

**INSTITUT PEDAGOGIQUE NATIONAL
DE L'ENSEIGNEMENT TECHNIQUE ET PROFESSIONNEL**

**REVUE INTERNATIONALE DES SCIENCES
ET TECHNOLOGIES DE L'EDUCATION**



Septembre 2023 N° 20

**INSTITUT PEDAGOGIQUE NATIONAL
DE L'ENSEIGNEMENT TECHNIQUE ET
PROFESSIONNEL**

CENTRE DE RECHERCHE ET DE PRODUCTION

**REVUE INTERNATIONALE DES SCIENCES
ET TECHNOLOGIES DE L'EDUCATION**

Directeur de Publication : Pr Edmée MANSILLA, IPNETP Abidjan
Secrétaire de Publication : Dr KONE Koko Siaka, IPNETP Abidjan
Directeur Scientifique : Pr Kanvally FADIGA, ENS Abidjan

Membres du comité scientifique

Pr BAHA Bi YOUZAN D. : Université de Cocody Abidjan
Pr KOUADIO Béné Marcel : Université de Cocody Abidjan
Pr SANGARE Moustapha Karam..... : INPHB Yamoussoukro
Pr GBONGUE Jean-Baptiste : IPNETP Abidjan
Pr BERTE Zakaria : IPNETP Abidjan

Comité de lecture

Dr KONE Koko Siaka..... : IPNETP Abidjan
Dr TRAORE Sibiri..... : IPNETP Abidjan
Dr KOUAME Adjo Sébastienne : IPNETP Abidjan
Dr BENIE Aloh Jean Martial Hillarion,..... : IPNETP Abidjan
Dr KONE Foussény : IPNETP Abidjan
Dr AHON Gnamien Marcel : IPNETP Abidjan
Dr ZOKOU Gbomené Hervé : IPNETP Abidjan

TABLE DES MATIERES

I -Editorial	7
II - Point de vue du superviseur de l'IPNETP durant l'entretien supervision pédagogique N'DRI Bernard Aimé OUFFOUE, <i>Assistant à l'Institut Pédagogique National de l'Enseignement Technique et Professionnel (IPNETP) Département des Sciences de l'Education / Côte d'Ivoire</i>	9
III - Apports des arts plastiques dans le développement de la motricité fine dans l'apprentissage à l'écriture au préscolaire Sinaly TRAORE, Gboméné Hervé ZOKOU, Firmin Sadia, <i>Institut Pédagogique National de l'Enseignement Technique et Professionnel (IPNETP), Abidjan-Côte d'Ivoire,</i>	47
IV - L'impact de La Covid-19 sur la production cotonnière dans le département de Korhogo N'golo Brahim SORO, <i>Assistant / Institut Pédagogique National de l'Enseignement Technique et Professionnel (IPNETP) Abidjan, Côte d'Ivoire</i>	69
V - Les logiques d'insertion des diplômés de la formation professionnelle dans les emplois atypiques : Cas des diplômés de la commune de Bouaké ASSOA Anzi André, <i>Université Alassane Ouattara - Bouaké</i>	93
VI - Diagnostic des transformateurs haute tension par spectroscopie diélectrique par envoi simultané de fréquences Simplice AKRE, <i>Institut Pédagogique National de l'Enseignement Technique et Professionnel (IPNETP),</i> Issouf Fofana, Zié Yéo, Fethi Meghnefi, Kassi Simon Koutoua , Békibénan Sékongo, <i>(IPNETP)</i>	107

VII - Gouvernance territoriale et développement touristique dans les villages côtiers en Côte d'Ivoire. Cas de Lipkilassié, Département de Grand-Lahou Bi Vagbé Gethème IRIE, Sociologue, Enseignant-Chercheur, <i>Université de San Pedro,</i>	143
VIII - Influence de la perception de l'administration fiscale et du risque encouru sur l'attitude des commerçants d'Abidjan à l'égard du paiement de l'impôt Maurice Gnamien EKANZA, <i>Département de Psychologie - Université Félix Houphouët Boigny d'Abidjan-Cocody.....</i>	167
IX - Systèmes successoraux à Doroubé dans la sous-préfecture de Gagnoa à l'ouest de la Côte d'Ivoire ZAKRY Djédjé Charles ¹ , Doctorant en sociologie, Dr DALEBA Groghuey ² , <i>Institut d'Ethno-Sociologie, Sciences de l'Homme et de la Société, Université Félix Houphouët Boigny d'Abidjan-Cocody.....</i>	193
X - Effet de la distance culturelle sur le choix conjugal : mariage endogamique et exogamique entre les différentes ethnies en Côte d'Ivoire ZIBE Guédé Patrick, <i>Université Félix Houphouët-Boigny d'Abidjan. UFR Science de l'Homme et de la Société / Département de Psychologie.....</i>	217
XI - Facteurs sociaux de la polémique autour du projet de légalisation de la polygamie en Côte d'Ivoire : une analyse à partir de familles polygames dans la commune d'Abobo DAGO Michèle-Ange, <i>Institut d'Ethno-sociologie – Université Félix Houphouët-Boigny.....</i>	239

Diagnostic des transformateurs haute tension par spectroscopie diélectrique par envoi simultané de fréquences
Simplice Akré ^{1,2,3*}, Issouf Fofana ^{2,3}, Zié Yéo ⁴, Fethi Meghnefi ³, Kassi Simon Koutoua ⁴, Békibénan Sékongo ^{1,2},

¹ Département des Formations Industrielles, Institut Pédagogique National de l'Enseignement Technique et Professionnel (IPNETP), 08 BP 2098 Abidjan 25, Rue du lycée technique, Côte d'Ivoire

² Chaire de recherche du Canada sur le Vieillissement de l'Appareillage Installé sur les réseaux Haute Tension (ViAHT), Département des Sciences Appliquées, Université du Québec à Chicoutimi, 555 boulevard de l'université, G7H 2B1, Saguenay, QC, Canada

³ Modelling and Diagnostic of Electrical Power Network Equipment Laboratory (MODELE), Department of Applied Sciences, Université du Québec à Chicoutimi, Chicoutimi, QC G7H 2B1, Canada

⁴ Département Génie Électrique et Électronique, Institut National Polytechnique Houphouët-Boigny (INP-HB), Yamoussoukro BP 1093, Côte d'Ivoire

* Correspondant : simpliceakre6@gmail.com; Tel. : (+225) 0775828287

Résumé :

Les transformateurs de puissance sont les équipements les plus importants et les plus onéreux des réseaux électriques. En fonctionnement normal, le système d'isolation huile-papier cellulosique du transformateur de puissance se dégrade graduellement, sous l'effet combiné des contraintes électrique, mécanique, thermique et environnementale. Afin d'assurer un approvisionnement ininterrompu en énergie électrique aux consommateurs, le diagnostic et la surveillance des transformateurs de puissance constituent un défi pour les chercheurs. Dans cette étude, une approche de spectroscopie diélectrique fréquentielle (FDS) par envoi simultané des fréquences est expérimentée et les résultats rapportés. Les résultats de cette méthode sont en conformité avec ceux de l'appareil commercial IDA 200 et permet un gain de temps de 70%. Cette méthode est adaptée au diagnostic et à la surveillance des équipements sur site.

Mots clés : Transformateur de puissance, spectroscopie diélectrique fréquentielle, envoi simultané des fréquences, diagnostic sur site, fourniture de l'énergie.

Abstract :

Power Transformers are the key asset of electrical Networks. During normal operation, the oil-paper insulation system of Power Transformers gradually degrades under the combined effect of electrical, mechanical, thermal, and environmental stresses. To provide an uninterrupted power supply to consumers, diagnosis and monitoring of power transformers is a challenge for scholars. In this study, a frequency domain spectroscopy (FDS) method based on simultaneous frequency sending is tested and reported. the results of this method are in line with those of the IDA 200 commercial instrument, with a time saving of 70%. This method is suitable for on-site diagnostic and monitoring.

Keywords : Power Transformer, Frequency Domain Spectroscopy, Simultaneous Frequency Sending, On-site diagnostic and monitoring, Power supply.

Introduction

La plupart des transformateurs de puissance en service à travers le monde, approchent ou excèdent leur durée de vie théorique (35 ans). Le vieillissement de ces équipements capitaux, augmente chaque jour, les risques de pannes, avec des coûts monétaires et des impacts sociaux et environnementaux importants. Le remplacement généralisé de tous les transformateurs « âgés » par des neufs s'avère être une opération extrêmement coûteuse [1]. Une approche basée sur la capacité à bien diagnostiquer l'état des transformateurs serait plus raisonnable, particulièrement dans un contexte où la demande en énergie électrique ne cesse de croître.

Pendant le fonctionnement du transformateur de puissance, le système d'isolation huile-papier se dégrade sous l'effet combiné de contraintes thermiques, électriques, mécaniques, chimiques et environnementales [2, 3]. Les processus de dégradation physiques et chimiques conduisant au vieillissement et la génération d'humidité modifient la microstructure moléculaire du diélectrique et influencent ainsi les processus de conduction et de polarisation.

Depuis les années 1990, des techniques de diagnostics diélectriques basées sur des mesures de la réponse diélectrique des matériaux dans le domaine temporel et fréquentiel sont utilisées pour évaluer l'état du système d'isolation des transformateurs [1, 4, 5]. On note principalement la mesure de la tension de recouvrement (RVM), le courant de polarisation et de dépolarisation (PDC) et la spectroscopie diélectrique dans le domaine fréquentiel (FDS). Cependant, si le schéma d'interprétation permet de séparer les influences de l'humidité dans la papier cellulosique et d'autres influences (tels que la conductivité de l'huile, etc.) avec les méthodes de la PDC et la FDS, cela n'est pas possible dans le cas de la RVM [6].

