



CARACTERISATION ET LOCALISATION DE SOURCES DE DECHARGES PARTIELLES DANS UN ENROULEMENT

Hervé Debruyne

► To cite this version:

Hervé Debruyne. CARACTERISATION ET LOCALISATION DE SOURCES DE DECHARGES PARTIELLES DANS UN ENROULEMENT. Physique [physics]. Université Joseph Fourier, 2000. Français. NNT: . tel-02191548

HAL Id: tel-02191548

<https://hal.science/tel-02191548>

Submitted on 23 Jul 2019

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.

UNIVERSITE JOSEPH FOURIER-GRENOBLE 1
SCIENCES & GEOGRAPHIE

THESE
pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER - GRENOBLE 1

DISCIPLINE : ENERGETIQUE PHYSIQUE
présentée et soutenue publiquement

par
DEBRUYNE Hervé
Diplômé de l'Ecole des Hautes Etudes Industrielles de Lille

le 18/05/2000

**CARACTERISATION ET LOCALISATION DE SOURCES DE
DECHARGES PARTIELLES DANS UN ENROULEMENT**

Thèse préparée au sein du laboratoire d'Electrostatique et de Matériaux Diélectriques (UMR5517)
CNRS/Université Joseph Fourier - Grenoble 1 sous la direction de :
M. Olivier LESAINT

COMPOSITION DU JURY

M. J. P. FERRIEUX	Président
M. P. AURIOL	Rapporteur
M. L. DASCALESCU	Rapporteur
M. O. LESAINT	Examineur
M. O. MOREAU	Examineur
M. J. POITTEVIN	Examineur

à mes parents

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une coopération entre le Laboratoire d'Electrostatique et de Matériaux Diélectriques (CNRS) de Grenoble, de l'entreprise Alstom T&D et de la Division Recherche & Développement d'Electricité de France.

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Olivier LESANT, Chargé de Recherches au CNRS, pour avoir dirigé avec beaucoup de dévouement ce travail. Il m'a fait bénéficier de sa grande expérience et n'a cessé de me prodiguer idées, conseils et encouragements. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

Je tiens à remercier Monsieur André DENAT et Mademoiselle Nathalie SZYLOWICZ, respectivement Directeur du Laboratoire LEMD et Chef de Groupe à EDF, pour m'avoir accueilli et permis de réaliser cette thèse.

J'exprime également ma gratitude à Messieurs :

- ♦ Jean POITTEVIN, Chef de Service "Centre de Recherche Transformateurs de Puissance" de l'entreprise Alstom et membre du Jury,
- ♦ Olivier MOREAU, Ingénieur Chercheur à EDF et membre du Jury,
- ♦ Philippe GUUINIC, Chargé de MISSION à EDF,

mais aussi Mademoiselle Anne Claire LEGER, Responsable de Projet à EDF, pour leur disponibilité, leur ouverture d'esprit et également leur aide technique et financière qui a largement contribué à la réalisation de ce travail.

Mes sincères remerciements s'adressent aussi à Messieurs Lucian DASCALESCU et Philippe AURIOL, respectivement Professeur des Universités au Laboratoire Universitaire de Technologies Electriques et Electroniques Avancées (LUTEEA) et Professeur à L'Ecole Centrale de Lyon, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Je remercie très vivement Monsieur Jean Pierre FERRIEUX, professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble, pour l'honneur qu'il me fait de présider le Jury de cette thèse.

J'exprime ma reconnaissance à Messieurs François MONTANVERT et Jean Pierre ROUX pour le soutien technique qu'ils m'ont apporté et leur disponibilité.

Je tiens à remercier l'ensemble du personnel du Laboratoire et de l'ancien groupe "Matériels Bobinés" d'EDF pour leurs précieux conseils et les nombreux services qu'ils m'ont rendus. Il m'est impossible d'en dresser la liste complète et je les prie de m'en excuser.

Je remercie chaleureusement :

- ♦ mes collègues post-doctorants : Gaston MASSALA, Top TRAN VAN et Frédéric LECOEUR
- ♦ mes collègues doctorants : Didier BLANCHARD, Marius DUMITRAN, Khalil CHOUMAN, Pierre Eric FRAYSSINE, Renaud GALLET, Laura DUMITRESCU, Alexandre QUENIN, Jean Hervé TORTAI et Ahcène LEMZADMI
- ♦ Frédéric BAR et Olivier de SUSANNE, ingénieurs ENSIEG

pour leurs conseils et l'amitié constante qu'ils m'ont apportée.

Je tiens à remercier également mes parents, mes beaux-parents, mon frère, mes sœurs et mes amis qui, de près ou de loin, m'ont assisté durant toute cette période.

Enfin, j'adresse ma sincère et profonde gratitude à ma femme Virginie pour son constant soutien moral durant ce travail.

H. DEBRUYNE

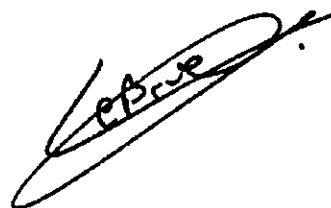
A handwritten signature in black ink, appearing to be 'H. Debruyne', enclosed within a large, loopy oval stroke.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	17
CHAPITRE I	
ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE	21
I.1 PREAMBULE	23
I.2 TECHNIQUES ELECTRIQUES DE MESURE DES DECHARGES PARTIELLES	23
I.2.1 Circuit électrique équivalent de la DP	23
I.2.2 Circuit de détection électrique	24
I.2.3 Mesure du courant.....	25
I.2.4 Mesure de la charge apparente.....	26
I.2.4.1 Circuit intégrateur RC parallèle.....	26
I.2.4.2 Circuit intégrateur RLC parallèle	26
I.2.4.3 Procédure d'étalonnage	27
I.2.4.4 Erreurs d'intégration	27
I.3 REPONSE D'UN ENROULEMENT DE TRANSFORMATEUR SOUMIS A UNE IMPULSION DE COURANT DE DECHARGE PARTIELLE	30
I.3.1 Décomposition des phénomènes transitoires	30
I.3.1.1 Période d'oscillations libres	32
I.3.1.2 Répartition initiale des tensions	32
I.3.2 Décomposition d'un signal électrique de décharge partielle	33
I.4 DESCRIPTION DES METHODES ELECTRIQUES DE LOCALISATION DES SOURCES DE DECHARGES PARTIELLES.....	35
I.4.1 Méthodes de localisation basées sur la décomposition d'un signal de DP	35
I.4.1.1 Méthodes de la polarité	35
I.4.1.1.1 Comparaison de la polarité des signaux de DP mesurés aux extrémités du transformateur	35
I.4.1.1.2 Comparaison de la polarité des signaux de DP avec celle de la tension d'essai	36
I.4.1.2 Méthode du rapport capacitif.....	37
I.4.1.2.1 Validité du modèle capacitif d'un enroulement de transformateur.....	37
I.4.1.2.2 Interpolation linéaire du rapport des tensions transmises par couplage capacitif aux extrémités	39
I.4.1.3 Méthode de l'onde progressive	41
I.4.1.4 Méthode des oscillations basses fréquences.....	41

I.4.2 Méthodes de localisation basées sur la forme globale du signal de DP	42
I.4.2.1 Méthode de comparaison de profils	42
I.4.2.2 Méthode de reconnaissance des formes d'onde	43
I.4.3 Méthodes de localisation basées sur les caractéristiques des DP	43
I.4.3.1 Passage de l'excitation triphasée à l'excitation monophasée	44
I.4.3.2 Essais diélectriques sous tension à fréquence industrielle	45
I.4.3.3 Relèvement de la tension en fin d'enroulement	45
I.4.4 Synthèse des méthodes électriques de localisation des sources de décharges partielles	46
I.5 RECONNAISSANCE DES SOURCES DE DECHARGES PARTIELLES	46
I.5.1 Objectifs	46
I.5.2 Reconnaissance par observation directe	47
I.5.3 Discretisation des mesures de charge apparente	47
I.5.4 Méthodes d'analyse	48
 CHAPITRE II CARACTERISATION ELECTRIQUE DE SOURCES DE DECHARGES PARTIELLES	 51
II.1 INTRODUCTION	53
II.2 TECHNIQUES EXPERIMENTALES	53
II.2.1 Cellule d'essais	53
II.2.2 Sources de décharges partielles	54
II.2.3 Mesure du courant	55
II.2.3.1 Circuit de mesure	55
II.2.3.2 Détermination de la bande passante de la chaîne de mesure du courant	57
II.2.4 Mesure de la charge	58
II.2.4.1 Le circuit intégrateur	59
II.2.4.2 Le filtre passe-bas	59
II.2.4.3 Le détecteur de crête	60
II.2.4.4 Logiciels d'acquisition et de traitement [HAM98]	60
II.2.4.4.1 Logiciel d'acquisition des décharges partielles	60
II.2.4.4.2 Logiciel de traitement des résultats	61

II.3 CARACTERISATION ELECTRIQUE DES DIFFERENTES SOURCES DE DP	61
II.3.1 Décharge couronne dans l'air.....	61
II.3.1.1 Mesure du courant	62
II.3.1.2 Mesure de la charge totale $q(t)$	63
II.3.1.3 Distributions $N(\varphi)$ et $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ et $N.Q_{\text{moy}}(\varphi)$ en fonction de la tension	63
II.3.2 Décharge couronne dans l'huile.....	64
II.3.2.1 Mesure du courant	65
II.3.2.2 Mesure de la charge totale $q(t)$	67
II.3.2.3 Distributions $N(\varphi)$ et $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ et $N.Q_{\text{moy}}(\varphi)$ à $\hat{U} = 40 \text{ kV}$	68
II.3.3 Décharge rampante à l'interface liquide/solide.....	69
II.3.3.1 Mesure du courant	69
II.3.3.2 Mesure de la charge totale $q(t)$	70
II.3.3.3 Distributions $N(\varphi)$ et $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ et $N.Q_{\text{moy}}(\varphi)$ à $\hat{U} = 25 \text{ kV}$	70
II.3.4 Objet métallique à potentiel flottant dans l'air	71
II.3.4.1 Mesure du courant	71
II.3.4.2 Mesure de la charge totale $q(t)$	72
II.3.4.3 Distributions $N(\varphi)$ et $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ et $N.Q_{\text{moy}}(\varphi)$ à $\hat{U} = 12 \text{ kV}$	73
II.3.5 Objet métallique à potentiel flottant dans l'huile.....	73
II.3.5.1 Mesure du courant	73
II.3.5.2 Mesure de la charge totale $q(t)$	74
II.3.6 Synthèse de la caractérisation électrique	75
II.3.6.1 Mesure des impulsions de courant.....	75
II.3.6.2 Spectre des impulsions de courant.....	76
II.3.6.3 Mesure de charge	77
II.4 ETUDE DES ERREURS D'INTEGRATION DUES A L'UTILISATION DE CIRCUITS RLC PARALLELE	77
II.4.1 Préambule.....	77
II.4.2 Réponse des circuits RLC soumis à des impulsions rectangulaires	77
II.4.3 Mesures avec des signaux issus de DP négatives.....	79
II.4.4 Illustration d'erreurs typiques effectuées lors de l'utilisation de circuits de mesure inappropriés.....	80
II.4.5 Conclusions	81

CHAPITRE III	
PROPAGATION DES SIGNAUX ELECTRIQUES	
DANS LA MAQUETTE D'ENROULEMENT	
VALIDITE DE LA METHODE DE LOCALISATION	
DE L'ONDE PROGRESSIVE	87
III.1 INTRODUCTION.....	89
III.2 PRESENTATION DE LA MAQUETTE D'ENROULEMENT	89
III.2.1 Géométrie de la maquette.....	89
III.2.2 Logiciel de modélisation haute fréquence des transformateurs [MOR95] ..	92
III.2.3 Etude du comportement fréquentiel de la maquette.....	93
III.2.3.1 Détermination expérimentale des éléments	
de la matrice admittance	94
III.2.3.2 Caractéristiques du modèle numérique de la maquette [DES99]....	96
III.2.3.3 Résultats de la comparaison	97
III.3 ETUDE EXPERIMENTALE DE LA PROPAGATION DES SIGNAUX	
ELECTRIQUES DANS L'ENROULEMENT HT DE LA MAQUETTE	98
III.3.1 Introduction.....	98
III.3.2 Recherche d'une gamme de fréquences "capacitives"	98
III.3.3 Réponse de l'enroulement HT soumis à une impulsion	
de tension rectangulaire	99
III.4 VALIDITE DE LA METHODE DE LOCALISATION	
DE L'ONDE PROGRESSIVE.....	101
III.4.1 Dispositif expérimental.....	101
III.4.2 Zm_HT01 : circuit RLC et Zm_HT40 : circuit RLC.....	102
III.4.3 Zm_HT01 : circuit RLC en série avec une capacité de 1 nF	
Zm_HT40 : circuit RLC.....	104

III.5 MISE EN EVIDENCE DES ERREURS DE MESURE DE CHARGE AUX EXTREMITES DE L'ENROULEMENT HT	105
III.6 ETUDE EXPERIMENTAL DE LA PROPAGATION DES SIGNAUX ELECTRIQUES DANS UN TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE REEL ..	106
III.6.1 Etude avec des signaux rectangulaires de durée de l'ordre de la centaine de μ s	106
III.6.2 Etude avec des signaux rectangulaires de durée de l'ordre de quelques μ s.....	108
III.6.3 Synthèse des mesures sur un enroulement de transformateur de puissance	109
 CHAPITRE IV MISE EN OEUVRE D'UNE NOUVELLE METHODE DE LOCALISATION DES SOURCES DE DP DANS UN ENROULEMENT	 111
IV.1 INTRODUCTION	113
IV.2 PRINCIPE DE LA METHODE.....	113
IV.3 MISE EN OEUVRE AVEC DES SIGNAUX SINUSOIDAUX.....	114
IV.4 MISE EN OEUVRE AVEC DES SIGNAUX IMPULSIONNELS.....	116
IV.5 MISE EN OEUVRE AVEC DES SIGNAUX DE DP.....	118
IV.5.1 Dispositif expérimental	118
IV.5.2 Traitement numérique des données expérimentales.....	120
IV.5.2.1 Déségmentation des données temporelles acquises par l'oscilloscope Lecroy	121
IV.5.2.2 Calcul du spectre en fréquence des courants.....	121
IV.5.2.3 Calcul du rapport des spectres en fréquence des courants	123
IV.5.2.4 Interpolation des rapports des spectres des courants.....	123
IV.5.2.5 Traitement statistique sur les extrema.....	124
IV.5.3 Autres exemples et conclusion.....	125
IV.6 COMPARAISON DES RESULTATS EXPERIMENTAUX AVEC DES COURBES DE REFERENCE OBTENUES PAR SIMULATION	127
IV.6.1 Préambule.....	127
IV.6.2 Caractéristiques du modèle numérique de l'enroulement HT	127
IV.6.3 Comparaison des résultats.....	129

IV.7 SYNTHÈSE DE LA MISE EN ŒUVRE DE LA NOUVELLE MÉTHODE	132
CONCLUSION GÉNÉRALE	133
BIBLIOGRAPHIE	137
 ANNEXE A COMPARAISONS DES TERMES SIMULÉS ET MESURES DE LA MATRICE ADMITTANCE DE LA MAQUETTE D'ENROULEMENT.....	 151
 ANNEXE B RÉSULTATS DE LA MISE EN ŒUVRE DE LA NOUVELLE MÉTHODE DE LOCALISATION AVEC UNE DP SIMULÉE PAR UN COURANT IMPULSIONNEL.....	 157
B.1 INJECTION DU COURANT IMPULSIONNEL SUR LA SPIRE HT02	159
B.2 INJECTION DU COURANT IMPULSIONNEL SUR LA SPIRE HT20	160
B.3 INJECTION DU COURANT IMPULSIONNEL SUR LA SPIRE HT30	161
B.4 INJECTION DU COURANT IMPULSIONNEL SUR LA SPIRE HT38	162

INTRODUCTION GENERALE

Les transformateurs de puissance (transformateur élévateur de centrale, autotransformateur ou transformateur d'interconnexion) peuvent être exceptionnellement l'objet de défaillances en service. Ces pannes perturbent la qualité de la fourniture d'électricité et augmentent les coûts d'exploitation du réseau. Les causes des défaillances peuvent être liées à la présence de décharges partielles dans la structure isolante du transformateur. Une décharge partielle (DP) est une décharge électrique qui ne court-circuite que partiellement un isolant placé entre deux électrodes, entre lesquelles une différence de potentiel est appliquée. Ces ruptures locales du diélectrique détériorent l'isolation et peuvent entraîner à moyen terme le claquage de l'isolation totale. Les DP peuvent être, par exemple, dues à :

- ◆ des imperfections de conception ou de fabrication qui engendrent, par exemple, des vacuoles ou des particules en suspension ;
- ◆ des dégradations réversibles (bulles de gaz dans un liquide, ...) ;
- ◆ des dégradations irréversibles telles que le vieillissement mécanique, thermique, ...

Le but de la détection des décharges partielles est d'estimer l'état de l'isolation du transformateur afin de réduire le risque de mise hors service. Cette expertise nécessite quatre étapes qui sont la détection, la mesure, la localisation et l'estimation du degré de nuisance des DP.

La détection consiste à déceler la présence de décharges par l'observation de signaux caractéristiques. Les DP se manifestent sous la forme d'impulsions de courant, de pertes diélectriques, de perturbations électromagnétiques, de signaux acoustiques et également par l'apparition de produits de dégradation. L'analyse de certains gaz dissous dans l'huile, tels que l'hydrogène ou le méthane, est une méthode de détection couramment utilisée.

Si des décharges sont détectées, il est nécessaire de quantifier leur intensité. La méthode la plus fréquemment utilisée repose sur la mesure de la charge des signaux électriques issus du transformateur.

Compte tenu de la structure d'un transformateur de puissance, il peut être toléré dans certaines parties un niveau donné de décharges partielles alors que le même niveau serait intolérable dans d'autres régions du transformateur. Il est donc nécessaire de localiser les défauts d'isolation pour décider si le niveau de DP mesuré est acceptable ou non. Actuellement, la méthode de localisation la plus fréquente est basée sur l'interprétation des signaux acoustiques. Les ultrasons générés par les décharges partielles permettent, par des techniques classiques de triangulation, de localiser approximativement les sources de décharges partielles. Pour tenter d'obtenir une localisation plus précise, de nombreuses méthodes basées sur l'exploitation des mesures électriques de DP ont été proposées. Cette tâche est difficile en raison de la complexité de la structure géométrique des enroulements. Les impulsions de courants rapides de décharges partielles sont atténuées et déformées, lorsqu'elles se propagent le long des bobinages. Par conséquent, la localisation des défauts d'isolation ne sera possible

qu'en ayant une bonne compréhension des phénomènes de propagation à haute fréquence dans les enroulements.

L'objectif de cette thèse est double. Il consiste, tout d'abord, à clarifier les phénomènes électriques de base mis en jeu lors de décharges partielles dans les transformateurs de puissance, c'est à dire :

- ♦ la caractérisation électrique de divers types de DP représentatifs de défauts d'isolation pouvant être présents dans les transformateurs ;
- ♦ la propagation des signaux électriques dans les enroulements.

Le second but est de proposer une nouvelle méthode électrique de localisation des sources de décharges partielles dans les bobinages de transformateur. Ce rapport s'articule de la manière suivante :

Dans une première partie, nous ferons une synthèse bibliographique relative à la détection électrique des sources de décharges partielles. Nous aborderons ainsi les techniques de mesure des DP et de reconnaissance des différents défauts d'isolation. Nous effectuerons également une bibliographie critique des méthodes électriques de localisation des sources de DP dans les enroulements de transformateur. Nous nous attacherons à étudier leur validité mais aussi leur champ d'application dans des conditions réalistes.

Le second chapitre est consacré à la caractérisation électrique de sources de décharges partielles. L'objectif est de constituer une base de données formée des signatures électriques (intensité, durée, spectre d'amplitude, ...) de différents défauts d'isolations. Nous étudierons également la validité de mesures de charge réalisées à l'aide des circuits intégrateur RLC traditionnels.

Dans le chapitre III, nous présenterons la maquette d'enroulement conçue et utilisée au cours de cette thèse. Elle nous permettra d'étudier la propagation de signaux électriques dans des bobinages et également de mettre en œuvre les méthodes de localisation que nous avons sélectionnées suite à l'étude bibliographique.

Enfin, dans le quatrième et dernier chapitre, nous décrirons une méthode de localisation que nous avons développée au cours de ce travail de thèse. Cette nouvelle technique est basée sur l'étude des rapports des spectres des courants mesurés aux extrémités des enroulements suite à une impulsion de DP.

CHAPITRE I

ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE

I.1 PREAMBULE

Cette étude bibliographique a pour objectif de faire le point sur les connaissances relatives à la détection électrique des sources de décharges partielles. Pour atteindre ce but, nous avons choisi de suivre le cheminement suivant. Dans une première partie, les techniques électriques de mesure des DP seront présentées. Ensuite, nous étudierons le comportement des enroulements de transformateur lorsqu'ils sont soumis à des impulsions rapides de courant de décharges partielles. A partir de cette étude, nous ferons l'inventaire des méthodes de localisation proposées depuis une cinquantaine d'années. Enfin, nous terminerons ce premier chapitre en décrivant les principes mais aussi les limites de la reconnaissance des différents défauts d'isolation.

I.2 TECHNIQUES ELECTRIQUES DE MESURE DES DECHARGES PARTIELLES

I.2.1 Circuit électrique équivalent de la DP

Une décharge partielle est un phénomène de rupture diélectrique qui se produit localement dans une isolation, sans entraîner le claquage total de l'ensemble, c'est à dire l'apparition d'un arc électrique entre deux conducteurs métalliques. Le schéma électrique classique, dit à trois capacités, permet de représenter de manière simplifiée le phénomène [WHI51] (figure I-1). c est la "capacité" de la partie du diélectrique où se produit la décharge, b représente le diélectrique en série avec le site de la décharge et a désigne la partie saine du diélectrique, en parallèle avec b et c en série.

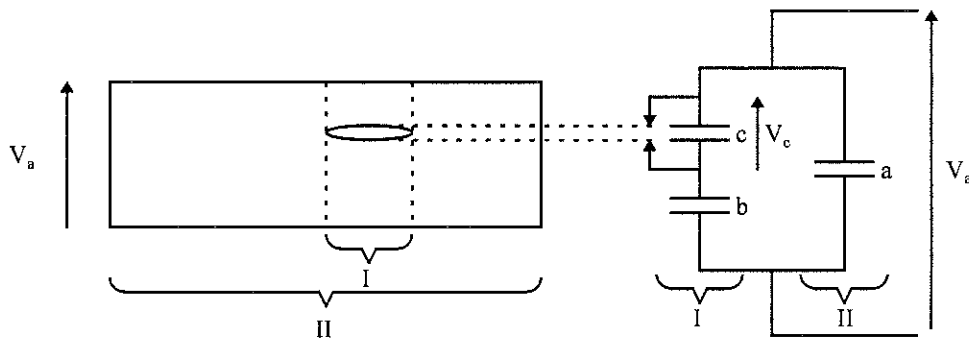


figure I-1 : circuit électrique équivalent simplifié d'une décharge partielle

Le circuit de la figure I-1 ne décrit pas parfaitement les phénomènes réels mais il permet néanmoins d'explicitier et de comprendre les principes de la détection électrique. Durant une décharge, des courants de déplacement circulent à travers les capacités a et b et, dans le même temps, c est le siège de courants de déplacement et de conduction [BEZ92]. La charge $q_{réelle}$, correspondant à l'intégrale des courants de conduction, a été exprimée par Starr [BAR79] :

$$q_{réelle} = \left(c + \frac{ab}{a+b} \right) \delta V_c \quad (I-1)$$

avec δV_c la chute de tension aux bornes de c due à la décharge.

Cette baisse de tension engendre, aux bornes du circuit, une variation de tension dont l'expression est donnée par [KUF84] :

$$\delta V_a = \frac{b}{a+b} \delta V_c \quad (I-2)$$

Cette baisse de tension est compensée par la circulation d'une charge, appelée charge apparente, dans le circuit extérieur. Compte-tenu des dimensions de l'échantillon testé, les valeurs des capacités vérifient généralement les inégalités :

$$a \gg c \text{ et } a \gg b \quad (I-3)$$

La charge apparente mesurée s'exprime alors par [BAR79] [KUF84] [KRE89] :

$$q_{\text{apparente}} = q_{\text{réelle}} \left(\frac{b}{b+c} \right) \quad (I-4)$$

et elle n'est qu'une fraction de la charge réelle mise en jeu dans la décharge.

Dans le cas où l'expression (I-3) n'est pas vérifiée, par exemple avec une cellule d'essais pointe-plan de laboratoire pour laquelle la capacité a est négligeable, la charge apparente mesurée est égale à la charge réelle. En effet, dans cette situation bien précise, on peut considérer comme inexistante la branche constituée par la capacité a .

I.2.2 Circuit de détection électrique

Un schéma de principe de détection électrique est représenté sur la figure I-2. U est la tension délivrée par la source haute tension. V_a et V_z sont respectivement les tensions aux bornes de l'objet testé et de l'impédance de mesure Z . C_k est un condensateur de découplage haute fréquence qui sert à stabiliser la tension appliquée. Pour jouer ce rôle, la valeur de C_k doit être largement supérieure à la capacité qui résulte de l'association des capacités de la cellule d'essais, des capacités parasites du circuit haute tension et éventuellement de celle comprise dans l'impédance de mesure. A_z est un amplificateur dont la sortie est connectée soit à un détecteur de crête, soit à un oscilloscope, etc.

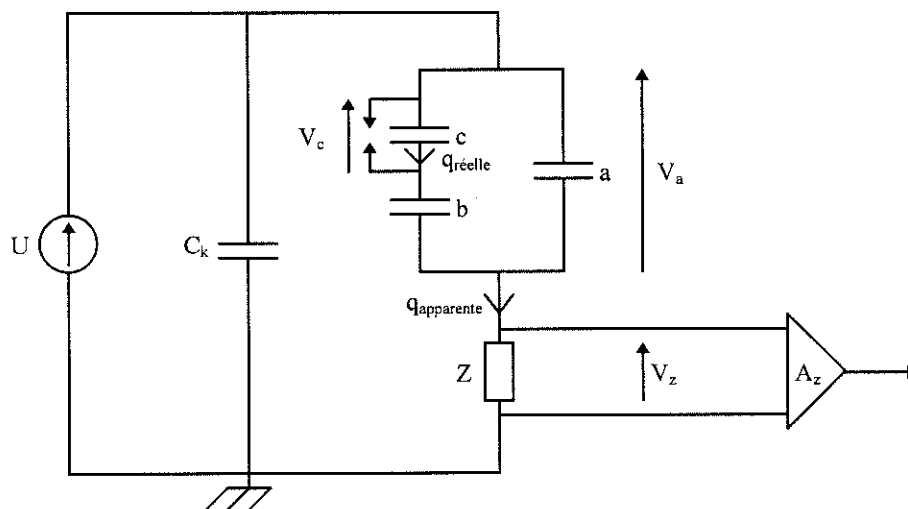


figure I-2 : schéma de principe de la détection électrique des décharges

I.2.3 Mesure du courant

Dans le cas où la capacité a est faible devant l'association en série des capacités b et c et si l'impédance Z est une résistance non inductive, il est alors possible de mesurer les impulsions de courant de décharge [KUF84]. En fonction du type de DP, la durée du courant peut varier entre quelques dizaines de ns, par exemple des décharges dans une cavité gazeuse, (figure I-3 (a)) [BAR93] [TAL68] [ZAE86] à quelques dizaines de μ s : cas des DP dans les liquides ou à l'interface liquide diélectrique - isolant solide (figure I-3 (b)) [BEL52] [DOU74] [GOU94] [MAS97] [SAK93] [TRA99] [WHI85].

Les impulsions de courant de décharges partielles sont, en outre, caractérisées par des spectres de fréquences très larges qui s'étendent jusqu'à plusieurs centaines de MHz (figure I-4) [HIK93] [JAM86] [OKU95], voire au delà du GHz [BOG82] [BRO99].

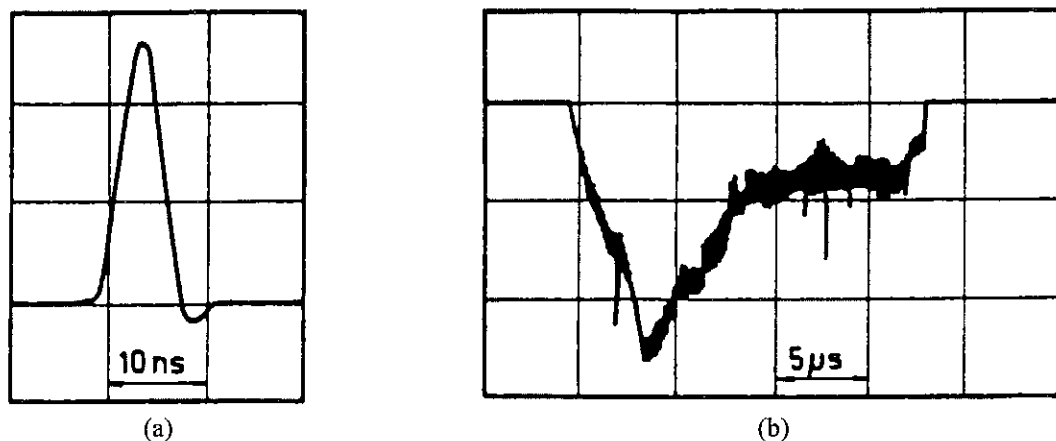


figure I-3 : courants typiques de décharges partielles [BER68]

(a) dans une petite bulle de gaz dans l'huile (durée ≈ 10 ns)

(b) s'amorçant à l'électrode positive dans l'huile (durée ≈ 20 μ s)

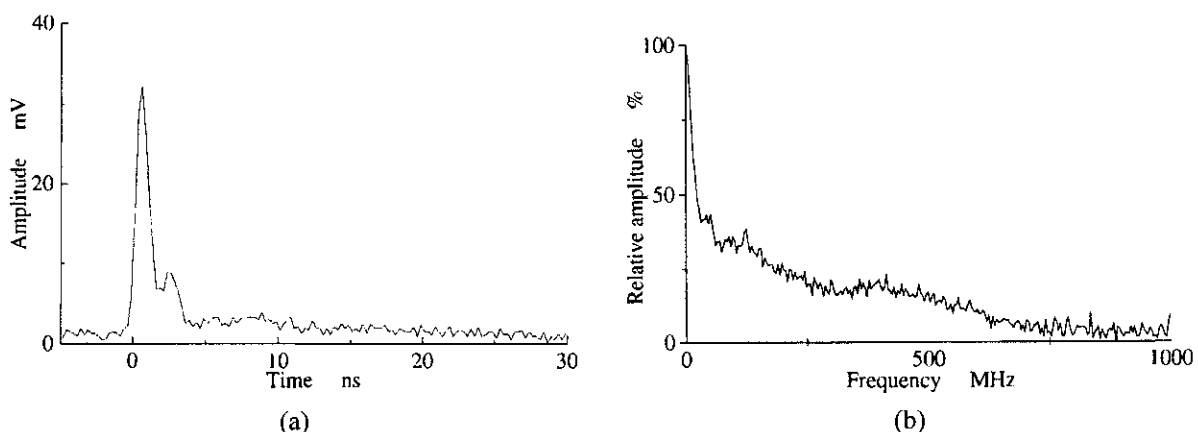


figure I-4 : exemple de spectre d'une impulsion de courant de DP [BRO99]

(cavité gazeuse de forme sphérique de diamètre égal à 0,1 mm)

(a) courant mesuré sur 50 Ω

(b) spectre de fréquence du courant de la figure I-4 (a)

I.2.4 Mesure de la charge apparente

La charge apparente peut être mesurée à l'aide de circuits intégrateurs RC ou RLC parallèle [KRE89]. L'amplitude de la tension mesurée à leurs bornes est alors proportionnelle à la charge apparente.

I.2.4.1 Circuit intégrateur RC parallèle

En supposant que l'impulsion de courant de DP soit une fonction de Dirac et en utilisant le calcul opérationnel, la réponse en tension V_z à une décharge unique est une impulsion qui décroît avec la constante de temps RC [ZAE86] :

$$V_z = \left(\frac{q_{\text{apparente}}}{C} \right) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (\text{I-5})$$

En raison du filtre passe-bas constitué par le circuit RC, il n'existe pas de filtrage des signaux basses fréquences de la source haute tension 50 Hz. Comme le niveau du signal V_z correspondant à ces basses fréquences peut être élevé, la sensibilité de la mesure peut en être fortement réduite. Il est dès lors nécessaire d'atténuer ces signaux. Pour cela, une inductance est placée en parallèle avec le circuit RC. On aboutit ainsi au circuit RLC.

I.2.4.2 Circuit intégrateur RLC parallèle

Les principales caractéristiques du filtre passe-bande RLC sont :

- ♦ la fréquence de résonance $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$;
- ♦ le coefficient d'amortissement $\varepsilon = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Suite à une décharge unique assimilable à une fonction de Dirac, la forme de la tension relevée aux bornes de l'impédance RLC dépend des paramètres précédents. On distingue trois régimes de fonctionnement du circuit intégrateur [MES85] :

- ♦ le régime aperiodique défini par $\varepsilon > 1$ (figure I-5 (a))

$$V_z = \frac{q_{\text{apparente}}}{C} \frac{\omega_0}{\sqrt{\varepsilon^2 - 1}} \exp(-\omega_0 \varepsilon t) \sinh(\omega_0 \sqrt{\varepsilon^2 - 1} t) \quad (\text{I-6})$$

- ♦ le régime aperiodique critique défini par $\varepsilon = 1$ (figure I-5 (b))

$$V_z = \frac{q_{\text{apparente}}}{C} \omega_0^2 t \exp(-\omega_0 t) \quad (\text{I-7})$$

- ♦ le régime pseudopériodique ou oscillant $\varepsilon < 1$ (figure I-5 (c))

$$V_z = \frac{q_{\text{apparente}}}{C} \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \varepsilon^2}} \exp(-\varepsilon \omega_0 t) \sin(\omega_0 \sqrt{1 - \varepsilon^2} t) \quad (\text{I-8})$$

avec $\omega_0 = 2\pi f_0$.

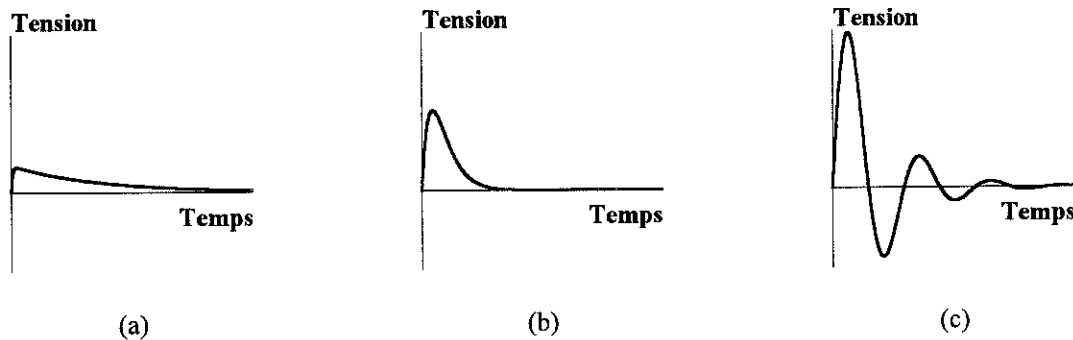


figure I-5 : réponses du circuit RLC parallèle soumis à une impulsion de courant assimilée à une fonction de Dirac

(a) régime apériodique $\varepsilon > 1$ (b) régime critique $\varepsilon = 1$ (c) régime oscillant $\varepsilon < 1$

I.2.4.3 Procédure d'étalonnage

Pour une mesure pratique de la charge apparente, l'étalonnage du circuit d'essai, représenté sur la figure I-2, est effectué. Les impulsions d'étalonnage sont produites par un générateur émettant des échelons de tension rectangulaires d'amplitude V_1 en série avec une petite capacité connue C_1 (figure I-6). Dans ces conditions, l'impulsion d'étalonnage est équivalente à une décharge d'amplitude $q_1 = V_1 C_1$ et l'indication de l'instrument de mesure peut, dès lors, être étalonnée en terme de charge apparente. Par cette procédure d'étalonnage, le coefficient de conversion du circuit d'essai k_c est déterminé [IEC98].

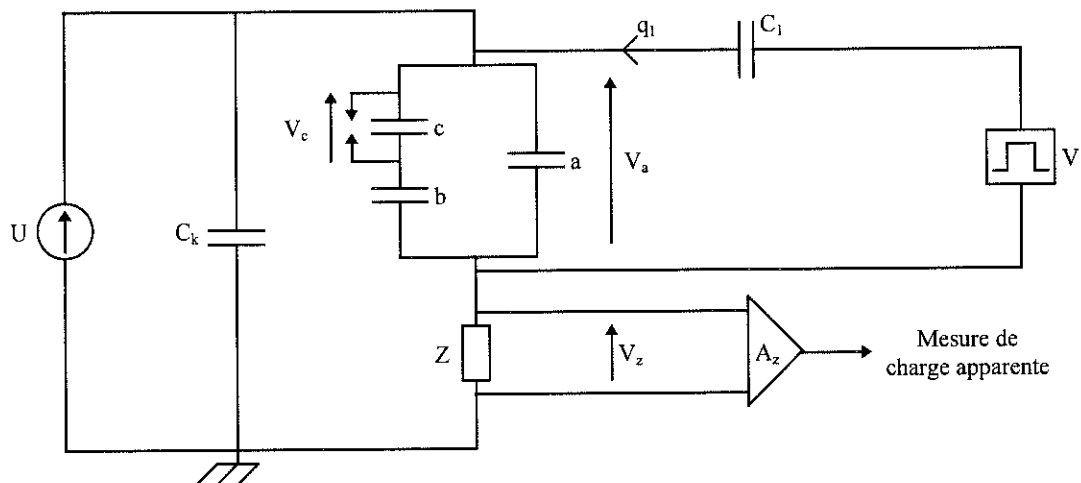


figure I-6 : circuit d'étalonnage de la mesure de la charge apparente

I.2.4.4 Erreurs d'intégration

Les réponses en tension des circuits intégrateurs sont souvent calculées en supposant que l'impulsion de courant de la décharge est un événement instantané. En réalité, la tension mesurée V_z dépend fortement du spectre fréquentiel de l'impulsion de courant de DP, c'est à dire de la forme et de la durée du courant [JAM83] [OKU95] [ZAE86]. Sans une bonne connaissance des relations entre le spectre du courant et la bande passante du circuit, des erreurs de mesure importantes peuvent être commises [KON93] [PEI87] [ZAE92]. Ces

erreurs sont notamment une baisse de la sensibilité de la mesure de charge [ZAE93].

Ces erreurs d'intégration, dues à l'inadaptation entre la durée du courant et la bande passante des circuits RLC, ont été mises en évidence par Mole [MOL70] et Bartnikas [BAR72]. Ils se sont notamment intéressés à l'influence du temps de montée τ_1 des impulsions V_1 du générateur d'étalonnage sur la réponse des mesureurs de DP. Cela revient à étudier le comportement des circuits intégrateurs RLC soumis à une impulsion de courant de durée τ_1 . Ainsi, pour un détecteur à large bande passante, défini par f_0 égale à 160 kHz et le rapport¹ f_2/f_1 égal à 2, Mole a montré que l'erreur d'intégration peut dépasser 10% si le temps de montée τ_1 excède 0,45 μ s (tableau 1).

Erreur d'intégration (%)				
1	2	5	10	20
Valeur maximale du temps de montée τ_1 (μ s)				
0,13	0,2	0,3	0,45	0,7

tableau 1 : pourcentage d'erreur d'intégration en fonction du temps de montée des impulsions injectées aux bornes d'un circuit caractérisé par $f_0 = 160$ kHz et $f_2/f_1 = 2$ [MOL70]

La figure I-7 met en évidence la relation entre la bande passante de circuit intégrateur RLC et la durée du courant mesuré. On constate que l'erreur d'intégration augmente lorsque que le rapport $f_0\tau_1$ croît. En d'autres termes, cela veut dire que pour un même circuit RLC, on n'obtiendra pas la même sensibilité de mesure de charge lorsqu'on veut intégrer des courants dont la durée varie de manière importante (figure I-8).

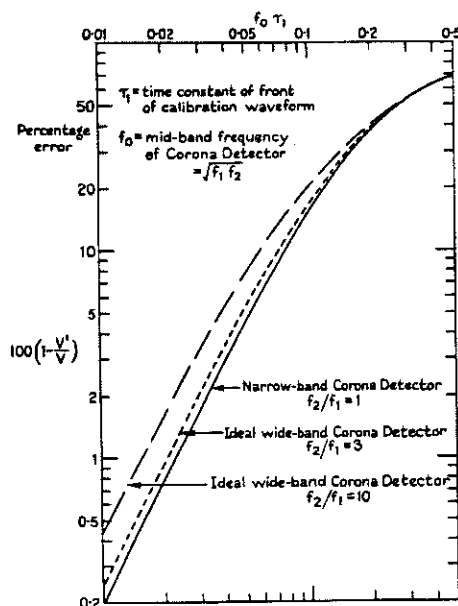


figure I-7 : erreur associée au temps de montée de l'impulsion d'étalonnage [MOL70]

¹ Les fréquences de coupure inférieure et supérieure f_1 et f_2 sont les fréquences pour lesquelles la réponse à une tension d'entrée sinusoïdale constante a diminué d'une quantité donnée. Cette variation est habituellement 3 dB par rapport à la valeur constante pour les circuits à bande large [IEC81].

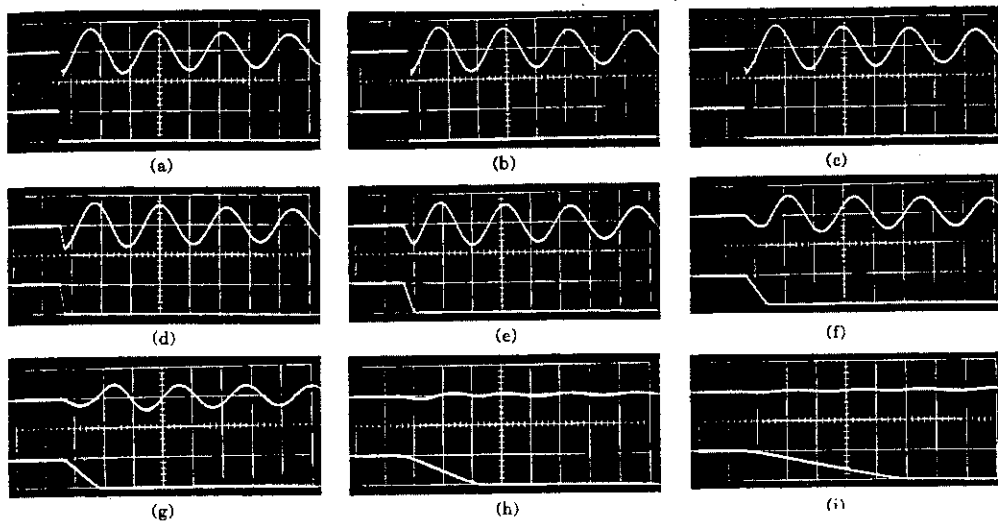


figure I-8 : réponse d'un circuit RLC (courbe supérieure) en fonction du temps de descente τ_l d'une impulsion de polarité négative (courbe inférieure)

Base de temps : $5,0 \mu\text{s}/\text{div}$ - Echelles verticales respectives pour les courbes supérieure et inférieure : $0,2 \text{ V}/\text{div}$ et $10,0 \text{ V}/\text{div}$

(a) $\tau_l = 0,05 \mu\text{s}$ (b) $\tau_l = 0,08 \mu\text{s}$ (c) $\tau_l = 0,3 \mu\text{s}$ (d) $\tau_l = 0,6 \mu\text{s}$ (e) $\tau_l = 1,4 \mu\text{s}$

(f) $\tau_l = 3,0 \mu\text{s}$ (g) $\tau_l = 5,0 \mu\text{s}$ (h) $\tau_l = 10,0 \mu\text{s}$ (i) $\tau_l = 20,0 \mu\text{s}$

Dans le but d'intégrer correctement les courants de décharges partielles, Bartnikas [BAR72] [BAR87] a montré qu'il est nécessaire d'utiliser des circuits RLC dont la période propre d'oscillation $1/f_0$ soit au moins supérieure à 25 fois la durée de ces courants. Pour prendre en compte cette recommandation, les institutions internationales de normalisation [IEC98] conseillent d'étalonner les chaînes de mesure en injectant des ondes de tension dont le temps de montée est inférieur à 60 ns. Cela correspond à utiliser une impulsion de courant d'étalonnage de brève durée. Mais comme le rapporte Okubo en 1995 [OKU95], il est impensable d'utiliser les mêmes impulsions d'étalonnage pour mesurer des décharges dont les spectres d'amplitudes diffèrent. Tout comme Zaengl en 1993 [ZAE93], Okubo affirme qu'il est nécessaire de développer de nouvelles procédures d'étalonnage pour éviter les erreurs fréquemment commises lors de la mesure de décharges partielles.

En conclusion, si on ne prend pas garde de choisir un système de mesure dont la bande passante est adaptée au spectre fréquentiel du courant mesuré, la probabilité est grande de commettre des erreurs de diagnostic de l'isolation d'un appareil électrique [OKU95].

Dans ce travail de thèse, nous chercherons à illustrer de manière concrète les erreurs de mesure de charge apparente liées à l'intégration des courants de décharge partielles par les circuits RLC. Pour cela, nous vérifierons, dans un premier temps, les recommandations fournies précédemment en étudiant la réponse des circuits RLC soumis à des courants de forme simplifiée et de durée variable. Par la suite, nous soumettrons les circuits intégrateurs à de vrais signaux de décharges partielles. La gamme caractéristique de la durée des impulsions de courant de DP s'étendra de la nanoseconde (arc dans l'huile) à la dizaine de microsecondes

(décharges rampantes dans l'huile). Les circuits étudiés, dont la fréquence de résonance varie entre 100 kHz et 400 kHz, sont ceux préconisés par la norme IEC [IEC98]. Dans un souci de minimiser les erreurs d'intégration de charge, nous espérons, par cette étude expérimentale, mettre en relief les précautions dont il faut se munir lorsque des mesures de DP sont effectuées aux bornes d'un transformateur de puissance. Les recommandations porteront essentiellement sur le choix du circuit RLC en fonction des caractéristiques temporelles des DP que l'expérimentateur désire mesurer.

I.3 REPOSE D'UN ENROULEMENT DE TRANSFORMATEUR SOUMIS A UNE IMPULSION DE COURANT DE DECHARGE PARTIELLE

I.3.1 Décomposition des phénomènes transitoires

Suite à une excitation interne, par l'injection locale d'un courant de DP dans un enroulement, il apparaît une tension au sein de cet enroulement, qui peut être décomposée en trois parties : la répartition initiale de la tension, la période d'oscillations libres et éventuellement une distribution finale des potentiels [BLU19] [JOH50].

Pour expliquer cette décomposition, nous allons étudier le cas d'un enroulement colonne simple couche de longueur l (figure I-9), dont le modèle mathématique homogène simplifié est un réseau maillé constitué d'inductances L , de capacités parallèles C (entre le noyau et les spires) et de capacités séries K (entre les spires adjacentes) (figure I-10) [KAR87]. Des auteurs, tels que Bewley [BEW51] ou Heller et Veverka [HEL63], ont proposé des schémas équivalents plus complets qui prennent notamment en compte les inductances mutuelles, les pertes et les interactions électromagnétiques entre les spires non adjacentes. L'introduction de ces paramètres présente l'avantage d'affiner numériquement les résultats mais ne modifie pas la théorie de répartition des tensions.

La figure I-11 représente une section du modèle composée de deux éléments de longueur dx ; les constantes linéiques du circuit sont l'inductance propre L (Hm^{-1}) de l'élément, sa capacité parallèle C (Fm^{-1}) et sa capacité série K (Fm) ; u correspond au potentiel par rapport à la masse de l'élément. Les phénomènes transitoires, à l'intérieur de la bobine, peuvent être décrits par une équation différentielle du quatrième ordre [HEL63] :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - LC \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + LK \frac{\partial^4 u}{\partial x^2 \partial t^2} = 0 \quad (\text{I-9})$$

Sa solution, qui contient des ondes stationnaires et des ondes progressives [RUD40], est de la forme :

$$u = U e^{j\omega t} e^{j\gamma x} \quad (\text{I-10})$$

avec ω et γ représentant respectivement la pulsation et la constante de propagation de l'onde ; la période est alors $2\pi/\omega$ et la longueur d'onde $2\pi/\gamma$.

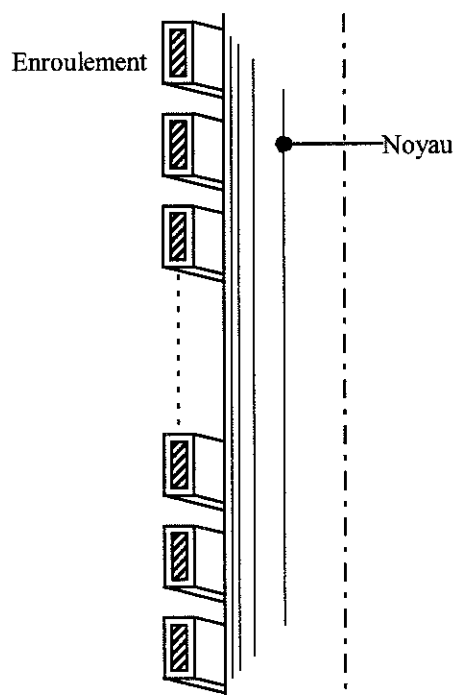


figure I-9 : schéma d'un enroulement colonne simple couche

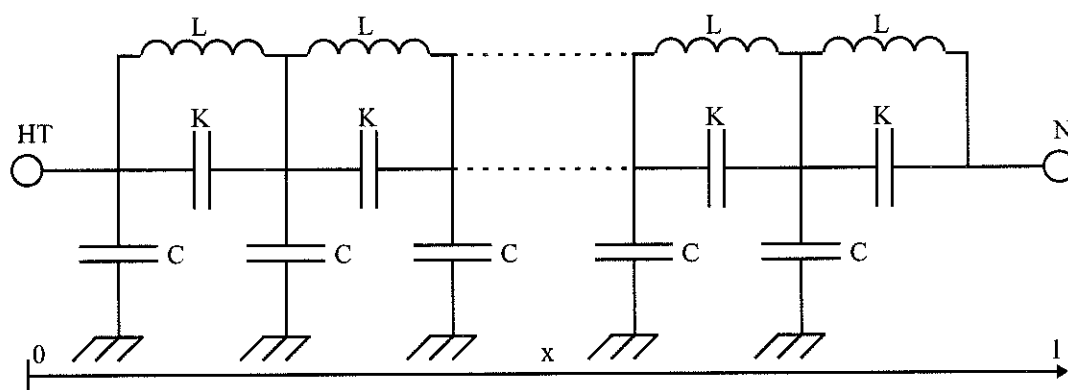


figure I-10 : schéma électrique équivalent d'un enroulement colonne simple couche

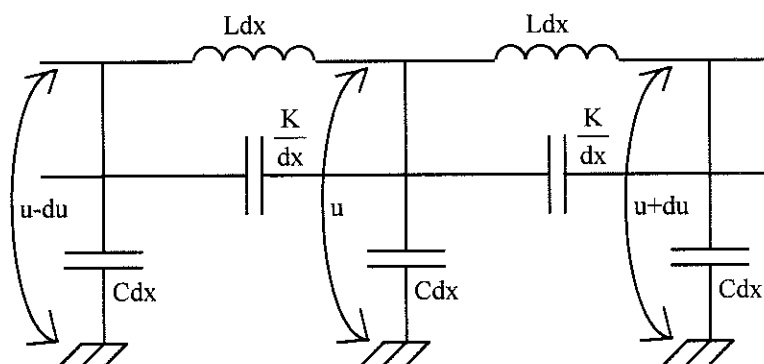


figure I-11 : une section du modèle de la figure I-10

I.3.1.1 Période d'oscillations libres

En remplaçant dans l'équation (I-9) u par l'expression (I-10), nous aboutissons à la relation suivante entre ω et γ :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \left(K + \frac{C}{\gamma^2} \right)}} \quad (\text{I-11})$$

A chaque valeur de longueur d'onde $2\pi/\gamma$ correspond une valeur déterminée de la pulsation ω donnée par la relation précédente. Quand γ croît, ω tend vers

$$\omega_{\max} = \frac{1}{\sqrt{LK}} \quad (\text{I-12})$$

Cette pulsation limite est la pulsation la plus élevée pour laquelle on peut obtenir des oscillations libres de la bobine. Elle correspond à la fréquence propre d'un enroulement caractérisé par une inductance L et une capacité K.

Selon la théorie des ondes progressives, les ondes de pulsation ω se propagent au sein du bobinage avec une vitesse [KAR87] :

$$v = \frac{\omega}{\gamma} = \frac{1}{\sqrt{LC \left(1 + \frac{k\gamma^2}{C} \right)}} \quad (\text{I-13})$$

Ceci montre que, la vitesse de propagation de l'onde progressive dans le bobinage est fonction de la longueur d'onde ; par conséquent la vitesse de propagation est d'autant plus faible que la longueur d'onde est plus courte, c'est à dire que la fréquence est élevée. Les ondes caractérisées par ω supérieure à $\omega_{\max}$ ne se propagent pas dans l'enroulement. La répartition des signaux de fréquences supérieures à $\omega_{\max}$ est donnée par la distribution initiale des tensions.

I.3.1.2 Répartition initiale des tensions

Pour les fréquences élevées ($\omega \rightarrow \infty$), c'est à dire correspondant à l'instant initial de la décharge partielle, les capacités déterminent seules la répartition du potentiel puisque l'inductance propre de l'élément empêche le courant de se propager instantanément. L'équation différentielle exprimant la répartition initiale de la tension u est obtenue en tenant compte exclusivement des capacités dans la figure I-11 ou bien en posant $L \rightarrow \infty$ dans l'équation (I-9)

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{C}{K} u \quad (\text{I-14})$$

Si l'enroulement de la figure I-10, dont l'extrémité N est reliée à la terre, est soumis à une impulsion de tension sur la borne HT, la solution de l'équation (I-14) qui vérifie les conditions initiales est :

$$u(x) = \frac{\sinh\left(\alpha\left(1 - \frac{x}{l}\right)\right)}{\sinh(\alpha)} \quad (I-15)$$

avec $\alpha : \sqrt{\frac{C}{K}} \cdot l$: coefficient de répartition capacitive,

l : longueur totale de l'enroulement,

x : distance normalisée entre la borne HT et un point donné de l'enroulement.

Les courbes de répartition initiale des tensions, décrites par la relation I-15 pour différentes valeurs de α , sont représentées sur la figure I-12 [HEL63]. L'observation de ce graphique nous montre que plus le coefficient α est grand, c'est à dire plus la capacité série de l'enroulement est petite par rapport à la capacité parallèle, moins la répartition initiale des tensions le long de l'enroulement est uniforme. En augmentant les capacités séries, c'est à dire en réduisant le coefficient α , par exemple dans le cas des bobinages à spires entrelacées [PED63], la distribution des tensions se rapproche du cas théorique donné par $\alpha = 0$.

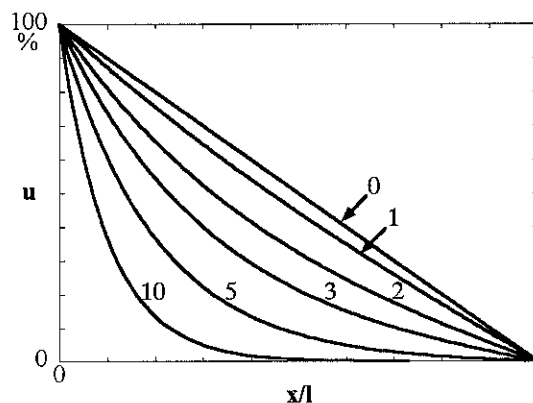


figure I-12 : répartition de la tension initiale d'une bobine à une couche, mise à la terre à une extrémité, pour différentes valeurs α dans un choc

I.3.2 Décomposition d'un signal électrique de décharge partielle

Le signal électrique engendré par une décharge partielle et mesuré à l'extrémité d'un enroulement (figure I-13 (a)) peut être caractérisé par sa polarité et décomposé en trois composantes [AUS73²] [THO73] :

- ♦ une composante capacitive (figure I-13 (b)) qui correspond à la transmission de la décharge partielle le long du réseau maillé capacitif de l'enroulement ;
- ♦ une composante progressive retardée (figure I-13 (c)) ayant pour origine la propagation des ondes électromagnétiques selon le chemin galvanique ;
- ♦ une composante oscillante (figure I-13 (d)) déterminée par les fréquences de résonance du circuit L , K et C de l'enroulement excité par le défaut.

