs peut être réalisée en exécutant des mesures sur un modèle du transformateur en vraie grandeur. Cependant, cette méthode est coûteuse et longue à mettre en oeuvre.

Autre inconvénient, la difficulté de créer en laboratoire les mêmes sollicitations rencontrées lorsque le transformateur est relié à un réseau électrique. De plus, pour les transformateurs secs conçus en bobines enrobées et blindées, les investigations et mesures sont pratiquement impossibles à réaliser l'enrobage excluant l'accès aux spires de l'enroulement, et sont en tous cas difficiles pour les transformateurs de grande puissance [9].

De même, les mesures sur modèle réduit (en similitude géométrique, ou électromagnétique combiné) sont délicates. Outre les mêmes inconvénients que ceux cités précédemment, on rencontre des difficultés liées à la fidélité du modèle et aux problèmes de facteur d'échelle [10].

L'amélioration des techniques de représentation et de calcul utilisées pour la détermination des phénomènes transitoires qui accompagnent la mise sous tension ou le renvoi de tension sur une ligne à vide à partir d'un jeu de barres auquel sont directement raccordées une ou plusieurs lignes aériennes (les réseaux de transport maillés) est

importante [11]. Dans de tels réseaux apparaissent des surtensions d'enclenchement et de réenclenchement à front raide et comportant des composantes à haute fréquence d'amplitude appréciable. C'est ainsi qu'il est nécessaire dans les techniques de simulation et de calcul, de pouvoir prendre en compte une bande de fréquence élargie. Une des remarques et conclusions concernant la comparaison entre les résultats des essais en vraie grandeur et les résultats de calculs est :

On n'obtiendra jamais une coïncidence parfaite entre résultats calculés et résultats réels à cause de la connaissance insuffisante des caractéristiques du réseau réel et à cause des imprécisions propres des mesures réelles elles-mêmes (erreurs dues aux transducteurs, à l'appareillage d'enregistrement, etc.) [11].

Le problème majeur concernant la représentation numérique des lignes de transport est celui de la dépendance des paramètres par rapport à la fréquence. Il est évident que les modèles prenant en compte totalement la dépendance des paramètres par rapport à la fréquence aussi bien pour le mode homopolaire que pour les modes aériens, doivent donner les résultats les plus corrects. Il est possible, en principe, de développer des modèles mathématiques ayant un degré élevé de précision mais en pratique, des modèles simples peuvent convenir. La dépendance par rapport à la fréquence des paramètres aériens de la ligne est beaucoup moins importante que pour le mode homopolaire. L'utilisation des transformées de Laplace (Fourier) est très intéressante et n'est cependant pas si simple et il faut faire attention au pas de fréquence et au domaine de fréquence choisis.

C'est pourquoi, l'utilisation d'un modèle mathématique associé à un schéma équivalent détaillé s'avère nécessaire pour appréhender certaines caractéristiques des transformateurs et leurs comportements en régime transitoire (ondes de choc, hautes fréquences, etc.).

Le but de cette étude est donc de déterminer un modèle qui simule le plus fidèlement possible le comportement d'un transformateur de réseau THT en régime transitoire, ce qui inclut notamment la détermination fiable des modes de résonance et leurs coefficients de surtension, et son comportement transitoire avec le réseau.

Pour cela, on présentera tout d'abord les principaux modèles qui existent dans la littérature et leurs caractéristiques afin de choisir un modèle, chapitre I.

Dans le chapitre II, nous exposons les méthodes utilisées pour le calcul des paramètres du modèle du transformateur avec un essai de comparaison avec la mesure.

Ensuite, dans le chapitre III, nous présentons les améliorations possibles sur le calcul des paramètres du modèle du transformateur avec deux validations avec les expériences, l'une sur une maquette de transformateur et l'autre sur un transformateur réel.

Le chapitre IV est consacré à un autre modèle du transformateur basé sur les mesures et destiné aux études d'interaction réseau-transformateur, avec une validation sur un transformateur.

Enfin, le chapitre V est relatif au développement d'un algorithme d'inversion de la transformée de Laplace, pour les études transitoires des réseaux électriques.

CHAPITRE I

MODELISATION DU TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE DANS UN RESEAU

CHAPITRE I

MODELISATION DU TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE DANS UN RESEAU

I.1. INTRODUCTION

Le transformateur de puissance comporte des bobines sous forme de galettes enroulées autour d'un noyau de fer et placées dans un liquide diélectrique. La tâche principale des constructeurs de ces transformateurs de puissance consiste à placer dans un volume le plus réduit possible des enroulements capables de supporter sans défaillance les surtensions dues aux ondes de chocs rapides ou aux oscillations internes entretenues. Ainsi un transformateur relié à un réseau très haute tension est soumis à différents types de tension dont la connaissance est importante pour établir les contraintes auxquelles sont soumis les diélectriques.

Nous présentons les principaux modèles de transformateurs qui existent dans la littérature et leurs caractéristiques afin de montrer que le modèle issu du principe de la dualité est mieux adapté aux régimes variables de 50 Hz à 1 MHz.

I.2. LES MODELES USUELS DE TRANSFORMATEURS

I.2.1. Le modèle Resel

RESEL est un programme conversationnel pour l'analyse des régimes transitoires dans les réseaux électriques [12], son premier objectif était l'étude des phénomènes transitoires dans les transformateurs. Il nécessite la modélisation du transformateur à l'aide de deux schémas couplés. L'un traduit le comportement électrique du transformateur, l'autre exprime son comportement magnétique. Le circuit électrique est composé de plusieurs cellules résistances, capacités et forces électro-motrices. L'association de ces cellules dépend des techniques de bobinage du transformateur. Le circuit magnétique est composé d'un réseau de réluctances et de forces électro-motrices. Les sources du circuit électrique sont liées aux variations de flux du circuit magnétique. Les sources du circuit magnétique sont liées au courant dans les enroulements. Pour prendre en compte les effets de la fréquence, le circuit magnétique est décomposé en éléments de géométrie simple pour lesquels la résolution des équations de Maxwell est relativement simple. Les réluctances complexes ainsi calculées se composent de cellules résistances

- inductances.

De même, pour tenir compte de l'effet de peau, on introduit des éléments complexes qui traduisent les pertes dans les conducteurs. Le programme ne traite que des éléments de réseau à constantes localisées, et ne permet pas une analyse fréquentielle systématique du transformateur.

1.2.2. Modèle EMTP

EMTP (Electro Magnetic Transients Program) est le programme de simulation, des régimes transitoires et permanents des réseaux électriques, qui est considéré comme un standard dans les études temporelles et fréquentielles [13]. La modélisation du transformateur est faite par des transformateurs parfaits auquel on ajoute les inductances de fuites primaire et secondaire ainsi qu'une branche magnétisante, les résistances des enroulements, et les capacités de couplage. Une résistance linéaire est connectée en parallèle avec la réactance de magnétisation en vue de simuler les pertes dans le circuit magnétique, figure I.1.

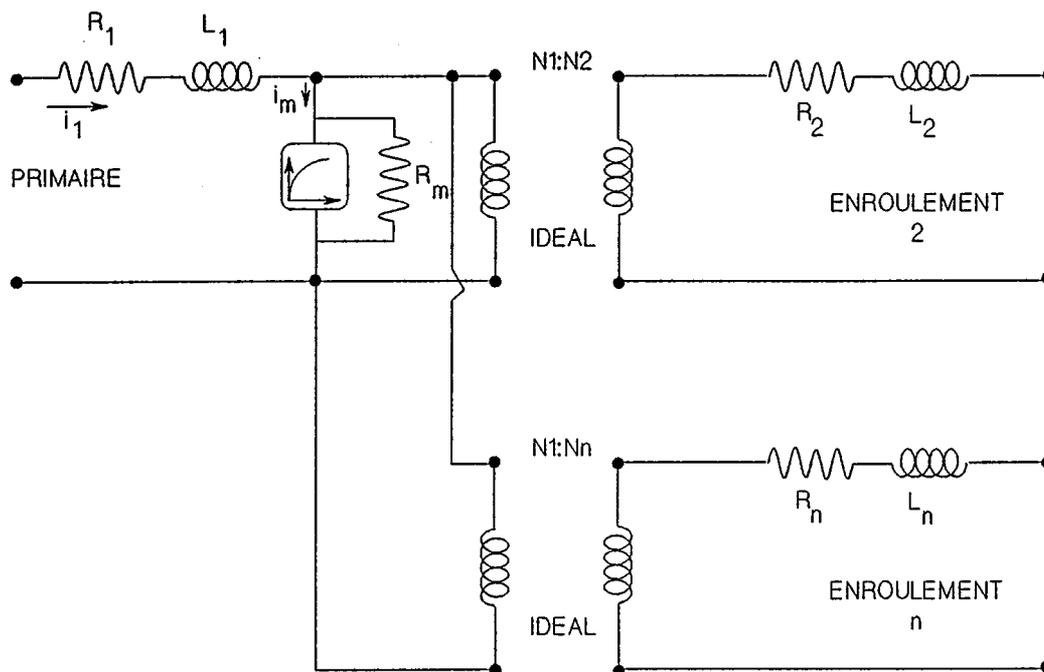


Fig. I.1 Modèle EMTP pour un transformateur monophasé à n enroulements

Les paramètres sont déterminés soit par la mesure (essai à vide, essai en court-circuit), soit par le calcul direct de la géométrie. L'intérêt du modèle est son utilisation dans EMTP permettant d'intégrer des schémas non-linéaires (parafoudres, ...), des lignes à constantes réparties, et d'effectuer des études d'interaction du transformateur avec le réseau dans des configurations réelles.

Le modèle est bien adapté pour les études des réseaux, mais il ne convient pas aux études internes du transformateur. Le modèle EMTP présente pour certains cas, une inadéquation du transformateur réel, par exemple un transformateur monophasé à deux enroulements égaux haute tension et basse tension, dont le modèle n'est pas symétrique et l'inductance de court-circuit n'est pas la même vue du primaire et du secondaire.

1.2.3. Modélisation par la théorie de lignes

Des modèles sont basés [14,15,16] sur la théorie et l'analyse modale de lignes de transmission, figure 1.2. L'enroulement est décomposé en spires en considérant que le flux magnétique ne pénètre pas dans le noyau magnétique et que la vitesse de la propagation est constante dans l'enroulement. Nous avons donc, une relation linéaire entre la matrice d'inductance et la matrice de capacité. Les résistances sont directement calculées par une formule en tenant compte de l'effet de peau. Les résultats de la simulation ne sont valables que pendant plusieurs centaines de nanosecondes.

L'application de cette méthode donne de bons résultats avec la mesure dans le cas d'un enroulement ayant un nombre limité de spires (< 12) en utilisant un algorithme d'inversion de Fourier, mais la mise en oeuvre de la méthode dans le cas de transformateur de puissance n'a pas encore été abordée.

Une extension de la méthode, pour N enroulements, est développée sans validation afin de tenir compte du noyau magnétique sur le calcul des impédances [17]. Les enroulements sont considérés avec des épaisseurs suffisamment fines et la précision de la méthode est liée au degré de la discrétisation du transformateur.

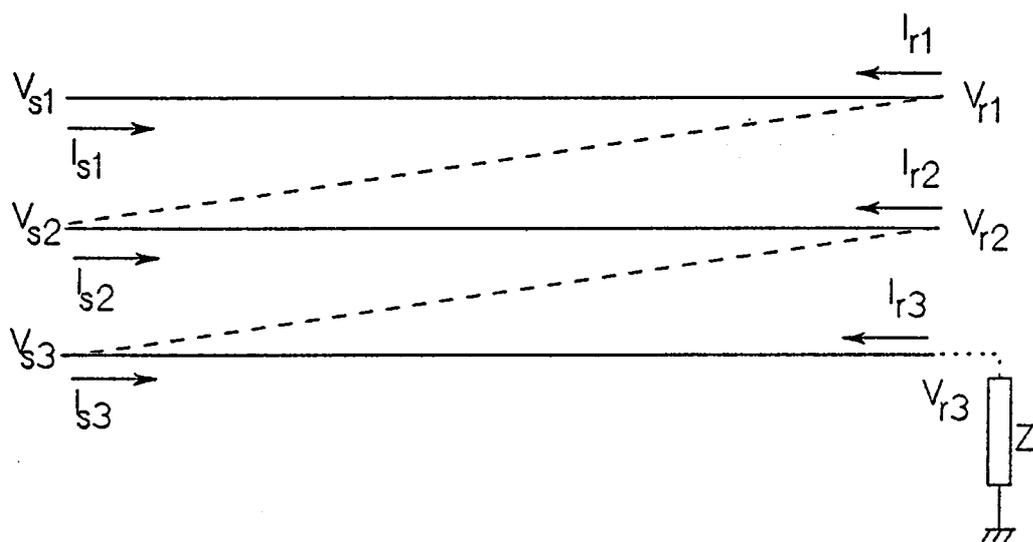
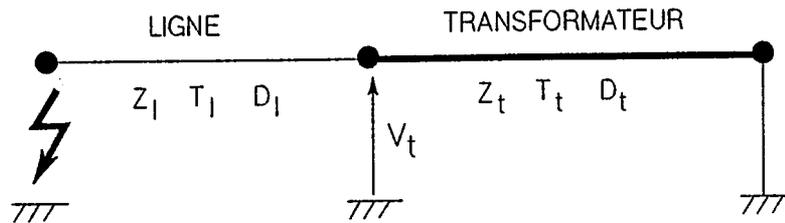


Fig. 1.2 Schéma équivalent d'un enroulement

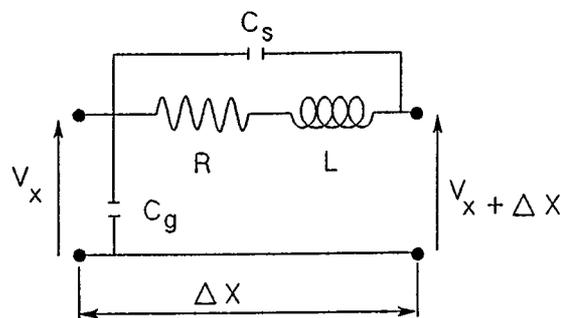
Une autre étude [18] ayant comme but la compréhension des résonances internes du transformateur dans le cas d'un court circuit de la ligne, connectée au transformateur, à la terre, a utilisé le concept de la ligne. L'ensemble du système est répercuté par un circuit résonnant série dont le transformateur est modélisé par un circuit R,L,C à la fréquence de résonance et la ligne (des bornes du transformateur au défaut) par son impédance caractéristique. Par suite, les auteurs étudient les réflexions des ondes au point d'interconnexion, transformateur et ligne, en considérant le transformateur comme une ligne de transmission, figure 1.3. La détermination des paramètres n'est pas simple, et l'application de la méthode reste limitée pour les études d'interaction transformateur-ligne.



*Fig. 1.3 Modélisation du transformateur par une ligne
Z impédance caractéristique, T temps de propagation, D facteur d'amortissement*

1.2.4. Méthodes utilisant des transformées ou des circuits

Des travaux [19] ont combiné l'approche des ondes mobiles pour simuler la ligne avec un circuit équivalent du transformateur, par unité de longueur, pour l'étude des interactions ligne-transformateur. Ils ont utilisé une inversion numérique de la transformée de Laplace, en identifiant la fonction de Laplace à inverser. Leur application reste restreinte par les hypothèses prises pour modéliser le transformateur et la ligne. La modélisation de la ligne est faite sans tenir compte de l'effet de peau, de l'effet du sol, et de la variation fréquentielle des paramètres. La modélisation du transformateur est très



*Fig. 1.4 Circuit équivalent du transformateur monophasé
pour une section de longueur ΔX*

simplifié : distribution constante des capacités par rapport à la masse, valeurs constantes pour les résistances et inductances, et les mutuelles sont omises, figure 1.4. L'application est faite sans comparaison avec la mesure.

Un autre modèle de transformateur est développé [20] en transformée en Z, qui tient compte de la variation fréquentielle du transformateur. La méthode est basée sur la mesure de la fonction de transfert entre deux points du transformateur (en général l'entrée et la sortie). On passe par deux formulations tout d'abord en plan-s, afin d'effectuer une deuxième formulation en Z. Ce qui implique, de plus, des erreurs de transformations. L'application de la méthode reste limitée, avec des difficultés dans certains cas, de déterminer le gain de la fonction de transfert.

On constate des désaccords avec la mesure à partir de 100 KHz, et il n'y pas une adaptation de la méthode aux études générales par EMTP.

Dans [21], les auteurs ont développé un modèle de transformateur en étudiant la distribution du champ électromagnétique à l'intérieur des tôles du transformateur. Le modèle prend en compte les pertes par courants de Foucault dans le noyau magnétique, et la non-linéarité (comme la saturation), en négligeant les pertes dans le cuivre et les pertes diélectriques. Le modèle équivalent est constitué uniquement par des éléments R,L.

Dans certains cas, on peut étudier deux parties du transformateur en le considérant comme un quadripôle. Si la réponse fréquentielle du transformateur est identifiée par une fonction de transfert comportant une seule ou deux fréquences de résonance, nous pouvons modéliser le comportement du transformateur par un circuit RLC équivalent [22], figure I.5. Il est évident que le calcul des paramètres de ce modèle se fait par la voie de mesure de la fonction de transfert.

L'application de ces modèles simplifiés donnent de bons résultats jusqu'à 100 KHz.

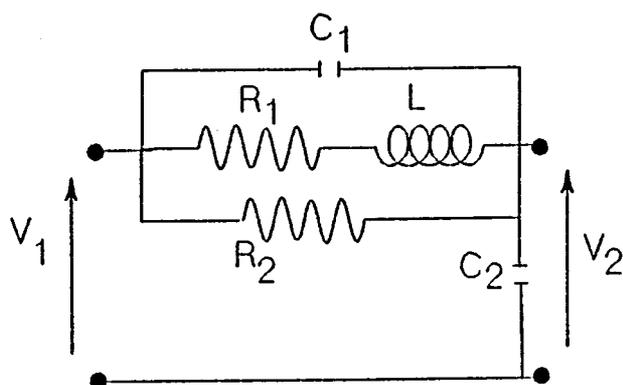


Fig. I.5 Circuit équivalent simplifié pour simuler la fonction de transfert du transformateur ayant une seule fréquence de résonance

I.2.5. Modélisation par l'analyse modale

Dans le cas des études où nous nous intéressons aux formes d'onde aux extrémités du transformateur (entrée, sortie), nous pouvons considérer ce dernier comme une boîte noire. Le signal de sortie est lié au signal d'entrée par la fonction de transfert. Lorsque une tension excitatrice (coups de foudre, ou des manoeuvres) contient une des fréquences propres du transformateur, il en résulte une excitation à la résonance et le transformateur devient le siège d'oscillations. L'analyse modale est une méthode utilisée pour décrire un système pouvant osciller par des paramètres modaux, à partir des mesures. Le circuit équivalent modal du transformateur est composé des circuits oscillants simples RLC et des éléments R,L et C, figure I.6.

A partir des mesures sur l'admittance d'entrée, rapport entre le courant d'entrée et la tension d'entrée, nous déterminons les éléments du circuit équivalent et les fréquences propres de résonance du transformateur. A l'aide de l'analyse modale, une étude approfondie du comportement oscillatoire de transformateurs de grande puissance a

été réalisée [23]. Des modèles plus développés pour le calcul des tensions transmises [24,25], montrent l'intérêt de la méthode pour les études de réseaux et que le calcul de surtensions transmises, par le modèle, reste un problème délicat aux niveaux de leurs amplitudes. Le modèle permet d'une part le calcul de fréquences de résonance avec une bonne précision et d'autre part il sert de schéma équivalent pour la prise en compte de la réaction sur le réseau d'un transformateur lors de calcul de réseaux.

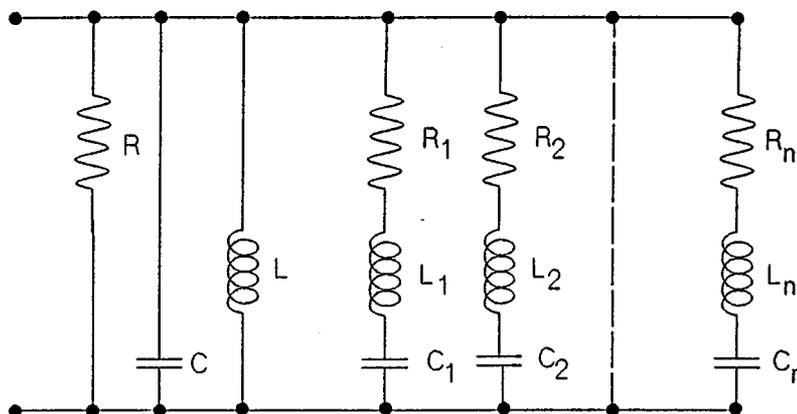


Fig. 1.6 Schéma équivalent modal

1.2.6. Modélisation par des inductances propres et mutuelles

On peut assimiler le comportement de l'enroulement soumis à une onde de choc à celui d'un système de condensateurs et d'inductances tel que le décrivent Heller et Veverka [10]. Ces modèles mathématiques utilisent un réseau équivalent de résistances, inductances et condensateurs (paramètres concentrés ou répartis), selon l'étude envisagée. Le coût et la précision des résultats dépendent du degré de raffinement atteint dans la représentation du bobinage [9,26,27] et des méthodes numériques de simulation mises en oeuvre.

On discrétise le transformateur par spires ou galettes ou par des bobinages que l'on appellera éléments. Chaque élément est représenté par sa résistance et son inductance propre qui est couplée mutuellement avec les autres inductances. Entre les éléments, il existe des capacités de couplages et pour chaque élément une capacité par rapport à la masse, figure 1.8.

Quel que soit le type de représentation, les éléments sont calculés en fonction des caractéristiques géométriques et diélectriques du bobinage ainsi que des caractéristiques géométriques du noyau magnétique.

Ce modèle est le plus répandu et utilisé, à l'heure actuelle, pour modéliser un transformateur. Le nombre de paramètres à calculer est important. Pour n éléments, il faut calculer $(n+1)n/2$ capacités et $(n+1)n/2$ inductances. Le schéma est modifié, plus ou moins, selon l'intérêt de chaque étude dont les paramètres sont calculés soit par la mesure, soit par des calculs analytiques directs de la géométrie. On trouve dans [28,29] des modèles basés sur des matrices d'inductances, dont les éléments sont calculés par

des essais en court-circuit du transformateur.

Dans [30], on trouve une méthode de base pour plusieurs auteurs. Le modèle est constitué par un circuit RLC dont les paramètres sont constants. Un exemple est réalisé sur des enroulements circulaires avec une validation allant jusqu'à 100 KHz.

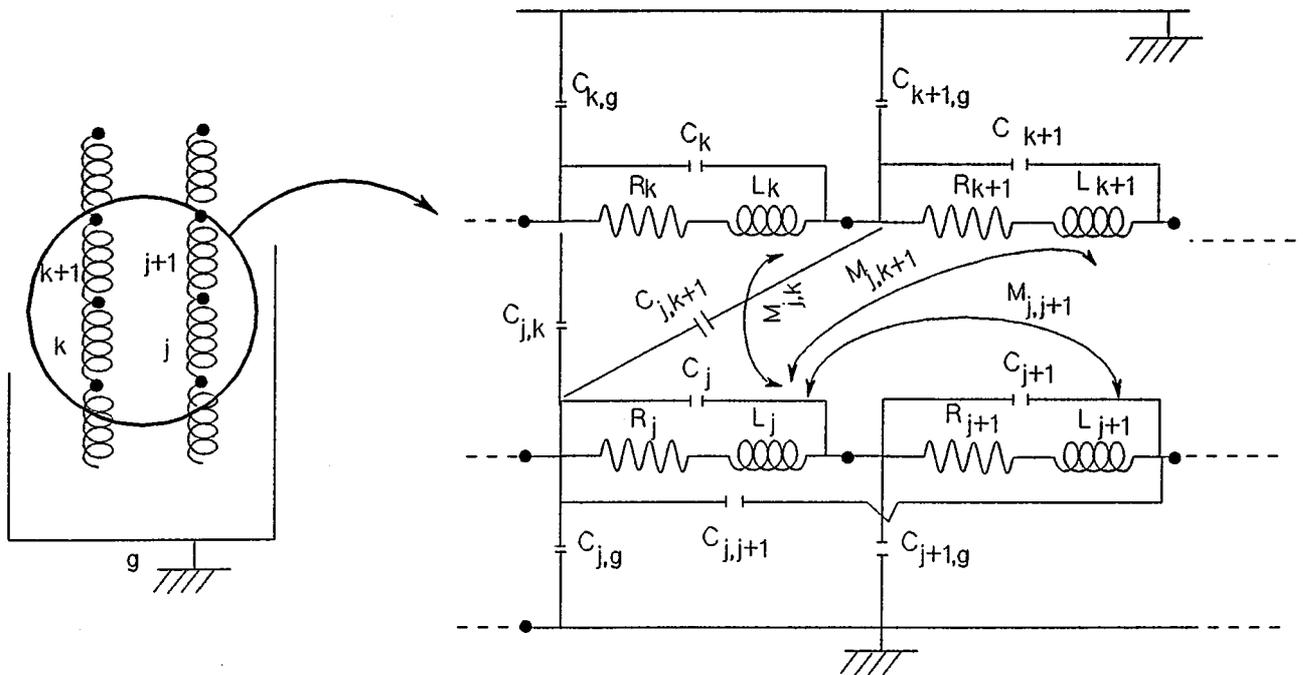


Fig.I.8 Couplage de l'élément J avec les autres éléments

Un modèle assez simple [29] est basé sur un circuit essentiellement composé des inductances et capacités et des résistances en parallèle avec les inductances représentant les pertes. Les résistances séries sont omises. Par l'analyse de plusieurs transformateurs, les auteurs ont pu estimer les pertes des courants de Foucault par des résistances en parallèle avec les inductances, d'une façon empirique. Dans le cas traité, la formulation de l'inductance de fuite est empirique, dépendant de la configuration du transformateur choisie.

Un autre modèle [31] est basé sur la discrétisation du transformateur en circuit RLC similaire à celui de [30], lié à une structure circulaire (transformateur à colonnes). Le calcul de capacités équivalentes se fait par une étude entre plusieurs méthodes analytiques. Les mutuelles sont calculées par leurs distances relatives entre les bobines et non par leurs positions réelles par rapport au noyau. Les calculs proposés par [32] restent valables pour eux. Les pertes diélectriques sont modélisées par des résistances. Leur application est réalisée sur une maquette (prototype) confirmant, eux, que les pertes diélectriques, surtout pertes entre bobines et masse, jouent un rôle prépondérant sur l'amortissement du régime transitoire et que l'on peut négliger les pertes Joule et supplémentaires.

Afin que leur modèle soit simulé par EMTP, les auteurs ont proposé un algorithme de transformation de la matrice d'admittance couplée en une nouvelle matrice d'admit-

tance non-couplée.

Le développement d'une bonne méthode numérique d'inversion de la matrice d'inductance dans le modèle RLC [33] peut éviter le mauvais conditionnement de la matrice, dont les éléments sont constants.

Un modèle [34] est basé sur des éléments inductifs, inductances propres et mutuelles L et M , et sur des éléments capacitifs C (séries et parallèles). Ces éléments sont calculés directement à partir de la géométrie et les résistances sont négligées. Le modèle est appliqué sur un transformateur de type à colonnes.

Les essais du régime transitoire se résument de la façon suivante : le noyau magnétique n'influence pas les régimes transitoires du transformateur et permet ainsi de calculer les inductances propres et mutuelles dans l'air pour le modèle utilisé.

Le calcul des paramètres des modèles [35,36] se fait à partir de la géométrie. Le modèle [35], implique un calcul de toutes les inductances dans l'air, et la résolution temporelle doit être spécifique ; elle est notamment inadaptée à une simulation par EMTP. En plus, les pertes supplémentaires par courant de Foucault dans le cuivre ne sont pas présentées et le circuit magnétique est négligé. Pour avoir un bon accord avec la mesure, des pertes diélectriques 6% ont été considérées, ce qui représente une valeur très élevée. Dans [36], les auteurs ont pu améliorer la résolution numérique du modèle équivalent. Ils ont appliqué une transformée de Fourier sur la réponse fréquentielle du signal. Ils ont développé un logiciel permettant de générer automatiquement tous les paramètres du modèle, à partir de la géométrie. Le calcul des inductances est amélioré en appliquant une méthode d'éléments finis. Les circuits équivalents de capacités tiennent compte de la façon de connexion des bobines et des écrans statiques.

Dans le plupart de ces modèles, le problème de la contribution du noyau magnétique sur le calcul des inductances propres et mutuelles est posé. Dans l'analyse de [34], il y a une certaine incompatibilité dans les explications sur le rôle du noyau magnétique. Le transformateur utilisé (à colonnes) pour la simulation (ou la mesure) a une configuration assez spéciale selon la position des bobines du noyau magnétique. Dans certains cas, il y avait une influence nette du noyau. Cela peut s'expliquer de la façon suivante :

C'est la configuration des enroulements et ses connexions qui jouent un rôle important dans le régime transitoire. Pour chaque configuration, nous avons un schéma équivalent différent des capacités et des inductances. En plus, la construction des enroulements et leurs couplages intervient également dans ce calcul [34]. Ce qui fait intervenir la notion de l'inductance de fuite, cette notion est évidente quand les bobines sont mal couplées.

De nouvelles formules de calcul pour les impédances propres et mutuelles, dans le cas des enroulements circulaires [37] ont été proposées. Une méthode expérimentale est développée afin de déterminer la contribution du noyau magnétique (courants de Foucault et variation fréquentielle) dans la formulation des impédances, en se basant sur les travaux de [38].

D'après les auteurs, il n'y avait pas de formules, pour les impédances propres et mutuelles, qui prenaient en compte les courants de Foucault dans les tôles magnétiques. Par conséquent, des modèles proposés par [32,39,40] sont limités. Il faut signaler que,

dans les travaux [7,41], l'inexistence de ces formules pour prendre directement la contribution du noyau de fer, représente un des obstacles importants dans la prédiction du comportement transitoire du transformateur en service dû aux défauts ou aux manoeuvres.

Ils ont basé leur analyse sur deux notions : impédance propre (Z_p) et impédance mutuelle (Z_m) et sur l'identification de l'erreur commise par la différence entre les deux impédances :

$$Z_p(p) - Z_m(p) = \Delta R(p) + j \omega \Delta L(p)$$

Les résultats de leur calcul sont en bon accord avec la mesure dans une bande de fréquence allant jusqu'à 1 MHz. Malheureusement, leur formulation implique le calcul, d'une façon expérimentale et délicate, de trois paramètres qui dépendent fortement des caractéristiques du noyau magnétique.

D'après [33,34,37,38], il est connu que l'évaluation exacte de la matrice d'inductance ne signifie pas que les effets de fuite (inductance de fuite) ou la caractéristique de la fonction de transfert du transformateur soient correctes, ce qui donnera l'avantage à un modèle n'ayant pas d'inductances propres et mutuelles dans ses éléments mais plutôt des inductances de fuite. D'autre part, le modèle RLC demande une résolution spécifique dans le domaine temporel et une adaptation pour trouver un autre schéma équivalent pour EMTP.

1.2.7. Modèle issu du principe de la dualité magnétique électrique

Nous avons donc été conduit à établir un nouveau modèle [42,43], basé sur le principe de dualité magnétique-électrique afin d'étudier le comportement du transformateur de puissance (fréquence de résonance et coefficients de surtension). Le principe de dualité permet d'établir des propositions nouvelles à partir de propositions déjà connues et de faciliter l'étude de certains circuits présentant une contexture donnée et qu'il est plus commode d'aborder sur le dual que sur le réseau lui même.

La dualité donc simplifie les calculs relatifs à certains circuits en se basant sur l'identité de forme d'un certain nombre de relations [44,45]. On appelle circuits correspondants par dualité, ou duals, deux circuits qui constituent deux représentations physiques différentes d'un même système d'équations différentielles. Les équations de noeuds de l'un sont les équations de mailles de l'autre et inversement. Notons qu'un circuit n'admet de dual que s'il peut être tracé sur un plan ou une sphère. Ce problème de l'existence du circuit dual est lié à l'étude de la topologie des réseaux.

Cherry [44] a établi un certain nombre de relations de dualité entre les circuits magnétiques et les circuits électriques. L'application est faite sur des circuits magnétiques simples. Ce principe de dualité a été développé par la suite afin d'être appliquée sur d'autres exemples de circuits en introduisant les notions de l'inductance de fuite [46] et du transformateur parfait [46,47]. L'application dans [46] restait théorique sur des exemples simples. Par contre, l'application dans [47] était de décrire un modèle de transformateur, basé sur la transformation par dualité du schéma des réductances, permettant de le représenter dans le domaine des basses fréquences. Le modèle servait

pour l'étude d'interaction avec le réseau par l'EMTP.

On trouve dans [48], une étude sur l'interaction ligne-transformateur sous les conditions de manoeuvres. L'approche de Cherry est appliquée afin de construire un modèle simple du transformateur. Dans ce modèle, il y avait des difficultés de déterminer les valeurs numériques des inductances de fuite et les paramètres du modèle sont identifiés par des mesures. La résolution des équations du modèle est faite par un programme approprié. Une autre démarche similaire [49] reposant sur des hypothèses simplificatrices est réalisée pour expliquer une série d'accidents survenus dans des réseaux très haute tension. Les paramètres du modèle du transformateur sont soit mesurés, soit calculés de la géométrie avec des difficultés pour des réluctances. L'application du modèle donnait de bons résultats.

Il est important de donner des exemples sur le principe de la dualité afin de l'appliquer pour étudier le comportement interne des transformateurs de puissance en haute fréquence [43].

On établit tout d'abord le schéma magnétique du système physique, figure I.9b, selon l'analogie dite de Hopkinson [47], ensuite nous passons au schéma électrique équivalent, figure I.9.c, selon les règles de dualité suivantes, tableau I.1 :

Tableau I.1

Règles de dualité

Circuit Electrique	Circuit Magnétique
Source de Courant	Force magnétique
Tension	Dérivée du flux
Inductance	Réluctance
Maille électrique	Noeud magnétique
Noeud électrique	Maille magnétique

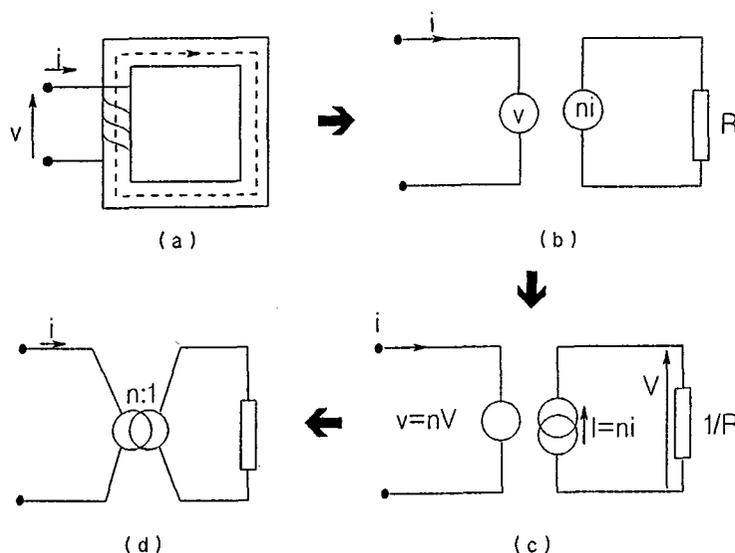


Fig. I.9 Principe de dualité

Mais les relations, dans la figure I.9.c :

$$v = n V \text{ et } I = ni$$

sont identiques à celles d'un transformateur parfait de rapport $n/1$, donc le schéma de dual devient comme celui de la figure I.9.d.

L'exemple suivant, figure I.10, illustre le modèle dans le cas d'un transformateur à deux enroulements.

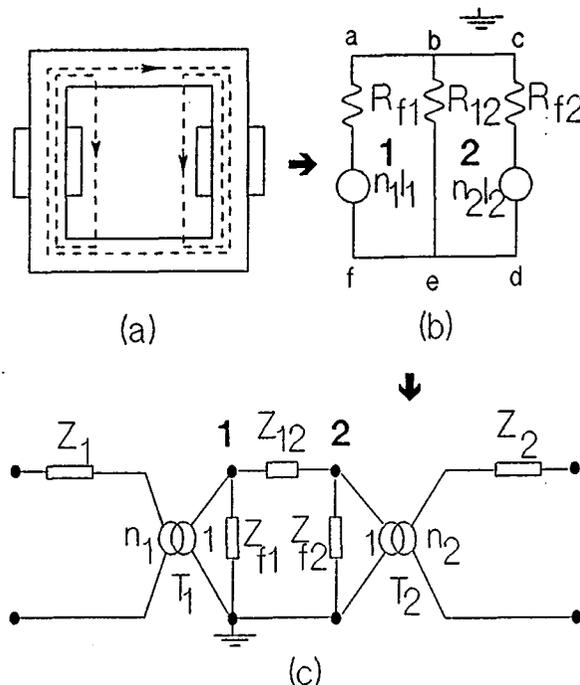


Fig. I.10 Circuit équivalent d'un transformateur monophasé

Les mailles magnétiques (a-b-e-f-a) et (b-c-d-e-b), figure I.10.b, deviennent respectivement les noeuds électriques (1,2), figure I.10.c. La maille magnétique extérieure (a-b-c-d-e-f-a) est dual du noeud de la masse. Les duals des ampères tours $n_1 I_1$, $n_2 I_2$ sont les transformateurs parfaits T_1 et T_2 .

Pour aller schématiquement du noeud 1 (ou 2) à la masse on coupe la réluctance R_{f1} (ou R_{f2}) ; les noeuds 1 et 2 sont donc connectés à la masse par des impédances magnétisantes Z_{f1} et Z_{f2} duales de R_{f1} et R_{f2} , respectivement. Pour aller du noeud 1 au noeud 2, on coupe la réluctance de fuite R_{12} . Il en résulte que le noeud 1 est connecté au noeud 2 par une impédance de fuite Z_{12} .

Z_1 et Z_2 sont respectivement les impédances des conducteurs des bobines 1 et 2.

Ce modèle est le mieux adapté pour calculer les surtensions à une fréquence donnée. Il permet une bonne représentation des pertes par courants de Foucault dans le circuit magnétique et dans le cuivre, son principal avantage est d'être utilisable sur le logiciel E.M.T.P.

On a retenu ce modèle pour modéliser le transformateur de puissance en régime haute fréquence.

I.3. CONCLUSION

Nous avons résumé dans ce chapitre les divers modèles actuels de transformateur en haute fréquence.

Le modèle le plus adapté à l'étude des surtensions internes dans le bobinage est celui issu du principe de la dualité magnétique-électrique. Il constitue un schéma très complet permettant d'une part de représenter des phénomènes tels que l'effet de peau, les pertes supplémentaires. Le problème de la contribution du noyau magnétique n'est pas posé dans le modèle, sur le calcul d'autres paramètres. Il a l'avantage d'être utilisable par EMTP, ce qui permettra d'étudier le transformateur dans un réseau réel. Ce modèle sera retenu dans notre travail afin de modéliser des transformateurs de grande puissance et étudier leurs comportements internes (fréquences de résonance, coefficients de surtension). Mais, il est important de trouver de bonnes procédures dans le calcul des paramètres du modèle afin d'avoir une bonne précision dans les résultats.

D'autre part, le modèle du transformateur basé sur l'analyse modale est intéressant pour les études d'interaction réseau-transformateur. Il reflète le comportement extérieur du transformateur avec un simple schéma équivalent et une bonne précision. Il est constitué à partir des mesures sur l'admittance d'entrée et de la fonction de transfert du transformateur. Ce modèle sera aussi l'objet de notre étude afin d'interpréter le comportement d'un transformateur par la mesure.

CHAPITRE II

DETERMINATION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT DU MODELE, SIMULATION NUMERIQUE

CHAPITRE II

DETERMINATION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT DU MODELE , SIMULATION NUMERIQUE

INTRODUCTION

Nous appliquons notre modèle, issu du principe de dualité, sur une maquette d'un pôle monophasé cuirassé. Les enroulements de cette maquette sont sous forme de galettes comme le montre le schéma figure II.1. On dispose sur la partie supérieure de la maquette des différentes entrées et sorties de groupes de tension. Le groupe basse tension (GBT) est composé de deux parties dont chacune contient 8 bobines. Le groupe intermédiaire (GI) est formé par 6 bobines. La construction du groupe neutre (GN) est identique à celle du GI. Le groupe haute tension (GHT) est formé de deux parties en parallèle dont chacune est formée par 8 bobines. Le transformateur possède au total 339 spires. La modélisation du transformateur est basée sur la construction d'un circuit électrique analogue à un circuit magnétique en connaissant la géométrie du circuit considéré.

Les paramètres du modèle sont calculés directement de la géométrie physique du transformateur qui est discrétisé par N galettes (bobine, plusieurs bobines). Nous exposons les méthodes utilisées dans notre simulation pour le calcul des paramètres du modèle de transformateur.

Du fait de la géométrie complexe des enroulements et du circuit magnétique, nous utilisons une méthode d'éléments finis permettant de calculer les capacités de couplage entre les galettes et entre les galettes et la masse. Le circuit magnétique est modélisé par un circuit parallèle de Foster qui tient compte des courants de Foucault ; ce circuit a été développé en étudiant, d'une façon analytique, la distribution du champ électromagnétique à l'intérieur des tôles du transformateur. Pour chaque galette, nous tenons compte de l'effet de peau, en représentant les résistances par des circuits équivalents obtenus par des techniques de synthèse, et les impédances de fuite sont calculées à partir de l'énergie magnétique spatiale.

