

METHODES D'ECHANTILLONNAGE EN METROLOGIE ELECTRIQUE : APPLICATION AUX MESURES DE TENSION A TRES BASSE FREQUENCE

O. Monnoye, I. Blanc
Laboratoire National d'Essais
33 avenue du général Leclerc
F-92260 Fontenay-aux-Roses

Résumé

Bien qu'omniprésentes dans le monde industriel, les méthodes numériques sont encore peu utilisées pour la métrologie des signaux électriques alternatifs. Il existe pourtant des domaines, à la limite des possibilités des méthodes analogiques, où l'échantillonnage apparaît comme une solution avantageuse au problème de mesure. Cet exposé est construit autour de l'étude de la mesure de tensions alternatives très basses fréquences. Cet exemple permettra de dresser une liste des causes d'incertitudes rencontrées lors d'une mesure par échantillonnage et de décrire une méthodologie les caractérisant. Nous concluons que le bilan d'incertitude des méthodes numériques peut être équivalent à celui des méthodes analogiques.

Abstract

Despite their general industrial implementation, numerical methods are still seldom used for AC electrical metrology. Nevertheless, sampling methods appear to be a good solution to the measurement problem in some domains where analogical methods are limited. In this paper, we study the measurement of AC voltages at very low frequency by a numerical method. This example is used to present a list of uncertainty causes appearing during the sampling process and a method to estimate and minimize them. As a conclusion, we compare the uncertainty budget of our numerical method to that of an analogical one.

Introduction

Les techniques de mesures utilisées dans l'industrie sont fondées de nos jours presque exclusivement sur des méthodes numériques. Ces méthodes sont néanmoins peu utilisées en métrologie électrique, en particulier dans le cas des laboratoires primaires et d'étalonnages, lorsque de très faibles incertitudes sont demandées. En effet, le très grand nombre de paramètres entrant en compte lors des processus d'échantillonnage et de numérisation du signal augmente très rapidement le bilan des incertitudes. Il existe toutefois des applications pour lesquelles ce bilan peut devenir concurrentiel avec celui des méthodes analogiques : c'est le cas par exemple des mesures de puissance aux fréquences industrielles, des mesures de déphasage ou des mesures à très basse fréquence. Ces trois exemples se situent aux limites où les méthodes analogiques elles-mêmes voient leurs définitions remises en cause.

Dans le cas des mesures de tension à très basse fréquence, les méthodes analogiques de transposition thermique voient leurs incertitudes augmenter avec la diminution de la fréquence. A l'inverse, les incertitudes des mesures par échantillonnage diminuent à mesure que l'on se rapproche du continu.

Les mesures à très basses fréquences offrent donc non seulement un banc d'essai idéal pour l'application à la métrologie électrique des méthodes numériques, mais aussi une opportunité de validation de la théorie de la transposition thermique dans ce domaine de fréquences. C'est pourquoi nous articulons l'exposé autour de cet exemple.

Dans un premier temps, nous décrirons le processus d'échantillonnage et de numérisation d'un signal alternatif et en tirerons une liste de composantes d'incertitudes. Nous en déduisons un bilan d'incertitudes que nous pourrions comparer au bilan de la méthode analogique (utilisation d'un transfert thermique). Nous concluons sur la validité de cette méthode et offrirons des perspectives sur l'utilisation des méthodes de mesure numériques en métrologie électrique.

Dispositif expérimental

Les résultats présentés dans cet exposé sont basés sur l'étude de l'étalonnage de composants passifs aux très basses fréquences. Il s'agit dans notre cas de mesurer simultanément la tension aux bornes du composant à étalonner et de la référence (figure 1).

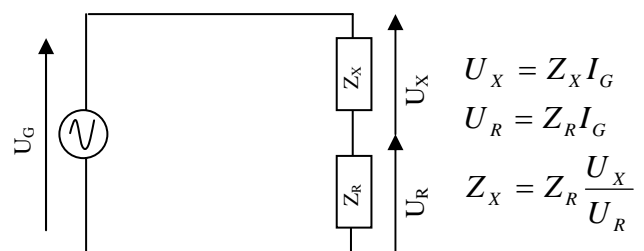


Figure 1 : Schéma de principe de la mesure d'impédance

La connaissance du module du rapport des deux tensions mesurées et de leur déphasage, ainsi que de l'impédance de référence permet de connaître l'impédance inconnue. L'incertitude sur la mesure de l'impédance inconnue dépend de l'incertitude sur l'impédance de référence et de l'incertitude de mesure des deux tensions. Pour des raisons de clarté, nous laisserons de côté l'incertitude sur les impédances et nous concentrerons sur la mesure des

tensions. Deux grandeurs sont à prendre en compte : la valeur efficace et le déphasage.