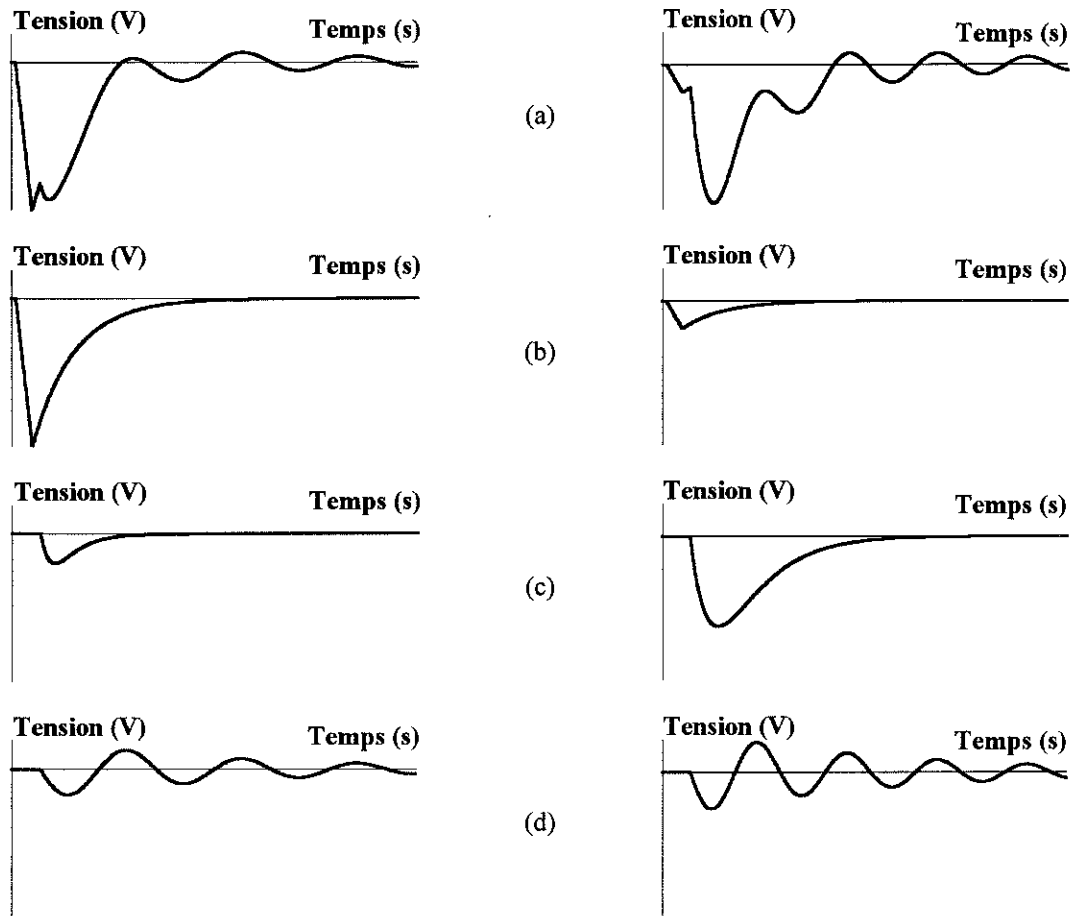


figure I-13 : formes d'ondes mesurées aux bornes d'enroulements de coefficients α différents :
graphes des colonnes de gauche et droite : respectivement α faible et α élevé
(a) signal complet ; (b) composante capacitive
(c) composante progressive ; (d) composante oscillante

Ces composantes sont fortement dépendantes de la configuration de l'enroulement (taille, type, ...), de la position du défaut par rapport au lieu de mesure et de la forme du courant de décharge partielle. A titre d'indication pour un transformateur de puissance, les gammes de fréquences caractéristiques des composantes capacitive, progressive et oscillante sont respectivement les suivantes [FUH93] : 0,1 à 10 MHz, 0 à 0,01 MHz et 0,01 à 0,1 MHz.

A partir de cette décomposition théorique d'un signal électrique de décharge partielle, différentes méthodes électriques possibles de localisation des sources de DP, qui seront décrites par la suite en détail, ont été proposées [AUS73¹] [AUS73²] [BAR90] [BER68] [FUH93] [JAM70] [KAW69] [McM83] [SU89]. On trouve des techniques basées sur la mesure des composantes décrites précédemment, c'est à dire :

- ◆ les méthodes de la polarité ;
- ◆ la méthode du rapport capacitif ;
- ◆ la méthode de l'onde progressive ;
- ◆ les méthodes des ondes oscillantes.

Il a été également proposé des techniques de localisation basées sur l'analyse de la forme globale du signal :

- ♦ la méthode de comparaison des profils ;
- ♦ la méthode de reconnaissance des formes d'ondes.

Certains auteurs se sont plutôt attachés à étudier les variations des caractéristiques des DP, telles que les tensions d'apparition et d'extinction, en fonction de la position du défaut.

Enfin, des outils de localisation basés sur la mesure des tensions de perturbations radioélectriques (Radio Influence Voltage) à l'aide de voltmètres sélectifs en fréquence [HAR70¹] [HAR70²] ont aussi été suggérés. A l'origine, ces appareils ont été conçus pour mesurer les interférences ou les perturbations sur les signaux de transmission radio. Ils ont ensuite été utilisés pour la détection électrique des DP [HYL62] [IEC98] [NEM87]. Nous ne décrirons pas ces dernières techniques de localisation puisque la fiabilité de la mesure des perturbations radioélectriques a souvent été critiquée [CIG71], [HYL62], [VAI82] et [VAI85]. En effet, les résultats qui découlent de ce type de détection n'ont pas de corrélation significative avec les amplitudes réelles des charges de DP.

I.4 DESCRIPTION DES METHODES ELECTRIQUES DE LOCALISATION DES SOURCES DE DECHARGES PARTIELLES

I.4.1 Méthodes de localisation basées sur la décomposition du signal de DP

I.4.1.1 Méthodes de la polarité

Si le nombre de bornes accessibles à la mesure est suffisant, Thoeng [THO73] a montré qu'il est possible de localiser approximativement une source de décharges partielles par la comparaison de la polarité des signaux émis par le défaut.

I.4.1.1.1 Comparaison de la polarité des signaux de DP mesurés aux extrémités du transformateur

Le principe peut être expliqué par les exemples de la figure I-14. La source de DP est représentée par un générateur d'impulsions. Les flèches et les oscillographes symbolisent respectivement le sens d'écoulement du courant et les tensions mesurées aux bornes des impédances de mesure Z_m . Lorsque la DP est située entre les enroulements HT et BT (figure I-14 (a)), les impulsions de tension mesurées aux bornes d'un même bobinage ont la même polarité. Celle-ci est différente de la polarité des signaux de tension relevés sur l'autre enroulement. Dans le cas où le défaut est localisé au sein d'un enroulement (figure I-14 (b)), les signaux de tension mesurés aux extrémités d'un même enroulement sont de signe opposé. En revanche, les signaux relevés sur les bornes Neutre ou sur les bornes d'alimentation des enroulements ont la même polarité. Enfin, pour la figure I-14 (c) où la DP prend place entre l'enroulement HT et la masse, tous les signaux de tension ont la même polarité.

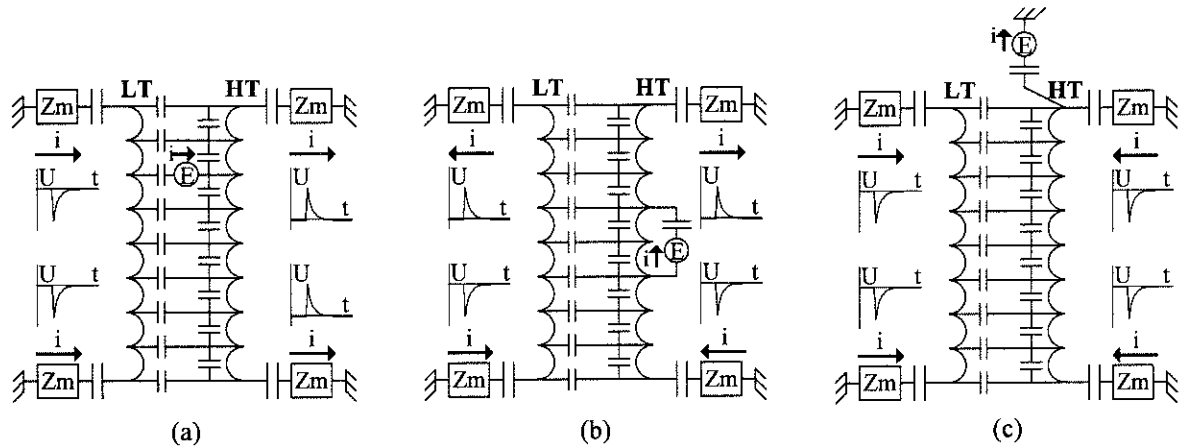


figure I-14 : relations de polarité en fonction de la position de la DP située :

- (a) entre les enroulements HT et BT
- (b) au sein d'un enroulement
- (c) entre un enroulement et la masse

I.4.1.1.2 Comparaison de la polarité des signaux de DP avec celle de la tension d'essai

La figure I-15 schématise une DP localisée entre deux électrodes A et B qui sont en parallèle avec C et D. La figure I-16 représente la polarité des signaux détectés par les impédances de mesure et celle de la tension alternative sinusoïdale. Si la source de DP est en série avec l'impédance de mesure, la polarité des tensions mesurées est identique à celle de la tension d'essai sur une demi période. Dans le cas contraire, les polarités sont opposées.

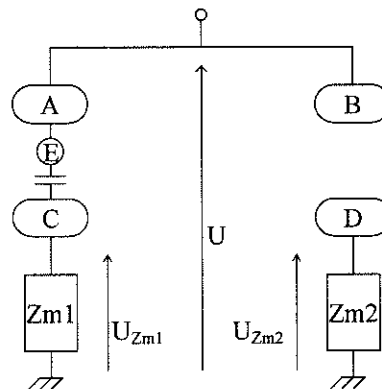


figure I-15 : DP localisée dans une configuration d'électrodes en parallèle

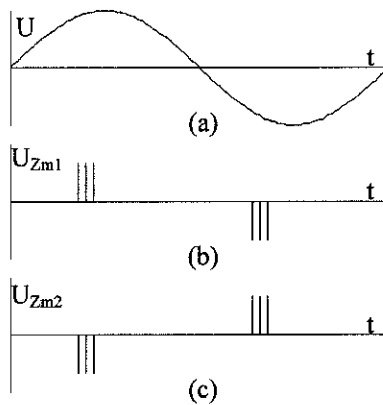


figure I-16 : relation de polarité entre les impulsions détectées aux bornes des impédances de mesure et la tension alternative d'essai
 (a) tension alternative appliquée aux bornes des électrodes A et B
 (b) impulsions détectées aux bornes de l'impédance Z_{m1}
 (c) impulsions détectées aux bornes de l'impédance Z_{m2}

Finalement, les méthodes liées à la comparaison de la polarité des signaux présentent certains inconvénients. Elles nécessitent de réaliser une mesure multi-bornes et d'utiliser une instrumentation en large bande afin de réduire la perte d'informations sur la forme d'onde des signaux détectés. Ce type de mesures sera donc largement soumis aux perturbations environnantes (bruit, parasites, ...) [SU97].

I.4.1.2 Méthode du rapport capacitif

Comme nous l'avons précédemment décrit dans le paragraphe I.3.1.2, les signaux électriques générés par une décharge partielle se propagent par couplage capacitif dans l'enroulement. Si des capacités sont connectées aux extrémités du bobinage, des impulsions de tension peuvent être instantanément mesurées à leurs bornes [KAW69]. Le rapport des amplitudes de ces tensions est indépendant de l'amplitude de la DP mais est fonction de la position du défaut [AUS73²] [HAR68] [JAM77¹] [JAM89]. Le logarithme de ce rapport peut être approximé par une droite. Les extrémités de la droite sont déterminées par étalonnage. Ainsi, à partir de la mesure du rapport des tensions transmises capacitivement suite à une décharge partielle, le lieu du défaut peut être déduit par interpolation linéaire.

La précision de cette méthode est principalement affectée par la validité du modèle capacitif pour un enroulement donné et par la structure complète de l'enroulement qui est en général, constitué de plusieurs bobinages de coefficients α différents.

I.4.1.2.1 Validité du modèle capacitif d'un enroulement de transformateur

En pratique, pour un enroulement donné, la répartition des tensions ne correspond pas toujours à la répartition capacitive. En effet, cette répartition initiale est étroitement liée à la

forme d'onde de la tension impulsionnelle injectée² $t_m \times t_q$ [BUR87] [SU89] (figure I-17). Il existe une gamme spécifique de fréquences pour laquelle les signaux sont transmis par couplage capacitif aux extrémités. La première étape de la méthode proposée est donc de déterminer cette bande fréquentielle du bobinage.

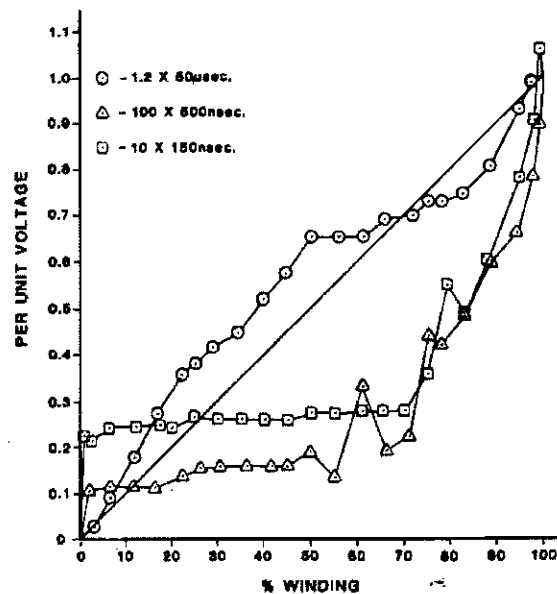


figure I-17 : répartition de tensions impulsionnelles le long d'un enroulement de transformateur 50 kV [BUR87]

Cette recherche s'effectue par l'analyse de la fonction de transfert de l'enroulement qui, dans le cas du comportement capacitif, est constante [JAM70]. En effet, dans cette gamme de fréquences, l'enroulement peut être modélisé de manière simplifiée par un réseau capacitif et ne présente donc pas d'éléments inductifs qui pourraient engendrer des résonances dans la fonction de transfert. Celle-ci peut être déterminée soit par mesure, soit par calcul si les dimensions et les caractéristiques de l'enroulement sont connues. La mesure s'effectue de deux manières différentes [JAM89] :

- ♦ La méthode de la tension sinusoïdale consiste à injecter sur une des extrémités de l'enroulement une tension sinusoïdale de fréquence variable et à mesurer sur l'autre borne la tension obtenue. Pour chaque fréquence, il est alors possible de calculer la fonction de transfert.
- ♦ La seconde méthode, dite méthode impulsionnelle, revient à appliquer sur une des bornes du bobinage un signal impulsionnel ayant le spectre le plus large possible et de mesurer sur l'autre extrémité la réponse obtenue. Les signaux temporels sont ensuite analysés dans le domaine fréquentiel par le calcul de la transformée de Fourier. La fonction de transfert est alors estimée pour chaque fréquence.

² Une tension impulsionnelle $t_m \times t_q$ est une tension caractérisée par un temps de montée t_m et par un temps de descente t_q (ou durée jusqu'à la mi-amplitude)

Pour représenter un enroulement par un réseau capacitif, deux conditions doivent être satisfaites [SU92]. Dans le domaine fréquentiel, l'amplitude et la phase de la fonction de transfert doivent être constantes, c'est à dire que les variations doivent être respectivement inférieures à 5% et 10°. Dans l'espace temporel, la forme d'onde des signaux mesurés à une extrémité de l'enroulement doit être sensiblement identique à celle des signaux injectés sur l'autre borne.

Si une telle bande de fréquences existe, il est alors possible de passer à la seconde étape, qui est celle de l'extraction des composantes du signal total transférées par couplage capacitif. Elle est effectuée par filtrage numérique. Dans le cas où les signaux mesurés sont des mesures temporelles de potentiel aux deux extrémités HT et Neutre de l'enroulement, les spectres de fréquences de $V_{HT}(t)$ et $V_N(t)$ sont tout d'abord calculés par FFT (Fast Fourier Transform) et sont respectivement égaux à :

$$V_{HT}(\omega) = \int_0^{+\infty} V_{HT}(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (I-16)$$

$$V_N(\omega) = \int_0^{+\infty} V_N(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (I-17)$$

$V_{HT}(\omega)$ et $V_N(\omega)$ sont ensuite exprimées dans le domaine temporel en appliquant une fenêtre de pondération $W(\omega)$ [HAR78] telle que :

$$V_{HT}^{filtrée}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} V_{HT}(\omega) W(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (I-18)$$

$$V_N^{filtrée}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} V_N(\omega) W(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (I-19)$$

$$\text{avec} \quad \begin{aligned} W(\omega) &= 1 \text{ pour } \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2 \\ W(\omega) &= 0 \text{ sinon} \end{aligned} \quad (I-20)$$

où ω_1 et ω_2 correspondent aux pulsations limites du domaine capacitif.

I.4.1.2.2 Interpolation linéaire du rapport des tensions transmises par couplage capacitif aux extrémités

Si nous considérons un enroulement de longueur l et une décharge partielle située à une distance normalisée x depuis la borne Neutre, Su [SU89] a défini une méthode d'interpolation, basée sur le rapport logarithmique de combinaisons linéaires des composantes capacitives des tensions obtenues aux extrémités :

$$\ln \left(\frac{U_{HT} + d_1 U_N}{U_{HT} + d_2 U_N} \right) = a + bx \quad (I-21)$$

où les constantes d_1 et d_2 sont définies par :

$$d_1 = -\frac{U_{HT0}(U_{HT1} - U_{N1} \exp(\alpha l))}{U_{N1}(U_{HT0} - U_{N0} \exp(\alpha l))} \quad (I-22)$$

$$d_2 = -\frac{U_{HT0}(U_{HT1} - U_{N1} \exp(-\alpha l))}{U_{N1}(U_{HT0} - U_{N0} \exp(-\alpha l))} \quad (I-23)$$

avec U_{HT1} et U_{N1} , les tensions mesurées respectivement sur les bornes HT et Neutre suite à un étalonnage effectué sur l'extrémité HT, et U_{HT0} et U_{N0} , les tensions mesurées respectivement sur les bornes HT et Neutre suite à un étalonnage effectué sur l'extrémité Neutre.

a et b peuvent être, quant à eux, exprimés par :

$$a = \ln\left(\frac{U_{HT0} + d_1 U_{N0}}{U_{HT0} + d_2 U_{N0}}\right) \quad (I-24)$$

$$b = \ln\left(\frac{U_{HT1} + d_1 U_{N1}}{U_{HT1} + d_2 U_{N1}}\right) - a l \quad (I-25)$$

En général, la borne Neutre d'un transformateur de puissance est court-circuitée à la masse ($U_N=0$). Il est donc préférable d'utiliser le rapport des courants au lieu de celui des tensions :

$$\ln\left(\frac{D_1 I_N + I_{HT}}{D_2 I_N + I_{HT}}\right) = Ax + B \quad (I-26)$$

où les constantes D_1 , et D_2 sont définies par :

$$D_1 = \frac{I_{HT1} I_{N0} - I_{HT0} I_{HT1} \sinh(\alpha l) - I_{HT0} I_{N1} \cosh(\alpha l) \exp(\alpha l)}{I_{HT1} I_{N0} + I_{N1} I_{N0} \sinh(\alpha l) - I_{HT0} I_{N1} \cosh(\alpha l) \exp(-\alpha l)} \exp(-\alpha l) \quad (I-27)$$

$$D_2 = \frac{I_{HT1} I_{N0} + I_{HT0} I_{HT1} \sinh(\alpha l) - I_{HT0} I_{N1} \cosh(\alpha l) \exp(-\alpha l)}{I_{HT1} I_{N0} - I_{N1} I_{N0} \sinh(\alpha l) - I_{HT0} I_{N1} \cosh(\alpha l) \exp(\alpha l)} \exp(\alpha l) \quad (I-28)$$

avec I_{HT1} et I_{N1} , les courants mesurés respectivement sur les bornes HT et Neutre suite à un étalonnage effectué sur l'extrémité HT, et I_{HT0} et I_{N0} , les courants mesurés respectivement sur les bornes HT et Neutre suite à un étalonnage effectué sur l'extrémité Neutre.

Si le Neutre est relié à la masse ($I_{HT0}=0$) les expressions de D_1 et D_2 se simplifient de la manière suivante :

$$D_1 = \frac{I_{HT1} \exp(-\alpha l)}{I_{HT1} + I_{N1} \sinh(\alpha l)} \quad (I-29)$$

$$D_2 = \frac{I_{HT1} \exp(\alpha l)}{I_{HT1} - I_{N1} \sinh(\alpha l)} \quad (I-30)$$

Selon Su [SU89], la méthode du rapport capacitif fournit une bonne précision de localisation (2% d'erreur pour des décharges d'amplitude égale à 20 pC) dans le cas des enroulements caractérisés par un coefficient α faible. Cette caractéristique correspond électriquement à un bobinage dont la configuration géométrique accroît la capacité série de l'enroulement et diminue la capacité par rapport à la masse. Cette spécificité est obtenue dans le cas des bobinage en galettes à spires entrelacées. Cependant, les enroulements haute tension des

transformateurs sont généralement constitués de plusieurs sections de bobinages à coefficients α multiples. Dès lors, la précision de la méthode décrite dans ce paragraphe est fortement réduite car il est extrêmement difficile d'extraire une gamme de fréquences capacitives.

I.4.1.3 Méthode de l'onde progressive

La présence d'une décharge partielle, au sein d'un enroulement, donne naissance à une onde électromagnétique (onde progressive) qui se déplace le long du conducteur avec une vitesse finie. Plus la longueur du conducteur est grande entre le point de mesure et la source de la décharge, plus l'instant d'apparition de la tension est retardé. Ce retard varie proportionnellement avec la distance entre la source de la DP et le lieu de mesure [THO68]. Si les impédances de mesure sont correctement choisies, il est alors possible de mesurer le temps de propagation des signaux jusqu'aux bornes. Les premiers travaux, utilisant la méthode de l'onde progressive pour localiser les sources de DP dans les transformateurs, ont été décrits par Bruce, Hicking et Hawley [BRU66] [HIC64]. Les signaux issus d'une DP et mesurés aux deux extrémités du bobinage sont amplifiés et transmis à travers des lignes de retard jusqu'à un détecteur de coïncidence d'impulsions. Ce dernier délivre un signal d'amplitude maximale si, en ajustant les caractéristiques des lignes de retard, les impulsions coïncident temporellement. Durant une vingtaine d'années, très peu d'études ont porté sur l'application de la méthode de l'onde progressive. En effet, sa mise en œuvre se heurte à de nombreuses difficultés qui sont :

- ◆ la transmission de la composante progressive dépend des caractéristiques géométriques du bobinage ;
- ◆ la mesure du temps de retard est rendue difficile par la déformation des signaux en raison des phénomènes de réflexion et d'atténuation.

Pour tenter de remédier à ces difficultés, Su [SU89] a mis en œuvre une nouvelle démarche expérimentale. L'idée de départ est que la transmission de l'onde progressive n'est valable que pour une gamme donnée de fréquences. Comme pour la méthode capacitive, la composante de l'onde progressive est extraite du signal temporel à l'aide de filtres numériques. Ensuite, le temps de retard est déterminé à partir des signaux filtrés. Cependant, cette démarche se heurte, elle aussi, à certaines difficultés, notamment celle de la détermination de la gamme de fréquences dans laquelle est transmise sans déformation la composante progressive.

I.4.1.4 Méthodes des oscillations basses fréquences

Le schéma de principe [VEV65] [VEV66] [VEV67] est représenté sur la figure I-18. Lors d'une décharge, un signal transitoire apparaît sur l'écran de l'oscilloscope. Il est composé d'oscillations rapides déterminées par les résonances entre les éléments de l'enroulement et les capacités connectées. Elles sont alors suivies d'oscillations lentes des circuits N_1C_1 et N_2C_2 . Si la condition $N_1/N_2 = C_2/C_1$ est remplie, aucune oscillation lente n'apparaît sur l'oscilloscope. Il

est donc théoriquement possible d'utiliser l'équilibrage du pont pour la localisation de la décharge. Cependant, cette condition d'équilibrage du pont est très difficile à vérifier en présence de discontinuités et de bobinages adjacents.

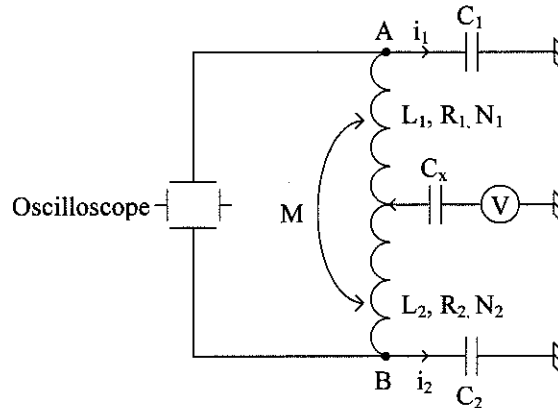


figure I-18 : schéma de principe de la méthode des oscillations basses fréquences

En 1962, Kreisinger [KRE62] a émis l'hypothèse que le taux d'amortissement des ondes oscillantes basses fréquences générées par une DP est proportionnel à la position relative du défaut. Depuis cette époque, cette technique de localisation n'a jamais été mise en oeuvre puisqu'elle ne s'applique qu'à des situations extrêmement simplifiées [JAM70].

I.4.2 Méthodes de localisation basées sur la forme globale du signal de DP

I.4.2.1 Méthode de comparaison des profils

Cette méthode, dont le principe est décrit dans [CIG76], est aussi appelée mesure multi-terminales, puisque N impédances de mesure de charge sont connectées en différents points du transformateur. A partir des N lectures d'appareils de mesure au cours de l'essai sous tension, il est possible de former C_N^2 rapports de lecture (C_N^2 étant le nombre de combinaisons de N lectures prises 2 à 2). Ces rapports sont comparés à ceux obtenus par étalonnage en simulant des décharges partielles entre 2 bornes accessibles, par exemple entre la HT et la cuve, entre la HT et le Neutre, etc. Pour chacune de ces simulations, on obtient N lectures d'appareils sur les impédances de mesure, ce qui permet de former à nouveau C_N^2 rapports de lecture. Si la série de rapports obtenus pendant l'essai sous tension est égale à la série de rapports issus de l'étalonnage dans une paire de bornes particulières (ou si elle est proche), on en tire la conclusion que les décharges partielles, apparues lors de l'essai sous tension, proviennent d'une partie du transformateur associée à cette paire de bornes particulières.

Cette méthode, appliquée depuis de nombreuses années [GAI74] [IEC80] [JAM77²] [McM83] [RAB74] [RAJ73] [SU89], est simple d'utilisation et n'exige aucun équipement spécial de mesure. Cependant, elle ne permet qu'une localisation grossière du défaut même si

un étalonnage rigoureux et fastidieux est effectué. Pour obtenir une meilleure précision, il faudrait pouvoir réaliser un étalonnage le long de l'enroulement. En pratique, cela est délicat car cette nécessité se heurte à des problèmes de faisabilité [McM83] et à un coût financier important. Cet étalonnage pourrait être simulé numériquement. Cependant, la précision de la méthode de comparaison des profils ne justifie pas l'utilisation de méthodes complexes de calculs numériques du comportement fréquentiel de bobinages et, par conséquent, le temps requis pour cette solution [KAL80].

I.4.2.2 Méthode de reconnaissance des formes d'onde

Dans la majorité des cas, les enroulements de transformateurs n'ont pas une géométrie uniforme, ce qui accentue les phénomènes de résonance et d'atténuation. Austin [AUS73²] a été le premier à exploiter le caractère non homogène des bobinages pour localiser un défaut. Pour cela, il a émis l'hypothèse que les formes d'ondes des signaux générés par une source de DP varient de manière significative en fonction de sa position. Dès lors, en comparant les formes d'ondes mesurées aux extrémités du bobinage durant les essais sous tension avec celles relevées lors d'une procédure d'étalonnage, il serait possible de déterminer non seulement le lieu mais aussi la nature du défaut.

La comparaison s'effectue à l'aide de la technique d'auto-corrélation [AUS78], dont l'intérêt est d'introduire des paramètres indépendants de l'amplitude des mesures. En effet, les signaux issus des étapes d'étalonnage et d'essais sous tension sont en général caractérisés par des amplitudes largement différentes.

Cependant, comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, l'étape d'étalonnage rend la méthode difficilement applicable.

I.4.3 Méthodes de localisation basées sur les caractéristiques des DP

Ces techniques sont employées depuis de nombreuses années pour localiser les sources de DP dans les transformateurs triphasés. Elles consistent à mesurer de manière précise les tensions d'allumage³ et d'extinction⁴ des DP pour différents couplages des enroulements du transformateur.

Ces méthodes reposent sur l'hypothèse que les tensions d'allumage et d'extinction au point initialement inconnu d'apparition des décharges partielles restent constantes au cours des demi-périodes successives de la tension appliquée.

³ Lorsque la tension appliquée à l'objet en essai est augmentée graduellement à partir d'une tension où on n'observe aucune décharge, la tension d'apparition est la tension à partir de laquelle on commence à observer une récurrence des décharges. En pratique, la CEI [IEC98] préconise de prendre la plus basse tension au delà de laquelle l'intensité d'une grandeur choisie liée aux décharges devient supérieure ou égale à un niveau seuil prédéfini.

⁴ Lorsque la tension appliquée à l'objet en essai est diminuée graduellement à partir d'une tension où on observe une récurrence des décharges, la tension d'extinction est la tension à laquelle ces décharges disparaissent. En pratique, la CEI [IEC98] préconise de prendre la plus basse tension en dessous de laquelle l'intensité d'une grandeur choisie liée aux décharges devient inférieure ou égale à un niveau seuil prédéfini.

I.4.3.1 Passage de l'excitation triphasée à l'excitation monophasée

En 1967, Gänger [GAN67] a été le premier à appliquer cette méthode pour localiser les DP, en passant de l'excitation triphasée à l'excitation monophasée. Les DP situées entre la masse et l'entrée de l'enroulement conduiront dans les couplages a et b de la figure I-19 à la même tension d'allumage. En revanche, lorsque le point de perturbation se trouve en X (milieu de l'enroulement), la tension à laquelle il se trouve est la moitié de la pleine tension du transformateur dans le couplage a :

$$U_x = \frac{U_a}{2} \quad (\text{I-31})$$

Dans le couplage b, la tension au point de perturbation est égale au 2/3 de la tension U_b par rapport à la masse :

$$U_x = \frac{2U_b}{3} \quad (\text{I-32})$$

Ainsi, dans le couplage b, les DP apparaissent déjà à 75% de la tension U_a dans le couplage a :

$$U_b = \frac{3U_a}{4} \quad (\text{I-33})$$

A l'aide de telles différences entre les tensions d'allumage et d'extinction, il est possible de tirer des conclusions en ce qui concerne la position de la perturbation. Si la longueur de l'enroulement est notée L , la distance entre la borne Neutre et le lieu du défaut est dénommée x , les tensions d'allumage dans les couplages a et b sont respectivement U_a et U_b , alors nous obtenons la relation suivante :

$$\frac{x}{L} = \frac{U_b}{3U_a - 2U_b} \quad (\text{I-34})$$

Cependant, cette méthode se heurte à de nombreuses difficultés qui sont les suivantes :

- ♦ l'hypothèse, selon laquelle les tensions d'allumage et d'extinction des DP demeurent constantes au cours de tests répétés, peut être erronée ;
- ♦ il est préférable de relever la tension d'allumage puisque la tension d'extinction varie fortement en fonction de la dégradation de l'isolation.

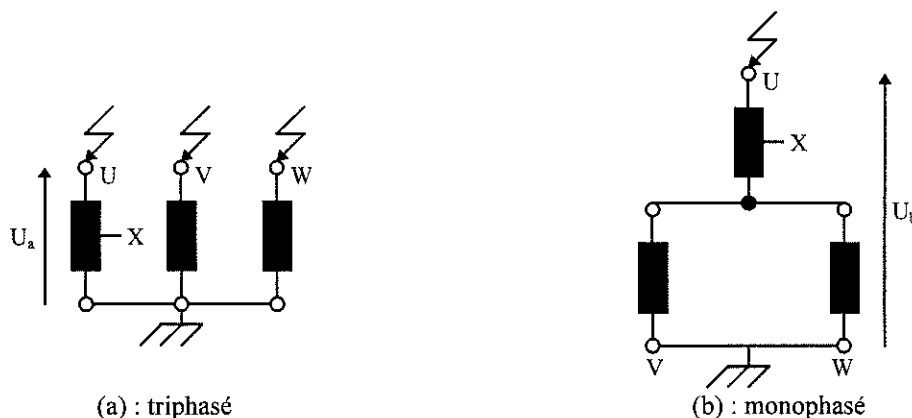


figure I-19 : variantes de couplages dans un transformateur triphasé dont l'enroulements BT n'est pas représenté. X : emplacement du défaut

I.4.3.2 Essais diélectriques sous tension à fréquence industrielle

En 1971, Harrold [HAR71] a proposé de déterminer la position du défaut à partir des circuits typiques d'essais diélectriques sous tension à fréquence industrielle, c'est à dire l'essai à tension induite et celui à tension appliquée [CIG71] [ILI70] (figure I-20).

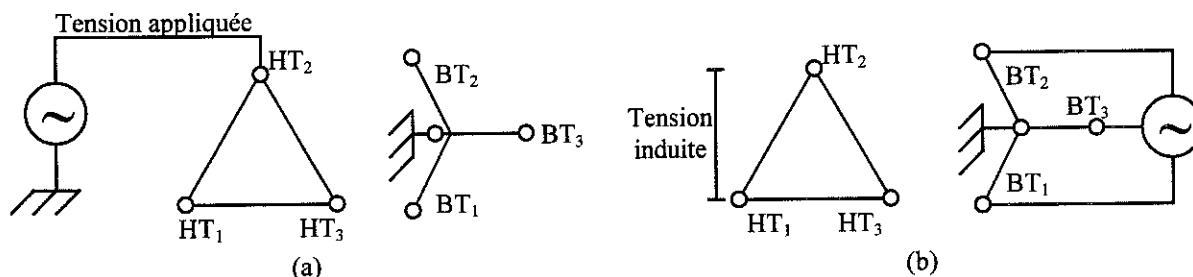
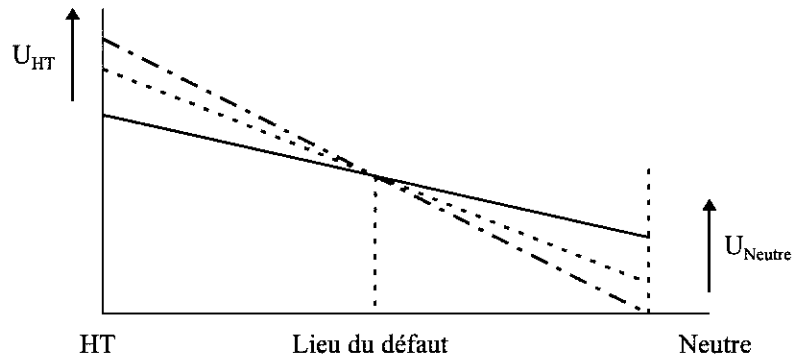


figure I-20 : diagrammes schématiques représentant les essais à tension appliquée (a) et à tension induite (b)

La méthode décrite par Harrold exploite les différences entre les tensions d'allumage ou d'extinction mesurées de manière précise lors des deux types d'essais. Cette technique, dont la précision selon Harrold avoisine 3%, ne requiert aucun équipement spécifique de mesure. En effet, seules les tensions habituellement relevées lors des essais diélectriques sont utilisées. Pour remédier à la limite issue de l'hypothèse de stabilité des DP, Harrold suggère de calculer la moyenne des valeurs des tensions d'allumage ou d'extinction sur au moins cinq essais. Malgré ces précautions, le champ d'application de la méthode est restreint à la mesure de perturbations apparaissant entre un enroulement et la masse. De plus, il est nécessaire d'avoir une bonne sensibilité de mesure aux deux extrémités de l'enroulement.

I.4.3.3 Relèvement de la tension en fin de l'enroulement

Tan [TAN72] a montré que la tension d'amorçage en un point quelconque peut être obtenue non seulement par l'essai à tension induite mais aussi avec une tension induite plus basse et en appliquant une tension auxiliaire au point neutre. Par l'interprétation des courbes de répartition linéaire de la tension, on détermine le lieu du défaut. Celui-ci est donné par le point d'intersection des courbes (figure I-21). Les avantages et inconvénients de cette technique [MYK74] sont identiques à ceux des deux méthodes dernièrement énoncées. Cependant, elle présente une limite supplémentaire qui est que, la répartition linéaire des tensions n'est valable que pour une valeur de fréquence d'essai peu élevée.



*figure I-21 : courbes de répartition avec des tensions induites
et des tensions simultanément appliquées au point neutre*

I.4.4 Synthèse des méthodes électriques de localisation des sources de décharges partielles

Le premier enseignement que nous pouvons tirer de l'étude des méthodes électriques de localisation est qu'il n'existe pas de techniques universelles permettant de situer avec une précision élevée le défaut. En effet, la plupart des méthodes ne s'appliquent que dans un cadre bien défini. Par exemple, la méthode capacitive fournit de bons résultats lorsqu'elle est utilisée sur une configuration géométrique donnée d'enroulement (enroulement à spires entrelacées pour renforcer le couplage capacitif).

C'est pourquoi, en milieu industriel, seules sont appliquées les méthodes simples de mise en œuvre, et qui ne requièrent pas de temps de mesure trop importants [BAR90] : méthode de la polarité, méthodes basées sur la mesure des caractéristiques des DP. Malheureusement lors de l'application de ces techniques, il est souvent impossible d'obtenir un niveau de précision élevé.

Dans le cadre de ce travail de thèse, nous nous proposons d'étudier les techniques de localisation qui offrent une précision relativement importante et permettent de mieux appréhender les modes de propagation des signaux électriques de décharges partielles au sein des enroulements. Ainsi, nous tenterons d'évaluer la faisabilité de la méthode capacitive et celle de l'onde progressive, sur une maquette simplifiée d'enroulement mais aussi aux bornes d'un transformateur de puissance hors service de la centrale thermique de Montereau. Dans ce dernier cas, nous constaterons que ces méthodes ne fournissent pas de résultats encourageants. Par conséquent, le second objectif de ce travail sera de développer une méthode de localisation, dont la mise en œuvre ne se limitera pas à des conditions spécifiques, telles que le type d'enroulement ou encore les impédances de mesure connectées aux extrémités.

I.5 RECONNAISSANCE DES SOURCES DE DECHARGES PARTIELLES

I.5.1 Objectifs

Lors de la détection de décharges partielles aux bornes d'un transformateur de puissance, l'identification de la nature de la source de DP (décharges rampantes sur une interface

solide/liquide, décharges dans des cavités gazeuses,...) constitue un objectif important. En effet, cette reconnaissance est utile pour le constructeur dans le but d'améliorer le processus de fabrication pour réduire le risque d'apparition de DP. Elle est aussi primordiale pour l'exploitant pour estimer la qualité de l'isolation et par conséquent la durée de vie du transformateur.

De nos jours, la méthode habituellement utilisée est celle basée sur l'interprétation des mesures par chromatographie de gaz dissous (hydrogène, méthane) des huiles de transformateur. Selon leurs natures, les sources de décharges partielles engendrent, suite à la dégradation des isolants, des proportions plus ou moins grandes de gaz [IEC99]. A titre d'exemple, des arcs dans l'huile génèrent de fortes concentrations d'éthane. En formant les rapports des concentrations des gaz mesurés, (CH_4/H_2 , $\text{C}_2\text{H}_2/\text{C}_2\text{H}_4$, ...) et en les comparant avec ceux obtenus pour des défauts types, il est alors possible de reconnaître la nature de la source de DP présente dans le transformateur. Cependant, en cas de présence simultanée de plusieurs défauts, l'interprétation des rapports des gaz dissous est beaucoup plus difficile.

I.5.2 Reconnaissance par observation directe

En ce qui concerne les mesures électriques, la reconnaissance des sources de décharges partielles repose essentiellement sur les mesures de charge apparente. Pendant de nombreuses années, la reconnaissance a été réalisée par l'observation directe des diagrammes de DP superposés à une base de temps elliptique qui représente la tension sinusoïdale d'essai [CIG69] (figure I-22). La position des crêtes (symboles "+" et "-") et des zéros de la tension d'essai ainsi que la rotation de la base de temps sont aussi illustrées sur les diagrammes. Leurs observations requièrent une grande expérience de la part de l'opérateur puisque les caractéristiques des DP varient de manière significative en fonction de la durée, de la pression, de la température et de la tension appliquée [GUL95].

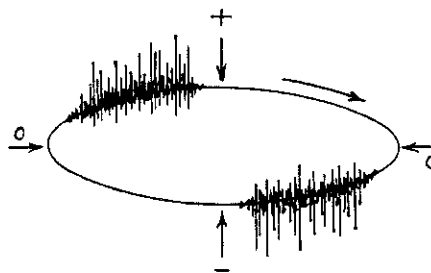


figure I-22 : représentation elliptique de décharges partielles [CIG69]

I.5.3 Discretisation des mesures de charge apparente

Depuis une vingtaine d'années, l'utilisation de systèmes informatiques a permis l'amélioration des outils de représentation des mesures. Ainsi, chaque impulsion de DP est décrite par sa charge apparente q_i , la valeur instantanée de la tension V_i à l'instant t_i et, en alternatif la phase d'apparition ϕ_i de la détection sur l'onde de tension (figure I-23) [KRI95¹].

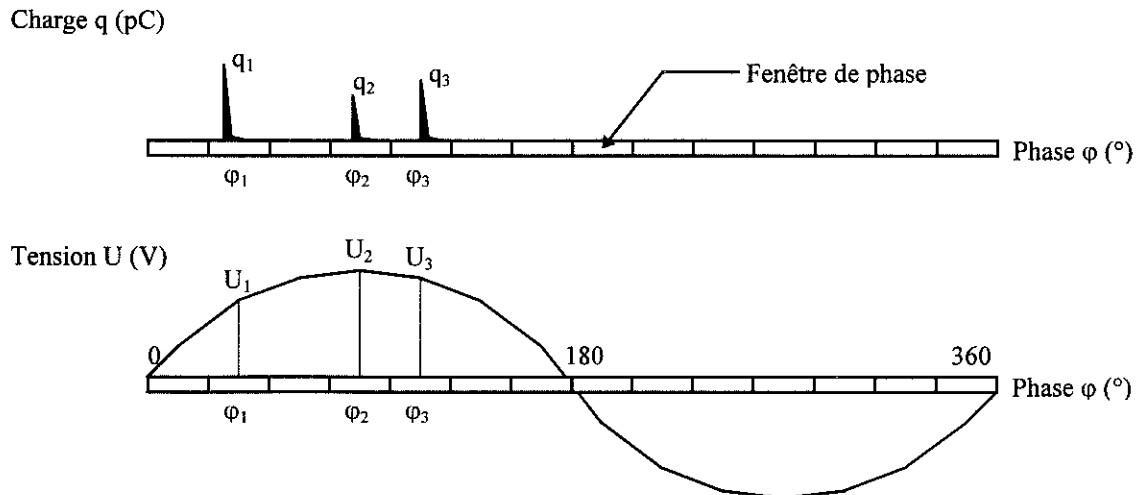


figure I-23: discrétisation dans la phase de la mesure de charge

A partir de la discrétisation des mesures, la procédure de reconnaissance englobe les étapes suivantes [KRI95²] :

- ◆ la détermination de diagrammes de décharges (distribution de nombre de décharges dans la phase $N(\varphi)$, ...)
- ◆ la détermination des caractéristiques spécifiques aux diagrammes ;
- ◆ la comparaison des diagrammes obtenus à ceux relatifs à des défauts connus (nécessité d'une base de données) ;
- ◆ la classification de la source de DP détectée.

La figure I-24 donne quelques exemples de modes de visualisation souvent utilisés.

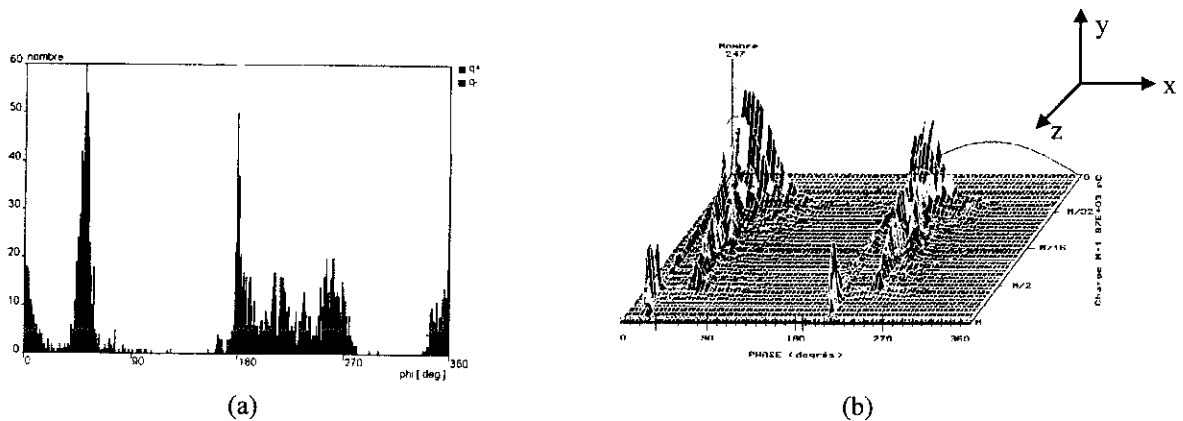


figure I-24 : différentes représentation des distributions de décharges partielles
 a) distribution 2D $N(\varphi)$ [HAM98]
 (b) distribution 3D ($x = \varphi$; $y = \text{nombre}$; $z = \text{charge}$) [ROL96]

I.5.4 Méthodes d'analyse

L'outil informatique a aussi favorisé la multiplication des méthodes numériques dans l'étape de comparaison des distributions. Les premières méthodes proposées étaient celles basées sur le calcul de coefficients statistiques, permettant de décrire la forme des distributions des

décharges. Ces paramètres sont en particulier les moments d'ordre 3 (skewness ou symétrie)⁵ et d'ordre 4 (kurtosis ou aplatissement)⁶ des distributions [GUL91]. De nombreux essais de mise en œuvre de ce type de reconnaissance [GUL93] ont mis en évidence la faible fiabilité de cette technique. Pour remédier à cet inconvénient, certains auteurs [KRI95¹] ont multiplié le nombre de coefficients statistiques pour décrire les distributions. D'autres se sont orientés vers des méthodes plus complexes telles que les réseaux de neurones ou la reconnaissance numérique d'images.

Jusqu'à présent, la plupart des travaux de reconnaissance des sources de DP à partir des mesures de charge n'ont concerné que des défauts artificiels dont les caractéristiques géométriques sont bien définies. Pour certaines applications industrielles spécifiques, telles que les postes blindés au SF₆, cette méthode peut aboutir à des résultats encourageants puisque le nombre de sources de DP de nature différente est faible et que la géométrie du système est simple et bien définie (ligne coaxiale). Dans le cas d'équipements électriques plus complexes, tels que le transformateur de puissance, les méthodes de reconnaissance n'ont pas, à ce jour, fourni de résultats probants. Une des raisons est que la phase essentielle de la reconnaissance est la constitution d'une base de données réellement représentative des défauts. Cette base de données doit prendre en compte l'influence de très nombreux paramètres puisque les distributions de DP varient fortement en fonction des propriétés des matériaux diélectriques, de la tension appliquée, du temps (vieillessement), de la température, de la présence d'eau [CIG99], etc. En outre, aux bornes d'un transformateur, la mesure de la charge est aussi l'image du comportement fréquentiel du bobinage. A cela, il faut aussi ajouter les erreurs d'intégration qui rendent erronées les mesures et, de fait, les distributions. Finalement, nous pouvons aisément comprendre que l'objectif de reconnaissance des sources de décharges partielles, localisées dans les enroulements de transformateur, peut rapidement devenir une tâche ardue.

Dans le cadre de ce travail, nous ne privilégierons pas la reconnaissance des sources de DP par des outils numériques. Nous nous proposons plutôt d'analyser les conditions nécessaires (caractéristiques des circuits RLC, ...) à la réalisation d'une mesure correcte de la charge apparente. En effet, il nous paraît primordial, avant toute analyse numérique, d'être sûr de la validité des mesures. En ce qui concerne l'étape de reconnaissance, nous nous bornerons à relever quelques distributions de charge pour différents types de DP.

⁵ Le moment d'ordre 3 est le paramètre qui caractérise le degré d'asymétrie d'une distribution par rapport à sa moyenne [SPI91].

⁶ Le moment d'ordre 4 est le paramètre qui caractérise l'aplatissement d'une distribution par rapport à une distribution normale [SPI91].

CHAPITRE II

CARACTERISATION ELECTRIQUE DE SOURCES DE DECHARGES PARTIELLES

II.1 INTRODUCTION

Il existe deux types essentiels de décharges partielles dans les transformateurs de puissance : les DP dans les gaz et celles dans les liquides. Les premières peuvent être engendrées par une imprégnation insuffisante des isolants, un dégazage imparfait de l'huile, l'apparition de points chauds, la cavitation de l'huile dans les pompes du circuit de refroidissement, la création de cavités gazeuses suite au phénomène de décharges partielles, etc. Les DP dans les liquides peuvent avoir pour origine la présence de particules, la carbonisation des isolants, des ruptures mécaniques entre pièces métalliques ou entre un isolant et un objet métallique, etc.

Dans les gaz, les processus d'avalanches électroniques et de claquage sont connus depuis plus d'un siècle. Il existe donc dans la littérature de nombreux résultats de caractérisation électrique de ce type de défaut d'isolation [SEG90]. Dans l'huile minérale de transformateur, plusieurs travaux expérimentaux ont permis d'acquérir une bonne connaissance de la forme des impulsions de courant de DP. Cependant, il existe peu d'études effectuées dans le cadre de la mesure des DP, c'est à dire la mesure de charge à l'aide de circuits RLC préconisés par la norme IEC 270 [IEC98].

Le premier objectif de ce chapitre est d'acquérir des données électriques (courant impulsionnel en fonction du temps, spectre en fréquence des courants et charge des DP) de quelques sources de décharges partielles. Pour effectuer cette caractérisation électrique, nous avons choisi des DP représentatives de défauts d'isolation réels et suffisamment stables pour permettre des mesures reproductibles. Les données obtenues seront ensuite utilisées pour simuler le comportement fréquentiel d'un enroulement de transformateur soumis à un défaut d'isolation.

Le second objectif de ce chapitre est de quantifier les erreurs d'intégration des impulsions de courant de DP, dues à l'utilisation de circuits RLC parallèle. Dans ce but, nous avons caractérisé ces circuits avec des signaux de forme simplifiée, puis nous avons mesuré leur réponse avec des signaux réels issus de sources de DP.

Enfin, nous avons effectué quelques mesures de perturbations électromagnétiques émises par certaines sources de décharges partielles. Cette étude constitue une approche préliminaire et expérimentale. Son intérêt réside dans la possibilité d'offrir de nouvelles perspectives de caractérisation électrique des défauts d'isolation.

II.2 TECHNIQUES EXPERIMENTALES

II.2.1 Cellule d'essais

La cellule d'essais (figure II-1) utilisée est composée d'un corps cylindrique en Téflon de diamètre intérieur égal à 130 mm. Elle comporte deux fenêtres en verre permettant de visualiser l'intérieur de la cellule. En fonction de la source de décharges partielles que nous voulons étudier, la cellule contient, à pression atmosphérique et à température ambiante, de l'air ou de l'huile minérale pour transformateur (Votesso 35). L'électrode plane, sur laquelle

est appliquée la haute tension alternative 50 Hz, est un disque en aluminium de diamètre 70 mm dont les bords sont arrondis. La seconde électrode est soudée sur l'âme d'une embase, fixée à l'intérieur d'un tube en laiton relié à la masse. Sur cette embase, est connecté un câble coaxial d'impédance caractéristique égale à $50\ \Omega$, relié aux dispositifs électriques de mesure. La seconde électrode est donc mise à la masse à travers l'impédance de mesure. La géométrie choisie, c'est à dire la pointe et le plan respectivement connectés à la masse et à la haute tension, est inverse de celle que nous trouvons habituellement dans la littérature. Par conséquent, nous adopterons la terminologie suivante :

- ♦ une DP positive est une décharge de polarité positive qui apparaît dans l'alternance positive de la tension d'essai. Elle correspond à un phénomène prédisruptif négatif ;
- ♦ une DP négative est une décharge de polarité négative qui apparaît dans l'alternance négative de la tension d'essai. Elle correspond à un phénomène prédisruptif positif.

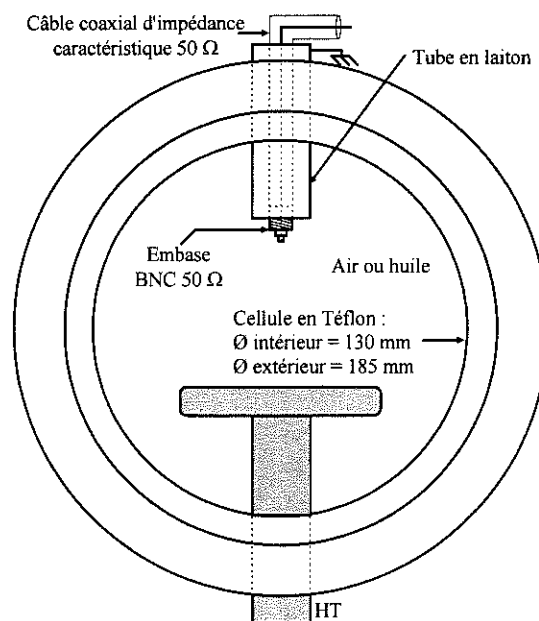


figure II-1 : cellule d'essais

II.2.2 Sources de décharges partielles

Cinq différentes sources de décharges partielles ont été caractérisées.

La première est une configuration d'électrodes pointe-plan dans l'air, produisant une décharge couronne (figure II-2 (a)). Dans ce cas, la distance D entre les électrodes est égale à 20 mm. La pointe est en acier et a un rayon de courbure r_p égal à $800\ \mu\text{m}$.

La seconde, appelée "décharge couronne dans l'huile" (figure II-2 (b)), est obtenue avec une configuration d'électrodes pointe-plan dans l'huile. La pointe, en acier, a un rayon de courbure égal à $10\ \mu\text{m}$. La distance D est de 20 mm. Pour éviter le claquage lorsqu'une décharge parcourt totalement la distance D , le plan HT est recouvert d'un isolant solide dit "plan bloquant". Pour cela, nous avons utilisé un carton pour transformateur imprégné (pressboard) d'épaisseur égale à 2 mm.

La figure II-2 (c) illustre la configuration utilisée pour générer des décharges rampantes à l'interface huile - carton. L'extrémité de la pointe (en acier et de rayon r_p égal à $10\ \mu\text{m}$) est courbée et repose sur le plan bloquant. Les décharges générées à l'extrémité de la pointe se propagent le long du carton.