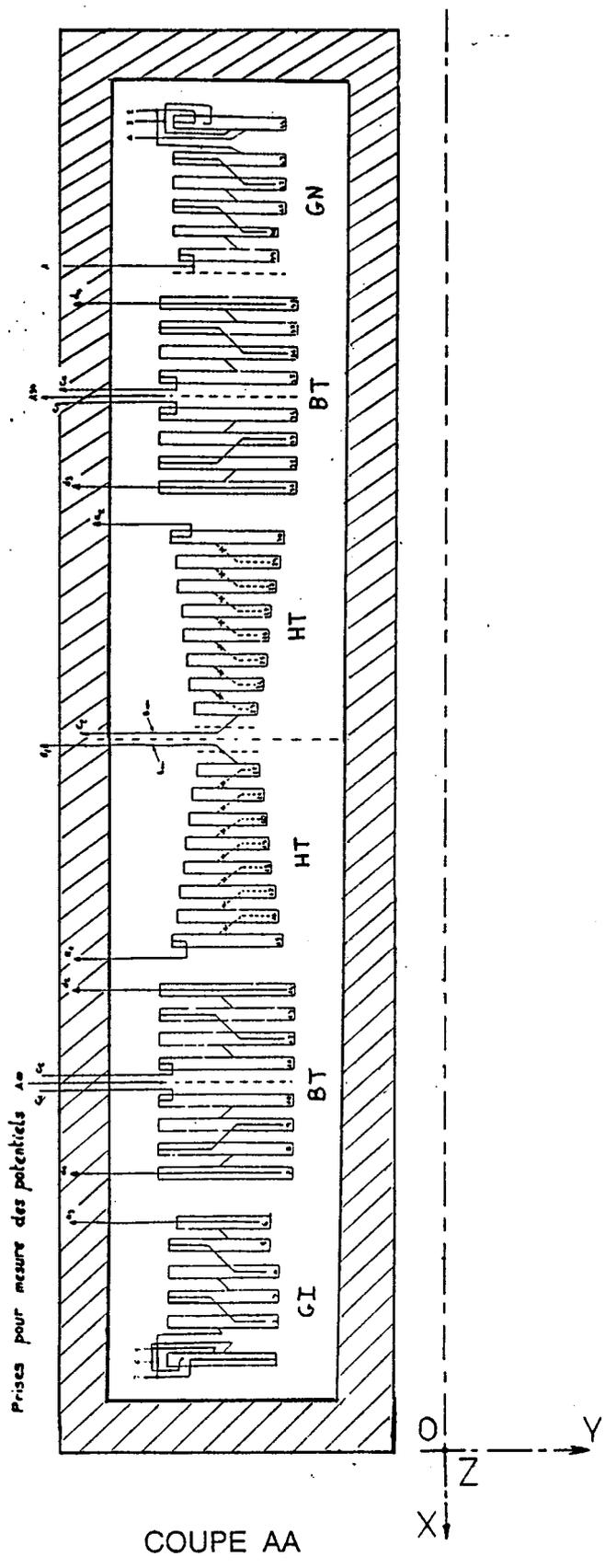
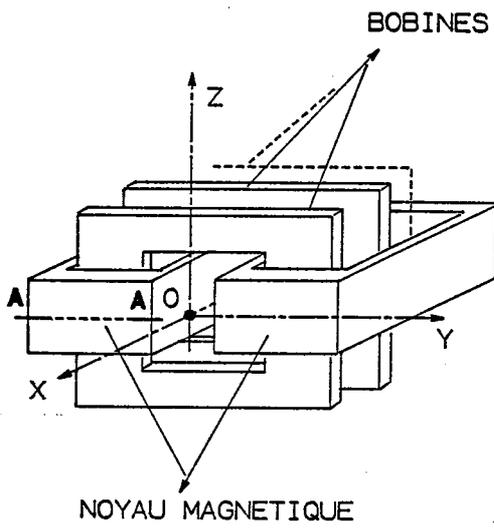


Fig. II.1 Description schématique de la maquette

Nous allons exposer l'utilisation du modèle pour modéliser le comportement oscillatoire de notre transformateur. Nous effectuons deux études de simulation transitoire par le programme EMTP et des comparaisons avec les mesures.

II.1. CALCUL DES CAPACITES

Nous utilisons une méthode qui nous permet de calculer les capacités de couplage entre les galettes en utilisant un programme d'éléments finis [50]. Cette méthode nous donne avec précision toutes les capacités de couplage. Les capacités séries entre les spires d'un même élément sont négligées, chaque élément étant assimilé à une électrode; le domaine d'étude est constitué généralement par des zones de propriétés physiques distinctes (conductivité, perméabilité, ou permittivité) qui constituent les différents milieux du problème.

La méthode d'éléments finis implique une étude sur un domaine fini ou borné sur le bord duquel il est nécessaire de définir des conditions aux limites. A noter que ce domaine constitue lui aussi un seul milieu. On trouve dans [51,52] des formules analytiques pour le calcul des capacités, et des comparaisons avec plusieurs méthodes, dans des configurations simples.

Méthode des éléments finis

Afin de tenir compte de la structure des isolants et des écrans statiques, le calcul de capacités est fait en résolvant les équations de Laplace 2D ou 3D axisymétrique en électrostatique avec les éléments finis (d'ordre 2) :

$$\varepsilon \nabla^2 V = 0$$

V : vecteur potentiel
 ε : permittivité relative

Cette équation, résolue avec des conditions aux limites appropriées, permet de calculer le potentiel dans tout le domaine d'étude.

Afin de déterminer les valeurs de ces capacités, on calcule l'énergie électrostatique stockée dans le domaine en fonction du vecteur tension des électrodes, dans n'importe quelles conditions imposées.

On met l'électrode i à un potentiel égal à 1 V, toutes les autres électrodes à 0 V, cela nous donnera un vecteur solution Φ_i du potentiel des noeuds. On construit la matrice Ψ pour m électrodes différentes et n noeuds :

$$\Psi = [\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_i, \dots, \Phi_m]$$

On définit une matrice telle que :

$$\Gamma = \Psi^T S \Psi$$

Ψ : matrice $n \times m$

Γ : matrice symétrique carrée $m \times m$, avec la dimension d'une capacité

On peut donc calculer l'énergie stockée dans le domaine :

$$W = 1 / 2 (V^T \Gamma V)$$

V : vecteur tension des électrodes

La formule précédente s'écrit de la façon suivante, en portant les électrodes i et j à un potentiel 1 V et toutes les autres électrodes à 0 V :

$$W_1 = 1 / 2 (\Gamma_{ii} + \Gamma_{jj} + 2 \Gamma_{ij})$$

Pour le modèle électrique, toutes les capacités qui aboutissent à l'électrode i ou j à l'exception de C_{ij} sont chargées, donc :

$$W_2 = 1 / 2 (\sum_{k=1, k \neq i, j}^m (C_{ik} + C_{jk}))$$

Le domaine étant modélisé par les capacités C, les deux énergies W₁ et W₂ sont donc égales. Par conséquent, nous avons une relation linéaire entre les capacités du modèle et les éléments de la matrice Γ. On répète cette procédure, pour les électrodes différentes du problème (m électrodes), ce qui nous donne m(m-1)/2 équations pour m(m-1)/2 capacités à calculer et une relation de la forme suivante, pour chaque configuration :

$$\sum_{k=1}^m \sum_{l=k+1}^m U_{ijkl} C_{kl} = \Gamma_{ii} + \Gamma_{jj} + 2 \Gamma_{ij}$$

Avec, $C_{kl} = 0$ si (k = i et l = j)
 $C_{kl} = 0$ si (k = (i ou j) et (l = i ou j))
 $C_{kl} = 1$ ailleurs

Il suffit d'écrire toutes ces équations, ce qui nous donne une relation matricielle de la forme :

$$U C = B$$

Donc,

$$C = U^{-1} B$$

De cette façon, nous pouvons réaliser un calcul automatique des capacités équivalentes à un système électrostatique [53]. Il faut noter que les capacités globales du transformateur (galette/galette, galette/masse) seront calculées avec une notion de longueur équivalente L_{eq}, figure II.1 :

$$L_{eq} = (A + a + b + B)$$

II.2. CALCUL DES IMPEDANCES MAGNETISANTES

II.2.1. Impédance opérationnelle d'une tôle magnétique [21]

Nous considérons une tôle magnétique limitée par les surfaces parallèles $y = \pm d/2$ de largeur w et de longueur l . Cette tôle est soumise à un champ magnétique $H = H(y,t) \mathbf{k}$, figure II.2. Nous supposons que la conductivité et la perméabilité de la tôle sont constantes et que la largeur est plus grande que l'épaisseur ($w \gg d$), donc les effets de bords pourront être négligés ; cela nous amène à étudier un problème unidimensionnel, en négligeant la saturation et l'hystérésis.

Les équations du champ magnétique dans la tôle s'écrivent, en négligeant $\partial \mathbf{D} / \partial t$:

$$\begin{aligned} \text{rot } \mathbf{H} &= \mathbf{J} \\ \text{rot } \mathbf{E} &= -\partial \mathbf{B} / \partial t \\ \mathbf{J} &= \sigma \mathbf{E} \\ \mathbf{B} &= \mu \mathbf{H} \end{aligned}$$

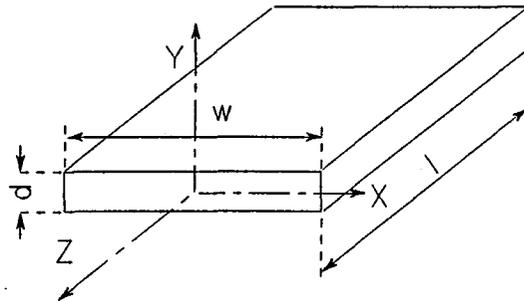


Fig. II.2 Une tôle magnétique

Avec,

σ : conductivité de la tôle et μ : perméabilité de la tôle

Soit aussi :

$$\partial^2 h(y,t) / \partial y^2 = \mu \sigma \partial h(y,t) / \partial t$$

Avec les conditions aux limites et initiales :

$$\begin{aligned} h(-d/2,t) &= h(d/2,t) = H_0 \\ h(y,t) &= 0 \text{ pour } t = 0 \end{aligned}$$

La solution de l'équation s'écrit :

$$H(y,p) = H_0(p) \text{ch} \sqrt{(\mu \sigma p y)} / (\text{ch} \sqrt{(\mu \sigma p) d/2})$$

Avec,

$$H_0(p) = H_0 / p ; p = \text{l'opérateur de Laplace}$$

Le champ électrique a donc pour expression :

$$E(y,p) = (1 / \sigma) dH(y,p) / dy$$

ou

$$E(y,p) = 2 H_0(p) \sqrt{(\mu \sigma p)} \text{sh} \sqrt{(\mu \sigma p y)} / (\sigma \text{ch} \sqrt{(\mu \sigma p) d})$$

Dans le domaine temporel, le champ magnétique sera exprimé par la relation :

$$h(y,t) = H_0 \left(1 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n-1)d} \cos(2n-1)\pi y e^{-(2n-1)(2n-1)t/\tau} \right)$$

Avec τ la constante de diffusion :

$$\tau = (\mu \sigma d^2) / (4 \pi^2)$$

Le flux total $\Phi(t)$ sera donc :

$$\Phi(t) = w \int_{-d/2}^{d/2} \mu h(y,t) dy$$

$$\Phi(t) = \mu w d H_0 \left[1 - \frac{8}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-(2n-1)(2n-1)t/\tau}}{(2n-1)^2} \right]$$

De cette dernière équation, on remarque que les courants de Foucault créent un retard de la montée du flux ; et que la vitesse de diffusion du champ électromagnétique dépend de τ .

Cette constante de temps dépend des propriétés magnétique et électrique de la tôle et de son épaisseur. Pour une épaisseur donnée, les paramètres qui influencent la constante de diffusion sont la perméabilité et la conductivité de la tôle. Si la conductivité est supposée constante, et que la perméabilité est faible, on aura deux effets sur la diffusion du champ électromagnétique à l'intérieur de la tôle :

- 1) La constante τ décroît et le champ diffuse plus vite.
- 2) La diffusion du champ est aussi plus large.

Si $y = d/2$, le champ électrique s'écrit :

$$E(d/2,p) = H_0(p) \sqrt{(\mu p / \sigma)} \operatorname{th}(\sqrt{(\mu \sigma p)} d/2) = E_0(p)$$

L'impédance de surface, $Z_s(p)$, est donnée par la relation :

$$Z_s(p) = E_0(p) / H_0(p)$$

D'où l'admittance de surface, $Y_s(p)$:

$$Y_s(p) = \sqrt{(\sigma / \mu / p)} \operatorname{coth}(\sqrt{(\mu \sigma p)} d/2)$$

L'impédance totale vue par une bobine à une spire placée autour de cette tôle sera alors :

$$Z(p) = (2w/l) \sqrt{(\mu p / \sigma)} \operatorname{th}(\sqrt{(\mu \sigma p)} d/2)$$

Si on a un empilage de N tôles isolées, $Z(p)$ devient :

$$Z(p) = (2w/l) N \sqrt{(\mu p / \sigma)} \operatorname{th}(\sqrt{(\mu \sigma p)} d/2)$$

$Z(p)$ n'est autre que l'impédance magnétisante qui représente le noyau magnétique en régime non saturé.

II.2.2. Décomposition de l'impédance magnétisante en circuit équivalent

C'est un développement d'un circuit équivalent exact pour des problèmes magnétisants linéaires avec courants de Foucault. Le modèle mathématique développé est valable pour n'importe quelle excitation avec n'importe quelle fréquence.

$$Z(p) = (2w/l) N \sqrt{(\mu p / \sigma)} \operatorname{th}(\sqrt{(\mu \sigma p)} d/2)$$

La décomposition de Coth en série :

$$\operatorname{coth} Z = 1/Z + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2Z}{(Z^2 + a_k^2)} ; a_k = k\pi$$

nous permet d'écrire :

$$Z(p) = \frac{2}{\pi^2 \tau} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{p L_0}{p + \frac{(2k-1)^2}{4\tau}}$$

Donc,

$$Y(p) = \frac{1}{p L_0} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2/L_0}{(p + k^2/\tau)}$$

Avec :

$L_0 = \mu N w d / l$: Inductance à basse fréquence

$\tau = \mu \sigma d^2 / (4 \pi^2)$: Constante de diffusion

Les valeurs des paramètres du circuit parallèle de Foster sont calculées de la façon suivante, figure II.3 :

$$L_k = 8 L_0 / (2K - 1)^2 \pi^2$$

$$R_k = 2 L_0 / (\pi^2 \tau)$$

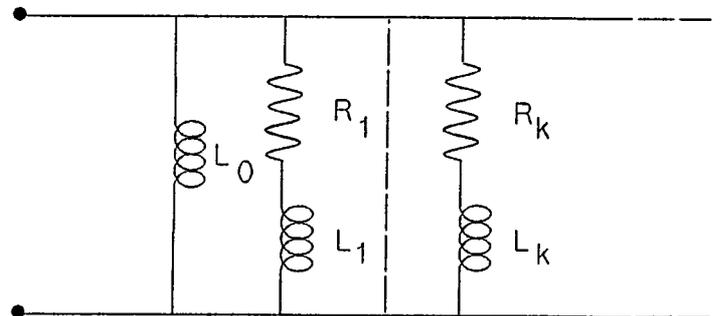


Fig. II.3 Circuit parallèle de Foster

II.2.3. Interprétation du circuit équivalent

Le circuit parallèle de Foster, figure II.3, est un modèle qui dépend de la fréquence, et qui a été développé en étudiant la distribution du champ électromagnétique à l'intérieur des tôles du transformateur.

Les courants de Foucault dans le noyau du transformateur ont deux principaux effets :

- pertes supplémentaires,
- opposition aux variations de flux à l'intérieur du noyau.

Le modèle tient compte de ces deux effets : les résistances (R_k) des branches R-L représentent les pertes tandis que L_k représentent l'effet de pénétration limitée du flux dans les couches du noyau.

- A basse fréquence

Les valeurs des résistances sont plus grandes que celles des réactances. Par conséquent, on pourrait considérer qu'on a une résistance équivalente pour la tôle, représentant les pertes par courants de Foucault.

- A haute fréquence

C'est le cas contraire où les valeurs des réactances deviennent grandes devant celles des résistances. A très grandes fréquences, on néglige les résistances ce qui nous donne une faible valeur de l'inductance d'entrée du circuit. Ceci traduit le fait que très peu de flux pénètre dans la tôle, à cause des courants de Foucault.

II.2.4. Conclusion

La modélisation du noyau magnétique est simple, précise, et efficace pour les calculs qui nous intéressent. Ce modèle montre l'influence de la fréquence sur les branches magnétisantes et sur la variation des pertes par courant de Foucault. Ce modèle pourrait être modifié pour tenir compte de la non-linéarité du fer, en considérant que chaque inductance L_k (figure II.3), est elle-même non-linéaire et que L_0 est aussi non-linéaire, à condition que toutes les inductances L_k de branches R, et L_0 aient les mêmes caractéristiques de saturation ; ceci conduit à un modèle similaire à celui de Silvester [54].

II.3. CALCUL DES PARAMETRES RESISTIFS

II.3.1. Impédance opérationnelle d'une plaque

Soit le conducteur plat d'une longueur l ayant la configuration suivante, figure II.4. Avec l'hypothèse que la densité de courant ne dépend que de Y : $J = J(Y)$ et les conditions aux limites, l'impédance opérationnelle du conducteur $Z(p)$ s'écrit [55] :

$$Z(p) = (l / 2w) \sqrt{(\mu p / \sigma)} \coth(\sqrt{(\mu \sigma p)} d/2)$$

D'où l'admittance :

$$Y(p) = (2w / l) \sqrt{(\sigma / (\mu p))} \operatorname{th}(\sqrt{(\mu \sigma p)} d/2)$$

μ : perméabilité du conducteur
 σ : conductivité du conducteur
 p : opérateur de Laplace

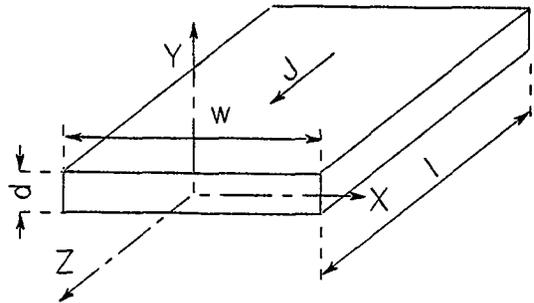


Fig. II.4 Configuration de la plaque

On introduit la notion d'effet de peau (δ) et l'impédance à parties réelle (R) et imaginaire (X) :

$$R = \frac{\operatorname{sh} d/\delta + \sin d/\delta}{w 2 \sigma \delta (\operatorname{ch} d/\delta - \cos d/\delta)} ; \quad X = \frac{\operatorname{sh} d/\delta - \sin d/\delta}{w 2 \sigma \delta (\operatorname{ch} d/\delta - \cos d/\delta)}$$

$$\delta = \sqrt{2 / (\mu \sigma \omega)}$$

a) A basse fréquence (ω faible)

$$\coth(\sqrt{(\mu \sigma p)} d/2) \cong 2 / (d \sqrt{(\mu \sigma p)})$$

Il en résulte que l'impédance à basse fréquence Z_b s'écrit :

$$Z_b = (l / 2w) \sqrt{(\mu p / \sigma)} 2 / (d \sqrt{(\mu \sigma p)}) = l / (w d \sigma) = R_0$$

Aux très basses fréquences, l'épaisseur de peau δ est très grande et le développement de \coth fournit une valeur constante pour Z_b . Cette valeur est équivalente à la résistance en courant continu.

b) A haute fréquence

Dans ce cas, ω est très élevée,

$$\coth(\sqrt{(\mu \sigma p)} d/2) \cong 1$$

L'impédance en H.F. s'écrit donc,

$$Z_h = l \sqrt{(\mu p / \sigma)} / (2w)$$

En introduisant la notion d'effet de peau on trouve que :

$$Z_h = l (1 + j) / (2 w \sigma \delta)$$

La partie réelle de Z_h montre que la résistance du conducteur varie en fonction de \sqrt{f} . Dans ce cas, $d \gg \delta$

$$R = l / (2 w \sigma \delta)$$

Le résultat est facile à interpréter : tout se passe comme si la densité de courant n'était non nulle que dans deux couches superficielles d'épaisseur δ , la densité de courant étant uniforme dans ces couches ; la section de passage offerte au courant est ainsi $2w\delta$.

II.3.2. Impédance opérationnelle d'un conducteur à section droite rectangulaire

Nous considérons un conducteur, figure II.5, d'une longueur l , dans le vide, dont le fonctionnement électrique est régi par les équations :

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}, \quad \mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \quad \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$$

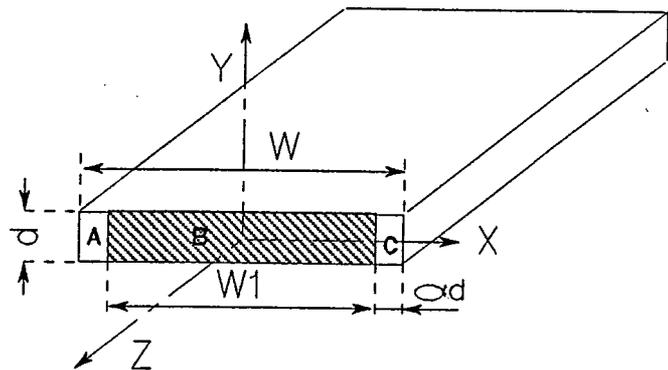


Fig. II.5 Conducteur à section rectangulaire

Le conducteur a une section droite rectangulaire : d'épaisseur d et de largeur W . La densité de courant \mathbf{J} varie dans les deux directions x et y ,

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}(x,y)$$

On découpe le conducteur en trois zones A, B et C, afin de faciliter le calcul pour avoir une formulation simple de l'impédance. A condition que le paramètre α soit choisi empiriquement (par géométrie) et on alors suppose que :

- dans la zone B, la densité de courant est uniquement fonction de Y . Par contre dans les zones A et C, la densité de courant est uniquement fonction de X .

Avec ces hypothèses, le conducteur est considéré comme étant la mise en parallèle de deux plaques ; la première formée par la zone B et la seconde par les zones A et C. L'admittance opérationnelle sera donc :

$$Y(p) = Y_1(p) + Y_2(p) = (2 W_1 / l) \sqrt{(\sigma / (\mu p))} \operatorname{th}(\sqrt{(\mu \sigma p)} d / 2) + \\ (2 d / l) \sqrt{(\sigma / (\mu p))} \operatorname{th}(\sqrt{(\mu \sigma p)} \alpha d)$$

Aux basses fréquences

$$Y_b = \sigma W_1 d / l + \sigma \alpha d d / l \cong \sigma W d / l$$

Aux hautes fréquences, en introduisant la notion d'épaisseur de peau δ :

$$Y_h = \sigma (2 W_1 \delta) / (l(1 + j)) + \sigma (2 d \delta) / (l(1 + j))$$

$$Y_h \cong \sigma (2 W + 2 d) \delta / (l(1 + j))$$

L'interprétation de ces résultats est similaire à celle d'une plaque.

II.4. Calcul des impédances de fuites

On considère deux galettes d'un transformateur. On en prend une coupe dans la fenêtre, c'est-à-dire entourée de matériau magnétique. On considère que le problème présente une symétrie autour de l'axe des galettes, figure II.6, qui sont parcourues par des courants $i, -i$, on obtient le champ magnétique $H(x)$, par application du Théorème d'Ampère. L'inductance de fuite entre deux éléments (galettes) correspond aux flux de fuites dans le canal entre les deux enroulements.

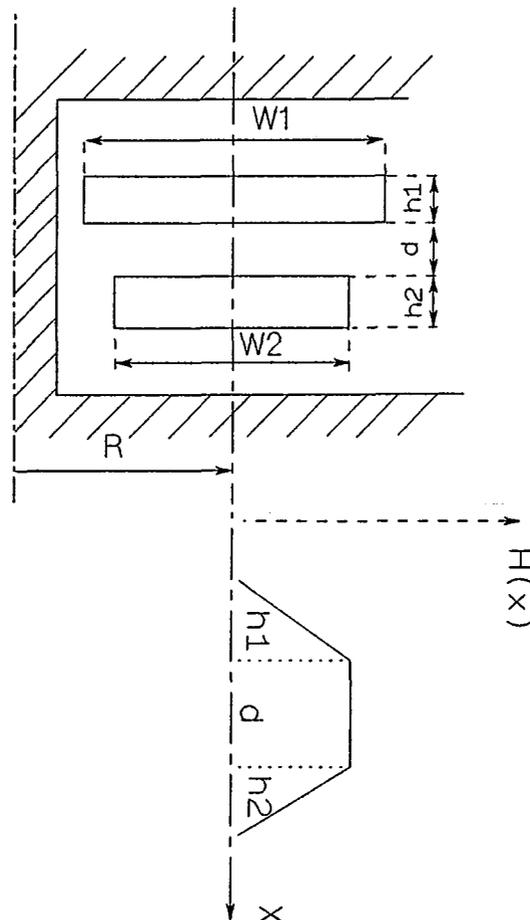


Fig. II.6 Configuration du problème pour 2 galettes voisines

Une des méthodes utilisées pour le calcul de cette impédance, [42] nous la donne sous la forme :

$$I_{\text{fuite}} = (\mu_0 2 \pi R (d + (h_1 + h_2) / 3)) / W$$

Avec,

$$W = (W_1 + W_2) / 2$$

En haute fréquence, où l'on tient compte de l'épaisseur de peau δ , h_1 et h_2 doivent, en première approximation, être remplacés par δ :

$$\delta = \sqrt{2 / (\mu \sigma \omega)}$$

Donc, en haute fréquence :

$$I_{\text{fuite}} = (\mu_0 2 \pi R (d + 2\delta / 3)) / W$$

III.5. DEVELOPPEMENT D'UNE METHODE DE SYNTHESE [56]

Dans ce paragraphe, nous allons montrer l'influence de la méthode choisie pour le calcul des paramètres du modèle sur la précision de la modélisation en comparant avec les formules analytiques ou d'autres méthodes.

Avec la méthode parallèle de Foster, pour modéliser l'impédance magnétisante, on était soumis à la contrainte suivante :

Dans une étude fréquentielle, pour des fréquences élevées autour de 600 kHz, le modèle demande au minimum 20 dipôles en parallèle, pour avoir une bonne précision avec une erreur relative de l'ordre 5 %, figure II.7,

$$\text{erreur} = [\text{Mod} (Z) - \text{Mod} (Z_a)] / \text{Mod} (Z)$$

Où, $\text{Mod} (Z)$ et $\text{Mod} (Z_a)$ représentent les valeurs de module de l'impédance magnétisante calculées par le circuit de Foster et analytiquement respectivement.

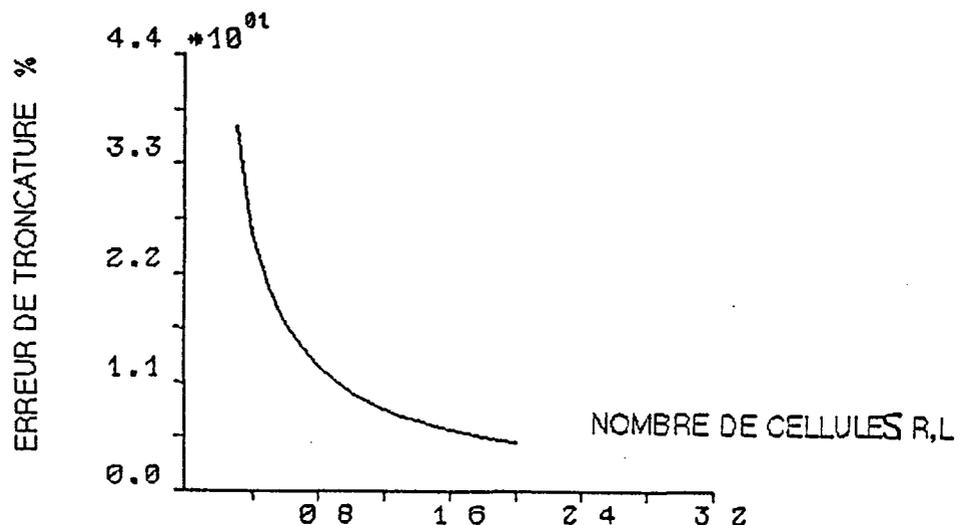


Fig. II.7 Influence du nombre de dipôles sur la précision

Les développements en séries des fonctions, qui constituent l'admittance et l'impédance, donnent des schémas équivalents avec des éléments idéaux R,L. Dans la référence [57], une comparaison des réponses à l'échelon de différents schémas équivalents (série approché, parallèle approché, parallèle Tchebicheff, ...) a montré que la méthode en cascade de Caer est l'une des meilleures approximations obtenues.

D'autres méthodes sont développées dans les références [58,59] utilisant des termes de correction.

Malheureusement, ces méthodes demandent un nombre considérable de dipôles pour les études en haute fréquence, et elles ne sont pas adaptées à modéliser la partie réelle de l'admittance ohmique et les impédances de fuite.

Cela nous a amené à réfléchir à une méthode graphique de type cascade de Caer nous permettant de minimiser le nombre de dipôles, 5 au maximum, tout en augmentant la précision dans une bande de fréquence donnée ; ce qui est rendu possible par l'allure des courbes (variation monotone).

II.5.1. Synthèse graphique du schéma équivalent

A partir des données géométriques du noyau magnétique du transformateur étudié (à titre d'exemple) et de ses caractéristiques, on trace le module de l'impédance magnétisante en fonction de la fréquence, à l'aide des formules analytiques [21], figure II.8.A.

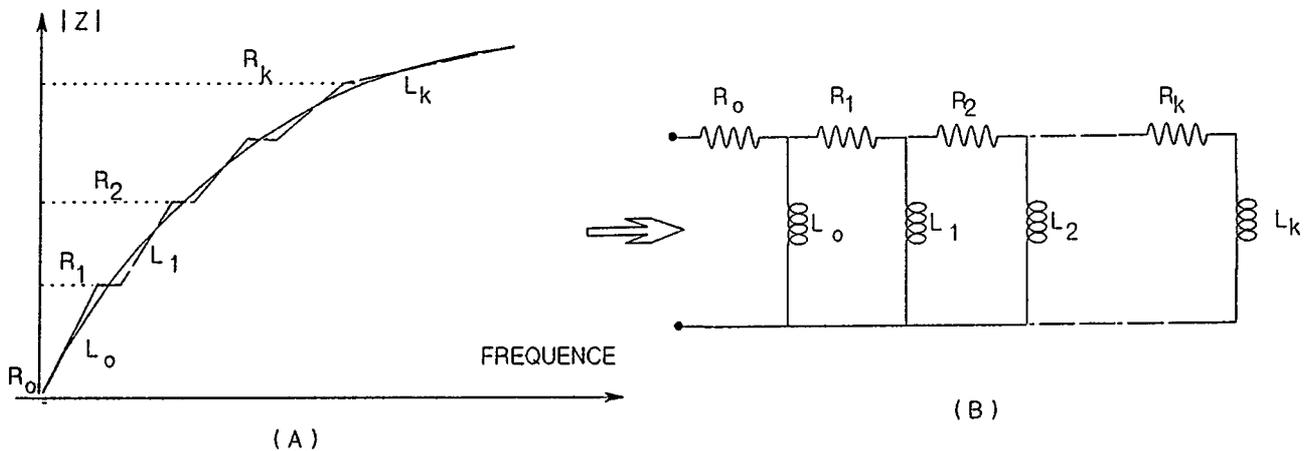


Fig. II.8 Synthèse du circuit équivalent

A) Approximation de la courbe analytique

B) Circuit équivalent choisi

L'allure de cette courbe nous conduit à l'approximer par une succession de segments de droites, qui correspondent aux éléments d'un circuit tel que celui du schéma suivant, figure II.8.B. La valeur de chaque palier est associée à une résistance du schéma, par contre les pentes nous donnent les valeurs des inductances pour notre schéma.

II.5.2. Mise en oeuvre de la méthode graphique

On trace tout d'abord la courbe analytique du module en fonction de la fréquence, et supposons que cette courbe est composée de n points et que X (l'abscisse) est un

vecteur contenant les fréquences et Y (l'ordonnée) est un vecteur contenant les valeurs du module de Z . Entre la fréquence minimale F_{min} , $X(1)$, et la maximale F_{max} , $X(n)$, nous devons déterminer le nombre nécessaire des fréquences intermédiaires (de brisures) pour notre modélisation. La bande de fréquences à simuler est :

$$\Delta X = X(n) - X(nc)$$

Avec,

$X(1)$: la première fréquence qui correspond au premier point,

$X(n)$: la dernière fréquence qui correspond au point n .

II.5.2.1. Détermination du nombre de fréquences de brisures

La première étape à réaliser est de déterminer le nombre de fréquences nécessaires qui donne une erreur relative maximale acceptable pour une précision choisie. Cela est traduit de la manière suivante :

a) On fixe une valeur de l'erreur relative maximale acceptable (ε) due à l'approximation de la courbe analytique.

b) On donne un nombre (n) souhaité de fréquences de brisures dont les valeurs sont calculées selon une distribution géométrie ou arithmétique.

c) On calcule l'erreur relative maximale commise E_{max} pour toutes les fréquences de brisure. Si E_{max} est plus grande que ε , le choix du nombre de fréquences n'est pas bon et il faut l'augmenter jusqu'à ce que l'on obtienne $E_{max} < \varepsilon$.

Par conséquent, la méthode n'est pas limitée à un nombre de dipôles (R, L). Toute courbe ayant une allure similaire à celle de la figure II.8.A peut être modélisée par un nombre quelconque de branches selon le choix et la précision désirée.

II.5.2.2. Calcul des éléments du circuit équivalent

Le nombre de fréquences de brisures (n_i) est déterminé et nous pouvons donc procéder au calcul des éléments du schéma équivalent. Ce calcul est fait en optimisant l'erreur relative de façon suivante, figure II.9 :

$$\Delta Y(i) / Y(i) = \Delta Y(i-1) / Y(i-1)$$

Cette équation signifie que l'erreur relative pour le point (i) est égale à l'erreur relative pour le point ($i-1$). Les valeurs de la résistance et de l'inductance correspondant à ce point se calculent de la manière suivante :

$$R = Y(i) - \Delta Y(i) = \Delta Y(i-1) + Y(i-1)$$

La valeur de L est celle de la pente constituée par les 2 points :

$$[X(i+1) ; (Y(i+1) + \Delta Y(i+1))]$$

$$[X(i) ; (Y(i) + \Delta Y(i))]$$

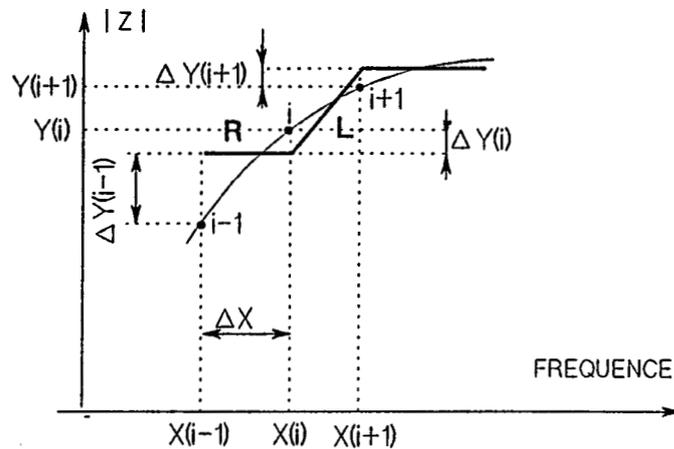


Fig. II.9 Calcul de l'erreur relative

La figure II.10, montre les étapes de notre méthode simulée par un programme permettant le calcul automatique des éléments R,L du circuit synthétisé. Notons la possibilité de calculer R et L par un algorithme simple qui simule la courbe réelle (analytique) par une succession de segments de droite sans paliers, figure II.11. Dans ce cas :

$$R = Y(i)$$

et L est la valeur de la pente entre les 2 points :

$$[X(i) ; Y(i)]$$

$$[X(i+1) ; Y(i+1)]$$

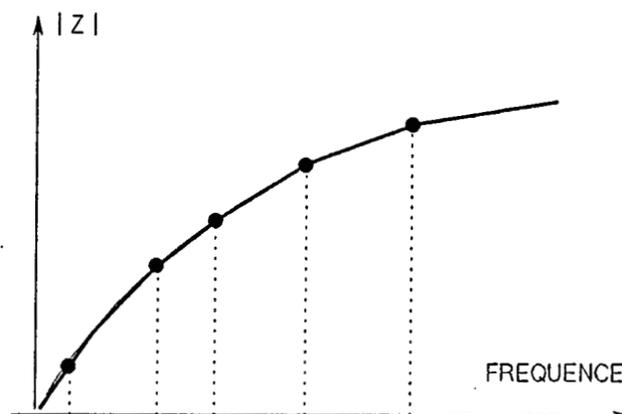


Fig. II.11 Approximation de la courbe analytique

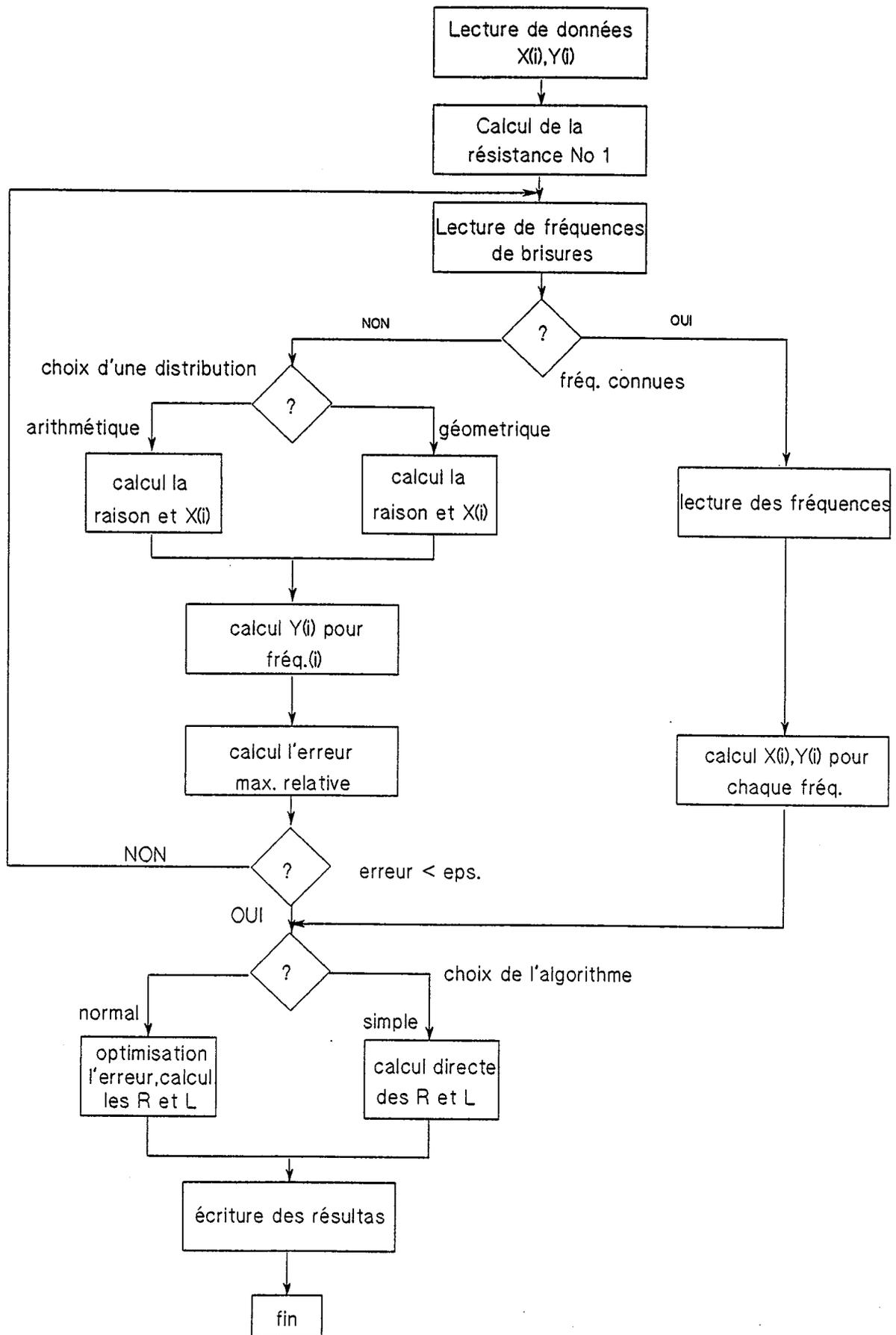


Fig. II.10 Organigramme de la méthode

II.5.3. Résultats et comparaison

a) application sur l'impédance magnétisante

La figure II.12 montre les écarts importants entre la méthode de Foster (pour 5 dipôles) et celle de la formule théorique. La comparaison a été faite en 3 niveaux de l'impédance magnétisante :

- selon sa partie résistive
- selon sa partie selfique
- selon son module.

Notre méthode graphique fournit une très bonne précision de la modélisation, meilleure que celle de Foster à 20 dipôles, figure II.13. La simulation est faite en utilisant EMTP (la fonction FREQUENCY SCAN). Les résultats obtenus confirment la précision de notre schéma synthétisé dans la bande de fréquence désirée.