Les techniques de diagnostic par spectroscopie dans le domaine de fréquence (FDS) sont de plus en plus populaires ces dernières années, notamment parce que la mesure du facteur de dissipation ($\tan \delta$) et la permittivité complexe permettent de connaître l'état du transformateur [1, 5, 7]. Un autre avantage de la FDS est qu'elle est plus adaptée à une utilisation sur site que le PDC, car elle est moins sensible aux bruits. En outre, la technique PDC ne permet pas de mesurer les premières secondes de courants transitoires après le passage à la polarisation ou à la dépolarisation, limitant ainsi sa fréquence inférieure à 1 Hz.

Pour effectuer des mesures de polarisation sur les transformateurs sur site, il faut programmer leurs déconnexions du réseau et les consigner pour le refroidissement. En pratique, dans un environnement de sous-station, la température est incontrôlable et dans le transformateur, elle dépend du moment de sa déconnexion du réseau. La durée totale de mesure de la réponse diélectrique dans le domaine fréquentiel est également un autre facteur limitant. En effet, la mesure complète balayant une plage de fréquence de 0,1 mHz à 1 kHz peut durer jusqu'à 15 heures dans certains cas [8]. Ce qui, ajouté au temps de consignation et de refroidissement, contribue à augmenter la durée de mesure et occasionne des temps d'arrêts assez long dans certaines installations. Cette étude propose une approche qui permet de réduire le temps de mesure par la technique de la spectroscopie diélectrique dans le domaine fréquentiel (FDS) : une méthode de spectroscopie diélectrique par envoi d'un signal contenant plusieurs fréquences.

2. Méthodologie et dispositif expérimental

2.1. Méthodologie

L'approche consiste en la génération et l'envoi d'un signal, contenant la plage des fréquences de la mesure, aux bornes du diélectrique et à mesurer pour chacune d'elles, le courant de fuite (résultant des défauts de l'isolation) et le déphasage entre le courant et la tension. Cette méthode permet de réduire le temps de mesure à la période du signal ayant la plus basse fréquence. Plutôt que de générer plusieurs ondes sinusoïdales parfaites les unes après les autres et d'effectuer la somme des périodes de chacune d'elles comme c'est le cas

habituellement dans IDA 200, cette méthode contribue à diminuer le temps de mesure. Pour la mise en œuvre de cette approche expérimentale, de mesure en réponse fréquentielle des transformateurs de puissance, un banc d'essai est conçu. Il comprend un système de génération et d'amplification de la tension appliquée sur l'échantillon diélectrique ainsi qu'un système d'acquisition (carte d'acquisition National instrument NI) et de traitement des données. Un programme Matlab permet de générer la forme d'onde de tension à appliquer (elle contient toute la gamme de fréquences nécessaire pour la mesure de la FDS), d'analyser et traiter par transformation de Fourier rapide (FFT) la tension et le courant mesurés afin de déterminer l'état du diélectrique.

Le signal généré est la superposition de plusieurs sinusoïdes, toutes étant des multiples de la fréquence fondamentale. Le courant et la tension mesurés sont ensuite traités selon les principes de Fourier (décomposition des signaux périodiques). Pour finir, une valeur de tension $U(\omega)$ et une valeur de courant $I(\omega)$ sont obtenues pour chaque fréquence composant le signal envoyé. L'impédance $Z(\omega)$ du diélectrique est ensuite déterminée par l'équation (1) à partir des résultats obtenus. Les courbes représentant les caractéristiques d'un diélectrique en fonction de différentes fréquences peuvent être tracées.

$$Z(\omega) = \frac{U(\omega)}{I(\omega)} \quad (1)$$

Plusieurs essais ont été réalisés afin de vérifier la répétabilité des mesures obtenues. Pour vérifier la validité de la méthode de spectroscopie par envoi simultané des fréquences à l'aide du banc d'essai, les résultats obtenus, par ladite méthode, ont été comparés aux résultats donnés par l'appareil de mesure certifiée IDA 200.

2.2. Paramètres de conception

Fréquence du signal généré

La fréquence du signal généré doit respecter le critère ou théorème de Nyquist-Shannon qui stipule que : pour que le signal soit entièrement reconstitué à partir des échantillons, il faut et il suffit que : la fréquence d'échantillonnage f_e soit strictement supérieure à deux fois la plus grande fréquence f_{max} présente dans le spectre du signal continu.

$$f_e \geq 2f_{max} \quad (2)$$

Avec : f_e fréquence d'échantillonnage et f_{max} fréquence maximale contenue dans le spectre du signal continu.

La courbe du signal est d'autant plus précise que la fréquence du signal généré est élevée. Toutefois, en raison de la quantité de mémoire requise, la fréquence maximale de la carte d'acquisition n'a pu être exploitée. La période des basses fréquences étant très grande, la quantité de données à traiter devient problématique. D'où la nécessité de sélectionner une fréquence de génération de signal optimale pour chaque signal envoyé. Aux plus basses fréquences, les variations se font lentement ; ce n'est donc pas important d'échantillonner rapidement.

Fréquence d'acquisition du signal

Pour les mêmes raisons que pour la fréquence de génération du signal (respect du critère de Nyquist-Shannon, quantité de mémoire requise pour la sauvegarde des données), un choix de fréquence d'échantillonnage est effectué.

Fréquences contenues dans le signal

En tenant compte de la théorie de la transformée de Fourier, chacune des fréquences utilisées pour les mesures est un multiple de la fréquence fondamentale.

Paramètre de chaque signal :

- Fréquences mesurées : (4 ; 2 ; 1 ; 0,5 ; 0,2 ; 0,1 ; 0,04 ; 0,02 ; 0,01 ; 0,005 ; 0,002 ; 0,001)
- Fréquence de génération du signal envoyé : 3000 échantillons/seconde
- Fréquence d'échantillonnage du signal reçu : 1500 échantillons /seconde)
- Amplitude de chaque sinusoïde comportant le signal : 0,45
- Nombre de cycle de la fréquence la plus faible : 2.

Traitement des données

L'impédance du diélectrique et le déphasage sont donnés par les relations (1) et (3) :

$$Z(\omega) = \frac{U(\omega)}{I(\omega)} \quad (1)$$

$$\theta_{imp} = \theta_U - \theta_I \quad (3)$$

La transformée de Fourier appliquée à chaque fréquence permet de calculer le module et la phase de l'impédance du diélectrique sur la gamme des fréquences de l'expérimentation. La transformée de Fourier $S(\omega)$ d'une fonction $s(x)$ est exprimée par les relations suivantes :

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(x)e^{-j\omega x} dx \quad (4)$$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(x) \cos(\omega x) dx - j \int_{-\infty}^{+\infty} s(x) \sin(\omega x) dx \quad (5)$$

L'on écrit la relation (5) en fonction des fréquences f qu'elle contient sachant que la pulsation $\omega=2\pi f$. La transformée de Fourier inverse donne la valeur de $s(x)$ en fonction $S(\omega)$:

$$s(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) e^{j\omega x} d\omega \quad (6)$$

Au-delà de f_{max} , correspondant à une pulsation $\omega_{max}=2\pi f_{max}$, les coefficients fréquentiels sont négligeables. De ce fait,

$$s(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{max}}^{+\omega_{max}} S(\omega) e^{j\omega x} d\omega \quad (7)$$

La valeur des échantillons e_n régulièrement espacés prenant la valeur de $s(x)$ pour x multiple la demi-période correspondant à f_{max} ; $= \frac{n}{2f_{max}}$, où n est entier :

$$e_n = s\left(\frac{n}{2f_{max}}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{max}}^{+\omega_{max}} S(\omega) e^{j\omega \frac{n}{2f_{max}}} d\omega \quad (8)$$

L'on a dans cette intégrale le coefficient du $n^{ième}$ terme du développement en série de Fourier de la fonction $S(\omega)$, en prenant l'intervalle $[-f_{max}, +f_{max}]$ comme période :

$$c_{-n} = \frac{1}{2\omega_{max}} \int_{-\omega_{max}}^{+\omega_{max}} S(\omega) e^{j\omega \frac{n}{2f_{max}}} d\omega \quad (9)$$

Soit

$$c_{-n} = \frac{e_n}{2f_{max}} \quad (10)$$

La reconstitution de la fonction $S(\omega)$ est donnée par :

$$S(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n e^{j\omega \frac{n}{2f_{max}}} \quad (11)$$

La valeur des échantillons e_n calculée à $x = \frac{n}{2f_{max}}$ représente les coefficients en développement en série de Fourier de $S(\omega)$ dans l'intervalle $[-f_{max}, +f_{max}]$. La fonction $S(\omega)$ est donc entièrement déterminée par les valeurs des échantillons.

L'application de la transformée de Fourier sur une plage de temps d'échantillonnage nécessite le respect des deux conditions suivantes telles qu'illustrées à la Figure 1 :

- Le signal généré doit être périodique dans le temps : la somme de l'ensemble des fréquences doit avoir comme résultante une fonction périodique continue dans le temps.
- Le signal doit contenir une fréquence fondamentale ω_0 , dont l'ensemble des fréquences désirées sont des multiples $n\omega_0$ avec n entier positif.

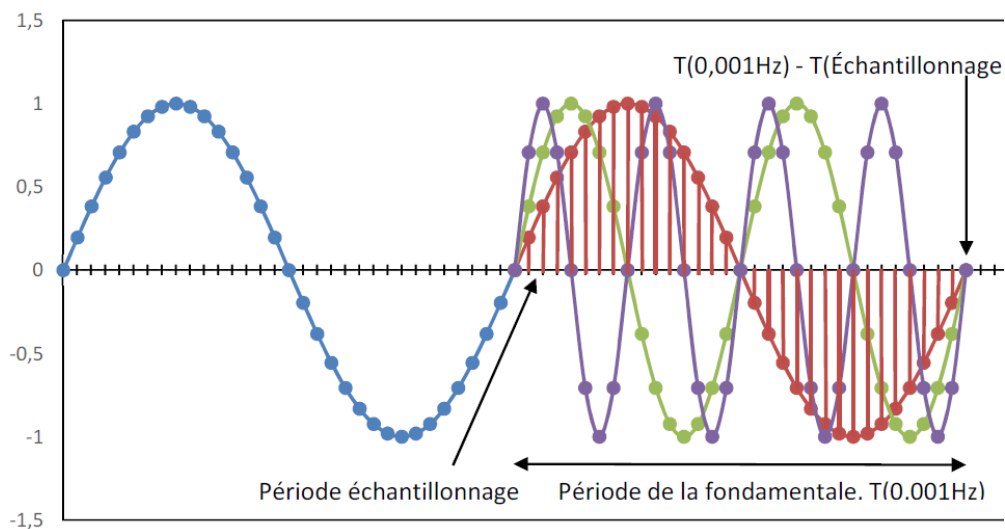


Figure 1: condition d'échantillonnage du signal du banc d'essais de mesure avec une période fondamentale T (0,001 Hz).