Les deux dernières sources consistent à générer des arcs entre un objet métallique à potentiel flottant et la pointe (en acier et de rayon r_p égal à $10\ \mu\text{m}$). La figure II-2 (d) représente la cellule d'essais utilisée pour étudier ce type de défaut dans l'air ou dans l'huile et la figure II-2 (e) l'assemblage des électrodes. La distance D entre l'objet métallique et le plan HT est de 5 mm. Celle entre l'extrémité de la pointe courbée et l'objet est notée d et vaut environ 1 mm.

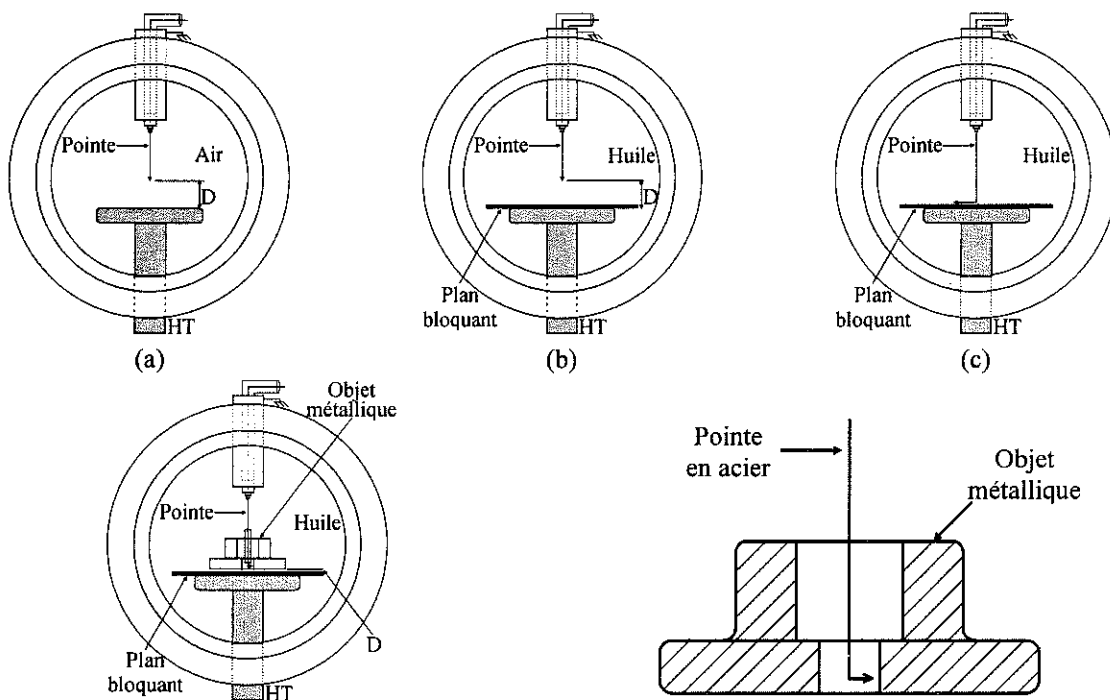


figure II-2 : différentes sources de décharges partielles

- (a) décharge couronne dans l'air
- (b) décharge couronne dans l'huile
- (c) décharge rampante à l'interface liquide/solide
- (d) objet métallique à potentiel flottant dans l'air ou dans l'huile
- (e) géométrie de l'objet métallique fixé sur la pointe (échelle 1/2)

II.2.3 Mesure de courant

II.2.3.1 Circuit de mesure

Les courants transitoires, générés par les décharges partielles, sont mesurés à l'aide du dispositif expérimental de la figure II-3. Il est constitué des éléments suivants.

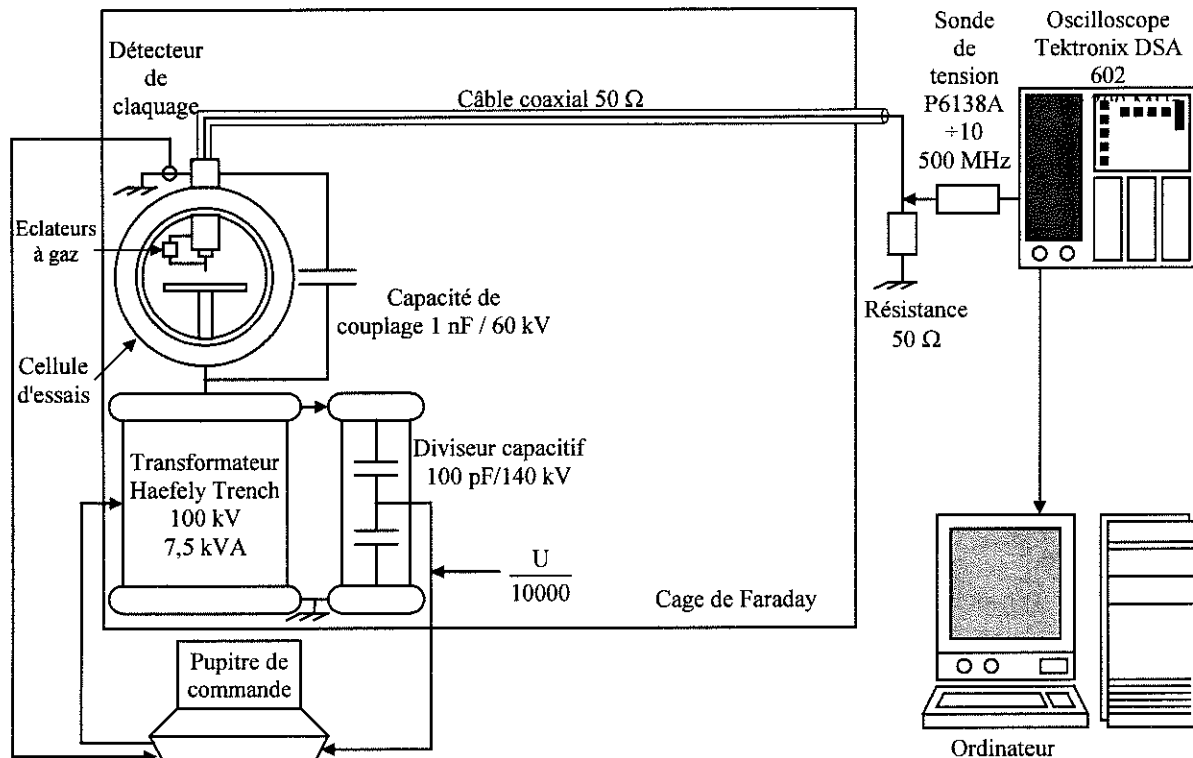


figure II-3 : dispositif expérimental de mesure du courant

Le circuit haute tension

Il comprend le transformateur HT, le diviseur capacitif, la capacité de couplage HT de 1 nF et la cellule d'essais. Le circuit HT est placé à l'intérieur d'une cage de Faraday en cuivre de dimensions 3 m x 3 m x 3 m. Elle protège les équipements électroniques (oscilloscope, ordinateur, ...) contre les rayonnements électromagnétiques dus aux décharges partielles. Elle assure également la sécurité des expérimentateurs contre la haute tension.

Le circuit de protection des équipements électroniques contre le risque de claquage

Pour éviter de détériorer les équipements électroniques en cas de claquage, deux éclateurs à gaz Siemens, de capacité parasite inférieure à 1 pF, ont été soudés directement entre la pointe et le tube en laiton. En cas de claquage, ils permettent d'écarter la surtension à 1 kV aux bornes de la résistance de 50 Ω. La sonde de tension limite à 100 V la tension transmise à l'oscilloscope. De plus, un détecteur de claquage coupe automatiquement l'alimentation dans un temps égal à une alternance (≈ 20 ms).

La chaîne de mesure du courant.

Elle comporte le câble coaxial, l'impédance de mesure 50 Ω, la sonde de tension, l'oscilloscope numérique et l'ordinateur. L'impédance de mesure est formée par l'association en parallèle de deux résistances de 100 Ω à 1%. Elle permet d'adapter le câble coaxial sur son impédance caractéristique. La sensibilité maximale est de quelques dizaines de μA . Dans le but de caractériser de manière précise les différentes sources de décharges partielles, il est

intéressant de connaître le contenu fréquentiel des courants transitoires. Cette information est obtenue par la transformée de Fourier des signaux temporels mesurés. Comme le contenu fréquentiel dépend, entre autres, de la bande passante de la chaîne de mesure du courant, il a donc été nécessaire de déterminer celle-ci.

II.2.3.2 Détermination de la bande passante de la chaîne de mesure du courant

Pour cela, nous avons utilisé le dispositif de la figure II-4. Une impulsion rapide de tension (U_{L2}), ayant le spectre le plus large possible, est injectée sur la pointe de la cellule d'essais. Ce signal, dont le temps de montée et l'amplitude sont respectivement fixés à 1 ns et 5 V, est délivré par un générateur Philips PM5785. Le spectre de l'impulsion injectée est comparé avec celui de la tension (U_{L4}) recueillie à l'autre bout de la chaîne de mesure. Les spectres sont calculés par la transformée rapide de Fourier. Sur la figure II-5 (a), nous observons une légère déformation et atténuation de l'impulsion lors de sa transmission le long de la chaîne de mesure. Cela se traduit aussi par une différence entre les spectres des signaux relevés aux deux extrémités (figure II-5(b)). Si la bande passante ($U_{L4}(f) / U_{L2}(f)$) est définie avec une limite de -3 dB, la figure II-6 montre qu'elle est environ égale à 200 MHz.

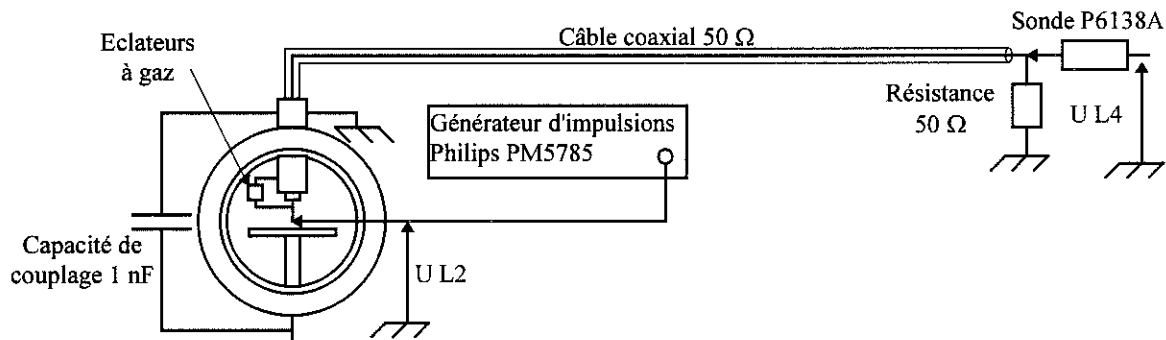


figure II-4 : dispositif utilisé pour déterminer la bande passante de la chaîne de mesure du courant

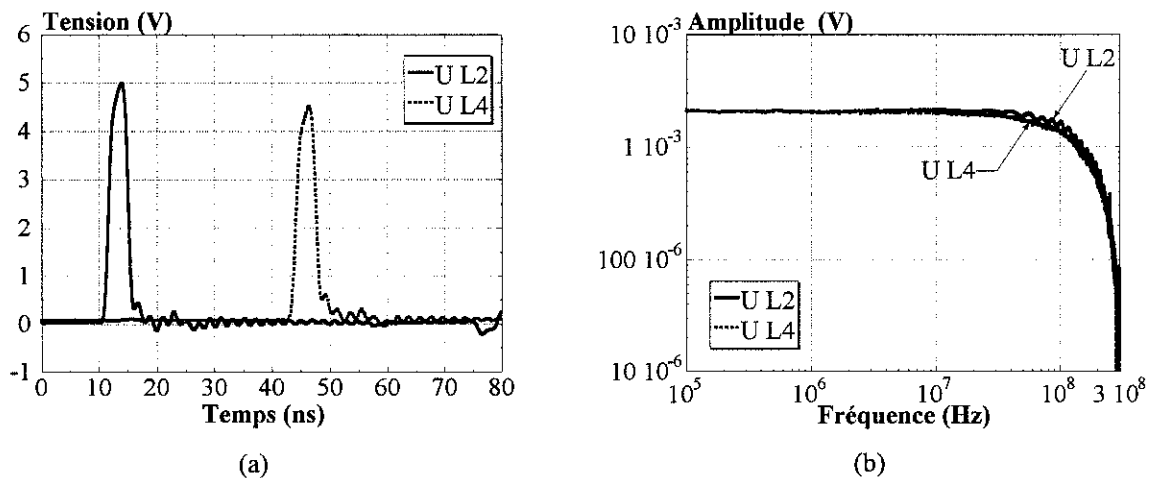


figure II-5 : (a) tensions mesurées sur la pointe (U_{L2}) et aux bornes de l'impédance 50 Ω (U_{L4})
(b) spectres en fréquence des tensions mesurées avec une vitesse d'échantillonnage de 1 GS/s, un nombre d'échantillons égal à 16000 et une bande passante de 300 MHz

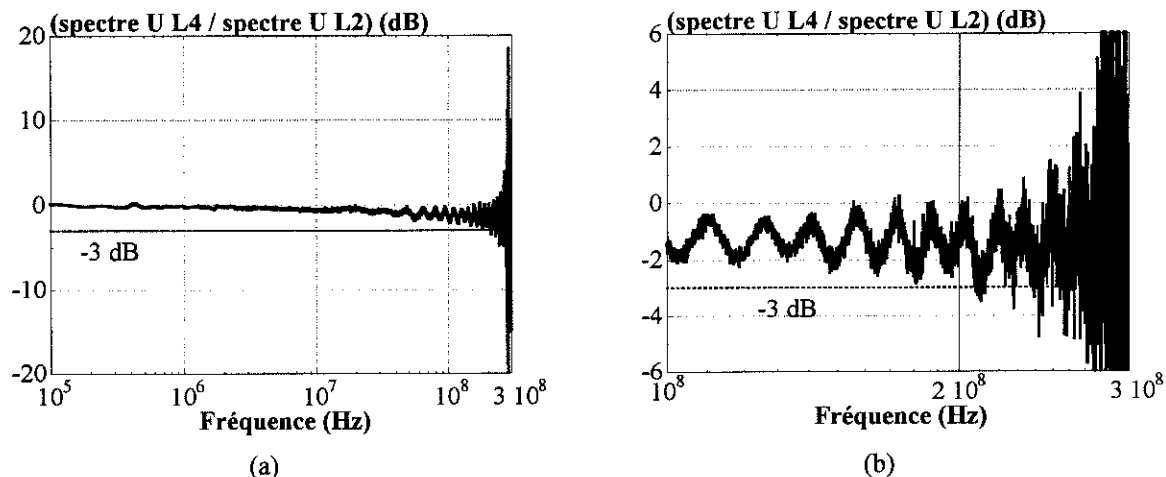


figure II-6 : rapport du spectre en fréquence de la tension U_{L4} sur celui de U_{L2} exprimé en dB entre 100 kHz et 300 MHz (a) ; entre 100 MHz et 300 MHz (b)

II.2.4 Mesure de la charge

La mesure de la charge générée par les DP (figure II-7) est réalisée à l'aide du montage de la figure II-8.

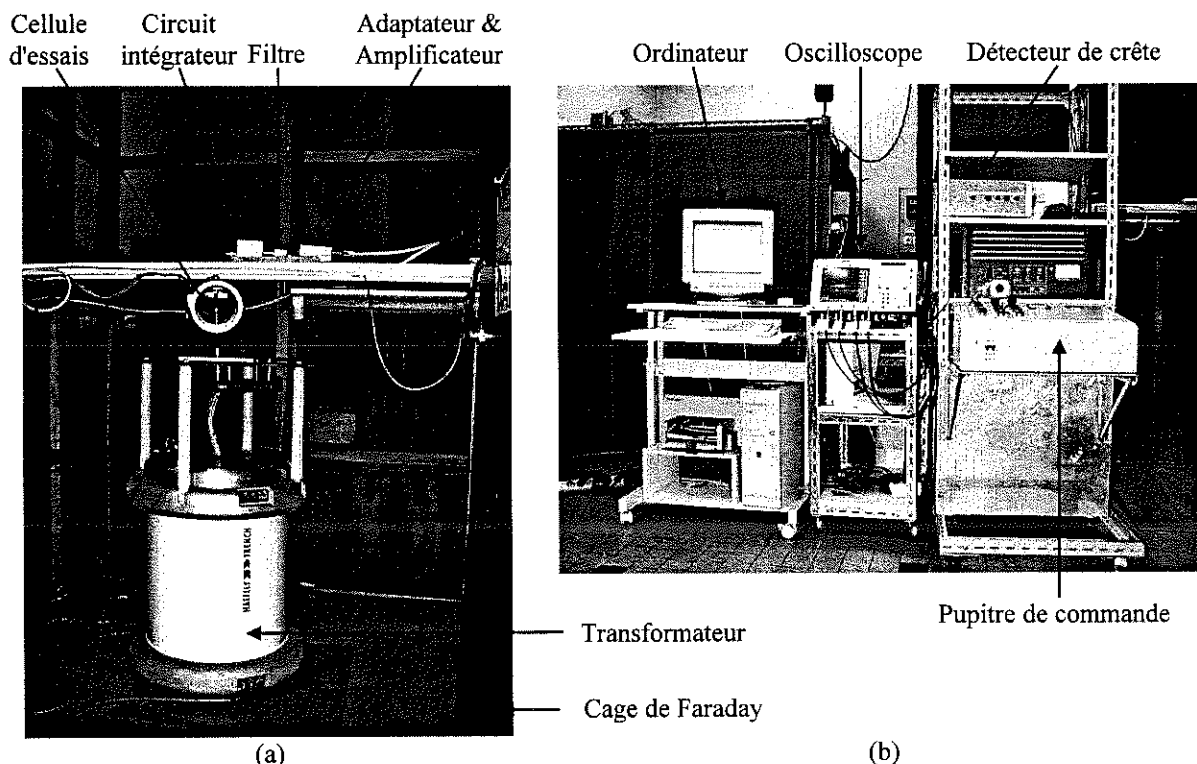


figure II-7 : (a) vue d'ensemble du circuit haute tension et de la chaîne de mesure de charge (b) vue d'ensemble du pupitre de commande, du détecteur de crête, de l'oscilloscope et de l'ordinateur

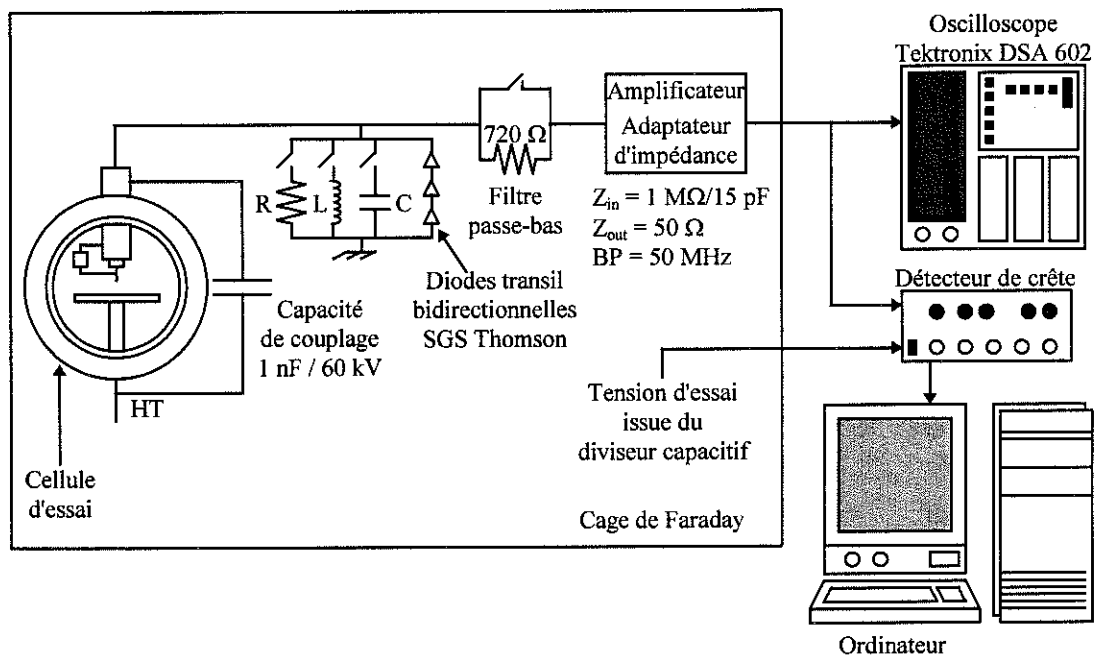


figure II-8 : dispositif expérimental de mesure de charge

II.2.4.1 Le circuit intégrateur

Le circuit intégrateur a été réalisé à l'aide de commutateurs permettant de faire varier les valeurs des composants R , L et C . Par cet assemblage, il est possible d'obtenir différents circuits RC ou RLC parallèle. La fréquence d'oscillation f_0 des circuits RLC peut varier de 10 kHz à 2,2 MHz avec un coefficient d'amortissement ε variant de 0,3 à 2,0 (voir définitions de f_0 et ε au chapitre I). Les constantes de temps du circuit RC sont comprises entre 1,6 ns et 200 μ s. Aux bornes du circuit intégrateur se trouvent 3 diodes transil bidirectionnelles SGS Thomson en série. Elles ont pour but d'assurer la protection des équipements électroniques contre les surtensions rapides dues au claquage. Ces diodes ajoutent une capacité parasite C_{DT} égale à 160 pF lorsque la tension aux bornes du circuit intégrateur est inférieure à 2 V.

II.2.4.2 Le filtre passe-bas

Pour les fortes valeurs de capacité du circuit intégrateur ($C \geq 1$ nF), l'inductance parasite du câblage entre les différents commutateurs engendre des oscillations hautes fréquences (environ 75 MHz). Il est donc nécessaire de filtrer ces oscillations HF qui perturbent la mesure de la valeur crête de la tension. Pour cela, on utilise un filtre passe-bas, composé d'une résistance de 720 Ω mise en série avec la capacité d'entrée de l'amplificateur & adaptateur d'impédance égale à 15 pF. La fréquence de coupure est donc sensiblement égale à 15 MHz.

La figure II-9 montre la réponse du circuit intégrateur ($C = 20$ nF) avec filtre (q_3) et sans filtre (q_2) suite à une injection de charge $q_1 = 300$ pC. La valeur crête de q_3 correspond à la valeur théorique q_1 .

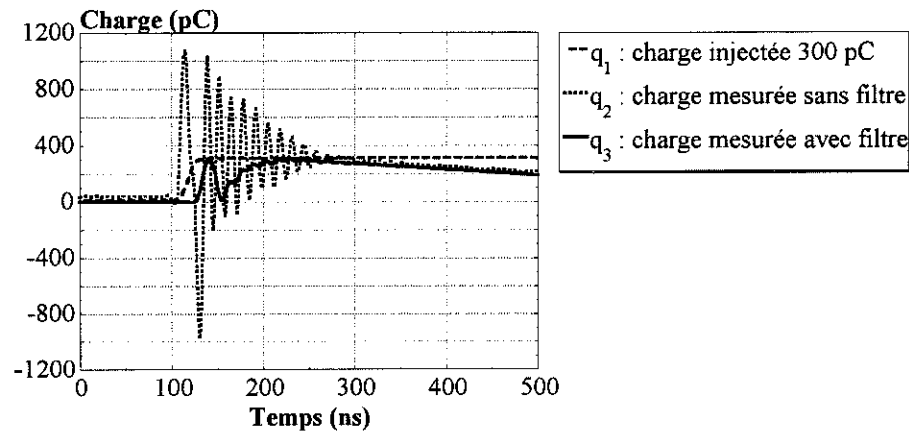


figure II-9 : illustration du rôle joué par le filtre passe-bas

II.2.4.3 Le détecteur de crête

L'amplitude de la tension fournie par l'amplificateur & adaptateur d'impédance est mesurée à l'aide d'un détecteur de crête. Ce dispositif a été conçu spécialement pour ce travail de thèse par O. Lesaint et C. Marteau, ingénieur électronicien au LEMD. Lorsqu'une impulsion de charge de DP est détectée, son amplitude, sa polarité ainsi que l'instant de son apparition sont mesurés. La phase de la décharge, c'est à dire sa position sur l'onde de tension, est déduite en divisant la tension d'essai en 2^8 (= 256) intervalles de même longueur. Les caractéristiques du détecteur de crête sont :

- ◆ 2 voies de mesure
- ◆ Temps minimal entre deux décharges successives $\approx 5 \mu s$
- ◆ Seuil d'acquisition réglable

Ce critère peut être utile pour éviter de prendre en compte des signaux bruités.

- ◆ Temps de déclenchement du convertisseur analogique/numérique réglable
- ◆ Durée d'aveuglement réglable

Lorsque le détecteur a envoyé une information à l'ordinateur, il est possible de régler la durée pendant laquelle le détecteur sera mis "hors service". L'intérêt de cette fonction est d'éviter de mesurer les oscillations du circuit intégrateur RLC.

- ◆ La numérisation de l'amplitude et de la polarité s'effectue sur 10 bit
- ◆ La sensibilité maximale est de 0,5 pC
- ◆ Les informations en sortie du convertisseur analogique numérique sont transmises vers une mémoire tampon FIFO pouvant contenir jusqu'à 4000 décharges

II.2.4.4 Logiciels d'acquisition et de traitement [HAM98]

Ces logiciels ont été développés par J. P. Roux, ingénieur au LEMD.

II.2.4.4.1 Logiciel d'acquisition des décharges partielles

Avant chaque acquisition, on effectue un étalonnage de la chaîne de mesure de la charge en

injectant aux bornes de la cellule d'essais une quantité de charge connue. Une acquisition se termine lorsque 4000 décharges ont été enregistrées ou si la durée d'acquisition initialement choisie a été atteinte. Il est possible d'effectuer plusieurs séries successives de 4000 décharges ou de programmer l'acquisition de plusieurs séries périodiquement dans le temps, sans interruption de la tension appliquée. Les résultats bruts d'une acquisition se présentent sous la forme d'un tableau (tableau II-1) qui donne pour chaque décharge, le numéro de la décharge (de 0 à 3999 maximum), le numéro du cycle, la position dans ce cycle (chaque cycle est divisé en 256 fenêtres) et la charge apparente de la décharge.

No. décharge	No. cycle	No. position	Charge (pC)
0	117	185	-879,315
1	506	196	-375,899
2	1157	52	60,411
3	1223	54	100,685

tableau II-1 : extrait d'un fichier de résultats bruts d'une acquisition de décharges partielles

II.2.4.4.2 Logiciel de traitement des résultats

Ce programme, qui fonctionne sous Windows, permet de calculer pour chaque polarité des grandeurs telles que la charge moyenne, la charge maximale, etc. Il permet, en outre, de calculer et représenter les distributions obtenues suite au découpage de la phase de la tension d'essai en 256 fenêtres. Ce découpage consiste à associer, pour chaque fenêtre de phase φ_i , la grandeur n_i ou Q_i représentant respectivement le nombre et la charge moyenne des décharges apparaissant dans cette fenêtre de phase. Les distributions qui seront calculées pour caractériser chaque source de décharges partielles sont les suivantes :

- ♦ $N(\varphi)$: nombre de décharges par position en fonction de la phase ;
- ♦ $Q_{\text{moy}}(\varphi)$: charge moyenne par position en fonction de la phase ;
- ♦ $N.Q_{\text{moy}}(\varphi)$: produit du nombre de décharges par la charge moyenne par position en fonction de la phase.

II.3 CARACTERISATION ELECTRIQUE DES DIFFERENTES SOURCES DE DP

II.3.1 Décharge couronne dans l'air

Cette source de DP est facile à mettre en œuvre et génère des courants transitoires, qui sont stables et bien reproductibles. Cette caractéristique permet de tester rapidement les différentes chaînes de mesure. L'abondante littérature consacrée à la décharge couronne dans l'air [RAE64] [RAI91] permet de se procurer une multitude de résultats de mesure de charge et de distributions de DP [GUL93] [KRI95¹].

II.3.1.1 Mesure du courant

La forme des courants temporels (figure II-10 (a)) des décharges partielles positives (phénomènes en pointe négative) varie peu lorsque l'amplitude de la tension augmente. Ces courants sont caractérisés par un temps de montée égal approximativement à 5 ns et une durée de 200 ns. Les spectres des courants (figure II-11 (a)) ont une amplitude constante jusqu'au voisinage de 5 MHz. En ce qui concerne les DP négatives (phénomènes en pointe positive), nous observons, sur la figure II-10 (b), que l'intensité des courants est plus élevée. En outre, elle augmente lorsque la tension d'essai croît. Le temps de montée et la durée de courants sont respectivement de l'ordre de la dizaine et la centaine de nanosecondes. Les courants sont caractérisés par un spectre constant jusque 2 MHz (figure II-11 (b)). Comme la durée des courants est à peu près similaire dans les deux polarités, nous pouvons en déduire que la charge des DP négatives est largement supérieure à celle des DP positives.

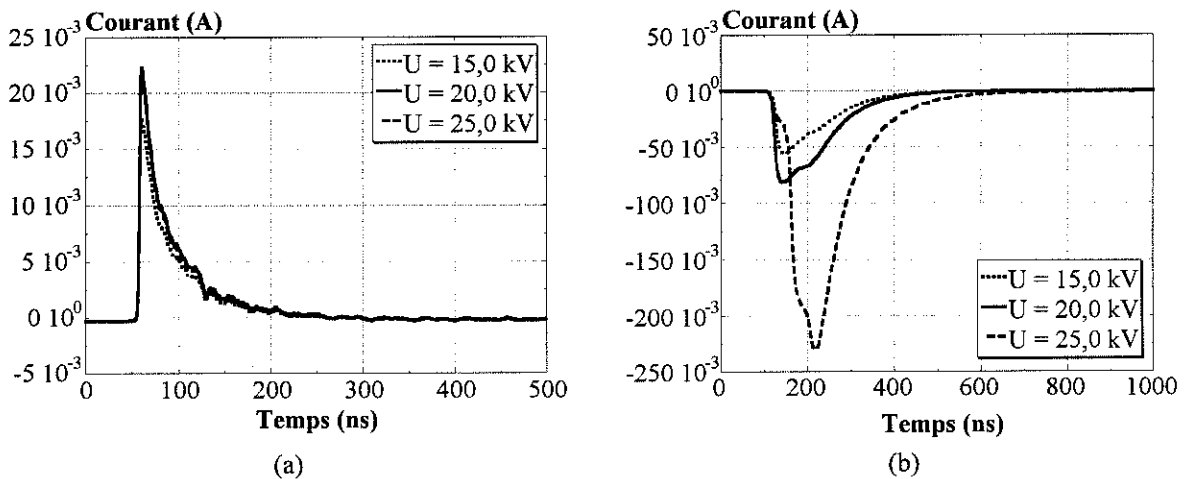


figure II-10 : courants transitoires générés par les DP positives (a) et négatives (b) dans le cas de la décharge couronne dans l'air ($r_p = 800 \mu\text{m}$; $D = 20 \text{ mm}$)

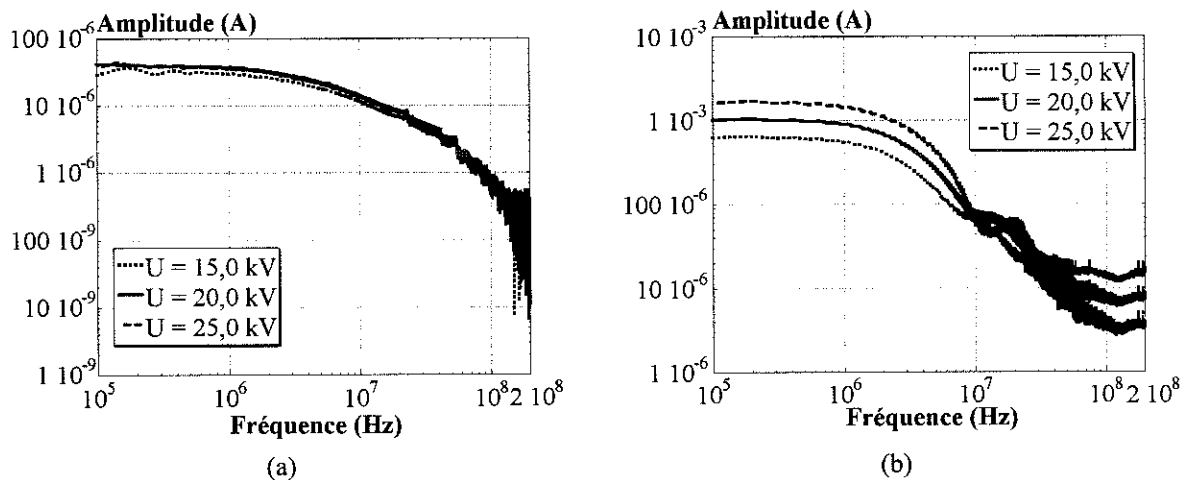


figure II-11 : spectres en fréquence des courants générés par les DP positives (a) et négatives (b), mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 500 MS/s et un nombre d'échantillons égal à 16000 dans le cas de la décharge couronne dans l'air ($r_p = 800 \mu\text{m}$; $D = 20 \text{ mm}$)

II.3.1.2 Mesure de la charge totale $q(t)$

Cette mesure a été effectuée pour un seul niveau de tension $\hat{U} = 15 \text{ kV}$ avec un circuit intégrateur RC. Le temps de montée de la figure II-12 caractérise la durée pendant laquelle s'accumule la charge dans la capacité de mesure C. Dans le cas présent, cette durée est de 200 ns pour les DP positives et de 500 ns pour les DP de polarité négative.

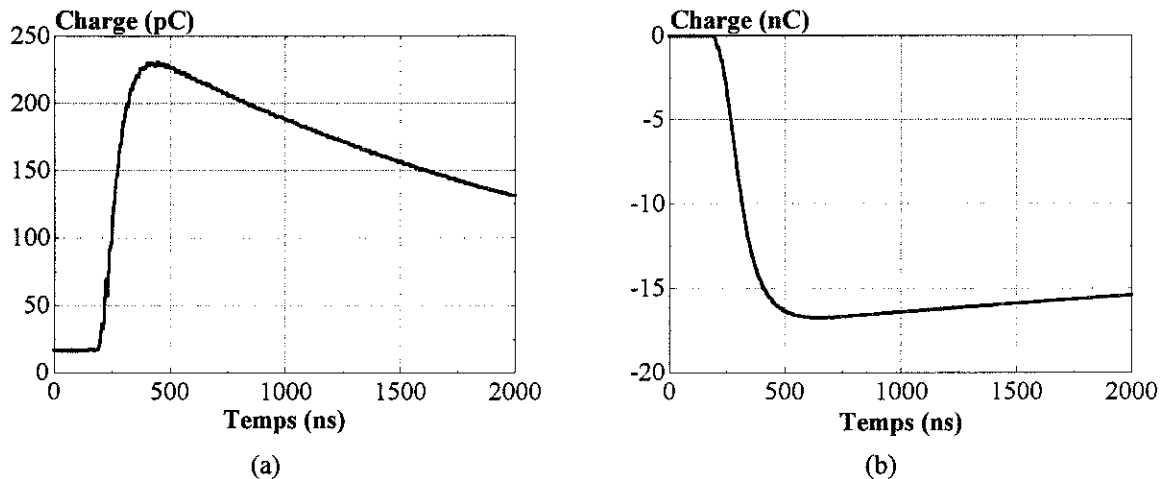


figure II-12 : charge totale générée par les DP positives (a) et négatives (b), mesurée avec un circuit RC de constante de temps égale à $1,5 \mu\text{s}$ (a) et $15 \mu\text{s}$ (b), dans le cas de la décharge couronne dans l'air ($r_p = 800 \mu\text{m}$; $D = 20 \text{ mm}$; $\hat{U} = 15 \text{ kV}$)

II.3.1.3 Distributions $N(\varphi)$, $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ et $N \cdot Q_{\text{moy}}(\varphi)$ en fonction de la tension

Les distributions de charge illustrées sur la figure II-13 ont été mesurées à l'aide d'un circuit intégrateur RLC caractérisé par $C = 4,86 \text{ nF}$, $L = 33 \mu\text{H}$, $R = 60 \Omega$, $f_0 \approx 400 \text{ kHz}$ et $\varepsilon \approx 0,7$. Nous constatons qu'elles sont centrées sur les extrema de la tension d'essai. De plus, pour un niveau de tension donnée, le nombre de décharges positives est largement supérieur à celui des DP négatives. En revanche, la charge des DP positives est beaucoup moins importante que celle des DP négatives. Il est important de noter que, pour $\hat{U} = 15 \text{ kV}$, la charge moyenne des décharges négatives, mesurée avec le circuit RLC décrit ci-dessus, est environ égale à 50% de la charge totale mesurée avec un circuit RC. Lorsque l'amplitude de la tension d'essai croît, nous observons aussi que :

- ◆ le nombre de DP négatives diminue et celui des DP positives augmente ;
- ◆ la charge des DP positives diminue mais celle des DP négatives croît ;
- ◆ les DP négatives tendent à apparaître avant le minimum de la tension ;
- ◆ les DP positives tendent à s'étaler sur la totalité de la demi alternance positive.

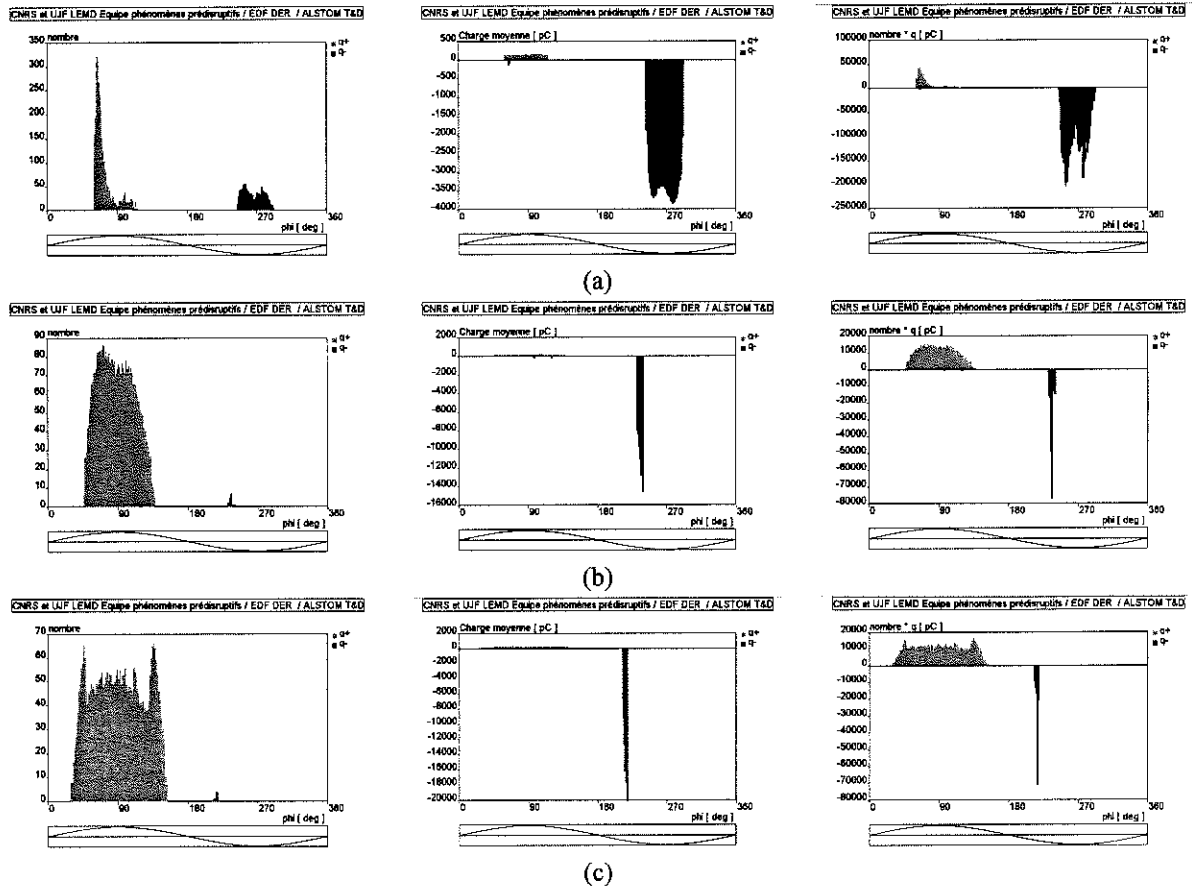


figure II-13 : distributions $N(\varphi)$, $Q_{moy}(\varphi)$ et $N.Q_{moy}(\varphi)$ (respectivement figures de gauche, du milieu et de droite) pour $\hat{U} = 11 \text{ kV}$ (a), $\hat{U} = 15 \text{ kV}$ (b) et $\hat{U} = 25 \text{ kV}$ (c) dans le cas de la décharge couronne dans l'air ($r_p = 800 \mu\text{m}$; $D = 20 \text{ mm}$)

II.3.2 Décharge couronne dans l'huile

Des travaux antérieurs ont montré que les décharges dans les liquides et à l'interface liquide/solide résultent de la génération et de la propagation de streamers positifs et négatifs [ATT93] [LES98]. La charge totale d'un streamer est corrélée à ses dimensions physiques (figure II-14 (a)) et donc à sa nocivité. En règle générale et pour les mêmes conditions, les streamers positifs se propagent plus vite et plus loin que les streamers négatifs, ce qui les rend plus dangereux. Dans l'huile minérale de transformateur, la vitesse de propagation des streamers dans les liquides est habituellement comprise entre 0,1 et 2 km/s. Compte tenu de cette vitesse, la propagation d'un streamer de 10 mm peut ainsi durer plus d'une dizaine de μs . En ce qui concerne la génération des streamers, il existe peu d'études réalisées en tension alternative [TRA99]. Il a été mis en évidence que la fréquence d'apparition des streamers (nombre de décharges par minute) croît exponentiellement avec la tension appliquée (figure II-14 (b)). Nous pouvons aussi observer sur la figure II-14 (b) que la fréquence d'apparition peut être très faible (inférieure à 1 décharge/mn) à basse tension. Dans ce cas, il est nécessaire d'adopter des durées d'acquisition de DP très longues (plusieurs heures). Cette spécificité est très différente du cas des décharges dans les gaz.

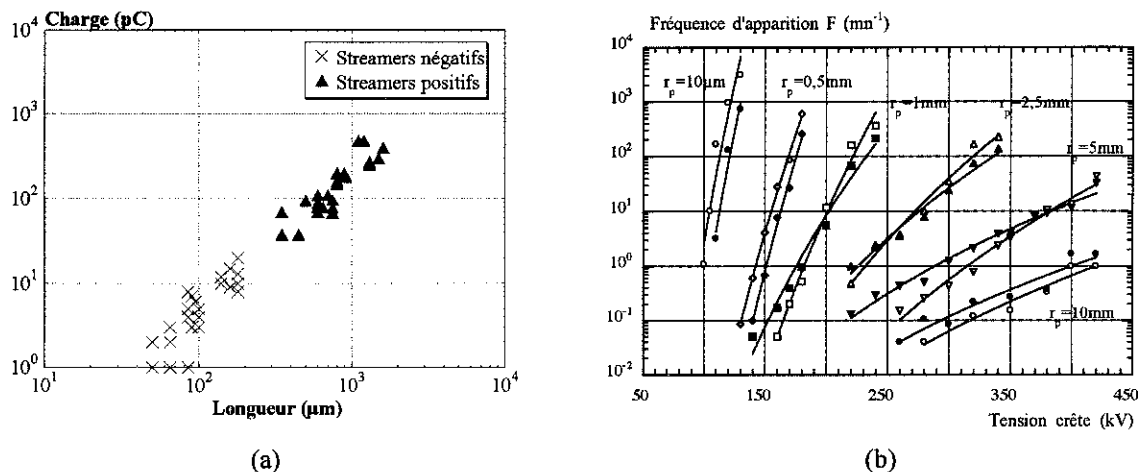


figure II-14 : (a) charge des streamers en fonction de leurs longueurs de propagation [LUN95²]
 ($r_p = 6 \mu\text{m}$; $D = 30 \text{ mm}$)
 (b) fréquence d'apparition des streamers en fonction de la tension appliquée pour différents rayons de courbure de l'électrode. Distance inter-électrodes $D = 40 \text{ cm}$. Streamer positif et négatif respectivement en point noir et creux [TRA99]

II.3.2.1 Mesure du courant

Pour les décharges dans l'huile, il existe une forte dispersion de la forme et de l'amplitude des courants. De plus, les formes d'ondes sont beaucoup plus complexes et la durée des phénomènes est grande (quelques dizaines de μs) comparativement à celle de la décharge couronne dans l'air (quelques centaines de ns).

Comme l'indiquent les signaux de la figure II-15 (a), le courant transitoire d'une décharge positive (streamer négatif dans l'huile) est constitué d'une succession d'impulsions extrêmement brèves et d'intensité croissante. Compte tenu de la durée de chaque impulsion (environ 1 ns), il n'est pas possible de les mesurer correctement avec une bande passante de 200 MHz et une vitesse d'échantillonnage de 2 GS/s. Les spectres (figure II-15 (b)) sont fortement bruités et ont une amplitude moyenne constante jusqu'à plusieurs dizaines de MHz.

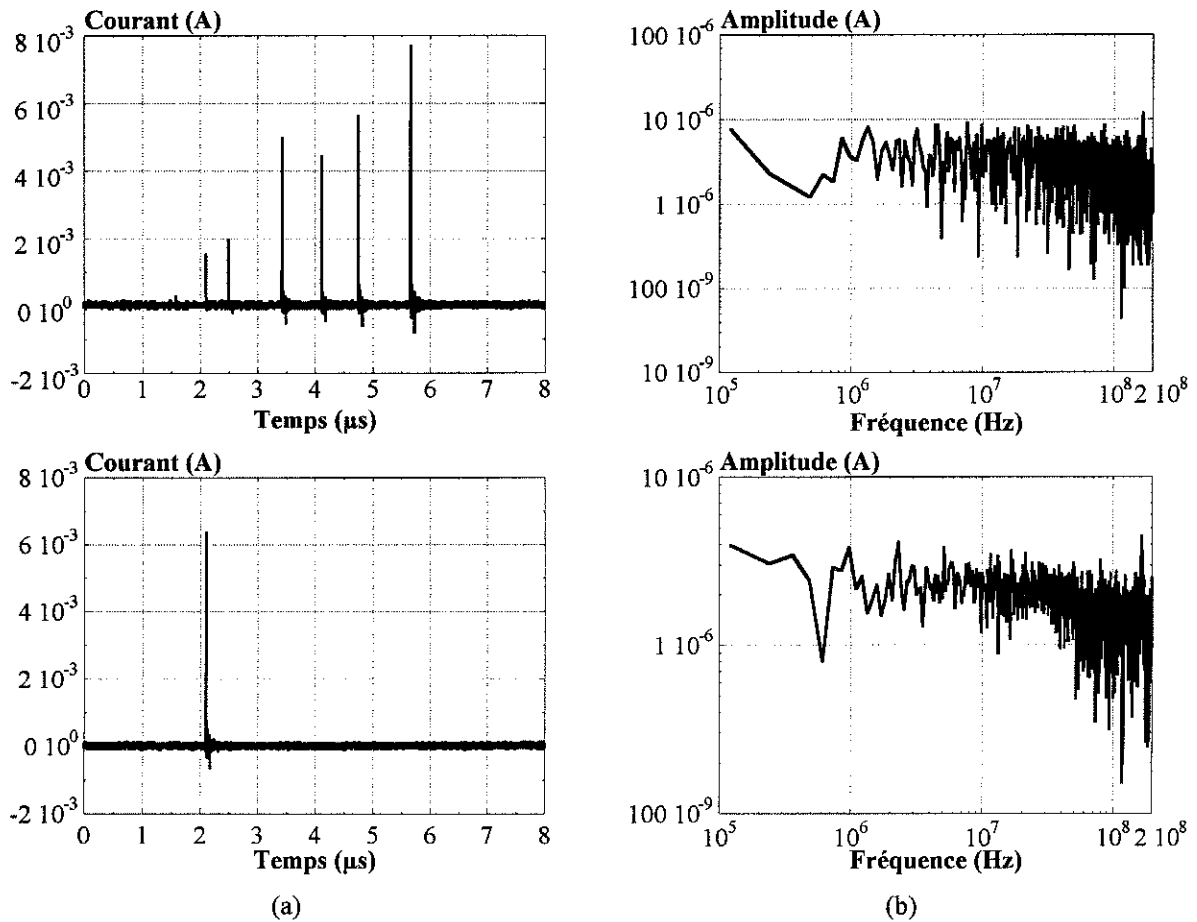


figure II-15 : (a) exemples de courants transitoires générés par les DP positives et mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 2 GS/s et un nombre d'échantillons égal à 16000 dans le cas de la décharge couronne dans l'huile ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 20 \text{ mm}$; $\hat{U} = 40 \text{ kV}$)
 (b) spectres en fréquence des signaux de la figure II-15 (a)

Les courants des DP négatives (streamers positifs dans l'huile) comportent une composante continue de quelques mA, sur laquelle se superposent des impulsions rapides (figure II-16 (a)). Le contenu spectral de ces courants décroît sensiblement avec la fréquence (figure II-16 (b)). Comme la vitesse de propagation des streamers positifs est de 2 km/s, nous pouvons en déduire que le courant de la figure II-16 (a) du haut correspond à une décharge qui se propage sur une longueur de 12 mm. Pour le courant de la figure II-16 (a) du bas, la distance de propagation est de 20 mm. Le streamer a donc parcouru tout l'espace inter-électrodes et a été arrêté par le plan bloquant.

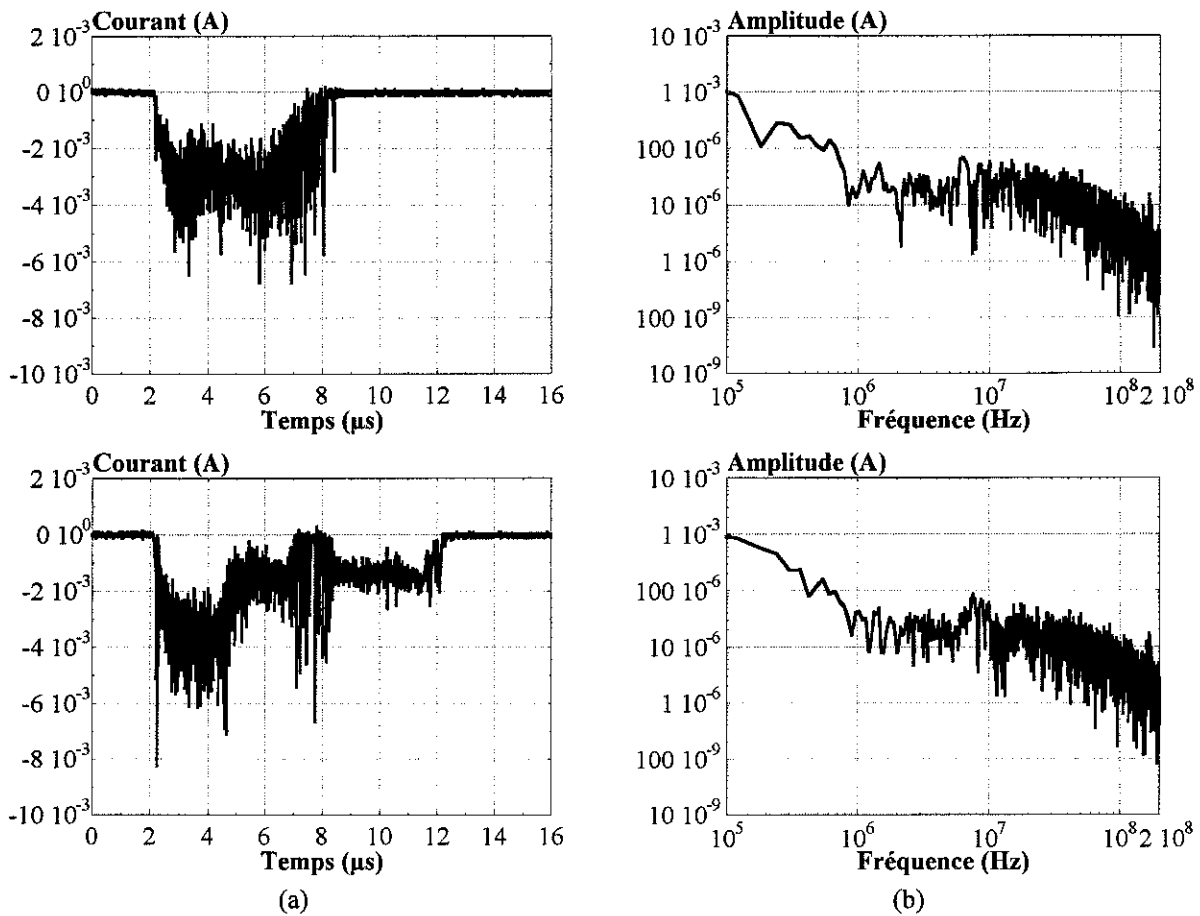


figure II-16 : (a) exemples de courants transitoires générés par une DP négative et mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 2 GS/s et un nombre d'échantillons égal à 16000 dans le cas de la décharge couronne dans l'huile ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 20 \text{ mm}$; $\hat{U} = 40 \text{ kV}$)
 (b) spectres en fréquence des signaux de la figure II-16 (a)

II.3.2.2 Mesure de la charge totale $q(t)$

Afin d'intégrer correctement le courant durant une dizaine de microsecondes, il est nécessaire d'utiliser des systèmes de mesure caractérisés par de longues constantes de temps. Ainsi, la mesure de la charge totale générée par les DP négatives (figure II-17 (b)) a été effectuée avec une constante de temps égale à $100 \mu\text{s}$. Les mesures réalisées sont caractérisées par une forte dispersion puisque la valeur de la charge varie de 5 à 40 nC .

L'utilisation de telles impédances de mesure est rendue difficile dans le cas des décharges positives caractérisées par une très faible valeur de charge (quelques pC). Pour effectuer une mesure correcte de cette charge, il est nécessaire d'employer une faible capacité C et une résistance R élevée. Dès lors, un niveau important de tension alternative apparaît aux bornes du circuit RC en raison de l'absence de filtrage des signaux basses fréquences. Ainsi, sur la figure II-17 (a), un niveau de tension alternative de 50 mV est mesuré aux bornes du circuit RC. Nous constatons aussi que l'amplitude crête du signal n'est pas égale à la charge totale du streamer. Pour mesurer correctement cette charge, il est nécessaire d'additionner chaque saut de tension.