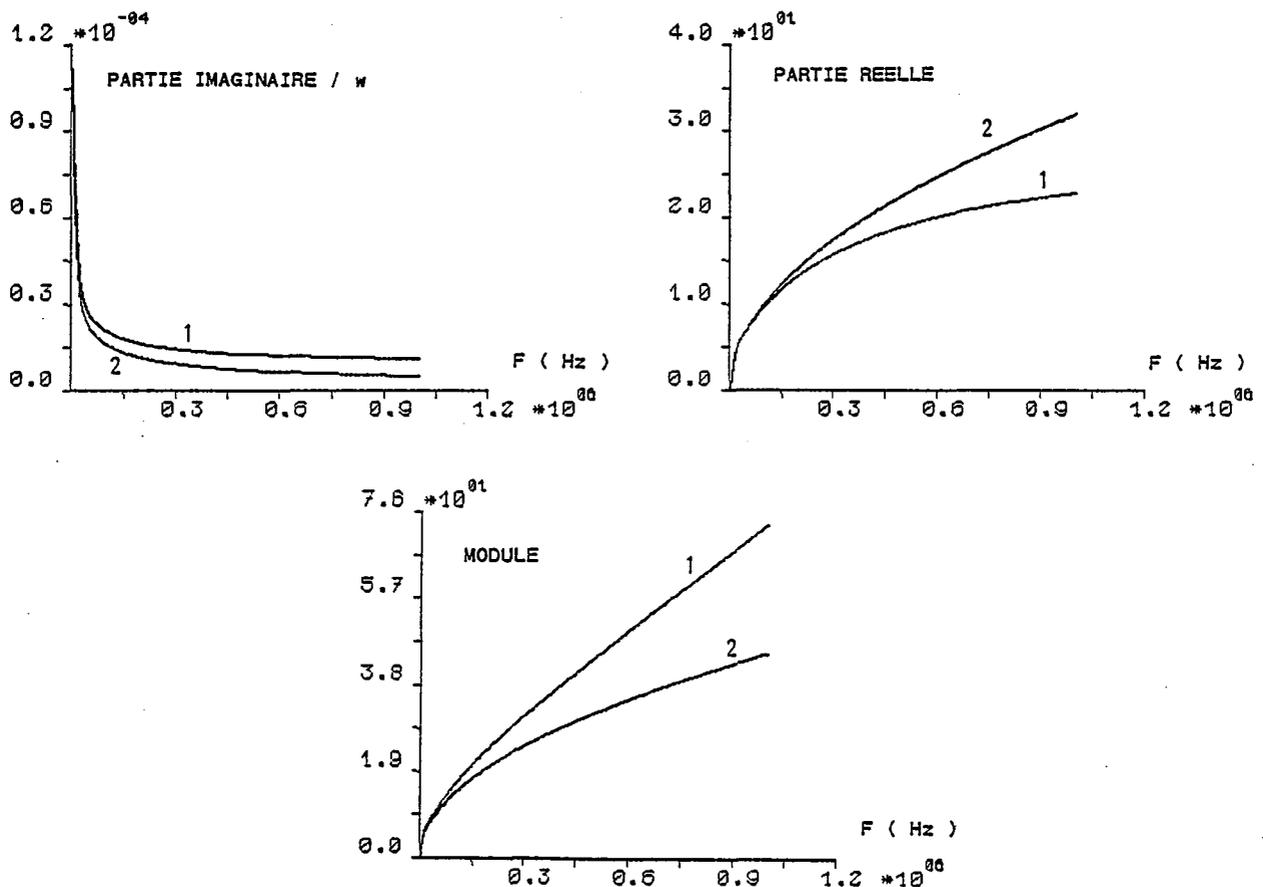


Fig. II.12 Résultats de la comparaison pour l'impédance magnétisante
1) Foster parallèle (5 dipôles)
2) Formule analytique

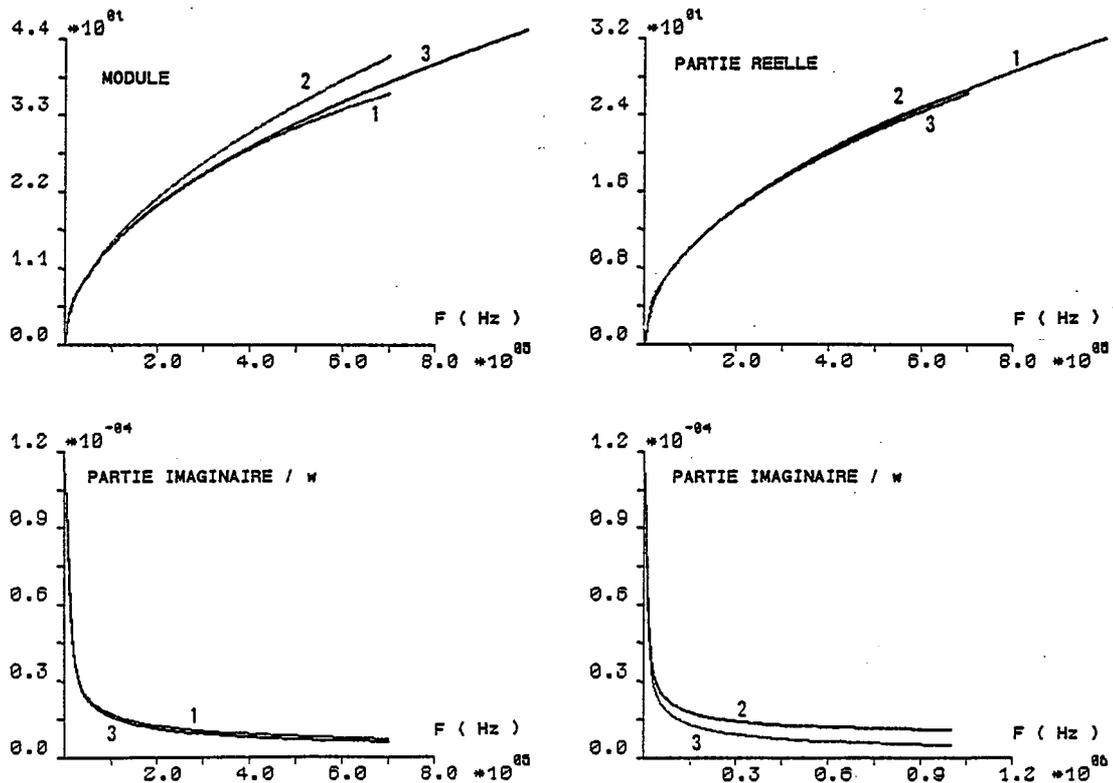


Fig. II.13 Résultats de la comparaison pour l'impédance magnétisante
 1) Méthode proposée (5 dipôles)
 2) Foster parallèle (20 dipôles)
 3) Formule analytique

b) application sur l'impédance ohmique

Nous avons modélisé des impédances de bobines, par la méthode de Foster en parallèle, par la formule analytique et par des schémas synthétisés graphiquement, comme pour la branche magnétisante .

Une comparaison entre les résultats, pour la cinquième galette par exemple, montre que notre méthode est la plus précise, dans la bande de fréquence désirée, figure II.14. Cette bonne précision de résultats de notre méthode nous permettra de modéliser finement la partie réelle des impédances.

c) application sur l'impédance de fuite

L'impédance de fuite pour deux bobines est décomposée en trois parties :

- la 1^{ère} partie dans l'air qui sera exprimée par une valeur constante,
- la 2^{ème} partie dans l'une des bobines ; variant avec la fréquence, elle sera ensuite représentée par un schéma équivalent,
- la 3^{ème} partie dans la seconde bobine, et elle est traitée comme la 2^{ème} partie.

Les courbes de la figure II.15 présentent un des résultats de cette modélisation, d'une bonne précision.

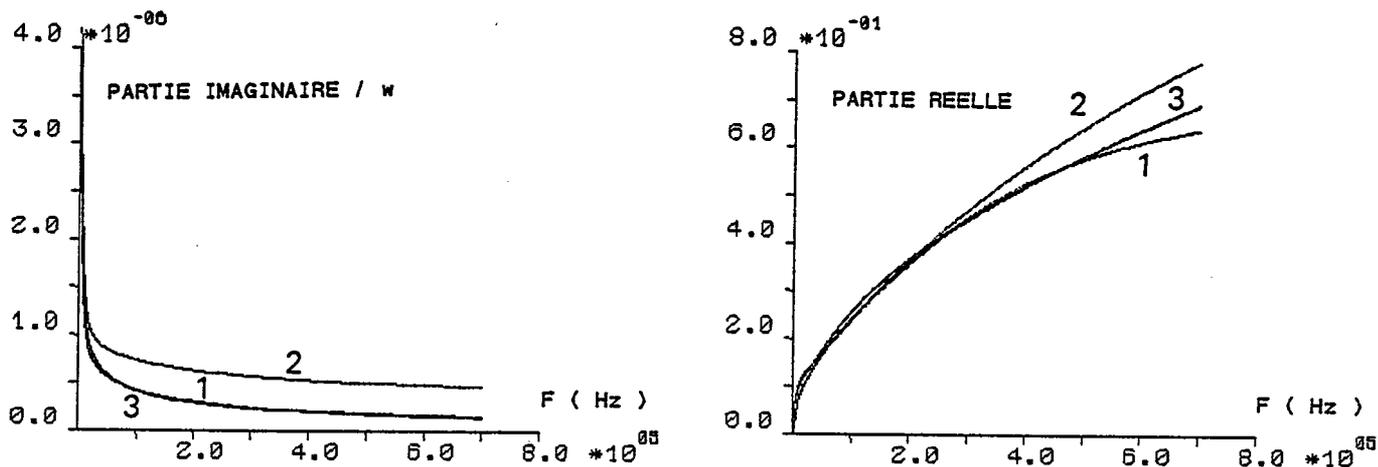


Fig. II.14 Résultats de la comparaison pour l'impédance ohmique
 1) Méthode proposée (5 dipôles)
 2) Foster parallèle (20 dipôles)
 3) Formule analytique

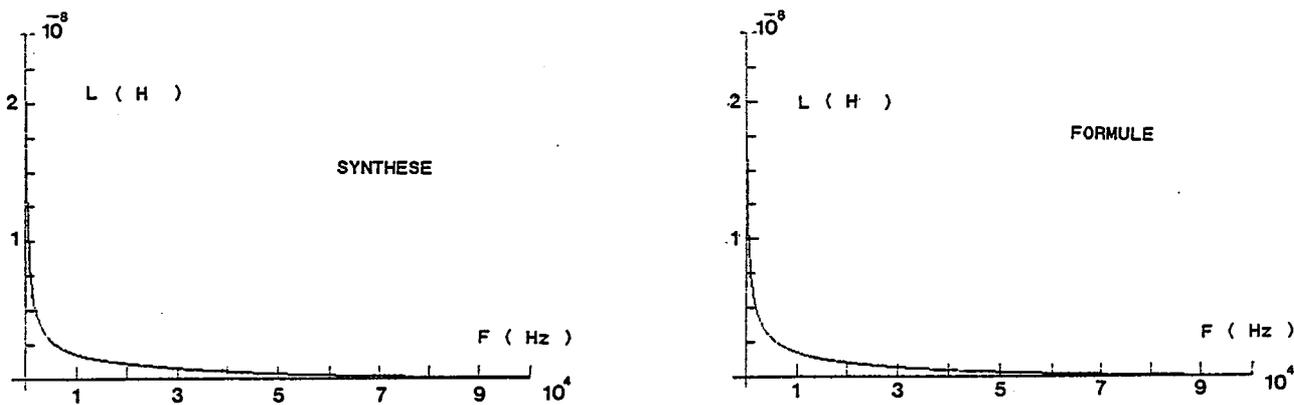


Fig. II.15 Résultats de la comparaison pour l'inductance de fuite
 A) Méthode proposée (5 dipôles)
 B) Formule analytique

II.6. MISE EN OEUVRE DU MODELE

Nous allons exposer l'utilisation du modèle, pour modéliser le comportement oscillatoire de notre transformateur. On calcule tout d'abord les paramètres de ce modèle afin d'effectuer deux études de simulation en transitoire par le programme EMTP. Notre simulation est appliquée sur une maquette conçue et fabriquée par la société Jeumont-Schneider Transformateur ; cette maquette est à l'échelle 1/3 du pôle de rechange de transformateur 360 MVA $400 / \sqrt{3} / 24$ KV.

1) L'une temporelle dans les cas suivants :

a) en excitant le transformateur par un échelon de tension d'un volt,
b) en excitant le transformateur par une onde de choc de type (1.2/50) μ s, d'amplitude 75 KV.

2) L'autre fréquentielle :

Cette étude sert à déterminer d'une façon claire les fréquences de résonance du transformateur.

II.6.1. Configuration choisie de la maquette

Le schéma des connexions électriques des groupes de galettes du transformateur est montré dans la figure II.16, où les groupes basse tension sont court-circuités à la terre par une très faible résistance et le groupe neutre est mis à la terre .

La modélisation a été faite de la façon suivante :

- le groupe haute tension est composé de deux parties, chacune composée par 8 galettes,
- le groupe neutre modélisé par une galette,
- deux groupes de basse tension, chaque groupe se compose de deux galettes reliées à la terre à travers une faible résistance.

II.6.2. Schéma du modèle

On peut maintenant modéliser le transformateur selon le modèle issu du principe de la dualité magnétique-électrique, le schéma est donné dans la figure II.17.

L'impédance magnétisante du transformateur est représentée par deux impédances égales MG1 et MG2 ; chacune vaut la moitié de l'impédance totale et est modélisée par un circuit équivalent.

Dans le schéma, on trouve des transformateurs idéaux, les impédances ohmiques de galettes et les impédances de fuite qui sont composées par des circuits équivalents.

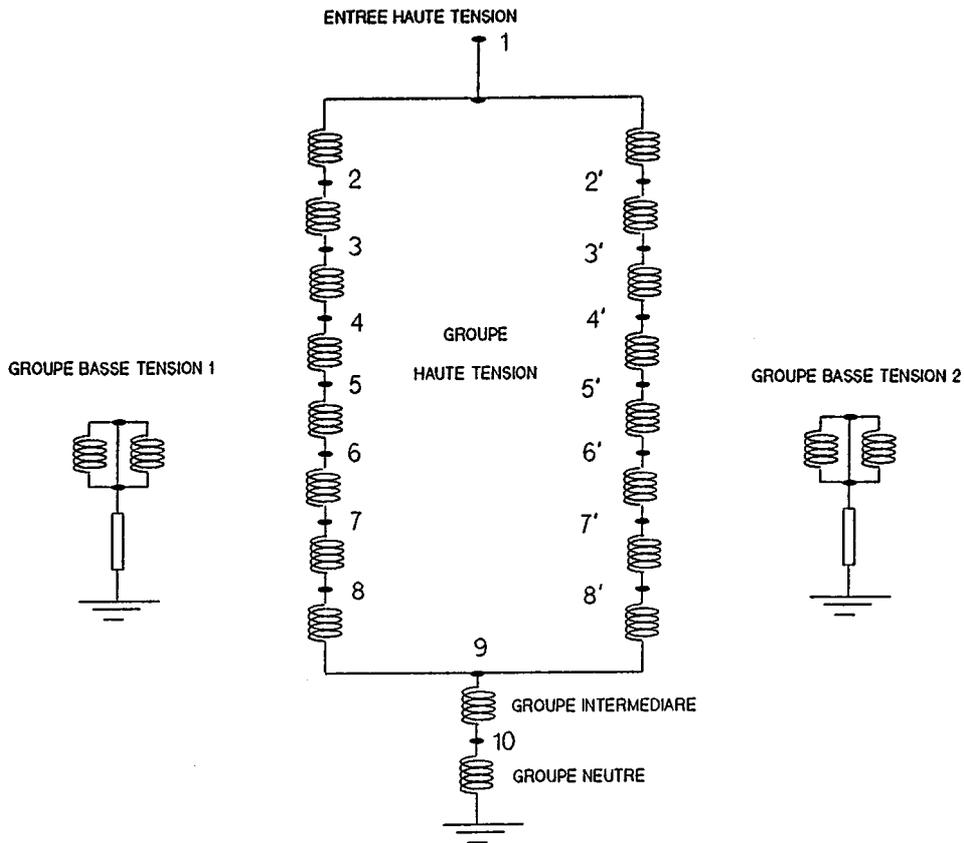


Fig. II.16 Connexion électrique de galettes

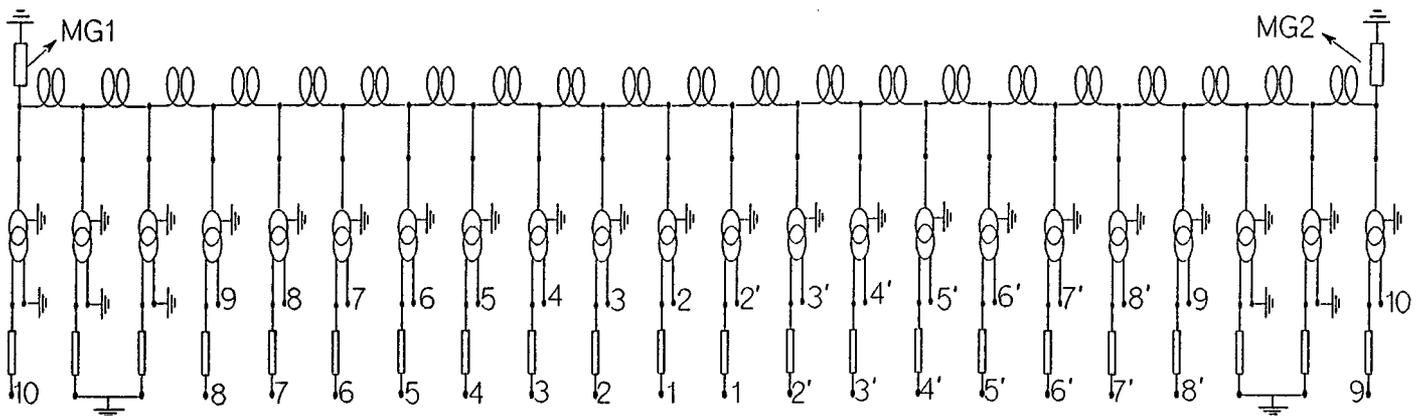


Fig. II.17 Modèle du transformateur

Les impédances magnétisantes, ohmiques et de fuite sont modélisées par des circuits équivalents. Les capacités ne sont pas représentées dans le schéma.

II.6.3. Etude temporelle des régimes transitoires

On note que dans [60], on trouve tous nos résultats temporels sur les différentes galettes.

II.6.3.1. Injection d'un échelon

On étudie le transformateur tout seul, en injectant à ses bornes d'entrée, (noeud 1) un échelon d'un volt. Cette étude nous servira à déterminer la première fréquence de résonance du transformateur. On observe aux bornes des galettes les tensions obtenues. Dans la figure II.18, on voit les tensions aux noeuds 2, 3 respectivement, ce qui nous aide à comprendre l'allure des tensions à travers les galettes.

Après une transformée de Fourier sur le signal obtenu aux noeuds précédents, on constate une fréquence de base de l'ordre de 40 KHz ; cette fréquence coïncide bien avec la première fréquence mesurée (40 KHz).

II.6.3.2. Injection d'une onde de choc

L'onde injectée est une onde de tension ayant les caractéristiques suivantes : (1.2/50) μ s , $V_{\text{crête}} = 75000$ V ; cette onde est appliquée, dans deux cas différents :

Transformateur seul

Les tensions observées aux noeuds 2, 5 et 9, figures II.19 et II.20, montrent que notre transformateur suit l'onde injectée et que les oscillations s'amortissent de moins en moins en s'approchant de l'extrémité du groupe haute tension (noeud 9).

Transformateur connecté à une ligne

La ligne a les paramètres linéiques suivants :

$$L = 1 \text{ mH} / \text{m}, C = 9 \text{ nF} / \text{m}, r = 30 \cdot 10^{-3} \Omega / \text{m}.$$

En prenant une longueur de 2104 mètres, nous aurons une fréquence propre de cette ligne de l'ordre de 40 KHz. L'étude temporelle montre clairement l'influence de cette ligne sur les surtensions obtenues aux noeuds 2, 5, figure II.21.

II.6.4. Etude fréquentielle des régimes transitoires

Cette étude est faite, en variant la fréquence de 1 KHz jusqu'à 1 MHz. On a regardé les fréquences de résonance et les surtensions sur toutes les galettes du groupe haute tension. En [60], on trouve tous les résultats obtenus dans cette étude.

Transformateur seul

Cette étape sert à déterminer les modes propres de résonance du transformateur, avec leurs coefficients de surtension. On injecte une tension sinusoïdale d'amplitude 1 volt au noeud 1. Après analyse, on trouve les fréquences de résonance pour chaque galette. La comparaison avec la mesure ne donne qu'une bonne fréquence de réso-

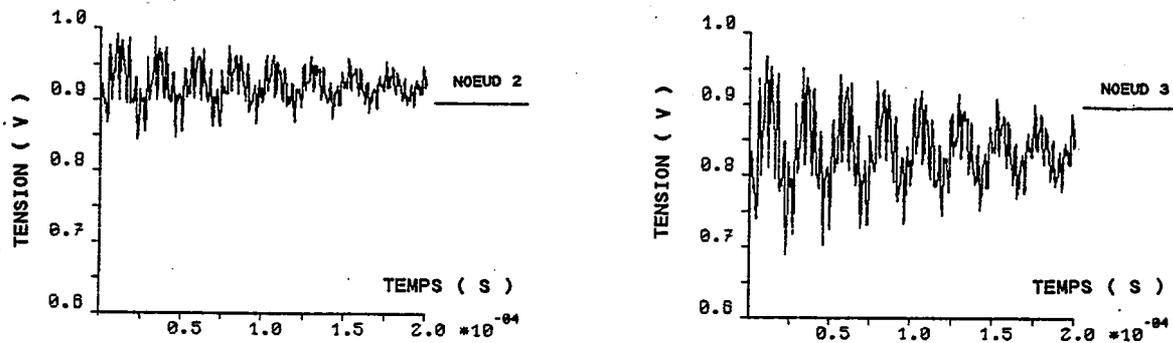


Fig. II.18 Surtensions calculées aux noeuds 2 et 3
Injection d'un échelon à l'entrée du transformateur

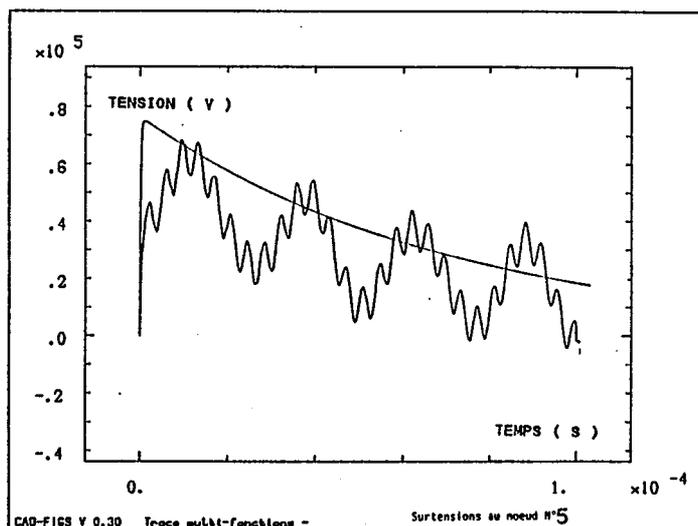
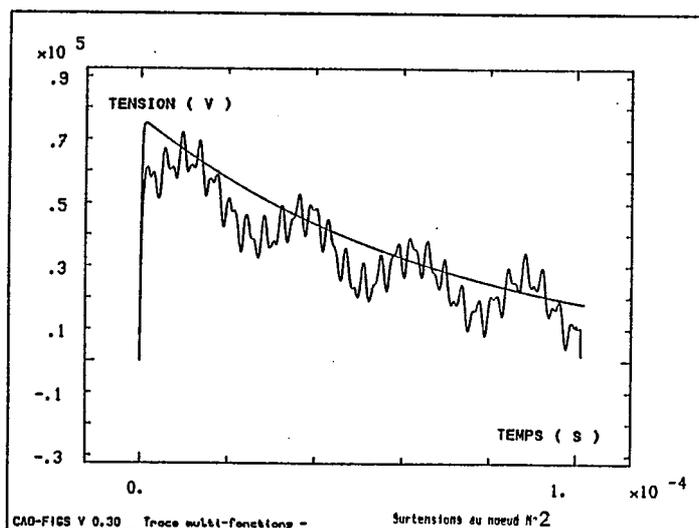


Fig. II.19 Surtensions calculées aux noeuds 2 et 5
Injection d'une onde de choc au noeud 1
(1.2/50) μ s, 75 kV.

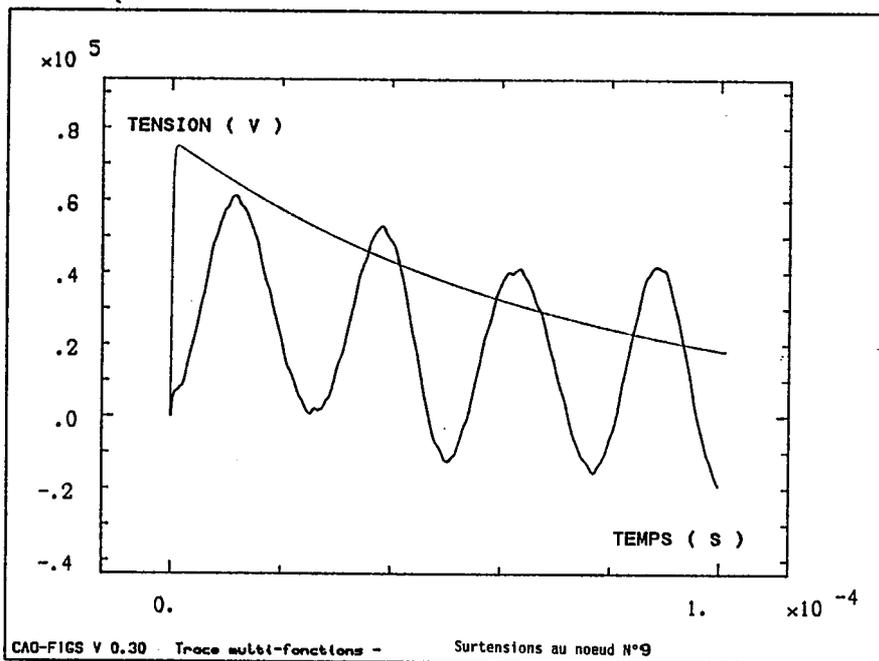


Fig. II.20 Surtensions calculées au noeud 9
Injection d'une onde de choc au noeud 1
(1.2/50) μ s, 75 kV.

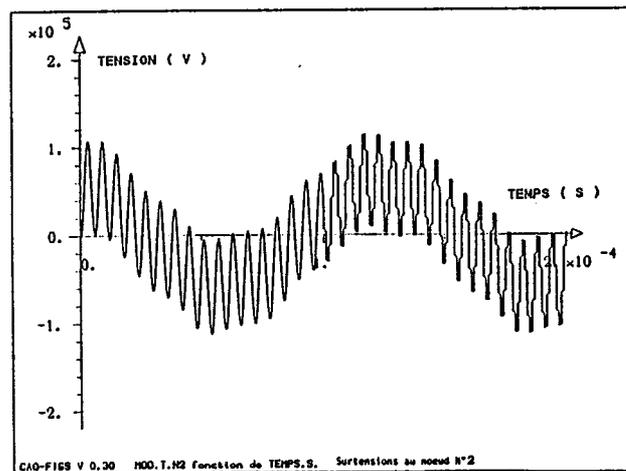
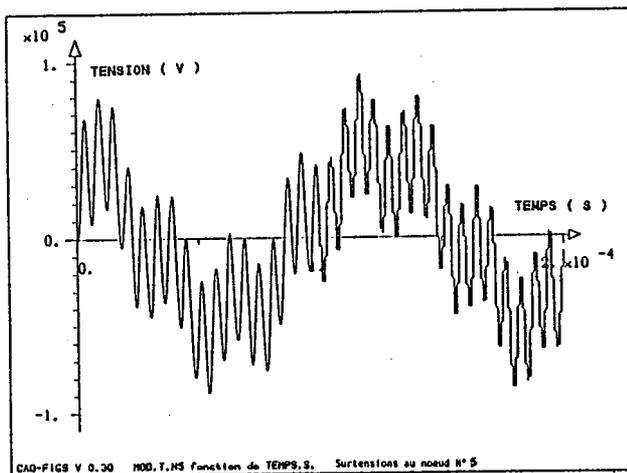


Fig. II.21 Surtensions calculées aux noeuds 2 et 5 (transformateur + ligne)
Injection d'une onde de choc (1.2/50) μ s, 75 kV au noeud 1.

nance : (39.6 KHz, calcul) ; (40 KHz, mesure).

Pour les autres fréquences, tableau II.1, il y a des écarts importants (> 30%) par rapport aux mesures.

Tableau II.1

Fréquences de résonance	
mesure (KHz)	calcul (KHz)
40	39,6
206	267
370	484

Tableau II.2

Coefficients de surtension		
aux bornes de	calcul	mesure
1ère galette du GHT	6	0,71
2ères galettes du GHT	13	1,36

D'après les résultats, on constate que les coefficients de surtension calculés sont très élevés et ne correspondent pas aux mesures : cela est dû au fait que nous ne tenons pas compte des pertes diélectriques et des pertes supplémentaires dans le modèle.

Ces pertes jouent un rôle capital dans cette étude, du fait que les mesures ont été faites sur une maquette du transformateur à échelle réduite, non étuvée et non isolée. On constate aussi que les fréquences de résonance se voient également dans des groupes de basse tension et aussi à travers le groupe neutre.

Transformateur connecté à une ligne

Nous avons réalisé cette étude quand la ligne a une fréquence de résonance à 39,6 KHz. Dans ce cas, on trouve un décalage de fréquence de résonance, autrement dit il y a de nouvelles fréquences, qui apparaissent et d'autres qui disparaissent, et une augmentation des coefficients de surtensions.

II.7. CONCLUSION

Il y a un bon accord sur les calculs de la première fréquence de résonance, tandis que les autres ont un certain écart. Les pertes diélectriques jouent un rôle dans la détermination des coefficients de surtension.

Avec le modèle, on peut simuler facilement le comportement du transformateur en régime transitoire. On constate aussi avec ce modèle un faible amortissement de la réponse temporelle. Cela provient du fait que l'on n'a pas pris en compte les pertes supplémentaires dans les conducteurs et les pertes diélectriques.

Ce modèle étant bien adapté au programme EMTP, on peut envisager aisément son utilisation pour des études générales de réseaux en régimes transitoires. La mise en oeuvre de la méthode initialement définie (principe de la dualité) a montré que, si la prise en compte de tous les phénomènes physiques intervenant était possible, le calcul des paramètres correspondant à l'aide de méthodes simples ne donnait pas satisfaction, et qu'il fallait sophistiquer ce point et améliorer, en particulier, la modélisation des impédances de fuite, des pertes diélectriques et des pertes supplémentaires.

CHAPITRE III

AMELIORATION DU MODELE DE TRANSFORMATEUR ET DU CALCUL DE SES PARAMETRES

CHAPITRE III

AMELIORATION DU MODELE DE TRANSFORMATEUR ET DU CALCUL DE SES PARAMETRES

III.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous commençons par une synthèse bibliographique succincte en vue de modéliser les pertes diélectriques afin d'aboutir un schéma équivalent qui prenne en compte ce phénomène.

Ensuite, nous proposons une méthode basée sur les transformations conformes permettant de systématiser la recherche des rayons équivalents pour les galettes du transformateur. Ces rayons nous serviront à calculer les impédances de fuite d'une part et à calculer les capacités d'autre part. Cette méthode sera validée par deux voies différentes :

- Par le calcul des capacités avant et après son application, en utilisant des méthodes de champs en 2D et 3D de type Elément Finis et Equations Intégrales de Frontière.

- Par le calcul du flux magnétique interne des bobines avant et après son application, en utilisant des méthodes analytiques.

Nous avons également utilisé une autre notion d'équivalence "hauteur équivalente" afin d'aborder le calcul des impédances de fuite d'une autre manière.

Finalement, nous présentons les résultats des simulations effectuées sur deux transformateurs cuirassés conçus et fabriqués par la société Jeumont Schneider Transformateur.

III.2. PERTES DIELECTRIQUES

Les pertes diélectriques correspondent à une énergie dissipée dans le diélectrique ; les pertes peuvent avoir deux origines [61] :

- le travail irréversible nécessaire à l'établissement de la polarisation,
- la conduction ohmique résiduelle du diélectrique.

Dans le premier cas, on parle plus particulièrement de pertes diélectriques de polarisation, dans le second, de pertes diélectriques de conduction.

III.2.1. Polarisation des diélectriques [62]

En temps normal, les molécules de certains diélectriques ne peuvent pas être assimilées à des dipôles permanents ; en revanche si elles sont soumises à l'action d'un champ électrique, les centres des charges positives et négatives ne coïncident plus et elles peuvent alors être assimilées à un dipôle. La polarisation d'un tel diélectrique est la somme des moments dipolaires des molécules.

Les différents types de polarisation

a) *La polarisation électronique*

Elle est due au déplacement des électrons par rapport au noyau d'un atome. Le temps d'établissement de cette polarisation est très court : environ 10^{-15} s.

b) *La polarisation ionique*

Elle est due au déplacement mutuel des ions constituant la molécule. Son temps d'établissement est de l'ordre de 10^{-13} à 10^{-12} s.

c) *La polarisation dipolaire ou d'orientation*

Elle est due à l'orientation des molécules dipolaires quand celles-ci sont soumises à un champ électrique. Elle dépend de la température et son temps d'établissement est de l'ordre de 10^{-10} à 10^{-7} s.

d) *La polarisation par charges d'espace*

Sous l'influence d'un champ élevé, il peut se produire une injection de charges à partir des armatures du condensateur constitué par un isolant apparemment homogène : on a alors un mouvement de charges piégées dans l'isolant. Son temps d'établissement est de l'ordre de quelques 10^{-2} à 10^{-1} s.

III.2.2. Pertes diélectriques dans un transformateur

III.2.2.1. Pertes diélectriques en haute fréquence

Dans le travail [63], les pertes diélectriques constituent la grande partie de pertes en haute fréquence et sont à l'origine de pertes supplémentaires du transformateur étudié. Plusieurs types d'isolant ont été testés (résines époxy, résines polyuréthane, ...). Les mesures montrent que les pertes totales ont tendance à croître au dessus de 100 KHz s'exprimant par des pertes supplémentaires, figure III.1. Ces pertes supplémentaires

res croissent avec la fréquence, figure III.2.

Dans le cas traité, les pertes diélectriques calculées s'accordent très bien avec celles mesurées (pertes supplémentaires). Dans ces calculs, les $\tan \delta$ de chaque matériel dépendent énormément de la nature d'isolant et de la température. D'autre part, la permittivité n'est pas constante avec la température.

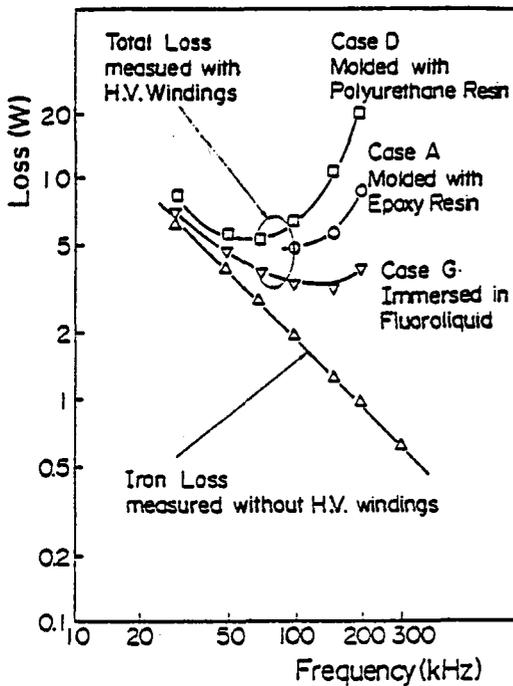


Fig. III.1 Pertes totales mesurées

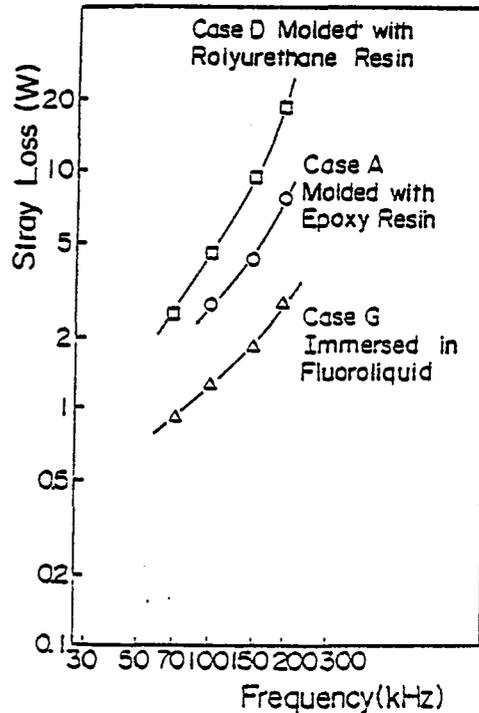


Fig. III.2 Pertes supplémentaires du transformateur étudié

III.2.2.2. L'isolation des transformateurs

L'isolation des transformateurs de puissance est constituée, d'une manière générale, d'huile et d'isolants celluloseux. Ces matériaux ont des propriétés qui se complètent pour permettre de réaliser l'isolement entre spires, entre bobinages ou entre bobinages et masse et de conférer à l'ensemble une cohésion suffisante pour supporter les efforts mécaniques, tout en assurant l'évacuation des pertes dissipées dans le cuivre des enroulements. Les isolants celluloseux et l'huile minérale sont des matériaux qui vieillissent d'autant plus qu'ils sont portés à une température élevée et qu'ils se trouvent en contact direct ou indirect avec l'oxygène de l'air.

Il est évident que les performances d'une isolation dépendent des performances des matériaux qui la composent. L'instabilité thermique résulte de ce que l'isolant est le siège de pertes diélectriques proportionnelles au carré de la tension et à la tangente de son angle de pertes ($\tan \delta$) [64].

Dans notre cas, nous serons intéressés par l'isolation en carton papier qui constitue l'isolation dans la maquette d'expérimentation.

Le travail [65] a consisté en une tentative d'approche expérimentale des phénomènes de conduction électrique de la cellulose. Leur étude a permis de mieux comprendre les mécanismes de conduction des papiers isolants. Aux températures inférieures à 100 °C, les molécules d'eau, liées au réseau de la cellulose, favorisent l'apparition d'une

conductivité par électrons. Aux températures élevées, la conductivité est partiellement ionique.

RIAUX [66] montre que les courbes de facteurs de pertes de papiers secs ont des valeurs moins élevées que celles du papier imprégné par du pyralène, figure III.3. La résistivité d'un papier pourrait diminuer d'un facteur de 10 pour chaque absorption de 1,5 % d'humidité, d'où la nécessité importante de sécher le papier s'il a été déjà stocké à l'air ambiant [67].

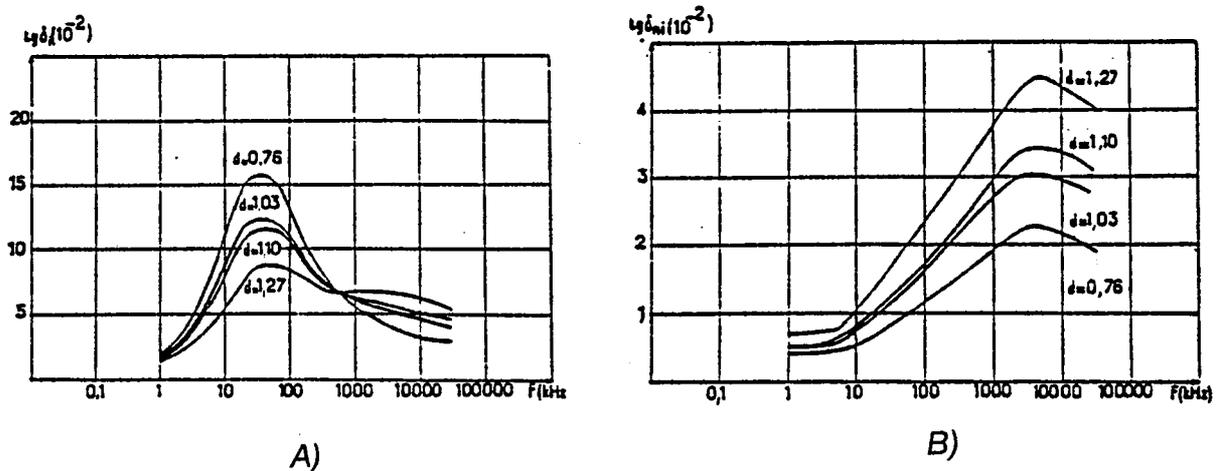


Fig. III.3 Caractéristiques diélectriques mesurées à 10 °C de quatre papiers
 A) Imprégnés
 B) Secs de densités différentes

Les courbes des essais en [68] montrent que les valeurs de $\tan \delta$ pour le papier humide (8% d'humidité) sont plus élevées que celles du même papier sec, pour des fréquences allant de 47 Hz jusqu'à 89.5 KHz. L'ensemble du travail [6] met en évidence l'influence des traces d'eau résiduelles sur les propriétés électriques du papier et que les valeurs de $\tan \delta$ du papier sont améliorées après un préséchage à l'air.

D'autres facteurs par exemple : la fréquence, le temps, la température etc., jouent un rôle plus ou moins important sur le comportement des isolants. L'effet d'âge fait lui aussi augmenter les pertes. $\tan \delta$ pour une huile de transformateur âgé est plus mauvais d'environ 10 fois qu'une huile neuve [67]. La représentation de l'évolution du facteur de pertes d'une isolation en fonction de la tension, de la température et du temps, permet de suivre la dégradation de cette isolation et d'en prévoir la durée de vie moyenne [69].

Pour avoir une idée suffisante sur l'influence de la température et de l'oxydation sur les pertes diélectriques, les références suivantes sont à consulter [61,62,63,68,70].

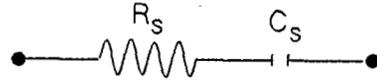
III.2.3. Circuits équivalents des isolants

Pour représenter le comportement d'un isolant avec ses pertes, on utilise le plus souvent des circuits équivalents. Les propriétés diélectriques d'un papier sont interprétées comme le résultat d'une association de type série-parallèle entre les constituants du papier [66]. Cette interprétation est basée sur des essais afin de déterminer le facteur de pertes dans un domaine de fréquences assez élevées (de 1 KHz à 30 MHz).