En appliquant la transformée de Fourier pour chaque fréquence du signal pour tirer la composante réelle et imaginaire du signal de la tension et du courant selon les équations (12) et (13).

$$V(\omega_1) = \sum_{n=\frac{\text{nombre de cycle} \cdot T_{0.001\text{Hz}}}{2T_{\text{éch}}}}^{T_{0.001\text{Hz}} - T_{\text{éch}}} V(n) \cos(\omega_1 n T_{\text{éch}}) - j V(n) \sin(\omega_1 n T_{\text{éch}}) \quad (12)$$

$$I(\omega_1) = \sum_{n=\frac{\text{nombre de cycle} \cdot T_{0.001\text{Hz}}}{2T_{\text{éch}}}}^{T_{0.001\text{Hz}} - T_{\text{éch}}} I(n) \cos(\omega_1 n T_{\text{éch}}) - j I(n) \sin(\omega_1 n T_{\text{éch}}) \quad (13)$$

En déterminant l'expression du spectre en fréquence du signal mesuré de la tension et du courant durant la période de la fondamentale, il est possible de trouver le module du signal selon la fréquence désirée et d'appliquer la loi d'Ohm (V=ZI) après avoir déterminé les composantes réelles et imaginaires pour calculer le module de l'impédance.

2.3. Dispositif expérimental

La Figure 2 montre trois signaux importants : le **signal généré** par Matlab

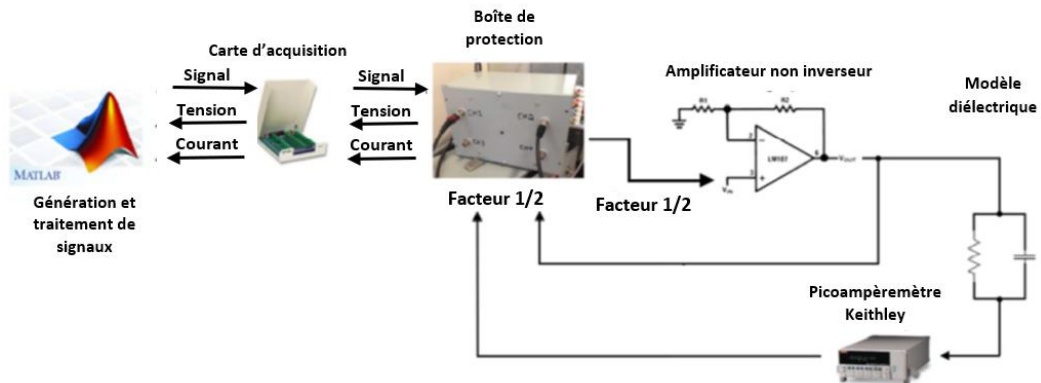


Figure 2 : Circuit de mesure du diélectrique

à travers la carte d'acquisition qui est amplifié puis envoyé aux bornes du modèle diélectrique, **la tension lue** aux bornes du diélectrique objet du test (DOT) et **le courant mesuré** par un électromètre Keithley 6514.

L'électromètre Keithley 6514 a plusieurs fonctions ; il permet la mesure de la majorité des grandeurs électriques de faibles valeurs. Il mesure des valeurs de courant allant de 200 picoampères à 20 milliampères. Il dispose d'une multitude de méthodes d'élimination du bruit.

Les signaux passent par un circuit qui protège les équipements d'une éventuelle surcharge. La configuration de cette protection est telle qu'elle divise de moitié la tension des signaux envoyés et lus. Afin de compenser cette division, un facteur multiplicatif est appliqué par le programme Matlab.

Circuit d'amplification

Un amplificateur en mode non-inverseur est utilisé en raison de sa fréquence d'opération et de son impédance d'entrée. La Figure 3 montre le circuit d'amplification du signal généré par la carte d'acquisition. Le circuit d'amplification est conçu de sorte à permettre d'obtenir un gain d'environ 5.

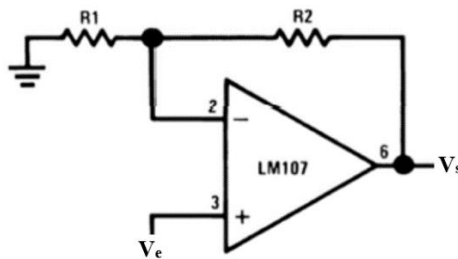


Figure 3: Schéma de l'amplificateur non-inverseur.

La tension de sortie est donnée par la relation :

$$V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_e \quad (14)$$

Le Gain DC est :

$$Gain DC = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (15)$$

L'amplificateur opérationnel est alimenté par une source de tension $\pm 12 V_{cc}$ continu. La tension continue est filtrée par des condensateurs pour éliminer les composantes ondulatoires présentes sur la source de tension. L'amplificateur LM107 permet d'obtenir la tension nécessaire aux bornes du diélectrique objet du test (DOT). Il permet d'obtenir un courant supérieur à celui permis par la carte d'acquisition.

Choix du diélectrique

Le modèle de la Figure 4 composé d'une résistance R_P et d'une capacité C_P montés en parallèle est utilisé comme diélectrique pour les tests.

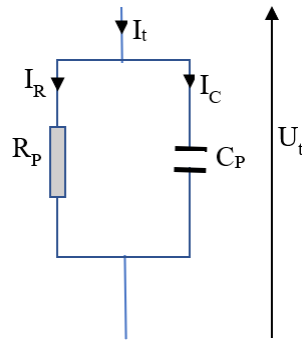


Figure 4 : Schéma équivalent du diélectrique (DOT)

L'impédance du diélectrique est donnée par les équations ci-dessous :

Partie réelle de l'impédance Z_P :

$$RE(Z_P) = \frac{R_P}{1 + (\omega R_P C_P)^2} \quad (16)$$

Partie imaginaire de l'impédance Z_P :

$$IM(Z_P) = \frac{\omega R_P^2 C_P}{1 + (\omega R_P C_P)^2} \quad (17)$$

Le module de l'impédance est donné par :

$$\|Z_P\| = \sqrt{RE^2 + IM^2} = \frac{R_P}{\sqrt{1 + (\omega R_P C_P)^2}} \quad (18)$$

Et le déphasage est donné par :

$$\theta = \tan^{-1}(\omega R_P C_P) \quad (19)$$

La tangente de l'angle de perte diélectrique δ est également appelé facteur de dissipation. δ est défini comme l'angle complémentaire du déphasage θ entre le courant et la tension tel qu'illustré à la Figure 5. L'angle de perte diélectrique δ est une caractéristique de la qualité d'un isolant. Plus il est faible, plus la résistance à l'isolement est élevée et plus le diélectrique est performant.

Facteur de dissipation :

$$\tan\delta = \frac{1}{R_P C_P \omega} \quad (20)$$

Dans le cadre de notre travail, une résistance de 5,61 M Ω (mesurée à l'aide d'un multimètre de haute précision) et un condensateur de 1,7 μ F (mesuré avec un impédancemètre RLC) sont utilisés pour simuler les enroulements d'un transformateur.

Le courant mesuré à la sortie du modèle (diélectrique) est compris entre 1 μA et 200 μA pour réduire l'effet des bruits et pour que le picoampèremètre demeure sur un calibre fixe lors des mesures. Le choix du condensateur est fait de sorte à respecter les critères de plage de fréquence variant de 10^{-3} Hz à 4 Hz.

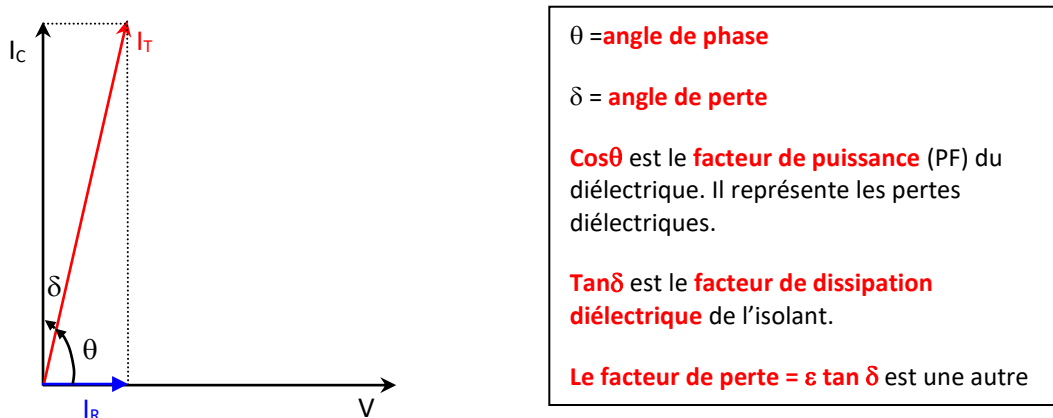


Figure 5: Représentation du facteur de dissipation diélectrique et du facteur de puissance

L'envoi, l'acquisition, le traitement et l'affichage des données se font sur un ordinateur muni d'un programme Matlab développé pour ce projet. Les mesures sont effectuées directement via une carte d'acquisition NI PCI-6221 et de commande NI-SCB-68 de national instrument connecté à l'ordinateur à l'aide d'un câble blindé type MD68 brins série EP Figure 6.