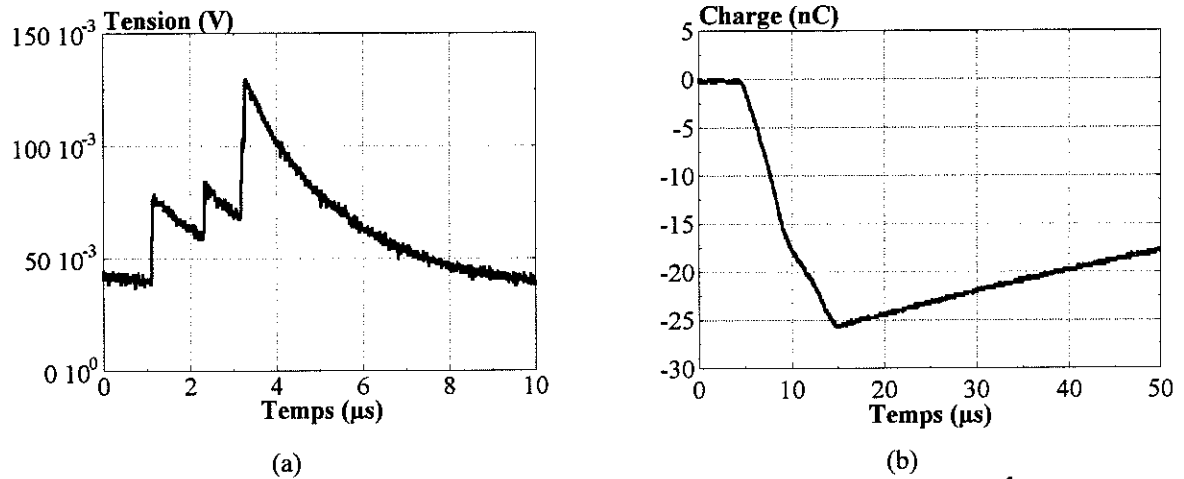


figure II-17 : décharge couronne dans l'huile ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 20 \text{ mm}$; $\hat{U} = 40 \text{ kV}$)

(a) tension mesurée aux bornes d'un circuit RC ($\tau = 1,6 \mu\text{s}$) suite à l'intégration d'un courant transitoire d'une DP positive

(b) charge totale d'une DP négative mesurée avec un circuit RC de constante de temps égale à $100 \mu\text{s}$

II.3.2.3 Distributions $N(\varphi)$, $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ et $N.Q_{\text{moy}}(\varphi)$ à $\hat{U} = 40 \text{ kV}$

Les distributions de la figure II-18 ont été mesurées avec le circuit intégrateur suivant : $C = 4,86 \text{ nF}$, $L = 33 \mu\text{H}$, $R = 60 \Omega$, $f_0 \approx 400 \text{ kHz}$ et $\varepsilon \approx 0,7$. Nous constatons que la charge moyenne des streamers positifs croît avec l'amplitude de la tension instantanée. Nous observons aussi que celle-ci est largement supérieure à celle des streamers négatifs. Cependant, elle est nettement inférieure (quelques centaines de pC) à la valeur réelle mesurée avec un circuit RC (quelques nC). Nous pouvons donc, à ce stade de la caractérisation, nous interroger sur la pertinence des interprétations basées sur l'observation des distributions obtenues à partir de circuits RLC parallèle. Nous nous heurtons ici au problème des erreurs d'intégration des courants de DP avec ce type d'impédance de mesure, qui sera développé au paragraphe II 4.

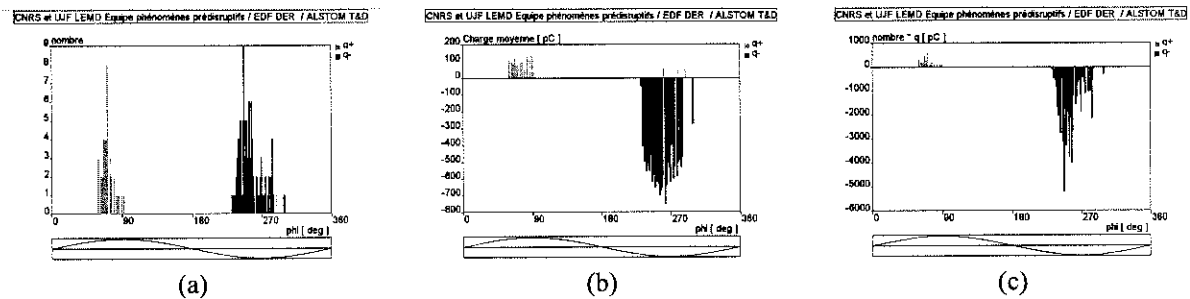


figure II-18 : distributions $N(\varphi)$ (a), $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ (b) et $N.Q_{\text{moy}}(\varphi)$ (c) dans le cas de la décharge couronne dans l'huile ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 20 \text{ mm}$; $\hat{U} = 40 \text{ kV}$)

II.3.3 Décharge rampante à l'interface liquide/solide

II.3.3.1 Mesure du courant

Nous observons, sur la figure II-19 (a), qu'un streamer négatif rampant est caractérisé par un nombre important d'impulsions rapides. Comparativement aux courants de décharge couronne dans l'huile, l'amplitude et le nombre d'impulsions sont beaucoup plus élevés. Ces modifications s'expliquent par la distance inter-électrodes réduite qui correspond ici à l'épaisseur du plan bloquant (2 mm). Les autres caractéristiques relevées dans le paragraphe II.3.2.1 demeurent, c'est à dire la durée qui est de l'ordre de la dizaine de μs et le spectre qui est très large (figure II-19 (b)).

En ce qui concerne les streamers positifs, nous constatons que le courant (figure II-20 (a)) présente quelques impulsions rapides superposées à une composante continue. Par conséquent, le spectre associé (figure II-20 (b)) décroît sensiblement avec la fréquence.

Dans le cas des décharges rampantes dans l'huile, la vitesse de propagation des streamers négatifs et positifs est respectivement égale à 1 et 2 km/s [SAK93]. La distance parcourue par les streamers de la figure II-19 (a) et figure II-20 (a) est donc environ égale à 11 mm et 18 mm. Comparativement à la décharge couronne dans l'huile, les DP de polarité positive et négative se propagent le long des isolants solides, ce qui aggrave la nocivité de ce type de défaut d'isolation.

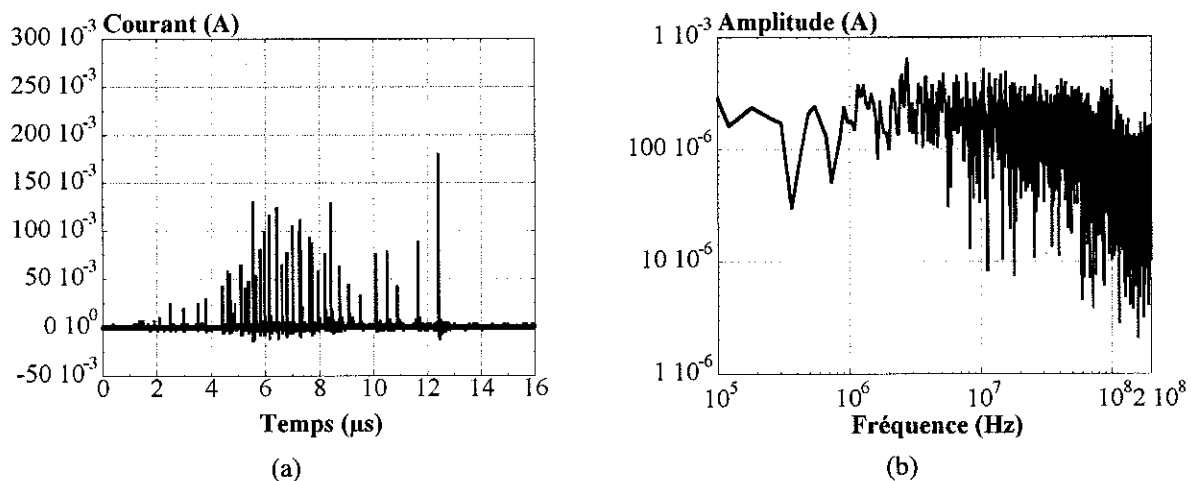


figure II-19 : (a) exemple de courant transitoire généré par une DP positive et mesuré avec une vitesse d'échantillonnage de 2 GS/s et un nombre d'échantillons égal à 16000 dans le cas de la décharge rampante à l'interface liquide/solide ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $\hat{U} = 25 \text{ kV}$)
(b) spectre en fréquence du signal de la figure II-19 (a)

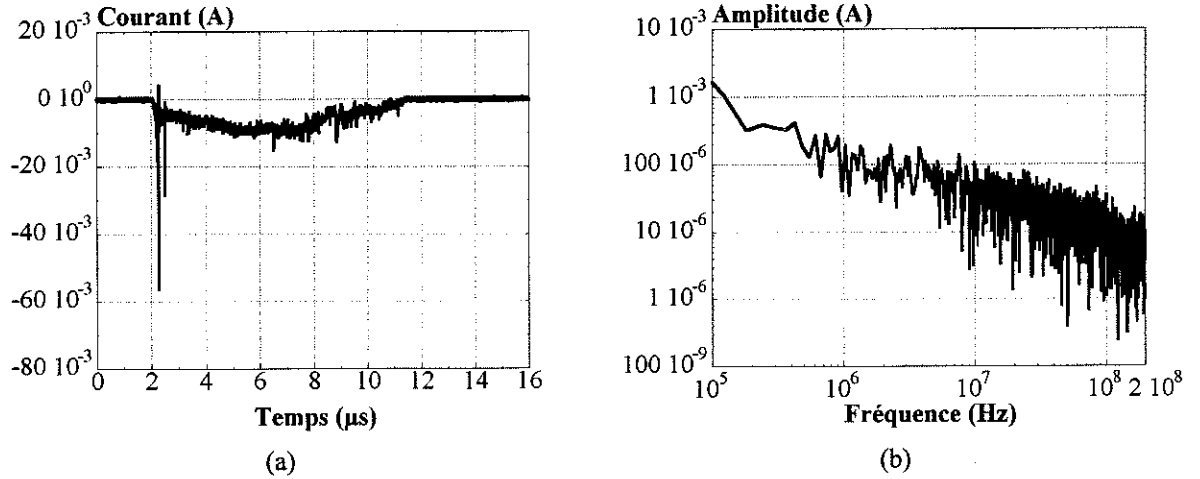


figure II-20 : (a) exemple de courant transitoire généré par une DP négative et mesuré avec une vitesse d'échantillonnage de 2 GS/s et un nombre d'échantillons égal à 16000 dans le cas de la décharge rampante à l'interface liquide/solide ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $\hat{U} = 25 \text{ kV}$)
(b) spectre en fréquence du signal de la figure II-20 (a)

II.3.3.2 Mesure de la charge totale $q(t)$

Les mesures de charge (figure II-21), effectuées à 25 kV à l'aide d'un circuit RC ($\tau = 100 \mu\text{s}$), montrent que la charge totale générée par les DP des deux polarités est relativement élevée (quelques dizaines de nC).

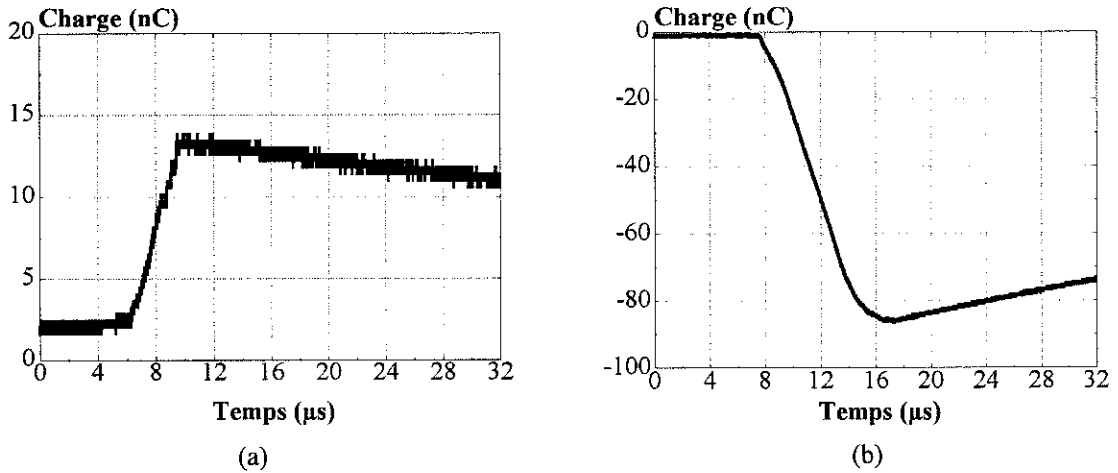


figure II-21 : charge totale d'une DP positive (a) et négative (b) mesurée avec un circuit RC de constante de temps égale à $100 \mu\text{s}$ dans le cas de la décharge rampante à l'interface liquide/solide ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $\hat{U} = 25 \text{ kV}$)

II.3.3.3 Distributions $N(\varphi)$, $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ et $N \cdot Q_{\text{moy}}(\varphi)$ à $\hat{U} = 25 \text{ kV}$

Sur les distributions présentées figure II-22 et mesurées avec le circuit intégrateur suivant, $C = 10,16 \text{ nF}$, $L = 39 \mu\text{H}$, $R = 40 \Omega$, $f_0 \approx 250 \text{ kHz}$ et $\varepsilon \approx 0,7$, nous remarquons que leurs formes sont identiques dans les deux polarités. Sur une demi alternance, nous observons aussi

que leurs amplitudes augmentent lorsque la tension instantanée croît. Après le passage par les extrema de la tension d'essai, les distributions s'interrompent rapidement. Ceci est caractéristique d'une décharge bloquée par un isolant solide. Nous remarquons, de nouveau, que la charge moyenne de la distribution des DP négatives est largement inférieure à la charge totale mesurée avec un circuit RC.

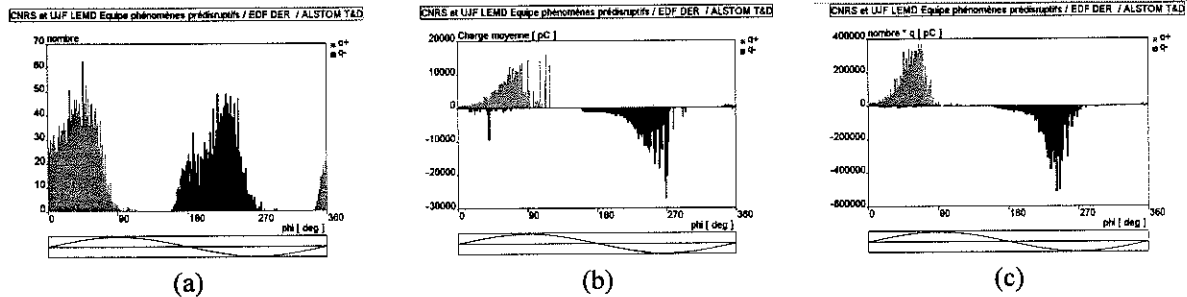


figure II-22 : distributions $N(\varphi)$ (a), $Q_{moy}(\varphi)$ (b) et $N.Q_{moy}(\varphi)$ (c) dans le cas de la décharge rampante dans l'huile ($r_p = 10 \mu m$; $\hat{U} = 25 kV$)

II.3.4 Objet métallique à potentiel flottant dans l'air

Pour ce type de défaut, les décharges partielles sont des arcs générés entre la pointe et l'objet métallique (figure II-23). La charge de chaque DP est constante et est donnée par l'expression $q = (C_1 + C_2)V_i$ avec C_1 et C_2 les capacités entre l'objet métallique et respectivement la pointe et le plan bloquant et V_i , la tension d'allumage des décharges aux bornes de C_1 .

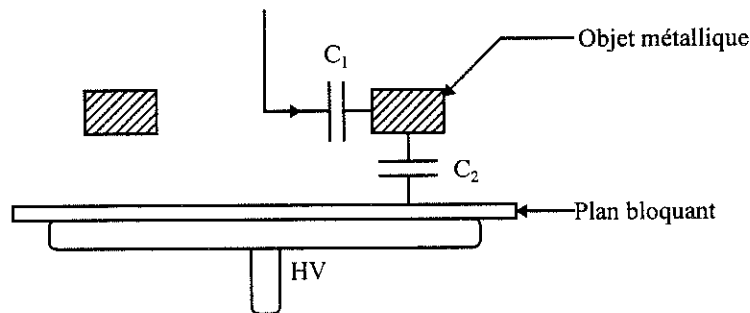


figure II-23 : représentation électrique schématique de l'objet métallique à potentiel flottant
 C_1 et C_2 : capacités entre l'objet et respectivement la pointe et le plan bloquant

II.3.4.1 Mesure du courant

Les courants sont caractérisés par de fortes intensités de l'ordre de la dizaine d'ampères. Ceux-ci ont été mesurés à l'aide d'une résistance de 1Ω , connectée directement entre la pointe et le tube en laiton. Sur la figure II-24 obtenue pour $\hat{U} = 12 kV$, nous observons que les courants sont extrêmement rapides. Le temps de montée est inférieur à la nanoseconde et la durée environ égale à quelques nanosecondes. Dans le cas présent, les limites de l'oscilloscope, déterminées par la vitesse d'échantillonnage (2 GS/s) et la bande passante (BP = 300 MHz, c'est à dire un temps de montée mesurable de 1 ns) sont atteintes. Nous

observons également quelques oscillations dues à la résonance du circuit haute tension, excitée par ces impulsions de courant. Les spectres des courants (figure II-25) sont extrêmement larges. A partir de la dizaine de MHz, le spectre résulte des oscillations mesurées.

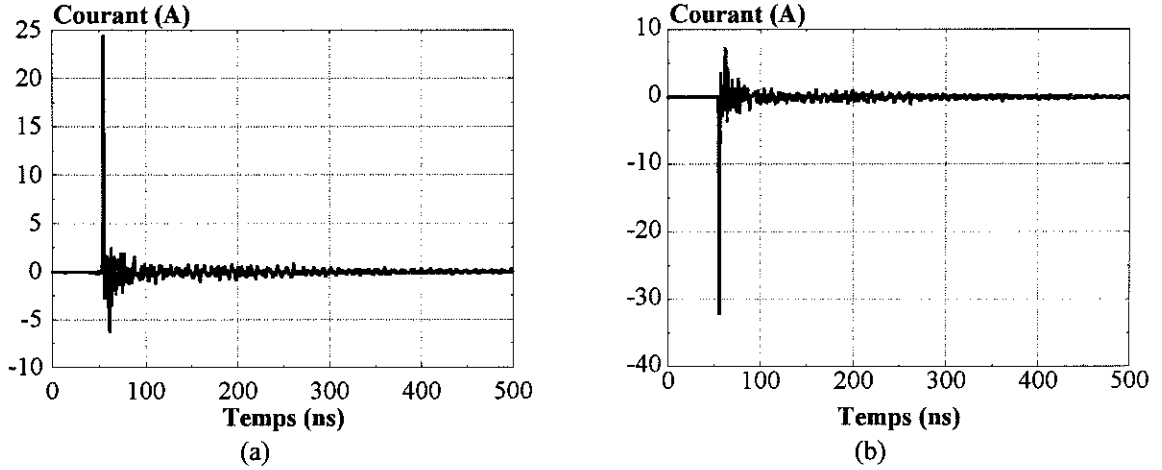


figure II-24 : courants transitoires générés par les DP positives (a) et négatives (b) dans le cas de l'objet métallique à potentiel flottant dans l'air ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 5 \text{ mm}$; $d \approx 1 \text{ mm}$; $\dot{U} = 12 \text{ kV}$)

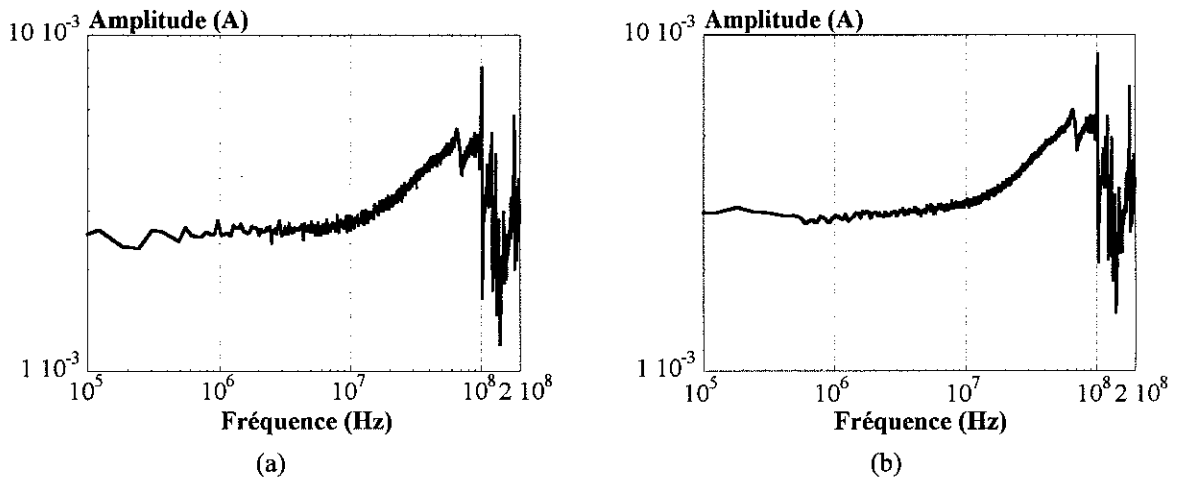


figure II-25 : spectres en fréquence des courants générés par les DP positives (a) et négatives (b), mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 2 GS/s et un nombre d'échantillons égal à 16000 dans le cas de l'objet métallique à potentiel flottant dans l'air ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 5 \text{ mm}$; $d \approx 1 \text{ mm}$; $\dot{U} = 12 \text{ kV}$)

II.3.4.2 Mesure de la charge totale $q(t)$

Les mesures de charge (figure II-26) effectuées à 12 kV à l'aide d'un circuit RC ($\tau = 20 \mu\text{s}$) montrent que les DP génèrent la même quantité de charge dans les deux polarités ($\approx 20 \text{ nC}$).

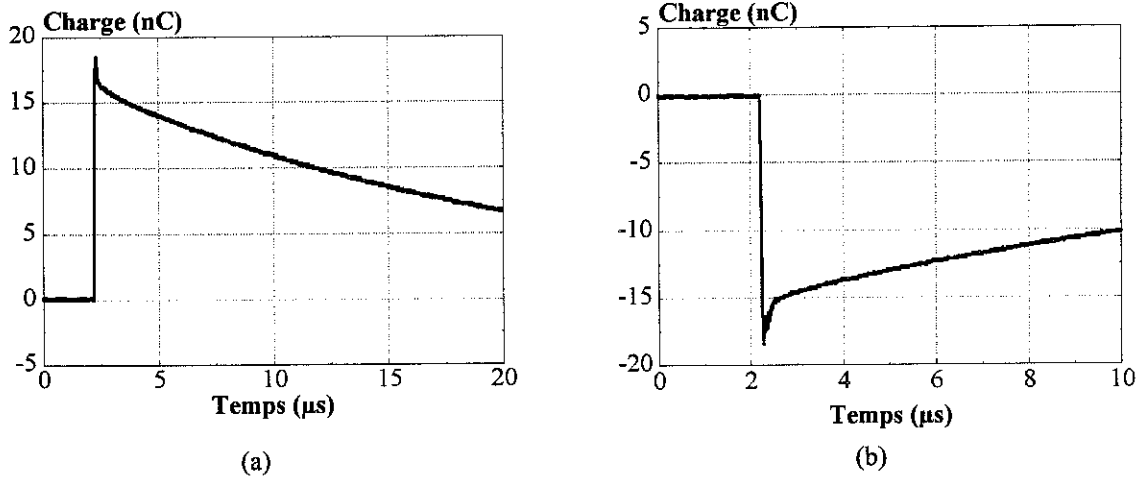


figure II-26 : charge totale générée par les DP positives (a) et négatives (b), mesurée avec un circuit RC de constante de temps égale à 20 μs, dans le cas de l'objet métallique à potentiel flottant dans l'air ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 5 \text{ mm}$; $d \approx 1 \text{ mm}$; $\hat{U} = 12 \text{ kV}$)

II.3.4.3 Distributions $N(\varphi)$, $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ et $N.Q_{\text{moy}}(\varphi)$ à $\hat{U} = 12 \text{ kV}$

Les distributions de la figure II-27 ont été mesurées avec le circuit intégrateur suivant : $C = 4,86 \text{ nF}$, $L = 39 \mu\text{H}$, $R = 60 \Omega$, $f_0 \approx 365 \text{ kHz}$ et $\varepsilon \approx 0,7$. Nous remarquons que leurs formes sont parfaitement identiques dans les deux polarités et qu'elles s'arrêtent au maximum de la tension instantanée. L'amplitude de $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ est constante puisque chaque arc génère une charge égale à $(C_1 + C_2)V_i$.

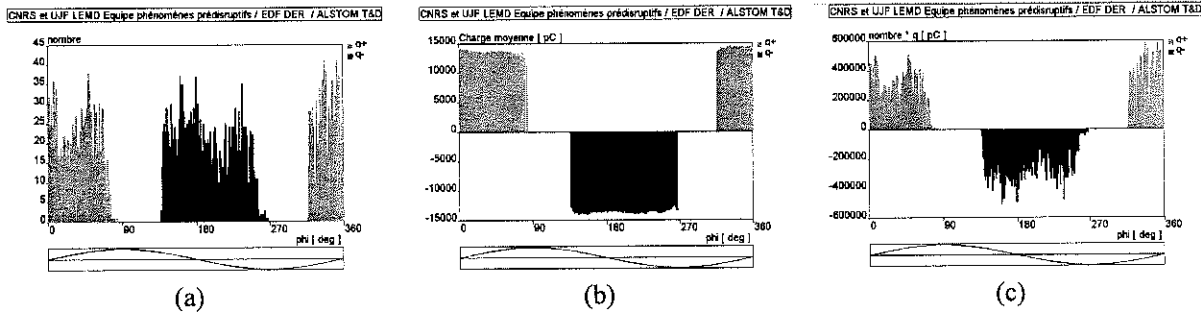


figure II-27 : distributions $N(\varphi)$ (a), $Q_{\text{moy}}(\varphi)$ (b) et $N.Q_{\text{moy}}(\varphi)$ (c) dans le cas de l'objet métallique à potentiel flottant dans l'air ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 5 \text{ mm}$; $d \approx 1 \text{ mm}$; $\hat{U} = 12 \text{ kV}$)

II.3.5 Objet métallique à potentiel flottant dans l'huile

II.3.5.1 Mesure du courant

Sur la figure II-28, nous observons que les courants, mesurés pour $\hat{U} = 17,5 \text{ kV}$, sont des impulsions rapides dont l'amplitude est environ égale à 300 A. Cette valeur importante s'explique par une tension d'allumage V_i plus élevée. Par conséquent, les oscillations sont, elles aussi, beaucoup plus marquées et les spectres des figure II-29 sont directement l'image du comportement fréquentiel du dispositif expérimental de mesure du courant.

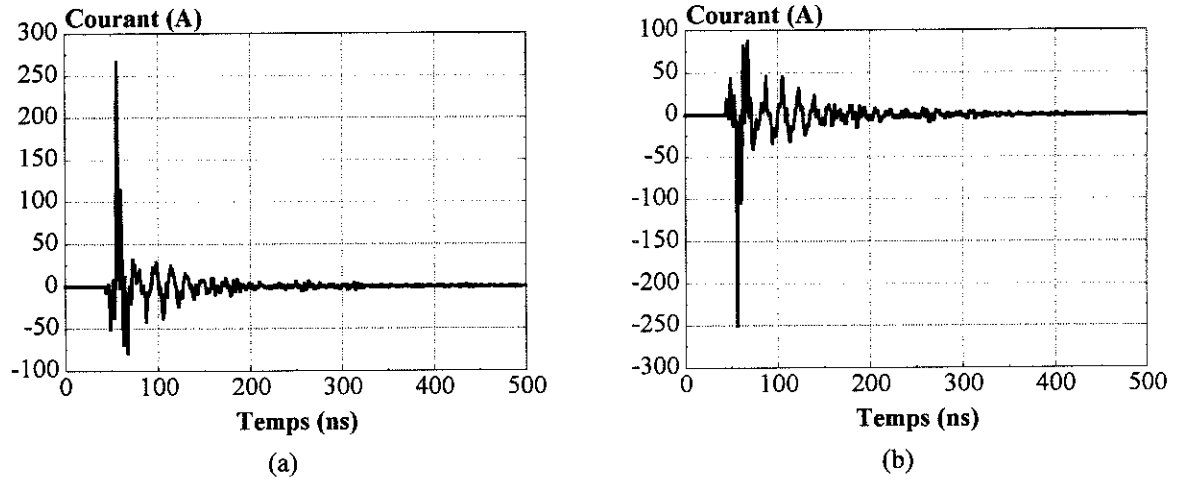


figure II-28 : courants transitoires générés par les DP positives (a) et négatives (b) dans le cas de l'objet métallique à potentiel flottant dans l'huile ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 5 \text{ mm}$; $d \approx 1 \text{ mm}$; $\hat{U} = 17,5 \text{ kV}$)

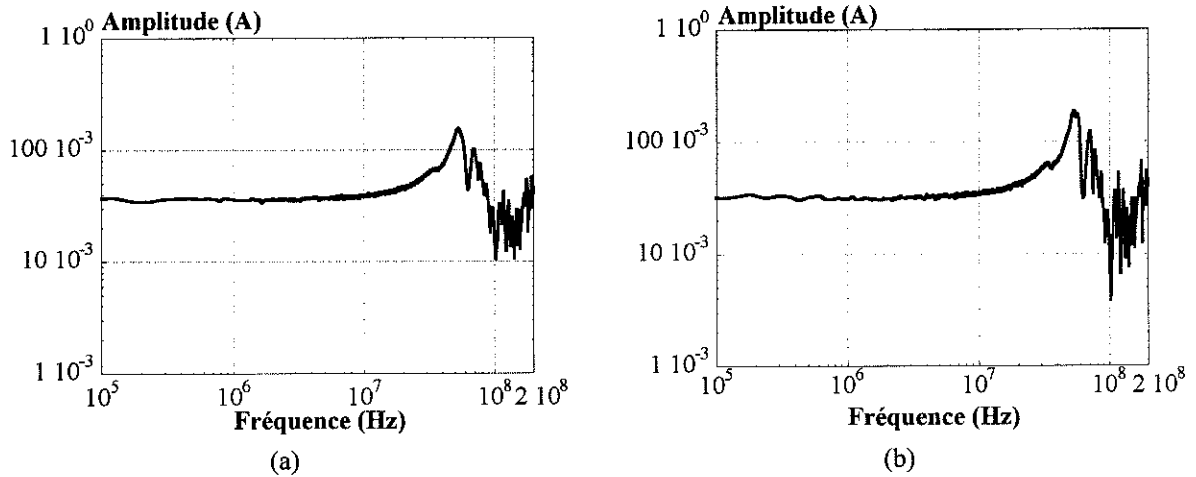


figure II-29 : spectres en fréquence des courants générés par les DP positives (a) et négatives (b), mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 2 GS/s et un nombre d'échantillons égal à 16000 dans le cas de l'objet métallique à potentiel flottant dans l'huile ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 5 \text{ mm}$; $d \approx 1 \text{ mm}$; $\hat{U} = 17,5 \text{ kV}$)

II.3.5.2 Mesure de la charge totale $q(t)$

Pour mesurer la charge totale, il a été nécessaire de souder le circuit RC ($C = 44,6 \text{ nF}$; $R = 500 \Omega$; $\tau = 22,3 \mu\text{s}$) directement entre la pointe et le tube en laiton afin de minimiser l'inductance du circuit de mesure. De plus, il a été indispensable de réaliser un filtre passe-bas de fréquence de coupure f_c égale à 300 kHz pour éliminer les oscillations relevées sur le signal de charge. La charge totale mesurée est caractérisée par une amplitude de quelques centaines de nC (figure II-30).

Nous avons été confrontés à de nombreuses difficultés pour réaliser la mesure des distributions avec des circuits RLC parallèle. En effet, les signaux relevés étaient fortement oscillants et il était difficile de régler correctement le détecteur de crête. Nous ne présentons donc pas les distributions mesurées car les interprétations déduites seraient incorrectes.

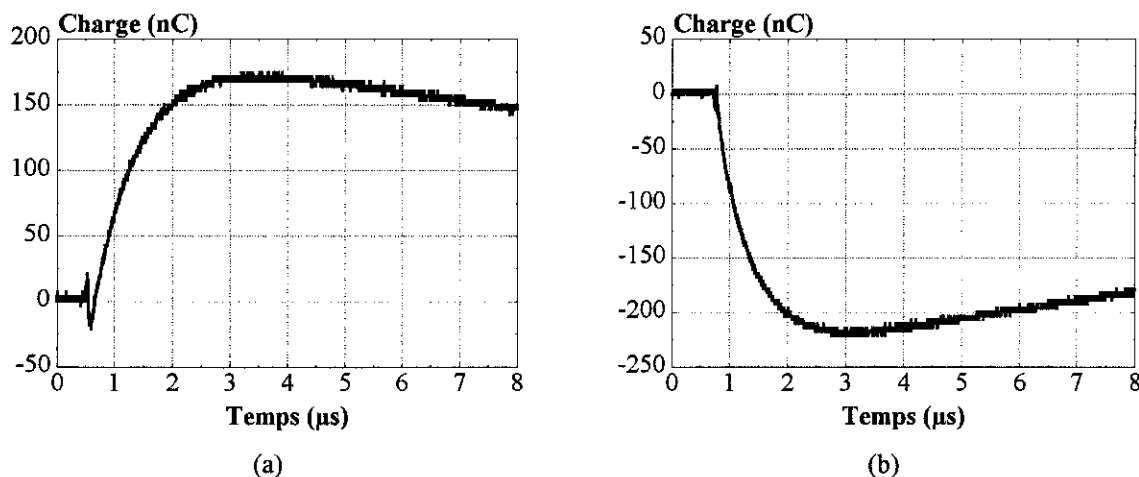


figure II-30 : charge totale générée par les DP positives (a) et négatives (b), mesurée avec un circuit RC de constante de temps égale à $22,3 \mu s$, dans le cas de l'objet métallique à potentiel flottant dans l'huile ($r_p = 10 \mu m$; $D = 5 mm$; $d \approx 1 mm$; $\hat{U} = 17,5 kV$)

II.3.6 Synthèse de la caractérisation électrique

II.3.6.1 Mesure des impulsions de courant

La caractérisation électrique de quelques sources de décharges partielles nous a permis d'observer qu'il existe une grande variété des formes et amplitudes des impulsions de courant. L'amplitude de ces signaux n'est pas un paramètre caractéristique permettant d'identifier les différentes sources de DP. Par exemple, l'amplitude du courant d'une décharge négative dans l'air (figure II-10 (b)) est du même ordre de grandeur que celle mesurée pour la décharge rampante dans l'huile (figure II-20).

La durée des courants est, quant à elle, plus caractéristique de la nature de la source de DP. Un premier type concerne les courants constitués d'une impulsion unique de durée inférieure à quelques centaines de ns, générées par les décharges dans les gaz (décharges couronne ou dans des cavités) ou par des arcs électriques. Le second type correspond aux décharges dans l'huile de durée longue (jusqu'à plusieurs dizaines de μs), de forme complexe constituée d'une composante continue et/ou d'impulsions rapides d'intensité croissante. Cette dernière forme est très caractéristique et permet d'identifier des décharges dans l'huile dans le cadre d'essais sur des cellules de laboratoire. Dans le cas de mesures sur un appareil réel, une partie du bobinage vient s'interposer entre la source de décharges partielles et le point de mesure. Son impédance à haute fréquence étant complexe, les signaux sont sensiblement déformés et il n'est pas sûr que ce type de reconnaissance puisse être mise en œuvre. Dans le cas de la maquette d'enroulement étudiée au chapitre III, cette expérience a été menée. L'impédance de cette maquette à haute fréquence présente de nombreuses résonances à partir de 3 MHz (figure III-12). Malgré cela, la forme globale du courant de DP transmis reste reconnaissable (figure II-31). Dans le cas d'un appareil réel, cette possibilité semble également applicable comme l'ont montrée des mesures récentes [CHU98].

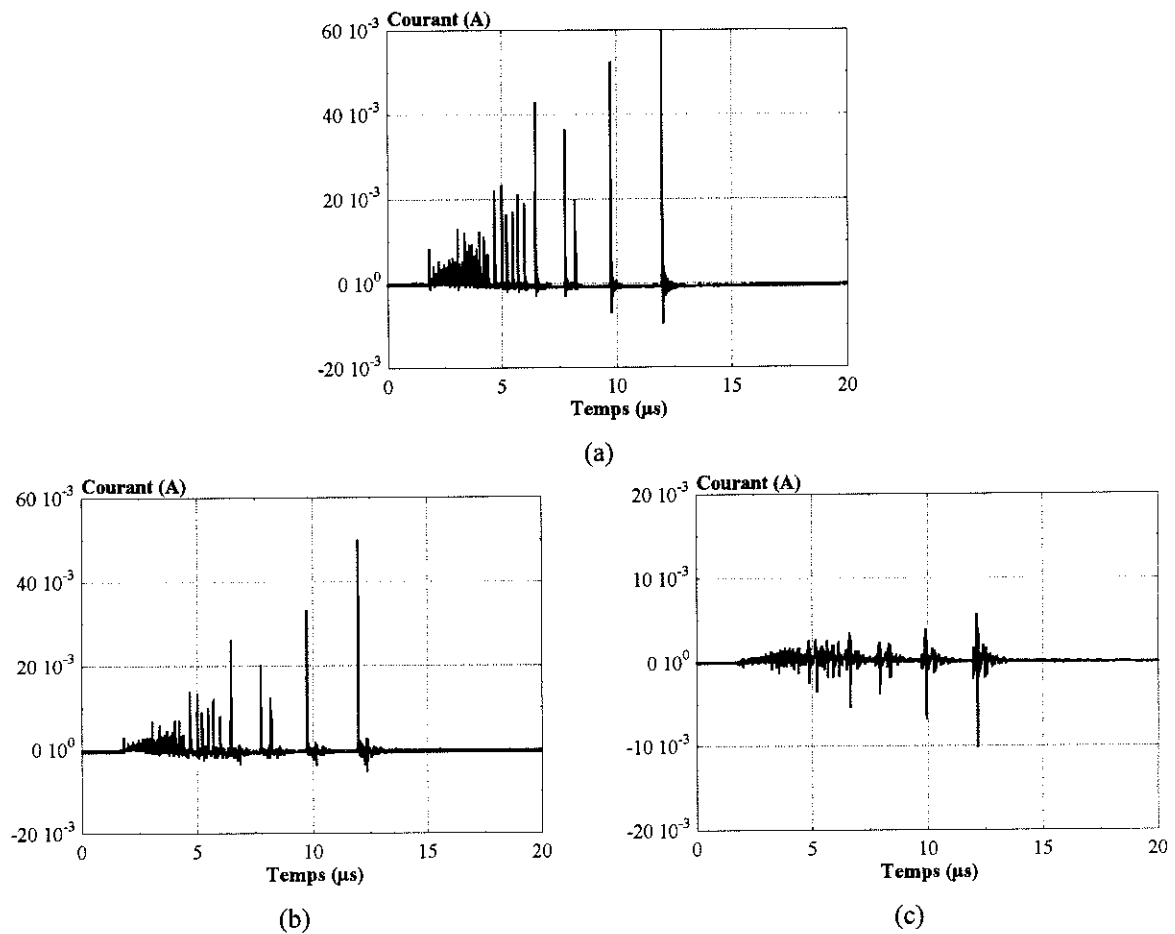


figure II-31 : (a) impulsion de courant d'un streamer positif issue de la décharge rampante dans l'huile ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $\hat{U} = 25 \text{ kV}$) et injectée dans un enroulement de la maquette
 (b) courant mesuré à proximité du lieu d'injection sur une résistance de 50Ω
 (c) courant mesuré à l'autre bout du bobinage sur une résistance de 50Ω

II.3.6.2 Spectre des impulsions de courant

Les courants transitoires sont caractérisés par de larges spectres qui s'étendent au-delà du MHz. Comparativement à la fréquence du réseau électrique, il est possible d'assimiler ces signaux à des impulsions de Dirac. Un courant de DP injecté dans d'un enroulement excitera donc ce bobinage sur une gamme importante de fréquences. Pour les fréquences supérieures au MHz, nous avons constaté que l'amplitude moyenne de certains spectres décroît avec la fréquence. Par exemple, l'atténuation, à une fréquence de 10 MHz, est environ égale à un facteur de 10 pour la décharge couronne négative (figure II-11(b)) et de 100 pour la décharge négative dans l'huile (figure II-16 (b)).

En ce qui concerne les mesures de décharges partielles sur un appareil réel, les mesures de charge sont en général réalisées avec des impédances RLC parallèle possédant une fréquence de coupure inférieure élevée (de 100 kHz à plus de 10 MHz) ; le but est d'atténuer la fréquence du secteur et ses harmoniques, ainsi que les diverses perturbations radioélectriques qui limitent la sensibilité des mesures. Ce type d'impédance se comporte comme un intégrateur uniquement pour les fréquences supérieures à cette fréquence de coupure. Puisque

le spectre des différentes sources de DP varie sensiblement pour les fréquences supérieures à 100 kHz, la sensibilité des mesures de charge doit varier fortement selon la nature du type de défaut d'isolation. Ce point sera développé au paragraphe II.4.

II.3.6.3 Mesure de charge

A partir des mesures de charge effectuées, il est possible de tirer quelques enseignements significatifs. Nous avons, tout d'abord, mis en évidence une différence majeure entre les décharges dans l'air et dans l'huile. Celle-ci concerne la fréquence de répétition des signaux électriques générés par les défauts d'isolation. Ainsi, les DP dans les liquides sont beaucoup moins fréquentes. Par exemple, la durée typique pour obtenir 4000 décharges varie d'une à dix secondes dans le cas des gaz et de 10 à 100 minutes dans l'huile. Cette observation est importante si nous nous reportons à la mesure de décharges partielles aux bornes d'un transformateur de puissance. Pour caractériser correctement une source de décharges dans l'huile, il est primordial d'effectuer ces mesures pendant une durée longue.

La caractérisation électrique nous a aussi permis de mettre en évidence une baisse importante de la sensibilité de mesure de charge des DP dans l'huile lors de l'utilisation de circuits RLC. Celle-ci a pour origine les erreurs d'intégration, dues à l'inadaptation entre la durée des courants et la bande passante des circuits RLC.

II.4 ETUDE DES ERREURS D'INTEGRATION DUES A L'UTILISATION DE CIRCUITS RLC PARALLELE

II.4.1 Préambule

Puisque la charge totale d'une DP dans l'huile est corrélée à ses dimensions physiques et donc à sa nocivité, il est important d'intégrer correctement les courants émis par les streamers. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser un système de mesure caractérisé par une longue constante de temps [LUN95¹]. Le but de ce paragraphe est d'étudier l'influence des paramètres des circuits d'intégration de type RLC sur les mesures de charge de DP.

II.4.2 Réponse des circuits RLC soumis à des impulsions rectangulaires

Pour simuler une DP de longue durée, nous avons utilisé le circuit de la figure II-32. La charge est injectée dans le circuit RLC à l'aide d'une impulsion de tension d'amplitude 100 V, de temps de montée t_r et d'une capacité C_1 . La tension $u_{RLC}(t)$ est mesurée avec une sonde d'oscilloscope de grande impédance. Cette méthode, déjà utilisée par Bartnikas en 1972 [BAR72], revient à injecter une impulsion de courant de durée t_r dans le circuit RLC. Les paramètres des circuits RLC utilisés sont indiqués dans le tableau II-2. Les circuits 1 à 5 sont caractérisés par une fréquence de résonance f_0 variable et un coefficient d'amortissement ε constant (voir définitions de f_0 et ε au chapitre I). Pour les circuits 6 à 9, f_0 est constante et ε variable.

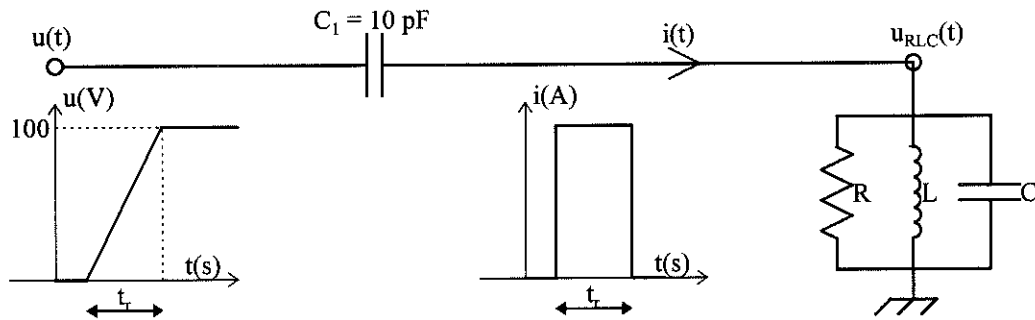


figure II-32 : dispositif expérimental pour l'étude avec des signaux rectangulaires

Circuit RLC	1	2	3	4	5	6	7	8	9
R (kΩ)	0,68	1,00	2,70	2,20	4,70	0,2	0,4	0,53	1,42
L (mH)	0,056	0,470	10	22	100	1,5	1,5	1,5	1,5
C (nF)	0,10	0,22	0,82	2,20	2,20	2,20	2,20	2,20	2,20
f ₀ (kHz)	2 130	500	60	20	10	90	90	90	90
ε	0,6	0,7	0,6	0,7	0,7	2,0	1,0	0,8	0,3

tableau II-2 : caractéristiques des circuits RLC utilisés

La figure II-33 représente des mesures réalisées avec le circuit 3. La valeur crête U_{RLC} de $u_{RLC}(t)$ est maximale quand t_r est petit en comparaison avec la période propre ($1/f_0$) du circuit. La figure II-34 montre le rapport entre la tension mesurée U_{RLC} et la valeur maximale possible, $[C_1/(C+C_1)] \times U$, en fonction du temps de montée t_r pour les circuits 1 à 5. Les traits pleins correspondent aux valeurs calculées analytiquement avec la transformée de Laplace. En fonction du signe de $\varepsilon^2 - 1 - \frac{C_1}{C}$, il est possible de distinguer 3 types de réponse :

- ♦ la réponse apériodique définie par $\varepsilon^2 > 1 + \frac{C_1}{C}$

$$u_{RLC}(t) = \frac{100}{t_r} \frac{C_1}{C} \frac{1}{\omega_0 \sqrt{\varepsilon^2 - 1 - \frac{C_1}{C}}} t \sinh\left(\omega_0 \frac{C}{C+C_1} \sqrt{\varepsilon^2 - 1 - \frac{C_1}{C}} t\right) \exp\left(-\varepsilon \omega_0 \frac{C}{C+C_1} t\right) \quad (II-1)$$

- ♦ la réponse critique définie par $\varepsilon^2 = 1 + \frac{C_1}{C}$

$$u_{RLC}(t) = \frac{100}{t_r} \frac{C_1}{C+C_1} t \exp\left(-\varepsilon \omega_0 \frac{C}{C+C_1} t\right) \quad (II-2)$$

- ♦ la réponse pseudo-périodique définie par $\varepsilon^2 < 1 + \frac{C_1}{C}$

$$u_{RLC}(t) = \frac{100}{t_r} \frac{C_1}{C} \frac{1}{\omega_0 \sqrt{1 + \frac{C_1}{C} - \varepsilon^2}} t \sin\left(\omega_0 \frac{C}{C+C_1} \sqrt{1 + \frac{C_1}{C} - \varepsilon^2} t\right) \exp\left(-\varepsilon \omega_0 \frac{C}{C+C_1} t\right) \quad (II-3)$$

Pour intégrer correctement une décharge de durée t_r , il est nécessaire d'utiliser un circuit de période propre beaucoup plus grande que t_r . Par exemple sur la figure II-34 (a), $1/f_0$ doit être supérieure à environ $50t_r$, afin d'obtenir au moins 90% de la charge réelle. Ce résultat concorde avec celui obtenu par Bartnikas [BAR72]. Lorsque ε varie et f_0 est constante, la figure II-34 (b) montre que la réponse des circuits varie également. Pour la gamme de durées considérée, la réponse varie d'un facteur 2. Cependant, cette variation correspond à des cas extrêmes : avec $\varepsilon = 0,3$ le circuit oscille pendant quelques périodes et pour $\varepsilon = 2$ le circuit est fortement amorti. En pratique, l'influence de ε est relativement faible comparée à celle de f_0 .

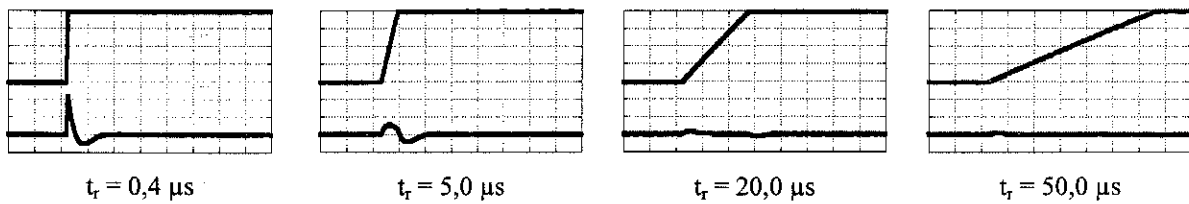


figure II-33 : réponse du circuit RLC 3 (10 μ s/div.) ; courbe supérieure : $u(t)$ (25 V/div.) ; courbe inférieure : $u_{RLC}(t)$ (500 mV/div.)

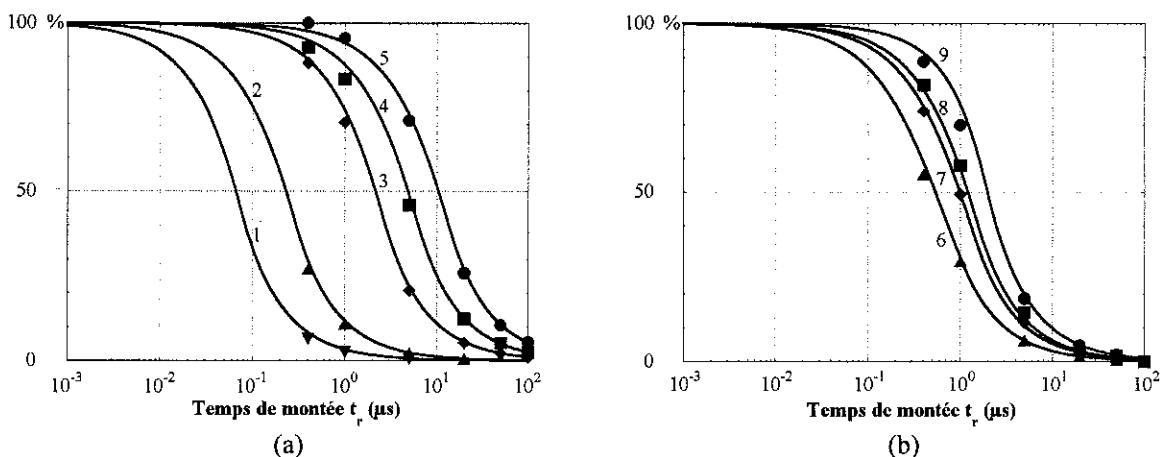


figure II-34 : réponse des circuits RLC en fonction du temps de montée t_r pour :
(a) différentes fréquences propres (b) différents coefficients d'amortissement
(traits : calculs ; points : mesures)

II.4.3 Mesures avec des signaux issus de DP négatives

La figure II-35 représente, en fonction de f_0 , les résultats des mesures effectuées avec les différentes sources de DP à l'aide de circuits RLC, caractérisés par f_0 variable et ε constant. Les résultats sont exprimés comme le rapport de la charge mesurée sur la charge totale relevée lors de la caractérisation électrique du paragraphe II.3. A l'intérieur de la gamme de fréquences étudiées ($f_0 = 20$ kHz - 400 kHz), la charge mesurée est égale à 100% de la charge réelle dans le cas de l'objet métallique à potentiel flottant. Elle varie de 40 à 90% pour la décharge couronne dans l'air et de 5 à 40% dans les cas des décharges dans l'huile. Ces résultats sont cohérents avec la règle $1/f_0 \approx 50t_r$ pour obtenir 90% de la charge totale. En effet,

dans le cas de l'objet à potentiel flottant (décharge très rapide $t_r = 10$ ns), nous mesurons effectivement la charge totale quelque soit le circuit RLC utilisé. Il faut utiliser un circuit RLC caractérisé par f_0 inférieure à 40 kHz pour une décharge pointe-plan dans l'air d'une durée de 500 ns et inférieure à 3 kHz pour les DP dans l'huile.

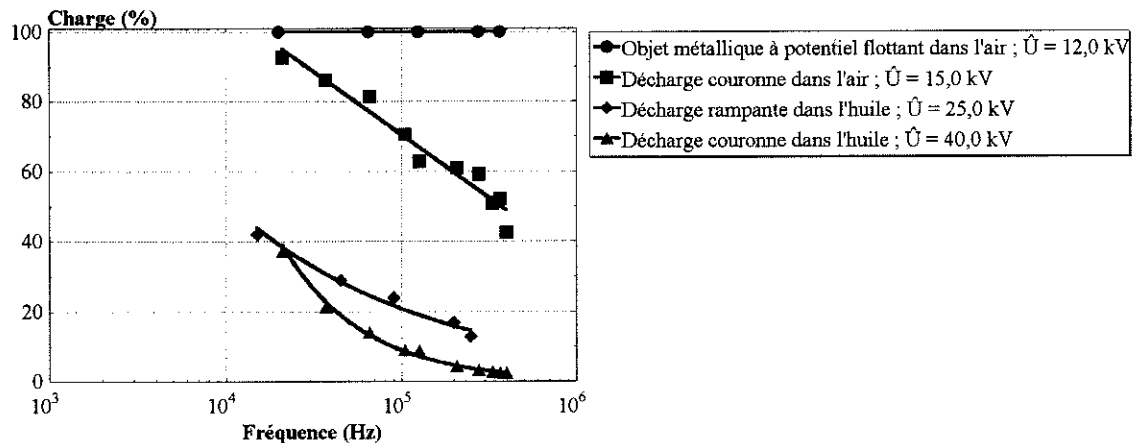


figure II-35 : pourcentage de la charge totale des DP négatives mesurée avec divers circuits RLC en fonction de f_0

II.4.4 Illustration d'erreurs typiques effectuées lors de l'utilisation de circuits de mesure inappropriés

Nous avons observé que les DP positives dans l'huile sont constituées d'une succession d'impulsions rapides et d'intensité croissante (figure II-15 du haut). La charge totale du streamer négatif est égale à la somme des charges générées par chaque impulsion. Avec les circuits habituellement utilisés, cette charge n'est pas totalement mesurée. Par exemple, la figure II-36 (a) représente la réponse d'un circuit RLC caractérisé par f_0 faible. Chaque impulsion est intégrée par la capacité C, mais l'amplitude du signal final ne correspond pas à la somme des charges de chaque impulsion. Un autre exemple, pour lequel f_0 est élevée, est présenté sur la figure II-36 (b). Dans ce cas, le circuit donne une réponse séparée pour chaque impulsion de courant. Ainsi, un streamer négatif unique sera mesuré comme une succession de petites décharges. Cette dernière forme typique est fréquemment mesurée dans les liquides. Par exemple dans l'huile minérale et sous haute tension, des streamers de polarité négative et positive produisent des courants avec des formes identiques [LUN98].

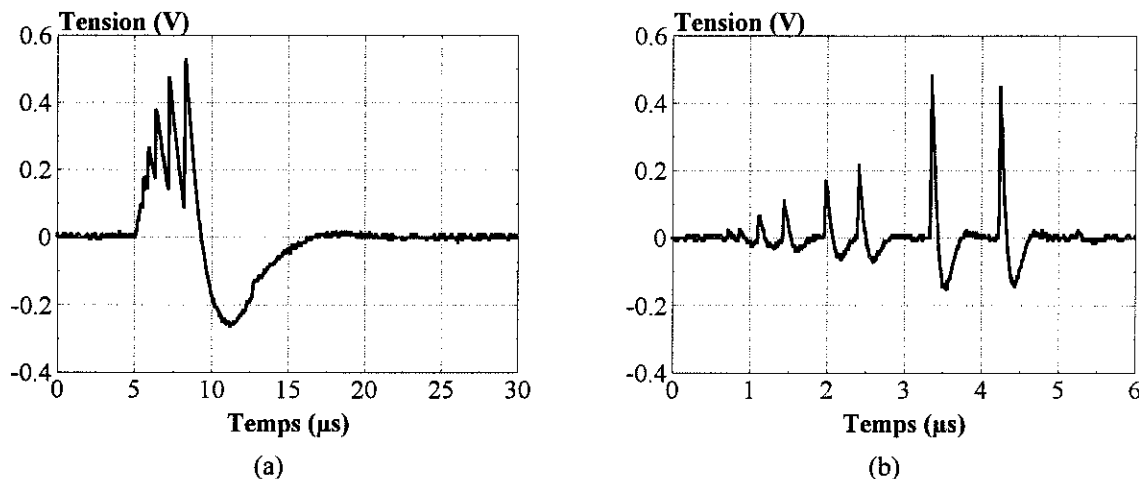


figure II-36 : tension mesurée aux bornes de circuits RLC soumis à un courant de DP positive dans l'huile : (a) $f_0 = 115 \text{ kHz}$ $\varepsilon = 0,7$; (b) $f_0 = 2,2 \text{ MHz}$ $\varepsilon = 0,7$

II.4.5 Conclusions

En général, les mesures de DP sur un appareil réel ne représentent qu'une partie de la charge effectivement transférée dans la décharge (charge apparente). Par conséquent, elles ne fournissent qu'une information relative sur l'amplitude du défaut. De plus, cette étude montre, qu'avec les impédances de mesure RLC préconisées par la norme IEC 270 [IEC98] (fréquence propre comprise entre 100 kHz à 1 MHz), les décharges sont correctement mesurées dans les gaz, mais pas dans les liquides, où seule une petite partie de la charge est détectée. Si de telles décharges se produisent simultanément dans un appareil, les mesures fourniront une appréciation erronée de leur gravité relative en sous estimant de manière importante les décharges dans l'huile. De surcroît, une simple décharge dans l'huile sera souvent interprétée comme une succession de petites décharges (figure II-36 (b)). Par conséquent, les dispositifs d'acquisition et de traitement, tels que les systèmes PRPDA (Phase Resolved Partial Discharge Acquisition), appliqués à des décharges dans l'huile auront une faible efficacité de diagnostic. Pour intégrer totalement les courants de streamers dans les liquides, il est nécessaire d'utiliser des impédances de mesure RLC de fréquence propre f_0 inférieure à 50 kHz. Ceci est impossible à mettre en œuvre sur site, par exemple pour une application sur un transformateur de puissance, en raison des perturbations engendrées par la tension d'alimentation 50 Hz et du bruit électrique ambiant.