La mesure d'un signal variable par des méthodes numériques peut se décomposer en deux étapes :

- L'acquisition des données,
- Le traitement des données.

Ces deux étapes ont une contribution dans le calcul d'incertitudes, et chacune de ces contributions peut se traiter différemment. Nous étudierons l'influence des processus d'acquisition et de traitement des données sur la mesure du déphasage et du rapport des valeurs efficaces des deux tensions mesurées.

Acquisition des données

Cette section a pour objectif de décrire en détail le dispositif utilisé pour acquérir les tensions aux bornes des impédances inconnue et de référence. Elle est divisée en paragraphes correspondants aux différentes étapes de la numérisation du signal et dans lesquels les configurations de mesures choisies sont justifiées. Un dernier paragraphe est consacré aux dispositions particulières prises dans le cadre de la mesure du déphasage entre les deux tensions.

Echantillonnage

La première étape de la numérisation d'un signal concerne sa mise en forme et son échantillonnage, c'est-à-dire la façon dont le signal, continu dans le temps, est découpé en un ensemble discret de valeurs. Le premier paramètre à déterminer est le nombre d'échantillons qu'il va falloir prélever pour représenter correctement le signal. Le théorème de Shannon indique que le nombre nécessaire et suffisant d'échantillons à prendre sur la période d'un signal est de 2. Néanmoins, il peut être utile de prendre plus de 2 échantillons par période, c'est-à-dire de suréchantillonner un signal, afin d'avoir plus d'information sur d'éventuelles harmoniques et d'affiner sa reconstitution. En corollaire, toute fréquence présente dans un signal et supérieure à la moitié de la fréquence d'échantillonnage est mal reproduite par l'échantillonnage. En pratique, cette composante se trouve introduite dans le spectre du signal à une fréquence inférieure à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. On dit qu'on assiste à un repliement de spectre. Certaines chaînes d'échantillonnage utilisent un filtre analogique pour retirer les fréquences élevées du signal à acquérir et ainsi éviter le repliement.

Pour ne pas modifier le signal mesuré, notre chaîne d'acquisition se compose d'un générateur à faible taux d'harmonique débitant dans des composants linéaires. Les tensions sont échantillonnées 100 fois par période nominale du signal sans filtre anti-repliement. Cette méthode constitue un compromis entre une distorsion minimale du signal mesuré et un risque de repliement de spectre maîtrisé. En effet, la bande passante de l'échantillonneur utilisé est supérieure à 30 kHz, soit plus de 1000 fois la fréquence fondamentale des signaux mesurés (20 Hz), ce qui rend négligeable l'effet de filtrage du signal par la chaîne d'acquisition. D'autre part, la prise de 100 échantillons par période nous assure une représentation du signal sans repliement de spectre tant que celui-ci ne possède pas d'harmoniques d'ordre

supérieur à 50, ce qui justifie l'utilisation d'un générateur de signaux à faible taux d'harmoniques.

Les signaux à acquérir sont ainsi convertis en 100 tensions analogiques prises à intervalles réguliers avec une dispersion temporelle inférieure à 100 ps (selon l'échantillonneur choisi).

Conversion analogique-numérique

La deuxième étape d'une acquisition numérique consiste à transformer les échantillons de tension analogique en codes numériques. Le numériseur que nous avons utilisé réalise au cours de cette étape une moyenne du signal entre deux instants d'échantillonnage pendant la « période d'intégration » du signal. L'incertitude sur la valeur mesurée diminue d'autant plus que la période d'intégration est grande. A l'inverse, l'effet de moyenne déforme l'amplitude et la phase du signal mesuré par un facteur correctif d'autant plus grand que la période d'intégration est grande par rapport à la période du signal et de ses harmoniques. De plus, l'augmentation du temps d'intégration conduit à diminuer le nombre d'échantillons pris sur une période du signal, ce qui réduit la possibilité de prendre en compte d'éventuelles harmoniques.