Figure 6 : Équipements de commande et d'acquisition

Le courant est mesuré par un picoampèremètre de marque Keithley-6514 interfacé avec l'ordinateur. Pour éviter le temps mort observé après 2500 mesures, la sortie analogique de l'appareil est utilisée. Elle crée un signal qui varie entre -2 V et +2 V qui est ensuite traité par la carte d'acquisition. Le calibre du courant lu doit être connu avant la prise de données, parce que la sortie analogique ne renvoie pas l'échelle utilisée par l'ampèremètre. Pour le traitement des données, il est appliqué un facteur multiplicatif représentant le calibre de l'ampèremètre dans le programme Matlab.

La carte d'acquisition reliée à un ordinateur, lui communique les données de mesures grâce au logiciel Matlab. Celui-ci permet un grand nombre de mesures en temps réel et procède à une analyse automatique des données. Le programme Matlab est conçu pour envoyer le signal et lire simultanément les données sur la carte d'acquisition. Les valeurs lues sont stockées dans des variables qui sont traitées pour donner l'impédance du diélectrique testé. La Figure 7 montre une vue d'ensemble du dispositif expérimental de la spectroscopie diélectrique dans le domaine fréquentiel par envoi simultané des fréquences.

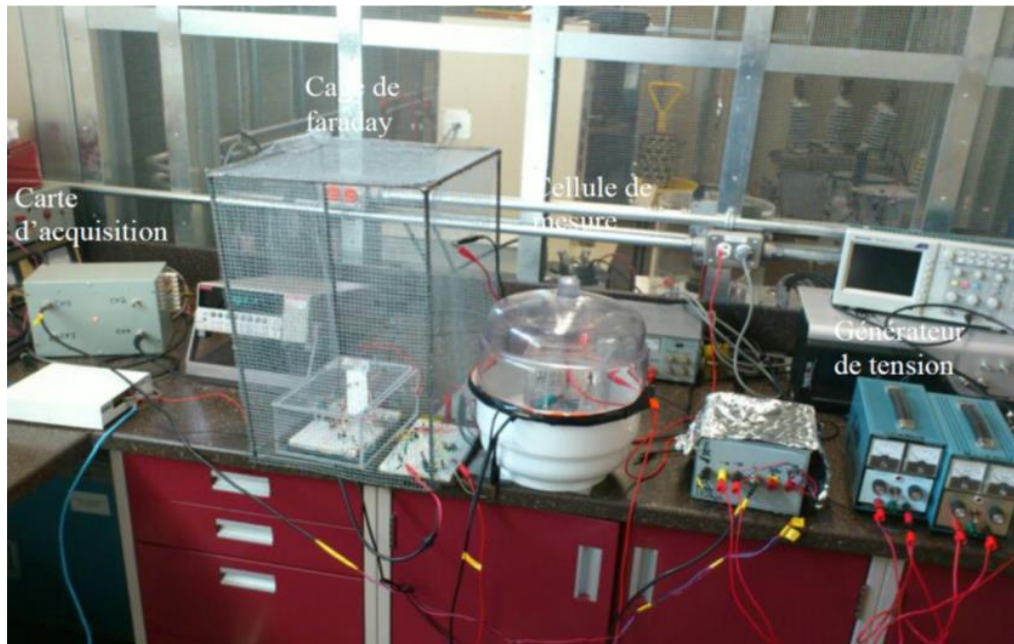


Figure 7 : Vue d'ensemble du dispositif expérimental de la spectroscopie diélectrique dans le domaine fréquentiel par envoi simultané des fréquences

Dix (10) essais ont été effectués sur un même diélectrique pour chacune des deux méthodes de spectroscopie diélectrique dans le domaine fréquentiel : envoi des fréquences une à la fois et l'envoi simultané de toutes les fréquences. Trois mesures ont été réalisées avec l'appareil IDA 200 sur le même diélectrique pour servir de valeur de référence.

Les mesures sont effectuées sur un diélectrique constitué d'une résistance de $5,615 \text{ M}\Omega$ et d'un condensateur de $1,77 \mu\text{F}$.

3. Résultats et discussions

3.1 Résultats des mesures avec IDA 200

La Figure 8 et la Figure 9 représentent respectivement le diagramme des modules et le diagramme des phases des mesures avec IDA 200.

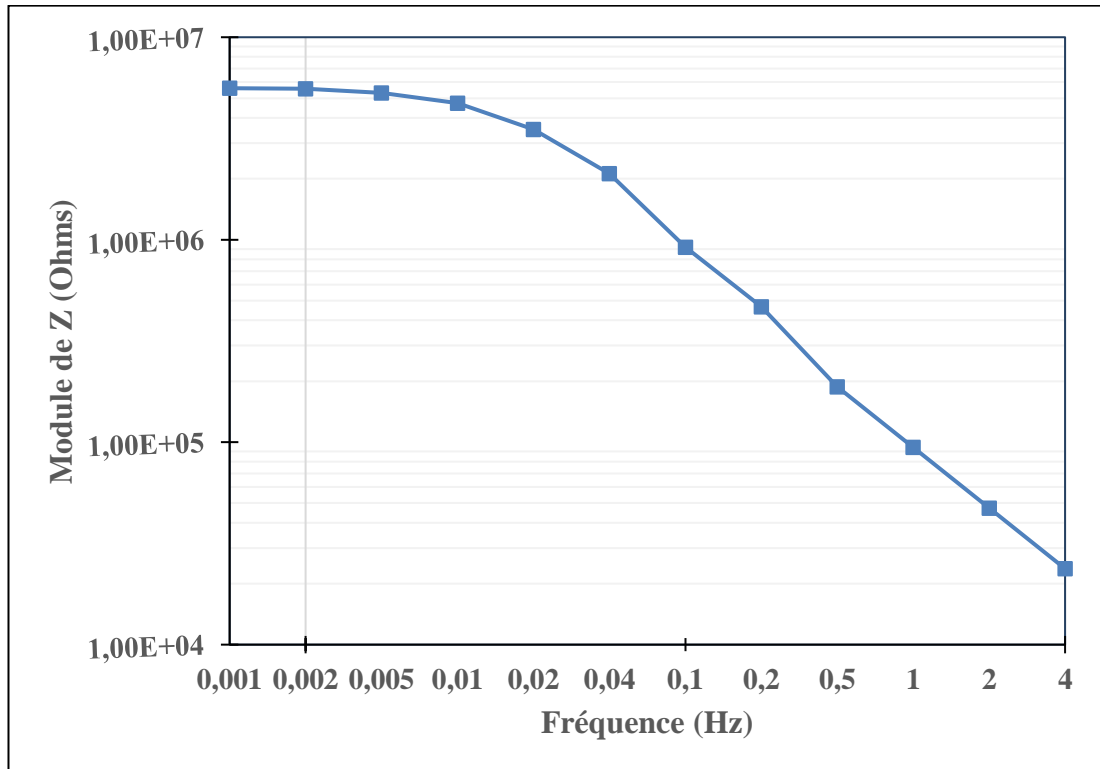


Figure 8 : Courbe du module de l'impédance de la mesure à partir de IDA 200

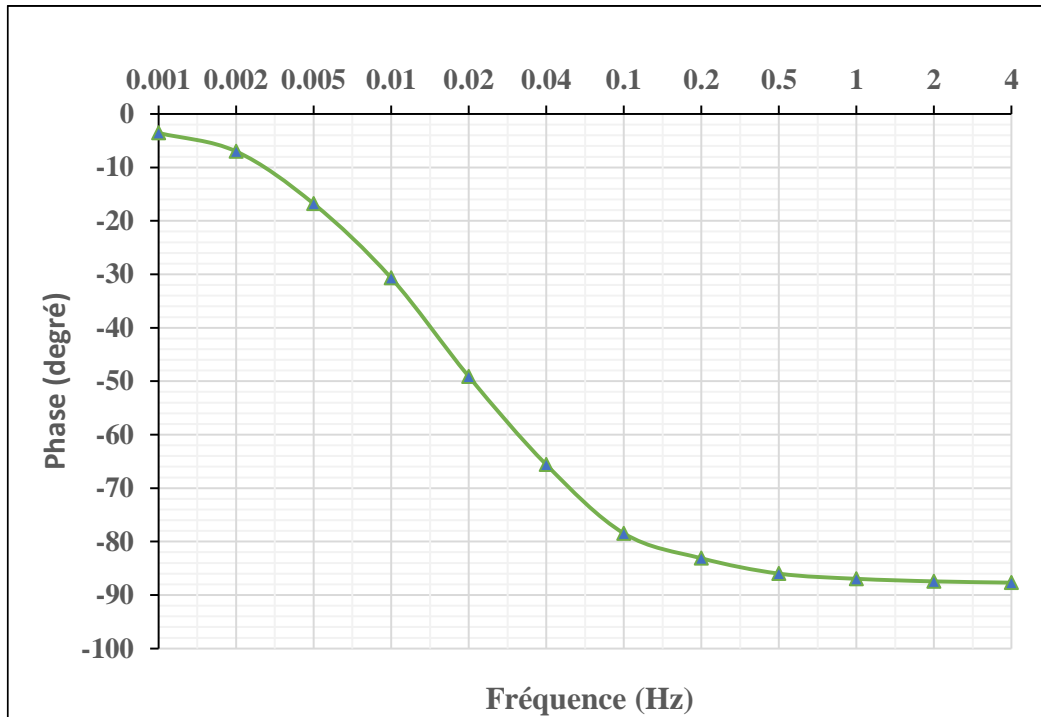


Figure 9 : Courbe de phase de la mesure avec IDA 200

3.2 Résultats des mesures par envoi d'une fréquence à la fois

La méthode de mesure standard avec l'appareil de mesure de spectroscopie diélectrique a été reproduite. Dix (10) essais identiques sur le même diélectrique que précédemment ont été réalisés par envoi des fréquences les unes après les autres. Les résultats de cette étape ont permis de confirmer que la méthode de mesure standard de spectroscopie diélectrique a été reproduite avec succès.