En conclusion, il est pratiquement impossible de mesurer la charge totale des DP lors d'une application réelle. En outre, aux problèmes issus de l'utilisation des circuits RLC s'ajoutent les difficultés d'interprétation des mesures dues aux phénomènes de propagation des signaux électriques au sein des bobinages, comme nous le verrons au chapitre III. Pour mesurer correctement les décharges dans les liquides ou sur les interfaces solide/liquide, il paraît approprié de considérer d'autres grandeurs électriques, telles que le courant ou les perturbations électromagnétiques UHF émises par les DP.

II.5 MESURES DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES GENEREES PAR QUELQUES SOURCES DE DECHARGES PARTIELLES

Nous avons effectué quelques mesures de perturbations électromagnétiques générées par les sources de décharges partielles. Cette démarche constitue une approche préliminaire de la détection des décharges partielles par la mesure des signaux Ultra Hautes Fréquences. Le but recherché est d'avoir une estimation qualitative des signaux obtenus par cette méthode pour trois sources de DP : objet métallique à potentiel flottant dans l'air ou dans l'huile et décharges rampantes à l'interface liquide/solide.

II.5.1 Dispositif expérimental

Les mesures ont été effectuées à l'aide d'une antenne située à une distance de 10 cm de la cellule d'essais. Sa géométrie est représentée sur la figure II-37. Le signal UHF est recueilli sur la tige et il est transmis via un câble coaxial jusqu'à l'entrée 50 Ω d'un analyseur de spectre HP 8591E et d'un oscilloscope numérique Tektronix DSA 602 de bande passante égale à 300 MHz. L'analyseur de spectre ne peut effectuer des mesures que sur des signaux répétitifs. Il calcule le spectre jusque 1,8 GHz et affiche à l'écran l'amplitude maximale de chaque pas fréquentiel du spectre.

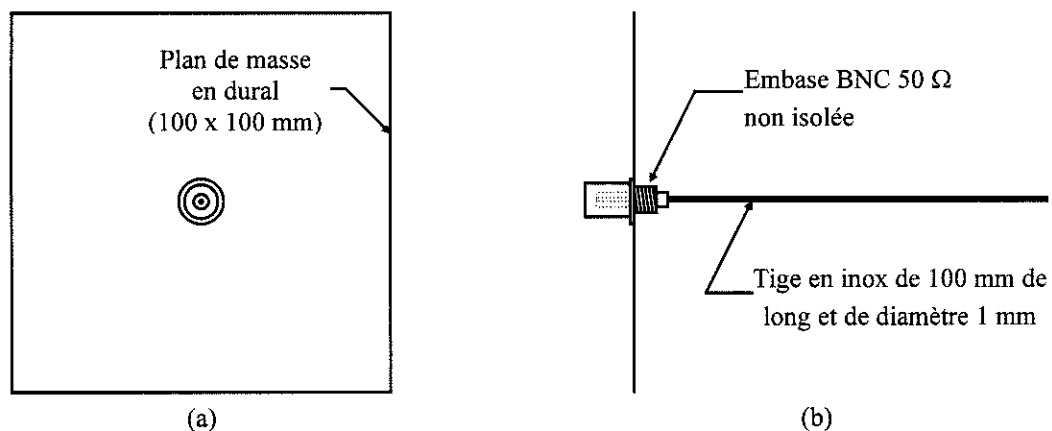


figure II-37: géométrie de l'antenne utilisée pour mesurer les perturbations électromagnétiques
(a) vue de face ; (b) vue de côté

II.5.2 Résultats

II.5.2.1 Objet métallique à potentiel flottant dans l'air

Les figure II-38 (a) et figure II-38 (b) représentent respectivement les signaux de courant et UHF temporels générés par les DP positives. Nous observons que les signaux UHF sont caractérisés par une forme complexe oscillante et une amplitude de quelques volts. Nous constatons, en outre, que leur durée est de quelques centaines de nanosecondes, alors que le courant transitoire dure une dizaine de nanosecondes.

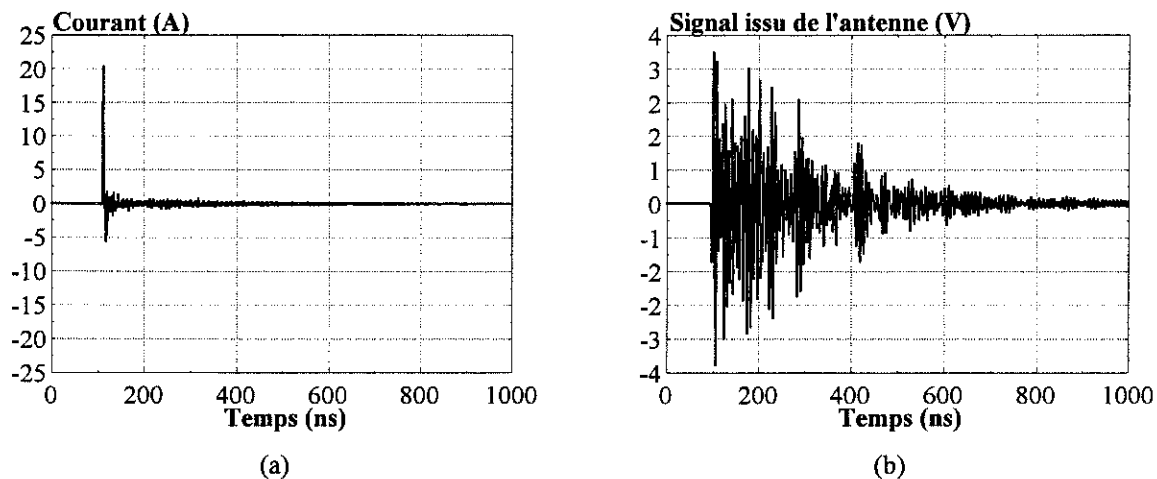


figure II-38 : courant transitoire (a) et perturbation électromagnétique (b) générés par les DP positives dans le cas de l'objet métallique à potentiel flottant dans l'air ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 5 \text{ mm}$; $d \approx 1 \text{ mm}$; $\dot{U} = 12 \text{ kV}$)

Le spectre du signal UHF est représenté sur la figure II-39. En sachant que le niveau de bruit est environ égal à -60 dB , nous constatons que le contenu spectral des signaux UHF est extrêmement large. La courbe obtenue représente probablement la réponse de l'antenne. Nous observons aussi deux gammes de fréquences privilégiées ; la première se situe au voisinage de la centaine de MHz et la seconde est proche de 400 MHz. D'un point de vue expérimental, il est utile de préciser que le spectre est obtenu rapidement puisque la fréquence d'apparition des DP est élevée et chaque DP engendre une perturbation électromagnétique d'amplitude importante.

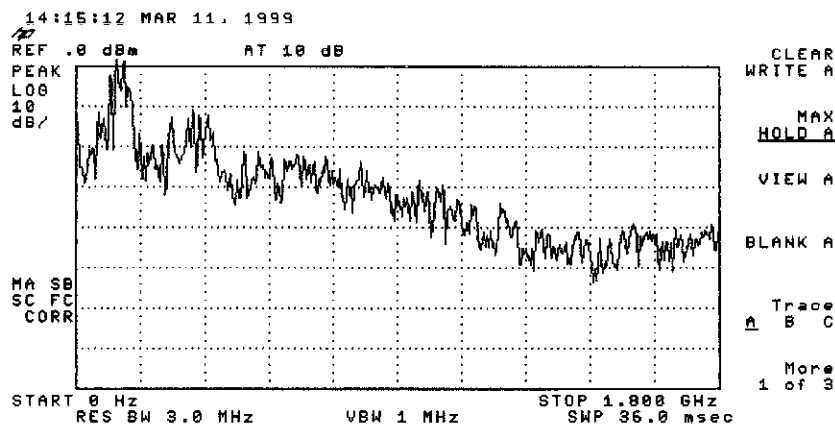


figure II-39 : spectre des signaux UHF mesuré dans le cas de l'objet métallique à potentiel flottant dans l'air ($r_p = 10 \mu\text{m}$; $D = 5 \text{ mm}$; $d \approx 1 \text{ mm}$; $\dot{U} = 12 \text{ kV}$)
 Echelle des abscisses : fréquence de 0 à 1,8 GHz soit 180 MHz/div
 Echelle des ordonnées : amplitude de -80 à 0 dB soit 20 dB/div

Des mesures identiques ont été effectuées pour un objet métallique à potentiel flottant dans l'huile. Les résultats sont identiques. Bien entendu, l'amplitude des signaux UHF est beaucoup plus élevée puisque celle des impulsions de courants de DP est, elle aussi, importante.

II.5.2.2 Décharge rampante à l'interface liquide/solide

La figure II-40 est caractéristique car elle montre que seules les impulsions de courant rapides génèrent des signaux UHF détectés par notre antenne. Ainsi, nous observons que la composante continue du courant transitoire négatif ne produit pas de signal mesurable. L'amplitude des signaux UHF est beaucoup moins élevée que celle relevée dans le paragraphe précédent et celle du spectre, relevé à l'aide de l'analyseur, est proche du niveau de bruit. De plus, la fréquence de répétition des DP dans l'huile étant faible, l'acquisition du spectre par l'analyseur nécessiterait une durée extrêmement longue. La figure II-41 représente le spectre des signaux UHF calculés à partir des signaux temporels (figure II-40 (b)) relevés à l'aide de l'oscilloscope numérique. La représentation fréquentielle est limitée à la bande passante de mesure, égale à 300 MHz. Nous retrouvons la première résonance de l'antenne située au voisinage de 100 MHz. Pour les fréquences inférieures à 40 MHz, le signal fourni par l'antenne est très faible. Il correspond au bruit de la mesure.

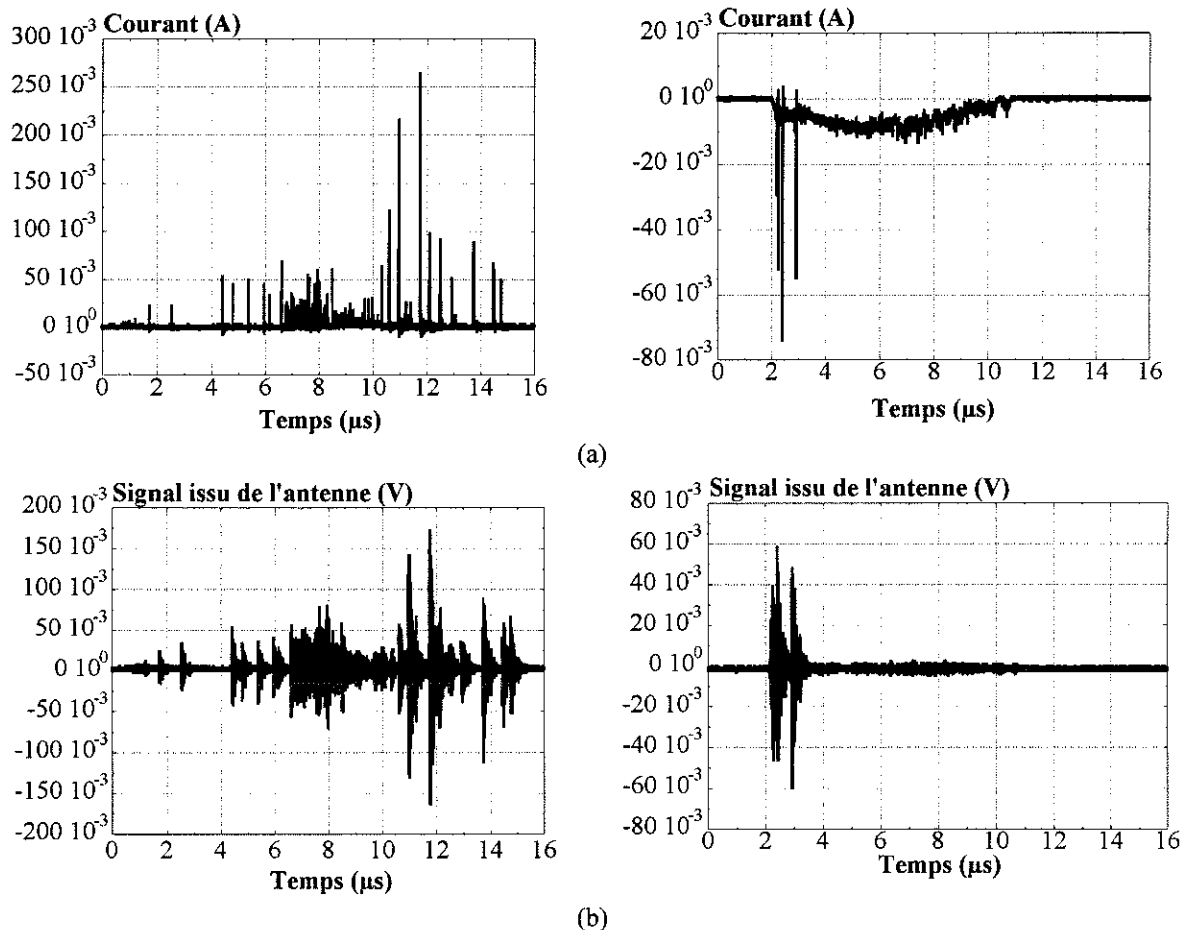


figure II-40 : courant transitoire (a) et perturbation électromagnétique (b) générés par les DP positives (figures de gauche) et négatives (figures de droite) et mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 1 GS/s et un nombre d'échantillons égal à 16000 dans le cas de la décharge rampante dans l'huile ($r_p = 10 \mu m$; $\dot{U} = 25 kV$)

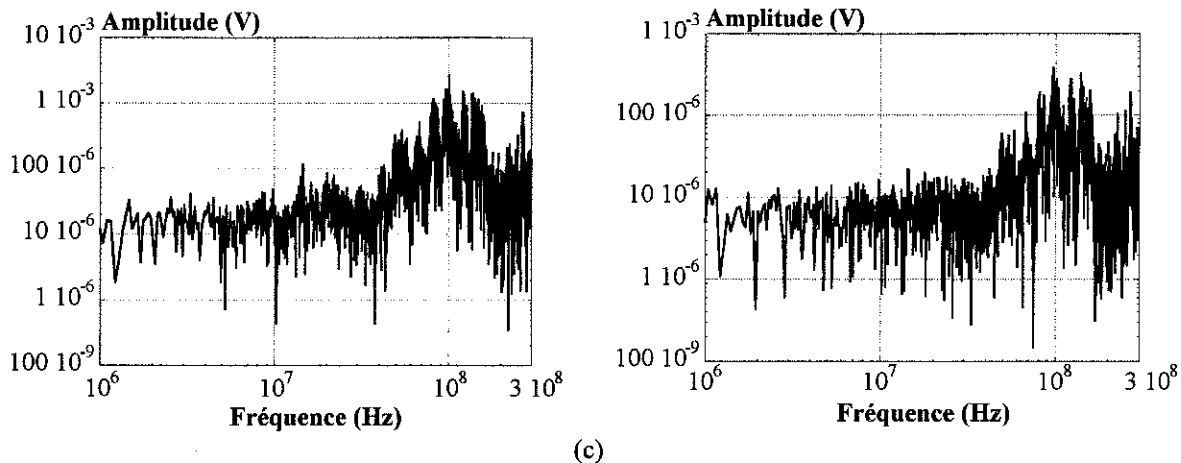


figure II-41 : spectres en fréquence des signaux de la figure II-40 (b)

II.5.3 Synthèse de la mesure des perturbations électromagnétiques

Le premier enseignement que nous pouvons déduire de ces mesures préliminaires est que les différentes sources de DP étudiées génèrent des signaux UHF. Ils sont caractérisés par une forme temporelle complexe et une durée longue comparativement à celle des courants. Les spectres des signaux UHF sont, quant à eux, très larges.

A la vue des résultats expérimentaux, les signaux UHF ne peuvent être exploités que dans le cadre d'une mesure qualitative et non quantitative. Par exemple, la figure II-40 suggère une certaine proportionnalité entre l'amplitude des pics de courants et celle des signaux UHF ($\approx 0,64$ mV/mA). Cependant dans les mêmes conditions de mesure et pour une autre source de DP, ce rapport est largement différent ($\approx 0,175$ mV/mA) (figure II-39). Nous pouvons donc en déduire qu'il est impossible de corréler la valeur crête des signaux UHF à celle des courants et à fortiori de la charge des DP.

En insérant une antenne dans la cuve d'un transformateur de puissance, la mesure des perturbations électromagnétiques pourrait toutefois être utilisée comme moyen de détection des décharges. Nous pouvons également penser qu'elle puisse être utilisée pour identifier différentes sources de DP. Dans l'huile par exemple, nous obtenons des formes caractéristiques des signaux UHF.

L'intérêt d'insérer une antenne dans un transformateur est que la cuve joue le rôle de cage de Faraday. De surcroît, les signaux électriques provenant de l'extérieur du transformateur (décharge couronne sur les lignes) n'ont pas de spectres en fréquence très étendus. Pour améliorer la détection, celle-ci pourrait être effectuée dans une gamme de fréquences UHF avec un faible bruit [PEM99], c'est à dire une bande fréquentielle éloignée des fréquences radio, des fréquences de téléphones portables, etc. Ce signal UHF, essentiellement représentatif des décharges présentes à l'intérieur du transformateur, pourrait alors être utilisé pour sélectionner des signaux quantitatifs (charge, signaux acoustiques) qui sont, quant à eux, très sensibles aux sources de bruit provenant de l'extérieur [RUT97].

CHAPITRE III
PROPAGATION DES SIGNAUX ELECTRIQUES
DANS LA MAQUETTE D'ENROULEMENT

VALIDITE DE LA METHODE DE
LOCALISATION DE L'ONDE PROGRESSIVE

III.1 INTRODUCTION

Suite à l'étude bibliographique, nous avons décidé de nous intéresser aux méthodes de localisation, qui permettent une meilleure compréhension des modes de propagation des signaux électriques de décharges partielles dans les enroulements de transformateur. Nous avons choisi la méthode capacitive et celle de l'onde progressive. Pour étudier expérimentalement et numériquement la mise en œuvre de ces techniques, nous avons décidé de concevoir une maquette d'enroulement de transformateur. Dans une première partie, nous présenterons la géométrie de cette maquette et les principes théoriques de l'outil numérique utilisé pour modéliser son comportement fréquentiel. Nous comparerons ensuite les valeurs mesurées et simulées des admittances de la maquette, afin de vérifier la validité du modèle numérique.

L'objectif de la seconde partie de ce chapitre est de déterminer une méthode adéquate de localisation des DP. Pour cela, nous avons mené une analyse expérimentale de la propagation de signaux électriques au sein d'un enroulement. Nous avons réduit cette étude à un seul bobinage dans le but de faciliter l'interprétation des résultats expérimentaux.

Après avoir constaté que la méthode de l'onde progressive était la plus appropriée, nous étudierons sa validité lorsqu'elle est mise en œuvre sur un bobinage avec des signaux de forme simplifiée. Le but est d'évaluer la précision de la localisation obtenue.

Nous profiterons de cette étude pour mettre en évidence les erreurs de mesure de charge, lorsque celles-ci sont effectuées aux extrémités d'un enroulement.

Enfin, nous terminerons ce chapitre en présentant quelques mesures effectuées sur un transformateur de puissance (290 MVA) de la centrale thermique de Montereau. A travers cette investigation sur site, nous avons cherché à mettre en évidence des corrélations avec les mesures précédemment effectuées sur la maquette.

III.2 PRESENTATION DE LA MAQUETTE D'ENROULEMENT

III.2.1 Géométrie de la maquette

Nous avons constaté, au cours du chapitre précédent, que les impulsions de courant de décharges partielles sont caractérisées par un large contenu spectral. Afin d'étudier leurs propagations dans des bobinages de transformateur, nous avons défini une maquette d'enroulement (figure III-1, figure III-2 et figure III-3) qui est le résultat d'un compromis entre :

- ◆ les coûts de fabrication par l'entreprise Alstom ;
- ◆ l'encombrement (facilité de démontage, masse, ...) ;
- ◆ la possibilité d'injecter ou mesurer des signaux en divers points le long des bobines ;
- ◆ les temps de calcul nécessaires à la simulation numérique de son comportement HF.

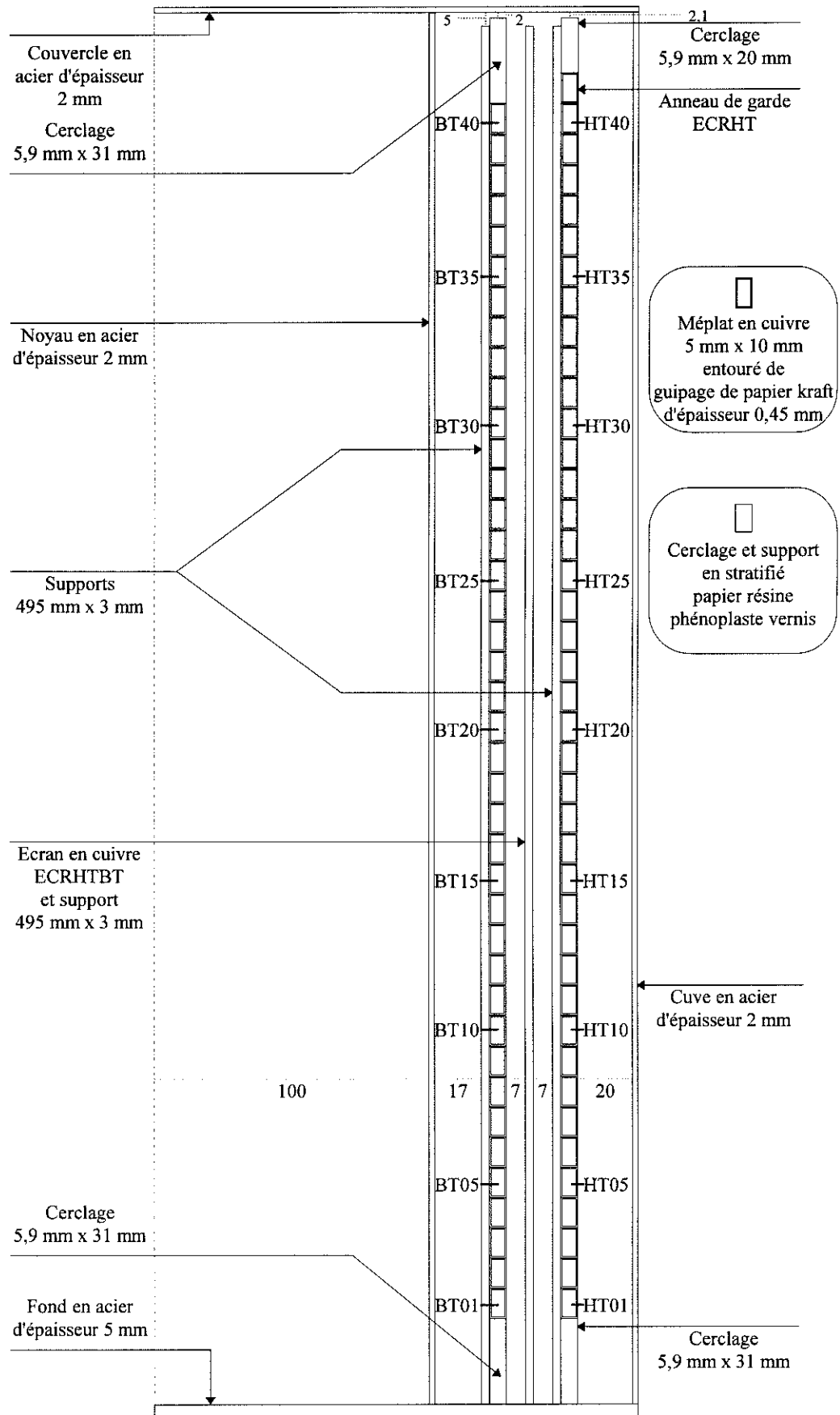


figure III-1 : coupe axisymétrique de la maquette d'enroulement

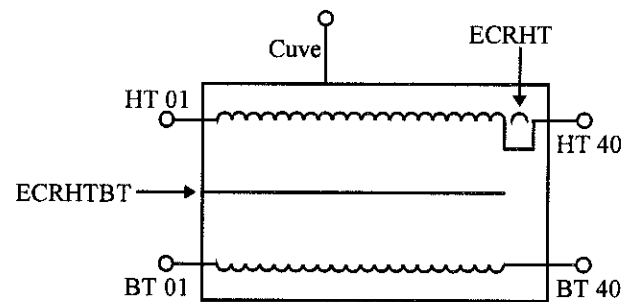


figure III-2 : représentation simplifiée de la maquette

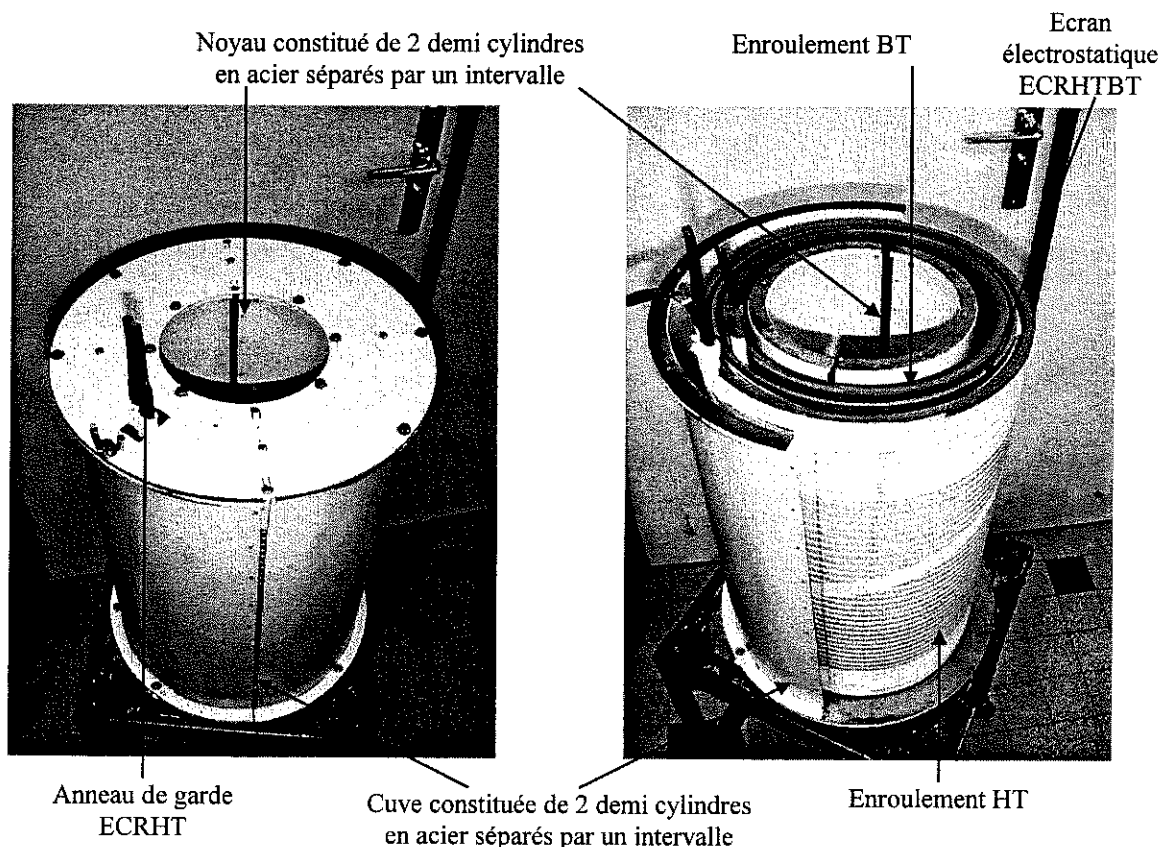


figure III-3 : photographies de la maquette d'enroulement

La première conséquence de ce cahier des charges est que la maquette ne contient pas d'huile minérale de transformateur. Cela permet, par ailleurs, d'éviter les variations des pertes diélectriques au cours du temps par la reprise d'humidité. Nous avons aussi opté pour une disposition concentrique des enroulements en colonne [HOC86], formés chacun par une seule couche de 40 spires. Les enroulements sont séparés par un écran électrostatique en cuivre, dénommé ECRHTBT et connecté à la masse. Les spires des enroulements intérieur et extérieur, respectivement appelés enroulements BT et HT, ont une longueur moyenne respective environ égale à 785 mm et 950 mm. Au sommet de l'enroulement HT, a été ajoutée une spire qui peut être connectée au bobinage HT pour simuler un écrêteur de champ : ECRHT. Dans les transformateurs de puissance, ce dispositif est habituellement situé à l'extrémité de l'enroulement connecté à la haute tension afin de réduire les pertes dues au flux

de fuite [KAR87]. Dans le domaine des hautes fréquences et en raison de l'effet de peau, le flux ne circule plus par le noyau magnétique des transformateurs de grande puissance. Pour prendre en compte cet effet, nous avons remplacé le noyau magnétique par deux demi cylindres en acier, séparés par un intervalle de 5 mm. Par ce choix, nous évitons aussi l'apparition de courants de Foucault dans la troisième dimension, qui ne pourraient être pris en compte lors de la modélisation numérique. Pour respecter ces mêmes contraintes numériques, la cuve est, elle aussi, réalisée à l'aide de deux demi cylindres en acier.

En raison des différences avec un transformateur réel (taille, nombre de spires, ...), cette maquette n'est pas directement représentative du comportement réel d'un transformateur. En revanche, elle constitue un modèle de laboratoire pratique, permettant d'effectuer des mesures et des simulations numériques, et de confronter leurs résultats.

III.2.2 Logiciel de modélisation haute fréquence des transformateurs [MOR95]

Les manœuvres ou défauts dans un réseau électrique engendrent des fronts de tension sur les lignes. Ces phénomènes transitoires se présentent aux bornes des matériels bobinés connectés au réseau et peuvent alors exciter certains modes propres de l'appareil et engendrer des surtensions internes préjudiciables. Pour répondre aux problèmes soulevés par les expertises des avaries, par l'élaboration de futures spécifications ou bien par les nouvelles méthodes de surveillance par voie électrique, il a été développé à l'EDF un outil de simulation numérique du comportement en haute fréquence (du kHz à plusieurs MHz) des transformateurs en réseau. Ce logiciel, dénommé SUMER, permet d'accéder de façon systématique à la répartition des tensions sur les galettes du transformateur. L'utilisateur peut ainsi connaître la nocivité pour les bobinages internes des signaux enregistrés en entrée du transformateur. La structure informatique de SUMER est assez complexe. Il s'agit d'un progiciel associant Flux2D, EMTP et Matlab. Le code source a été écrit en Fortran et est piloté par des routines C. Il fut développé par Olivier Moreau, ingénieur au sein de la Division Recherche & Développement d'EDF et Richard Michel, alors employé dans la société prestataire de service GIST.

L'organisation générale de l'application permet de distinguer trois grandes étapes :

La discrétisation électrique du transformateur

L'approche retenue pour l'étude des surtensions internes consiste à générer un maillage électrique du transformateur en discrétisant ses enroulements en éléments électriques (spires, groupes de spires, galettes, portions de bobinage, etc.). Les éléments diélectriques et leurs interactions électromagnétiques sont ensuite modélisés par des circuits électriques élémentaires à constantes localisées (dipôles R, L, C et termes mutuels). L'assemblage de ces circuits élémentaires conduit alors à constituer un réseau électrique à constantes localisées, appelé modèle réseau, représentant le transformateur. Le calcul des coefficients est effectué par la méthode des éléments finis 2D, pour différentes fréquences représentatives des données constructives du transformateur (géométrie et matériaux).

L'analyse modale

Le modèle réseau, préalablement déterminé, n'est pas simulable directement à l'aide du logiciel EMTP. Le but de l'analyse modale est donc d'obtenir un modèle équivalent du transformateur exploitable par EMTP. A partir des paramètres calculés par Flux2D, une matrice admittance Y est reconstituée par analyse nodale. Elle vérifie la relation $I = YV$ avec I le vecteur des courants injectés aux nœuds et V le vecteur de potentiels aux nœuds. Les nœuds électriques sont décomposables en nœuds internes (indice i) et nœuds de connexion (indice l). Ces derniers nœuds correspondent aux bornes du transformateur. La loi d'Ohm matricielle, décomposée en blocs, reliant les potentiels des nœuds aux courants injectés en ces nœuds s'écrit :

$$\begin{bmatrix} Y_{ll} & Y_{li} \\ {}^tY_{li} & Y_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_l \\ V_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_l \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-1})$$

que nous pouvons ramener à :

$$V_i = H.V_l = (-Y_{ii}^{-1} \cdot {}^tY_{li})V_l \quad (\text{III-2})$$

et

$$I_l = \tilde{Y}.V_l = (Y_{ll} - Y_{li} \cdot Y_{ii}^{-1} \cdot {}^tY_{li})V_l \quad (\text{III-3})$$

Comme le nombre de nœuds de liaisons est faible, il est possible de simuler un réseau EMTP équivalent à la relation (III-3). Le calcul des potentiels internes s'obtient, ensuite, par convolution avec la fonction de transfert. Mais pour cela, il faut inverser la matrice Y_{ii} . Cette inversion formelle d'une matrice variant avec la fréquence est réalisée par analyse modale. Suite à cette étape, la matrice $\tilde{Y}$ est composée d'une partie modale correspondant aux modes complexes oscillants et de contributions quasi statiques diélectrique et magnétique, correspondant aux modes réels. Cette partie réelle donne une enveloppe sur laquelle viennent se superposer les modes oscillants. Elle est calculée à une pulsation choisie par l'utilisateur.

La simulation EMTP et le calcul des potentiels internes

Une fois les calculs d'analyse modale effectués, l'étape suivante consiste à lancer les calculs de l'admittance de condensation $\tilde{Y}$ et de la fonction de transfert H . Les résultats des simulations EMTP sont exploités à l'aide du logiciel Matlab.

III.2.3 Etude du comportement fréquentiel de la maquette

La maquette d'enroulement de transformateur, pour laquelle l'anneau de garde ECRHT est connecté à la spire HT40, présente au total 4 bornes : HT01, HT40, BT01 et BT40. Elle est caractérisée par la matrice symétrique admittance 4x4 définie par l'équation (III-4). Les éléments de cette matrice peuvent être déterminés expérimentalement et numériquement, en adoptant la configuration de la figure III-4. Ainsi, ce montage avec une source d'amplitude unité permet d'obtenir la quatrième colonne de la matrice admittance (III-5). Pour connaître la matrice complète, il faut permuter les quatre bornes.

$$\begin{bmatrix} Y_{BT01-BT01} & Y_{BT01-BT40} & Y_{BT01-HT01} & Y_{BT01-HT40} \\ Y_{BT40-BT01} & Y_{BT40-BT40} & Y_{BT40-HT01} & Y_{BT40-HT40} \\ Y_{HT01-BT01} & Y_{HT01-BT40} & Y_{HT01-HT01} & Y_{HT01-HT40} \\ Y_{HT40-BT01} & Y_{HT40-BT40} & Y_{HT40-HT01} & Y_{HT40-HT40} \end{bmatrix} \quad (III-4)$$

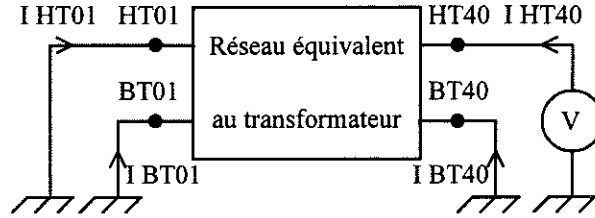


figure III-4 : configuration adoptée pour déterminer les éléments de la matrice admittance

$$\begin{bmatrix} I_{BT01} \\ I_{BT40} \\ I_{HT01} \\ I_{HT40} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{BT01-BT01} & Y_{BT01-BT40} & Y_{BT01-HT01} & Y_{BT01-HT40} \\ Y_{BT40-BT01} & Y_{BT40-BT40} & Y_{BT40-HT01} & Y_{BT40-HT40} \\ Y_{HT01-BT01} & Y_{HT01-BT40} & Y_{HT01-HT01} & Y_{HT01-HT40} \\ Y_{HT40-BT01} & Y_{HT40-BT40} & Y_{HT40-HT01} & Y_{HT40-HT40} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ V_{HT40} \end{bmatrix} \quad (III-5)$$

III.2.3.1 Détermination expérimentale des éléments de la matrice admittance

Les éléments de la matrice admittance sont mesurés à l'aide d'un analyseur gain/phase HP4194A (figure III-5). Cette appareil délivre une tension sinusoïdale d'amplitude 1 V à la fréquence variable de 100 Hz à 100 MHz et enregistre les grandeurs correspondantes à deux voies de mesure. Elles sont ensuite transmises à un ordinateur pour traitements numériques.

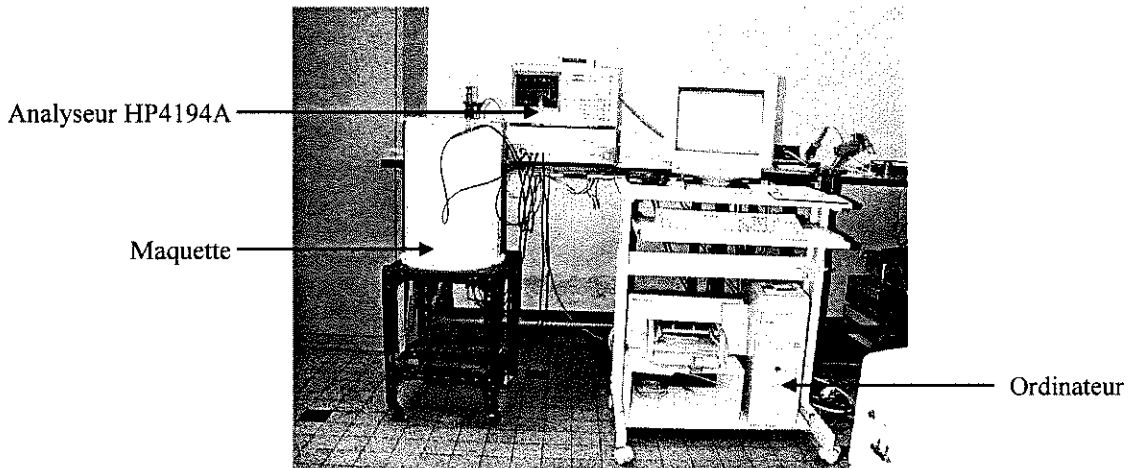


figure III-5 : dispositif expérimental de détermination des éléments de la matrice admittance

Dans le cas d'un fonctionnement en mode admittance-mètre (figure III-6 (a) et figure III-7 (a)), ces deux grandeurs sont la tension d'injection mesurée sur les entrées "Hc" et "Hp" et un courant relevé sur "Lc" et "Lp". Comme l'amplitude de la tension injectée est égale à 1 V, l'admittance ($Y = I/V$) est directement l'image du courant. Pour le mode gain-phase-mètre

(figure III-6 (b) et figure III-7 (b)), la tension d'injection est mesurée sur la voie dénommée "Ref Ch". Le courant est quant à lui mesuré à l'aide d'une sonde de courant Tektronix CT-1 de gain égal à 0,2 A/V entre 50 kHz et 100 MHz. La tension issue du tore de courant est relevée sur la voie "Test Ch". L'admittance est alors obtenue par l'expression $Y = 0,2 \times \text{Ref Ch} / \text{Test Ch}$. Pour chaque élément de la matrice admittance, deux séries de mesure ont été réalisées. Entre 100 Hz et 1 MHz, l'appareil HP4194A est utilisé en admittance mètre. De 1 MHz jusque 100 MHz, l'analyseur fonctionne en gain phase mètre.

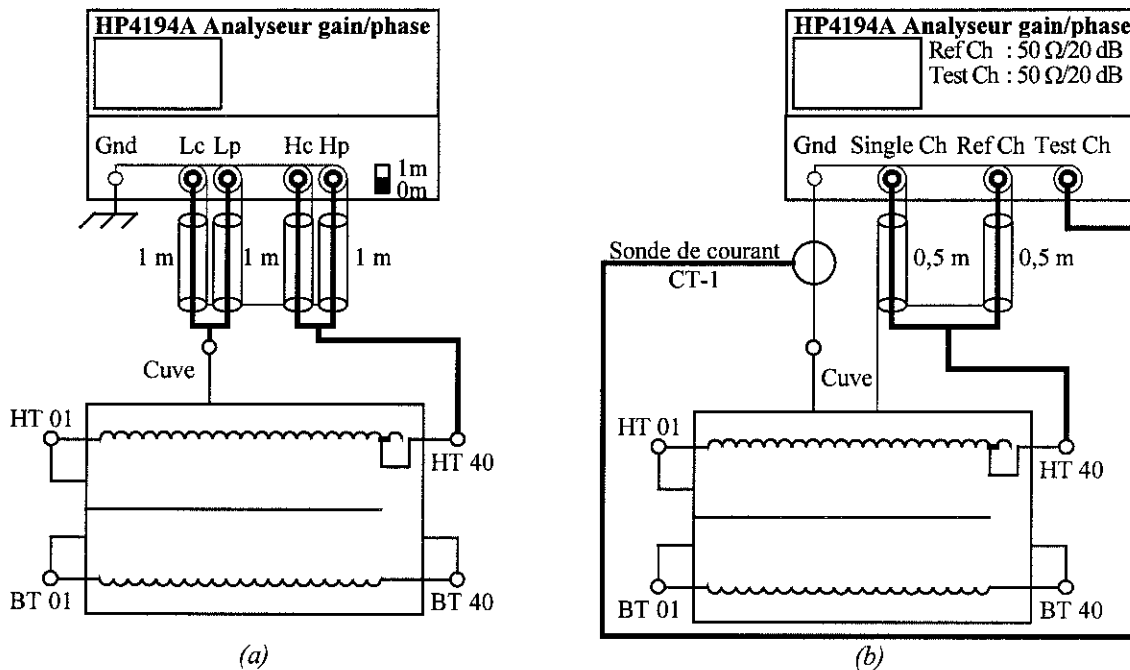


figure III-6 : schéma de mesure du terme $Y_{HT40-HT40}$ en mode admittance mètre (a) et en mode gain phase mètre (b)

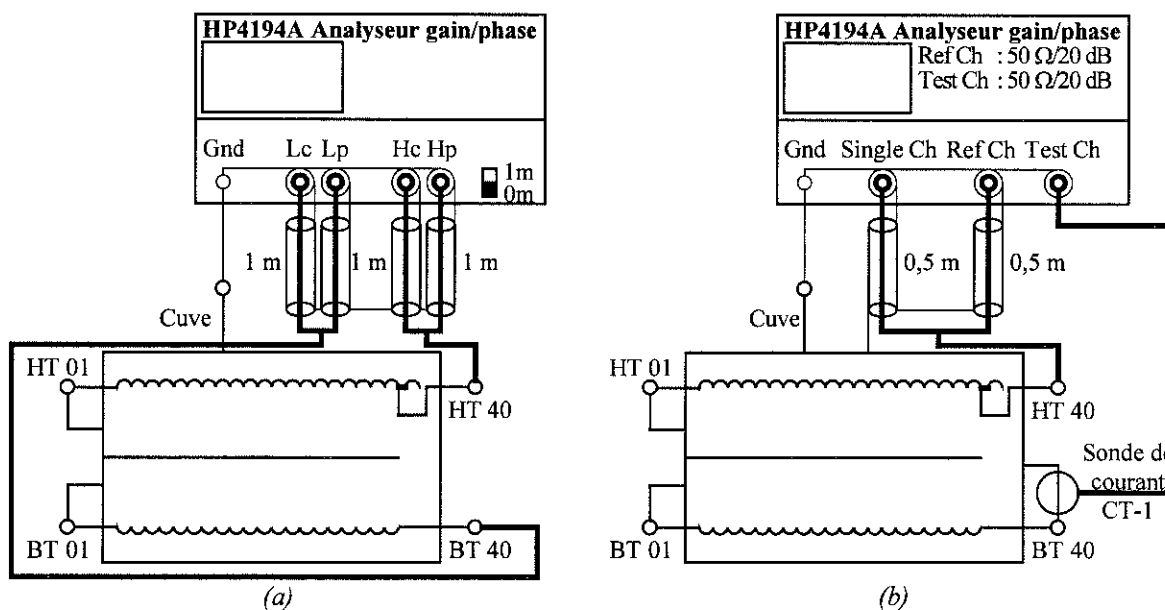


figure III-7 : schéma de mesure du terme $Y_{BT40-HT40}$ en mode admittance mètre (a) et en mode gain phase mètre (b)

III.2.3.2 Caractéristiques du modèle numérique de la maquette [DES99]

Dans le cadre de la simulation numérique par le logiciel SUMER, l'élément de discrétisation du modèle électromagnétique de la maquette est la spire. La validité fréquentielle du modèle à constantes localisées, constitué de 80 éléments, requiert une variation quasi linéaire des grandeurs électriques (potentiel et courant) dans la spire. Le pas de discrétisation maximal, c'est à dire la plus grande longueur de conducteur représentée par un seul élément électrique, doit être adapté à la fréquence maximale $f_{\max}$ des ondes de potentiels et de courants de notre modèle. Au delà de $f_{\max}$, les résultats seront entachés d'incertitudes numériques dues à une discrétisation inadaptée aux longueurs d'ondes mises en jeu. L'usage veut que le pas géométrique soit cinq fois inférieur à la plus petite demi longueur d'onde désirée, c'est à dire

$$f_{\max} \leq \frac{v}{10.l_{\max}} \quad (\text{III-6})$$

avec v étant la vitesse de propagation dans la maquette. Cette vitesse est évidemment difficile à apprécier. Dans le cas de la maquette, la longueur maximale est obtenue pour les spires de l'enroulement HT, soit 950 mm. En considérant $v = c/\sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ et $\epsilon_r = 6$ ($\mu_r = 1$) la limite de validité fréquentielle du modèle est de 13 MHz.

Les simulations à l'aide du logiciel SUMER nécessitent la détermination des matrices diélectriques (C et G) et magnétiques (L et R) à partir de deux géométries distinctes. Pour le calcul diélectrique, nous avons considéré que seuls deux types d'isolant étaient présents dans la maquette : le papier kraft pour le guipage et la Bakélite pour les supports, les cerclages, etc. Nous avons aussi choisi de tenir compte de la dépendance en fréquence des constantes diélectriques ϵ' et ϵ'' de ces matériaux. L'échantillonnage fréquentiel retenu est le suivant : 50 Hz, 100 kHz, 1 MHz, 5 MHz, 10 MHz et 100 MHz. Compte-tenu du peu de données concernant la variation en fréquence des propriétés diélectriques des matériaux (tableau III-1), il a été nécessaire d'extrapoler les valeurs au delà du MHz, fournies par le constructeur Alstom et celles trouvées dans la bibliographie [RAC40]. Dans le modèle magnétique, les comportements du noyau et de la cuve sont décrits par une permittivité complexe. Pour tenir compte de l'évolution de cette perméabilité en fonction de la fréquence, la matrice L est calculée pour les valeurs suivantes : 1 Hz, 100 kHz, 1 MHz, 20 MHz et 100 MHz. L'anneau de garde ECRHT est quant à lui défini comme un circuit magnétique en cuivre recouvert du guipage en kraft. Pour obtenir une meilleure adéquation entre les mesures et les résultats numériques, nous avons choisi de calculer les modes réels à 100 kHz et non pas à 50 Hz.

Fréquence	50 Hz	100 kHz	1 MHz	5 MHz	10 MHz	100 MHz
ϵ' kraft	6	5,55	5	4,5	4,2	3,4
ϵ'' kraft	0	0,22	0,35	0,38	0,33	0,22
ϵ' Bakélite	5	4,55	4	3,5	3,2	2,4
ϵ'' Bakélite	0,2	0,32	0,4	0,4	0,35	0,23

tableau III-1 : constantes diélectriques du kraft et de la Bakélite en fonction de la fréquence

III.2.3.3 Résultats de la comparaison

La comparaison des termes $Y_{HT40-HT40}$ et $Y_{BT40-HT40}$ (respectivement figure III-8 et figure III-9) et ceux représentés dans l'annexe A montre que l'évolution globale est satisfaisante, du moins jusqu'au voisinage de 4 MHz. Nous pouvons aussi observer que la maquette a un comportement purement inductif jusqu'à 500 kHz. Dans cette gamme fréquentielle, elle peut être modélisée par une inductance de $70 \mu\text{H}$. Nous constatons également sur les premiers modes que le décalage fréquentiel est faible. L'amortissement est plus prononcé pour le modèle numérique. Les variations observées, notamment celles au dessus de 4 MHz, peuvent être expliquées par la mauvaise définition des propriétés diélectriques des matériaux pour les hautes fréquences. Finalement, les résultats, obtenus dans cette première partie, mettent en évidence que nous avons à disposition un outil de simulation haute fréquence de la maquette d'enroulement jusqu'à 4 MHz.

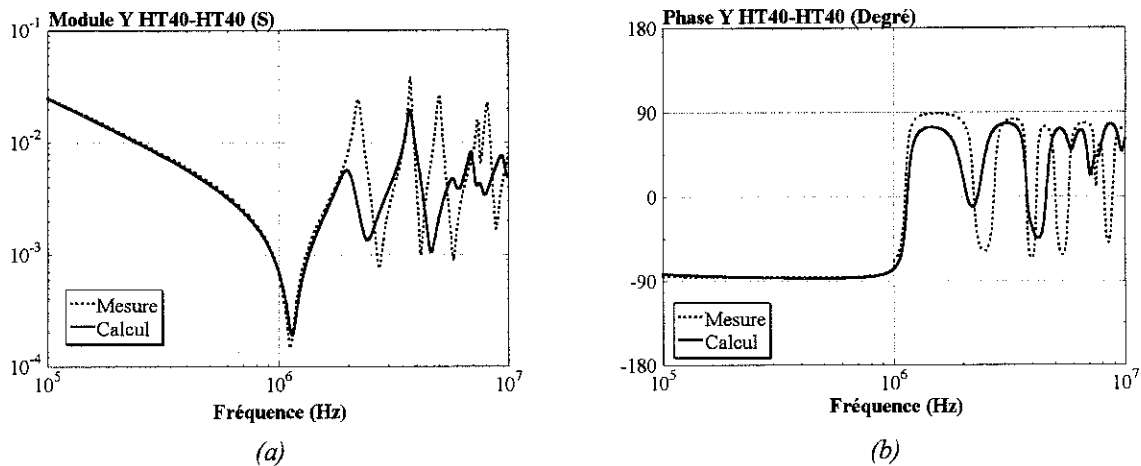


figure III-8 : comparaison des admittances $Y_{HT40-HT40}$ simulée et mesurée
(a) module ; (b) phase

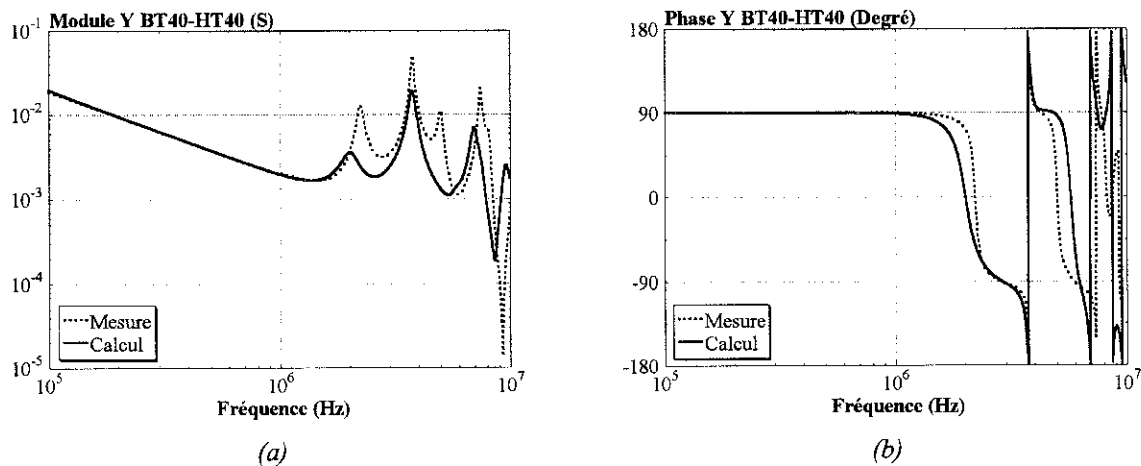


figure III-9 : comparaison des admittances $Y_{BT40-HT40}$ simulée et mesurée
(a) module ; (b) phase

III.3 ETUDE EXPERIMENTALE DE LA PROPAGATION DES SIGNAUX ELECTRIQUES DANS L'ENROULEMENT HT DE LA MAQUETTE

III.3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous cherchons à tester la validité de deux méthodes de localisation : la méthode "capacitive" et celle de l'onde progressive. Pour effectuer un choix approprié entre ces deux techniques, il est, tout d'abord, nécessaire d'étudier les modes de propagation des signaux électriques dans la maquette d'enroulement. Pour faciliter l'interprétation des mesures, nous avons choisi de travailler avec un seul enroulement. Pour cela, nous avons retiré l'enroulement BT et l'écran situé entre les deux bobinages. Ainsi, pour l'ensemble des études présentées dans la suite de ce travail de thèse, la maquette est simplement constituée de la cuve et de l'enroulement HT.

III.3.2 Recherche d'une gamme de fréquences "capacitives"

Nous avons vu, lors du premier chapitre, que la méthode dite capacitive n'est applicable que, s'il existe une gamme spécifique de fréquences pour laquelle les signaux électriques sont transmis par couplage capacitif aux extrémités. Le but de ce paragraphe est de rechercher l'existence d'une telle bande fréquentielle pour l'enroulement HT de la maquette. Cette recherche s'effectue par l'analyse de la fonction de transfert en tension de l'enroulement qui, dans cette gamme, devrait être constante. Dans ce cas, les variations de l'amplitude et de la phase de cette grandeur doivent être respectivement inférieures à 5% et 10°. Nous avons donc mesuré la fonction de transfert de l'enroulement HT à l'aide d'un analyseur HP4194A utilisé en mode gain-phase-mètre (figure III-10). Une tension sinusoïdale de fréquence variable est injectée sur la borne HT01 du bobinage et la tension de même fréquence obtenue sur l'extrémité HT40 est mesurée. Pour cette mesure, l'anneau de garde ECRHT est connecté à la spire HT40.