III.2.3.1. Schémas équivalents série et parallèle d'un isolant

III.2.3.1.1. Schéma équivalent série [69]

Dans ce cas, figure III.4, l'impédance équivalente Z_s , vaut :



$$Z_s = R_s + 1 / (j \omega C_s)$$

Fig. III.4 Schéma équivalent série

En tenant compte de la définition du facteur de pertes diélectriques, il vient :
 $\tan \delta = \omega R_s C_s$. On exprime l'impédance équivalente en fonction du facteur de pertes diélectriques :

$$Z_s = \frac{1 + \tan^2 \delta}{j \omega C_s (1 - j \tan \delta)}$$

III.2.3.1.2. Schéma équivalent parallèle [69]

Dans ce cas, figure III.5, l'impédance équivalente Z_p , vaut :

$$Z_p = \frac{1}{1 / R_p + j \omega C_p}$$

et le facteur de pertes diélectriques vaut :

$$\tan \delta = \frac{1}{\omega C_p R_p}$$

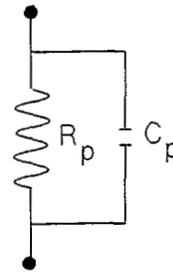


Fig. III.5 Schéma équivalent parallèle

III.2.3.1.3. Identification entre les 2 schémas

En identifiant les impédances série et parallèle, on trouve que :

$$R_p = \frac{R_s (1 + \tan^2 \delta)}{\tan^2 \delta}$$

$$C_p = \frac{C_s}{1 + \tan^2 \delta} \quad ; \quad \tan \delta = \omega R_s C_s = 1 / (\omega R_p C_p)$$

Pour une fréquence déterminée, on peut passer d'un circuit à l'autre. Par contre, le comportement fréquentiel de chaque circuit est l'opposé de l'autre, ce qui illustre les limites de validité de ces circuits équivalents. Mais, avec certaines restrictions, cette dé-

pendance fréquentielle pourrait être simulée en ajoutant d'autres éléments aux circuits précédents [70].

III.2.3.2. Modèle Maxwell-Wagner

Il est habituel de parler du modèle Maxwell-Wagner pour représenter l'association des deux matériaux diélectriques. Autrement dit, discuter la polarisation interfaciale à l'aide d'un circuit équivalent linéaire, constitué d'un couplage série de deux groupements parallèles (R-C), caractérisant chaque constituant de l'association, figure III.6, [71]. Ce qui implique que le modèle est aussi valable pour un seul matériel diélectrique. Le modèle de Maxwell Wagner en plus traduit bien le phénomène d'absorption des isolations à base de papier [62], cela est confirmé par d'autres ouvrages cités également dans [62].

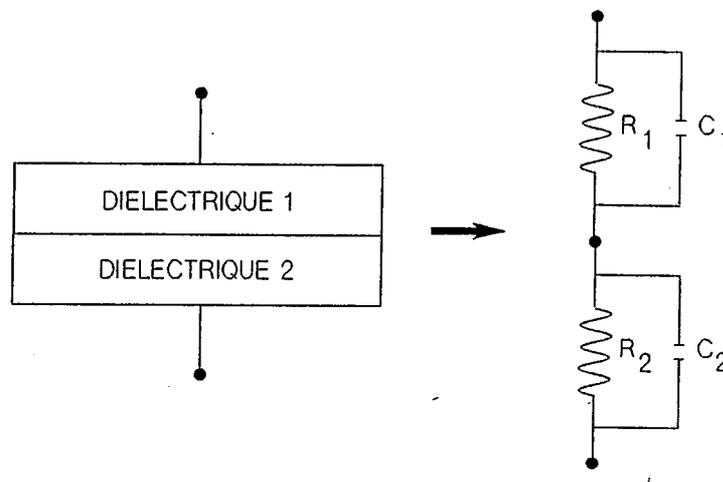


Fig. III.6 Circuit équivalent fondé sur le modèle macroscopique

III.2.3.3. Autres modèles

Gross [72] montre la possibilité de représenter le mécanisme de relaxation d'un isolant par un circuit de type Cauer en parallèle, figure III.7.

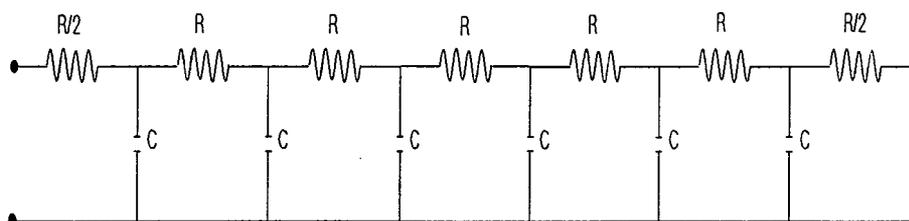


Fig. III.7 Circuit équivalent de type Cauer en parallèle

Un modèle de circuit en forme T, est proposé dans [73] afin de mesurer $\tan \delta$ de l'isolant. Chaque branche du circuit représente une partie d'isolant modélisée par une capacité connectée en parallèle avec une conductance. Ils affirment avoir de bonne con-

cordance entre les mesures et les analyses basées sur leur modèle. Mais, dans certains cas, leur modèle n'est plus fiable afin d'interpréter les mesures.

III.2.4. MODELE PROPOSE [74]

Le modèle choisi doit tenir compte de la taille des fichiers de données et du temps de calcul par EMTP. Il doit également avoir une bonne précision dans la représentation des pertes diélectriques.

Cela nous a amené à réfléchir à une méthode graphique nous permettant de minimiser le nombre de dipôles tout en augmentant la précision dans une bande de fréquence donnée.

III.2.4.1. Synthèse graphique du schéma équivalent

L'idée de base est celle du circuit équivalent parallèle de l'isolant, en développant un circuit en cascade de type R-C afin de modéliser les pertes qui varient avec la fréquence. A partir des données (la capacité et $\tan \delta$) de l'élément étudié, on peut écrire pour calculer la résistance en parallèle :

$$R(f) = \frac{1}{C \tan \delta 2 \pi f}$$

Cette résistance varie avec la fréquence. On prend une valeur constante de $\tan \delta$ dans une bande de fréquence donnée, ce qui est acceptable dans la pratique. Dans le cas où $\tan \delta$ varie sensiblement avec la fréquence, il suffit de remplacer sa valeur constante par une formule dans l'équation précédente. Les valeurs de $\tan \delta$ sont données, en général, par des courbes (ou formules) fournies par les constructeurs. Dans certains cas, on pourrait envisager une série de mesures pour identifier les valeurs de $\tan \delta$ pour chaque élément modélisé.

Cette méthode graphique consiste à tracer le module de la résistance en fonction de la fréquence, l'équation précédente, figure III.8.A. L'allure de cette courbe nous conduit à l'approximer par une succession de segments de droites, qui correspondent aux éléments d'un circuit tel que celui du schéma suivant, figure III.8.B.

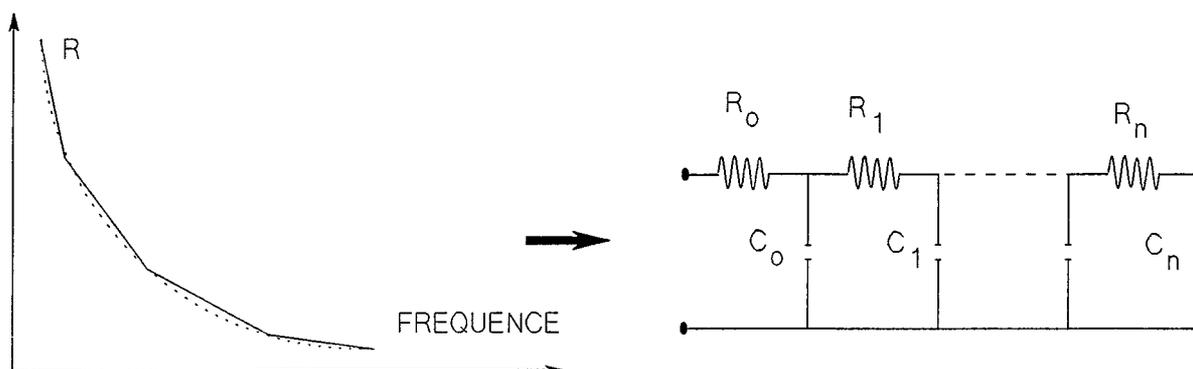


Fig. III.8 Méthode de synthèse
A) Approximation de la courbe B) Circuit équivalent

III.2.4.2. Mise en oeuvre de la méthode proposée et résultats

Les étapes de la méthode graphique proposée précédemment pour modéliser les branches magnétisantes [56], pourraient être applicable dans notre cas actuel. Mais les courbes des résistances pour les éléments modélisés (galettes) diffèrent l'une de l'autre et elles sont sensibles à la variation fréquentielle, ce qui entraîne une manipulation délicate. Par conséquent, nous avons préféré traiter cas par cas et choisir la distribution de n fréquences de brisures graphiquement. La courbe réelle (analytique) sera modélisée par une succession de segments de droite sans paliers. L'ordonnée du point (i) d'intersection entre 2 segments nous donnera la valeur de $R(i)$ cherchée. Par contre, la valeur de $C(i)$ est donnée par une capacité équivalente entre les 2 points :

$$[X (i) , Y (i)] ; [X (i+1) , Y (i+1)]$$

X (l'abscisse) est un vecteur contenant les fréquences et Y (l'ordonnée) est un vecteur contenant les valeurs du module de R . Remarquons que la courbe des pertes, $R(f)$, se comporte comme une capacité équivalente (C_{eq}). Toutes les capacités $C(i)$ du circuit équivalent auront la valeur de cette capacité (C_{eq}), ce qui nous donne un schéma similaire à celui proposé par Gross [72]. La valeur R_0 sera prise comme la valeur de la résistance réelle correspondante à la fréquence F_{min} , dans une bande de fréquence $[F_{\text{min}} , F_{\text{max}}]$. Nous prenons un cas afin d'analyser cette mise en oeuvre, et la précision de cette méthode. Comme exemple, nous allons modéliser les pertes diélectriques entre 2 galettes voisines. L'approximation de la courbe analytique $|Z|$ est faite par 6 segments permettant de bien approximer la courbe. Aux fréquences F_{min} et F_{max} , on calcule les valeurs de R_0 et R_6 . Les paramètres du circuit équivalent sont calculés selon la méthode citée précédemment.

La figure III.10 donne une comparaison entre la courbe analytique et la courbe résultante du circuit de synthèse simulée par EMTP. On constate que la précision n'est pas bonne. On signale que nous avons négligé la résistance R_0 dans le circuit équivalent.

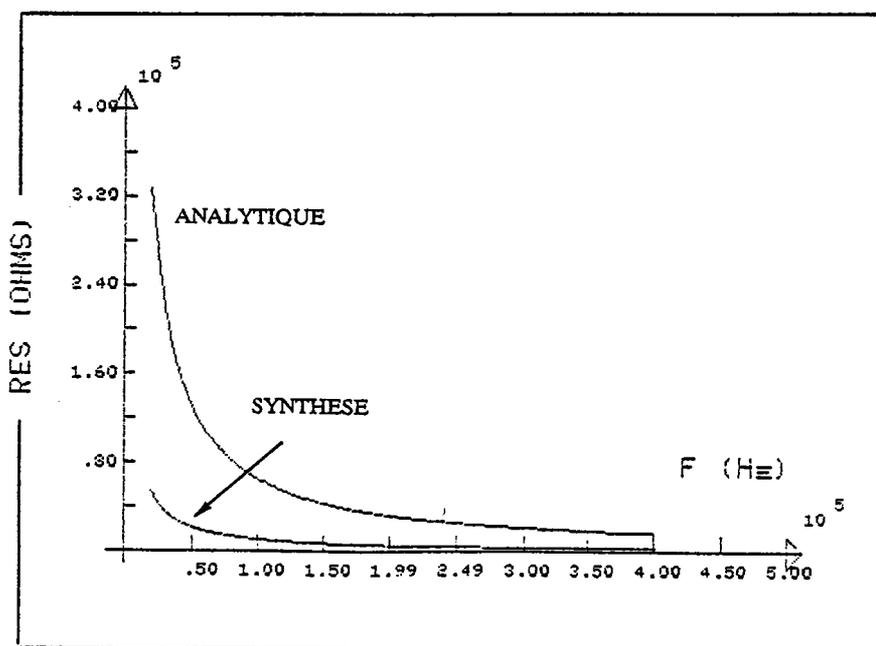


Fig. III.10 Modélisation des pertes diélectriques

Le choix d'un autre modèle a été envisagé, figure III.11, et la comparaison entre les 2 courbes : la courbe analytique et celle synthétisée à partir du modèle proposé, nous a montré ainsi que la précision n'est pas bonne.

D'après les résultats de simulation de différents circuits choisis, pour de petites bandes de fréquence ne dépassant pas 20 KHz autour d'une fréquence de résonance [75], nous pouvons améliorer la précision de courbes synthétisées en cherchant des termes correctifs ou en ajustant les valeurs de résistances. Comme exemple, nous prenons deux circuits différents afin de modéliser les pertes diélectriques entre 2 galettes et montrer la sensibilité des paramètres à la variation fréquentielle. L'approximation de la courbe analytique est faite par 3 segments, à chaque fréquence F_i (F_{min} , F_1 , F_2 , F_{max}) nous avons une résistance correspondante (R_0 , R_1 , R_2 , R_3) égale à l'ordonnée du point i . Chaque capacité a la valeur de la capacité de la courbe (C_{eq}).

La figure III.12 nous montre que les pertes synthétisées sont sur-estimées en considérant la valeur de R_0 dans le circuit équivalent. Par contre, si nous négligeons cette résistance, R_0 , les pertes synthétisées seront sous-estimées, figure III.13.

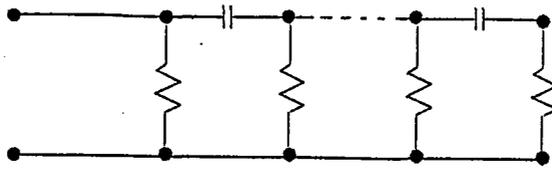


Fig. III.11 Un autre circuit équivalent choisi pour modéliser les pertes diélectriques

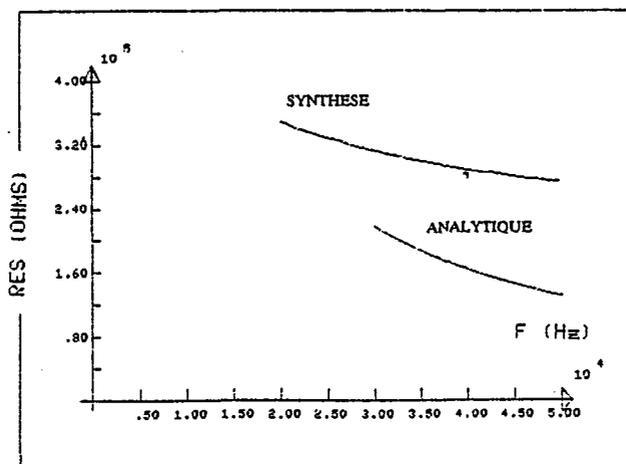
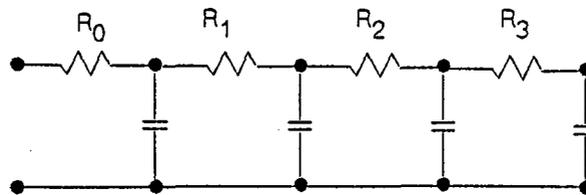


Fig. III.12 Modélisation des pertes diélectriques en considérant la résistance R_0

La solution envisagée serait de négliger la résistance R_0 dans le circuit équivalent et d'adapter la 1^{ère} résistance, dans le circuit adopté, de telle façon que le module de l'impédance d'entrée du circuit soit égale (ou proche) de la résistance analytique, à la fréquence F_{min} . Le choix du nombre de segments, qui sont nécessaires pour l'approximation de la courbe analytique, dépend de l'allure de chaque courbe et de la précision cherchée dans la bande de fréquence choisie. Dans notre cas, 4 segments étaient suffisants dans une bande de fréquence allant de 10 KHz à 400 KHz. Nous avons donc un circuit équivalent de 5 dipôles (R,C), figure III.14. La valeur de R_c est ajustée et elle est comprise entre les deux valeurs R_0 et R_1 . Les résultats de simulation (figures III.15 et III.16) sont en très bon accord avec ceux de la courbe analytique, avec une erreur relative maximale de l'ordre de 8 % sur certains points.

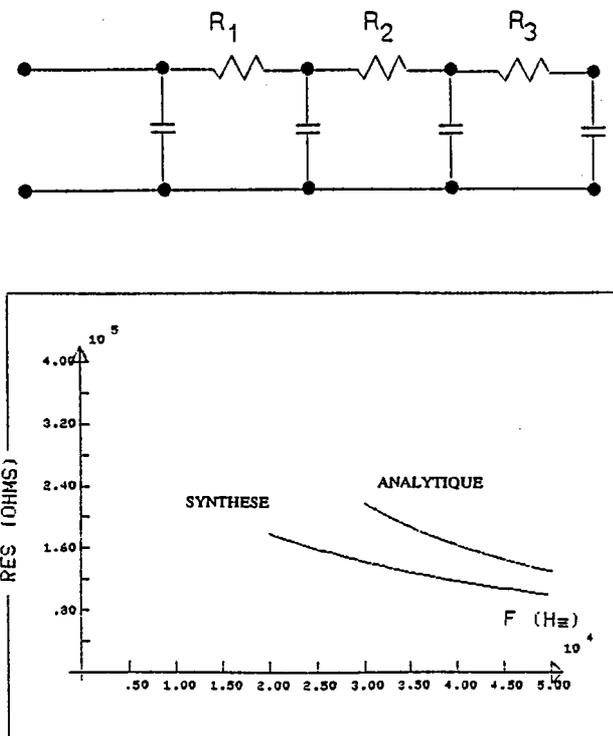


Fig. III.13 Modélisation des pertes diélectriques en négligeant la résistance R_0

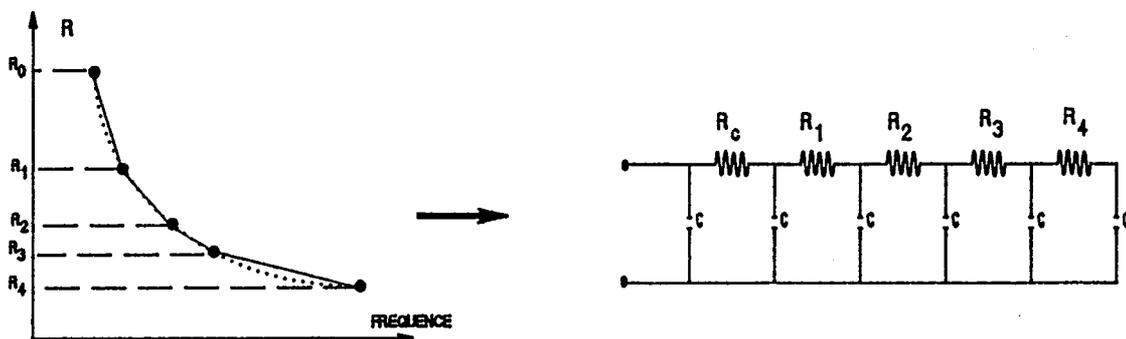


Fig. III.14 Le circuit équivalent adopté pour modéliser les pertes diélectriques

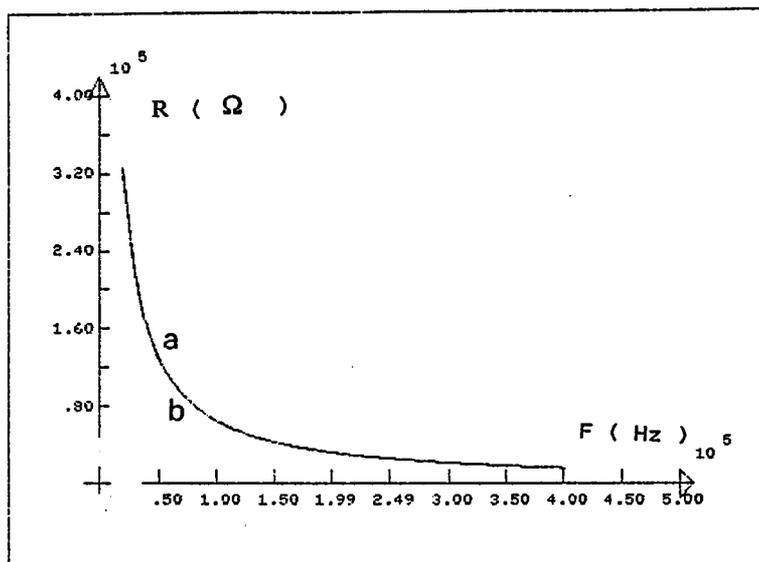


Fig. III.15 Comparaison des résultats de simulation de pertes diélectriques entre 2 galettes
 a) Courbe analytique b) Courbe synthétisée

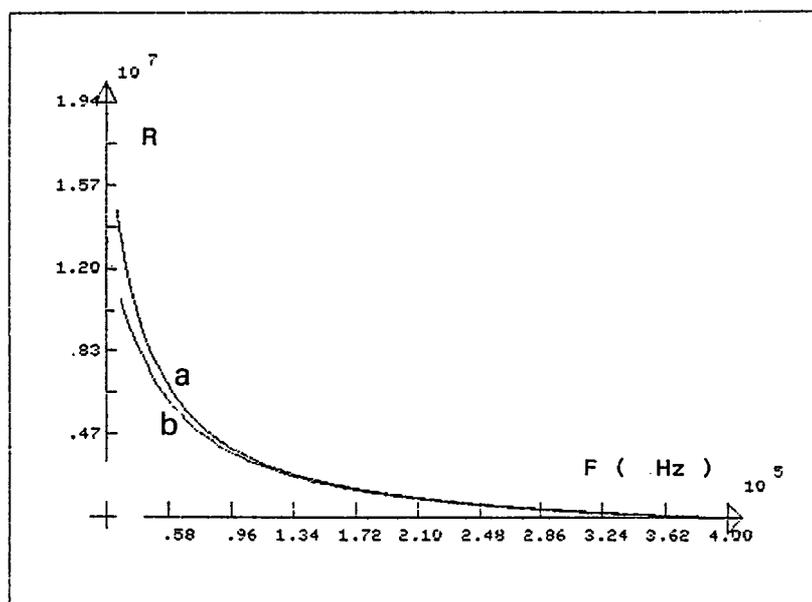


Fig. III.16 Modélisation des pertes diélectriques selon le circuit adopté pour une galette du groupe haute tension et la masse
 a) Courbe analytique b) Courbe synthétisée

III.2.5. Synthèse des pertes pour isolant (huile + papier)

En vue de relier les propriétés du papier imprégné à celle de ses constituants, plusieurs schémas cités par Riaux [66] ont été proposés en s'inspirant de la texture du papier et notamment de la disposition des fibres couchées dans le plan des feuilles, et par les proportions en volume de chaque constituant.

Les essais de comparaison effectués par certains auteurs se sont révélés assez décevants (surtout pour les pertes diélectriques). Plusieurs causes pouvaient expliquer les divergences relevées :

- a) imprécision sur la connaissance de densité du papier et celle de la cellulose,
- b) utilisation du schéma d'association pour le calcul des caractéristiques de la cellulose dont la connaissance des proportions en volume est incertaine,
- c) choix des conditions expérimentales.

La comparaison entre la synthèse et les mesures n'a de sens que si l'imprégnant conserve dans le papier imprégné les propriétés qui étaient les siennes à l'état séparé, ou que si les propriétés pouvant avoir été modifiées par l'association n'ont qu'une contribution négligeable dans les conditions expérimentales choisies. Riaux dans ses essais a pu interpréter les propriétés diélectriques du papier comme le résultat d'une association de type série-parallèle entre les constituants, autrement dit : une loi d'association entre les composants d'un diélectrique hétérogène ; il a eu de bonne concordances entre les mesures et la synthèse. En s'inspirant de ses résultats, nous allons essayer de trouver la courbe de $\tan \delta$ pour un isolant hétérogène (huile + papier), en se basant sur le modèle de Maxwell-Wagner.

Tout d'abord, nous prenons un papier ayant un indice de densité autour de 1.27 et un facteur de pertes régi par la courbe suivante, figure III.17, à la température 10 °C [66].

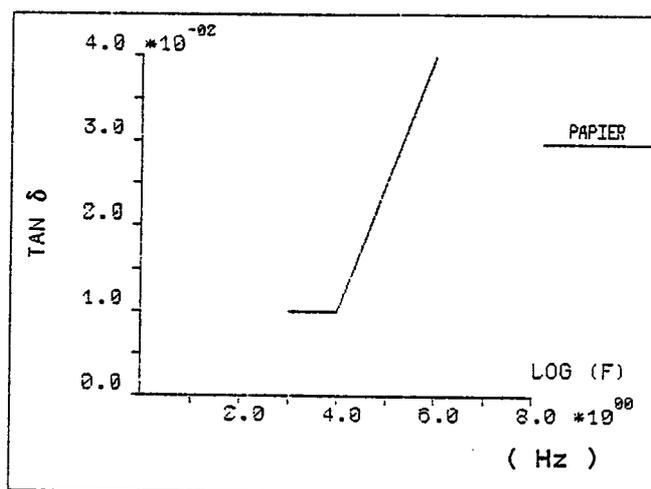


Fig. III.17 Facteur de pertes du papier choisi à 10 °C

Par contre pour l'huile, nous avons pris un Pylène 1476 ayant la caractéristique suivante à température 10 ° C [66], figure III.18. La courbe de synthèse pour les pertes diélectriques du circuit final (huile + papier) est faite en calculant les paramètres du circuit global et en faisant le rapport entre la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée du circuit global, figure III.19. La courbe synthétisée, figure III.19, est similaire et en bon accord avec celles obtenues par les mesures, figure III.3.

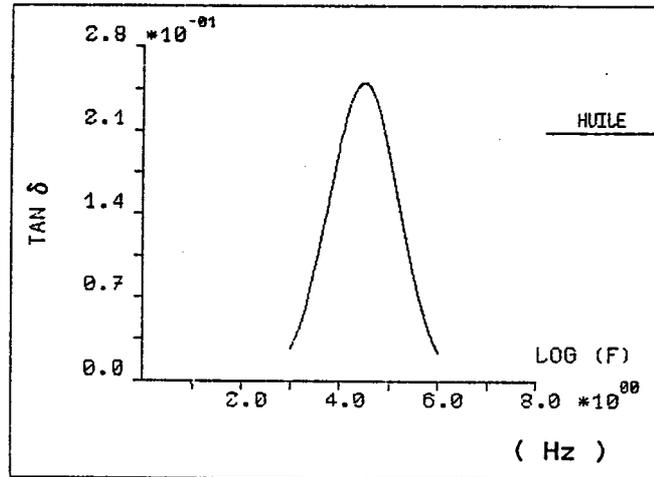


Fig. III.18 Facteur de pertes de l'huile (Pylène 1476), 10 °C

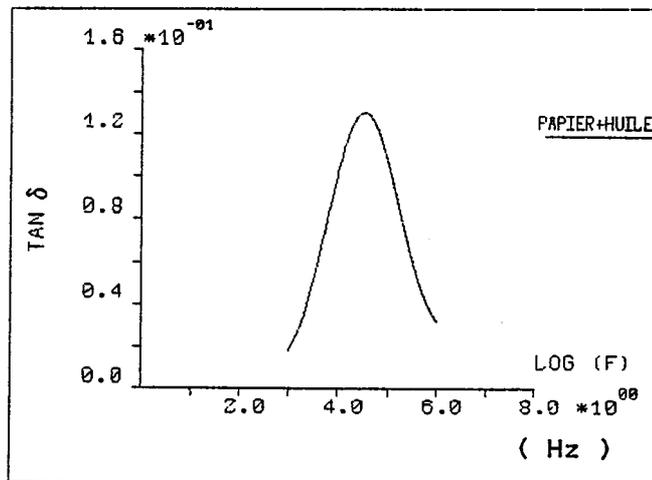


Fig. III.19 Tan δ résultant (huile + papier)

III.2.6. Conclusion

Cette étude bibliographique succincte sur les pertes diélectriques a mis en évidence l'influence de certains paramètres sur ces pertes et la possibilité de les modéliser par des circuits équivalents.

Il nous paraît intéressant de prendre le schéma en parallèle comme schéma de base afin de modéliser les pertes diélectriques dues à l'isolement des bobines (essentiellement du papier) dans le transformateur étudié.

La résistance en parallèle avec la capacité est remplacée par un circuit équivalent de type R-C, afin de tenir compte de la variation fréquentielle des pertes.

III.3. AMELIORATION DU CALCUL DES IMPEDANCES DE FUITE ET DES CAPACITES

Le calcul des inductances propres, mutuelles, et de fuite est un problème délicat pour des transformateurs de type cuirassé ; il n'existe pas de formules analytiques permettant de considérer les galettes dans leur ensemble, du fait de leur géométrie rectangulaire, comme pour les transformateurs à enroulements concentriques. A l'heure actuelle, les méthodes les plus employées par les constructeurs contiennent des coefficients empiriques [29] qu'ils déterminent grâce à leur expérience. Les recherches actuelles consistent à trouver un rayon équivalent des galettes afin de calculer rapidement les inductances propres, mutuelles et de fuite des enroulements circulaires. Pour notre part, nous avons cherché à proposer une méthode permettant de systématiser la recherche des rayons équivalents. La méthode que nous proposons utilise les transformations conformes. Cette méthode nous servira également pour calculer les capacités équivalentes.

III.3.1. Définitions et propriétés des transformations conformes

Pour passer d'une géométrie de forme quasi-rectangulaire à une géométrie de forme circulaire, nous avons utilisé une transformation conforme. Les transformations conformes sont, en effet, des applications intéressantes qui conservent les grandeurs électriques [76]. Nous allons d'abord définir ce qu'est une transformation conforme et énoncer quelques-unes de ses propriétés.

Soient (u, v) les coordonnées d'un point P dans un certain plan et w son affixe : $w = u + i v$. Soient (x, y) les coordonnées d'un point Q d'un autre plan et z son affixe : $z = x + i y$. Une transformation conforme est une application qui associe le point P au point Q. La correspondance entre les deux points est biunivoque.

On a,

$$z = f(w) \text{ et } w = g(z)$$

Les principales caractéristiques sont :

a) *Les longueurs d'arcs de courbes sont modifiées*

b) *Les transformations conformes conservent les angles*

Si dans le plan de départ, deux réseaux de courbes sont orthogonales, dans le plan image il leur correspondra deux autres réseaux de courbes orthogonales. Un élément de surface (rectangle élémentaire) se transforme en un autre rectangle élémentaire du fait de la conservation des angles.

c) *Les transformations conformes conservent les charges superficielles des conducteurs*

d) *Les transformations conformes conservent l'énergie électrostatique*

III.3.1.1. Transformations conformes utilisées [77]

Nous supposons pour calculer les paramètres que les galettes sont parfaitement symétriques et que nos rectangles à transformer sont centrés sur l'origine. La donnée de l'origine et d'un côté définit alors complètement le rectangle, figure III.20.

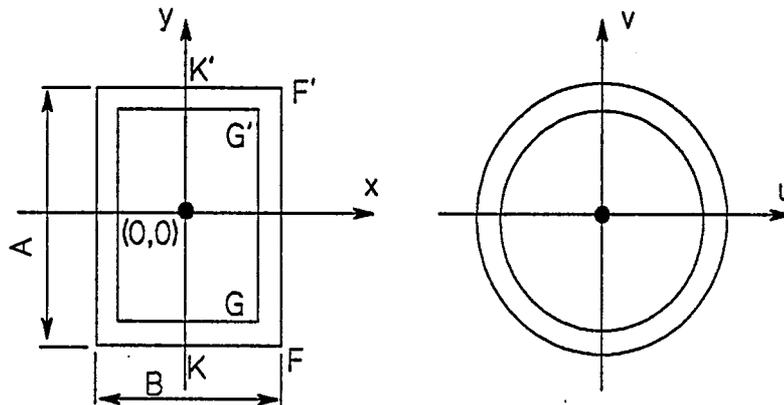


Fig. III.20 Géométrie des galettes considérées

C'est pourquoi nous pouvons utiliser la transformation conforme suivante qui à un segment, fait correspondre un cercle. Cette transformation s'écrit sous la forme suivante :

$$W = K \exp (2 \pi z / b)$$

Le segment vertical AA', figure III.21, impose la transformation. Le coefficient b dépend de la distance entre AA' et l'axe des ordonnées. A l'intérieur de AA'Y'Y, la transformation fait alors correspondre à tout segment vertical un cercle de même centre et de rayon inférieur à l'image de AA'.

Dans cette transformation la distance entre le segment à transformer et l'axe des ordonnées est privilégiée par rapport à la longueur du segment.

Or, ces deux dimensions représentent la largeur et la longueur des rectangles à transformer. Nous privilégierons la largeur car le rapport entre largeurs intérieure et extérieure est plus grand que le rapport des longueurs intérieure et extérieure de la galette.

Le coefficient K est celui qui va imposer le rayon du plus grand cercle. Nous avons d'abord imposé K (K1) de façon à ce que l'aire du plus grand rectangle soit conservée ; puis nous avons imposé K (K2) de manière à ce que l'aire du plus petit rectangle soit conservée, figure III.22.

Chaque transformation nous donne deux rayons pour une galette : le rayon extérieur (transformation du rectangle extérieur) et le rayon intérieur (transformation du rectangle intérieur) de la galette correspondante. La moyenne de chaque rayon obtenu par les deux transformations fournit alors les dimensions de la galette circulaire équivalente.

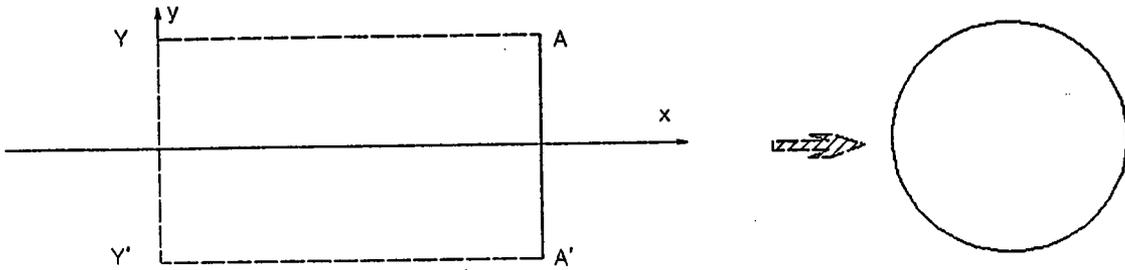


Fig. III.21 Transformation du segment en cercle

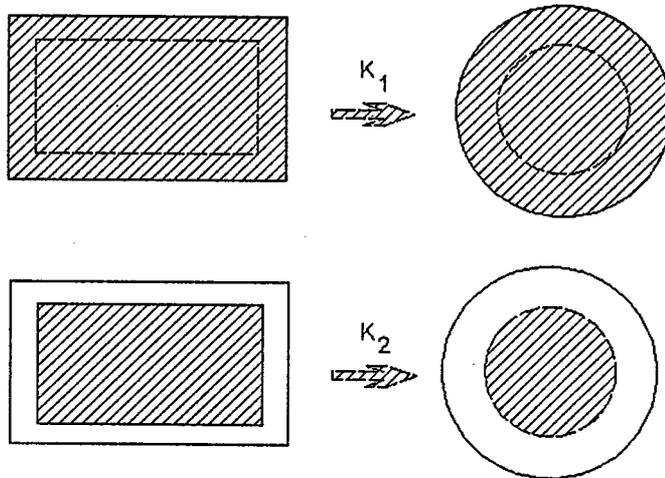


Fig. III.22 Transformations adoptées

Mise en oeuvre de la méthode

Supposons que nous avons le rectangle, celui de la figure III.20, à transformer. Le segment FF' nous donnera le rayon extérieur. Par contre, le segment GG' nous donnera le rayon intérieur.

Pour chaque transformation choisie selon la figure III.22, il faut calculer les coefficients K et b selon la correspondance entre les 2 plans (x,y) et (u,v). Pour la première transformation (K1), la valeur de b est imposée par le segment FF', figure III.20, nous avons donc,

$$b = A$$

Nous calculons directement la valeur de K par l'hypothèse que la surface extérieure, du plus grand rectangle, est conservée.

La valeur de K est donc donnée par la relation suivante :

$$K = \frac{\sqrt{AB/\pi}}{\exp(\pi B/A)}$$

Le segment FF' est divisé en n points. Les parties imaginaires de ces points croissent de $-A/2$ à $A/2$ avec une partie réelle fixe ($B/2$).

Chaque point (i) donne un rayon (r_i). La moyenne des (r_i) sera le rayon équivalent cherché (R_e) pour le segment FF'. La même démarche est appliquée pour le segment GG' ; ce qui nous donne le rayon intérieur (R_i).

Nous signalons que les mêmes étapes sont appliquées pour la deuxième transformation conforme (K_2). La valeur de b ne change pas. Par contre, la valeur de K est calculée par dichotomie en prenant la formule précédente, de la première transformation K_1 , comme formule de base.

La transformation K_1 nous donne 2 rayons $R'i$ et $R'e$.

La transformation K_2 nous donne également 2 rayons $R''i$ et $R''e$.

Les rayons de la bobine circulaire cherchée sont obtenus par les formules suivantes :

$$R_i = (R'i + R''i) / 2$$

$$R_e = (R'e + R''e) / 2$$

III.3.1.2. Validation de la méthode

III.3.1.2.1. Vérification des capacités

Pour commencer à valider notre méthode, nous avons voulu vérifier que les capacités entre galettes ou entre les galettes et la masse n'étaient pas modifiées après l'application des transformations conformes.

En effet, comme les transformations conformes conservent la charge électrostatique, les capacités avant et après transformation doivent être égales (théoriquement).

Nous avons utilisé d'une part, le module ISOLA du logiciel FISSURE [53] du Laboratoire d'Electrotechnique de Lyon pour calculer les capacités entre galettes et entre galettes et la masse en deux étapes indépendantes :

1^{ère} étape) Le calcul se fait en plan et ensuite la capacité équivalente globale est estimée par la notion d'une longueur équivalente moyenne de la galette (PLAN + L_{moy}). Cette longueur L_{moy} est calculée dans la géométrie réelle de la galette. Elle vaut la somme de deux dimensions (interne et externe de la galette), paragraphe II.1.

2^{ème} étape) Le calcul se fait cette fois directement sur une géométrie axisymétrie sur les galettes transformées en forme circulaire en appliquant notre méthode des transformation conforme, avec la notion du rayon équivalent (R_{eq}).

Nous avons eu d'autre part recours à la méthode des Equations Intrégales de Frontière, en utilisant le logiciel PHI3D [78], afin de calculer les capacités équivalentes de chaque configuration en 3D. Les galettes ont gardé leurs formes réelles (rectangulaires).

Géométrie employée

Nous avons choisi la configuration suivante, figure III.23, pour être la base de notre comparaison. Cette configuration est constituée par deux galettes (Gal N° 1 et Gal N° 2) et un noyau magnétique, avec deux plans de symétrie (XOZ, XOY).

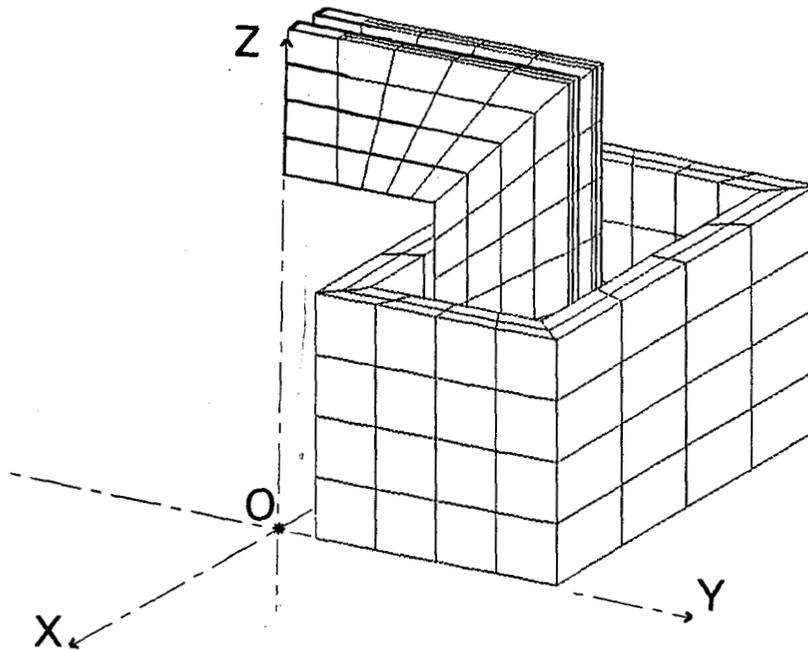


Fig. III.23 Géométrie choisie

Les capacités ainsi calculées par PHI3D (avant transformation) concordent bien avec celles calculées après transformation en géométrie axisymétrique avec la notion du rayon équivalent (AXIS + Réq).

Les faibles écarts enregistrés n'ont en effet pas grande signification du fait de l'ordre de grandeur de ces capacités (quelques centaines de pF), tableau III.1. Dans ce tableau, on trouve aussi des valeurs des capacités calculées en géométrie plan avec la notion d'une longueur équivalente.

En conséquence, ces résultats obtenus par l'utilisation du rayon équivalent sont plus précis que de ceux obtenus par la notion d'une longueur moyenne ce qui est affirmé sur le tableau précédent.

Tableau III.1

Vérification du calcul des capacités

Configuration du potentiel	Capacité équivalente globale (Farads)		
	PHI3D	AXIS + Réq	Plan + Lmoy
Gal N° 1 = 1 Volt le reste = 0 Volt	3.26 E-10	3.38 E-10	3.838 E-10
Gal N° 2 = 1 Volt le reste = 0 Volt	3.233 E-10	3.36 E-10	3.767 E-10

III.3.1.2.2. Calcul du flux magnétique

Nous avons aussi voulu comparer le flux magnétique circulant à l'intérieur de chaque galette avant et après transformation, figure III.24. Pour cela, nous avons dû faire les hypothèses suivantes:

- a) l'épaisseur des galettes est petite devant ses autres dimensions (de l'ordre de 0,5%),
- b) le courant circule de façon uniforme dans chaque côté des galettes rectangulaires ainsi que dans les galettes transformées.

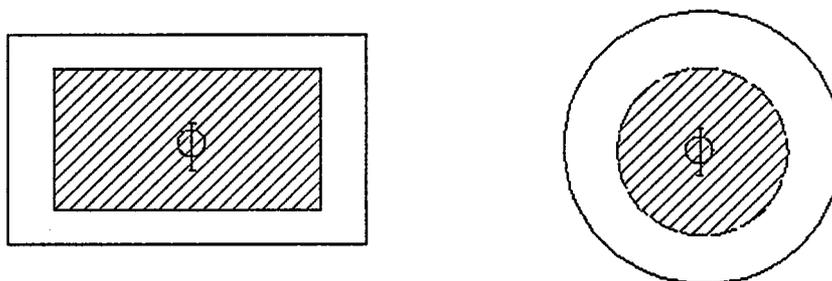


Fig. III.24 Calcul du flux magnétique

Les écarts enregistrés sont assez faibles (cf ci-dessous), ce qui laisse à penser que les rayons équivalents ainsi calculés sont corrects.