Répétabilité des mesures

Nous nous sommes intéressés à la répétabilité des essais par envoi des fréquences les unes après les autres. Les valeurs moyennes, les écarts-types des modules et phases pour chaque fréquence sont calculés sur la base des dix essais réalisés. L'écart-type est calculé pour chaque fréquence de mesure sur l'ensemble des dix (10) mesures afin d'évaluer la dispersion des résultats autour de la moyenne. Les valeurs extrêmes ont également été relevées. Les courbes de dispersion des mesures sont tracées à la Figure 10. La quasi-superposition des courbes d'écart-type avec la courbe de la moyenne montre la répétabilité des mesures réalisées à l'aide du banc d'essai. Les courbes d'écart-type ont été tracées en additionnant ou en soustrayant pour chaque fréquence la valeur de l'écart-type à (ou de) la moyenne correspondante. L'écart-type est calculé selon la relation ci-dessous :

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (X_i - X_{\text{moy}})^2}{n - 1}} \quad (21)$$

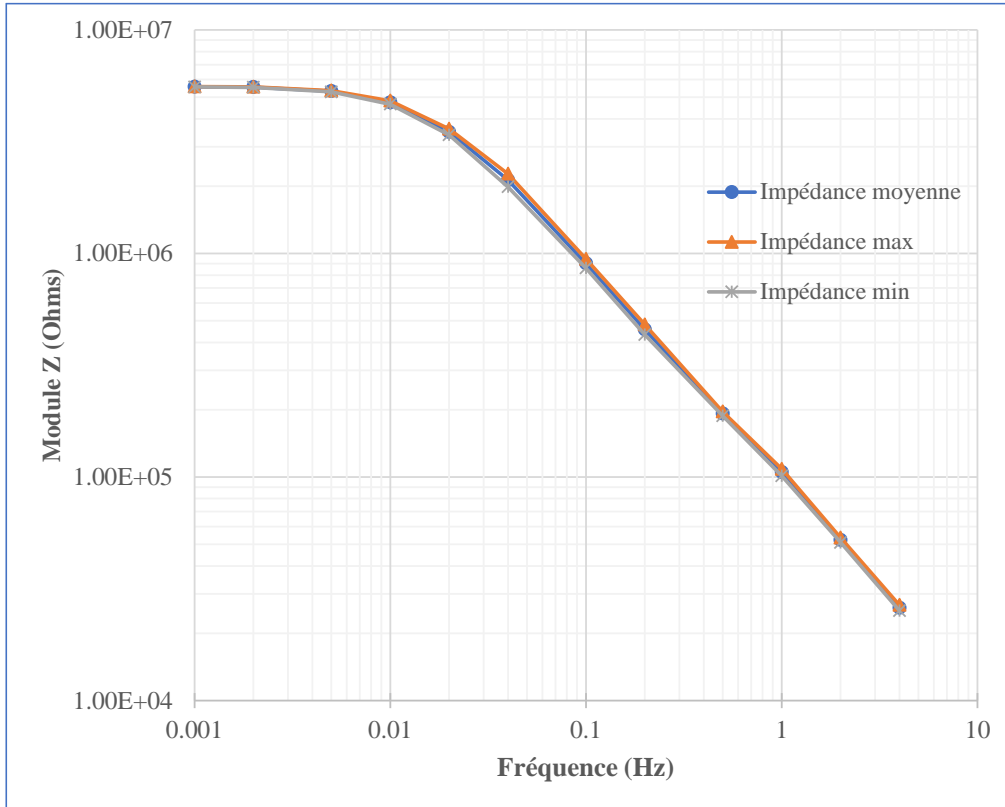


Figure 10 : Dispersion des modules de l'impédance autour des moyennes des essais par envoi des fréquences une à une

3.3 Résultats des mesures par envoi simultané des fréquences

Présentation des résultats

À cette étape de notre travail, nous avons effectué dix (10) essais sur le même diélectrique en envoyant un signal comportant toute la gamme des fréquences (0,001 ; 0,002 ; 0,005 ; 0,01 ; 0,02 ; 0,04 ; 0,1 ; 0,2 ; 0,5 ; 1 ; 2 ; 4 Hz) nécessaire à la mesure de la spectroscopie diélectrique fréquentielle. Le résultat renvoyé par le programme est l'impédance du diélectrique sous

forme de module et phase, où la phase est exprimée en degré. Les essais ont donné des résultats relativement proches les uns des autres pour toutes les fréquences testées. Les courbes de la Figure 11 et la Figure 12 représentent respectivement la courbe des modules (Z) et de la phase (θ) de l'essai 1.

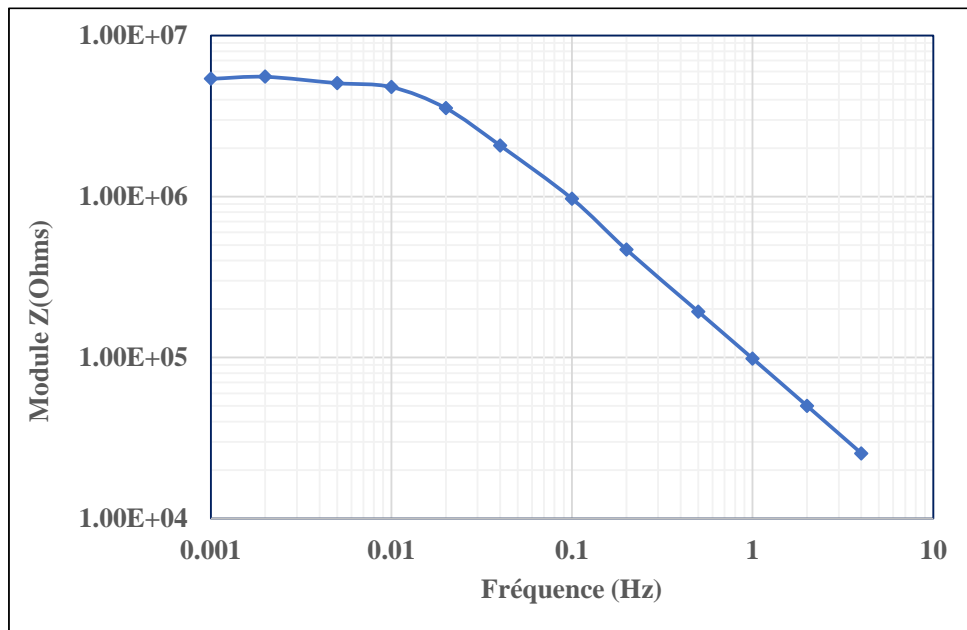


Figure 11: Module de l'impédance du diélectrique de l'essai 1 pour l'envoi simultané des fréquences.

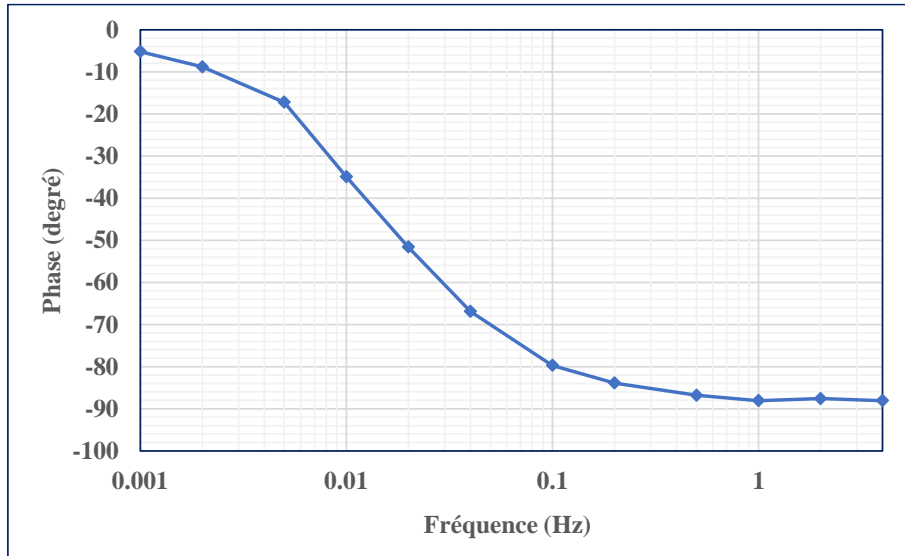


Figure 12 : Phase de l'impédance du diélectrique de l'essai 1 pour l'envoi simultané des fréquences

Répétabilité des mesures

Nous nous sommes intéressés à la répétabilité des mesures par envoi simultané des fréquences. Pour cela, l'écart-type a été calculé pour chaque fréquence de la gamme en tenant compte de 10 essais. La dispersion des données est évaluée. Les valeurs extrêmes ont été relevées pour chaque fréquence. La Figure 13 de dispersion du module montre que les valeurs sont rapprochées autour de la moyenne. La Figure 13 indique très peu d'écart entre les trois courbes (écart-type et module moyen) calculées à partir des valeurs des mesures des essais pour l'envoi simultané des fréquences. Il est possible de dire que les mesures ne comportent pas de valeurs aberrantes. Il y a une bonne répétabilité des mesures, car les courbes de dispersion (Figure 13 et Figure 14) montrent que les valeurs sont concentrées autour de la moyenne des modules et des phases.