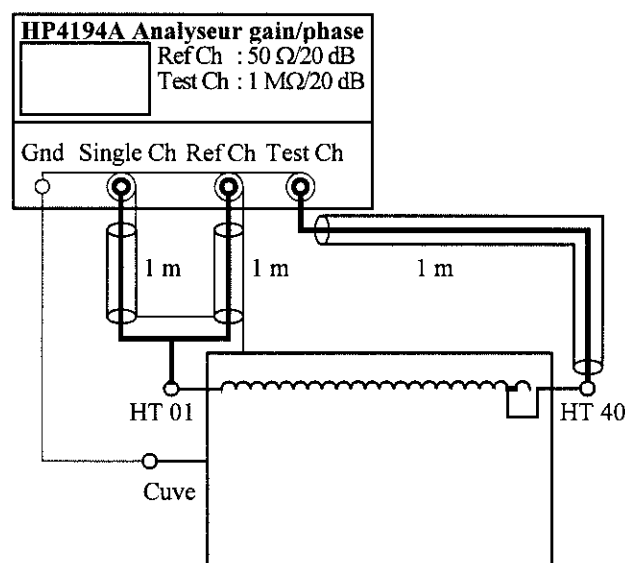


figure III-10 : schéma de mesure de la fonction de transfert en tension de l'enroulement HT

Jusqu'à 100 kHz, la figure III-11 montre que l'amplitude et la phase de la fonction de transfert en tension sont constantes. Cette gamme de fréquences n'est pas caractéristique puisque l'enroulement se comporte comme une inductance pour ces fréquences (figure III-12). A fréquence plus élevée, la fonction de transfert ne présente aucun plateau. Puisque la propagation des signaux électriques ne se fait pas par un simple couplage capacitif dans l'enroulement HT, nous pouvons conclure que la méthode capacitive ne peut pas s'appliquer avec le bobinage HT de la maquette.

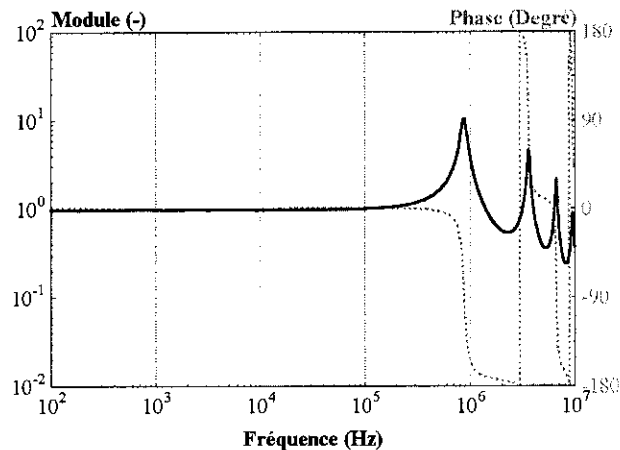


figure III-11 : fonction de transfert en tension de l'enroulement HT

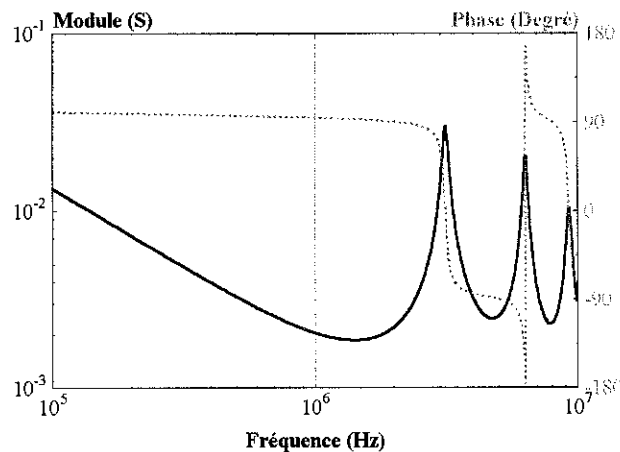


figure III-12 : admittance mesurée $Y_{HT01-HT40}$ de l'enroulement HT

III.3.3 Réponse de l'enroulement HT soumis à une impulsion de tension rectangulaire

Pour étudier les autres modes de propagation des signaux électriques au sein du bobinage HT, nous avons mesuré la transmission d'une impulsion de tension le long de l'enroulement. Ainsi, une impulsion U_{HT01} est injectée sur la borne HT01 de l'enroulement HT (figure III-13). L'extrémité HT40 du bobinage est connectée sur une résistance variable Z_{m_HT40} . L'anneau de garde ECRHT n'est pas, quant à lui, relié à la spire HT40. La tension U_{HT40} transmise le long de l'enroulement, suite à l'injection de U_{HT01} , est recueillie aux bornes de Z_{m_HT40} .

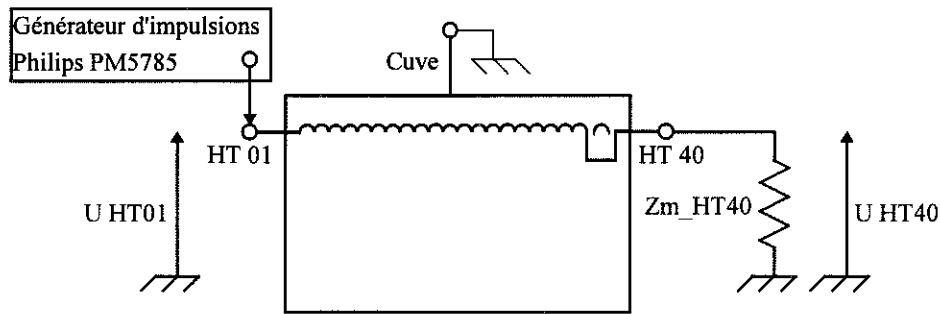


figure III-13 : schéma de mesure de la réponse de l'enroulement HT soumis à une impulsion de tension rectangulaire

La forme de U_{HT40} est fortement affectée par la valeur de la résistance terminale (figure III-14). Par exemple, pour $Z_{m_HT40} = 100 \Omega$, l'amplitude de U_{HT40} est atténuée et sa forme est fortement modifiée. En revanche, pour $Z_{m_HT40} = 3000 \Omega$, la tension U_{HT40} est oscillante. L'amplitude de la première oscillation est pratiquement égale à deux fois l'amplitude de la tension injectée. Lorsque $Z_{m_HT40} \approx 700 \Omega$, la tension U_{HT01} est transmise jusqu'à la borne HT40 avec un minimum de déformation. Ces résultats sont typiques du comportement d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique égale à 700Ω , dénommée par la suite Z_c . Sur la figure III-14, nous pouvons déterminer le temps de propagation entre les tensions aux extrémités, mesuré à mi hauteur. Ce délai est environ égal à 200 ns. Il faut néanmoins pondérer cette comparaison avec une ligne de transmission car l'enroulement a un comportement plus complexe que celui d'une ligne. Par exemple, la tension recueillie aux bornes de Z_c , a un temps de montée beaucoup plus grand (≈ 70 ns) que celui de l'onde injectée sur HT01 (≈ 4 ns). L'enroulement atténue donc fortement les temps de montée des ondes injectées.

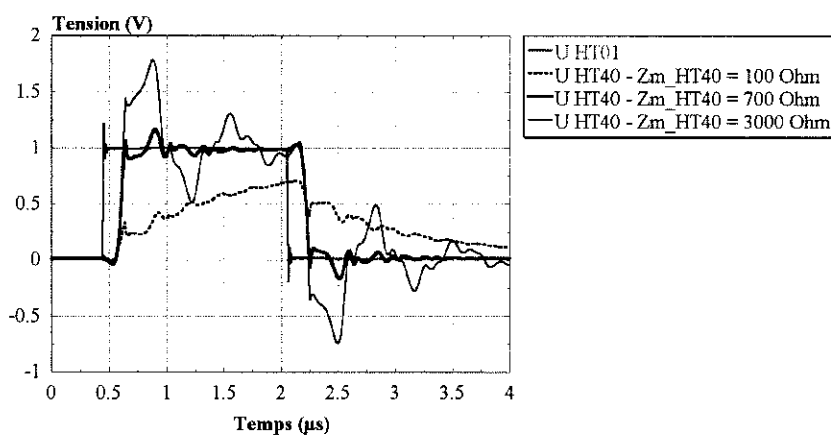


figure III-14 : réponse de l'enroulement HT soumis à une impulsion de tension rectangulaire

Une observation (figure III-15) plus minutieuse de la figure III-14 met en évidence une tension de polarité opposée, précédant l'arrivée du front de tension. Selon Bertula, [BER68], elle a pour origine l'inductance mutuelle axiale. Cette tension, induite par l'onde de courant, croît progressivement au fur et à mesure de la propagation de l'onde et précède le front principal.

Nous notons aussi l'absence totale de transmission des signaux par couplage capacitif. Si celui-ci existait, une partie de la tension U_{HT01} serait transmise sans retard, à l'autre extrémité du bobinage, à travers le réseau maillé capacitif de l'enroulement.

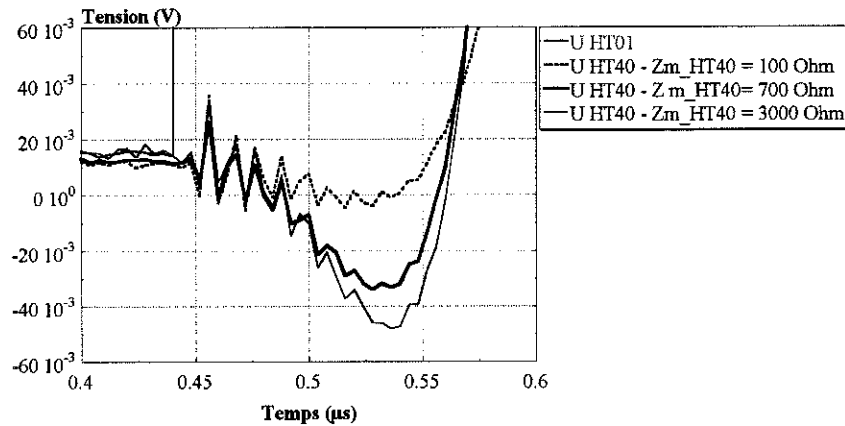


figure III-15 : zoom de la figure III-14 entre 0,4 et 0,6 μs

Nous pouvons déduire que, parmi les méthodes de localisation que nous avons choisies, seule la technique de localisation de l'onde progressive peut s'appliquer à notre maquette. Comme l'enroulement HT a un comportement analogue à celui d'une ligne de transmission, les signaux, générés par une source de DP pour une position géométrique donnée, se propagent avec la même vitesse jusqu'aux extrémités du bobinage. Le retard entre ces signaux varie donc proportionnellement avec le lieu du défaut d'isolation. En mesurant le délai de propagation, il est dès lors possible de déterminer la position de la DP. Nous avons donc testé cette méthode avec des signaux de forme simplifiée. L'objectif du paragraphe suivant est d'évaluer la précision de la localisation obtenue par la technique de l'onde progressive.

III.4 VALIDITE DE LA METHODE DE LOCALISATION DE L'ONDE PROGRESSIVE

III.4.1 Dispositif expérimental

La source de décharges partielles est simulée à l'aide d'un générateur d'impulsions de tension HP 214A et d'une capacité 10 pF (figure III-16). La charge, d'amplitude égale à 100 pC, est injectée le long de l'enroulement HT. L'anneau de garde ECRHT n'est pas connecté à la spire HT40. Nous mesurons les tensions recueillies aux bornes d'impédances connectées aux extrémités du bobinage. Le retard entre ces tensions terminales, est déterminé à mi hauteur des amplitudes maximales des signaux. Nous avons étudié deux types de connexion. Dans le premier cas, les impédances étaient des circuits RLC parallèle définis par $C = 1,2 \text{ nF}$, $L = 470 \text{ } \mu\text{H}$, $R = 390 \text{ } \Omega$, $f_0 \approx 212 \text{ kHz}$ et $\epsilon \approx 0,8$. Nous avons ensuite inséré en série entre la borne HT01 et le circuit RLC une capacité céramique de 1 nF. Nous souhaitions ainsi simuler, de manière extrêmement simplifiée, la présence d'une borne de traversée capacitive sur l'extrémité HT01.

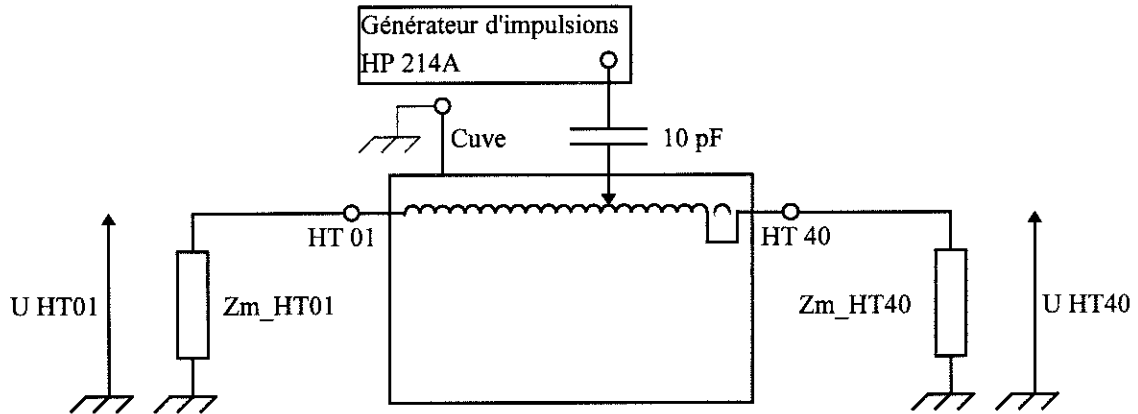


figure III-16 : dispositif expérimental de mise en œuvre de la méthode de l'onde progressive

III.4.2 Zm_HT01 : circuit RLC et Zm_HT40 : circuit RLC

Les tensions relevées aux bornes des circuits RLC, correspondant à une charge de 100 pC injectée sur différentes spires, sont représentées sur la figure III-17.

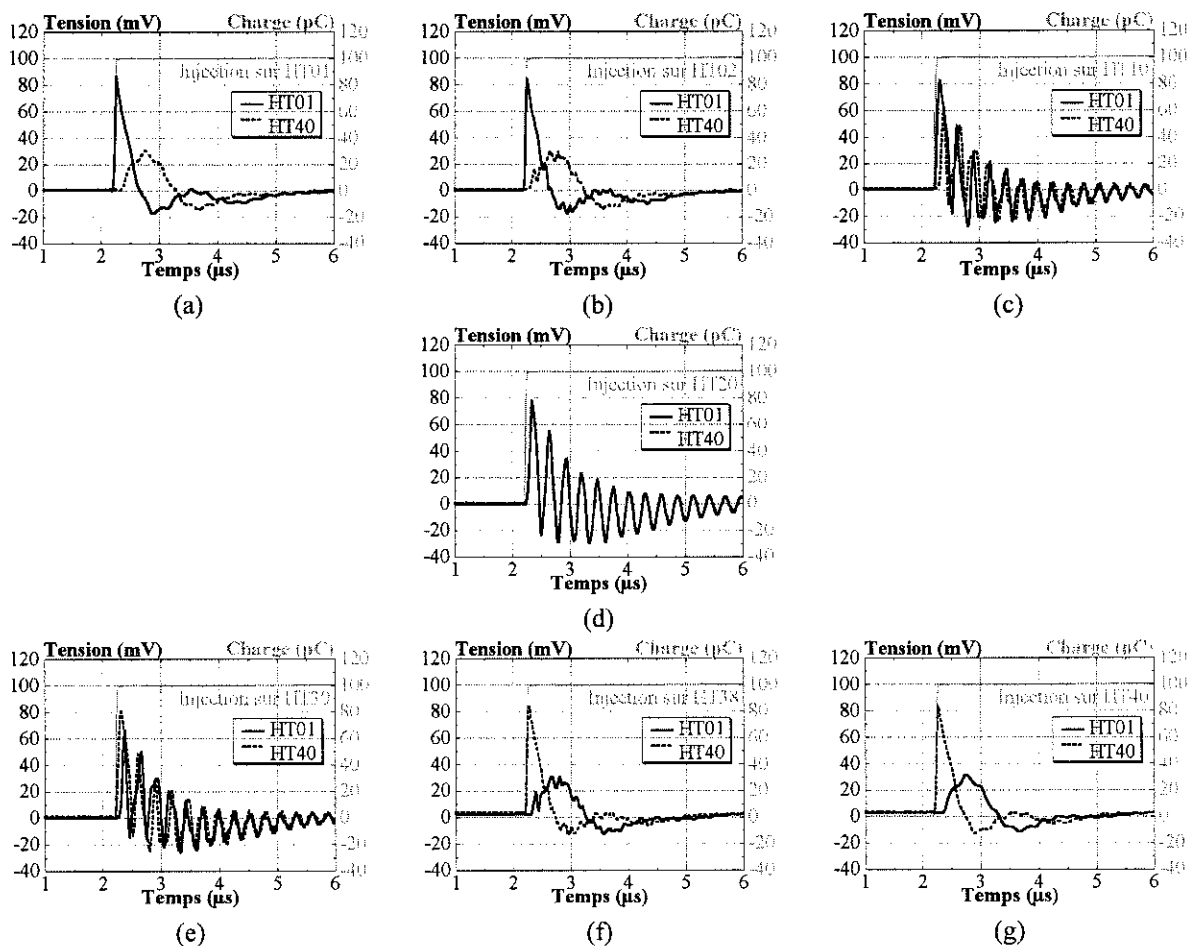


figure III-17 : tensions mesurées aux extrémités de l'enroulement HT pour une charge injectée sur les spires HT01 (a), HT02 (b), HT10 (c), HT20 (d), HT30 (e), HT38 (f) et HT40 (g) ; Zm_HT01 : circuit RLC et Zm_HT40 : circuit RLC

Nous observons que le premier signal est relevé à l'extrémité la plus proche du lieu du défaut. Lorsque l'injection est effectuée sur la spire HT20, les signaux sont relevés aux même moment aux deux bornes du bobinage. Cela est le résultat d'une parfaite symétrie du montage. Cette propriété se retrouve dans l'étude comparée des figure III-17 (a) et III-17 (g), III-17 (b) et III-17 (f) ou bien III-17 (c) et III-17 (e). Pour les spires comprises entre HT10 et HT30, une oscillation de fréquence égale à 3,4 MHz, due à la résonance du bobinage, est superposée à la réponse du circuit RLC.

Le retard entre les signaux en fonction de la position de la spire, sur laquelle est injectée la charge, est représentée sur la figure III-18. Les extrémités de la droite d'interpolation sont obtenues à partir des injections sur les spires HT01 et HT40. Ces spires correspondent aux bornes de l'enroulement HT, qui sont les seuls points accessibles à la mesure dans les conditions d'une mesure sur site. L'équation de la droite d'interpolation du retard s'exprime par :

$$\text{Retard} = 11,5(1 - \text{spire}) + 225 \quad (\text{III-7})$$

Réciproquement, pour un délai de propagation relevé, il est alors possible de déterminer la position du défaut d'isolation à partir de :

$$\text{Spire} = 1 - 0,087(\text{Retard} - 225) \quad (\text{III-8})$$

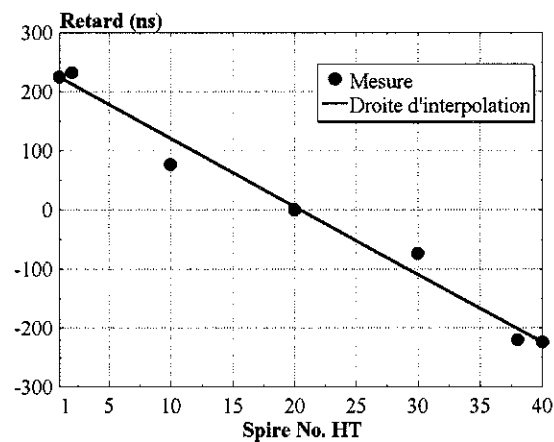


figure III-18 : retard entre les tensions mesurées aux extrémités de l'enroulement HT en fonction du lieu de défaut ; Zm_HT01 : circuit RLC et Zm_HT40 : circuit RLC

Si nous supposons ignorer les lieux d'injection de charge, il est possible de les calculer à partir des temps mesurés sur la figure III-17 et de l'équation (III-8). Le tableau III-2 représente les erreurs de localisation effectuées. Pour la configuration géométrique simple de l'enroulement HT, connecté sur des impédances identiques, nous constatons que les erreurs de localisation de la méthode de l'onde progressive sont inférieures à 10%.

figure III-17	Retard mesuré (ns)	Spire calculée	Spire effective	% erreur ¹
(b)	232	01	02	2,5
(c)	77	14	10	10
(d)	0	21	20	2,5
(e)	-74	27	30	7,5
(f)	-221	40	38	5

tableau III-2 : erreur de localisation calculées à partir de l'équation (III-8)
et des retards mesurés sur la figure III-17

III.4.3 Zm_HT01 : circuit RLC en série avec une capacité de 1 nF

Zm_HT40 : circuit RLC

Pour ce système déséquilibré, nous avons observé que la forme globale des tensions terminales n'est plus symétrique par rapport à la spire HT20. Néanmoins, nous avons de nouveau constaté que le retard mesuré varie linéairement en fonction du lieu du défaut (figure III-19). Si nous traçons une droite entre les points relevés aux extrémités HT01 et HT40, nous pouvons en déduire la relation :

$$\text{Spire} = 1 - 0,092(\text{Retard} - 225) \quad (\text{III-9})$$

Le tableau III-3 illustre les erreurs calculées lorsque nous appliquons l'équation précédente aux mesures effectuées. Elle met en évidence des erreurs de localisation plus importantes que celles du paragraphe III.4.2.

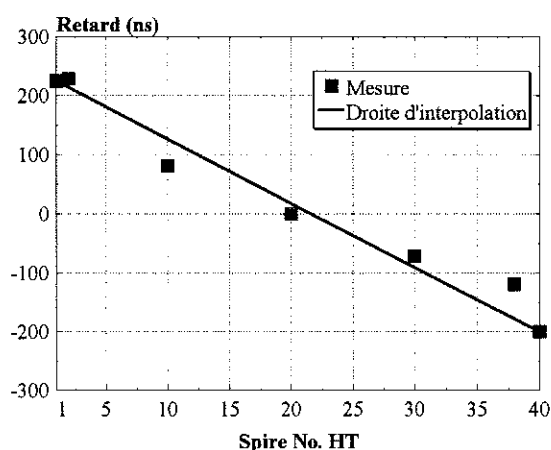


figure III-19 : retard entre les tensions mesurées aux extrémités de l'enroulement HT en fonction du lieu de défaut ; Zm_HT01 : circuit RLC en série avec une capacité de 1 nF et Zm_HT40 : circuit RLC

¹ Pourcentage d'erreur = |spire calculée - spire effective|/nombre total de spires*100

Retard mesuré (ns)	Spire calculée	Spire effective	% erreur
228	01	02	2,5
81	14	10	10
0	22	20	5
-71	28	30	5
-119	32	38	15

tableau III-3 : erreur de localisation calculées à partir de l'équation (III-9) et des retards mesurés

Les mesures précédemment effectuées permettent de mettre en évidence la principale cause d'erreur de la méthode de l'onde progressive. Celle-ci réside dans la difficulté de déterminer précisément le retard de propagation. En effet, les signaux mesurés aux bornes du bobinage sont largement déformés lorsqu'ils sont transmis dans l'enroulement. En outre, la forme des signaux dépend fortement des impédances de mesures (figure III-14). Ainsi, nous avons remarqué que le bobinage ne se comporte pas rigoureusement comme une ligne de transmission, même lorsqu'il est connecté sur son impédance caractéristique. Par exemple, la détermination du moment d'arrivée d'un signal très déformé (figure III-17 (g)) est imprécise. La mise en œuvre éventuelle de cette méthode sur un appareil réel nécessiterait une bonne adaptation des impédances de mesure. Pour améliorer sa précision, certains auteurs [SU89] ont proposé de filtrer dans le domaine fréquentiel les signaux temporels mesurés aux bornes d'un transformateur. Le filtrage s'effectuerait alors dans une gamme de fréquences caractéristiques de l'onde progressive. Néanmoins, cette solution se heurte à la difficulté de définir et de déterminer cette bande fréquentielle caractéristique.

III.5 MISE EN EVIDENCE DES ERREURS DE MESURE DE CHARGE AUX EXTREMITES DE L'ENROULEMENT HT

La configuration expérimentale de la figure III-16 est identique à celle d'une mesure de DP aux bornes d'un appareil réel : une certaine quantité de charge est injectée localement et on mesure les signaux recueillis aux extrémités du bobinage avec un circuit RLC. A partir des tensions U_{HT01} et U_{HT40} des figures III-17, nous pouvons déduire la charge qui serait mesurée par un détecteur classique de DP, c'est à dire la valeur crête $\hat{U}$ du signal aux bornes de l'impédance de mesure, exprimée en pC selon $q = Cx\hat{U}$. Nous notons que la charge mesurée ne varie pas linéairement en fonction de la position de la source de DP (figure III-20) et dépend de l'impédance de mesure. Cette absence de linéarité est due à la configuration géométrique de l'enroulement et à la nature des impédances connectées. Par ailleurs, nous constatons que la somme des charges mesurées aux extrémités est supérieure à celle injectée. En effet, la forme des signaux recueillis aux bornes des impédances RLC peut, dans certains cas (figure III-17 c, d et e), être fortement perturbée par les oscillations du bobinage. Dans ce cas, la valeur crête du signal n'est pas représentative de la charge injectée. Ceci confirme le fait qu'il est, en général, très difficile d'interpréter les mesures de charge apparente aux bornes

d'un appareil bobiné, tel qu'un transformateur de puissance, comme cela a déjà été reporté dans le cas des machines tournantes [STO98].

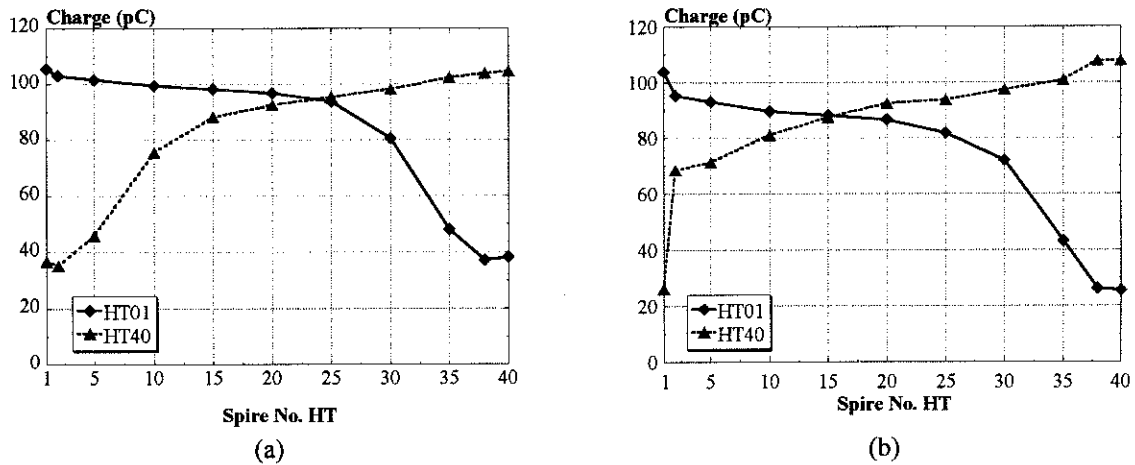


figure III-20 : charges mesurées aux extrémités de l'enroulement HT en fonction du lieu de défaut
(a) pour Z_{m_HT01} = circuit RLC et Z_{m_HT40} = circuit RLC
(b) pour Z_{m_HT01} = circuit RLC en série avec une capacité de 1 nF et Z_{m_HT40} = circuit RLC

III.6 ETUDE EXPERIMENTALE DE LA PROPAGATION DES SIGNAUX ELECTRIQUES DANS UN TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE REEL

L'objectif de cette série de mesures était d'étudier les modes de propagation des signaux électriques sur un véritable transformateur. Les investigations ont été menées grâce à la mise à disposition pendant deux jours par l'EDF d'un transformateur de puissance de 290 MVA (20 kV/225 kV ; couplage Ynd11) de la tranche 3 de la centrale thermique de Montereau. Ce transformateur était hors tension.

III.6.1 Etude avec des signaux rectangulaires de durée de l'ordre de la centaine de μ s

Nous avons mis en œuvre la méthode appliquée au paragraphe III.3.3. Une impulsion de tension rectangulaire U_{Neutre} , de durée approximativement égale à 400 μ s, est injectée sur la borne Neutre du transformateur. En réglant la valeur de la résistance Z_{m_HTC} connectée sur l'extrémité HT_C de la phase C, nous avons cherché à obtenir à la sortie une tension U_{HTC} analogue en forme et amplitude à celle injectée (figure III-21).

Lorsque cette valeur est fixée à 4 k Ω , le signal recueilli sur la borne HT_C présente une assez bonne similitude avec la tension injectée (figure III-22). Nous notons aussi que l'amplitude du signal mesuré sur l'extrémité HT_C est deux fois supérieure à celle de la tension injectée. Cela est dû au couplage magnétique engendré par les autres bobinages HT_A et HT_B connectés à la masse. Dans un transformateur triphasé tel que celui testé, la transmission des signaux par un bobinage dépend sensiblement du mode de connexion des autres bobinages (connectés à la masse ou non), ce que nous avons constaté dans nos mesures. Nous observons aussi qu'une partie du signal injecté est transmise par couplage capacitif jusqu'à l'autre extrémité du

bobinage. En effet, une fraction de la tension, d'amplitude égale à 0,4 V, est recueillie instantanément sur l'autre borne.

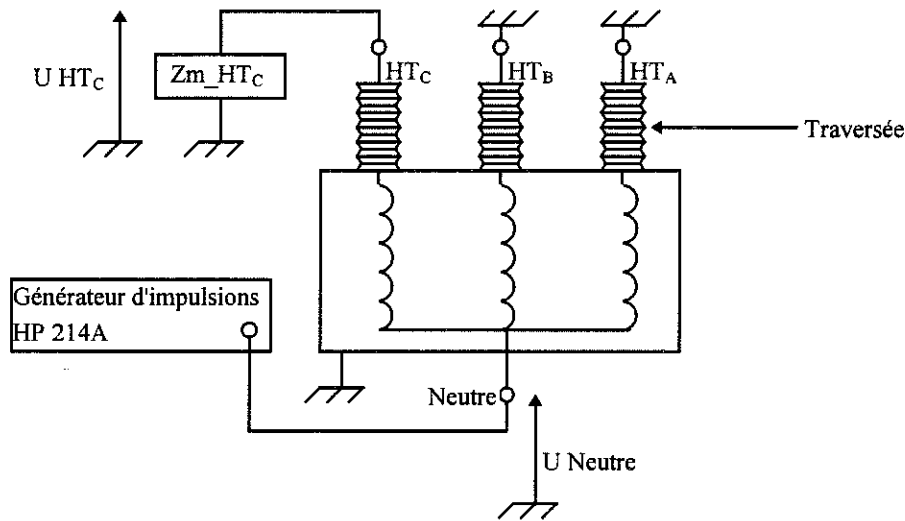


figure III-21 : dispositif expérimental d'étude des modes de propagation des signaux électriques de durée de l'ordre de la centaine de μ s au sein de l'enroulement HTc-Neutre du transformateur de la tranche 3 de la centrale thermique de Montereau

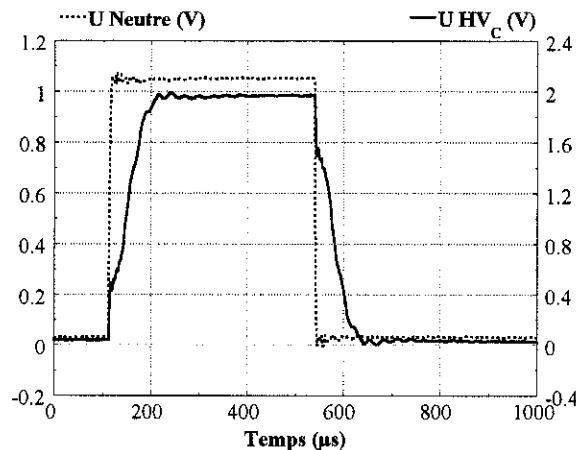


figure III-22 : réponse de l'enroulement HTc-Neutre du transformateur de la tranche 3 de la centrale thermique de Montereau soumis à une impulsion de tension rectangulaire de l'ordre de la centaine de μ s et connecté sur une impédance de 4 k Ω

Lorsque la valeur de la résistance est inférieure à 4 k Ω (figure III-23 (a)), la tension relevée sur l'autre extrémité est fortement atténuée et déformée. L'amplitude de la fraction de la tension transmise par couplage capacitif est aussi atténuée. Ces mesures montrent que l'enroulement possède également un comportement analogue à celui d'une ligne de transmission, d'impédance caractéristique égale à 4 k Ω . La figure III-23 (b) confirme cette interprétation. En effet, la tension mesurée aux bornes d'une résistance, supérieure à 4 k Ω , est fortement oscillante. La période d'oscillation indique un temps de propagation d'environ 70 μ s.

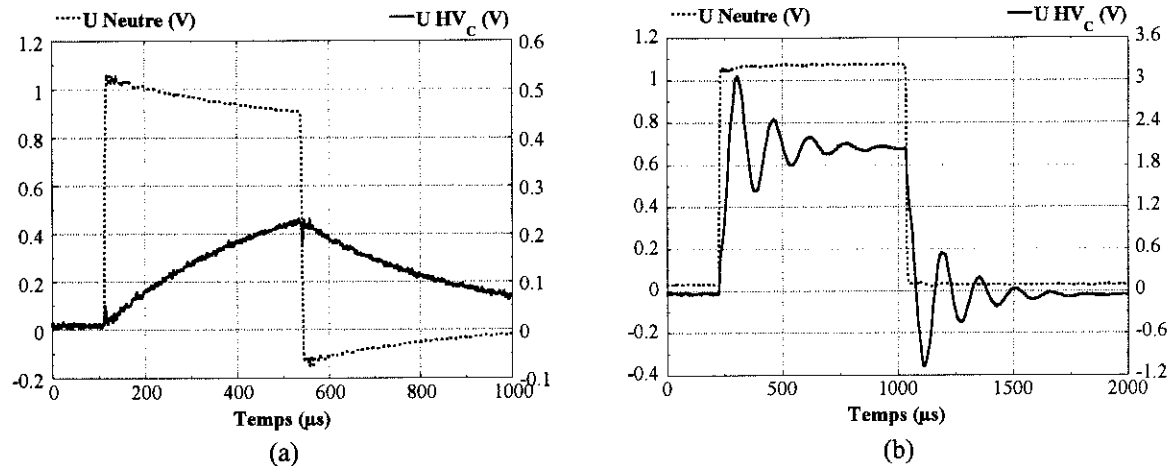


figure III-23 : réponse de l'enroulement HT_c-Neutre du transformateur de la tranche 3 de la centrale thermique de Montereau soumis à une impulsion de tension rectangulaire de l'ordre de la centaine de μs et connecté sur une impédance inférieure (a) ou supérieure (b) à 4 kΩ

III.6.2 Etude avec des signaux rectangulaires de durée de l'ordre de quelques μs

L'objectif est d'étudier la propagation de signaux de durée et d'amplitude comparables aux impulsions de courant de DP dans l'huile. Nous avons donc simulé de manière simplifiée une décharge partielle par l'injection d'un courant I_{Neutre} de forme rectangulaire de durée et d'amplitude respectivement proches de 5 μs et 200 mA. Il est obtenu en appliquant une tension rectangulaire U (de durée 5 μs et d'amplitude 100 V) sur une résistance de 500 Ω connectée à la borne Neutre du transformateur. Cette impédance a un comportement purement résistif jusqu'à 20 MHz. Le courant I_{HT_c} , qui est le courant transmis jusqu'à l'extrémité HT_c, est relevé sur une résistance 50 Ω (U_{HT_c}) par un oscilloscope numérique Tektronix DSA 602 de bande passante fixée à 20 MHz (figure III-24).

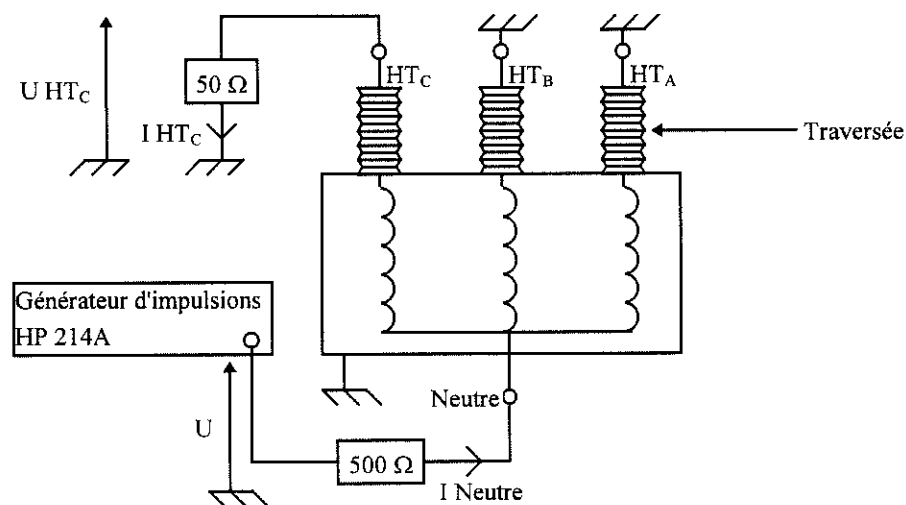


figure III-24 : dispositif expérimental d'étude des modes de propagation des signaux électriques de durée de l'ordre de quelques μs au sein de l'enroulement HT_c-Neutre du transformateur de la tranche 3 de la centrale thermique de Montereau

La figure III-25 met en évidence la forme complexe du courant mesuré sur l'extrémité HT_C. A partir de cette mesure, il n'est pas possible de mesurer un retard de propagation. Il semble que le premier pic d'amplitude 8 mA ($\approx 0,4 \text{ V}/50 \Omega$) corresponde à la propagation instantanée par couplage capacitif du signal injecté et que la deuxième partie du signal soit le signal retardé transmis par l'onde progressive.

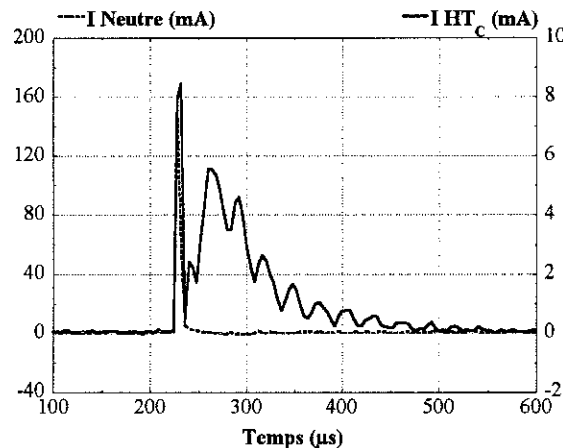


figure III-25 : réponse en courant de l'enroulement HT_C-Neutre du transformateur de la tranche 3 de la centrale thermique de Montereau soumis à une impulsion de courant rectangulaire de l'ordre de quelques μs et connecté sur une impédance de 50Ω

III.6.3 Synthèse des mesures sur un enroulement de transformateur de puissance

Les quelques mesures effectuées sur un transformateur de puissance mettent en évidence un comportement sensiblement différent de celui de notre maquette d'essai. En particulier, il apparaît une composante de courant transmise capacitivement, totalement absente sur notre maquette d'essai en raison de la structure du bobinage en couche. De même, l'importance du couplage entre enroulements sur la propagation des signaux apparaît. Comme point commun, ces mesures mettent en évidence le rôle fondamental de l'impédance de mesure sur la qualité des mesures effectuées en bout de bobinage.

Quelques mesures ont été réalisées dans des conditions relativement réalistes en injectant un courant de durée brève (figure III-25). Il semble dans ce cas que les signaux de courant recueillis soient composés de deux composantes capacitive et progressive, assez nettement identifiables sur la figure III-25. Si tel est le cas, il est alors possible d'interpréter ce type de mesures pour la localisation de la source de DP.

Il est clair que cette interprétation peut être largement améliorée par un choix judicieux des impédances de mesure. De même, la connaissance de la fonction de transfert du bobinage permettrait par exemple d'effectuer un filtrage fréquentiel, qui offrirait la possibilité d'extraire la composante capacitive, comme proposé par Su [SU89]. En raison de problème d'instrumentation, les tentatives pour déterminer cette fonction de transfert n'ont pas abouti

pendant la période de disponibilité du transformateur. Il serait très intéressant de pouvoir reprendre ce type d'investigation.

Nous voyons que l'acquisition et le traitement de signaux résolus dans le temps, tels que celui de la figure III-25, semblent être nettement plus fructueux que les simples mesures de DP habituellement pratiquées. Ce type d'acquisition est devenu aujourd'hui relativement aisé avec l'apparition d'oscilloscopes numériques à grande profondeur de mémoire segmentable.

Chapitre IV
MISE EN ŒUVRE D'UNE NOUVELLE
METHODE DE LOCALISATION
DES SOURCES DE DP
DANS UN ENROULEMENT

IV.1 INTRODUCTION

Au cours du chapitre précédent, nous avons montré les limitations de deux méthodes de localisation électrique. En règle générale, ces méthodes ne s'appliquent que pour une configuration géométrique donnée de l'enroulement. Par ailleurs, leurs précisions sont fortement influencées par la nature des impédances connectées aux extrémités des bobinages. Pour remédier à ces limites, nous avons cherché à développer une nouvelle méthode. Le but de ce chapitre est de présenter cette technique. Dans une première partie, les principes de base seront expliqués. Puis nous appliquerons cette nouvelle méthode sur le bobinage HT de la maquette. Dans cette application, la DP est simulée par un courant sinusoïdal puis par un courant impulsionnel. Compte-tenu des résultats encourageants, nous avons poursuivi la mise en œuvre de cette méthode en injectant de réels signaux de DP au sein du bobinage.

IV.2 PRINCIPE DE LA METHODE

Une source de DP, localisée dans un enroulement, génère une impulsion de courant $i_{DP}(t)$ de spectre $I_{DP}(f)$. Celle-ci est transmise jusqu'aux extrémités du bobinage. Il est possible de relever les courants terminaux $i_{HT01}(t)$ et $i_{HT40}(t)$, respectivement caractérisés par les spectres $I_{HT01}(f)$ et $I_{HT40}(f)$, avec des systèmes de mesure adéquats (figure IV-1). Dans ce travail, nous avons choisi, pour simplifier la mesure expérimentale du courant, des résistances de 50Ω . Cependant, la méthode décrite n'exclut nullement l'utilisation, plus habituelle, de sondes de courant. Dans ce cas, il faudra s'assurer de l'adéquation de leurs bandes passantes avec celle des signaux qu'on désire mesurer.

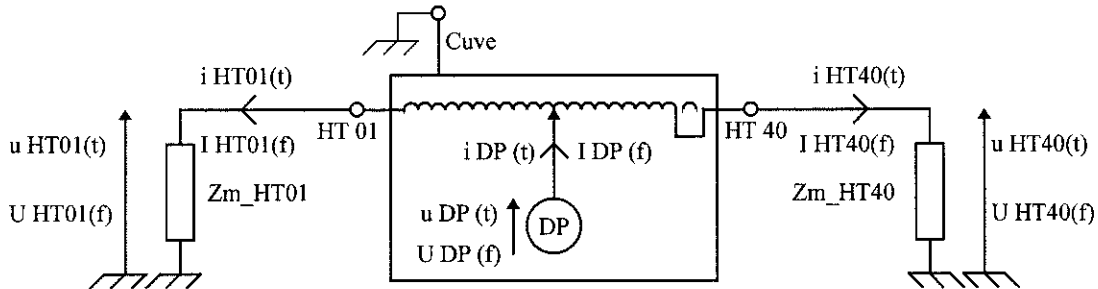


figure IV-1 : schéma de principe de la nouvelle méthode de localisation des sources de DP dans un enroulement de transformateur

Le dispositif expérimental de la figure IV-1 représente un tripôle défini par les deux bornes de mesure et la position géométrique du défaut d'isolation. Celui-ci est régi par le système d'équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} I_{DP} \\ I_{HT01} \\ I_{HT40} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{DP-DP} & Y_{DP-HT01} & Y_{DP-HT40} \\ Y_{HT01-DP} & Y_{HT01-HT01} & Y_{HT01-HT40} \\ Y_{HT40-DP} & Y_{HT40-HT01} & Y_{HT40-HT40} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{DP} \\ U_{HT01} \\ U_{HT40} \end{bmatrix} \quad (IV-1)$$

$$U_{HT01} = Z_{m_HT01} \cdot I_{HT01} \quad (IV-2)$$

$$U_{HT40} = Z_{m_HT40} \cdot I_{HT40} \quad (IV-3)$$

Pour établir ce système, nous avons fait l'hypothèse que la décharge partielle est directement localisée sur une spire de l'enroulement HT. De plus, nous supposons que la DP est un défaut d'isolation entre une spire et la masse et non entre spires. En effet, puisque la tension entre spires d'un enroulement réel de transformateur de puissance est en général de l'ordre de la centaine de Volts, cela réduit fortement le risque de présence de DP entre les éléments d'un même bobinage. La mise en forme du système précédent d'équations aboutit à [DES99] :

$$\frac{I_{HT01}}{I_{HT40}} = \frac{Y_{DP-HT01} + Z_{m_HT40} \cdot (Y_{HT01-HT40} \cdot Y_{DP-HT40} - Y_{HT40-HT40} \cdot Y_{DP-HT01})}{Y_{DP-HT40} + Z_{m_HT01} \cdot (Y_{HT01-HT40} \cdot Y_{DP-HT01} - Y_{HT01-HT01} \cdot Y_{DP-HT40})} \quad (IV-4)$$

Nous constatons que le rapport I_{HT01}/I_{HT40} ne dépend pas du courant de DP injecté. L'expression (IV-4) est donc uniquement l'image du comportement fréquentiel du bobinage et des impédances connectées à ses extrémités. Nous notons que, si le lieu du défaut varie, les admittances des bobines situées entre le lieu du défaut et les bornes de mesure sont modifiées. Par conséquent, nous pouvons penser que la fonction de transfert est caractéristique du lieu du défaut. Nous allons étudier les variations (amplitude et forme) du rapport (IV-4) lorsque nous injectons une décharge partielle le long de l'enroulement HT. La DP est simulée dans un premier temps par un courant sinusoïdal.

IV.3 MISE EN OEUVRE AVEC DES SIGNAUX SINUSOÏDAUX

Dans cette application, nous injectons un courant sinusoïdal. Celui-ci est obtenu à l'aide d'un analyseur gain/phase HP4194A qui délivre une tension sinusoïdale d'amplitude 1,8 V et de fréquence variant de 10 Hz à 100 MHz, sur une résistance de 47 kΩ (figure IV-2). Cette impédance a un comportement purement résistif jusque 20 MHz. A l'aide de ce dispositif, nous obtenons un courant sinusoïdal d'amplitude 38 μA de fréquence variable. Il est injecté le long du bobinage HT (pour lequel l'anneau de garde ECRHT n'est pas relié à la spire HT40) et les courants, se propageant jusqu'aux extrémités de l'enroulement, sont mesurés à l'aide de résistances 50 Ω. Pour déterminer expérimentalement le rapport de l'équation (IV-4), il a été nécessaire d'effectuer deux mesures, c'est à dire I_{HT01}/I_{DP} et I_{HT40}/I_{DP} puis de calculer le rapport entre les deux résultats expérimentaux.

Les rapports obtenus par l'injection d'un courant sinusoïdal le long du bobinage HT sont représentés sur la figure IV-3. Nous observons que la forme des rapports est différente pour chaque lieu d'injection du courant sinusoïdal. Nous obtenons donc un procédé pour localiser les sources de DP, s'il est possible de comparer les courbes mesurées avec des résultats obtenus soit par étalonnage soit par simulation numérique. La figure IV-3 montre la symétrie du montage de la figure IV-2. Ainsi, le quotient I_{HT01}/I_{HT40} obtenu pour une injection sur la spire HT30 correspond à l'inverse de celui obtenu pour une injection sur la spire HT10. Il en est de même pour les spires HT02 et HT38. Pour un défaut localisé sur la spire HT20, le

rapport est égal à 1 compte-tenu de cette symétrie.

Pour les fréquences inférieures à 1 MHz pour lesquelles l'enroulement HT se comporte comme une inductance (paragraphe III-4), le rapport I_{HT01}/I_{HT40} est supérieur à 1 lorsque l'injection se situe à proximité de la spire HT01. En revanche, lorsque le courant est injecté au voisinage de la spire HT40, le rapport est plus petit que 1.

Pour s'assurer de la validité de la méthode décrite dans ce chapitre, la seconde étape est de s'assurer que nous retrouvons des résultats identiques avec des courants injectés de forme différente d'une sinusoïde.

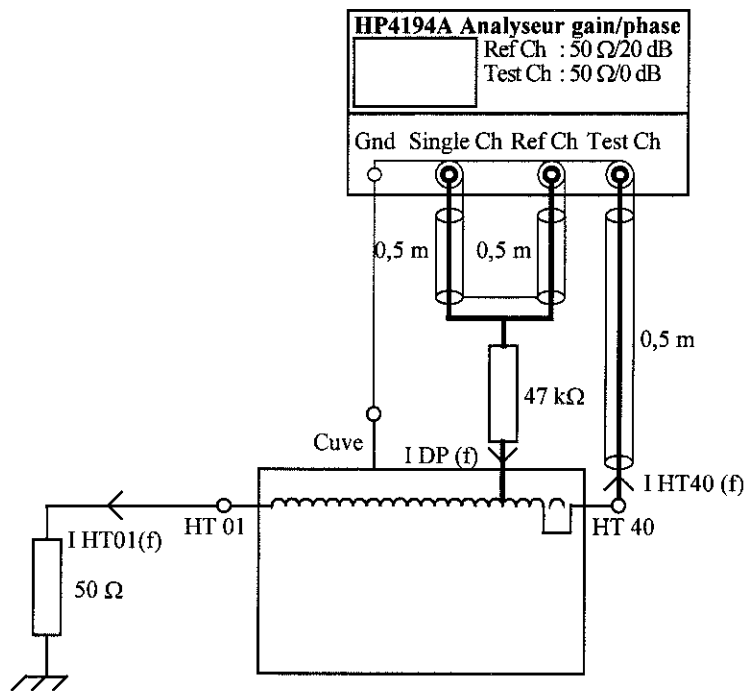


figure IV-2 : mise en œuvre de la nouvelle méthode de localisation avec un courant sinusoïdal

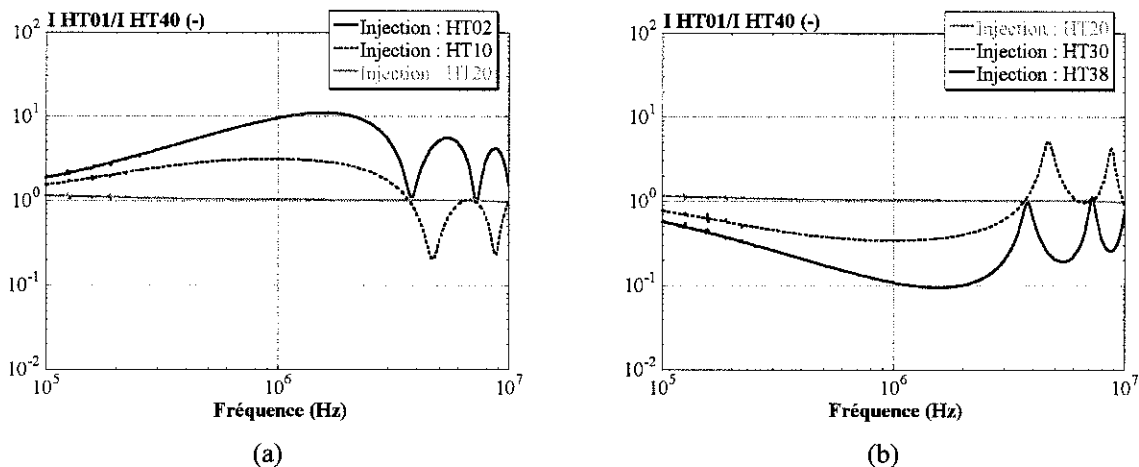


figure IV-3 : rapport des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesuré suite à une injection d'un courant sinusoïdal le long de l'enroulement HT

(a) injection sur les spires HT02, HT10 et HT20

(b) injection sur les spires HT20, HT30 et HT38

IV.4 MISE EN OEUVRE AVEC DES SIGNAUX IMPULSIONNELS

Pour cette série de mesures, la décharge est simulée par un courant impulsionnel d'amplitude environ égale à 2 mA et de durée proche de 30 ns. Cette impulsion est obtenue à l'aide du dispositif expérimental de la figure IV-4, dans laquelle un générateur d'impulsions HP 214A délivre une tension (amplitude = 100 V et durée = 30 ns) sur une résistance de 47 k Ω . Les courants aux extrémités sont mesurés aux bornes de résistances 50 Ω à l'aide de sondes de tension. Le courant injecté (figure IV-5) est relevé, quant à lui, à l'aide d'une sonde de courant Tektronix CT-1 de gain égal à 0,2 A/V entre 50 kHz et 100 MHz. L'ensemble des signaux est visualisé sur un oscilloscope numérique Tektronix DSA 602 de bande passante fixée à 100 MHz (figure IV-6 (a)).

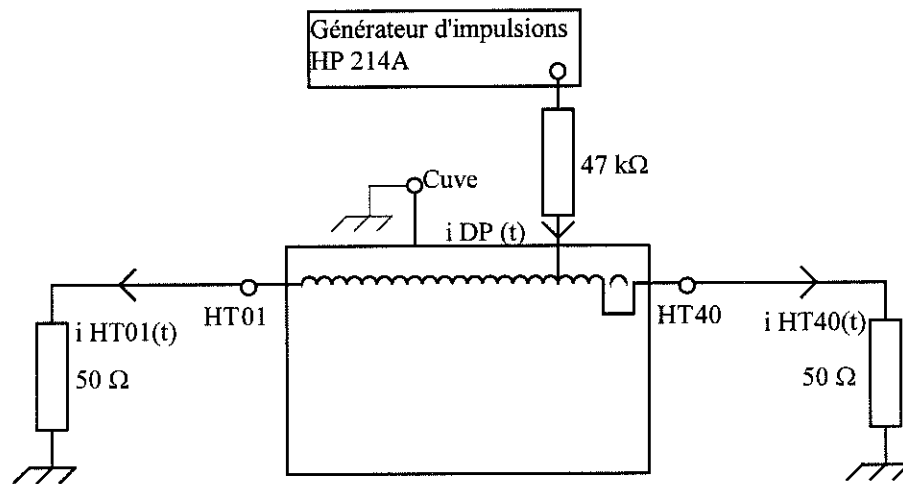


figure IV-4 : mise en œuvre de la nouvelle méthode de localisation avec une DP simulée par un courant impulsionnel

Après avoir calculé les spectres des courants à l'aide de la transformée rapide de Fourier de l'oscilloscope (figure IV-6 (b)), nous obtenons le rapport des spectres en fréquence des courants terminaux (figure IV-7). Sur cette même figure, nous observons un résultat pratiquement identique à celui obtenu lorsque la DP était simulée par un courant sinusoïdal. Cela est assez remarquable car ce résultat est issu d'un calcul sur des signaux temporels de forme complexe et oscillante. La méthode semble donc être applicable quelle que soit la forme du signal injecté. De plus, les résultats fournis par cette méthode sont caractéristiques de la position du défaut d'isolation. Nous trouverons dans l'annexe B les résultats de cette étude lorsque le courant impulsionnel est injecté le long du bobinage.