Exemples sur les galettes du transformateur étudié :

- galette No. 1 : écart de 5,5 %
- galette No. 16 : écart de 6,5 %
- galette No. 7 : écart de 6,5 %
- galette No. 19 : écart de 8,7 %

Ces comparaisons donnent des résultats satisfaisants. La méthode peut donc être considérée comme valide et appliquée au cas des galettes du transformateur cuirassé.

III.3.2. Calcul des impédances de fuite

La détermination des valeurs des impédances de fuite peut se faire selon plusieurs formules approximatives. Dans notre cas, on effectuera 2 démarches différentes pour les calculer ; soit par l'hypothèse de base, rayon équivalent, de choisir une galette circulaire équivalente à une galette réelle soit par une notion d'une hauteur équivalente du circuit magnétique.

III.3.2.1. Notion du rayon équivalent

En utilisant notre méthode de transformations conformes, nous calculons pour chaque galette de transformateur étudié un rayon équivalent correspondant, ce qui nous permettra d'appliquer des formules approximatives déjà utilisées dans notre premier travail, chapitre II. On note ici que les valeurs de impédances de fuite dans l'air entre les galettes voisines seront retenues. Par contre, les impédances de fuite dans les galettes seront rectifiées ultérieurement, pour tenir compte des pertes supplémentaires.

III.3.2.2. Notion de la hauteur équivalente

Afin de mieux s'assurer du calcul des impédances de fuite, nous avons eu recours à la notion d'une hauteur équivalente du circuit magnétique. Notre analyse se fait d'abord, à partir de la géométrie réelle sur de deux galettes voisines (1 et 2) en plan afin de trouver un circuit équivalent pour les chemins de fuite, figure III.25.

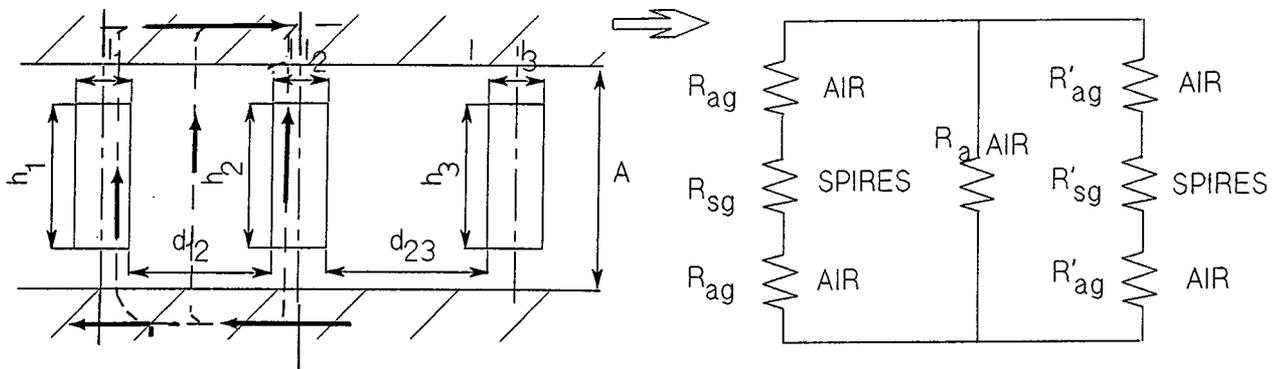


Fig. III.25 Géométrie du problème

Avec les notations de la figure précédente, nous avons les équations suivantes pour calculer les paramètres du circuit équivalent :

$$L = \frac{1}{2 R_{ag} + R_{sg}} = \frac{\mu_0 H_{eq} l_1}{2 A} ;$$

$$L_o = \frac{\mu_0 H_{eq} d_{12}}{A} ; \quad L' = \frac{1}{2 R'_{ag} + R'_{sg}} = \frac{\mu_0 H_{eq} l_2}{2 A}$$

Notre impédance de fuite se décompose en trois termes, figure III.26 :

- Le terme L représente l'impédance de fuite relative à la première galette et dans l'air.
- Le terme L_0 représente l'impédance de fuite entre les deux galettes voisines.
- Le terme L' représente l'impédance de fuite relative à la seconde galette et dans l'air.

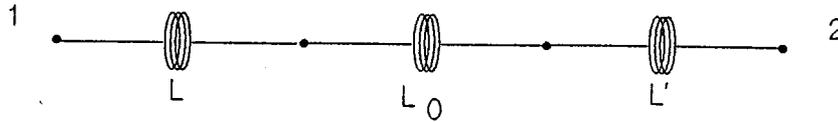


Fig. III.26 Décomposition de l'impédance de fuite

La constante H_{eq} dans les équations précédentes correspond à la hauteur du circuit magnétique sur laquelle s'effectue le trajet de fuites, augmentée d'un pourcentage pour tenir compte des têtes de galettes. D'après les géométries des galettes, ce pourcentage a été pris de telle façon que, figure III.27 :

$$H_{eq} = a + 2(b + 0.3c)$$

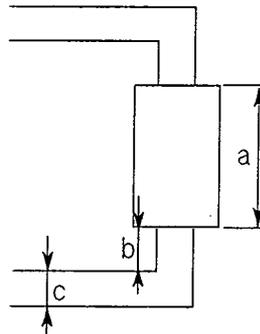


Fig. III.27 Plan vertical des galettes

III.3.2.3. Modélisation des pertes supplémentaires

Nous avons divisé la galette en plusieurs éléments identiques figure III.28, en tenant compte des hypothèses suivantes :

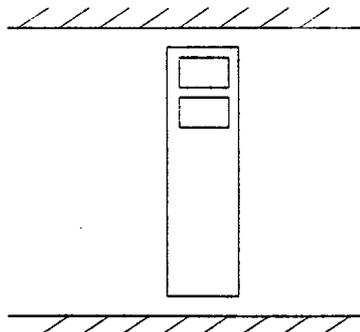


Fig. III.28 Division de la galette

- la conductivité et la perméabilité sont constantes,
- la largeur de chaque élément est plus grande que son épaisseur.

Dans ce cas là, on peut appliquer la formulation de l'impédance opérationnelle vue au chapitre II pour une tôle magnétique [21]. Par la suite nous avons choisi un circuit équivalent de 4 dipôles, figure III.29, afin de modéliser ces pertes selon la méthode graphique.

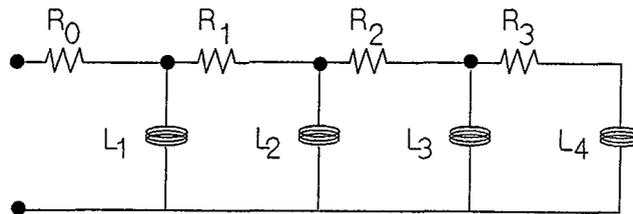


Fig. III.29 Circuit équivalent des pertes supplémentaires

III.3.3. Conclusion

Notre méthode de transformation conforme a été validée par le calcul des capacités avant et après transformation, qui doivent être conservées en raison des propriétés des transformations conformes.

D'autre part, la comparaison du calcul du flux magnétique à l'intérieur des galettes avant et après transformation a donné des résultats satisfaisants. Les rayons équivalents calculés pour l'ensemble des galettes de notre transformateur serviront à recalculer d'une part les capacités équivalentes entre les galettes et entre galettes et masse et d'autre part à calculer les impédances de fuite qui sont elles aussi calculées par une autre méthode basée sur la notion d'une hauteur équivalente.

Par contre, les pertes supplémentaires sont modélisées par des circuits de synthèse, résultant d'une étude analytique.

La validation de la méthode sur d'autres transformateurs pourra faire l'objet d'une étude ultérieure.

III.4. VALIDATIONS EXPERIMENTALES DU MODELE COMPLET

Notre étude de simulation sera composée de deux parties :

La première est appliquée sur une maquette du transformateur à échelle réduite conçue et fabriquée par la Société Jeumont-Schneider Transformateur. Elle servait déjà de référence pour la validation dans les précédents travaux, chapitre II.

La deuxième est appliquée sur un transformateur réel (également fabriqué par la même Société).

L'objectif de cette simulation est de rechercher les fréquences de résonance avec leurs coefficients de surtension.

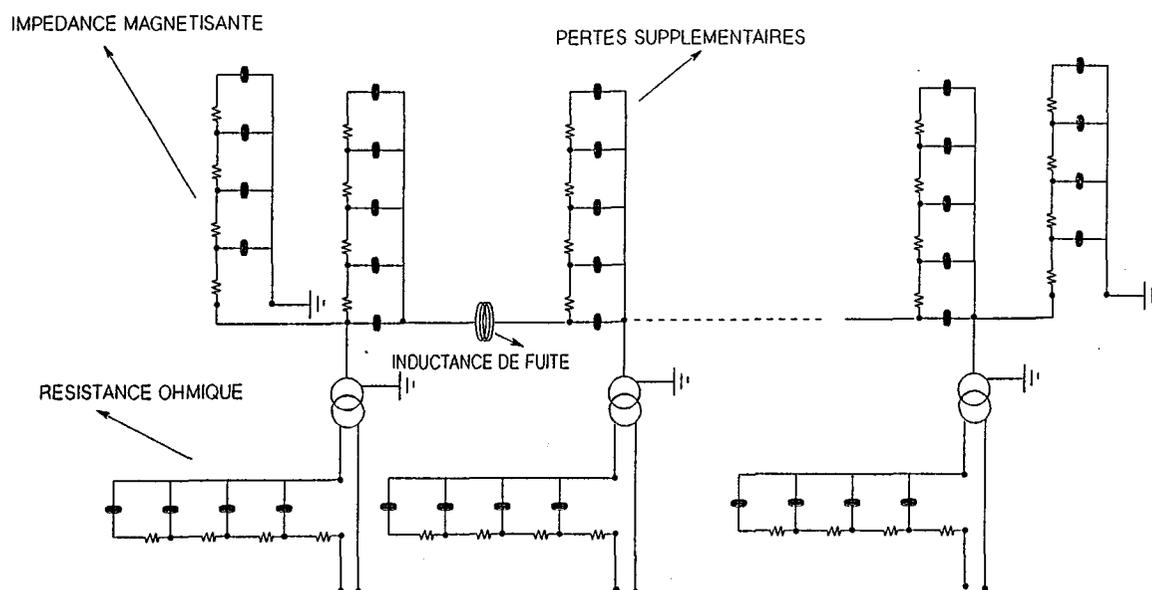
Le modèle complet du transformateur étudié est donné dans la figure III.30.

III.4.1. Comparaison avec la maquette

La représentation de la maquette est faite par 22 éléments (galettes) ; 16 galettes pour le groupe haute tension (GHT), 4 galettes pour les groupes basse tension (GBT), 1 galette pour le groupe intermédiaire (GI) et 1 galette pour le groupe neutre (GN).

A cause de la taille du fichier de données et de nos moyens informatiques, la simulation du schéma complet était impossible avec EMTP, ce qui rendait l'étude temporelle très délicate.

La modélisation du noyau magnétique se fait par 2 branches magnétisantes et les impédances ohmiques par des circuits de synthèse. Les capacités qui sont retenues ont un rapport de 1/100 entre la capacité minimale et la capacité maximale.



*Fig. III.30 Modèle du transformateur
Les capacités de couplage ne sont pas mises dans le schéma*

III.4.1.1. Notion de hauteur équivalente

Dans ce cas, la simulation est faite en respectant la représentation précédente et les valeurs des impédances de fuite sont calculées selon la notion d'une hauteur équivalente. Cette simulation nous a donné deux bonnes fréquences de résonance pour les 2 premières galettes du G.H.T. (comme exemple).

mesure (KHz)	40	206
calcul (KHz)	36,4	224

D'après les équations du paragraphe III.3.2.2., on observe une grande sensibilité de la valeur d'impédance de fuite par rapport aux largeurs de galettes. En plus, la hauteur équivalente implique un ajustement empirique pour tenir compte des têtes de bobines, ce qui donnera l'avantage à la notion de rayon équivalent. Il est probable que l'on aura d'autres fréquences de résonance pour une modélisation très fine des galettes.

III.4.1.2. Notion de rayon équivalent

Dans ce cas, le calcul des impédances de fuite est fait par la notion de rayon équivalent.

Etude fréquentielle

Nous avons effectué une étude fréquentielle avec la routine Frequency Scan d'EMTP, afin de trouver les fréquences de résonance pour différents points dans le transformateur. La simulation nous a donné 3 bonnes fréquences de résonance :

calcul (KHz)	37,3	211	377,9
mesure (KHz)	40	206	370

Essai de comparaison

Il est intéressant de calculer les inductances propres et mutuelles des galettes, à partir de notre modèle ; et de comparer avec des résultats expérimentaux, afin d'avoir une idée sur la précision de notre méthode de calcul des impédances de fuite. Cela est fait en réalisant des configurations différentes parmi les GHT, GN, et GI. Quant aux GBT, ils sont court-circuités à la masse, pendant toute la durée de la simulation.

Les trois configurations réalisées sont les suivantes :

- 1) GHT alimenté (GI et GN à vide)
- 2) GN alimenté (GHT et GI à vide)
- 3) GI alimenté (GHT et GN à vide)

La simulation est réalisée en injectant un courant sinusoïdal d'amplitude 1 Ampère

à l'entrée du groupe alimenté, à la fréquence 1 KHz. Selon les configurations précédentes, on a pu calculer les impédances propres et mutuelles de chaque groupe et les comparer avec celles mesurées. Il apparaît une bonne concordance, selon le tableau suivant III.2 :

Tableau III.2

Calcul des inductances propres et mutuelles à partir du modèle de transformateur

	GHT	GI	GN	GHT	GI	GN
GHT	12,1	-0,11	-0,11	12,6	0	0
GI	-0,11	4,99	-0,04	0	4,934	0
GN	-0,11	-0,04	5,07	0	0	4,7
	Mesure en m.H			Calcul en m.H		

Calcul des coefficients de surtensions

En introduisant dans le fichier de données d'EMTP les pertes supplémentaires et les pertes diélectriques, notre simulation devient impossible par dépassement de la taille maximale admissible pour nos moyens informatiques. Par conséquent on a été contraint d'effectuer la simulation sans les pertes diélectriques (mais avec les pertes supplémentaires). Ce qui a conduit à des coefficients de surtension très élevés (un facteur de 12 par rapport aux valeurs mesurées).

Afin de s'assurer, de l'influence de ces pertes diélectriques sur les coefficients de surtension, nous avons pu les modéliser à la fréquence 38 KHz par une résistance constante connectée en parallèle avec la capacité correspondante. Pour une valeur de $\tan \delta = 2,5 \%$, le calcul conduit à une concordance remarquablement satisfaisante avec les mesures, selon le tableau III.3.

Tableau III.3

Coefficients de surtension

aux bornes de	calcul		mesure
	$\tan \delta = 2,5 \%$	$\tan \delta = 0$	
1ère galette GHT	0,5	6	0,71
2ères galettes GHT	1,2	13	1,36
2ème galette GHT	0,8	7	0,76
GHT	5,8	47	5,15

Nous avons pu avoir une comparaison graphique entre la mesure et le calcul des surtensions aux bornes du groupe haute tension (GHT), en réduisant la taille du schéma complet du transformateur. Pour de petites bandes de fréquence (< 10 KHz), nous remplaçons chaque circuit équivalent (pertes diélectriques, impédances ohmiques, ...) par deux éléments calculés dans la bande de fréquence étudiée. Notons qu'autour d'une fréquence de résonance, la bande de fréquence devient 1 KHz. Les résultats de la comparaison, figure III.31, montrent une bonne concordance entre la mesure et le calcul.

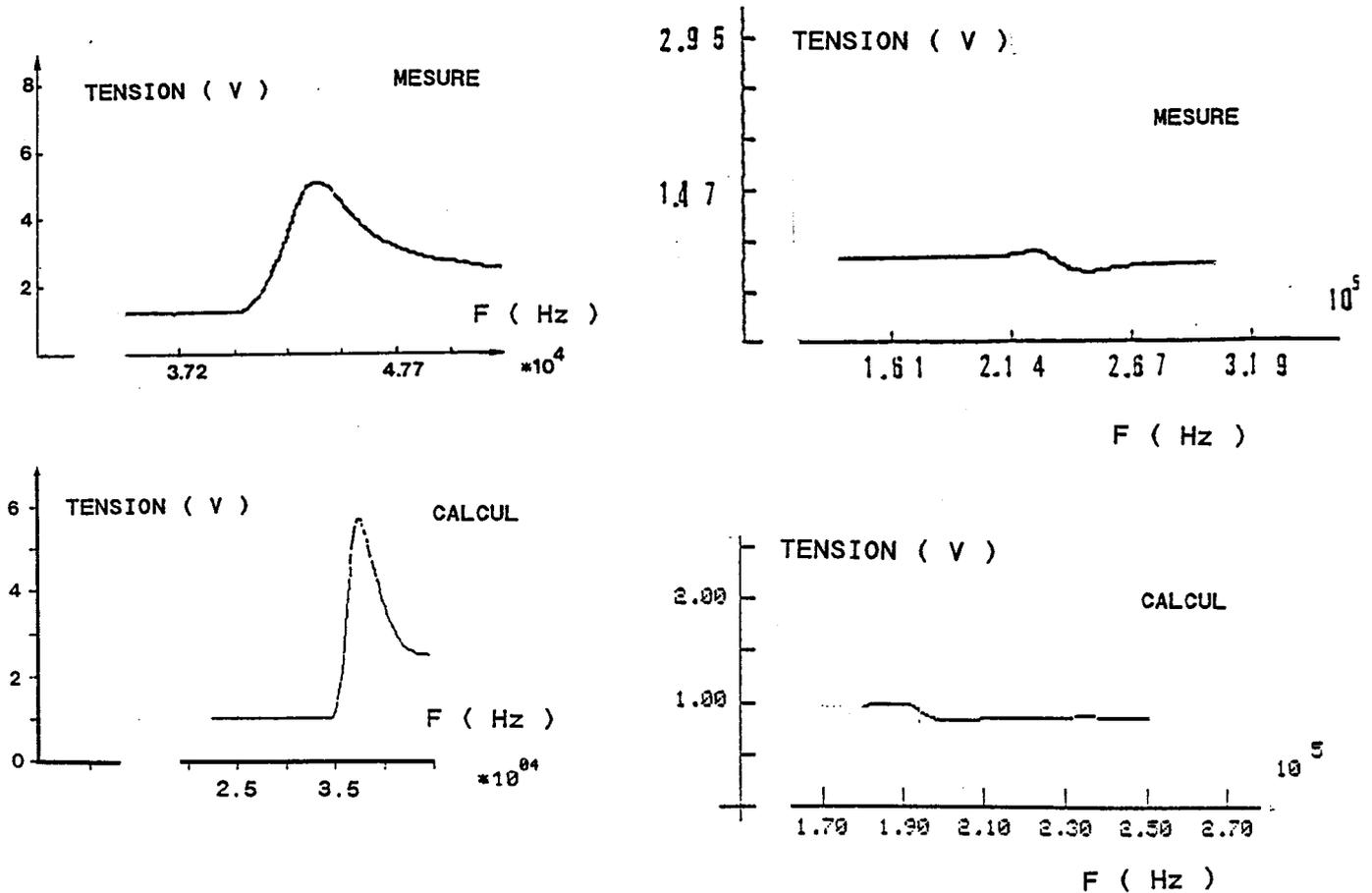


Fig. III.31 Surtensions aux bornes du groupe haute tension

III.4.2. Simulation d'un transformateur réel

Une application sur un autre transformateur s'avère importante afin de vérifier la procédure d'acquisition des paramètres surtout sur un transformateur réel où les pertes diélectriques sont presque négligeables par rapport à la maquette du transformateur.

La démarche pour déterminer les paramètres du modèle est identique à celle appliquée à la maquette avec la notion du rayon équivalent. Dans ce cas, le transformateur a été représenté par 32 galettes selon sa géométrie réelle :

- 16 galettes pour le groupe Haute Tension (GHT), 8 galettes pour chaque groupe,
- 4 galettes pour les groupes Basse Tension (GBT), 2 pour chaque groupe,
- 6 galettes pour le groupe Neutre (GN),
- 6 galettes pour le groupe Intermédiaire (GI).

La taille du fichier de données est grande (> 1000 lignes) pour EMTP. Le noyau magnétique est représenté par deux circuits de synthèse. Les impédances ohmiques sont modélisées par une valeur constante autour d'une fréquence de résonance. De même, les impédances de fuites, sont elles aussi représentées par des inductances constantes. Les capacités qui sont retenues ont un rapport de 1/100 entre la valeur minimale et la valeur maximale des capacités. Les résultats de notre simulation seront comparés avec ceux de la mesure [79]. En introduisant dans le fichier de données d'EMTP les pertes supplémentaires, les pertes diélectriques et les impédances ohmiques notre simulation devient impossible par dépassement de la taille maximale admissible. Ce que nous a amené à modéliser les éléments du schéma équivalent par des valeurs constantes autour d'une fréquence de résonance dans une analyse fréquentielle. En plus, le calcul des admittances d'entrée se fait en traitant le fichier de sortie d'EMTP par des programmes spécifiques afin de tracer les courbes correspondantes. Dans [75], on trouve les résultats détaillés de notre simulation.

III.4.2.1 Calcul des admittances

Configuration N° 1

GHT alimenté ; GN à la masse ; GBT c.c. à la masse

On fait une étude fréquentielle en injectant un courant sinusoïdal à l'entrée du GHT, ce qui nous permet de calculer l'impédance vue du GHT.

D'après la simulation, il se dégage un mode de résonance autour de 13 KHz, (13,1 KHz) ce qui représente une très bonne concordance avec les mesures (13,4 KHz). Cela est confirmé par la comparaison entre les courbes calculée et mesurée, figure III.32, pour la partie imaginaire de l'impédance d'entrée du transformateur.

Une autre simulation est faite où on calcule le rapport : tension GHT / courant GN. La comparaison du calcul avec la mesure, figure III.33, nous donne un bon accord entre les 2 courbes et une fréquence de résonance calculée autour de 13.41 KHz.

Configuration N° 2

GTHT alimenté; GN à la masse; GBT ouvert et isolé

On cherche à calculer l'impédance vue de la THT. La simulation dégage, en basse fréquence, une fréquence de résonance autour de 13,6 KHz, ce qui est en bon accord avec la mesure (13,8 KHz) et une deuxième fréquence de résonance autour de 50 KHz qui coïncide bien avec la mesure (48 KHz), ce qui est affirmé par la figure III.34 qui représente la partie imaginaire de l'admittance d'entrée. Les courbes de la partie réelle de l'admittance ont un bon accord entre le calcul et la mesure figure III.35.

III.4.2.2. Calcul de coefficients de surtension

Les valeurs des coefficients de surtension calculées ($\cong 11.8$) dans les configurations précédentes coïncident avec celles obtenues par la mesure ($\cong 12$). A la fréquence 50 KHz (configuration n° 2), nous avons un coefficient de surtension calculé ($\cong 11.25$) très proche de la mesure ($\cong 12$).

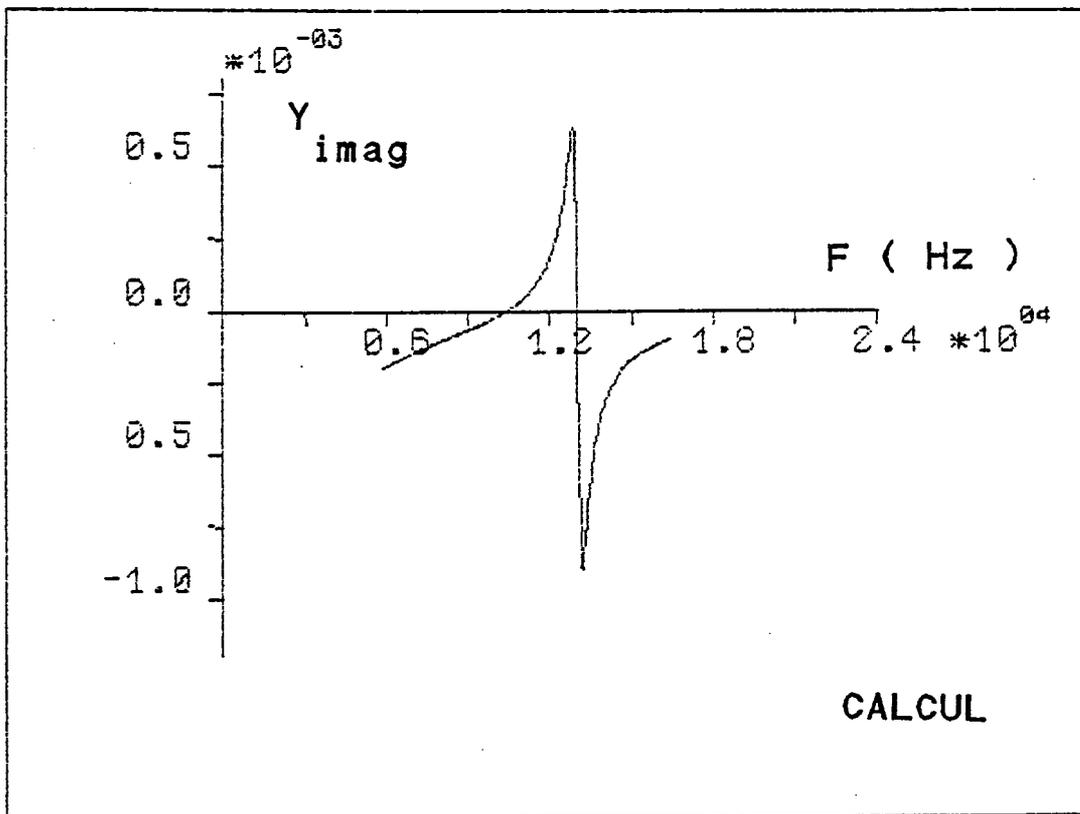
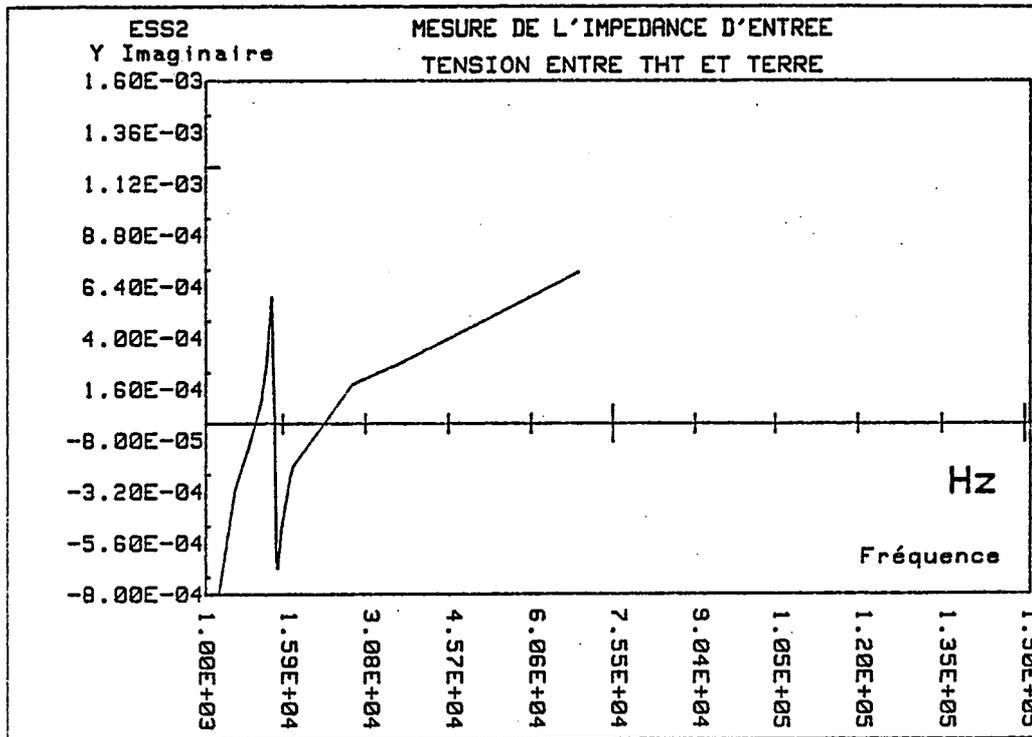
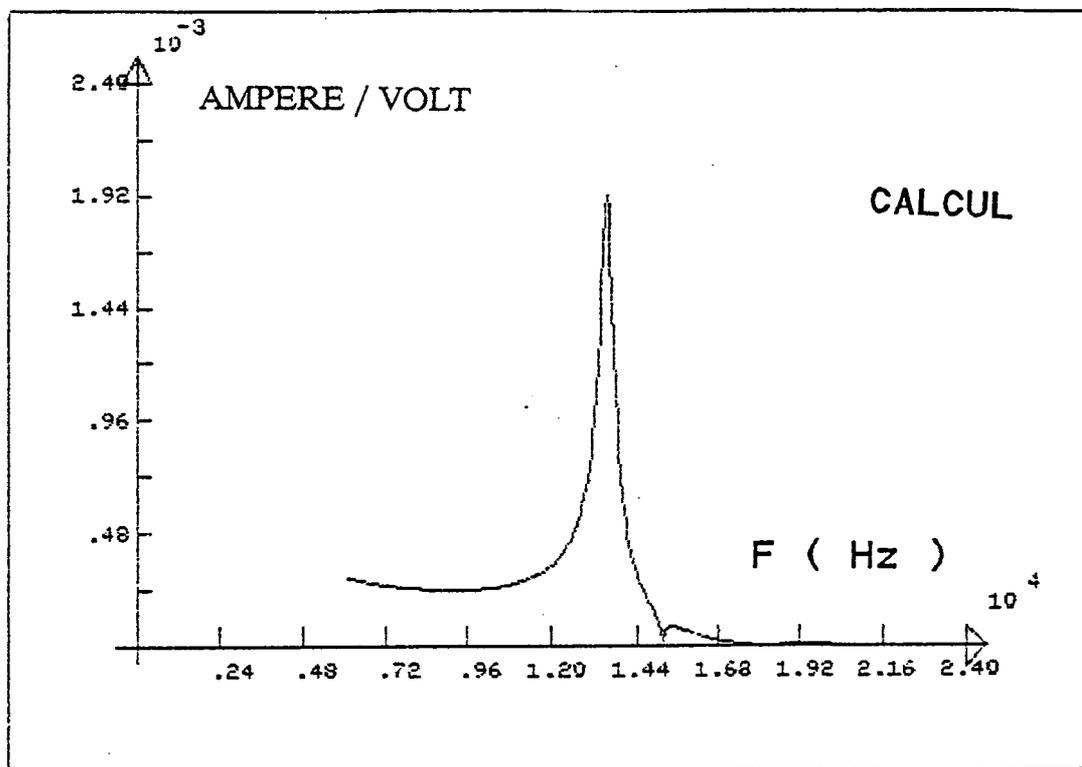
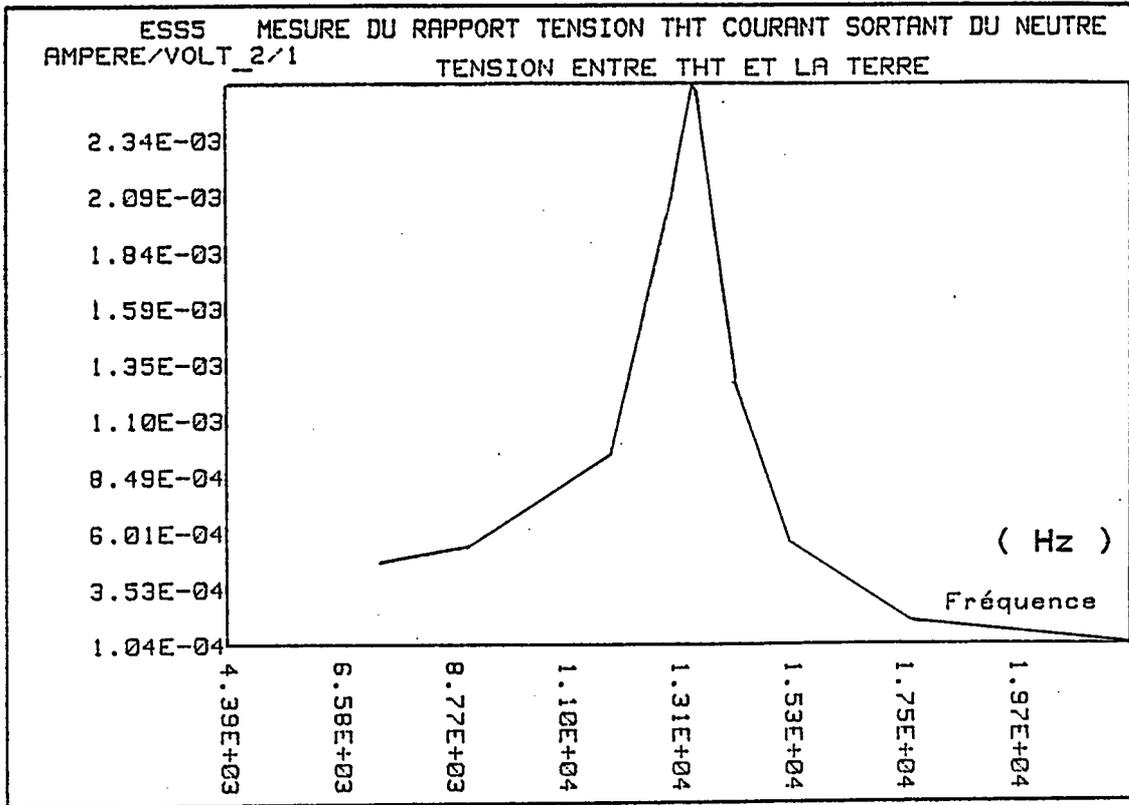
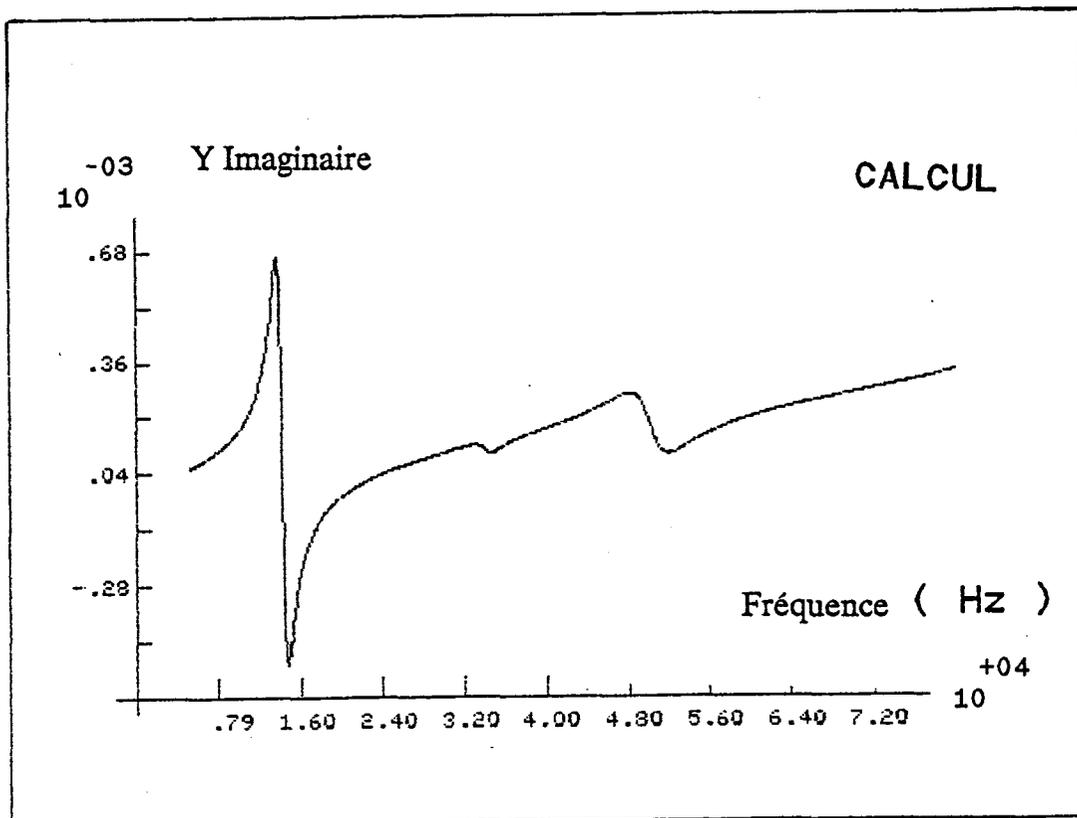
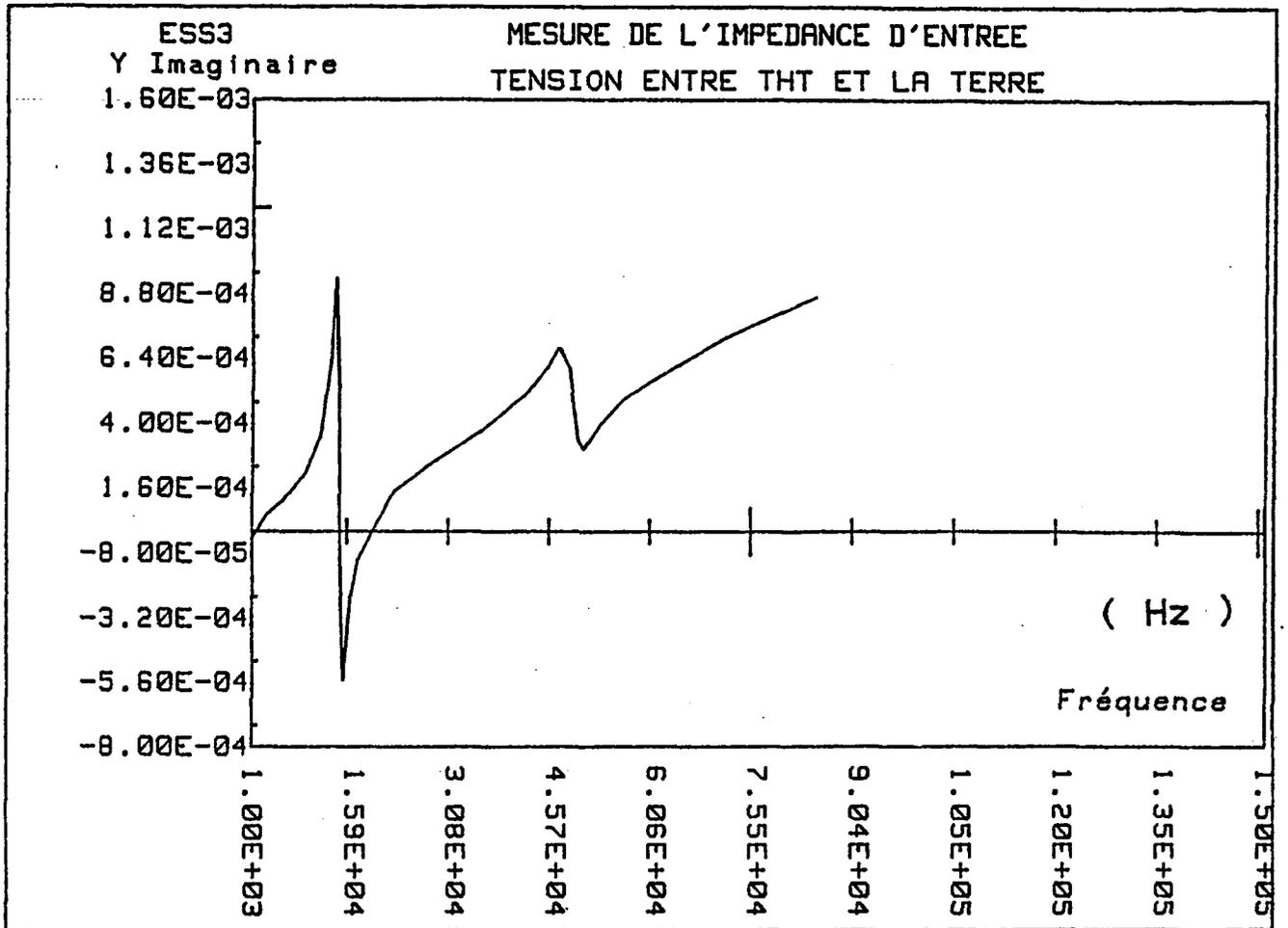


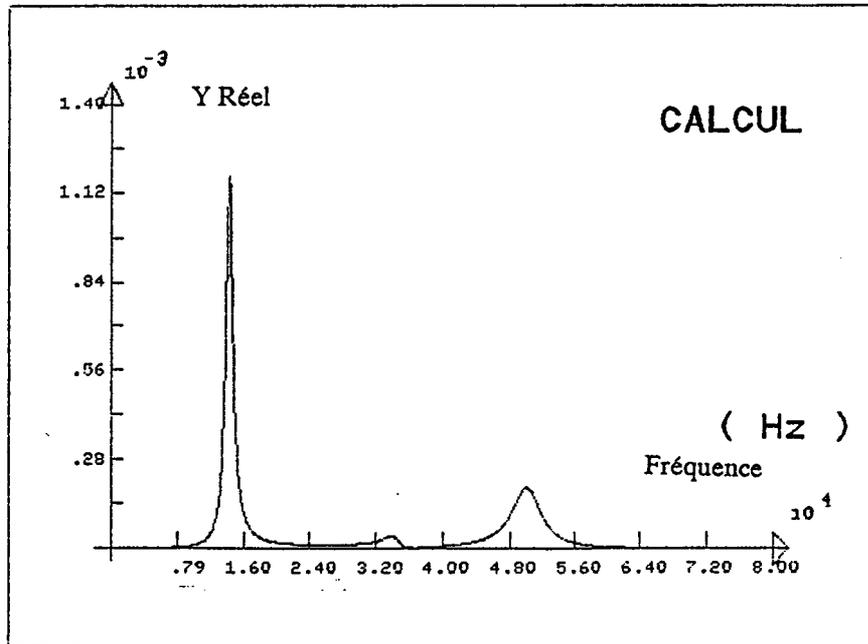
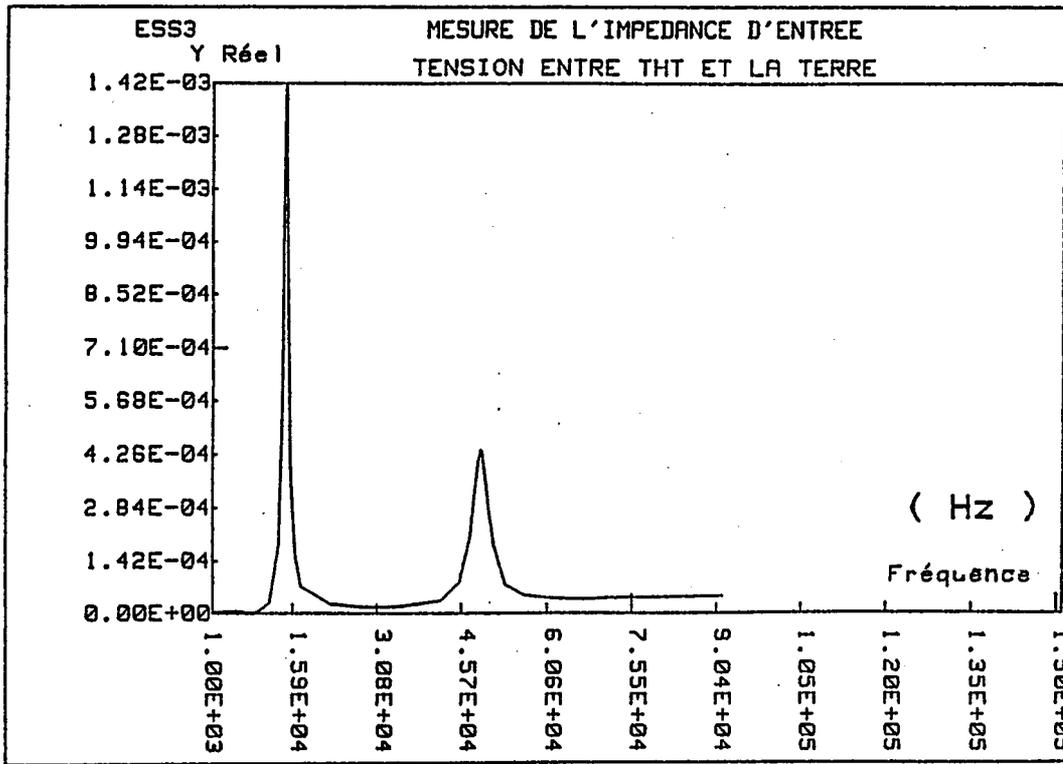
Fig. III.32 La partie imaginaire de l'impédance d'entrée du transformateur GHT alimenté, GBT c.c. à la masse, GN à la masse



III.33 Rapport du courant du neutre sur la tension groupe haute tension
 GHT alimenté, GBT c.c. à la masse, GN à la masse



III.34 La partie imaginaire de l'impédance d'entrée du transformateur GHT alimenté, GBT ouvert et isolé, GN à la masse



III.35 La partie réelle de l'impédance d'entrée du transformateur
GHT alimenté, GBT ouvert et isolé, GN à la masse

III.4.2.3. Résultats fréquence par fréquence

Nous avons réalisé des simulations sur le calcul de l'impédance d'entrée du groupe haute tension, dans les deux configurations précédentes, pour des fréquences allant jusqu'à 600 KHz. De même, nous avons calculé des surtensions aux bornes de la première galette et de 2 premières galettes du GHT, et du GHT. Les simulations ont dégagé les fréquences de résonance suivantes :

- Un mode à 13 KHz

Ce mode coïncide très bien avec la mesure 13 KHz. Ce mode se dégage dans les 2 configurations précédentes.