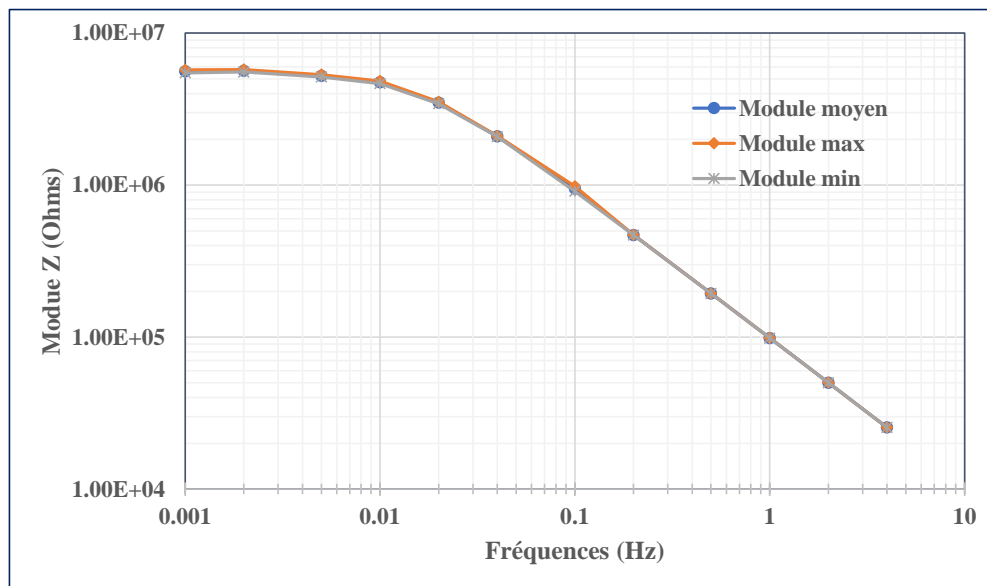


Figure 13 : Dispersion du module pour l'envoi simultané des fréquences

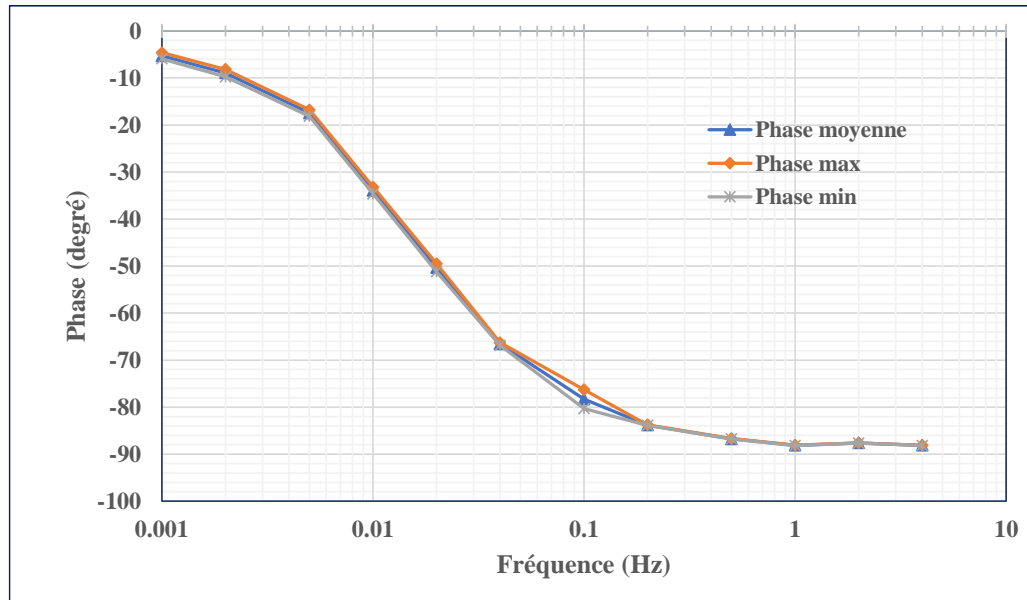


Figure 14 : Dispersion des phases pour les essais d'envoi simultané des fréquences

3.4 Comparaison des modules et phases des différentes méthodes

Il est établi que la répétabilité des mesures effectuées avec le banc d'essai est démontrée avec une dispersion relativement faible des valeurs. Pour montrer la validité des essais par envoi simultané des fréquences avec ceux obtenus par l'appareil de mesure IDA 200 (dont la fiabilité est établie) et l'envoi des fréquences une à une, le module et la phase de l'impédance de référence sont comparés. La Figure 15 illustre la comparaison des courbes des impédances de la mesure selon IDA 200, selon l'envoi de fréquences une à une et selon la mesure par envoi simultané des fréquences. Tandis que la Figure 16 montre la comparaison des courbes des phases des mêmes mesures.

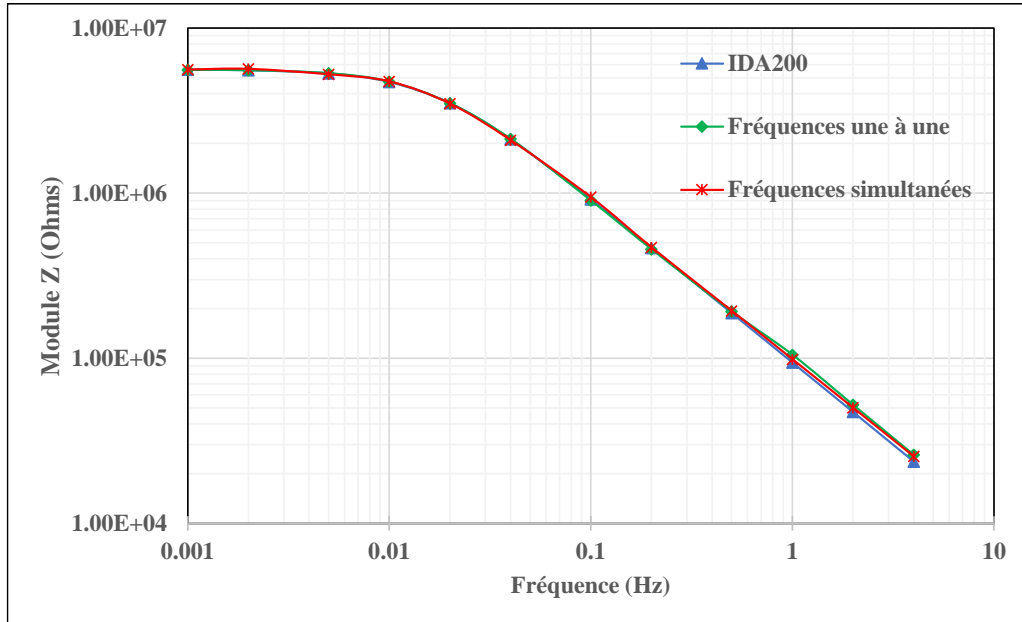


Figure 15 : Courbes d'impédance selon IDA 200, selon l'envoi des fréquences une à une et selon l'envoi simultané des fréquences

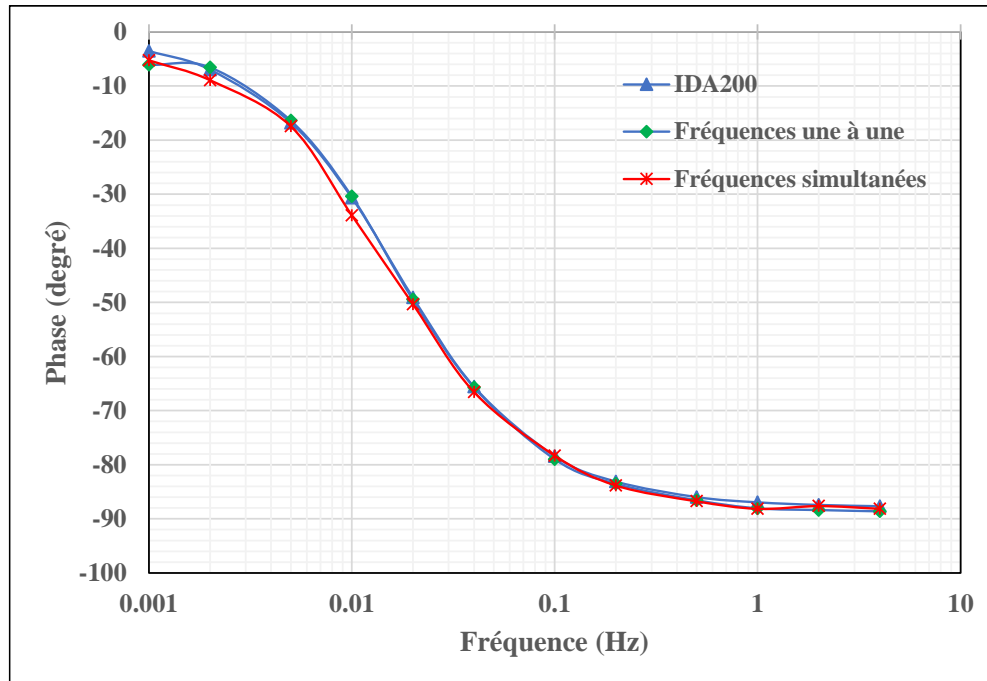


Figure 16 : Courbe de phases selon IDA 200, selon l'envoi des fréquences une à une et selon l'envoi simultané des fréquences

La Figure 15 montre une quasi-superposition des courbes des modules de l'impédance des essais selon IDA 200 et par envoi simultané des fréquences surtout aux basses fréquences. L'on observe également que les résultats des essais par l'envoi des fréquences une à une réalisés avec le banc d'essai sont en adéquation avec les mesures effectuées avec l'appareil certifié IDA 200. La Figure 16 met en évidence des écarts faibles aux basses fréquences entre les résultats des phases des différents types d'essais. Les allures des courbes de spectroscopie diélectrique dans le domaine fréquentiel sont respectées tant pour les courbes des modules que pour les courbes des phases.