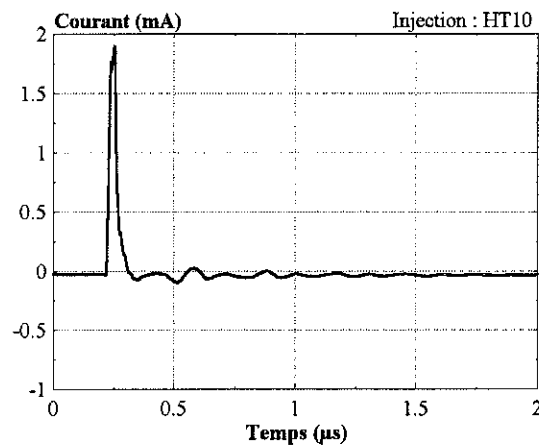


figure IV-5 : impulsion de courant injectée sur la spire HT10

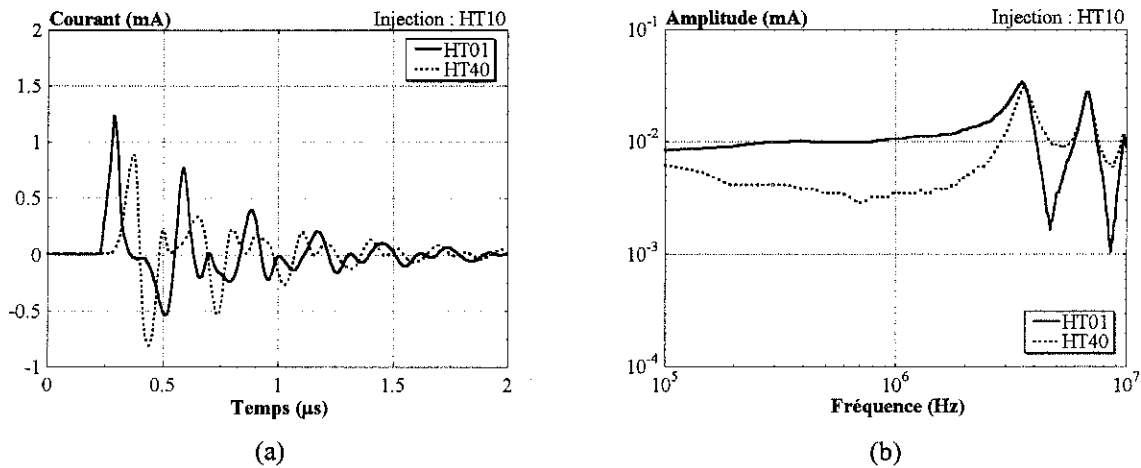


figure IV-6 : (a) courants mesurés aux extrémités du bobinage connectées sur des résistances de $50\ \Omega$ suite à l'injection d'un courant impulsionnel sur la spire HT10
(b) spectres en fréquence des courants de la figure IV-6 (a) mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 250 MS/s, un nombre d'échantillons égal à 512 et une bande passante de 100 MHz

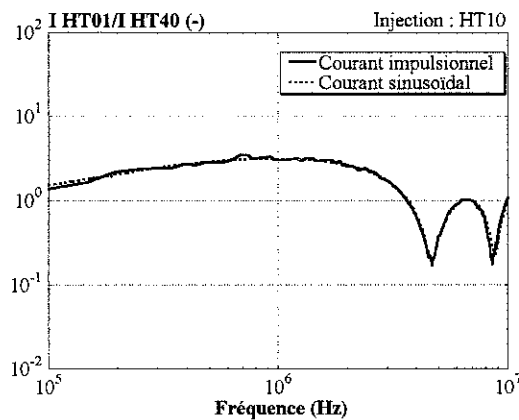


figure IV-7 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection de courants impulsionnel et sinusoïdal sur la spire HT10

Nous allons maintenant appliquer la méthode avec des signaux réels de décharges partielles. Nous avons choisi la décharge rampante dans l'huile. Le premier objectif est de vérifier que la nouvelle technique de localisation reste applicable malgré la complexité des formes des impulsions de courant pour ce type de DP (voir chapitre II). Le second objectif consiste à définir une procédure de traitement numérique des données expérimentales permettant de comparer les résultats avec ceux obtenus par injection d'un courant sinusoïdal.

IV.5 MISE EN OEUVRE AVEC DES SIGNAUX DE DP

IV.5.1 Dispositif expérimental

Les caractéristiques géométriques de la source de DP sont identiques à celles de la figure II-2 (c). L'amplitude de la tension d'essai est égale à 25 kV. Pour simplifier les mesures, seuls les signaux issus de décharges positives, c'est à dire générés par des streamers négatifs, ont été considérés.

Les courants positifs de DP sont injectés le long du bobinage HT de la maquette (figure IV-8 et figure IV-9). Nous rappelons que l'anneau de garde ECRHT n'est pas connecté à la spire HT40. Les courants injectés sont mesurés à l'aide d'une sonde de courant Tektronix CT-1. Les courants terminaux sont relevés aux bornes de résistances 50 Ω de l'oscilloscope numérique à mémoire segmentée Lecroy LC334AL de bande passante fixée à 30 MHz. Aux extrémités du bobinage HT, nous avons également connecté un éclateur à gaz Siemens. Ce montage permet d'écarter la tension terminale en cas de claquage dans la cellule d'essais.

Nous avons vu au chapitre II qu'il existait une forte dispersion de la forme et de l'amplitude des courants générés par les décharges rampantes dans l'huile. Par conséquent, les spectres fréquentiels des signaux mesurés vont être, eux aussi, sujet à des variations de forme et d'amplitude. Pour prendre en compte cette spécificité, nous avons choisi de développer une procédure de traitement numérique d'un nombre relativement important de signaux. Pour cela, nous avons fait l'acquisition d'un oscilloscope Lecroy qui, grâce à sa mémoire segmentable de 8 Mo, permet d'enregistrer un grand nombre de signaux électriques successifs par voie de mesure. Pour des raisons de temps de calcul, nous nous sommes limités, pour chaque lieu d'injection, à l'enregistrement de 30 signaux ; chacun étant mesuré avec une vitesse d'échantillonnage de 500 MS/s et un nombre d'échantillons égal à 10000. Le vocable "segment", qui sera ensuite employé dans ce paragraphe, est relatif au numéro d'enregistrement des signaux.

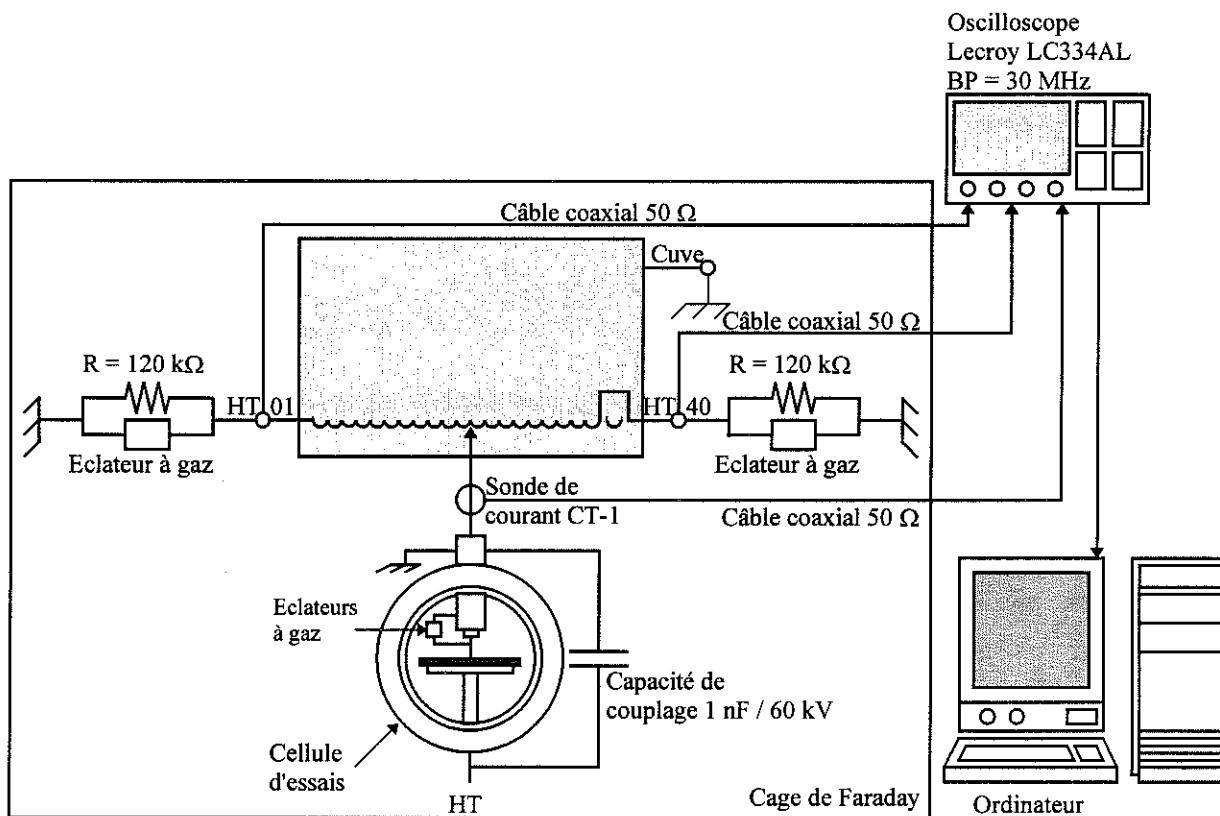


figure IV-8 : dispositif expérimental de mise en œuvre de la nouvelle méthode de localisation avec des signaux de DP

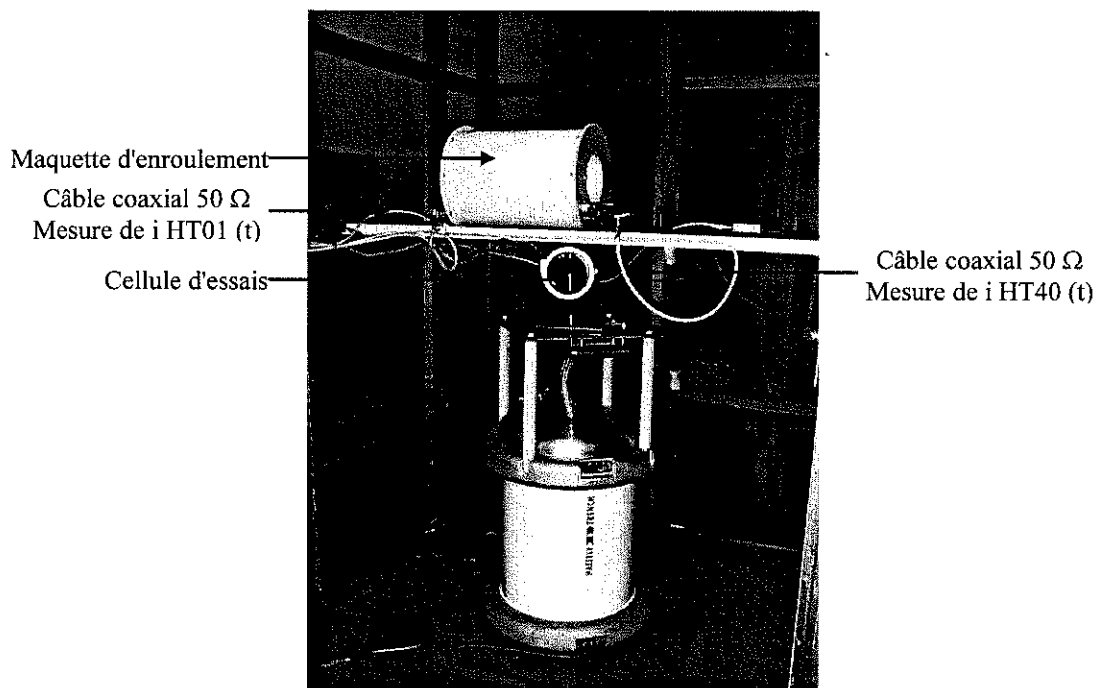


figure IV-9 : photographie du dispositif expérimental d'injection des signaux de DP dans l'enroulement HT de la maquette

IV.5.2 Traitement numérique des données expérimentales

La procédure de traitement numérique des données expérimentales [BAR99] a été développée sous le logiciel Matlab avec l'aide de M. Frédéric Bar, alors élève ingénieur de l'ENSIEG. Elle va être explicitée pour un défaut d'isolation localisé sur la spire HT10. Nous nous sommes limités à représenter les trois premiers segments. Cependant, les calculs sont bien effectués sur l'ensemble des trente signaux enregistrés.

Sur la figure IV-10, ont été représentés les signaux des trois premières décharges générées par le défaut d'isolation et injectées sur la spire HT10. Nous retrouvons des formes identiques à celles mesurées au paragraphe II.3.3. Nous observons la présence d'oscillations négatives engendrées par le filtrage passe-haut de la sonde de courant Tektronix. Cette figure montre la dispersion en forme et en amplitude des courants transitoires générés par ce type de défaut d'isolation.

Les signaux, qui se propagent jusqu'aux bornes de mesure (figure IV-11), ont une forme comparable à celle des signaux injectés. Néanmoins, les courants sont beaucoup plus oscillants. Cela est caractéristique du comportement fréquentiel de l'enroulement HT et de l'absence d'adaptation des impédances connectées à ses bornes, créant ainsi de nombreuses réflexions. Nous notons aussi que les signaux ont une amplitude plus faible. Cela s'explique par l'atténuation due à la connexion d'impédances faibles aux bornes du bobinage. Enfin, la dernière observation qui est plus difficile à percevoir sur la figure IV-11 concerne le temps de propagation spécifique à l'enroulement de notre maquette. Nous pouvons voir, en effet, que les premiers signaux enregistrés sont ceux relevés sur la borne HT01 puisque que l'injection a lieu sur une spire située à proximité de cette extrémité.

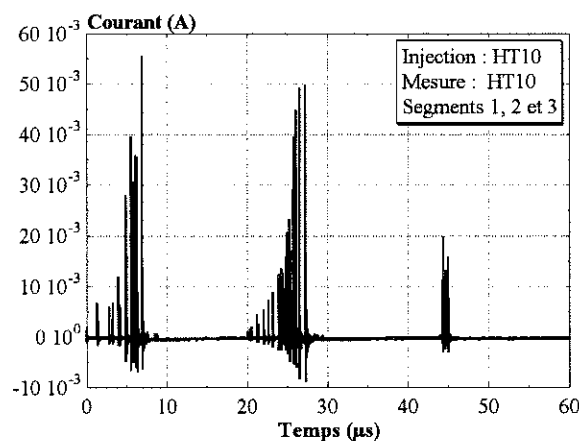


figure IV-10 : trois premiers courants transitoires i_{HT10} injectés sur la spire HT10, générés par les DP positives dans le cas de la décharge rampante à l'interface liquide/solide ($r_p = 10 \mu m$; $\dot{U} = 25 kV$) et mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 500 MS/s et un nombre d'échantillons égal à 10000.

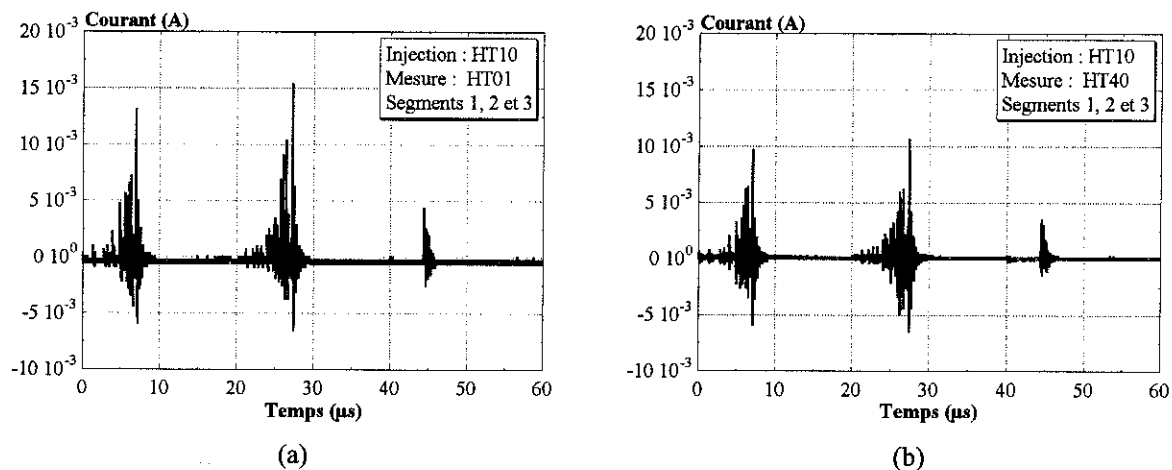


figure IV-11 : trois premiers courants i_{HT01} (a) et i_{HT40} (b) respectivement mesurés aux extrémités du bobinage HT01 et HT40 avec une vitesse d'échantillonnage de 500 MS/s et un nombre d'échantillons égal à 10000, suite à l'injection sur la spire HT10 de signaux de DP de la figure IV-10

IV.5.2.1 Déségmentation des données temporelles acquises par l'oscilloscope Lecroy

La première étape du traitement numérique a été de déségmenter les fichiers de données temporels issus de l'acquisition par l'oscilloscope Lecroy. La déségmentation est une opération simple qui consiste à créer un fichier de données propre à chaque segment. L'intérêt est de pouvoir réaliser des calculs et des représentations graphiques (figure IV-12) sur des fichiers de taille beaucoup moins volumineuse.

IV.5.2.2 Calcul du spectre en fréquence des courants

A partir des fichiers issus de l'étape précédente, le spectre en fréquence de chaque courant mesuré aux extrémités est calculé par la Transformée de Fourier Rapide. Lorsque nous observons la figure IV-13, nous constatons que l'ensemble des spectres obtenus est caractérisé par une forme globale complexe. De plus, aucun spectre n'est identique puisqu'il existe une forte dispersion des mesures temporelles. En ce qui concerne l'amplitude moyenne des signaux, nous notons que, pour la figure IV-13 (a) relative à des mesures sur la borne HT01, elle décroît d'une décade entre 100 kHz et 10 MHz. Pour la figure IV-13 (b), elle semble relativement stable. Nous notons néanmoins sur cette dernière figure que l'amplitude des spectres dans la gamme 300 kHz à 2 MHz est faible, comparativement aux amplitudes des résonances situées aux voisinages de 3,5 MHz et 7 MHz. Cela démontre, sans aucun doute, que les spectres calculés sont l'image des signaux temporels injectés et du comportement fréquentiel de l'enroulement HT.

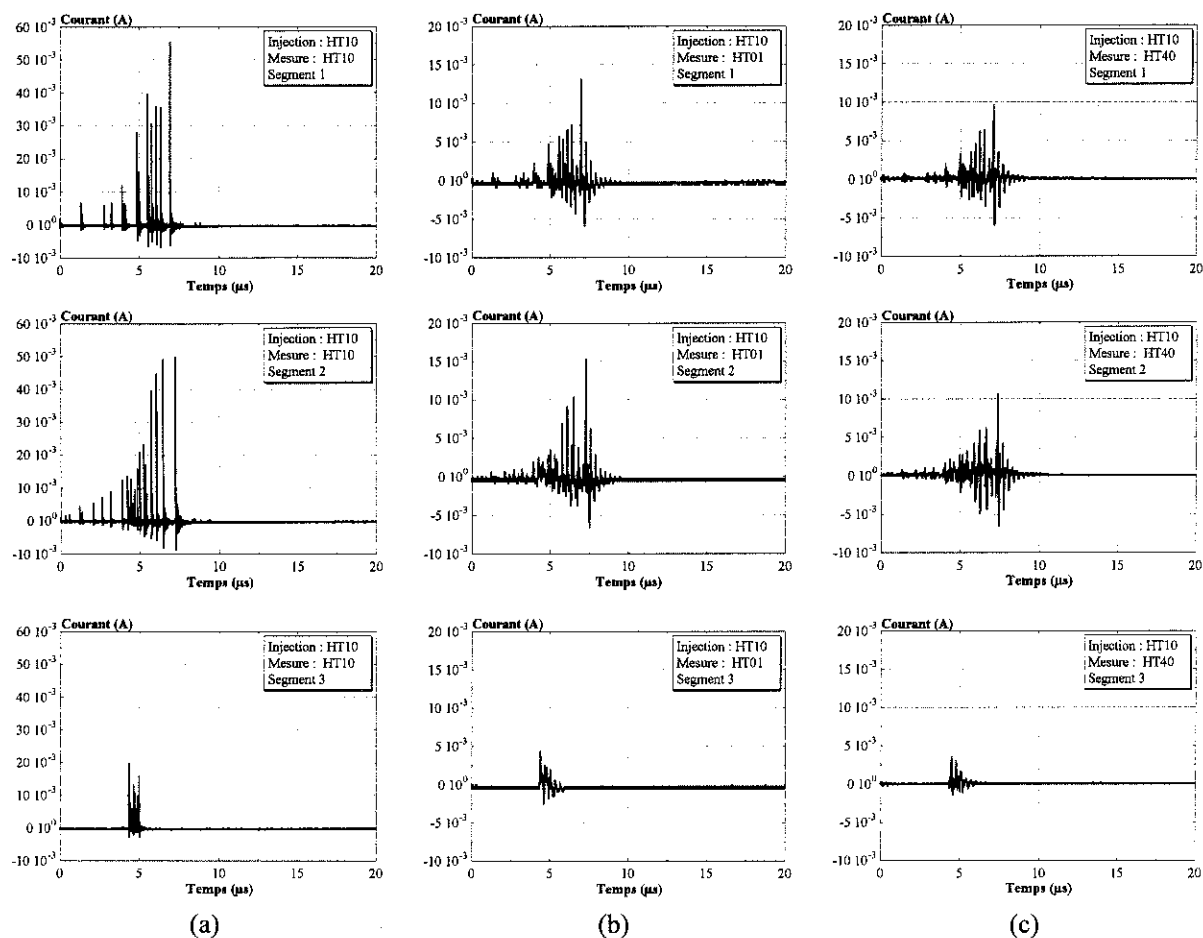


figure IV-12 : courants transitoires i_{HT10} (a), i_{HT01} (b) et i_{HT40} (c) mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 500 MS/s et un nombre d'échantillons égal à 10000. Les figures du haut, du milieu et du bas correspondent respectivement aux segment 1, 2 et 3.

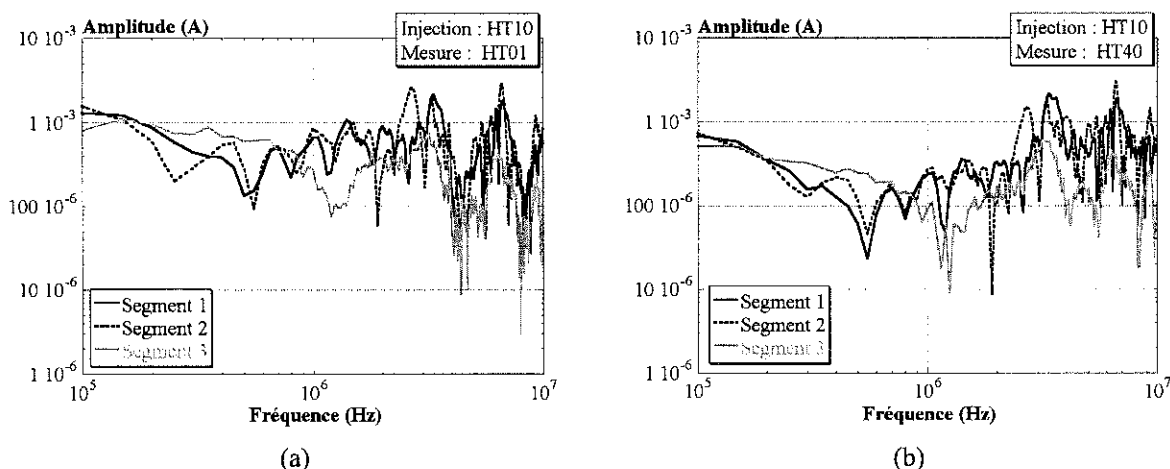


figure IV-13 : (a) spectre en fréquence des signaux de la figure IV-12 (b)
(b) spectre en fréquence des signaux de la figure IV-12 (c)

IV.5.2.3 Calcul du rapport des spectres en fréquence des courants

Cette phase consiste à effectuer, pour chaque segment, le rapport du spectre du courant I HT01 sur celui de I HT40. Les résultats sont illustrés sur la figure IV-14. Nous observons, de nouveau, des formes globales similaires à celles de la figure IV-7. Cela est assez remarquable lorsque nous nous remémorons la forme des signaux de DP injectés, qui est extrêmement complexe. La méthode semble donc être applicable, quelles que soient la forme et l'amplitude du signal injecté. Nous voyons aussi que, même si la forme globale est identique pour chaque segment, il existe néanmoins certaines différences : des amplitudes plus ou moins bruitées et aussi de légères variations dans la position des résonances (par exemple quelques centaines de kHz entre les segments 1 et 3). Ceci montre l'intérêt de travailler sur un nombre important de signaux temporels, afin d'obtenir une courbe moyenne des rapports des spectres des courants à partir de ces mesures. La courbe moyenne sera ensuite comparée avec des rapports de référence.

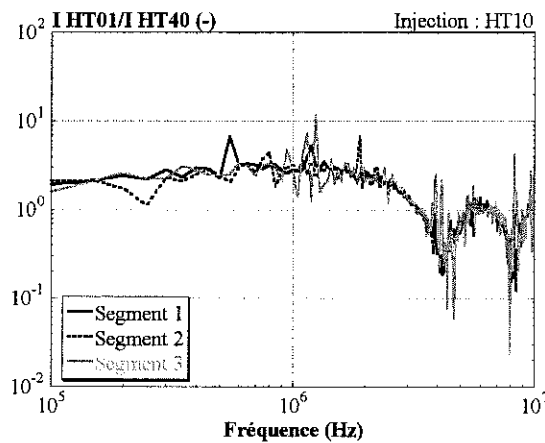


figure IV-14 : rapports des spectres de fréquence des courants I HT01 et I HT40

IV.5.2.4 Interpolation des rapports des spectres de courants

La première étape nécessaire pour obtenir une courbe moyenne des rapports des spectres de courants est d'interpoler les rapports par des fonctions polynomiales d'ordre 40 et admettant pour expression :

$$S(f) = a_0 + a_1 f + a_2 f^2 + \dots + a_{39} f^{39} + a_{40} f^{40} \quad (\text{IV-5})$$

Le résultat de l'interpolation est visualisé sur la figure IV-15. Nous pouvons voir que la position des extrema est respectée pour chaque segment. De plus, la courbe issue de l'interpolation n'est plus bruitée mais est simplement monotone entre deux extrema principaux.

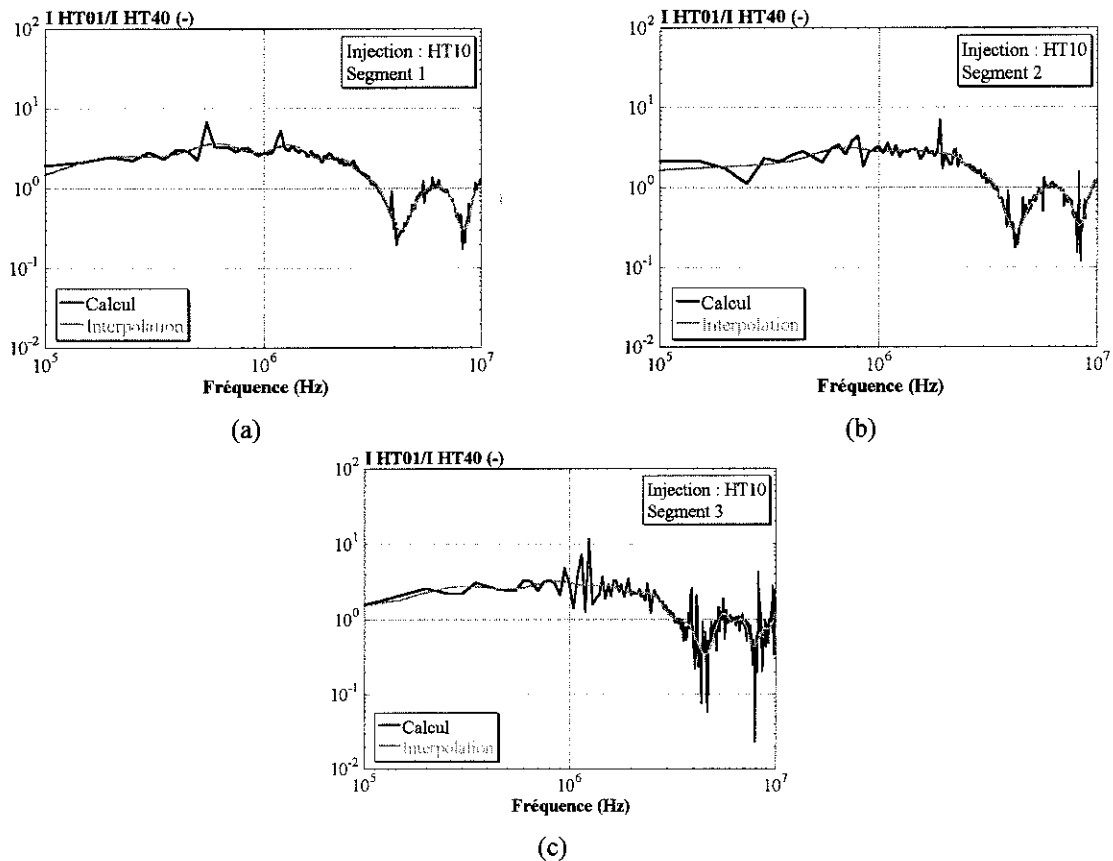


figure IV-15 : interpolation des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} (a) segment 1 ; (b) segment 2 ; (c) segment 3

IV.5.2.5 Traitement statistique sur les extrema

Pour déterminer la courbe moyenne des fonctions polynomiales, nous avons choisi de traiter les données (fréquence, amplitude) relatives à leurs extrema. En effet, ces points spécifiques sont associés aux résonances et sont, par conséquent, représentatifs du comportement fréquentiel de l'enroulement HT. En outre, ils permettent de décrire avec une assez bonne précision la forme globale des rapports. Ainsi, pour chaque segment, nous avons fait l'inventaire des extrema de chaque fonction polynomiale. A partir de cette recherche, nous avons calculé la moyenne des amplitudes des extrema apparaissant à la même fréquence. Nous aboutissons à la figure IV-16 sur laquelle sont représentées :

- ♦ la courbe moyenne reconstituée à partir de l'ensemble des extrema des 30 fonctions polynomiales ;
- ♦ la courbe de récurrence d'un extrema donné ; pour expliquer cette courbe, nous pouvons utiliser une valeur particulière. Par exemple, pour la fréquence égale à 4,25 MHz, un pourcentage de 53% est associé à l'extrema correspondant. Cela signifie que, sur l'ensemble des 30 fonctions polynomiales, cette fréquence de résonance apparaît environ 16 fois.
- ♦ la courbe de référence ; elle correspond au rapport des spectres de courants obtenus par injection d'un courant sinusoïdal (paragraphe IV-3)

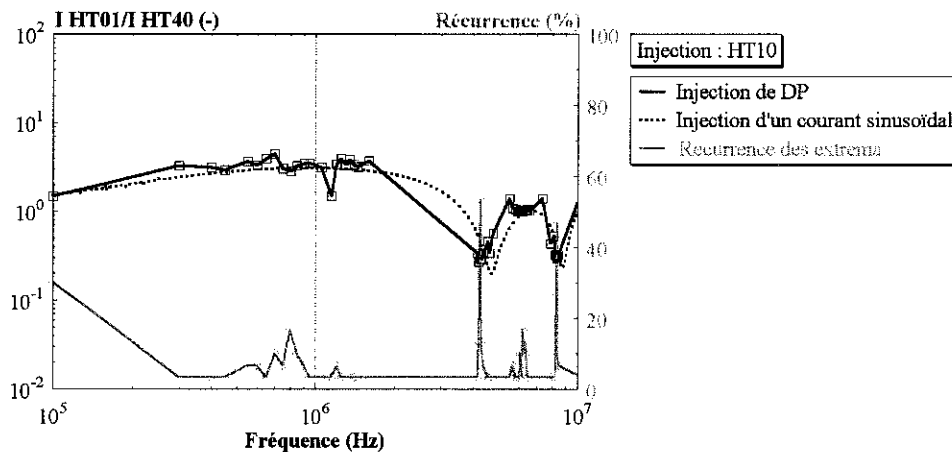


figure IV-16 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40}

Nous observons que la forme générale de la courbe, issue du traitement numérique des données expérimentales, est pratiquement identique à la courbe de référence. Cependant, il existe un léger décalage fréquentiel (de quelques centaines de kHz) au niveau des fréquences de résonance prépondérantes. Celles-ci sont indiquées par une récurrence supérieure ou égale à 50% et correspondent aux fréquences proches de 4 et 8 MHz. Nous n'avons pas constaté une telle variation lorsque nous avons comparé l'injection de courants sinusoïdaux et impulsionnels (figure IV-7). L'origine du décalage peut être due au traitement numérique des données (détermination des extrema). Une autre possibilité peut être liée au fait que les sources de courant utilisées pour l'injection n'aient pas la même impédance (47 k Ω en sinusoïdal et impulsionnel, infinie dans le cas de DP réelles). Ceci pourrait modifier le comportement fréquentiel du bobinage.

IV.5.3 Autres exemples et conclusion

Sur les figures IV-17 à IV-20, nous avons comparé de manière identique les résultats issus de l'injection sur les spires HT02, HT20, HT30 et HT38. L'observation de l'ensemble de ces figures nous amène à porter la conclusion suivante. Dans tous les cas, la procédure adoptée permet de déterminer avec efficacité les fréquences de résonance principales, caractérisées par un taux de récurrence supérieur à 50%. Ces fréquences et les amplitudes associées varient suivant le lieu d'injection, ce qui montre la possibilité de localiser une source de DP à partir de ce type de traitement. Ces résultats sont encourageants dans la mesure où ils sont obtenus dans des conditions a priori défavorables :

- ◆ impédances de mesure quelconques, c'est à dire différentes de l'impédance caractéristique de l'enroulement ;
- ◆ signaux réels de DP complexes et aléatoires.

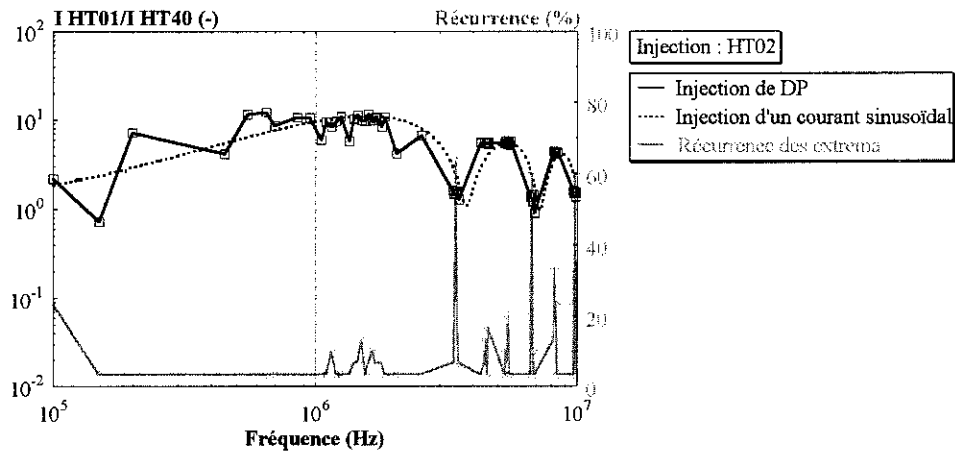


figure IV-17 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection sur la spire HT02

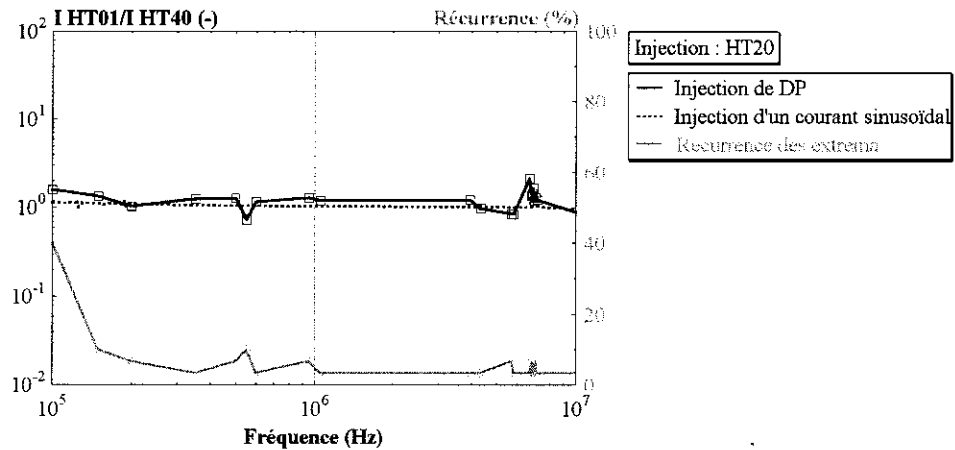


figure IV-18 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection sur la spire HT20

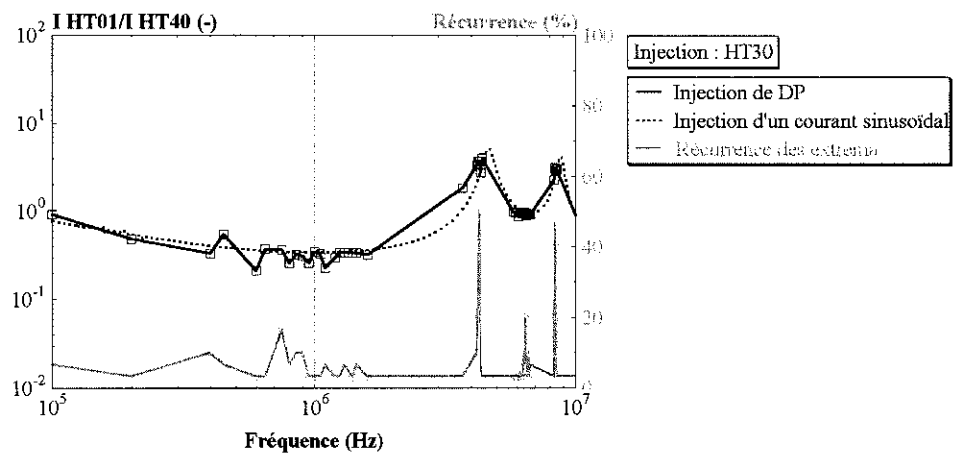


figure IV-19 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection sur la spire HT30

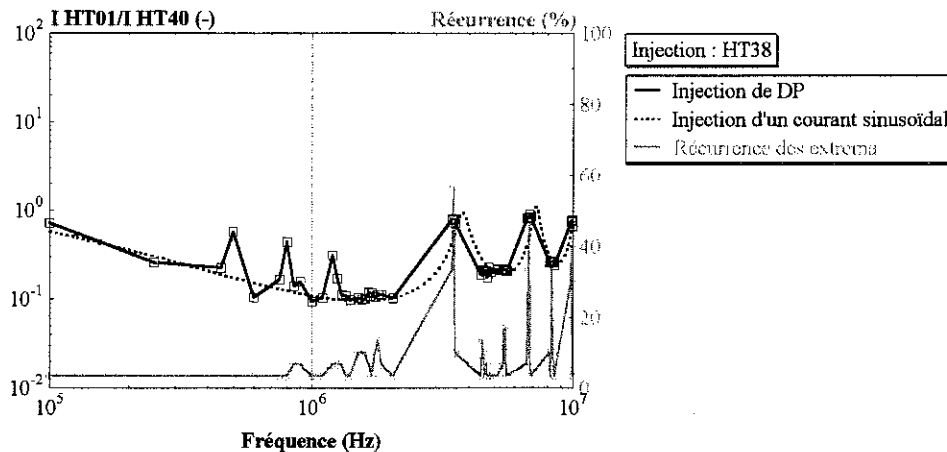


figure IV-20 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection sur la spire HT38

IV.6 COMPARAISON DES RESULTATS EXPERIMENTAUX AVEC DES COURBES DE REFERENCE OBTENUES PAR SIMULATION

IV.6.1 Préambule

La méthode proposée nécessite de pouvoir comparer des résultats expérimentaux à des courbes de référence. Celles-ci peuvent être acquises soit par étalonnage soit par simulation. La première solution est irréaliste car il est très difficile d'accéder à l'intérieur du transformateur. La simulation est donc la solution la plus plausible pour obtenir les rapports de référence. Elle exige néanmoins un outil efficace de simulation hautes fréquences. Nous avons constaté, lors du paragraphe III.2.3.3, que le logiciel SUMER répondait à cette nécessité.

Pour comparer les résultats expérimentaux et simulés, nous avons mené une série de mesures dans des conditions rigoureusement identiques à celles décrites au paragraphe IV.5. Néanmoins, l'anneau de garde ECRHT est désormais relié électriquement à la spire HT40.

En ce qui concerne la simulation, le rapport des spectres des courants terminaux s'obtient en résolvant numériquement l'équation (IV-4). Ainsi, pour un lieu d'injection donné, il suffit de déterminer à l'aide du logiciel SUMER les expressions fréquentielles des termes $Y_{DP-HT01}$, $Y_{DP-HT40}$, $Y_{HT01-HT01}$, $Y_{HT40-HT40}$ et $Y_{HT01-HT40}$. Ensuite, le rapport de l'équation (IV-4) est calculé à l'aide du logiciel Matlab pour chaque fréquence. Les facteurs Z_{m_HT01} et Z_{m_HT40} sont constants et égaux à 50Ω sur la totalité de la plage fréquentielle d'étude, c'est à dire entre 100 kHz et 10 MHz.

IV.6.2 Caractéristiques du modèle numérique de l'enroulement HT

Pour définir un modèle numérique approprié, nous avons choisi la spire pour élément de discrétisation de l'enroulement HT (figure IV-21 et figure IV-22).

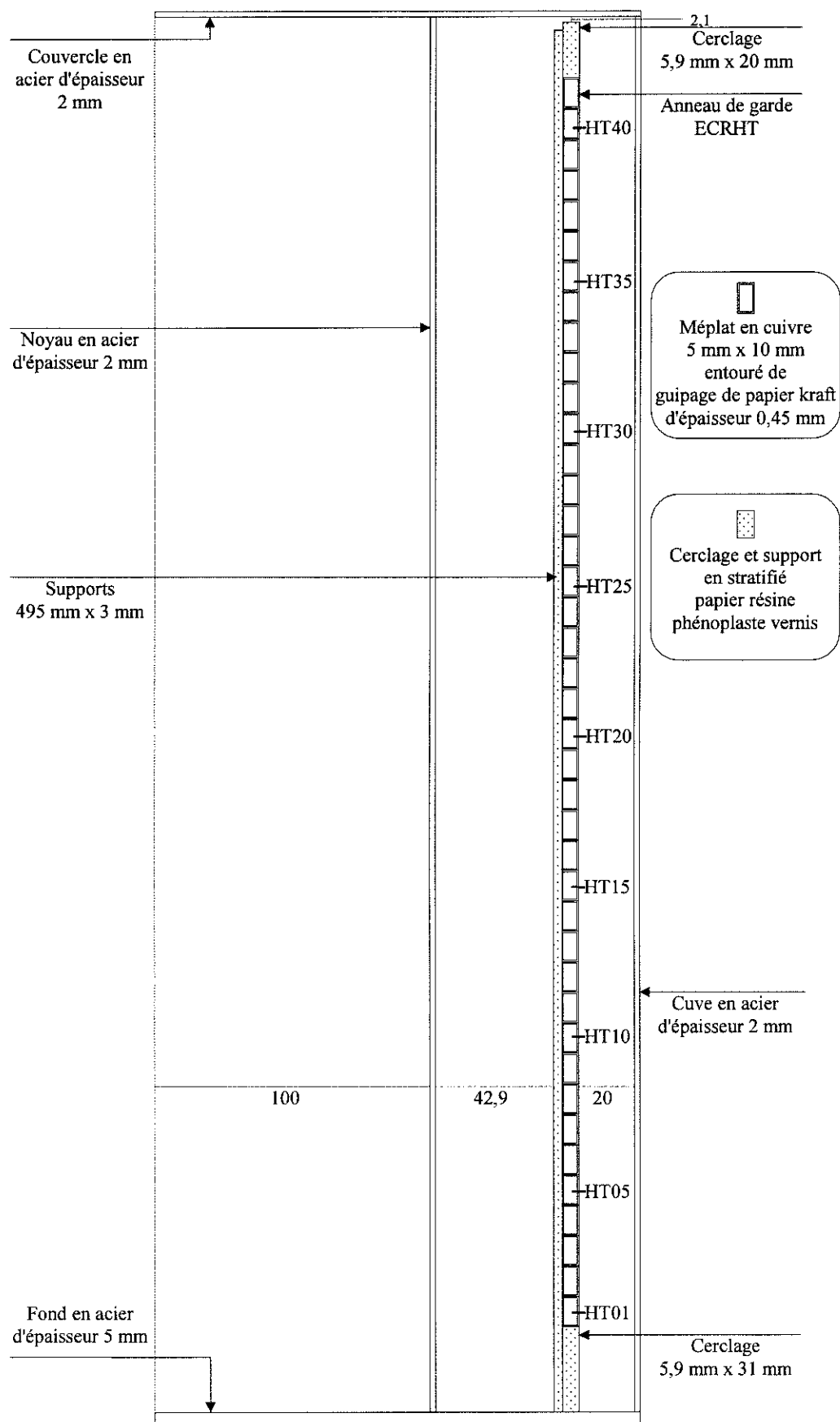


figure IV-21 : coupe axisymétrique de la maquette composée de l'enroulement HT seul

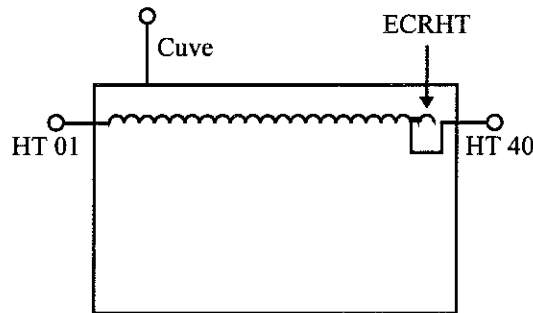


figure IV-22 : représentation simplifiée de la maquette composée de l'enroulement HT seul

La limite de la validité fréquentielle du modèle à constantes localisées, constitué de 40 éléments, est de 13 MHz (paragraphe III.2.3.2). Pour le calcul diélectrique des matrices C et G du modèle numérique, nous n'avons pas pris en compte la dépendance en fréquence des constantes diélectriques de ces matériaux. Le calcul a donc été mené à 50 Hz avec des valeurs des paramètres diélectriques données par le tableau IV-1. Si nous comparons ces valeurs avec celles du tableau III-1, nous voyons que nous avons choisi les paramètres de la Bakélite à 5 MHz et non à 50 Hz. Ce choix permet d'obtenir de meilleurs résultats simulés comme nous le verrons par la suite. Dans le modèle magnétique, la matrice L est calculée pour les fréquences suivantes : 1 Hz, 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz, 20 MHz et 100 MHz. L'anneau de garde ECRHT est quant à lui défini comme un circuit magnétique en cuivre recouvert du guipage en kraft. Les modes réels sont calculés à 100 kHz.

Fréquence	ϵ' kraft	ϵ'' kraft	ϵ' Bakélite	ϵ'' Bakélite
50 Hz	6	0	3,5	0,4

tableau IV-1 : constantes diélectriques du kraft et de la Bakélite à 50 Hz

IV.6.3 Comparaison des résultats

Les figures IV-23 à IV-27 représentent la comparaison des résultats mesurés et simulés. Nous notons une bonne adéquation entre les mesures et la simulation pour la première résonance située au voisinage de 4 MHz. En revanche, à plus haute fréquence, les résonances calculées sont décalées et sont plus nombreuses. Nous avons essayé d'expliquer les différences entre les résultats observés pour les hautes fréquences, en effectuant de nouvelles simulations. Celles-ci consistaient à calculer les matrices diélectriques pour différentes valeurs des constantes diélectriques. Nous avons observé une modification importante des courbes simulées dans le domaine des hautes fréquences. Pour prendre en compte correctement l'influence jouée par les constantes diélectriques dans les simulations, il faudrait donc connaître celles-ci sur une large gamme de fréquences, ce qui n'est pas le cas pour les matériaux utilisés ici.

Cette étude montre que l'outil numérique SUMER permet de simuler efficacement le comportement fréquentiel de notre maquette jusqu'à quelques MHz. Nous pouvons entrevoir, grâce à cet outil, des opportunités d'application de la méthode sur des transformateurs de

puissance, pour lesquels la gamme de fréquences caractéristiques s'établit jusqu'à quelques centaines de kHz. La comparaison des résultats met également en évidence la faisabilité de la méthode que nous avons développée au cours de ce travail de thèse.

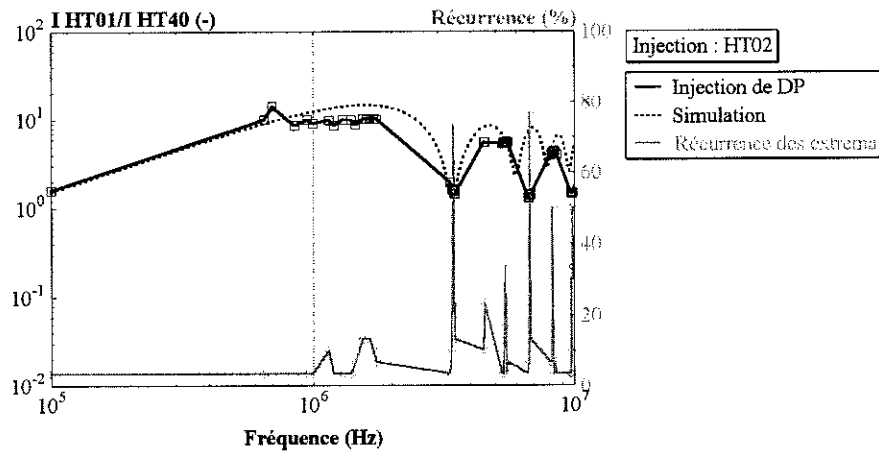


figure IV-23 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection sur la spire HT02 de courant de DP et simulés avec l'outil numérique SUMER

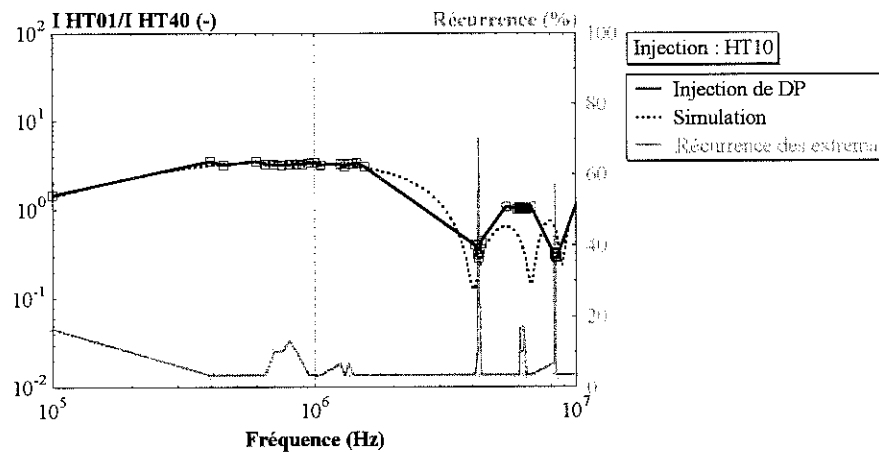


figure IV-24 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection sur la spire HT10 de courant de DP et simulés avec l'outil numérique SUMER

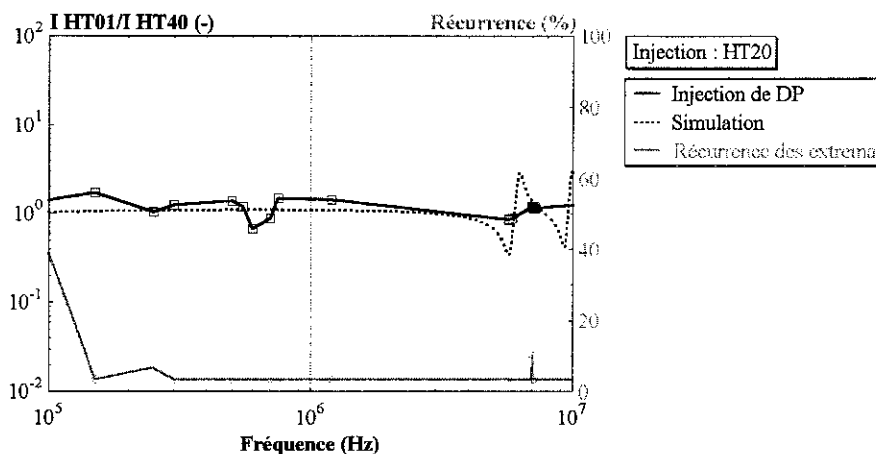


figure IV-25 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection sur la spire HT20 de courant de DP et simulés avec l'outil numérique SUMER

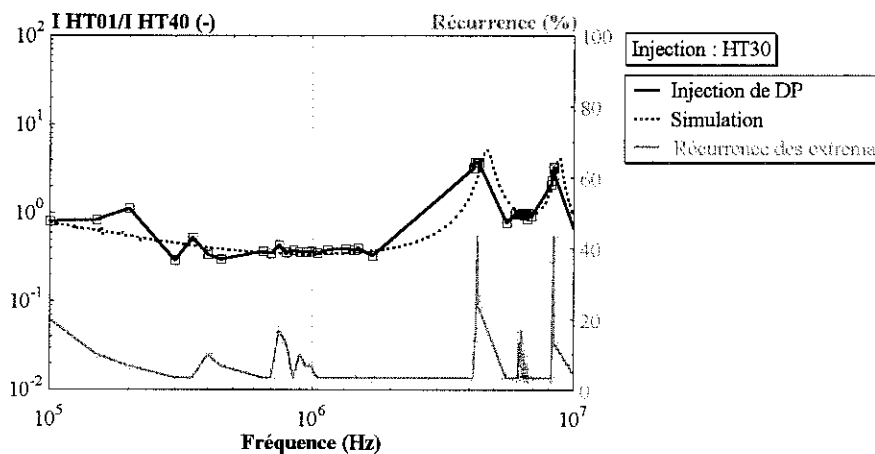


figure IV-26 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection sur la spire HT30 de courant de DP et simulés avec l'outil numérique SUMER

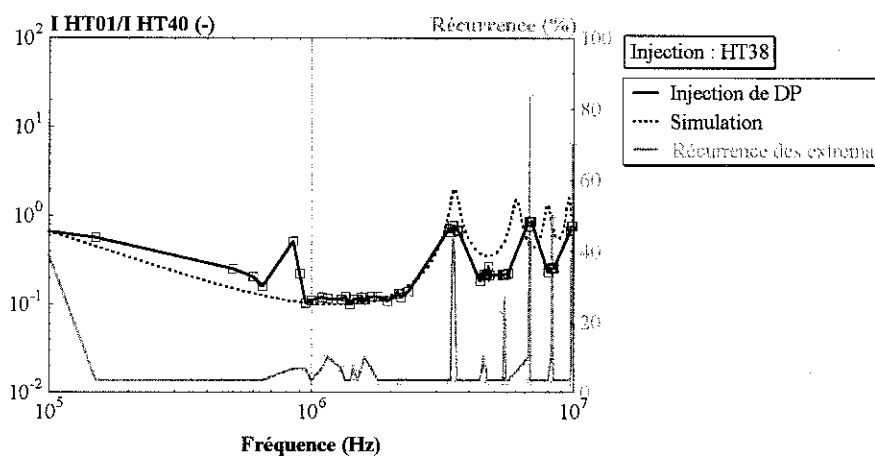


figure IV-27 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection sur la spire HT38 de courant de DP et simulés avec l'outil numérique SUMER

IV.7 SYNTHÈSE DE LA MISE EN ŒUVRE DE LA NOUVELLE MÉTHODE

Les différentes études menées aboutissent à la conclusion encourageante suivante. Nous avons proposé une nouvelle méthode de localisation des sources de DP dans un enroulement. Cette technique présente l'avantage de ne pas dépendre de la forme des signaux générés par le défaut d'isolation et elle permet d'obtenir une information sur la localisation d'une source de DP dans le modèle de bobinage utilisé dans le travail. Cette méthode pourrait être mise en œuvre sur un transformateur réel car les extrémités des bobinages sont des points accessibles pour les mesures. Elle requiert néanmoins l'utilisation d'un outil de simulation hautes fréquences afin d'avoir une référence. Cette thèse a permis de montrer que l'outil numérique SUMER répondait à nos attentes. En effet, les différents résultats de simulation nous permettent d'être optimistes pour l'application de la méthode à des transformateurs de puissance.