- Un mode à 50 KHz (mesure 48 KHz)

Ce mode coïncide bien avec la mesure et se dégage dans la deuxième configuration.

- Un mode de 82 à 87 KHz (mesure 68 à 79 KHz)

On a trouvé ce mode dans tous nos simulations et il est précisément de 82 KHz dans le cas secondaire ouvert et isolé, et 87 KHz dans le cas secondaire court-circuité à la masse.

- Un mode de 107 à 116 KHz (mesure 116 à 125 KHz)

On trouve ce mode, confirmé par le diagramme de Nyquist, aux bornes des premières galettes du GHT et pas aux bornes du GHT

- Un mode de 169 à 186 KHz (mesure 180 KHz)

On le trouve dans tous les cas, soit à partir du calcul de l'admittance THT, soit par le calcul de surtensions.

- Un mode 220 KHz (mesure 220 KHz)

On le trouve dans le cas secondaire isolé et ouvert par tous les calculs (admittance GHT ou surtensions aux bornes des galettes). Par contre, ce mode est trouvé, dans le cas secondaire ouvert isolé avec mesure de l'impédance vue du Neutre ou ouvert isolé avec mesure du rapport courant GHT, tension Neutre.

- Un mode de 235 à 245 KHz

Ce mode n'est pas trouvé dans la mesure, par contre il se trouve dans le calcul des surtensions et des admittances d'entrée.

- Un mode de 320 à 364 kHz (mesure 340 KHz)

Dans la mesure, cette fréquence de résonance est trouvée quand le secondaire est

en court-circuit et isolé avec mesure de l'impédance vue du GHT et quand le secondaire est ouvert et isolé avec mesure du rapport courant GHT / tension neutre.

- Un mode à 278 kHz (mesure 268 KHz)

Dans la mesure, ce mode se trouve quand le secondaire est ouvert et isolé avec mesure du rapport courant GHT/ tension Neutre. On le trouve dans le calcul des surtensions des premières galettes du GHT (274,7 KHz) et dans le calcul de l'admittance d'entrée du GHT (276 KHz), quand le secondaire est isolé-ouvert.

- Un mode à 490 KHz (mesure 490 KHz)

On le trouve dans le cas secondaire ouvert et isolé

III.5. CONCLUSION

Les pertes diélectriques jouent un rôle important dans la détermination de coefficients de surtension et sont modélisées par des circuits équivalents permettant de tenir compte de la variation fréquentielle de ces pertes.

L'hypothèse de base du calcul des impédances de fuite est le choix des galettes circulaires équivalentes à des galettes réelles ; la détermination de ces rayons équivalents se fait à l'aide des transformations conformes. Ces rayons nous servent également à calculer les capacités de couplages.

Pour chaque galette, nous tenons compte de l'effet de peau, en représentant les résistances par des circuits équivalents et les pertes supplémentaires sont elles aussi modélisées par des circuits équivalents. Le circuit magnétique est modélisé par des impédances magnétisantes qui tiennent compte des courants de Foucault dans les tôles magnétiques.

Nous avons pu valider notre modèle de transformateur dans 2 cas différents : l'un sur une maquette du transformateur à l'air et l'autre sur un transformateur réel. Les résultats de notre simulation, les fréquences de résonance et les coefficients de surtension, sont satisfaisants et en bon accord avec la mesure.

Il est à signaler, dans notre cas, la difficulté de prendre en compte tous les éléments du modèle selon l'exécution actuelle d'EMTP et nos moyens informatiques.

CHAPITRE IV

ANALYSE MODALE ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

CHAPITRE IV

ANALYSE MODALE ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

IV.1. INTRODUCTION

Nous rappelons que le schéma équivalent d'un transformateur est composé d'inductances représentant les enroulements et de condensateurs représentant les capacités de couplage. Ces condensateurs se trouvent répartis entre différents points de chacun des enroulements et la masse, entre les enroulements et entre les différentes galettes ou couches d'un même enroulement. La répartition et les valeurs de ces capacités sont liées essentiellement à la taille, au type et à la technologie du transformateur. Elles forment avec les enroulements ou les portions d'enroulement, des circuits R L C résonnants, plus ou moins couplés. L'ensemble oscille suivant des modes de résonance spécifiques à une configuration et est plus ou moins amorti.

Si le problème d'étude s'intéresse aux formes d'onde aux extrémités du transformateur (entrée, sortie) nous pouvons, dans ce cas, considérer ce transformateur comme une boîte noire [25]. Le signal de sortie est lié au signal d'entrée par la fonction de transfert.

Nous exposons des résultats expérimentaux, afin de mettre en évidence les fréquences de résonance interne d'un troisième transformateur de puissance avec leurs coefficients de surtension. Nous n'avons aucune information concernant la description interne de ce transformateur.

A l'aide d'une analyse modale, et des mesures effectuées nous établissons un schéma équivalent du transformateur vu de ses deux bornes d'entrées. Ce schéma nous permettra d'une part le calcul de fréquences de résonance avec une bonne précision et d'autre part de modéliser le transformateur dans des cas d'association à une impédance externe ; nous citons à titre d'exemple le cas d'une alimentation par câble de longueur déterminée, excitant une fréquence de résonance du transformateur.

IV.2. ANALYSE MODALE POUR L'ILLUSTRATION DU COMPORTEMENT OSCILLATOIRE DE TRANSFORMATEUR

On appelle «analyse modale» la méthode utilisée pour décrire un système pouvant osciller, par les trois paramètres modaux [80] :

- forme propre
- fréquence propre
- amortissement

L'amortissement caractérise la vitesse à laquelle les oscillations propres s'amortissent et la forme est désignée comme la répartition spatiale de la tension lors de l'excitation à la résonance.

L'analyse modale par voie de calcul détermine les paramètres modaux à partir des dessins de construction, à l'aide de programmes d'analyse de réseaux. L'analyse modale expérimentale détermine les paramètres modaux à partir de mesures sur l'objet.

Plusieurs circuits équivalents pour des transformateurs sont dérivés des analyses modales. Leurs applications restaient limitées soit par la fréquence (< 100 KHz) [80], soit par des problèmes au niveau du taux de surtensions transmises [24,25].

Lors d'une analyse modale, on décompose la fonction de transfert d'une structure (le transformateur, ...) en oscillations partielles. L'analyse modale est donc basée sur l'idée de description d'un comportement de structure par la superposition de circuits oscillants simples. Nous allons tout d'abord étudier un circuit oscillant série simple.

IV.2.1. Etude d'un dipôle R, L, C en série

L'impédance du circuit R, L, C en série s'exprime par :

$$Z = R + j \left[(L C \omega^2 - 1) / (C \omega) \right]$$

On pose :

$$x = \omega / \omega_0 = f / f_0$$

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$$

$$\omega_0 = 2 \pi f_0 \quad ; \quad f_0 : \text{la fréquence de résonance}$$

$$\alpha = (x^2 - 1) / x$$

Donc, l'impédance s'écrit :

$$Z = R (1 + j \alpha Q) ; \quad Q : \text{facteur de qualité}$$

$$Y = 1 / Z$$

$$Y = g \left(\frac{1}{1 + \alpha^2 Q^2} - j \frac{\alpha Q}{1 + \alpha^2 Q^2} \right); \quad g = 1 / R$$

L'admittance (Y) décrit un cercle de centre g/2 dans le domaine de Nyquist, et à la fréquence de résonance (f = fo) α = 0.

IV.2.2. Calcul de la largeur de bande

Supposons que l'on veuille calculer la largeur de bande à (λ) de la hauteur de la partie réelle de l'admittance, figure IV.1 :

Nous avons

$$\alpha = f / fo - fo / f$$

Donc,

$$\alpha_1 = f_1 / fo - fo / f_2$$

$$\alpha_2 = f_2 / fo - fo / f_1$$

$$\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$$

$$= \frac{\Delta f}{fo} \left(1 + \frac{1}{1 - (\Delta f / 2fo)^2} \right)$$

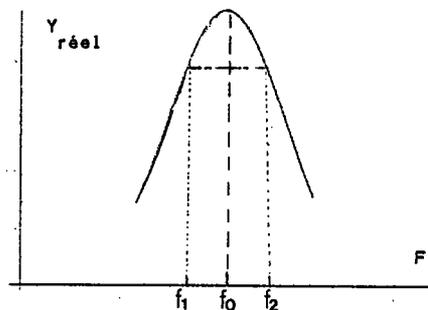


Fig. IV.1 Courbe de résonance série

On pose :

$$\theta = \Delta f / fo,$$

ce qui donne :

$$\Delta\alpha = \theta (8 - \theta^2) / (4 - \theta^2)$$

Si l'on prend trois cas de calcul afin de bien déterminer les paramètres R, L, C :

a) Largeur de bande à 0,5 de la hauteur

$$\alpha Q = \pm 1, \text{ ce qui donne } Q = 2 / \Delta\alpha$$

b) Largeur de bande à 0,8 de la hauteur

$$\alpha Q = \pm 0,5, \text{ ce qui donne } Q = 1 / \Delta\alpha$$

c) Largeur de bande à 0,65 de la hauteur

$$\alpha Q = \pm 0.7338, \text{ ce qui donne } Q = 1.4676 / \Delta\alpha$$

La valeur finale de Q est déterminée par la valeur moyenne de Q pour ces 3 cas.

IV.3. SCHEMA EQUIVALENT

Si l'on augmente davantage la fréquence du courant injecté aux bornes d'entrée d'un transformateur déjà à vide et que l'on mesure l'admittance d'entrée, (rapport entre le courant d'entrée et la tension d'entrée), nous allons obtenir des accroissements de la partie réelle de l'admittance pour chaque fréquence propre du transformateur. Vu des bornes d'entrée, le transformateur se comporte comme le couplage d'une série de dipôles R, L, C, connectés d'une façon parallèle. Chaque point de résonance identifie un circuit R,L,C auquel on affecte trois paramètres modaux : la fréquence de résonance f ; le facteur de qualité Q et la résistance R ($R = 1/g$), g est l'amplitude de la partie réelle de l'admittance d'entrée.

Ainsi, on détermine toutes les fréquences propres et tous les facteurs de qualité directement à partir d'une seule mesure aux bornes d'entrée, cela nous permet de faire la composition des courbes de fréquence.

IV.3.1. Courbes de mesure

Trois courbes, caractérisant l'impédance d'entrée, sont nécessaires pour permettre d'identifier les paramètres : g, f_0 et Q pour chaque fréquence de résonance et une quatrième courbe sur la fonction de transmittance afin d'établir la courbe de surtension. Par conséquent, les paramètres R,L, et C, de chaque circuit résonnant, sont calculés par les formules suivantes :

$$L = R Q / \omega_0$$

$$C = 1 / (R Q \omega_0)$$

$$R = 1 / g$$

IV.3.1.1. La partie réelle de l'admittance en fonction de la fréquence

Cette courbe, REEL $Y = F(f)$, présente l'intérêt de donner directement la valeur du facteur de qualité selon la largeur de bande choisie de la hauteur du pic. Autour de la fréquence de résonance, nous avons un pic dont l'amplitude permet de donner une valeur de la résistance cherchée (R).

IV.3.1.2. La partie imaginaire de l'admittance en fonction de la fréquence

Cette courbe, $\text{IMAG } Y = F(f)$, montre la fréquence de résonance entre deux extrêmes, un maximum pour f_1 et un minimum pour f_2 . Si l'on trace $\text{IMAG } Y / \omega = F(f)$, $\omega = 2\pi f$, nous aurons une nouvelle courbe qui présente l'intérêt de donner directement la valeur de la capacité en fonction de la fréquence et correspond à une grandeur physique exploitable.

IV.3.1.3. La partie imaginaire en fonction de la partie réelle

Cette courbe, $\text{IMAG } Y = F(\text{REEL } Y)$, est le diagramme de Nyquist de l'admittance d'entrée du transformateur. Elle présente de nombreux avantages et pourrait suffire à elle seule si le nombre de points qui la représente étaient suffisants. De chaque cercle on détermine la fréquence de résonance et le coefficient de surtension. Le maximum du cercle par rapport à son origine correspond à la fréquence de résonance. Les deux points opposés sur l'axe en quadrature avec le précédent correspondent aux deux fréquences utilisés pour le calcul des coefficients de surtension, elles déterminent : $\Delta f = f_1 - f_2$ et le coefficient de surtension est estimé à $f / \Delta f$.

IV.3.1.4. Surtensions en fonction de la fréquence

Cette courbe présente le module de la transmittance en fonction de la fréquence. Pour chaque fréquence de résonance, nous avons un pic et un coefficient de surtension associé à cette fréquence.

IV.3.2. Calcul les paramètres du schéma équivalent

Le calcul de ces paramètres n'est pas difficile, dans le cas où les fréquences de résonance ne sont pas couplées. Mais, dans notre étude, nous avons des fréquences de résonance qui s'influencent ; ce qui complique l'identification des paramètres modaux Q et R. Nous donnons un exemple, figure IV.2, afin d'expliquer la méthode interactive employée pour le calcul de Q et R.

Dans la figure IV.2, nous avons plusieurs fréquences de résonance (611.26 KHz ; 477.56 KHz ; 432.7 KHz, ...) qui sont plus ou moins couplées. Le calcul des Q et R pour la fréquence 611.26 KHz se fait à partir d'une hauteur (h) qui ne correspond pas à la hauteur réelle (H) du pic. La hauteur (H - h) est déterminée graphiquement quand la courbe croît autour de la fréquence de résonance, à partir du point A.

Il est évident que ce point A peut être plus haut ou bas sur la courbe, ce qui entraînera des erreurs d'estimation. Après un premier calcul des paramètres du circuit équivalent pour toutes les fréquences de résonance trouvées, nous effectuons un calcul de l'admittance d'entrée. La comparaison entre les deux courbes (mesure et calcul) nous donnera les points à corriger où il faut augmenter ou réduire la hauteur (H - h). Nous signalons la possibilité de prendre deux circuits R,L,C pour une seule fréquence de résonance, l'un dérivé du premier calcul et l'autre calculé pour ajuster la courbe autour de la fréquence de résonance.

Nous calculons de nouveau les paramètres R et Q de chaque circuit à corriger. Une nouvelle comparaison entre la mesure et le calcul nous donne une meilleure précision. Ainsi, nous continuons les itérations jusqu'à qu'on obtienne la précision désirée.

Le tableau IV.1 indique les paramètres de 30 circuits (dipôles) représentant les modes de résonance, et le schéma équivalent résultant de l'étude modale est composé par la connexion de ces 30 circuits en parallèle.

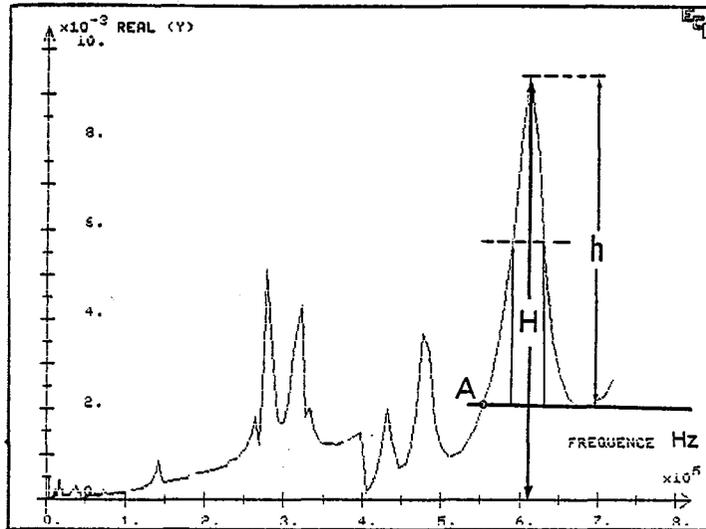


Fig. IV.2 Partie réelle de l'admittance d'entrée (mesure)

Tableau IV.1

Paramètres des circuits représentant les modes de résonance

N	R(OHM)	L(HENRY)	C(FARAD)	F(HERTZ)
01	1682.2200	0.941209000	2.66972E-09	3175.000000
02	9345.7900	1.399120000	1.44069E-10	11210.00000
03	2877.1100	0.172171000	5.12686E-10	16940.00000
04	9492.3400	0.517261000	3.40559E-11	37920.00000
05	16666.600	3.872300000	1.93384E-12	58160.00000
06	21459.200	1.713580000	2.84988E-12	72020.00000
07	2400.3800	8.36484E-02	1.51497E-11	141380.0000
08	0219.2210	3.53418E-03	9.30598E-11	277520.0000
09	0234.7410	2.18236E-03	1.12076E-10	321810.0000
10	0719.1760	1.32389E-02	1.02191E-11	432700.0000
11	0364.8830	2.95587E-03	3.75749E-11	477560.0000
12	0121.5140	2.26107E-04	2.99829E-10	611260.0000
13	0452.7340	3.25362E-03	1.23092E-11	795280.0000
14	0812.5450	3.64390E-03	9.32370E-12	863460.0000
15	0120.4810	1.32740E-04	1.72492E-10	1.05180E+06
16	0034.8310	6.57104E-05	1.63433E-10	1.53579E+06
17	0285.7140	6.39804E-04	1.29041E-11	1.75159E+06
18	0100.0000	1.37339E-04	4.93375E-11	1.93345E+06
19	0045.3411	3.87765E-05	1.21674E-10	2.31705E+06
20	0130.1860	1.20173E-04	2.64599E-11	2.82242E+06
21	0271.6430	5.20538E-04	4.69586E-12	3.21911E+06
22	0171.1440	8.28911E-05	2.42051E-11	3.55314E+06
23	0013.4994	1.73787E-05	7.52965E-10	1.39131E+06
24	0030.7948	8.67271E-05	1.73994E-10	1.29561E+06
25	0170.0960	2.54284E-05	2.25882E-10	2.10000E+06
26	0202.2240	5.72222E-05	1.14597E-10	1.96540E+06
27	0488.9970	4.55545E-04	1.81235E-11	1.75159E+06
28	0999.9990	2.85781E-04	8.01198E-11	1.05180E+06
29	1022.0490	8.22011E-04	1.83575E-11	1.29561E+06
30	0508.3880	7.05010E-04	1.31970E-11	1.65000E+06

IV.4. ANALYSE DES RESULTATS

IV.4.1. Admittance d'entrée

Les figures IV.3, IV.4, et IV.5 montrent une excellente concordance entre la mesure et le calcul par le schéma équivalent modal pour les 3 trois courbes suivantes :

$$\begin{aligned} \text{REEL } Y &= F (f) \\ \text{IMAG } Y &= F (f) \\ \text{IMAG } Y &= F (\text{REEL } Y) \end{aligned}$$

En plus, nous avons effectué des calculs intermédiaires afin de tracer l'argument de l'impédance d'entrée (PHI) en fonction de la fréquence (f) et le module de l'impédance d'entrée (Z) en fonction de la fréquence, respectivement. La comparaison entre la mesure et le calcul pour ces deux courbes, figures IV.6 et IV.7, montre aussi une très bonne concordance.

IV.4.2. Surtensions transmises (Coefficients de surtension)

Chaque circuit oscillant du schéma modal contribue aux surtensions transmises du transformateur et y est lié par un coefficient de surtension. Si nous n'avons pas de couplage entre les circuits R,L,C, nous pouvons attribuer à chaque circuit, à la fréquence de résonance correspondante F_i , un coefficient K_i calculé par le rapport entre la surtension de sortie sur la tension (V_{ci}) aux bornes de la capacité C_i , figure IV.8 :

$$K_i : \Delta V_i / V_{ci}$$

La courbe des surtensions est donc calculée par une formulation simple :

$$\Delta V = \sum_{i=1}^n V_{ci} K_i$$

Dans le cas contraire où nous avons des couplages entre les circuits, chaque coefficient de surtension K_i ne dépend pas uniquement de sa propre branche mais de l'ensemble des branches.

Nous avons préféré calculer ces coefficients par les courants traversant les circuits oscillants RLC. Si l'on connaît les rapports de surtension (K_i), pour n circuits résonnants, et les amplitudes des surtensions mesurées, on peut calculer la tension transmise pour la fréquence de résonance j , en se basant sur l'équation suivante :

$$\Delta U_j = \sum_{i=1}^n A_{i,j} K_i$$

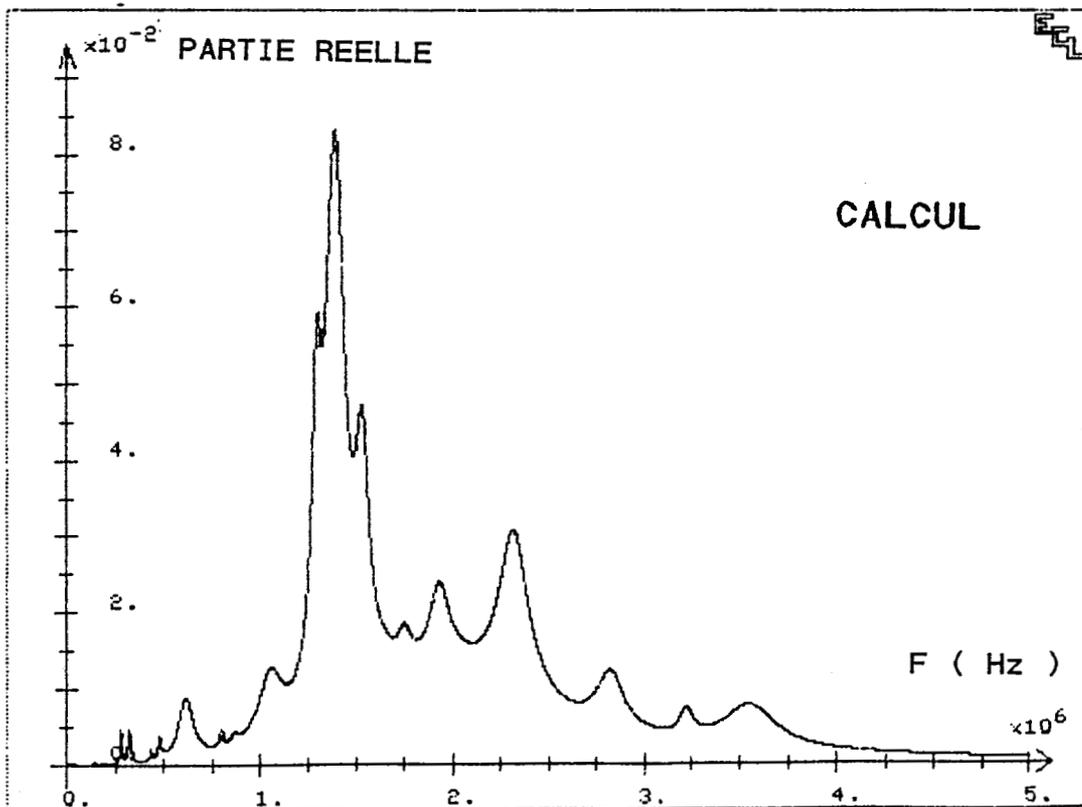
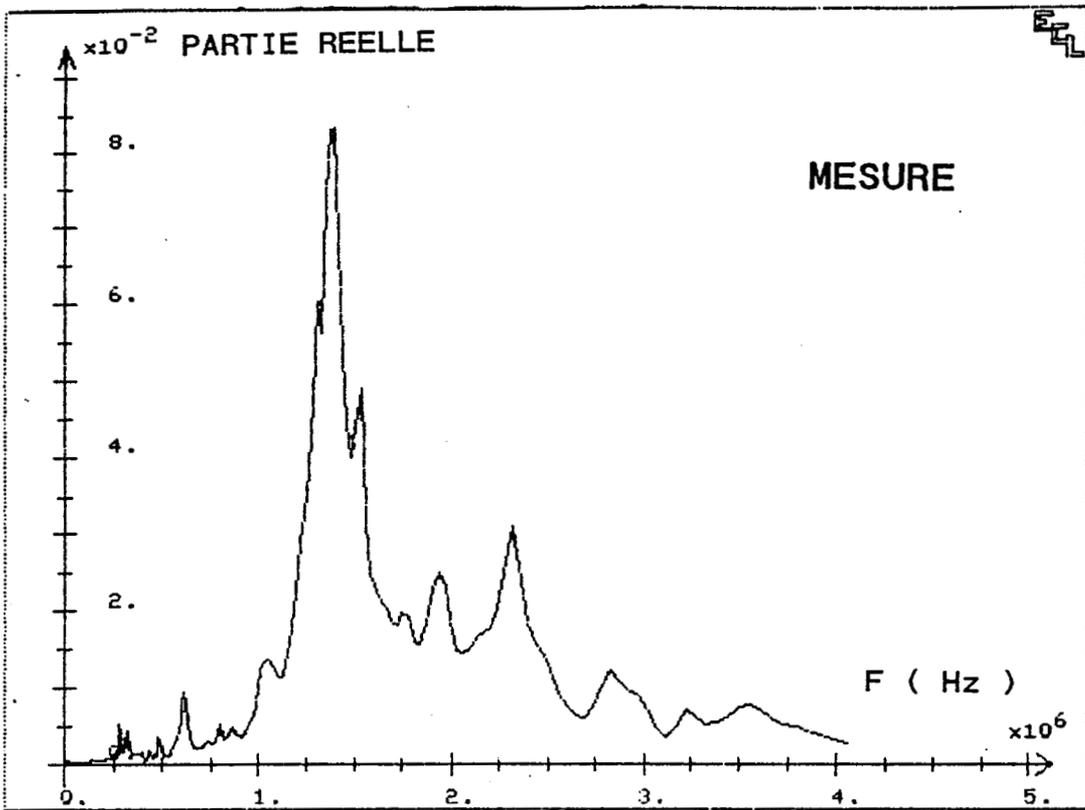


Fig. IV.3 La partie réelle de l'admittance en fonction de la fréquence

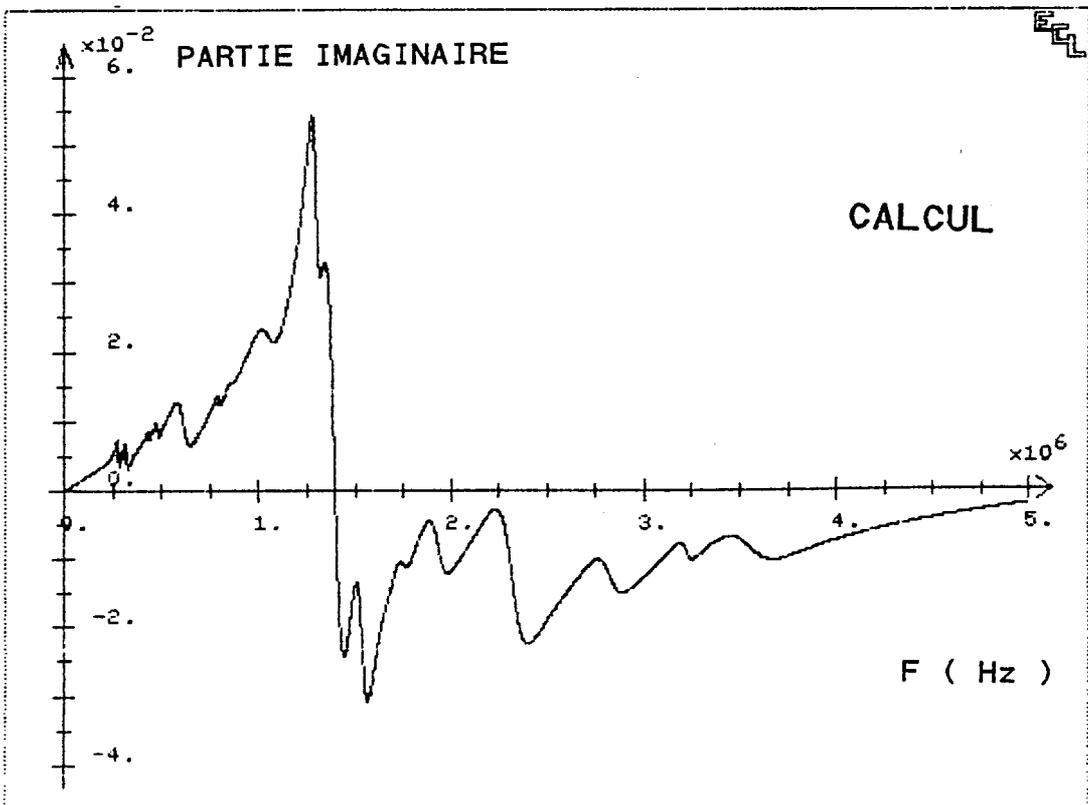
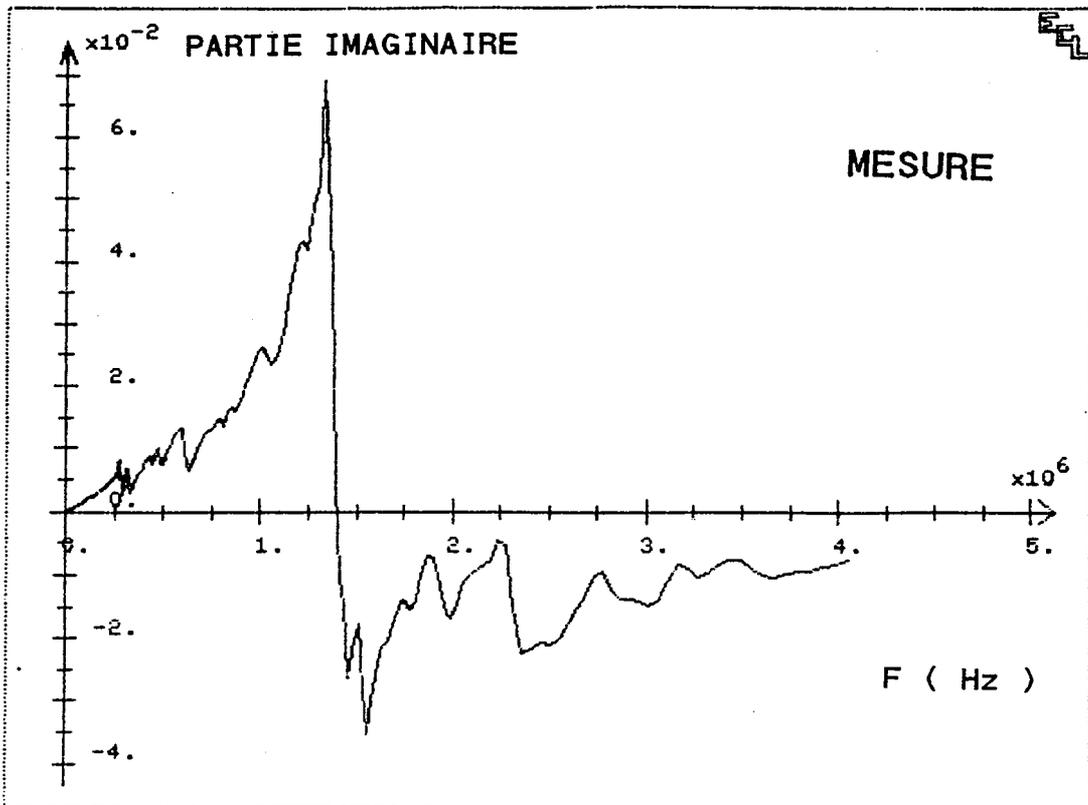


Fig. IV.4 La partie imaginaire de l'admittance en fonction de la fréquence

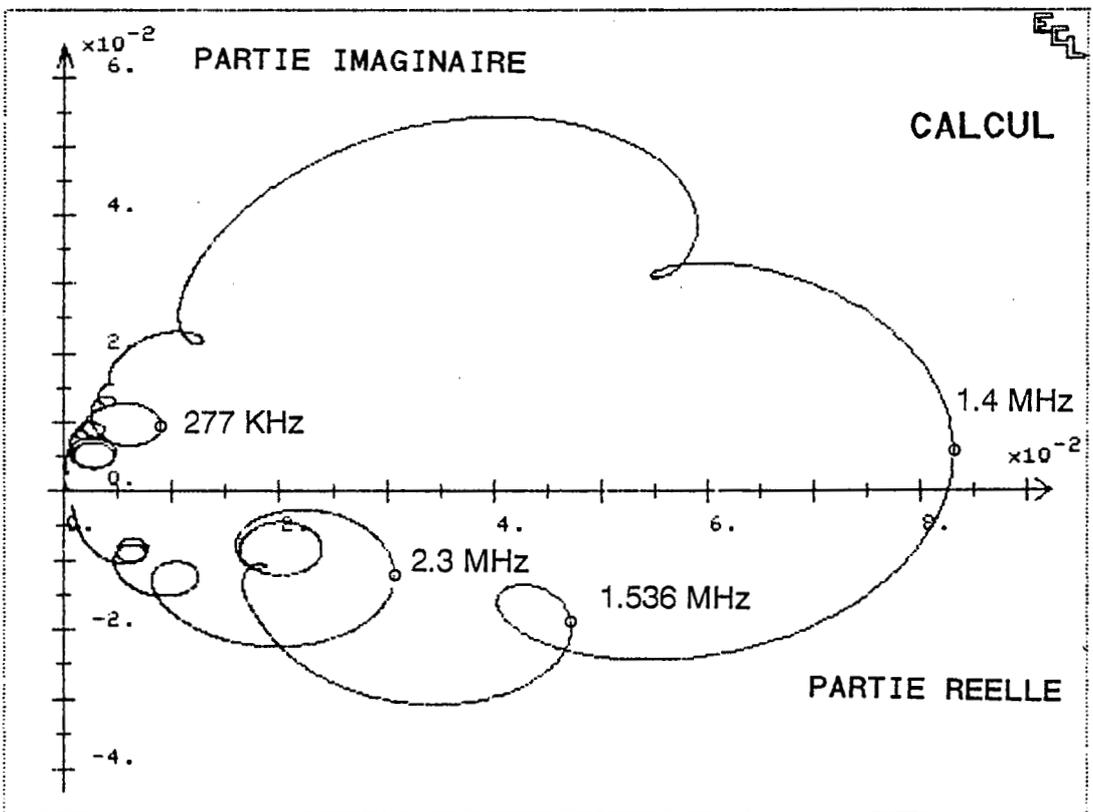
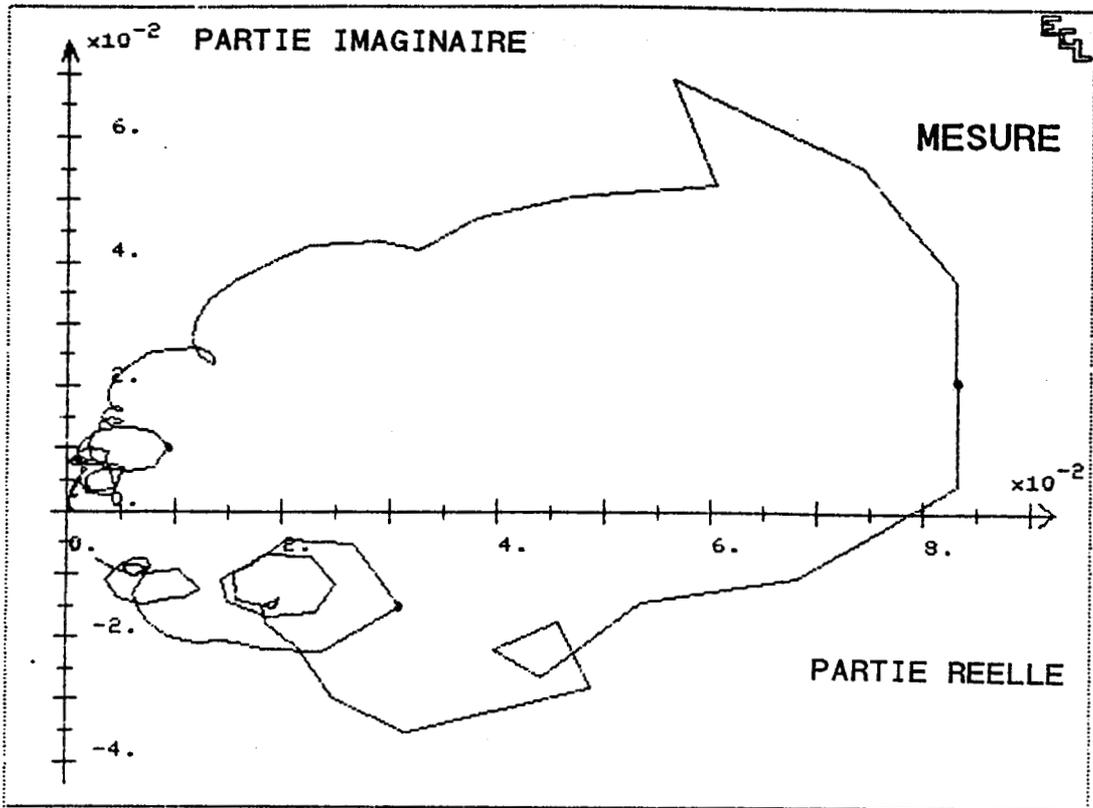