Les mesures effectuées avec l'appareil de référence IDA 200 pour la plage de fréquences de (1 ; 0,5 ; 0,2 ; 0,1 ; 0,04 ; 0,02 ; 0,01) a nécessité un temps de 351 secondes. Pour la même plage de fréquences, la mesure de spectroscopie diélectrique par envoi simultané de fréquence met un temps de 105,3 secondes. Ce qui fait un gain de temps de 70 % par rapport à la mesure avec IDA 200. Nous pouvons dire de ce qui précède que le banc d'essai permet de faire des mesures de spectroscopie diélectrique dans le domaine fréquentiel par l'envoi simultané des fréquences avec un gain de temps de mesure de l'ordre 70%. La mise en œuvre de la spectroscopie dans le domaine fréquentiel dure 15 heures pour le diagnostic d'un transformateur de puissance. En ramenant le pourcentage de gain de temps obtenu par la spectroscopie diélectrique par envoi simultané des fréquences, à la durée du temps de la mesure par IDA 200, la durée de la mesure par la nouvelle méthode est de 4,5 heures pour le diagnostic d'un transformateur de puissance.

Dans le but de vérifier la précision des mesures effectuées avec le banc d'essai de mesure d'impédance par la technique de spectroscopie multifréquences, il est intéressant d'analyser les écarts entre les valeurs obtenues par le banc et celles de l'appareil de référence IDA 200. Les erreurs absolues et relatives entre la valeur moyenne des 10 essais et la valeur calculée selon l'appareil IDA 200 sont déterminées pour chaque fréquence selon les équations (22) et (23).

$$E_{afi} = \sqrt{(X_{moy} - X_{IDA})^2} \quad (22)$$

Avec E_{afi} l'erreur absolue à la fréquence i , X_{moyfi} est la valeur moyenne du paramètre évalué à la fréquence i et X_{IDA} la valeur selon IDA à la fréquence i .

$$E_{rfi}(\%) = \frac{E_{afi}}{X_{IDAFi}} * 100 \quad (23)$$

Où $E_{rfi}(\%)$ est l'erreur relative à la fréquence i , et X_{IDAFi} est la valeur selon IDA 200 du paramètre évalué à la fréquence i .

Les erreurs moyennes absolues et relatives calculées pour le module et la phase de l'impédance sont présentées dans le Tableau 1. L'histogramme de la Figure 17 illustre l'évolution des erreurs relatives du module et de la phase en fonction de la fréquence d'essai.

Tableau 1 : Erreur moyenne du module et la Phase de l'impédance

Fréquence (Hz)	Erreur absolue		Erreur relative (%)	
	Module (Ω)	Phase ($^{\circ}$)	Module	Phase
4	1,73E+03	0,45	7,28	0,51
2	2,82E+03	0,19	5,97	0,22
1	4,27E+03	1,18	4,52	1,36
0,5	5,80E+03	0,76	3,09	0,88
0,2	3,50E+03	0,71	0,75	0,85
0,1	2,96E+04	0,14	3,23	0,18
0,04	2,70E+04	0,97	1,27	1,48
0,02	2,70E+04	1,24	0,77	2,53
0,01	2,70E+04	3,24	0,57	10,56
0,005	7,90E+04	0,67	1,48	3,99
0,002	9,20E+04	1,95	1,65	27,90
0,001	1,00E+03	1,73	0,02	48,87

Il est constaté que l'erreur relative sur le module a tendance à décroître lorsque la fréquence d'essai diminue. Cette tendance est due au fait que l'erreur absolue croît lentement à mesure que la fréquence diminue, alors que l'impédance réelle du diélectrique augmente plus rapidement lorsque la fréquence décroît. L'erreur relative étant fonction de l'erreur absolue rapportée à la valeur de référence. L'erreur relative sur le module est acceptable avec une moyenne de 2,55%.

L'erreur relative sur la phase augmente aux faibles fréquences. Les erreurs relatives sont de 27,90% et 48,87% respectivement aux fréquences de 2 mHz et 1 mHz. L'erreur absolue sur la phase varie peu alors que la phase tend vers 0 pour les faibles fréquences ce qui fait augmenter l'erreur relative. L'erreur relative moyenne sur la phase est de 8,28%.

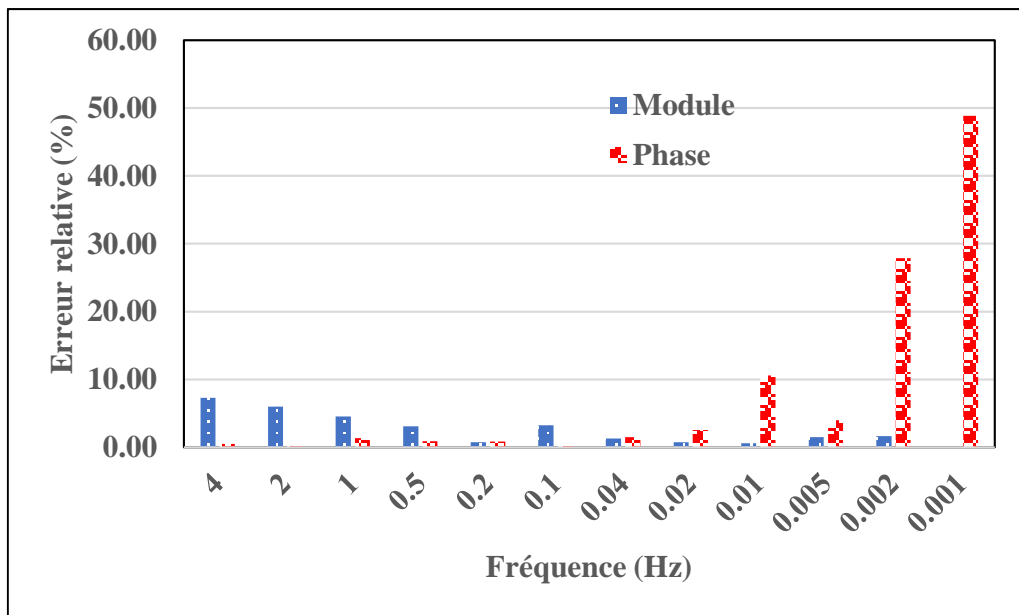


Figure 17 : Erreur relative moyenne sur le module et la phase de l'impédance du diélectrique

3.5 Comparaison de la capacitance et du facteur de dissipation

La capacitance et le facteur de dissipation du diélectrique sont déterminés et comparés pour chacune des méthodes selon les équations suivantes :

$$C_p = \frac{\tan\theta}{\omega R_p} \quad (24)$$

$$\tan\delta = \frac{1}{R_p C_p \omega} \quad (25)$$

Le Tableau 2 représente les valeurs de la capacitance et du facteur de dissipation en fonction de la fréquence.

Tableau 2 : Valeurs calculées de C_p et $\tan\delta$ selon Fréq. simultanées et IDA

Fréquence (Hz)	IDA 200		Fréquences simultanées	
	C_p (F)	Tan δ	C_p (F)	Tan δ
4	1,676E-06	4,069E-02	1,53E-06	3,282E-02
2	1,680E-06	4,489E-02	1,52E-06	4,156E-02
1	1,684E-06	5,328E-02	1,52E-06	3,265E-02
0,5	1,687E-06	7,028E-02	1,66E-06	5,696E-02
0,2	1,695E-06	1,208E-01	1,73E-06	1,083E-01
0,1	1,700E-06	2,045E-01	1,73E-06	2,071E-01
0,04	1,707E-06	4,538E-01	1,70E-06	4,336E-01

0,02	1,713E-06	8,665E-01	1,73E-06	8,293E-01
0,01	1,720E-06	1,686E+00	1,70E-06	1,488E+00
0,005	1,729E-06	3,316E+00	1,69E-06	3,181E+00
0,002	1,743E-06	8,156E+00	1,63E-06	6,357E+00
0,001	1,756E-06	1,616E+01	3,03E-06	1,084E+01

Il est constaté que la valeur de la capacitance, C_P calculée, varie en fonction de la fréquence. Le facteur de dissipation $\tan\delta$ décroît aux fréquences élevées. La Figure 18 et la Figure 19 illustrent les comparaisons des résultats obtenus avec les résultats théoriques fournis avec l'appareil certifié IDA 200. Vu que le modèle du diélectrique utilisé n'est pas un diélectrique réel et qu'il a une résistance de 5,61 M Ω , les valeurs du facteur de dissipation sont élevées. La plage de fréquence des essais (aux faibles fréquences) ne nous permet pas de calculer le rapport de capacité (en anglais Capacity ratio) CR qui permet de juger de la qualité d'un diélectrique. Le rapport de capacité est le rapport de la valeur de la capacité C à 0,1 mHz et la valeur de C à 50 ou 60 Hz (fréquence industrielle). La Figure 18 montre une concordance entre les courbes de la capacitance selon IDA 200 et selon la mesure par envoi simultané des fréquences. De légers écarts sont observés aux fréquences 1 mHz et de 1 à 4 Hz. La Figure 19 montre les courbes du facteur de dissipation qui sont quasiment superposées. En dehors des écarts observés à 1 mHz et 1 Hz, les résultats sont acceptables.