Il sera néanmoins indispensable d'apporter des améliorations à la nouvelle technique de localisation. Celles-ci concerneraient les étapes de mesure et de traitement des données expérimentales.

Amélioration de l'étape de mesures

La mesure des courants terminaux sur des résistances de $50\ \Omega$ correspond à un dispositif de mesure extrêmement simplifié. Il faudrait par la suite mesurer les courants aux extrémités avec des sondes de courant. Cette technique est bien appropriée pour des essais sur site. Au laboratoire, nous avons réalisé de telles mesures en appliquant la méthode avec des signaux sinusoïdaux. Nous avons de nouveau constaté l'efficacité de la méthode. Nous avons décidé de ne pas représenter les courbes dans le souci d'être concis.

Amélioration de l'étape de traitement des données expérimentales

Le programme de traitement des données a été réalisé dans un premier temps dans l'objectif d'obtenir des résultats rapides. Si nous désirons appliquer la méthode de manière plus réaliste, nous pensons qu'il est indispensable d'améliorer l'étape de détermination des extrema de la courbe moyenne. Il sera aussi nécessaire de développer des procédures permettant de regrouper des extrema, qui apparemment correspondent à une même résonance. Enfin, pour comparer les résultats simulés et mesurés, il est nécessaire d'utiliser des algorithmes d'identification. Ceux-ci sont fréquemment utilisés dans le domaine de la reconnaissance des images.

Amélioration de la simulation numérique

Ce point a déjà été discuté au paragraphe IV.6.3 Il est clair qu'une meilleure précision est nécessaire pour la localisation.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons caractérisé électriquement différentes sources de décharges partielles et étudié la localisation de défauts d'isolation dans une maquette d'enroulement conçue au cours de ce travail de thèse.

La caractérisation électrique de quelques sources de DP a mis en évidence une grande variété des formes et amplitudes des impulsions de courant. De plus, elle a montré que la durée des courants est, un paramètre caractéristique de la nature de la source de DP. Les courants transitoires sont aussi caractérisés par de larges spectres qui s'étendent au-delà du MHz.

Les mesures de charge effectuées sur les différentes sources de DP ont montré qu'avec les impédances de mesure RLC préconisées par la norme IEC 270, les décharges sont correctement mesurées dans les gaz, mais pas dans les liquides. Si de telles décharges se produisent simultanément dans un appareil, les mesures fourniront une appréciation erronée de leur gravité relative en sous estimant de manière importante les décharges dans l'huile.

Une étude des modes de propagation sur la maquette d'enroulement et sur un transformateur de puissance d'EDF a aussi été menée. Ces mesures ont montré la complexité des modes de transmission des signaux mais aussi le rôle fondamental de l'impédance de mesure sur la qualité des mesures effectuées en bout de bobinage.

La mise en œuvre de deux techniques de localisation de sources de décharges partielles sur la maquette d'enroulement a mis en évidence certaines limites d'application. Ces méthodes ne conviennent que pour une configuration géométrique donnée de l'enroulement et ne peuvent donc être généralisées à l'ensemble des transformateurs de puissance. La précision des méthodes est elle aussi fortement liée à la nature des impédances de mesure connectées aux extrémités.

Pour remédier à ces inconvénients, nous proposons une nouvelle méthode de localisation des sources de décharges partielles. Son principe est basé sur l'étude des rapports des spectres des courants terminaux, qui sont caractéristiques de la position du défaut. Les différentes mesures ont montré que la méthode est applicable sur notre maquette quelle que soit la forme du signal utilisé pour simuler expérimentalement une impulsion de courant de DP.

Cette méthode nécessite néanmoins de pouvoir comparer les courbes expérimentales à des courbes de référence. Celles-ci ont été obtenues à l'aide d'un outil de simulation hautes fréquences, dénommé SUMER et développé par EDF. Les différentes applications de cet outil avec la maquette d'enroulement ont mis en évidence son efficacité jusqu'à quelques MHz.

Avec ce logiciel, nous espérons pouvoir appliquer notre méthode sur de vrais transformateurs de puissance. En effet, pour ces systèmes électrotechniques, la gamme de fréquences caractéristiques s'étend jusqu'à quelques centaines de kHz. Pour accroître l'efficacité de la méthode développée, il faudra aussi améliorer notablement la procédure de traitement numérique des données expérimentales acquises au cours des essais.

BIBLIOGRAPHIE

- [ATT93] P. ATTEN, A. SAKER, "Streamer propagation over a liquid/solid interface", IEEE Transactions on Electrical Insulation., Vol. EI-28, No. 2, pp. 230-242, April 1993.
- [AUS73¹] J. AUSTIN, "Use of on line computer techniques for estimation of partial discharge location in transformer windings", IEE Conference Publication No. 94, Part. 1, Diagnostic Testing of High Voltage Power Apparatus in Service, pp. 77-82, London, England, 6-8 March 1973 .
- [AUS73²] J. AUSTIN, "Location of electrical discharges in insulation structures with particular reference to windings", PhD Thesis, Portsmouth Polytechnic, Department of Electrical and Electronic Engineering, United Kingdom, May 1973.
- [AUS78] J. AUSTIN, P. MARSHALL, "Partial discharge location in transformers and reactors by waveshape recognition", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97, No. 6, pp. 2041-2044, November-December 1978.
- [BAR72] R. BARTNIKAS, "Effect of pulse rise time on the response of corona detectors", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-7, No. 1, pp. 3-8, March 1972.
- [BAR79] R. BARTNIKAS, E. J. McMAHON, "Engineering dielectrics - Vol. 1 - Corona measurement an interpretation", American Society for Testing and Materials, Philadelphia, 1979.
- [BAR87] R. BARTNIKAS, "A commentary on partial discharge measurement and detection", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-22, No. 5, pp. 629-653, October 1987.
- [BAR90] R. BARTNIKAS, "Detection of partial discharges (corona) in electrical apparatus", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 25, No. 1, pp. 111-124, February 1990.
- [BAR93] R. BARTNIKAS, J. P. NOVAK., "On the character of different forms of partial discharges and their related terminologies", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-28, No. 6, pp. 956-968, December 1993.

- [BAR99] F. BAR, "Localisation des sources de décharges partielles dans un enroulement par analyse spectrale des courants mesures aux extremités", Rapport de stage de 3ème année d'école d'ingénieur en électricité ENSIEG, 1999.
- [BEL52] F. BELDI, "Essai au choc des transformateurs. Procédés de mesure et couplage", Rapport CIGRE No. 112, Paris, France, 1952.
- [BER68] T. BERTULA, V. PALVA, E. TALVIO, "Mesures de décharges partielles sur les transformateurs dans l'huile", Rapport CIGRE No. 12-07, Paris, France, 1968.
- [BEW51] L. V. BEWLEY, "Traveling waves on transmission systems", 2nd Edition, John Wiley & Sons, New York, 1951.
- [BEZ92] P. BEZBORODKO, O. LESANT, R. TOBAZEON, "Study of partial discharges and gassing phenomena within gaseous cavities in insulating liquids", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-27, No. 2, pp. 287-297, April 1992.
- [BLU19] L. F. BLUME, A. BOYAJIAN, "Abnormal voltages within transformers", Transactions of the American Institute Electrical Engineers, Vol. 38, pp. 577-620, 21 February 1919.
- [BOG82] S. A. BOGGS, G. C. STONE, "Fundamental limitations in the measurement of corona and partial discharge", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-17, No. 2, pp. 143-150, April 1982.
- [BRO99] T. BROSCHE, W. HILLER, E. FAUSER, "Novel characterization of PD signals by real-time measurement of pulse parameters", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-6, No. 1, pp. 51-59, February 1999.
- [BRU66] R. BRUCE, G. H. HICKING, R. HAWLEY, "Measurement of partial discharges. New instrument for routine production tests on transformers", Electrical Review, pp. 908-912, 17 June 1966.

- [BUR87] L. M. BURRAGE, E. F. VEVERKA, B. M. McCONNELL, " Steep front short duration low voltage impulse performance of distribution transformers ", IEEE Transactions of Power Delivery, Vol. PWRD-2, No. 4, pp. 1152-1156, October 1987.
- [CHU98] D. CHU, S. R. LINDGREN, H. R. MOORE, S. L. NILSSON, " Application of in-service monitoring system during tests at consolidated Edison's Ramapo station ", CIGRE Study Committee No. 12, Working Group No. 12-205, 1998.
- [CIG69] CIGRE Study Committee No. 21, Working Group No. 21-03, " Significance of discharge detection ", Electra No. 11, pp. 61-98, 1969.
- [CIG71] CIGRE Study Committee No. 12, Working Group No. 12-01, " Measurement of partial discharges in transformers ", Electra No. 19, pp. 13-65, November 1971.
- [CIG76] CIGRE Study Committee No. 12, Working Group No. 12-01, " Measurement of partial discharges in transformers", Electra, No. 47, pp. 37-44, July 1976.
- [CIG99] CIGRE Study Committee No. 15, Working Group No. 15-01-04, " Partial discharges in impregnated insulation ".
- [DES99] O. de SUSANNE, " Localisation des sources de décharges partielles par simulation sous SUMER ", Rapport de stage de 3ème année d'école d'ingénieur en électricité ENSIEG, 1999.
- [DOU74] J. L. DOUGLAS, F. C. PRATT, F. RUSHTON, " Discussion sur les méthodes de mesure des décharges partielles dans les transformateurs à THT ", Rapport No. 12-03, CIGRE, Paris, France, 1974.
- [FUH93] J. FUHR, M. HAESSIG, P. BOSS, D. TSCHUDI, R. A. KING., " Detection and location of internal defects in the insulation of power transformers ", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-28, No. 6, pp. 1057-1067, December 1993.
- [GAI74] C. GAILHOFER, H. KURY, K. OTTERSON, W. RABUS, T. WEINMANN, " Mesures des décharges partielles dans les transformateurs d'après les recommandations publiées dans ELECTRA No. 19 (Nov. 1971) ", Rapport CIGRE No. 12-01, Paris, France, 1974.

- [GAN67] B. GANGER, H. J. VORWECK, "Mesures d'ionisation dans les transformateurs", Revue Brown Boveri, Vol. 54, No. 7, pp. 355-367, Juillet 1967.
- [GOU94] P. GOURNAY, "Génération et propagation des streamers positifs dans quelques hydrocarbures", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France, 1994.
- [GUL91] E. GULSKY, "Computer-aided recognition of partial discharges using statistical tools", Delft University press, 1991.
- [GUL93] E. GULSKI, "Computer-aided measurement of partial discharges in HV equipment", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-28, No. 6, pp. 969-983, December 1993.
- [GUL95] E. GULSKI, "Digital analysis of partial discharges", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. DEI-2, No. 5, pp. 822-837, October 1995.
- [HAM98] R. HAMMAL, "Décharges partielles dans les condensateurs tout-film imprégnés", Thèse de doctorat de l'Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 1998.
- [HAR68] S. HARALDSEN, K. WINBERG, "Investigations relatives à différentes méthodes de localisation des décharges partielles dans les transformateurs de puissance", Rapport CIGRE No. 12-09, Paris, France, 1968.
- [HAR70¹] R. T. HARROLD, A. M. SLETTEN, "Corona location in transformers by radio frequency spectrum analysis, part I: theory", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, No. 7, pp. 1584-1590, September-October 1970.
- [HAR70²] R. T. HARROLD, A. M. SLETTEN, "Corona location in transformers by radio frequency spectrum analysis. II. Application of technique and results of measurements", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, No. 7, pp. 1591-1599, September-October 1970.

- [HAR71] R. T. HARROLD, " Voltage vector analysis for corona location in transformers ", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-90, pp. 2339-2348, 1971.
- [HAR78] F. J. HARRIS, " On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform ", Proceedings of the IEEE, Vol. 66, No. 1, pp. 51-83, January 1978.
- [HEL63] B. HELLER, A. VEVERKA, " Les phénomènes de choc dans les machines électriques ", Dunod, Paris, 1963.
- [HIC64] G.H. HICKLING, R. HAWLEY, " Measuring and locating partial discharges. New technique applied to electrical equipment ", Electrical Times, pp. 443-444, 24 September 1964.
- [HIK93] M. HIKITA, T. KATO, H. YAMASHITA, H. OKUBO, " Phase-resolved partial discharge measurements and their electromagnetic spectrum in SF₆ gas ", International Conference on Partial Discharge, Conference Proceedings No. 378, London, UK, 1993.
- [HOC86] B. HOCHART, " Transformateur statique - Calcul - Construction ", Techniques de l'ingénieur, D 427, 1986.
- [HYL62] N. HYLTEN-CAVALLIUS, J. FRYXELL, " Effet de couronne dans les transformateurs de puissance et problèmes d'essais correspondants ", Rapport CIGRE No. 104, Paris, France, Mai 1962.
- [IEC80] International Electrotechnical Commission, " IEC Standard - Power transformers - Part 3 : Insulation levels and dielectric tests ", Publication 76-3, First edition, 1980.
- [IEC81] International Electrotechnical Commission, " IEC Standard - Partial discharge measurements ", Publication 270, Second edition, 1981.
- [IEC98] International Electrotechnical Commission, " IEC Standard - Partial discharge measurements ", Publication 60270, Third Edition, 1998.

- [IEC99] International Electrotechnical Commission, "IEC Standard - Mineral oil-impregnated electrical equipment in service - Guide to the interpretation of dissolved and free gases analysis ", Publication 60599, 1999.
- [ILI70] G. W. ILIFF, " Alternate low-frequency dielectric tests of delta transformer windings ", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, No. 6, pp. 1277-1280, July-August 1970.
- [JAM70] R. E. JAMES, " Discharge detection in high-voltage power transformers ", Proceedings IEE, Vol. 117, No. 7, pp. 1352-1362, July 1970.
- [JAM77¹] R. E. JAMES, J. AUSTIN, P. MARSHALL, " Application of a capacitive network winding representation to the location of partial discharge in transformers ", Electrical Engineering Transactions Institution of Engineers, Australia, Vol. EE13, No. 2, pp. 95-103, Australia, 1977.
- [JAM77²] R. E. JAMES, " Future measurement systems for partial discharge testing of power transformers ", Electric Energy Conference, pp.149-155, Sydney, Australia, 28-30 September 1977.
- [JAM83] R. E. JAMES, P. A. WHITE, " Relationships between fast and slow rise partial discharges ", Fourth International Symposium on High Voltage Engineering", Paper 22-05, Athens, Greece, 5-9 September 1983.
- [JAM86] R. E. JAMES, F. E. TRICK, B. T. PHUNG, P. A. WHITE, " Interpretation of partial discharges quantities as measured at the terminals of HV power transformers ", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-21, No. 4, pp. 629-638, August 1986.
- [JAM89] R. E. JAMES, B. T. PHUNG, Q. SU, " Application of digital filtering techniques to the determination of partial discharge location in transformers ", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-24, No. 4, pp. 657-668, August 1989.
- [JOH50] W. C. JOHNSON, " Transmission lines and networks ", McGraw-Hill, New York, 1950.

- [KAL80] B. KALLBERG, " Location of partial discharges in power transformers by computation and measurement of capacitively transmitted voltages pulses ", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No.2, pp. 589-596, March-April 1980.
- [KAR87] K. KARSAI, D. KERENYI, L. KISS, " Large power transformers ", Elsevier, 1987.
- [KAW69] Y. KAWAGUCHI, S. YANABU, " Partial discharges measurement on high-voltage power transformers ", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88, No. 8, pp. 1187-1194, August 1969.
- [KON93] D. KÖNIG, Y. N. RAO, " Partial discharges in electrical power apparatus ", VDE , 1993.
- [KRE62] V. KREISINGER, " A method of localisation of the starting point of corona in a transformer at the test with induced voltage ", Acta Technica, No. 3, pp. 296-305, 1962.
- [KRE89] F. H. KREUGER, " Partial discharge detection in High Voltage equipment ", Butterworths, 1989.
- [KRI95¹] A. KRIVDA, " Recognition of Discharges - Discrimination and classification ", Thesis Delft University of Technology, 18 September 1995.
- [KRI95²] A. KRIVDA, " Automated recognition of partial discharges ", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. DEI-2, No. 5, pp. 796-821, October 1995.
- [KUF84] E. KUFFEL, W. S. ZAENGL, " High Voltage Engineering Fundamentals ", Pergamon Press, 1984.
- [LES98] O. LESAIN, G. MASSALA, " Positive streamer propagation in large oil gaps : electrical properties of streamers ", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. DEI-5, No. 3, pp. 360-370, June 1998.
- [LUN95¹] L. LUNDGAARD, O. LESAIN, " Discharges in liquids in point-plane gap under ac and impulse stress ", Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, pp. 596-599, 1995.

- [LUN95²] L. LUNDGAARD, O. LESANT, Communication interne au Laboratoire d'Electrostatique et de Matériaux Diélectriques, CNRS, Grenoble, France 1995.
- [LUN98] L. LUNDGAARD, D. LINHJELL, G. BERG, S. SIGMOND, " Propagation of positive and negative streamers in oil with and without pressboard interfaces", IEEE Transactions Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. DEI-5, No. 3, pp. 388-395, June 1998.
- [MAS97] G. MASSALA, " Propagation et propriétés diélectriques des streamers positifs à grande distance dans l'huile minérale sous très haute tension impulsionnelle ", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France, 1994.
- [McM83] P. J. McMULLAN, " Detection and location of partial discharges in transformer windings using electrical methods ", Master of Engineering Science Thesis, School of Electrical Engineering and Computer Science, University of New South Wales, Sydney, Australia, 1983.
- [MES85] F. MESA, " Méthodes d'études des circuits électriques ", Eyrolles, 1985.
- [MOL70] G. MOLE, " Basic characteristics of corona detector calibrators ", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, No. 2, pp. 198-204, February 1970.
- [MOR95] O. MOREAU, R. MICHEL, " Principes théoriques de l'outil de modélisation haute fréquence des transformateurs ", HM-11/95/0070, Electricité de France, Direction des Etudes et Recherches, Service Matériel Electrique, 1995.
- [MYK74] R. MYKLEBUST, P. A. HELLMAN, " Techniques de mesure pour l'évaluation des décharges partielles au cours d'essais diélectriques en courant alternatif de transformateurs et de bobines de réactance ", Rapport CIGRE No. 12-02, Paris, France, 1974.
- [NEM87] National Electrical Manufacturers Association, " Methods of measurement of radio influence voltage (RIV) of high-voltage apparatus ", NEMA Standards Publication No.107, 1987.

- [OKU95] H. OKUBO, A. SUZUKI, T. KATO, N. HAYAKAWA, M. HIKITA, "Frequency component of current pulse waveform in partial discharge measurement ", International Symposium on High Voltage Engineering, Paper 5634, Vol. 5, Graz, Austria, 28 August-1 September 1995.
- [PED63] A. PEDERSEN, " On the response of interleaved transformer windings to surge voltages ", Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part. III, Vol. 82, pp. 349-356, June 1963.
- [PEI87] D. PEIER, H. SCHWARZ, " Development of a digital PD measuring instrument ", Fifth international Symposium on High Voltage Engineering, Paper 42-01, Braunschweig, RFA, 24-28 August 1987.
- [PEM99] A. J. M. PEMEN, W. R. RUTGERS, T. J. M. VAN RIJN, Y. H. FU, " On-line partial discharge monitoring of HV components ", Eleventh International Symposium on High Voltage Engineering, ISH99, Conference Publication No. 467, Paper 5.136.S16, Vol. 5, London, United Kingdom, 23-27 August 1999.
- [RAB74] W. RABUS, " Model tests on the multiterminal PD-Measurement on transformers ", Elektrotechnische Zeitschrift Ausgabe A, Bd. 95, H. 7, pp. 364-368, 1974.
- [RAC40] H. H. RACE, R. J. HEMPHILL, H. S. ENDICOTT, " Important properties of electrical insulating papers ", General Electric Review, Vol. 43, pp. 492-499, December 1940.
- [RAE64] H. RAETHER, " Electron avalanches and breakdown in gases ", Butterworths, London, 1964.
- [RAI91] Y. P. RAIZER, " Gas discharge physics ", Springer Verlag, 1991.
- [RAJ73] B. P. RAJU, G. H. HICKLING, I. MORRIS, " Experience with partial discharge measurements at more than one terminal on a transformer ", IEE Conference Publication No. 94, Part. 1, Diagnostic Testing of High Voltage Power Apparatus in Service, pp. 48-52, England, 6-8 March 1973.

- [ROL96] F. A. ROLDAN HOYOS, "Caractérisation et propagation des signaux de décharges partielles dans des isolations composites solide/liquide", DEA Génie Electrique de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France, 1996.
- [RUD40] R. RUDENBERG, "Performance of traveling waves in coils and windings", Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Vol. 59, pp. 1031-1040, 1940.
- [RUT97] W. R. RUTGERS, Y. H. FU, "UHF PD-detection in a power transformer", Tenth International Symposium on High Voltage Engineering, ISH97, Montréal, Québec, Canada, 25-29 August 1997.
- [SAK93] A. SAKER, "Caractérisation des décharges rampantes à l'interface liquide diélectrique-solide isolant", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France, 1993.
- [SEG90] P. SEGUR, "Gaz isolant", Techniques de l'ingénieur, D2 530, 1990.
- [SPI91] M. R. SPIEGEL, "Théorie et application de la statistique" McGraw-Hill, 1991.
- [STO98] G. C. STONES, "Calibration of PD measurements for motor and generator windings : why it can't be done", IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 14, No. 1, pp. 9-12, 1998.
- [SU89] Q. SU, "Detection and location of partial discharges in transformers and generator windings using electrical methods", PhD Thesis, University of New South Wales, Sydney, Australia, November 1989.
- [SU92] Q. SU, R. E. JAMES, "Analysis of partial discharges pulse distribution along transformer windings using digital filtering techniques", IEE Proceedings-C, Vol. 139, No. 5, pp. 402-410, September 1992.
- [SU97] Q. SU, "Insulation condition monitoring and winding high frequency characteristics of large power transformers", Lecture Notes for the 1997 ESAA/Monash University Short Course on Transformers Technology Design and Testing.

- [TAL68] E. TALVIO, " Partial discharge carrier currents ", Sähkö Electricity in Finland, Vol. 41, No. 2, pp. 50-53, 1968.
- [TAN72] T. T. TAN, " Localisation de décharges partielles dans les transformateurs et réacteurs ", Brown Boveri Review, Vol. 59, pp. 399-403, Août 1972.
- [THO68] A.T. THOENG, " Localisation des décharges partielles dans les transformateurs. Quelques aspects de la méthode basée sur la détection de l'onde progressive ", Rapport CIGRE No. 12-02, Paris, France, 1968.
- [THO73] A. T. THOENG, " Detection and location of partial discharges in power transformers ", IEE Diagnostics Testing of HV Power Apparatus in Service, Conference Publication No. 94, pp. 71-76, London, 6-8 March 1973.
- [TRA99] T. TRAN VAN, " Etude de la génération des streamers dans l'huile minérale sous tension impulsionnelle et alternative ", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France, 1999.
- [VAI82] G. H. VAILLANCOURT, A. DECHAMPLAIN, R. A. MALEWSKI, " Simultaneous measurement of partial discharge and radio-interference voltage ", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-31, No. 1, pp. 49-52, March 1982.
- [VAI85] G. H. VAILLANCOURT, R. MALEWSKI, D. TRAIN, " Comparison of three techniques of partial discharge measurements in power transformers ", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, No. 4, pp. 900-909, April 1985.
- [VEV65] A. VEVERKA, A. HON, " Bridge connection for location of internal discharges in transformers ", Elektrotechnicky Obzor, Vol. 54, pp. 422-424, 1965.
- [VEV66] A. VEVERKA, A. HON, " Nouvelle méthode de localisation des décharges internes dans les transformateurs ", Rapport CIGRE No. 109, Paris, France, 1966.
- [VEV67] A. VEVERKA, A. HON, " Location of partial discharges in transformers ", Elektrotechnicky Obzor, Vol. 56, pp. 5-11, 1967.

- [WHI51] S. WHITEHEAD " Dielectric breakdown of solids ", Oxford at the Clarendon press, 1951.

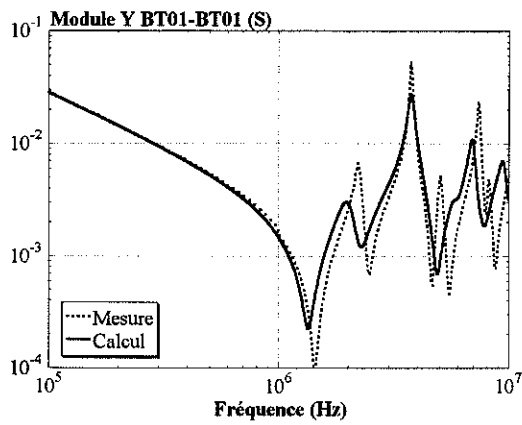
- [WHI85] P. A. WHITE , " Detection, recording and analysis of partial discharges in electrical insulation using computer methods ", PhD Thesis, University of New South Wales, Sydney, Australia, 1985.

- [ZAE86] W. S. ZAENGL, P. OSVATH, H. J. WEBER, " Correlation between the bandwidth of PD-detectors and its inherent integration errors ", IEEE International Symposium on Electrical Insulation, pp. 115-121, Washington, DC, USA, 9-11 June 1986.

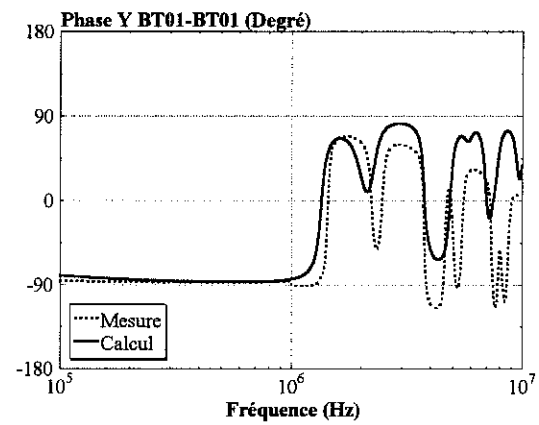
- [ZAE92] W. S. ZAENGL, K. LEHMANN, M. ALBIEZ, " Conventional PD measurement techniques used for complex HV apparatus ", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-27, No. 1, pp. 15-27, February 1992.

- [ZAE93] W. S. ZAENGL, K. LEHMANN, " A critique of present calibration procedures for partial discharge measurements ", IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-28, No. 6, pp. 1043-1049, December 1993.

ANNEXE A
COMPARAISONS DES TERMES SIMULES ET
MESURES DE LA MATRICE ADMITTANCE
DE LA MAQUETTE D'ENROULEMENT

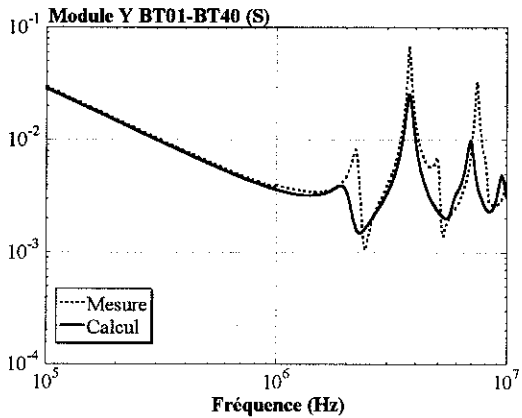


(a)

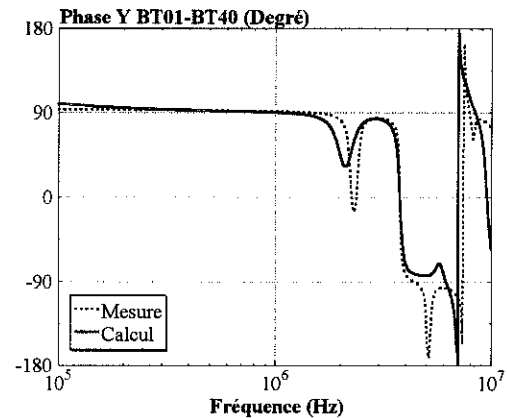


(b)

figure A-1 : comparaison des admittances $Y_{BT01-BT01}$ simulée et mesurée
(a) module ; (b) phase

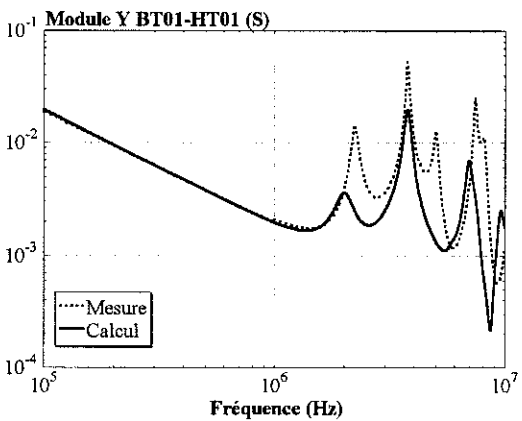


(a)

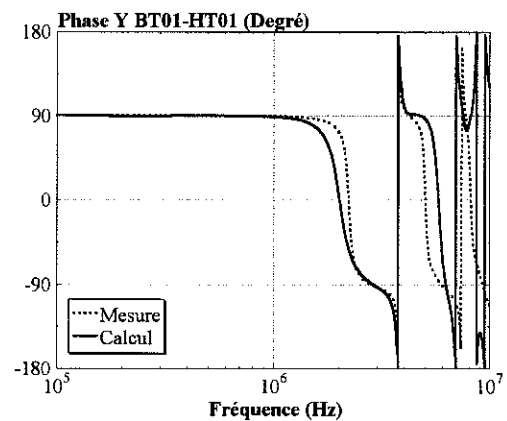


(b)

figure A-2 : comparaison des admittances $Y_{BT01-BT40}$ simulée et mesurée
(a) module ; (b) phase

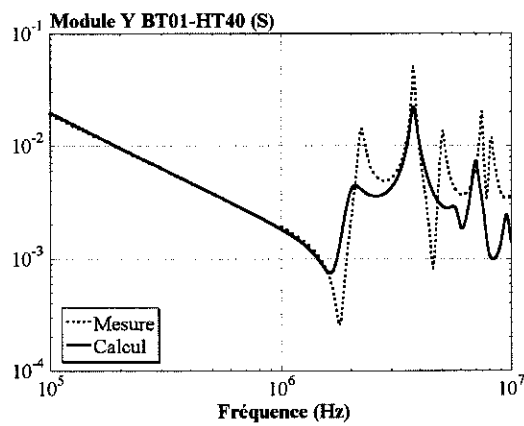


(a)

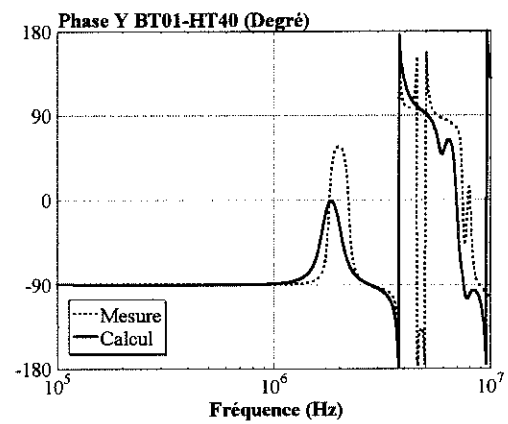


(b)

figure A-3 : comparaison des admittances $Y_{BT01-HT01}$ simulée et mesurée
(a) module ; (b) phase

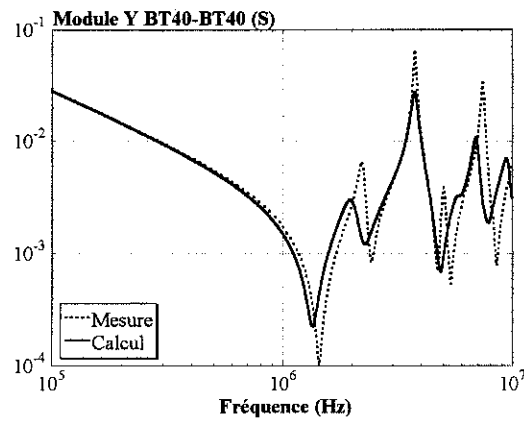


(a)

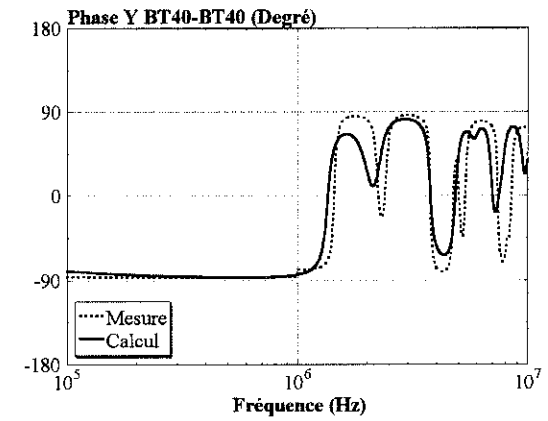


(b)

figure A-4 : comparaison des admittances Y BT01-HT40 simulée et mesurée
(a) module ; (b) phase

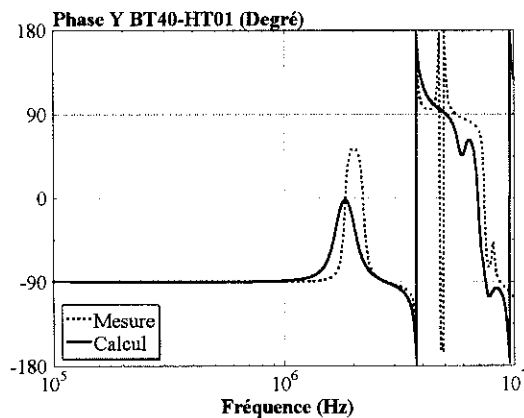


(a)

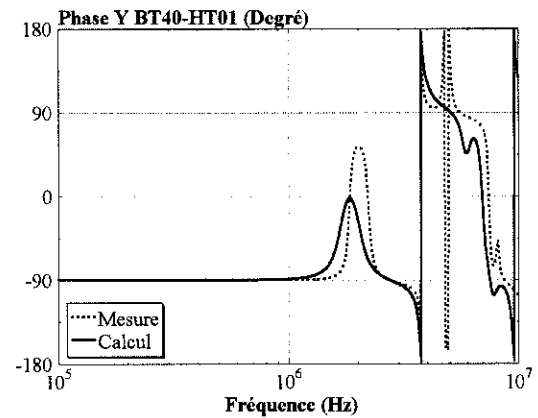


(b)

figure A-5 : comparaison des admittances Y BT40-BT40 simulée et mesurée
(a) module ; (b) phase

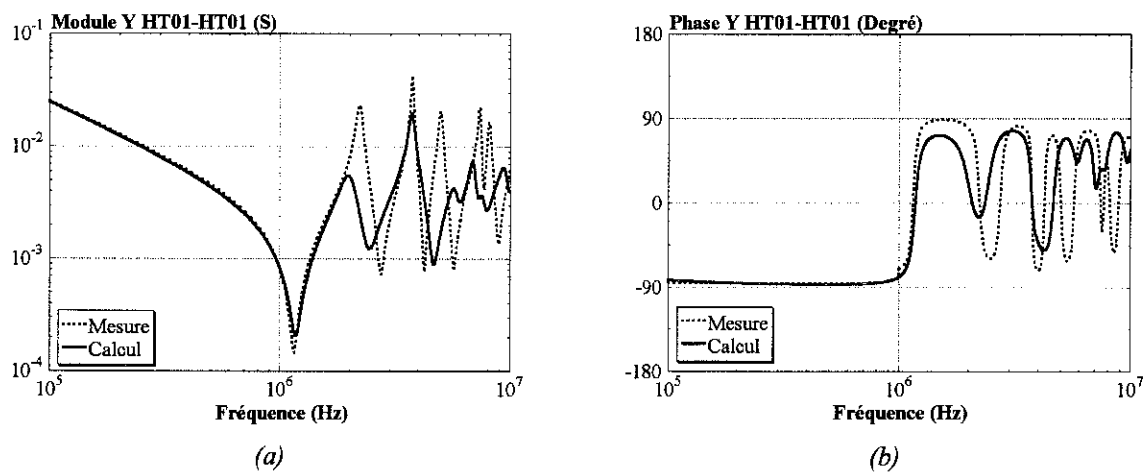


(a)

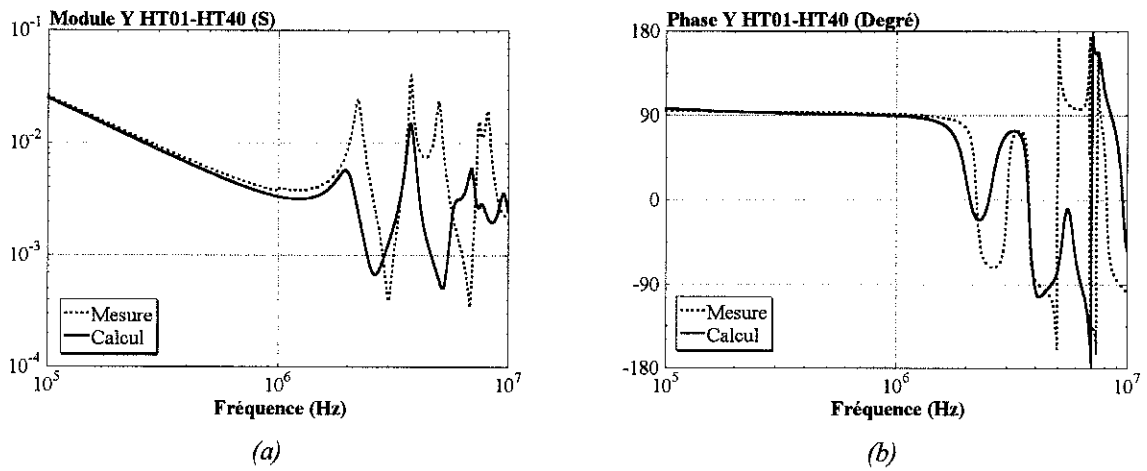


(b)

figure A-6 : comparaison des admittances Y BT40-HT01 simulée et mesurée
(a) module ; (b) phase



(a) (b)
figure A-7 : comparaison des admittances $Y_{HT01-HT01}$ simulée et mesurée
(a) module ; (b) phase



(a) (b)
figure A-8 : comparaison des admittances $Y_{HT01-HT40}$ simulée et mesurée
(a) module ; (b) phase

ANNEXE B

RESULTAT DE LA MISE EN ŒUVRE DE LA

NOUVELLE METHODE DE LOCALISATION

AVEC UNE DP SIMULEE

PAR UN COURANT IMPULSIONNEL

B.1 INJECTION DU COURANT IMPULSIONNEL SUR LA SPIRE HT02

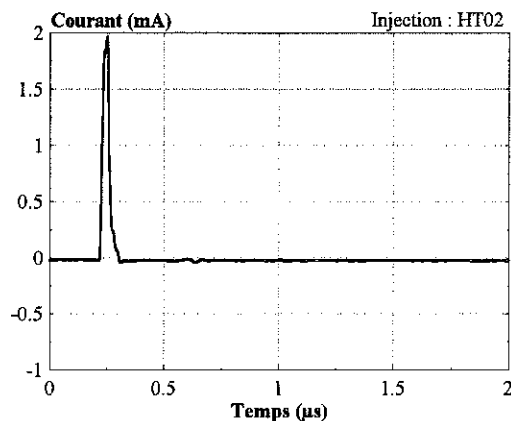


figure B-1 : impulsion de courant injectée sur la spire HT02

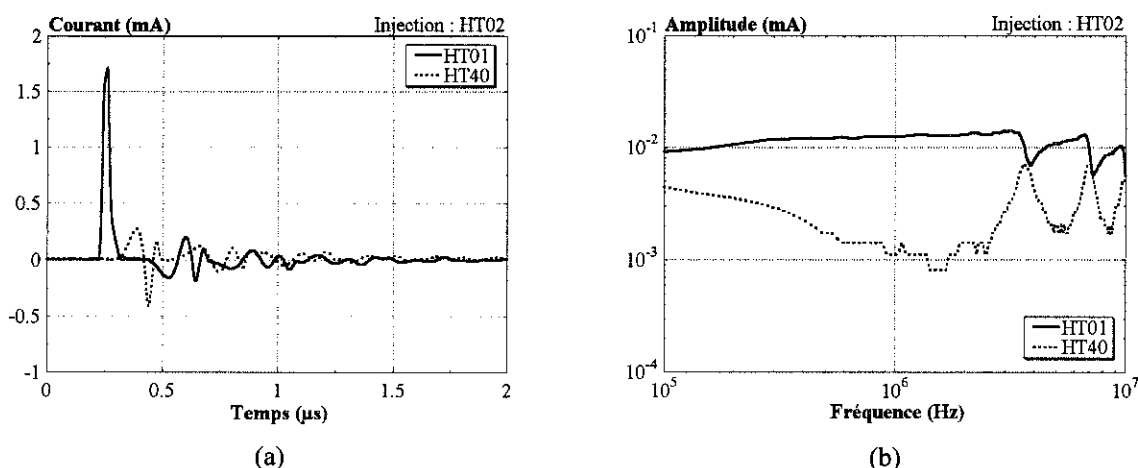


figure B-2 : (a) courants mesurés aux extrémités du bobinage connectées sur des résistances de 50Ω suite à l'injection d'un courant impulsionnel sur la spire HT02
(b) spectres en fréquence des courants de la figure B-2 (a) mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 250 MS/s, un nombre d'échantillons égal à 512 et une bande passante de 100 MHz

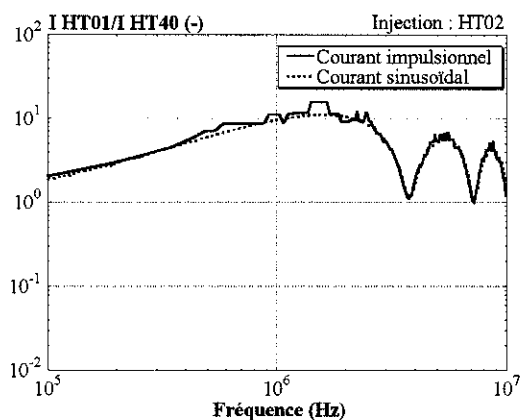


figure B-3 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection de courant impulsionnel et sinusoïdal sur la spire HT02

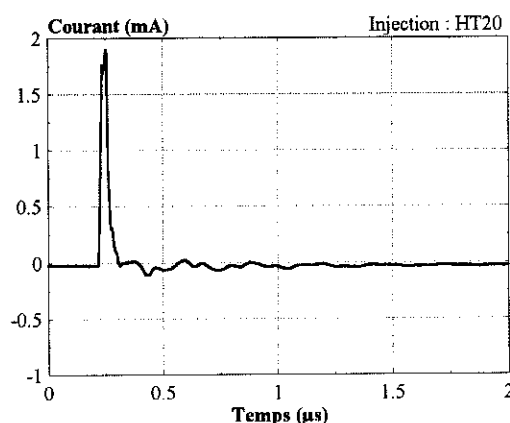
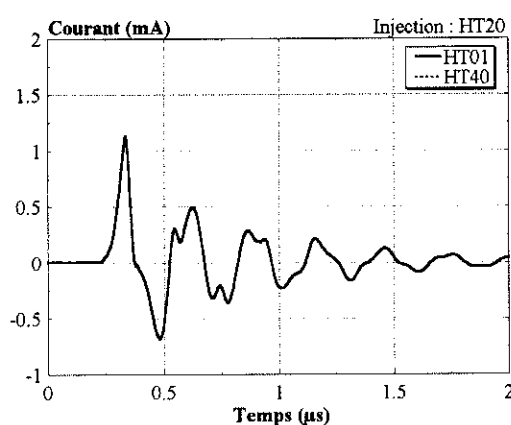
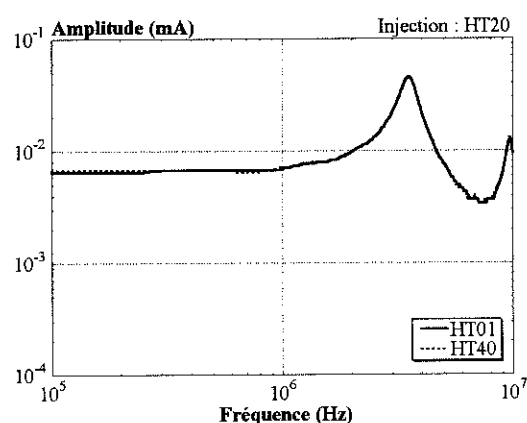
B.2 INJECTION DU COURANT IMPULSIONNEL SUR LA SPIRE HT20

figure B-4 : impulsion de courant injectée sur la spire HT20



(a)



(b)

figure B-5 : (a) courants mesurés aux extrémités du bobinage connectées sur des résistances de 50Ω suite à l'injection d'un courant impulsionnel sur la spire HT20
(b) spectres en fréquence des courants de la figure B-5 (a) mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 250 MS/s, un nombre d'échantillons égal à 512 et une bande passante de 100 MHz

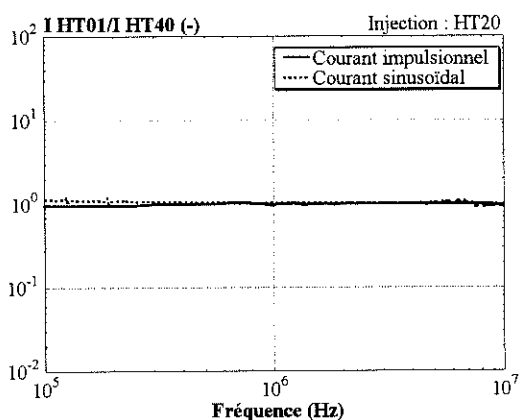


figure B-6 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection de courant impulsionnel et sinusoïdal sur la spire HT20

B.3 INJECTION DU COURANT IMPULSIONNEL SUR LA SPIRE HT30

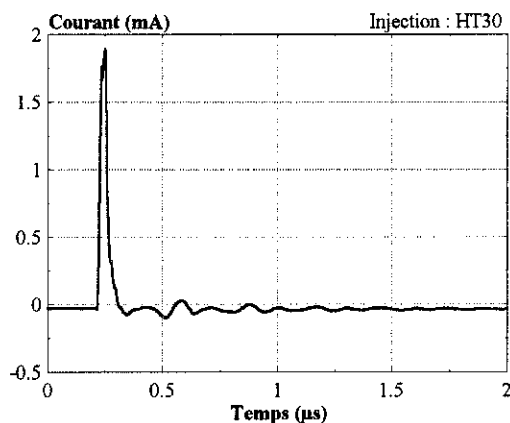


figure B-7 : impulsion de courant injectée sur la spire HT30

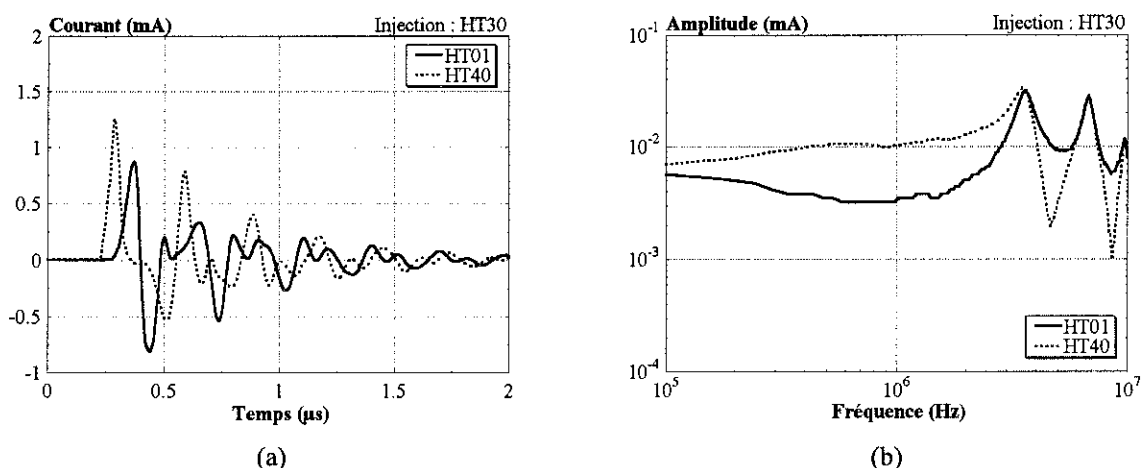


figure B-8 : (a) courants mesurés aux extrémités du bobinage connectées sur des résistances de $50\ \Omega$ suite à l'injection d'un courant impulsionnel sur la spire HT30
(b) spectres en fréquence des courants de la figure B-8 (a) mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 250 MS/s, un nombre d'échantillons égal à 512 et une bande passante de 100 MHz

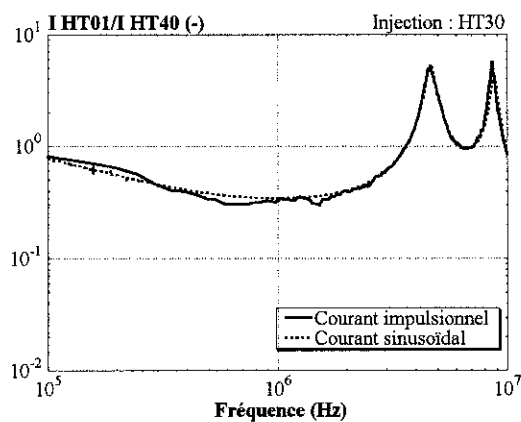


figure B-9 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection de courant impulsionnel et sinusoïdal sur la spire HT30

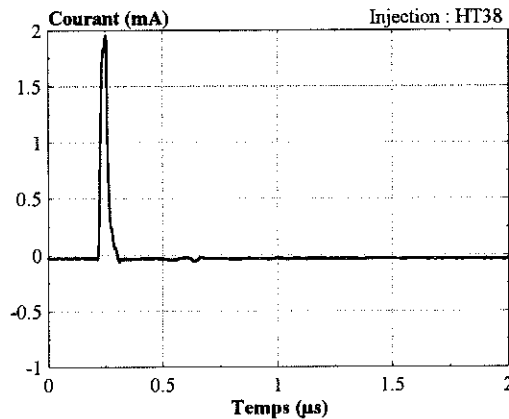
B.4 INJECTION DU COURANT IMPULSIONNEL SUR LA SPIRE HT38

figure B-10 : impulsion de courant injectée sur la spire HT38

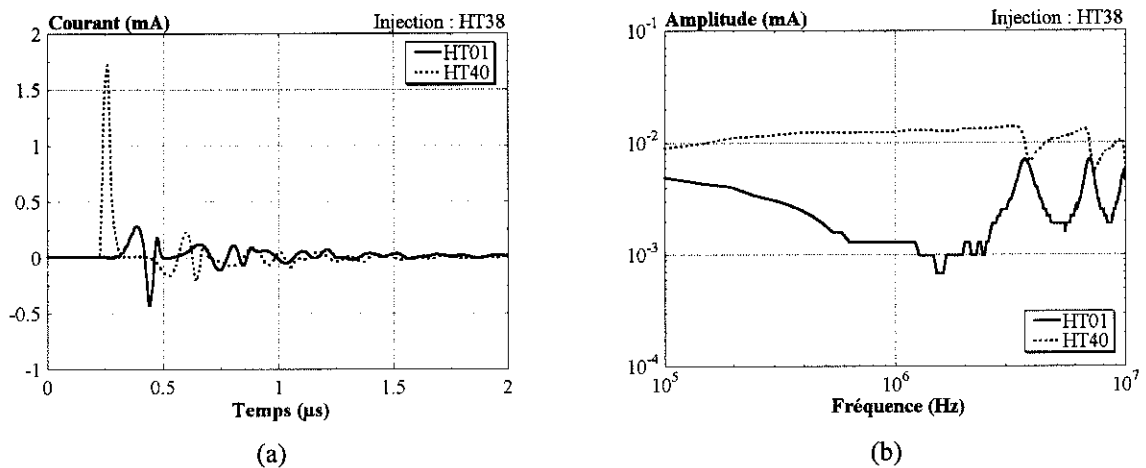


figure B-11 : (a) courants mesurés aux extrémités du bobinage connectées sur des résistances de 50Ω suite à l'injection d'un courant impulsionnel sur la spire HT38
(b) spectres en fréquence des courants de la figure B-11 (a) mesurés avec une vitesse d'échantillonnage de 250 MS/s, un nombre d'échantillons égal à 512 et une bande passante de 100 MHz

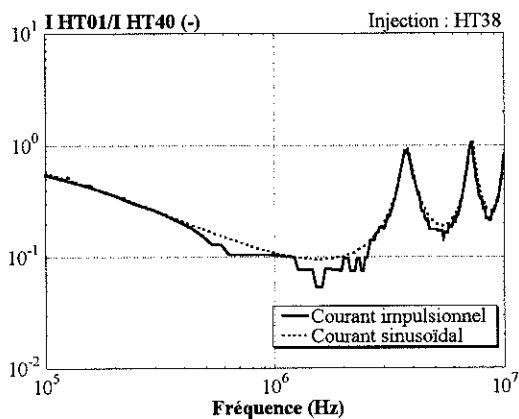


figure B-12 : comparaison des rapports des spectres de fréquence des courants I_{HT01} et I_{HT40} mesurés suite à une injection de courant impulsionnel et sinusoïdal sur la spire HT38

RESUME

Différentes sources de décharges partielles ont été caractérisées par la mesure de grandeurs électriques telles que les impulsions de courant de DP, la charge des DP, etc. A travers cette caractérisation, les erreurs de mesure de charge dues à l'utilisation de circuits intégrateurs inadaptés ont été mises en évidence. Différentes études de la propagation des signaux électriques ont été menées sur une maquette d'enroulement mais aussi sur un transformateur de puissance de la centrale thermique de Montereau. Les mesures ont montré le rôle fondamental de l'impédance de mesure sur la qualité des mesures effectuées en bout de bobinage. Elles ont aussi démontré la complexité des modes de propagation. Deux méthodes de localisation de sources de décharges partielles ont été mises en œuvre sur la maquette d'enroulement. Nous avons ainsi pu révéler leurs limites d'application. Pour remédier à ces inconvénients, nous proposons une nouvelle méthode de localisation des sources de DP. Son principe est basé sur l'étude des rapports des spectres des courants terminaux, qui sont caractéristiques de la position du défaut. Cette technique nécessite de pouvoir comparer les résultats expérimentaux à des courbes de référence. Celles-ci sont obtenues à l'aide d'un outil de simulation hautes fréquences efficace jusqu'à quelques MHz. La comparaison des résultats mesurés et simulés a mis en évidence la faisabilité de la méthode que nous avons développée.

TITLE : Characterisation and localisation of partial discharges sources in a winding

ABSTRACT

Various partial discharges (PD) sources were characterized by measurement of electrical data such as discharge currents, PD charge, etc. From this characterization, the errors affecting charge measurements are determined when inappropriate RLC circuits are used. The propagation of high frequency electrical signals was studied on a winding model, and also on a real power transformer. These experiments show the fundamental role of the detection impedance on measurements made at the winding terminals, and illustrate the complexity of propagation modes. Two localization methods of PD sources were tested on the winding model. This allows to assess their inherent limitations. Then we propose a new localization method based on the study of the ratios of PD current spectra measured at the winding terminals. These ratios are characteristic of the PD source position, whatever its nature. This technique requires the comparison of experimental measurements with reference curves. Such curves are obtained by numerical simulation of the winding high frequency response, up to some MHz. The comparison of measurements and calculations shows the feasibility of the method proposed.

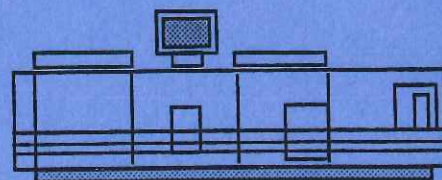
DISCIPLINE : ENERGETIQUE PHYSIQUE

MOTS-CLES : Décharges partielles ; Isolation ; Transformateur ; Méthodes de diagnostic ; Localisation

LABORATOIRE : Laboratoire d'Electrostatique et de Matériaux Diélectriques (UMR5517)
CNRS/Université Joseph Fourier – Grenoble I



Grenoble, mai 2000



Imprimé sur Xerox 5090;
au Service Reprographie du CNRS de Grenoble