Fig. IV.5 Diagramme de Nyquist de l'admittance

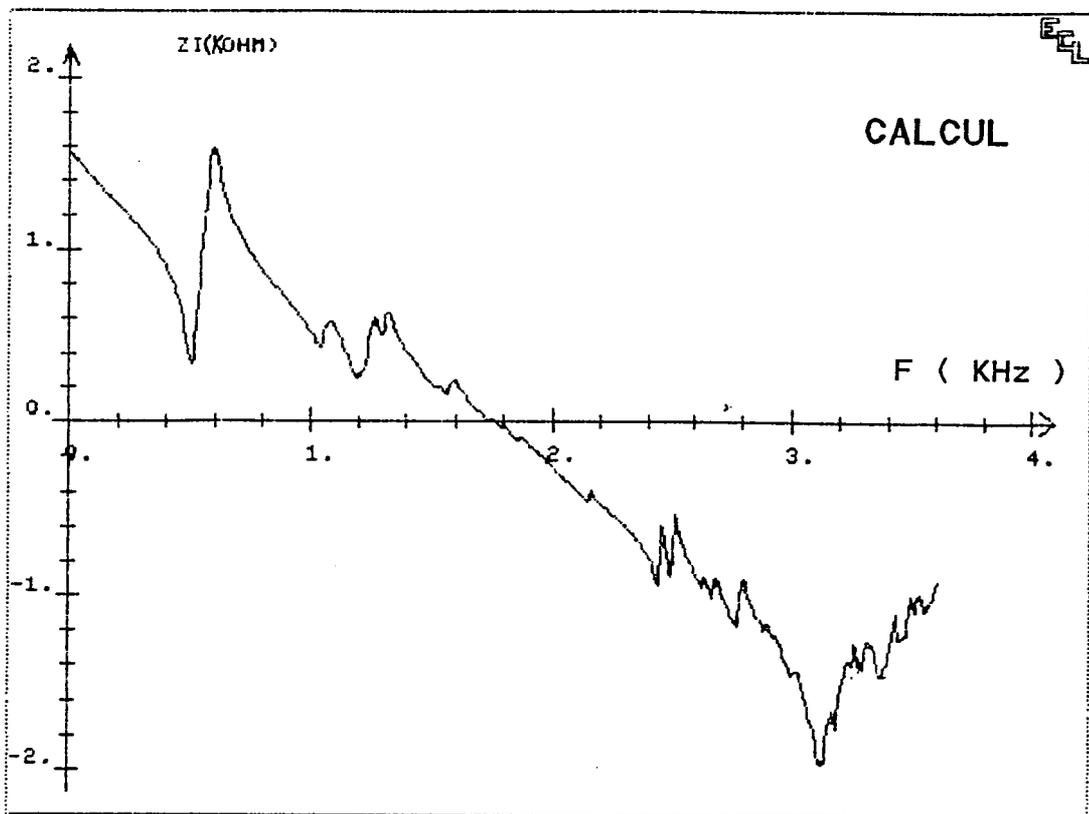
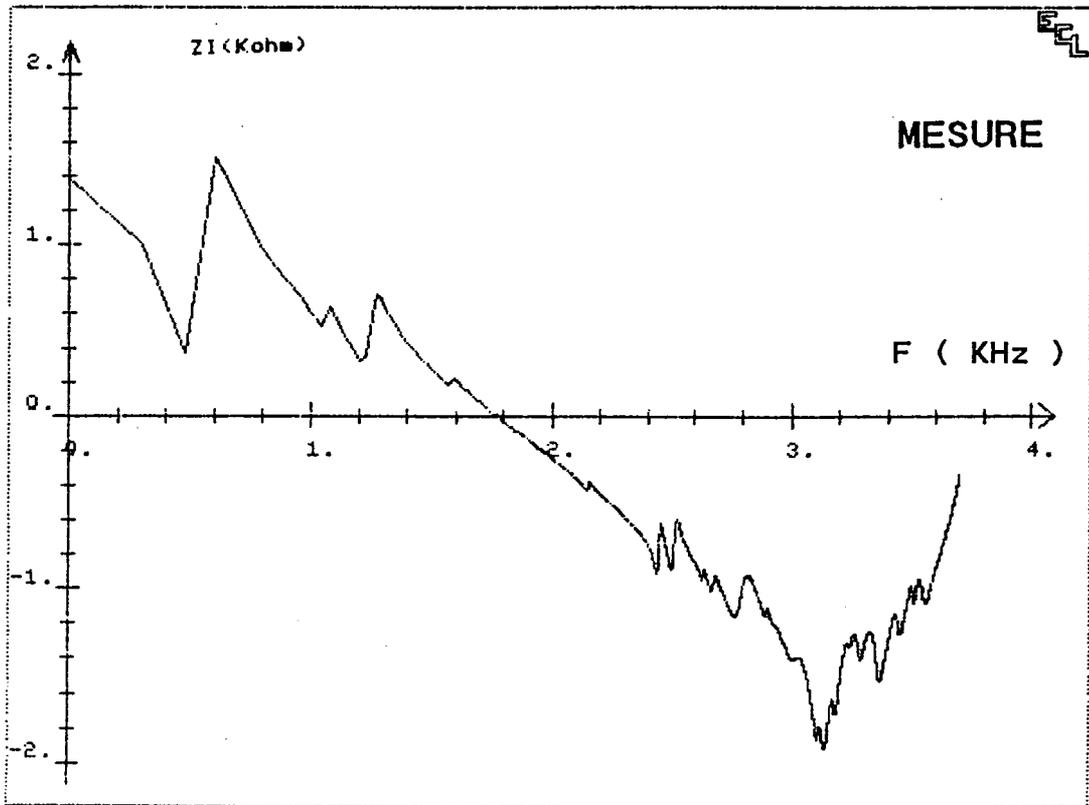


Fig. IV.6 Module de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence
 (Graduations logarithmiques pour les axes X et Y;
 le chiffre 2 représente 100 KHz sur l'axe X
 et le chiffre -1 représente 0.1 K Ω sur l'axe Y)

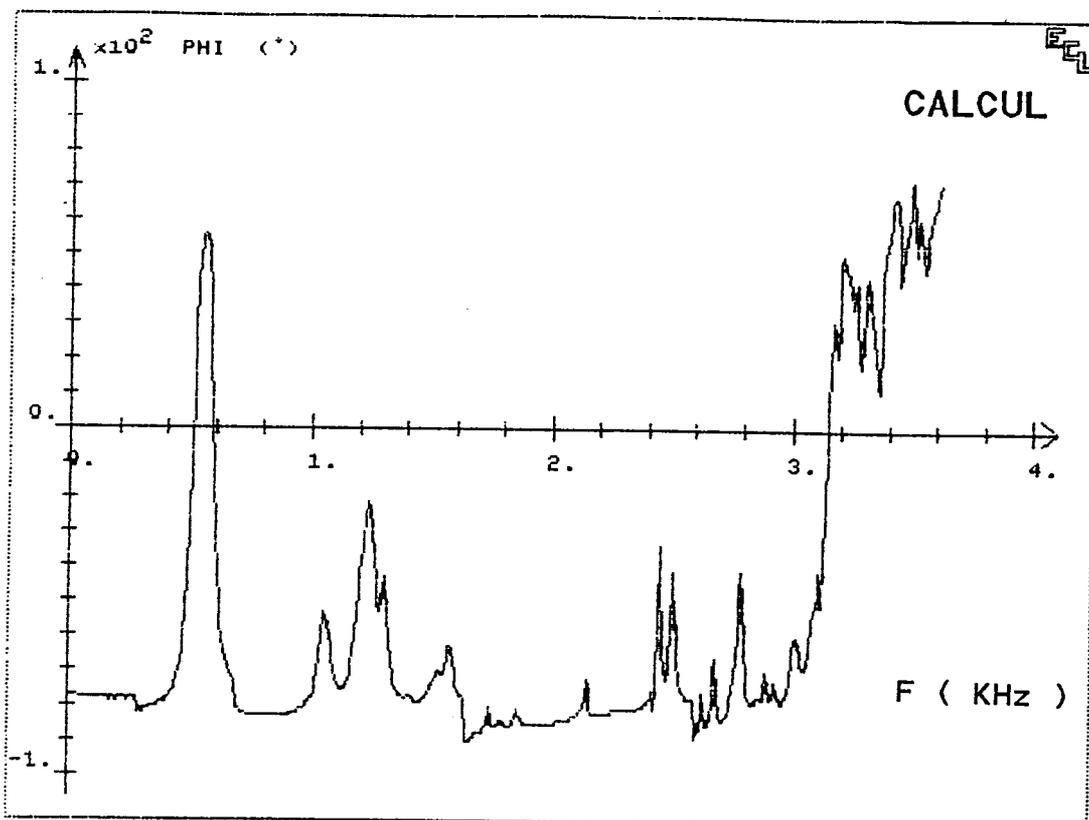
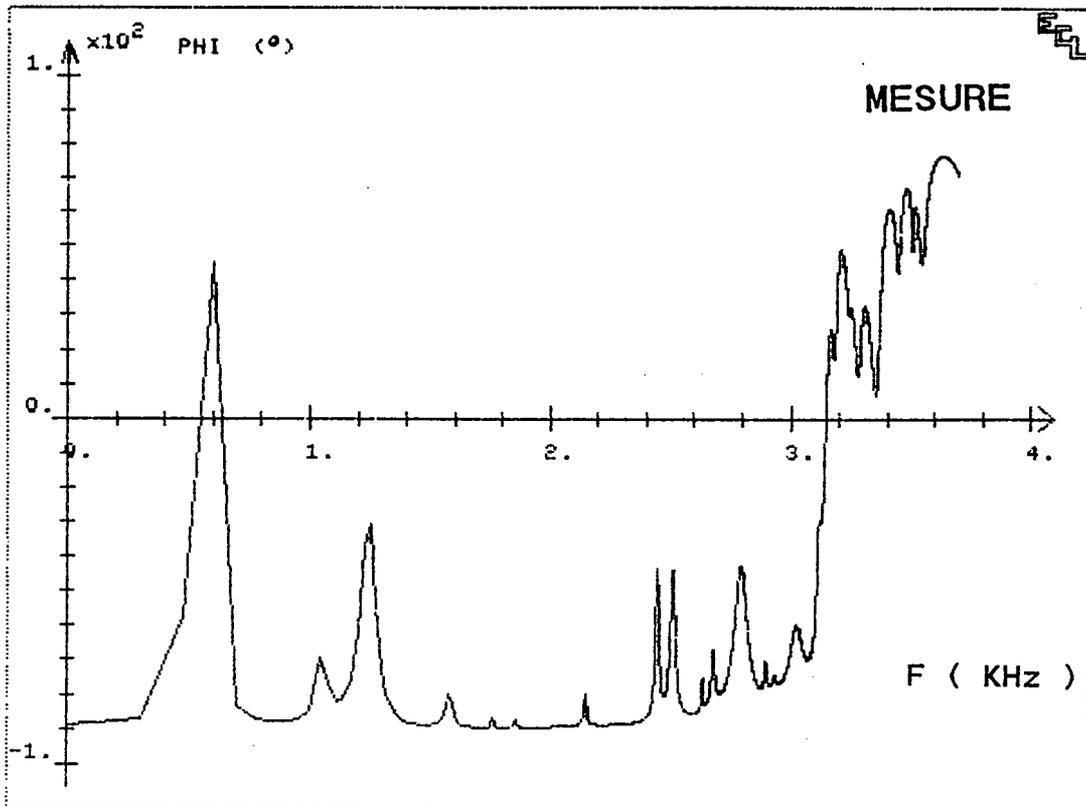


Fig. IV.7 L'argument de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence
 (Graduation logarithmique pour l'axe X, le chiffre 2 représente 100 KHz)

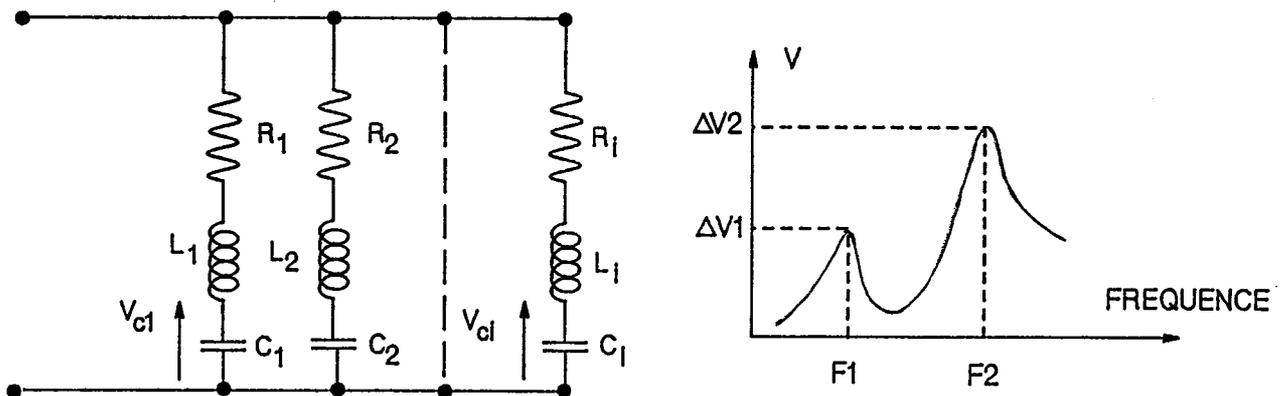


Fig. IV.8 Calcul des coefficients de surtension
 $K1 = \Delta V1 / V_{cl}$, $K2 = \Delta V2 / V_{cl}$

Avec,

- ΔU_j : tension transmise à la fréquence j,
- n : nombre de circuits résonnants,
- $A_{i,j}$: l'amplitude du courant circulant dans le circuit i, à la fréquence j,
- K_i : le coefficient de surtension correspondant au circuit i.

Pour n fréquences de résonance, nous avons donc n équations de ce type à résoudre, pour n inconnues (K_i).

Donc, une relation matricielle :

$$[\Delta U] = [A][K]$$

L'application de cette équation n'est pas limitée aux phénomènes sinusoïdaux. Pour tout phénomène variable dans le temps, cette méthode permet de déterminer l'allure des tensions transmises.

Les coefficients de surtension sont calculés par la relation suivante :

$$[K] = [A]^{-1} [\Delta U]$$

Dans le but de tracer la courbe de surtension, nous avons pris 13 circuits dont les taux de surtension sont prépondérants afin de faciliter le calcul des coefficients de surtension. Nous avons eu la même amplitude maximale de surtension dans les deux cas : mesure et calcul, figure IV.9.

Avec ce choix (13 circuits), il est évident que le reste des fréquences de résonance, qui ne sont pas prises en compte, influent sur le comportement global de notre circuit modal.

On peut améliorer également la courbe de surtension, figure IV.10, en choisissant plus de circuits (23 circuits), ce qui améliore les courbes de l'admittance, figure IV.11.

IV.5. CONCLUSION

L'analyse modale s'est avérée un moyen excellent pour le calcul et la mesure de fréquences d'oscillations propres de transformateurs.

D'une analyse modale, on obtient les paramètres modaux, qui peuvent être convertis directement et de façon claire en un schéma. Ce schéma non seulement permet de calculer la tension transmise aux bornes de sortie du transformateur pour un signal d'entrée quelconque, mais encore il sert de schéma équivalent pour la prise en compte de l'interaction avec le réseau.

Cependant, si cette méthode expérimentale permet bien de déterminer un schéma équivalent global d'un transformateur existant, elle n'est d'aucune utilité pour établir la modélisation d'un transformateur à partir de ses caractéristiques de construction.

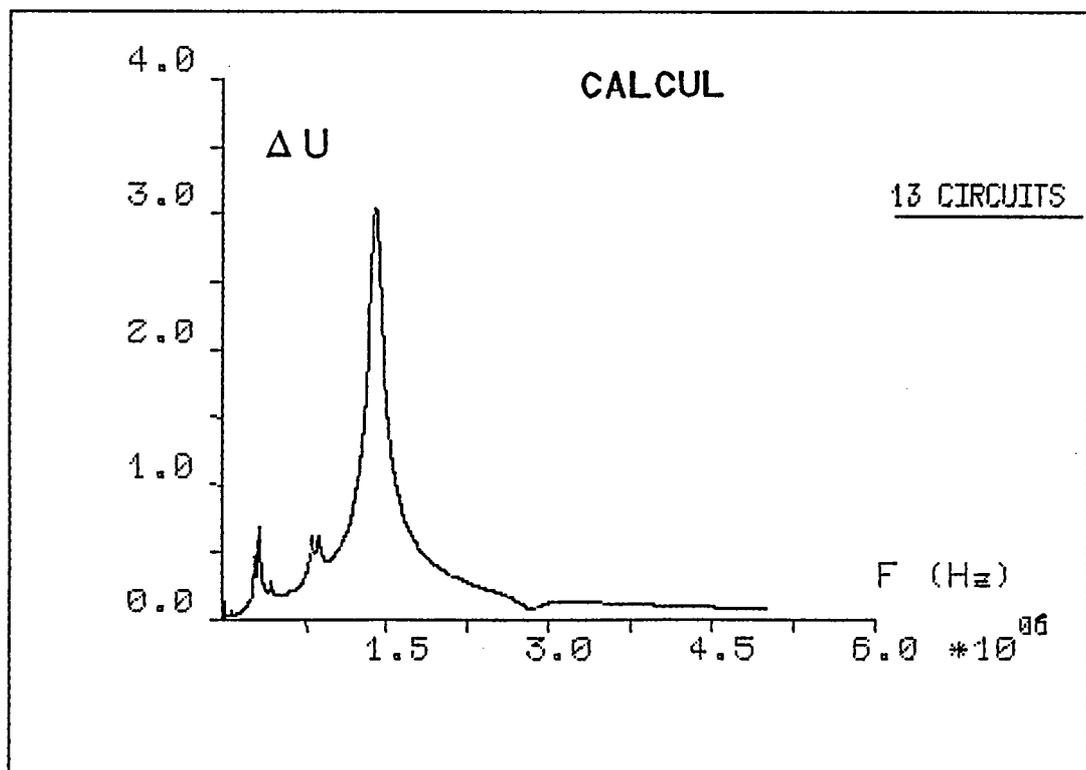
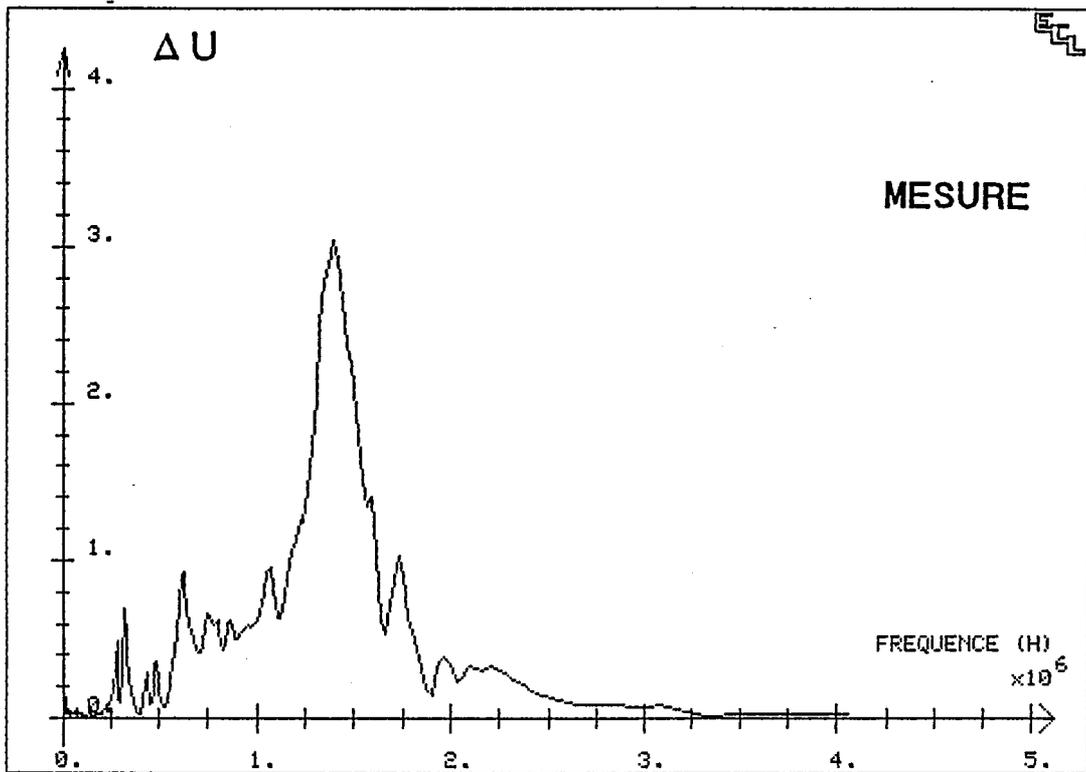


Fig. IV.9 Surtensions du transformateur, pour 13 circuits

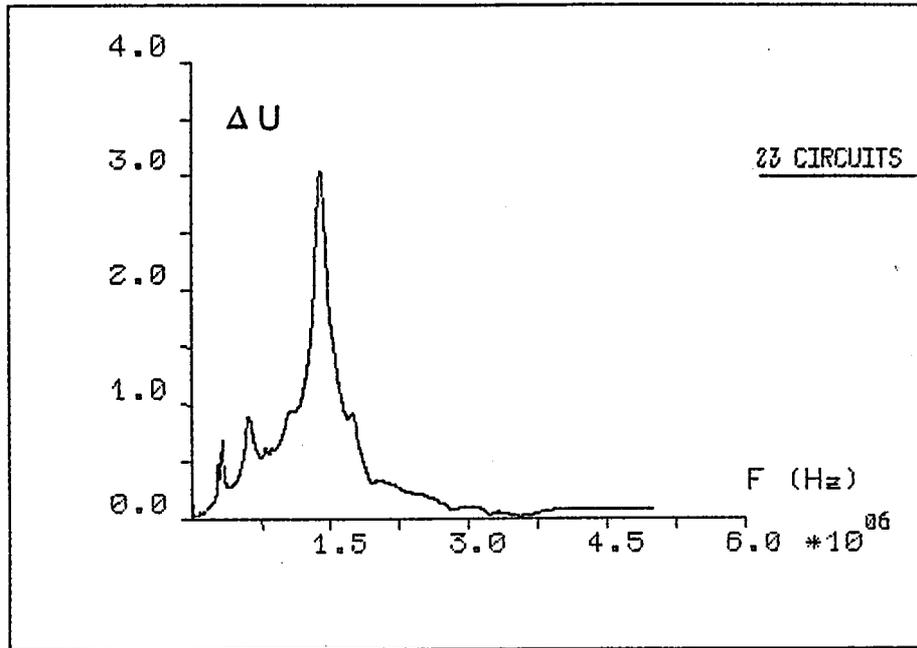


Fig. IV.10 Surtensions calculées du transformateur

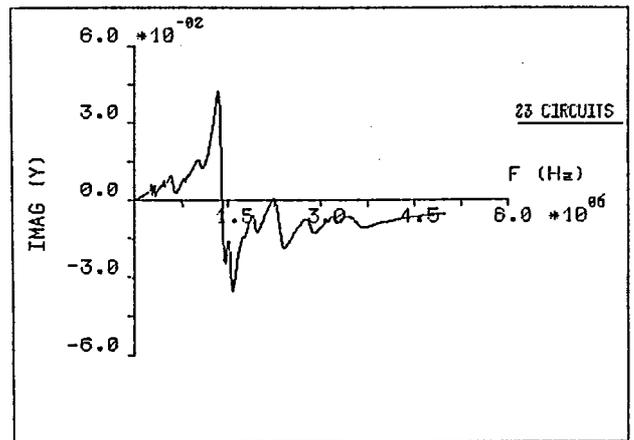
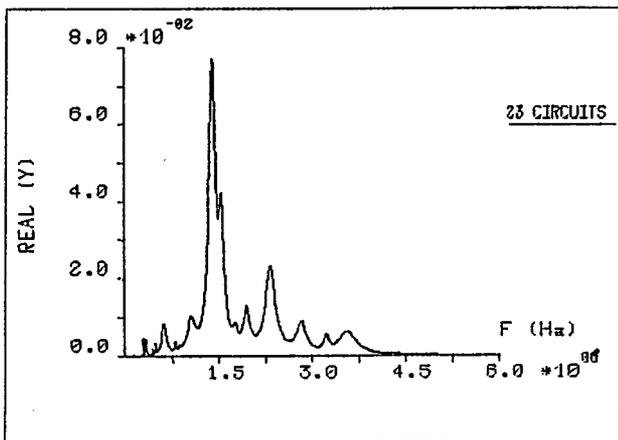


Fig. IV.11 Courbes de l'admittance d'entrée pour 23 circuits

CHAPITRE V

DEVELOPPEMENT D'UN ALGORITHME D'INVERSION DE LA TRANSFORMEE DE LAPLACE POUR LES ETUDES TRANSITOIRES DES RESEAUX ELECTRIQUES

CHAPITRE V

DEVELOPPEMENT D'UN ALGORITHME D'INVERSION DE LA TRANSFORMEE DE LAPLACE, POUR LES ETUDES TRANSITOIRES DES RESEAUX ELECTRIQUES

V.1. INTRODUCTION

Une des principales préoccupations des ingénieurs s'occupant des projets de réseaux électriques est la détermination des tensions et courants dans tous les éléments constitutifs du système, ce qui, en combinaison avec les caractéristiques des dispositifs de protection, conduit à une exploitation du système à la fois plus fiable et plus économique.

Pour résoudre ce problème, on essaie de déterminer aussi bien que possible les surtensions transitoires, qu'elles soient d'origine atmosphérique, à la suite de manoeuvre ou de défauts.

Deux grandes familles d'étude des phénomènes transitoires se dégagent :

- les méthodes temporelles en pas à pas,
- les méthodes fréquentielles de type Fourier ou Laplace.

Si les premières prennent facilement en compte les éléments non-linéaires, elles maîtrisent mal la variation des paramètres en fonction de la fréquence. Inversement, les secondes sont bien adaptées aux variations fréquentielles, comme l'effet de peau dans les conducteurs, mais elles sont délicates à mettre en oeuvre et n'admettent pas les non-linéarités (parafoudres, saturation).

Le choix entre les diverses méthodes n'est pas évident, car toutes présentent leurs avantages et leurs inconvénients. L'emploi d'une méthode de calcul assez précise et sans problème de stabilité ou de convergence numérique est toujours préférable. D'autre part, la place en mémoire nécessaire sur l'ordinateur et le temps de calcul sont des facteurs importants pour la rentabilité d'une méthode de simulation.

L'étude de la propagation de phénomènes transitoires à large bande sur les lignes T.H.T. (surtensions dues à un choc de foudre, par exemple) nécessite une définition précise des valeurs des paramètres linéiques homopolaires, valeurs qui ne sont pas celles mesurées habituellement sur les lignes de transport [81]. Les méthodes utilisant des transformations intégrales de Laplace ou de Fourier permettent de prendre en compte la variation fréquentielle des paramètres beaucoup plus simplement qu'avec les autres méthodes [82], ce qui est indispensable pour tenir compte de l'influence du sol en fonction de la fréquence.

L'étude de phénomènes de propagation sur les réseaux électriques fait peu appel à la transformée de Laplace. En effet, si la formulation directe est assez simple, l'inversion littérale des équations obtenues devient d'une complexité prohibitive, sauf pour des cas simples, et dont l'intérêt est limité.

Nous allons proposer une méthode de transformée de Laplace inverse qui soit rapide et avec une très bonne précision en régime transitoire dans les réseaux électriques.

V.2. LA TRANSFORMEE DE LAPLACE INVERSE

Soit $f(t)$ une fonction réelle définie pour $t > 0$, sa transformée directe de Laplace $F(p)$ est par définition :

$$F(p) = \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t) dt$$

où nous supposons que le paramètre p , opérateur de Laplace, est complexe:

$$p = a + j\omega$$

Si $f(t)$ est continue par morceaux sur tout intervalle $0 < t < = N$ fini et si elle est d'ordre exponentiel α pour $t > N$, alors sa transformée de Laplace existe pour tout $a > \alpha$.

La transformée inverse de Laplace est donnée par la formule de Mellin - Fourier :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} e^{pt} F(p) dp$$

a est une constante arbitraire, à condition qu'elle soit plus grande que la partie réelle des points singuliers de la fonction $F(p)$. Plusieurs algorithmes de calcul numérique pour la transformée inverse de Laplace sont apparus dans la littérature. Nous allons explorer certains de ces algorithmes.

V.2.1. Méthodes numériques diverses

Papoulis [83] utilise des développements en série associés aux polynômes de Laguerre. Les résultats de sa méthode nous ont montré que la précision est faible et que l'application est limitée. Même pour des fonctions simples, nous avons des erreurs de l'ordre de 10 %.

Hosono [84] montre que les méthodes basées sur les polynômes de Legendre ou sur les intégrations numériques de Legendre - Gauss prennent beaucoup de place en mémoire et qu'il est difficile de contrôler l'erreur commise dans le calcul ; il propose une méthode basée sur l'approximation de la fonction exponentielle dans l'intégrale de Bromwich et cette méthode reste limitée par la détermination de la fonction de transfert et par l'évaluation de l'erreur de l'algorithme.

Une autre méthode [85] basée sur les propriétés orthogonales des polynômes de Legendre est proposée pour l'étude des problèmes de lignes de transmission, mais l'application reste très simple et restreinte.

Ichikawa [86] pour sa part, propose une méthode numérique pour la transformée inverse de Laplace et la possibilité d'une extension de son application pour l'étude des régimes transitoires pour un système multiconducteurs. La méthode n'est pas assez souple et simple même pour les cas des lignes monophasées, sans compter les problèmes de calcul matriciel dans son algorithme. En plus, dans le cas d'une ligne multiconducteur, sa méthode devient complexe même en négligeant la résistance et l'effet de peau pour chaque conducteur comme il le montre en exemple.

V.2.2. Méthodes aux développements en séries de Fourier

Ces algorithmes donnent, en général, de bons résultats pour des fonctions $F(p)$ simples et bien choisies.

Dubner et Abate [87] montrent, en se basant sur des séries de Fourier, que la fonction $f(t)$ peut être approximée par une fonction $f_c(t)$ avec une erreur de discrétisation E_c :

$$f_c(t) = \frac{2 e^{at}}{T} \left[\frac{F(a)}{2} + \sum_{K=1}^{\infty} \operatorname{Re} F(a + K \pi j / T) \cos(K \pi t / T) \right]$$
$$E_c = \sum_{n=1}^{\infty} \exp(-2nat) \left[f(2nT + t) + \exp(2at) f(2nT - t) \right]$$

L'erreur E_c peut être réduite par un choix de $(a - \alpha)$ très grand avec $T > t$. La série dans la fonction $f_c(t)$ converge lentement et nous avons souvent besoin de centaines de termes pour avoir une précision de trois chiffres [88]. Une autre méthode est proposée

dans [89] afin de résoudre ce problème. Si $T = 2t$, $f(t)$ est approximée de la façon suivante :

$$f_c(t) = \frac{e^{at}}{2t} \left[F(a) + 2 \sum_{K=1}^{\infty} (-1)^K F(a + K\pi j/t) \right]$$

Cette nouvelle série est plus rapide que la précédente, mais elle reste quand même lente. Le nombre minimal de termes nécessaire pour une bonne précision est de l'ordre de 100 et dans certains cas, il est de l'ordre de 2000 [87]. Signalons également que le calcul reste long et difficile pour exploiter la méthode, même en appliquant l'extrapolation d'Aitken ou la transformation d'Euler - Hamming afin d'accélérer la convergence de la série [89]. Crump [88] a développé une approximation de la fonction $f(t)$, $f_c(t) = f(t) - E$, en se basant sur la présentation des séries de Fourier :

$$f_c(t) = \frac{2e^{at}}{T} \left[\frac{F(a)}{2} + \sum_{K=1}^{\infty} \left(\operatorname{Re} \{ F(a + K\pi j/T) \} \cos(K\pi t/T) - \operatorname{Im} \{ F(a + K\pi j/T) \} \sin(K\pi t/T) \right) \right]$$

$$E = \sum_{n=1}^{\infty} \exp(-2n\alpha T) f(2nT + t)$$

Nous avons deux erreurs dans la méthode :

a) L'erreur E due aux approximations utilisées dans le calcul des coefficients de série de Fourier. Cette erreur peut être minimisée par un choix judicieux des paramètres a et α :

$a \gg \alpha$ et α plus grand que $\max(\operatorname{Re}(P))$; P est un pôle de $F(p)$.

b) L'erreur de troncature qui est due au fait que la série dans fonction $f_c(t)$ ne sera pas sommée à l'infini, mais jusqu'à N termes. Cette erreur est réduite en accélérant la convergence de la série. Crump a utilisé l'algorithme Epsilon [90]. Dans la référence [91], les auteurs ont pu améliorer remarquablement l'algorithme Epsilon en proposant un nouvel algorithme 'Epsilon modifié'. Par conséquent, la précision des résultats est meilleure, mais la détermination du paramètre a dans leur méthode, celle proposée par Crump [88], se fait par une évaluation de l'erreur commise et de la connaissance de la fonction $F(p)$.

V.3. METHODE PROPOSEE

Un algorithme simple et performant pour le calcul de la transformée de Laplace inverse a été proposé [92], que l'on appelle code LAPIN (pour Laplace Inverse) ; il résout

l'équation dans le domaine de Laplace du schéma équivalent au réseau complet, et permet ainsi de calculer la fonction inverse des grandeurs électriques dont on souhaite déterminer les variations temporelles. Un certain nombre d'applications ont montré l'efficacité de ce code de calcul dans tous les cas où la variation des éléments avec la fréquence doit être prise en compte.

a) En particulier des résultats obtenus pour une modélisation des prises de terre en régime impulsionnel [93], sont en très bon accord avec les connaissances actuelles sur le comportement des prises de terre, et la notion d'impédance opérationnelle, aboutit à une représentation satisfaisante de la réponse transitoire des prises de terre lorsqu'elles écoulent des courants tels que ceux produits par des coups de foudre.

b) De même, pour tous les phénomènes de propagation de surtensions impulsionnelles [94], le code de calcul s'est avéré très efficace dans la mesure où il tient parfaitement compte de l'affaiblissement en régime homopolaire correspondant au passage des courants dans le sol.

Nous prenons cette méthode comme méthode de base afin de développer une méthode plus performante dont les paramètres libres (a et T) ne sont pas liés à la fonction à inverser F(p) et à sa connaissance, l' algorithme d'accélération de convergence permettant d'utiliser un nombre de termes réduit.

V.3.1. Principe de la méthode

La méthode est basée sur l'algorithme de Crump, et nous savons que :

$$\cos (a+b) = \cos (a) \cos (b) - \sin (a) \sin (b)$$

Donc, la formulation de la transformée de Laplace Inverse pour la fonction F(p) est simplifiée par l'équation suivante :

$$f_c(t) \approx \frac{e^{at}}{T} \left[F(a) / 2 + \sum_{K=1}^{\infty} \rho \cos (\theta + K \pi t / T) \right]$$

Avec la fonction complexe,

$$\rho \left[\theta = F (a + K \pi j) / T \right]$$

Comme nous ne pouvons pas additionner la série dans l'équation de f(t) jusqu'à l'infini, il apparaît une erreur de troncature, pour un nombre de termes (NT), qui sera minimisée par les valeurs de a et T.

Les paramètres a et T sont choisis de telle façon que les oscillations du vecteur complexe ζ , $\zeta = \rho \left[\theta + K \pi t / T \right]$, soient minimales permettant une convergence rapide vers la valeur cherchée, et ce quel que soit t > 0, ce qui nous amène à choisir at et t/T sans dimension vis à vis de t.

On prendra donc :

a proportionnel à t^1
T proportionnel à t.

Choix de T

La valeur de T proposée par Crump, $T = 2.92 t/2$, trouve des oscillations de calcul pour des faibles valeurs de t et dans le cas de fonctions d'ordre 0 en P [92] :

(de la forme $(p^n + \dots) / (p^n + \dots)$)

Si θ est constant (ou supposé tel), le vecteur complexe ζ tourne de $2\pi t/2T$ à chaque incrément de K. Il est important d'avoir le minimum des rotations du vecteur ζ avant de revenir à la position initial. Le choix de $T = 2t$ [89] est bien adapté ou $T = 1.5t$ [92]

Choix de a

L'étude des auteurs [95] montre que l'erreur de discrétisation est petite autant que le produit aT est grand. Inversement, l'erreur de troncature est proportionnelle au produit aT . Leur méthode de correction reste limitée à un nombre petit de termes K. Ce que nous a amené à optimiser la valeur de a de la façon suivante : on a cherché la valeur de a, numériquement, conduisant au meilleur résultat pour un nombre fini de termes. La relation proposée dans [92] reste valable si l'on connaît la fonction F(p) :

$$a = R + (6 + n) / t$$

Avec,

R : la partie maximale des pôles réels positifs,
n : ordre en p^{-1} de F(p)

Dans les systèmes physiques simulés nous considérons F(p) inconnu, $R = 0$ et $n > = 1$. Dans ce cas, a est calculé directement par une simple formule :

$$a = 9/t$$

V.3.2. Algorithme de base

Des séries de convergence [92,96] sont utilisées afin d'accélérer la convergence de la méthode. L'algorithme de base de la méthode proposée [96], figure V.1, nous donne une vue globale sur les étapes de calcul pour N inconnues :

Etape 1 - Lecture des données :

- Nombre de points demandés pour le calcul (NP).
- Nombre de termes pour chaque point de calcul NT, NT = 30 est suffisant, en général, sauf dans le cas d'éléments à constantes réparties où l'on peut prendre

NT = 100 à 300.

- Temps de début de calcul T_{min} et le temps final T_{max}.

Etape 2 - Initialisation de tous les termes de la série de convergence G.

Etape 3 - Construction de la fonction F(p) afin de calculer la fonction F_k.

$$F_k = \rho \cos (\theta + K \pi t / T)$$

Etape 4 - Calcul des termes de la série de convergence G pour NT termes. Nous avons utilisé ici une des séries de convergence possibles donnée dans [96] incluant 24 termes.

Etape 5 - Recalcule les étapes 3 et 4 si k < NT + 1.

Etape 6 - Calcul de la valeur de fonction F(p), quand p prend la valeur a.

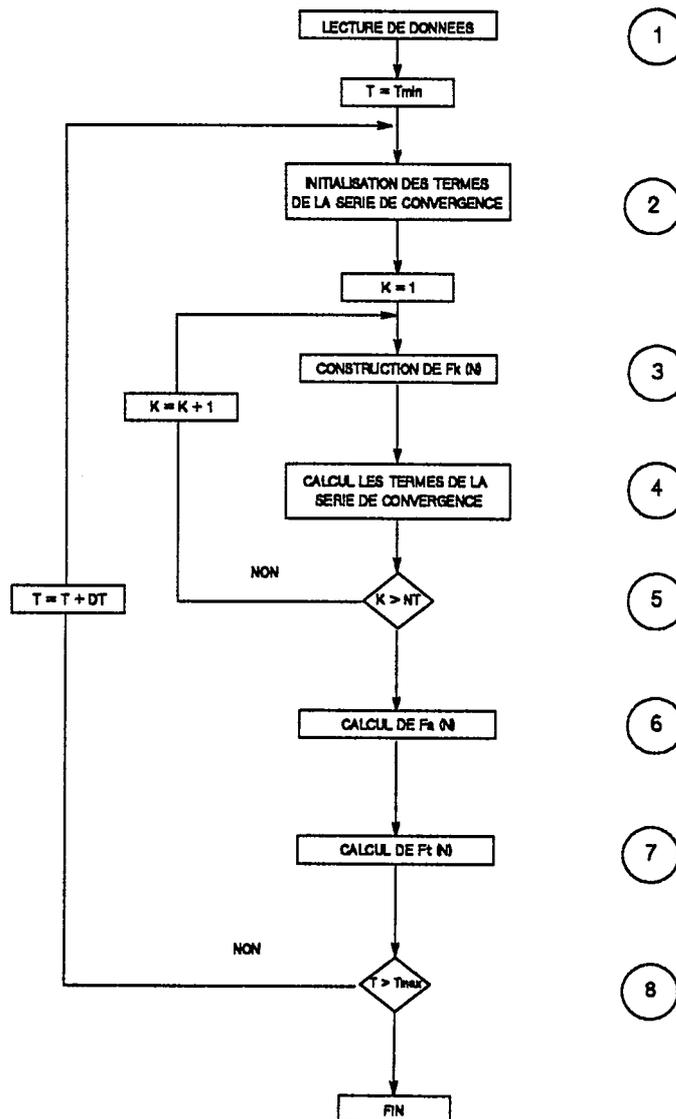


Fig. V.1 Principe de l'algorithme

Etape 7 - Calcul de la fonction $f(t)$ à l'instant t .

Etape 8 - Réinitialisation du calcul pour le point suivant $t=t+Dt$.

La représentation des étapes 3 et 4 diffère plus ou moins selon l'algorithme choisi pour définir la fonction de Laplace $F(p)$. Par contre, le reste des étapes demeurent quasiment inchangé.

On peut présenter, comme exemple, deux algorithmes différents, pour le calcul de $F(p)$, qui sont déjà testés, l'un calculant la fonction $f(t)$ pour une fonction $F(p)$ déjà écrite ou calculée par l'intermédiaire d'une routine appropriée, et l'autre destinée au calcul de multi-fonction.

Signalons que la même série de convergence est employée dans les deux algorithmes proposés.

Premier algorithme

L'emploi d'un algorithme simple et rapide s'avère très intéressant pour optimiser le temps de calcul. Pour N inconnues dans un réseau (N nombre total de noeuds), on peut envisager la procédure du calcul de $F(p)$ par une notion matricielle liant les différences de potentiel de chaque branche avec la matrice d'admittance du réseau par un vecteur de courant associé à chaque noeud :

Par la méthode d'élimination de Gauss on détermine la fonction $F(p)$, pour une branche choisie auparavant, dans ce cas, $F(p)$ sera le courant traversant la branche ou la différence de potentiel à ses bornes.

Dans cet algorithme, on constate l'inexistence de noeud de référence et par la suite l'injection d'une tension (un courant) se fait à n'importe quelle paire de noeuds.

Deuxième algorithme

Cet algorithme est basé sur la méthode nodale avec la notion classique de Y_{bus} , l'équation s'écrit donc :

$$[I] = [Y]_{bus} \cdot [V]$$

Tout d'abord, il faut choisir un noeud de référence et par conséquent toutes les tensions (les courants) injectées sont référencées à ce noeud. Dans ce cas, la fonction $f(t)$ ne sera plus une seule fonction mais un vecteur de dimension ($N-1$), pour N noeuds, et l'algorithme d'accélération est adapté [97]. L'intérêt de cela est d'avoir la réponse temporelle ou fréquentielle des tensions (courants) en tout noeud du réseau en même temps.

V.3.3. Principales caractéristiques de l'algorithme

Les éléments de réseau à constantes localisées et non localisées traitées par l'algorithme peuvent être :

- des résistances linéaires,
- des inductances linéaires,

- des condensateurs,
- des sources de courant ou de tension, constantes ou variables,
- des sources de courant commandées par la tension entre deux noeuds quelconque du réseau.

- des éléments à constantes réparties (lignes, câbles avec effet de peau éventuel).

Tous ces éléments peuvent varier en fonction de la fréquence. A l'aide des éléments précédents, on peut construire des structures plus complexes, sous réserve qu'elles restent linéaires :

- inductances mutuelles,
- lignes et câbles triphasés.