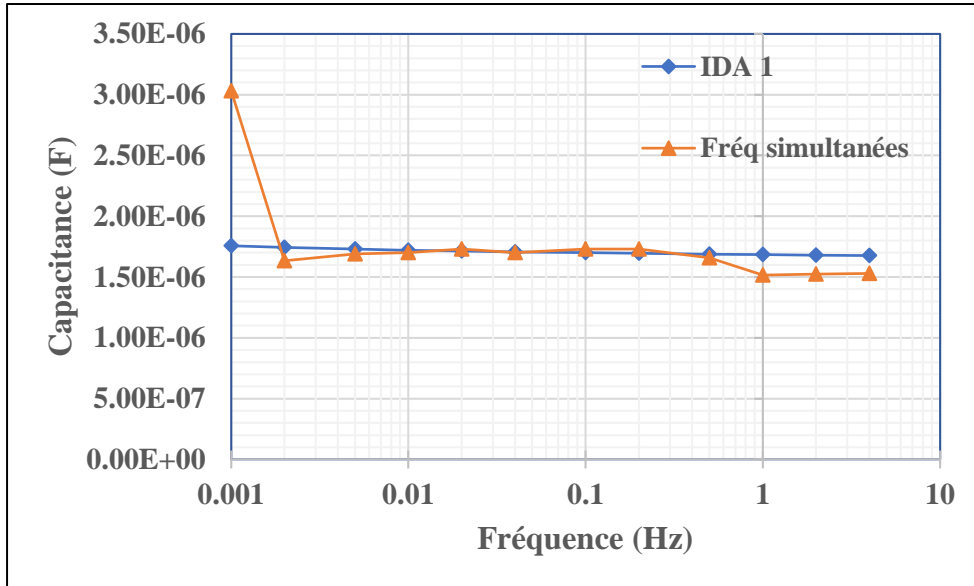


Figure 18 : Capacitance selon IDA 200 et selon l'envoi simultané des fréquences

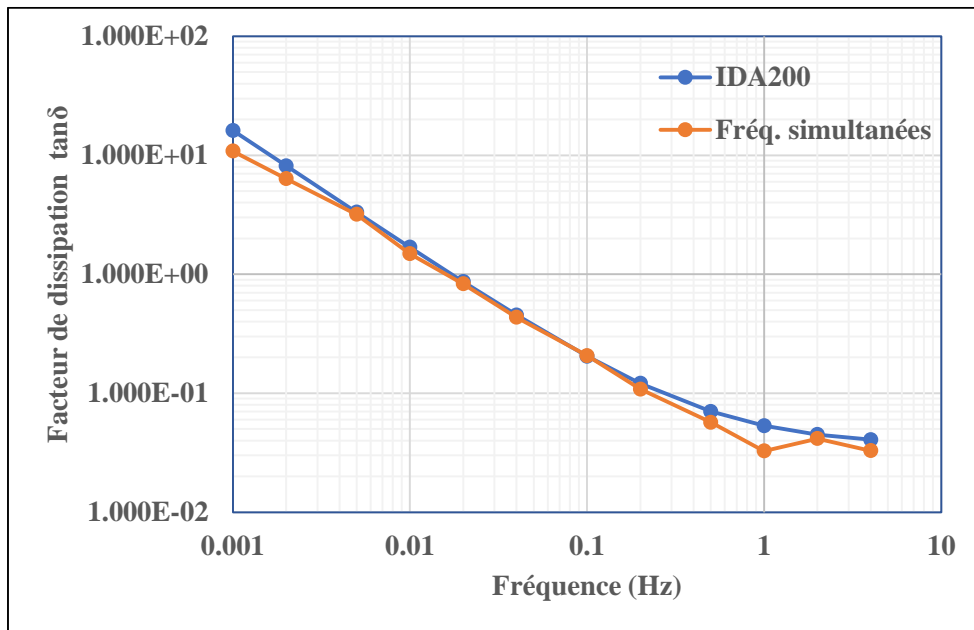


Figure 19 : Facteurs de dissipation selon IDA 200 et selon l'envoi des fréquences simultanées

Les erreurs absolues et relatives pour chaque fréquence sur la capacitance et le facteur de dissipation sont présentés dans le Tableau 3. L’histogramme de la

Figure 20 montre l’évolution de l’erreur relative de la capacitance C_p et le facteur de dissipation $\tan \delta$.

Tableau 3 : Erreurs absolues et relatives sur la capacitance et sur le facteur de dissipation

Fréquence (Hz)	Erreur absolue		Erreur relative (%)	
	Cp(F)	Tan δ	Cp	Tan δ
4	1,470E-07	0,008	8,771	19,329
2	1,570E-07	0,003	9,345	7,402
1	1,670E-07	0,021	9,917	38,725
0,5	2,900E-08	0,013	1,719	18,951
0,2	3,600E-08	0,013	2,124	10,390
0,1	3,100E-08	0,003	1,824	1,245
0,04	6,000E-09	0,020	0,351	4,465
0,02	1,600E-08	0,037	0,934	4,293
0,01	2,000E-08	0,199	1,163	11,778
0,005	4,000E-08	0,135	2,313	4,073
0,002	1,100E-07	1,799	6,311	22,061
0,001	1,274E-06	5,323	72,551	32,931

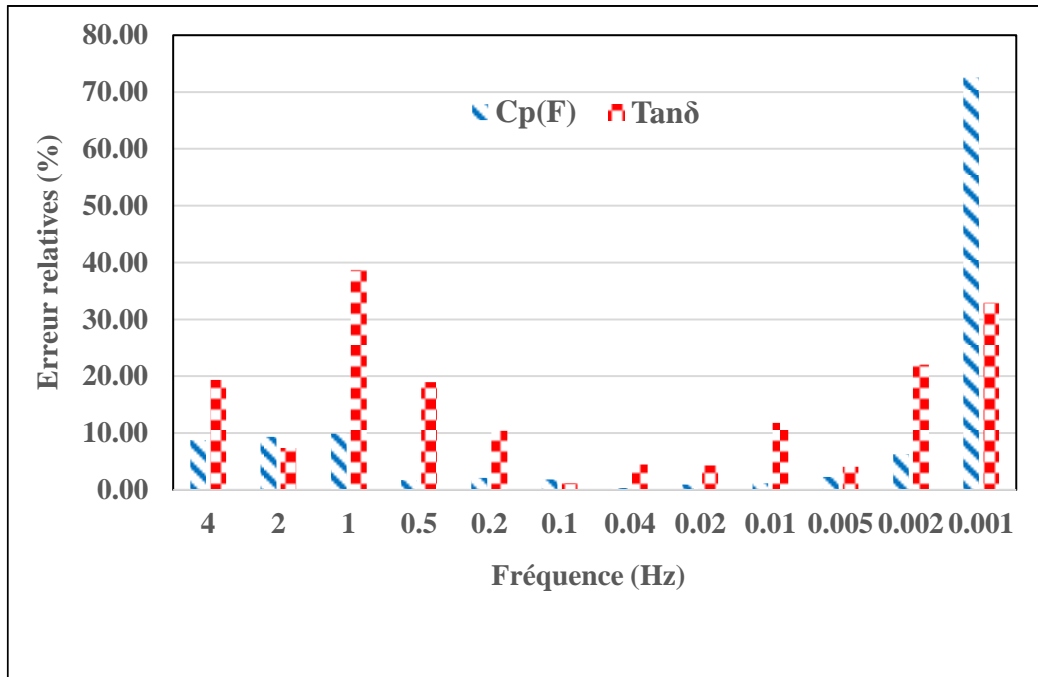


Figure 20 : Histogrammes des erreurs relatives sur la capacitance C_p et le facteur de dissipation $\tan\delta$

4. Conclusion

La spectroscopie diélectrique dans le domaine fréquentiel est une méthode prometteuse pour le diagnostic des transformateurs de puissance. Cependant, la durée de mise en œuvre est problématique. Une méthode permettant de réduire le temps de mesure de cette technique est expérimentée et les résultats discutés. L'envoi simultané de signaux contenant la gamme de fréquences de la mesure de la FDS par le principe de superposition et l'utilisation de la transformée de Fourier a permis de déterminer l'impédance d'un diélectrique en fonction de la fréquence. Le temps de la mesure est réduit de 15 heures (pour IDA 200) à environ 4,5 heures pour la spectroscopie diélectrique par envoi simultané des fréquences.

La méthode de la spectroscopie diélectrique par envoi de fréquences simultanées, ainsi proposée, est validée par comparaison des résultats obtenus avec ceux de l'appareil commercialisé IDA 200. L'analyse des mesures permet de dire que la méthode donne de bons résultats. Cependant, une certaine marge d'erreur est observée bien que cette méthode contribue à réduire le temps de mesure de l'ordre de 70%. La spectroscopie diélectrique par envoi simultané des fréquences offre une bonne perspective d'amélioration de la FDS pour une utilisation sur site à des fins de surveillance des transformateurs de puissance.

Références bibliographiques

- [1] Y. Hadjadj, I. Fofana, F. Meghnefi, et H. Ezzaidi, "Assessing oil paper insulation conditions by poles computed from Frequency Domain Spectroscopy," Dans *2011 IEEE International Conference on Dielectric Liquids*, 2011, pp. 1-4.
- [2] I. Fofana, H. Borsi, E. Gockenbach, et M. Farzaneh, "Aging of transformer insulating materials under selective conditions," *European Transactions on Electrical Power*, vol. 17, pp. 450-470, 09/01 2007.
- [3] E. Zhang, J. Liu, C. Zhang, P. Zheng, Y. Nakanishi, et T. Wu, "State-of-Art Review on Chemical Indicators for Monitoring the Aging Status of Oil-Immersed Transformer Paper Insulation," *Energies*, vol. 16, no. 3, p. 1396, 2023.
- [4] L. Yang, T. Zou, B. Deng, H. Zhang, Y. Mo, et P. Peng, "Assessment of Oil-Paper Insulation Aging Using Frequency Domain Spectroscopy and Moisture Equilibrium Curves," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 45670-45678, 2019.
- [5] P. Zukowski, P. Rogalski, V. Bondariev, et M. Sebok, "Diagnostics of High Water Content Paper-Oil Transformer Insulation Based on the Temperature and Frequency Dependencies of the Loss Tangent," *Energies*, vol. 15, no. 8, 2022.
- [6] I. Fofana et Y. Hadjadj, "Electrical-Based Diagnostic Techniques for Assessing Insulation Condition in Aged Transformers," *Energies*, vol. 9, no. 9, 2016.
- [7] F.-B. Meng *et al.*, *Development of time and Frequency Domain dielectric response testing device for power apparatus insulation*. 2016, pp. 416-419.
- [8] I. Fofana, Y. Zié, et M. Farzaneh, "Dielectric Response methods for diagnostics of Power equipment," 2010, p. 53.

Achevé d'imprimer
sur les presses



Septembre 2023

ISBN : 2- 909426-63-7

EAN : 9782909426631

REVUE INTERNATIONALE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'EDUCATION

SOUSSION D'ARTICLES : info@ipnetp.ci