Il faut également noter la souplesse d'emploi de l'algorithme et que son temps de calcul diffère selon la puissance du système de calcul, de 10 secondes pour un gros système, à quelques minutes pour une petite machine. A titre exemple, le calcul concernant des problèmes de lignes (câbles) demande environ 130, 55 et 20 s. pour les machines HP9000/318, HP9000/840, et IBM/3090 respectivement. L'algorithme prend peu de places mémoires (= 10 Koctets).

V.4. VALIDATION DE L'ALGORITHME

V.4.1. Circuit R,L,C

Nous traitons un exemple déjà utilisé par Ametani [98] afin de comparer avec la solution analytique exacte.

Supposons que nous voulions trouver la valeur du courant I d'un circuit résonnant R,L,C, figure V.2, pour un échelon injecté (1 V).

La comparaison entre la solution analytique et le résultat obtenu par notre algorithme sont en très bonne concordance, figure V.3, affirmant sa bonne précision de calcul. Cette technique d'analyse peut, en fait, résoudre tout problème pouvant se ramener, par analogie, à un réseau électrique, autrement dit tout système (mécanique, électronique, ...) pouvant se mettre sous forme d'équations différentielles linéaires. Cela nous conduit donc à une simplification des calculs, d'où une grande souplesse d'utilisation.

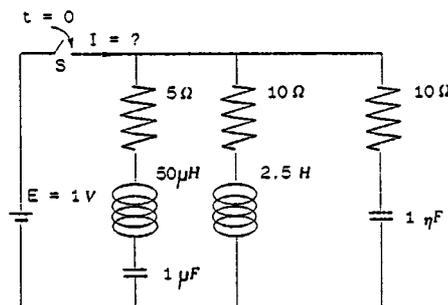


Fig. V.2 Circuit RLC résonnant

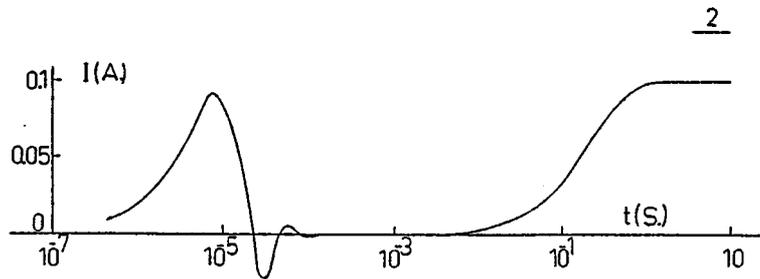
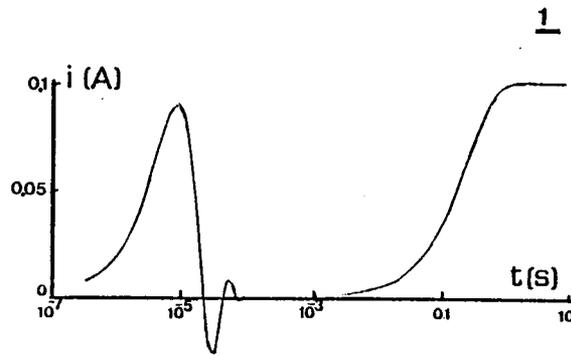


Fig. V.3 Comparaison entre les résultats
(Echelle logarithmique pour l'axe X)
1- Analytique
2- Calcul

V.4.2. Ligne aérienne monophasée

Dans cet exemple, nous montrons la précision de calcul de l'algorithme, en cas d'application dans les réseaux électriques, en tenant compte de l'effet de peau et l'effet du sol. Supposons une ligne monophasée alimentée par un échelon d'un volt ; nous voulons étudier la déformation des ondes à l'autre extrémité, à vide. La ligne porte les caractéristiques suivantes :

- h : hauteur du conducteur au sol = 8 m,
- ϕ : diamètre du conducteur = 11.3 mm,
- l : longueur de la ligne = 500 m,
- S : section du conducteur,
- ρ : résistivité du conducteur = $3.31 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$,
- ρ_o : résistivité du sol = $100 \Omega\text{m}$,
- μ_o : perméabilité absolue = $4 \pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$,
- ϵ_o : permittivité absolue = $8.85 \cdot 10^{-12} \text{F/m}$.

La modélisation de la ligne se fait en tenant compte de l'effet de peau et l'effet du sol avec une notion de pénétration du sol [81]. L'impédance $Z(p)$, domaine-p, est donnée par l'expression suivante [94]:

$$Z(p) = \frac{\rho}{S} \sqrt{\left(1 + \frac{\mu_o \phi^2 p}{16 \rho}\right)} + \frac{\mu_o p}{2 \pi} \ln \left(\frac{4 (h + \sqrt{(\rho_o / \mu_o p)})}{\phi} \right)$$

La capacité, par unité de longueur, est donnée par la formule classique :

$$C(p) = \ln \left(\left(4 h / \phi \right) \right) / \left(2 p \pi \epsilon_0 \right)$$

Les résultats obtenus de notre calcul coïncident remarquablement avec la théorie des lignes et montrent la bonne adaptation de l'algorithme à prendre en compte l'effet de sol, figure V.4.

Nous montrons la possibilité d'étendre notre méthode aux études des systèmes plus complexes (lignes triphasées avec (ou sans) câble de garde) dans [96,99].

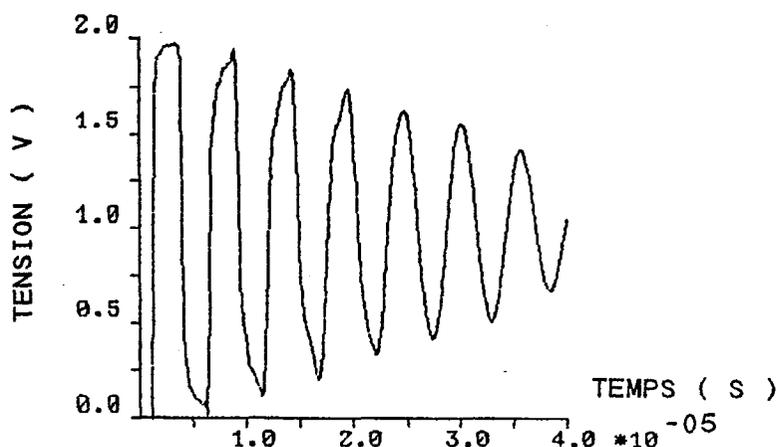


Fig. V.4 Surtensions sur une ligne ouverte

V.4.3. Câbles

Nous allons montrer une comparaison avec la mesure pour le cas de modélisation des câbles de basse tension. Le système, figure V.5, est constitué par deux câbles, chacun ayant un conducteur central entouré par une armature, figure V.6. Les impédances équivalentes pour chaque câble sont obtenues par sept composantes selon l'analyse proposée par Wedepohl [100]. Signalons que la configuration choisie est très difficile à simuler avec EMTP.

Les résultats numériques concordent très bien avec ceux obtenus par la mesure, figure V.7, confirmant la bonne adaptation de l'algorithme à prévoir les surtensions transitoires.

V.4.4. Interaction transformateur - réseau

Nous appliquons cette méthode de simulation au cas d'un câble alimentant un transformateur ; nous prenons celui étudié dans le chapitre précédent, représenté par son schéma équivalent modal.

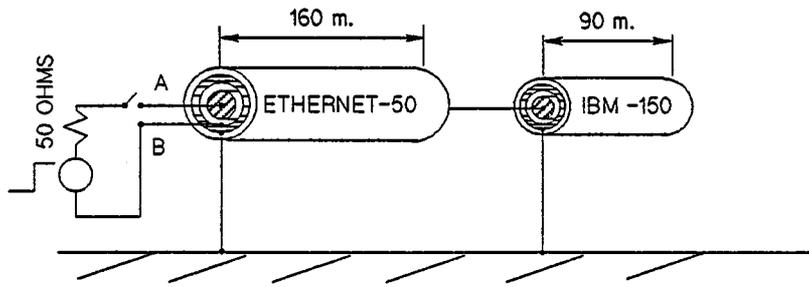


Fig. V.5 Configuration du système

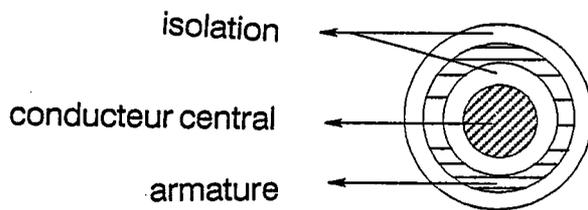


Fig. V.6 Construction de chaque câble

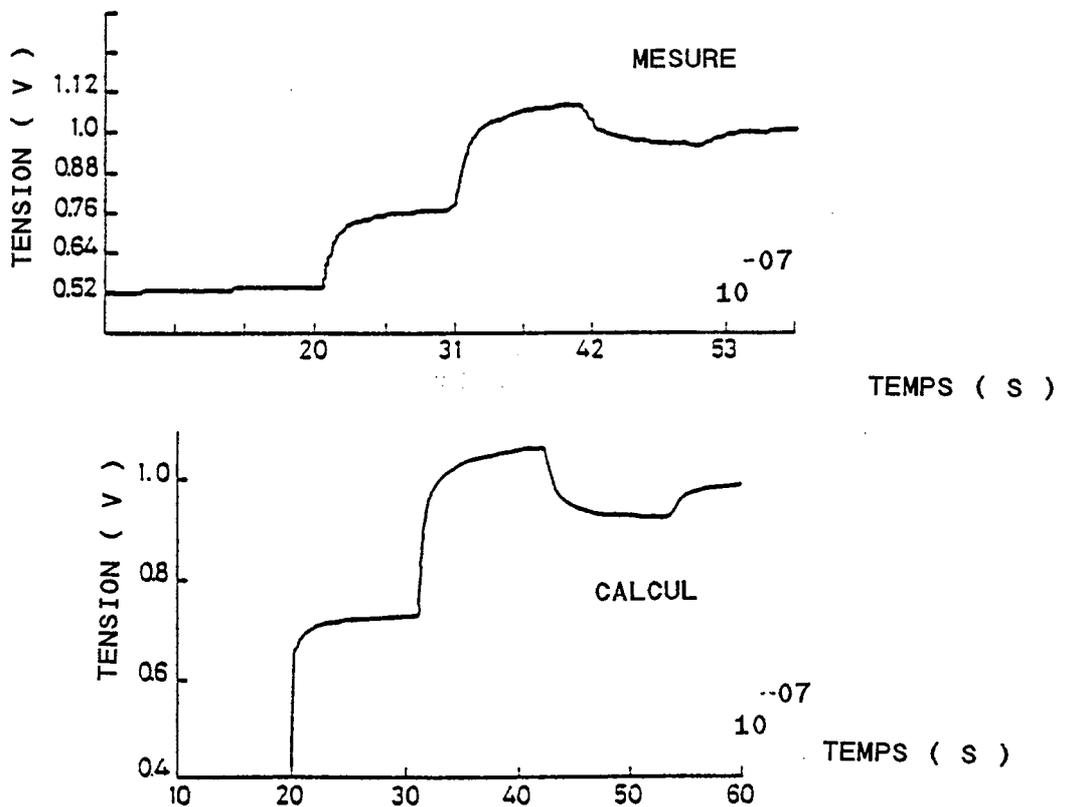


Fig. V.7 Variation de la tension entre les deux points A et B

Le câble considéré a les caractéristiques monophasées suivantes :

$$\begin{aligned}l &= 0.2408 \text{ mH / km,} \\c &= 0.09237 \text{ } \mu\text{F / km,} \\r &= 0.03 \text{ } \Omega \text{ / km.}\end{aligned}$$

Ces résultats temporels sont présentés dans la figure V.8. L'influence du câble est constatée et joue un rôle important sur les fréquences de résonance globales (circuit + câble), sur les taux de surtensions et sur les régimes transitoires (injection d'une surtension de manoeuvre ou de foudre).

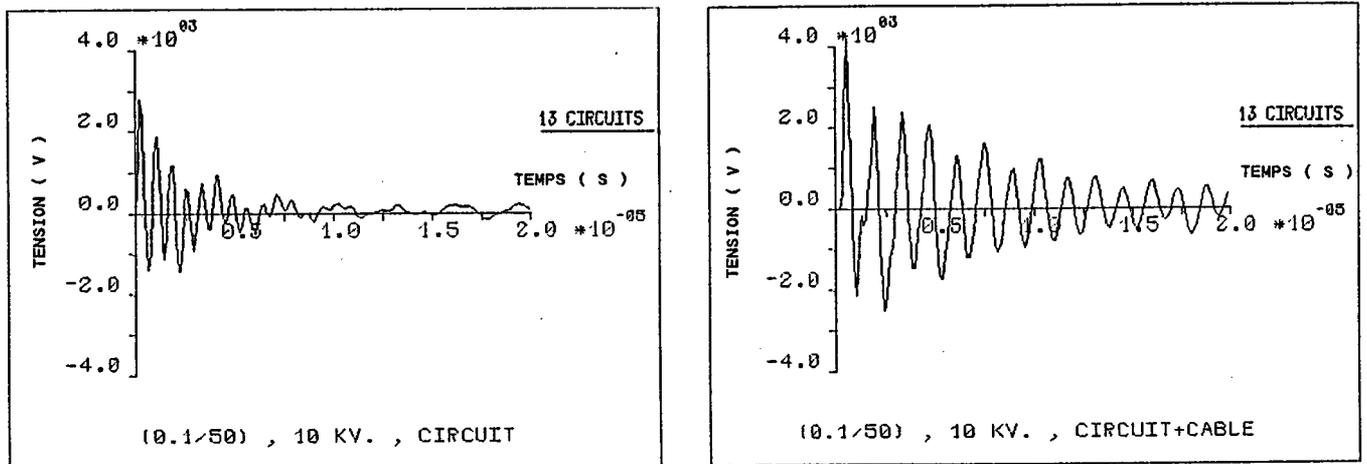


Fig. V.8 Réponse du modèle à une onde de choc (0.1/50) μ s, 10 kV
(circuit + câble de longueur 60 m)

V.5. CONCLUSION

Les calculs effectués sont précis car permettant de tenir compte de toutes les caractéristiques dépendant de la fréquence (effet de peau, ...). Il offre l'avantage de faciliter l'étude de l'influence des caractéristiques des lignes, des sources, de l'effet de peau dans les conducteurs, de la profondeur de pénétration du courant dans le sol, sur la valeur des surtensions propagées sur les réseaux électriques, avec peu d'hypothèses restrictives.

Son application à l'ensemble ligne + transformateur en régime haute fréquence, avec un schéma complet, fera l'objet de travaux ultérieurs, mais semble déjà tout à fait réalisable.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Notre travail, consacré à la modélisation d'un transformateur de réseau THT en régime haute fréquence, nous conduit à élaborer successivement deux modèles associés à un schéma équivalent plus ou moins détaillé.

Le premier modèle, basé sur le principe de dualité électrique magnétique, conduit à un schéma constitué d'impédances localisées et de transformateurs parfaits. Ce modèle est le plus adapté à la modélisation du transformateur de puissance et à l'étude de son comportement interne dans le bobinage (fréquence de résonance, coefficients de surtension). Il a l'avantage d'être utilisable par EMTP, qui permettra d'étudier le transformateur dans un réseau réel. Le modèle constitue un schéma très complet permettant d'une part de représenter des phénomènes tels que l'effet de peau, les pertes supplémentaires. Le circuit magnétique est modélisé par des impédances magnétisantes qui tiennent compte des courants de Foucault dans les tôles magnétiques. Les variations fréquentielles des paramètres du modèle sont prises en compte par des circuits passifs équivalents qui sont obtenus par des techniques de synthèse. Les paramètres du modèle sont calculés directement de la géométrie physique du transformateur qui est discrétisé par des galettes (bobine, plusieurs bobines).

La modélisation du transformateur cuirassé, dans notre cas, se fait en transformant la géométrie rectangulaire des bobines en géométrie circulaire, la détermination de ces rayons équivalents se fait à l'aide des transformations conformes. Cette méthode est validée en utilisant des méthodes des champs en 2D et 3D de type éléments finis et équations intégrales de frontière.

Les rayons équivalents servent d'une part à calculer les impédances de fuite et d'autre part à calculer les capacités de couplages avec une méthode d'éléments finis. en 3D axisymétrique.

Nous avons constaté que les pertes diélectriques, dans la maquette du transformateur à l'air, jouent un rôle important dans la détermination de coefficients de surtension. Ces pertes sont modélisées par des circuits équivalents permettant de tenir compte de la variation fréquentielle de ces pertes.

Nous avons pu valider notre modèle dans une gamme de fréquence allant de 1 KHz à 600 KHz. Les résultats de notre simulation, les fréquences de résonance et les coefficients de surtension, sont satisfaisants et en bon accord avec la mesure.

Le deuxième modèle, basé sur l'analyse modale, conduit à un schéma équivalent modal du transformateur, à partir des paramètres modaux obtenus par la mesure. Ce schéma nous permet d'une part le calcul des fréquences de résonance avec une bonne précision et d'autre part le calcul des tensions transmises en un point pour un signal d'entrée quelconque. Il sert également pour la prise en compte de l'interaction du transformateur avec les réseaux.

Les modèles établis peuvent dès maintenant être utilisés pour déterminer l'ordre de grandeur des fréquences de résonance et des surtensions susceptibles d'apparaître dans un transformateur cuirassé ; quelques validations supplémentaires sur d'autres types de transformateur seraient cependant bienvenues.

Il serait également important de tenter des validations du modèle, basé sur le principe de la dualité magnétique électrique, en basse fréquence.

Enfin, nous avons développé un algorithme d'inversion de la transformée de Laplace, pour les études transitoires des réseaux électriques. L'algorithme prend en compte de la variation fréquentielle des paramètres (effet de peau dans les conducteurs, effet du sol, ...). Il est basé sur l'algorithme de Crump et la fonction de transfert n'est pas calculée par l'utilisateur. Les résultats de simulation sont très précis et en très bon accord avec la mesure et la théorie de lignes. Il serait intéressant de développer une méthode permettant d'estimer certains paramètres afin de minimiser l'erreur de troncature et de l'appliquer à un schéma équivalent complet du transformateur.

Dans la suite logique de ce travail, il faudra appliquer nos modèles à d'autres types de transformateurs, afin de valider sa généralité, et mettre en oeuvre ces modèles dans des cas réels de réseau.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. MAYER, " Protection contre les surtensions dans les réseaux de distribution de moyenne tension ", Revue Brown Boveri, 5-79, pp. 326-331.
- [2] D'HEURE H., EVEN A., " Contribution à l'étude d'un processus inhabituel de surtension dans le changeur de prises côté HT d'un transformateur à 400 KV de centrale ", CIGRE, Session 1984, 29 Août - 6 Septembre, papier 12-11.
- [3] GROUPE DE TRAVAIL 12.07, Résonance des transformateurs à haute pression ", CIGRE, Session 1984, 29 Août - 6 Septembre, papier 12.14.
- [4] SCHEI A., ALSTAD K., SUND J.B., RIAN M., NORDRIK E., HOPPERSTAD J., " Les surtensions de résonance engendrées dans les transformateurs des postes électriques par les transitoires de manoeuvres survenant dans le réseau de câbles qui leur est accordé ", CIGRE, Session 1984, papier 12-07.
- [5] WECK K.H., " Surtensions et coordination de l'isolement ", Rapport Spécial du groupe 33, CIGRE, Session 1988, 28 Août - 3 Septembre, papier 33-00.
- [6] MUSIL R.J., PREININGER G., SCHOPPER E., WENGER S., " Voltage stresses produced by aperiodic and oscillating system overvoltages in transformer windings ", IEEE, Vol. PAS-100, No. 1, January 1981, pp. 431-441.
- [7] Groupe de Travail 12-07, " Résonance des transformateurs à haute pression ", CIGRE, Session 1984, 29 Août - 6 Septembre, papier 12-14.
- [8] STEIN W., MULLER W., MÖLLER K., BRANTLV., CLAUDIA., GLANINGER P., KOTSCHNIGG J., NEINENS C.A., " Les tensions de manoeuvre oscillantes et la réponse correspondente des transformateurs de puissance Haute Tension ", CIGRE, Session 1984, 29 Août - 6 Septembre, papier 12.03.
- [9] BURAI N., AURIOL Ph., " Digital modelling of transformer windings subjected to a surge voltage ", Symposium of power and measurement transformers, Positano (Italie), Septembre 1979.
- [10] HELLER B., VEVERKA A., " Les phénomènes de choc dans les machines électriques ", Ed. Dunod, Paris, 1963.
- [11] Groupe de travail 13.05, " Calcul des surtensions de manoeuvre ", ELECTRA, No. 62, 1979, pp. 45-78.
- [12] HENNEBIQUE I., FLUERASU C., " RESEL : programme conversationnel pour l'analyse des régimes transitoires dans les réseaux électriques ", EDF, Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, Série B, N° 1, 1987, pp. 25-33.
- [13] DOMMEL H.W., " EMTP Theory Book ", Bonneville, 1986.

[14] GUARDADO J.L., CORNICK K.J., " A computer model for calculating steep-fronted surge distribution in machine windings ", IEEE/PES Summer Meeting, Portland, July 24-29, 1988, paper 88 SM 609-0.

[15] WRIGHT M.T., YANG S.J., MacLEAY K., " General theory of fast-fronted interturn voltage distribution in electrical machine windings ", Proc. IEE, Vol. 130, Pt. B, No. 4, July, 1983, pp. 245-256.

[16] Mc LAREN P.G., ORAEE H., " Multiconductor transmission line model for the line-end coil of large AC machines ", Proc. IEE, Vol. 132, Pt. B, No. 3, May, 1985, pp. 149-156.

[17] WILCOX D.J., " Theory of transformer modelling using modal analysis ", IEE Proceedings - C, Vol. 138, No.2, March, 1991, pp. 121-128.

[18] MUSIL R.J., PREININGER G., SCHOPPER E., WENGER S., " The resonance effect of oscillating system overvoltages on transformer windings ", Vol. PAS-101, No. 10, October, 1982, pp. 3703-3711.

[19] SAIED M.M., AL-FUHAIDA., " Electromagnetic transients in a line-transformer cascade by a numerical Laplace transform technique ", IEEE, Vol. PAS-104, No. 10, October, 1985, pp. 2901-2909.

[20] SU Q., JAMES R.E., SUTANTO D., " A Z-transform model of transformers for the study of electromagnetic transients in power systems ", IEEE/PES, 1989 Summer Meeting, paper SM 666-9 PWRS.

[21] AVILA-ROSALES J., ALVARADO F.L., " Nonlinear frequency dependent transformer model for electromagnetic transient studies in power systems ", IEEE, Vol. PAS-101, No. 11, November, 1982, pp. 4281-4288.

[22] D'AMORE M., SALERNO M., " Simplified models for simulating transformer windings subject to impulse voltage ", IEEE, PES Summer Meeting, Vancouver, Canada, July 15-20, 1979, paper A 79 431-8.

[23] GLANINGER P., " Modale Parameter der elektrischen Eigenschwingungen von Transformatoren ", etz Archiv Bd. 6, 1984, H. 12, pp. 399-405.

[24] P.T.M. VAESSEN P.T.M., " Transformer model for high frequencies ", IEEE, Power Delivery, Vol.3, No.4, 1988, 1761-1768.

[25] MIRI A.M., SCHWAB A.J., NOTHAFT M., " Behaviour of transformers at high frequencies ", 18th EMTP Meeting, May 28-29, 1990, Marseille.

[26] FERGESTAD P.I., HENDRIKSEN T., " Transient oscillations in multiwinding transformers ", IEEE, Vol. PAS-93, No.3, 1974, pp. 500-509.

[27] W.J. McNUTT, T.J. BLALOCK, R.A. HINTON, " Response of transformer windings to system transient voltages ", IEEE, Vol. PAS-93, No. 2, 1974, pp. 457-467.

[28] DOMMEL H.W., " Transformer models in the simulation of electromagnetic transients ", 5th Power Systems Computation Conference, Cambridge, England, Sep.1-5, 1975, papier 3.1/4.

[29] DUGAN R.C., GABRICK R., WRIGHT J.C., PATTEN K.W., " Validated techniques for modelling shell-form EHV transformers ", IEEE TPD, Vol. 4, No. 2, April, 1989, pp. 1070-1078.

[30] DEGENEFF R.C., " A general method for determining resonances in transformer winding ", IEEE, Vol. PAS-96, No. 2, March-April, 1977, pp. 423-430.

[31] MOMBELLO E.E., RATTA G., RIVERA J.F., " Study of internal stress in transformer windings due to lightning transient phenomena ", Electric Power Systems Research, 21, 1991, pp. 161-172.

[32] FERGESTAD P.I., HENDRIKSEN T., " Inductances for the calculation of transient oscillations in transformers ", IEEE, Vol. PAS-93, No.3, 1974, pp. 510-517.

[33] MOHSENI H., " Multi-winding multi-phase transformer model with saturable core ", IEEE, T.P.D., Vol. 6, No. 1, January, 1991, pp. 166-173.

[34] MIKI A., HOSOYA T., OKUYAMA K., " A calculation method for impulse voltage distribution and transferred voltage in transformer windings ", IEEE, Vol. PAS-97, No. 3, May/June, 1978, pp. 930-939.

[35] G. BOU SALEH, " Etude et simulation du comportement du transformateur en hautes fréquences ", Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, Avril, 1989.

[36] WOIVRE V., ARTHAUD J.P., AHMAD A., BURAI N., " Transient overvoltage study and model for shell-type power transformers ", IEEE/PES, Winter Meeting, New York, January, 1992, paper 92 WM 248-5 PWRD.

[37] WILCOX D.J., HURLEY W.G., CONLON M., " Calculation of self and mutual impedances between sections of transformer windings ", IEE Proceedings, Vol. 136, Pt. C, No. 5, September, 1989, pp. 308-314.

[38] WILCOX D.J., CONLON M., HURLEY W.G., " Calculation of self and mutual impedances for coils on ferromagnetics cores ", IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. A, No. 7, 1988, pp. 470-476.

[39] ABETTI P.A., MAGINNIS F.J., " Natural frequencies of coils and windings determined by equivalent circuit ", AIEE Trans., PAS-72, III, 1953, pp. 495-504.

[40] FAWZI T., BURKE P.E., " The accurate computation of self and mutual inductances of circular coils ", IEEE, PAS-Vol. 97, No. 2, 1978, pp. 464-468.

[41] DEGENEFF R.C., McNUTT W.J., NEUGEBAUER W., PANEK J., MacCALUM M.E., HONEY C.C., " Transformer response to system switching voltages ", IEEE, Vol. PAS-101, No. 6, June, 1982, pp. 1457-1470.

[42] KIENY C., " Modélisation du transformateur. Un modèle électrique universel ", Note interne N° HM/15-1039 CK/SC, 1986, EDF Clamart.

[43] AHMAD A., AURIOL Ph., KIENY C., " A new power transformer model for high frequency electromagnetic transient studies", IMACS, Nancy, September, 1990.

[44] CHERRY E.C., " The duality between interlinked electric and magnetic circuits and the formation of transformer equivalent circuits ", Proceeding of the physical society of London, B (62), 1949, pp. 101-111.

[45] LAGASSE J., " Etude des circuits électriques - Méthodes générales d'analyse ", Tome I, Ed. Eyrolles, Paris, 1965.

[46] EDELMAN V.H., " Anschauliche Ermittlung von Transformator-Ersatzschaltbildern ", A.E.U., Band 13, Heft 6, 1959, pp. 253-261.

[47] ROGUIN J., RANJAMINA V., " Modélisation de circuits magnétiques associée à des programmes d'études de régimes transitoires électriques ", E.D.F., Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, Série B, N° 2, 1986, pp. 23-36.

[48] GERMAN D.M., DAVIES A.E., " The simulation of transformer feeders following switching operations ", IEEE, Vol. PAS-100, No. 11, November, 1981, pp. 4510-4514.

[49] KRÄHENBÜHL L., KULICKE B., WEBS A., " Simulationsmodell eines Mehrwicklungs transformators zur Untersuchung von Sättigungsvorgängen ", Siemens Forsch. - u. Entwickl. Ber., Bd. 12, 1983, Nr. 4, pp. 232-235.

[50] CSENDES Z.J., HAMANN J.R., " Surge arrester voltage distribution analysis by the finite element method ", IEEE, Vol. PAS-100, No. 4, 1981, pp. 1806-1813.

[51] CHOWDHURI P., " Calculation of series capacitance for transient analysis of windings ", IEEE, Vol. PWRD-2, No. 1, January, 1987, pp. 133-139.

[52] MARUVADA S.P., CAVALLIUS H.N., " Capacitance calculations for some basic high voltage electrode configuration ", IEEE, Vol. PAS, No. 5, September, 1975, pp. 1708-1713.

[53] BURAI N., " ISOLA : Module de calcul automatique des capacités par Elements Finis ", Laboratoire d'Electrotechnique de Lyon, 1987.

[54] SILVESTER P., " Modal network theory of skin effect in flat conductors ", Proceedings of the IEEE, Vol. 54, No. 9, September, 1966, pp. 1147-1151.

[55] FOURNET G., " Electromagnétisme : à partir des équations locales ", Ed. Masson, 1979, pp. 374-386.

[56] AHMAD A., AURIOL Ph., " Frequency dependent parameters model for transformer for EMTP ", 18th EMTP Meeting, Marseille, 28-29 May, 1990.

[57] TUGUELA A., IOAN D., FLUERASU I., HENNEBIQUE I., " La transmission des surtensions entre les enroulements des transformateurs ", Note interne, N° HM/15-888, 1982, EDF, Clamart.

[58] MOCANU C.I., " The equivalent schemes of cylindrical conductors at transient skin effect ", IEEE, Vol. PAS-91, No. 3, 1972, pp. 844-852.

[59] MOCANU C.I., " Equivalent schemes of coils with transient eddy current losses in the core ", IEEE Winter Meeting, New York, January 30-February 4, 1972, paper C 72 091-2.

[60] AHMAD A., AURIOL Ph., " Modélisation numérique des enroulements de transformateurs ", Rapport de Fin de Convention d'Etude ECL-EDF, N° M 15 L 08 / D 7834 , Novembre, 1989.

[61] ROBERT P., " Matériaux de l'électrotechnique ", Traité d'électricité ", Vol. II, Ed. Georgi, 1979.

[62] FOURNIE R., " Les isolants en électrotechnique - Concepts et Théories ", Ed. Eyrolles, 1986.

[63] KURITA H., HASEGAWA T., SHIBUYA Y., GOHNAI T., OHSUGA H, HONDA Y. , " Dielectric loss of high voltage/high frequency transformers used in switching power supply for space ". 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Kyoto, 11-14 Avril, 1988, pp. 1120-1126.

[64] GALLAY M., HALADAIN A., VIALE F., " La technique des isolements", RGE Tome 74, No. 9, Septembre, 1965, pp. 738-743.

[65] FOURNIE R., LE GALLY Y., " Etude de propriétés électriques des polymères : cas des papiers isolants ". EDF, Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, Série B, N° 4, 1969, pp. 99-114.

[66] RIAUX E., " Contribution à l'étude des propriétés diélectriques du papier pour condensateurs ", RGE, Tome 75, N° 7-8, Juillet/ Août, 1966, pp. 927-938.

[67] KIND D., KARNER H., " High voltage insulation technology ", Vieweg, 1985.

[68] ALLAN R.N., KUFFEL E., " Dielectric losses in solids at cryogenic temperatures ", Proc. IEE, Vol. 115, No. 3, March, 1968, pp. 432-440.

[69] AGUET M., IANOZ M., " Haute tension ", Traité d'électricité, Vol. XXII. Ed. Dunod, 1987.

[70] KIND D., " An introduction to high voltage experimental technique ", Vieweg, 1978.

[71] GOFFAUX R. , " Contribution à l'étude des propriétés diélectriques des isolations haute tension ", RGE, Tome 86, No. 3, Mars, 1977, pp. 183-193.

[72] GROSS B., " Electret Research. Stages in its developmend ", IEEE. Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-21, No. 3, June, 1986, pp. 249-269.

[73] XIE H.K., KAO K.C., CHEN S.T., WU S.Z.. " Some anomalous phenomena observed in dielectric loss measurements using a Three Electrode System ", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-19, No. 1, February, 1984, pp. 24-32.

[74] AHMAD A., AURIOL Ph., " Dielectric losses in power transformers under high frequency transients ", IEEE, International Symposium on Electrical Insulation, Baltimore, June 7-10, 1992, (to be published).

[75] AHMAD A., AURIOL Ph., " Modélisation en haute fréquence des transformateurs T.H.T. ", Rapport de Fin de contrat relatif à l'avenant N° 1 de la Convention d'Etude ECL-EDF, N° M 15 L 08 / D 7834 , Novembre, 1991.

[76] DURAND E., " Electrostatique - Problème généraux conducteurs ", Tome II, Ed. Masson, 1966.

[77] AHMAD A., AURIOL Ph., " A new approach for calculating rectangular winding parameters ", International Magnetics Conference, INTERMAG 92, St. Louis, April 13-16, 1992. (to be published)

[78] KRÄHENBÜHL L., NICOLAS A., NICOLAS L., " The C.A.D. package PHI3D, for the computation of electric or magnetic fields in 3D devices - its validation ", 3Dmag 89, Okayama, Japon, Compel, International Journal for Computation and Mathematics in Electric and Electronic Engineering, Vol. 9, 1990, supplement A, pp. 185-189.

[79] LACOUR J., KIENY C., " Résultats des essais de résonance haute fréquence sur un transformateur Jeumont-Schneider 360 MVA 400/V $\sqrt{3}$ /24 KV ", Note technique EDF, HM/15-1171, Septembre, 1987.

[80] GLANINGER P., " Analyse modale pour l'illustartion du comportement oscillatoire de transformateurs ", Revue Brown Boveri, 1, 1986, pp. 41-49.

[81] DUBANTON C., " Calcul approché des paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transport. Valeurs homopolaires ", E.D.F., Bulletin de la Direction des etudes et Recherches, Série B, N° 1, 1969, pp. 53-62.

[82] AURIOL Ph., BURAIIS N., FRAUSTO J., " Méthodes actuelles de simulation des réseaux de transport d'énergie en régime transitoire ", IASTED International Symposium, Applied Modelling and Simulation, Lyon, Septembre, 1981.

[83] PAPOULIS A., " A new method of inversion of the Laplace transform ", Quart. Appl. Math., 14, 1956, pp. 405-414.

[84] HOSONO T., " Numerical Inversion of Laplace Transform ", Electrical Engineering in Japan, Vol. 99, No.5, 1979, pp. 43-49.

[85] LEDDA G., MULLINEUX N., REED J.R., " A recent Laplace Inversion technique applied to a transmission line problem ". Int. J. Elect. Enging Educ., Vol. 15, pp. 234-246, Manchester U.P., 1978.

[86] ICHIKAWA S., " Numerical Analysis of Traveling Waves in Transmission Networks by Numerical Inversion of Laplace Transform ", Electrical Engineering in Japan, Vol. 102, No.6, 1982, pp. 82-90.

[87] DUBNER H., ABATE J., " Numerical Inversion of Laplace Transforms by relating them to the finite Fourier Cosine Transform ", Journal of the Association for Computing Machinery, Vol. 15, No. 1, January, 1968, pp. 115-123.

[88] CRUMP K. S., " Numerical Inversion of Laplace Tranforms using a Fourier series approximations ", Journal of the Associaton for Computing Machinery, Vol. 23, No.1, January, 1976, pp. 89-96.

[89] SIMON R.M., STROOT M.T., WEISS G.H., " Numerical Inversion of Laplace Transforms with Application to Percentage Labeled Mitoses Experiments ", Computers and Biomedical Research 5, 1972, pp. 596 - 607.

[90] WYNN P., " On a device for computing the em (Sn) transformation ", MTAC, 10 (1956), pp. 91-96.

[91] HOOG F.R., KNIGHT J.H., STOKES A.N., " An improved method for numerical inversion of Laplace transforms ", SIAM J. SCI. STAT. COMPUT., Vol. 3, No. 3, September, 1982, pp. 357-366.

[92] JOHANNET P., G. DUBOC, B.BLEZ, F.PICHE, " La transformée de Laplace: Un algorithme performant ", Note technique, EDF, 29/août/1985.

[93] JOHANNET P. " Comportement des prises de terre en régime impulsionnel. Application de la Transformée de Laplace Inverse (Code Lapin 3.5) ", EDF., Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, Série B, N° 2, 1987, pp. 49-58.

[94] JOHANNET P., " Propagation des surtensions sur les réseaux électriques : Application du Code de calcul Lapin 3.5 ", EDF, Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, Série B, N° 2, 1987, pp. 37-47.

[95] HONIG G., HIRDES U., " A method for the numerical inversion of Laplace transforms ", Journal of Computational and Applied Mathematics, 10, 1984, pp. 113-132.

[96] AHMAD A., JOHANNET P., AURIOL Ph., " Efficient inverse Laplace transform algorithm for transient overvoltage calculation ", Proc. IEE,C , (to be published)

[97] AHMAD A., JOHANNET P., AURIOL Ph., " Application of Nodal Method to Inverse Laplace Transform ", IMACS Symposium on Modelling and Control of Technological Systems, May 7-10, 1991.

[98] AMETANI A., IMANISHI K., "Development of exponential Fourier transform and its application to electrical transients", Proc. IEE, Vol. 126, N° 1, January, 1979, pp. 51-56.

[99] AHMAD A., JOHANNET P., AURIOL Ph., "Development of transmission line parameters for frequency dependent models", Tenth IASTED International Conference, Modelling, Identification and Control, Innsbruck, February 18-2, 1991.

[100] WEDEPOHL LM., WILCOLX, D.J., "Transient analysis of underground power - transmission systems", Proc. IEE, Vol. 120, No. 2, 1973, pp. 253-260.

TABLE DES MATIERES

II.6. Mise en oeuvre du modèle	
II.6.1. Configuration choisie de la maquette	38
II.6.2. Schéma du modèle	38
II.6.3. Etude temporelle des régimes transitoires	40
II.6.4. Etude fréquentielle des régimes transitoires	40
II.7. Conclusion	43

CHAPITRE III AMELIORATION DU MODELE DE TRANSFORMATEUR ET DU CALCUL DE SES PARAMETRES

III.1. Introduction	45
III.2. Pertes diélectriques	45
III.2.1. Polarisation des diélectriques	46
III.2.2. Pertes diélectriques dans un transformateur	46
III.2.3. Circuits équivalents des isolants	48
III.2.4. Modèle proposé	51
III.2.5. Synthèse des pertes pour isolant (huile + papier)	56
III.2.6. Conclusion	57
III.3. Amélioration du calcul des impédances de fuite et des capacités	58
III.3.1. Définitions et propriétés des transformations conformes	58
III.3.2. Calcul des impédances de fuite	64
III.3.3. Conclusion	66
III.4. Validations expérimentales du modèle complet	67
III.4.1. Comparaison avec la maquette	67
III.4.2. Simulation d'un transformateur réel	70
III.5. Conclusion	77

CHAPITRE IV ANALYSE MODALE ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

IV.1. Introduction	79
IV.2. Analyse modale pour l'illustration du comportement oscillatoire de transformateur	80
IV.2.1. Etude d'un dipôle R,L,C en série	80
IV.2.2. Calcul de la largeur de bande	81
IV.3. Schéma équivalent	82
IV.3.1. Courbes de mesure	82
IV.3.2. Calcul les paramètres du schéma équivalent	83

IV.4. Analyse des résultats	85
IV.4.1. Admittance d'entrée	85
IV.4.2. Surtensions transmises (Coefficients de surtension)	85
IV.5. Conclusion	92

**CHAPITRE V DEVELOPPEMENT D'UN ALGORITHME D'INVERSION
DE LAPLACE POUR LES ETUDES TRANSITOIRES
DES RESEAUX ELECTRIQUES**

V.1. Introduction	96
V.2. La transformée de Laplace inverse	97
V.2.1. Méthodes numériques diverses	98
V.2.2. Méthodes aux développements en séries de Fourier	98
V.3. Méthode proposée	99
V.3.1. Principe de la méthode	100
V.3.2. Algorithme de base	101
V.3.3. Principales caractéristiques de l'algorithme	103
V.4. Validation de l'algorithme	104
V.4.1. Circuit R,L,C	104
V.4.2. Ligne aérienne monophasée	105
V.4.3. Câbles	106
V.4.4. Interaction transformateur - réseau	106
V.5. Conclusion	108
 CONCLUSION GENERALE	 110
 BIBLIOGRAPHIE	 113

RESUME

La connaissance et la maîtrise de nombreux régimes transitoires qui apparaissent et se propagent sur les réseaux et dans les matériels qui y sont connectés (transformateurs, parafoudres, ...) est un problème d'actualité. Un transformateur de puissance relié à un réseau moyenne tension ou très haute tension est soumis à différents types de surtension dont la connaissance permet d'évaluer les contraintes auxquelles sont soumises les isolations internes.

D'une part, nous avons élaboré un nouveau modèle de transformateur cuirassé valable sur une très large gamme de fréquences, issu du principe de la dualité magnétique électrique afin de connaître son comportement interne (fréquences de résonance, coefficients de surtension). Ce modèle est destiné à être introduit dans des codes de calcul de réseaux, par exemple l'EMTP. Le modèle prend en compte les pertes dans le cuivre et dans le noyau magnétique.

Des méthodes ont été également développées pour un calcul fiable des paramètres du modèle.

D'autre part, une méthode d'analyse modale permettant d'illustrer le comportement oscillatoire d'un transformateur a été développée. Cette méthode conduit à un schéma équivalent qui sert à étudier les interactions du transformateur avec le réseau.

Dans ces précédents modèles, les résultats calculés de simulation sont en bon accord avec ceux obtenus par la mesure, tant sur modèle réduit que sur transformateur THT réel.

Par ailleurs, un algorithme de calcul de réseaux électriques fondé sur l'inversion de la transformée de Laplace a été développé. Il permet l'inversion de la transformée de Laplace de plusieurs fonctions à la fois, en y adaptant la méthode nodale. Les résultats de calcul sont en très bon accord avec ceux des mesures et permettent d'espérer une meilleure simulation du système ligne-transformateur.

MOTS CLEFS

Transformateur de puissance
Surtension transitoire
Haute fréquence
Modélisation numérique

Transformation de Laplace
Pertes diélectriques
Analyse modale