Là encore, un compromis est à adopter : augmenter le temps d'intégration revient à obtenir un nombre limité d'échantillons dont la valeur sera bien connue, alors que le diminuer permet de mieux connaître la forme (les harmoniques) du signal et de diminuer l'effet de filtrage moyenneur. Dans notre cas (100 échantillons pris par période), le compromis choisi conduit à une erreur de calcul de $1,5 \cdot 10^{-7}$ en valeurs relatives sur l'amplitude mesurée, et à une correction du temps d'intégration inférieure à 1% jusqu'à l'harmonique d'ordre 7.

Le choix du nombre d'échantillons par période, et donc du temps d'intégration dépend fortement du traitement des échantillons réalisé pour la reconstitution du signal, c'est pourquoi nous traiterons ce sujet dans la deuxième section de cet article. Les quelques remarques qui constituent le prochain paragraphe décrivent les précautions particulières prises dans le cadre de la mesure de phases.

Synchronisation et mesure de phases

Une grande partie de l'incertitude sur la mesure du déphasage par notre dispositif dépend de la synchronisation entre les deux mesureurs de tension. Tout retard de déclenchement d'une série de mesures par rapport à l'autre entraîne un déphasage supplémentaire entre les deux signaux numérisés proportionnel à la fréquence de ces signaux. Pour se prémunir de ce retard, nous avons choisi de déclencher les deux mesureurs par la même horloge externe. L'influence de la longueur des câbles de liaison de l'horloge aux mesureurs est négligeable (déphasage de l'ordre de $40 \mu^\circ$ à 20 Hz pour une différence de longueur de câble de 1 m), ce qui nous permet de retirer cette composante du calcul d'incertitudes.

L'effet de moyenne du processus d'intégration du signal apporte lui aussi une erreur sur le déphasage entre les tensions mesurées. Néanmoins, les deux mesureurs ayant la même période d'intégration, l'erreur de déphasage entre les deux voies s'annule.

Enfin, la différence entre les fréquences d'horloge des deux mesureurs peut entraîner une erreur dans la mesure du déphasage. Cette erreur est fortement reliée au traitement des données réalisé pour reconstituer les deux signaux, c'est pourquoi nous traiterons cette erreur dans la section suivante.

Traitement des données

Cette section est dédiée à la description des processus de reconstitution des signaux acquis et du calcul des paramètres utilisés dans la mesure de l'impédance inconnue (rapport des amplitudes et déphasage entre les deux tensions). Elle est divisée en deux paragraphes : nous identifierons tout d'abord les contraintes et les critères à prendre en compte dans le choix de la méthode de traitement des données, puis nous présenterons la méthode choisie. Les processus d'acquisition et de traitement des données sont très liés ; ainsi le choix d'une méthode d'acquisition peut avoir beaucoup d'influence sur le choix du traitement, et inversement, c'est pourquoi nous reviendrons également dans cette section sur le choix de certains paramètres d'acquisition.

Position du problème

Il s'agit de reconstituer un signal sinusoïdal à partir d'un ensemble d'échantillons numériques. La très basse fréquence des signaux mesurés (au plus égale à 20 Hz) nous oblige à acquérir un nombre limité de périodes et donc limite la statistique sur les échantillons à traiter. La mesure d'impédances (capacités ou inductances) est particulièrement sensible à la mesure de la fréquence du signal qui dans notre cas ne peut pas être moyennée sur un grand nombre de périodes. La reconstitution du signal se doit donc d'être robuste par rapport au bruit entachant la mesure des échantillons, en particulier sur les premiers et derniers échantillons traités. Nous considérons donc comme critère de choix les bruits non seulement sur les valeurs des tensions mesurées mais aussi sur les instants d'échantillonnage. Nous prendrons aussi en compte la justesse des bases de temps, c'est-à-dire la différence éventuelle entre la fréquence nominale du générateur de signaux et la fréquence mesurée par le dispositif.

De plus, même si le générateur utilisé a un faible taux d'harmoniques, celui-ci ne peut pas être considéré comme nul. L'algorithme de reconstitution du signal doit donc pouvoir rendre compte d'un taux - limité - de distorsion.

Enfin, les valeurs mesurées doivent rester justes pour toutes les amplitudes, déphasages et fréquences appartenant à la plage de mesure du dispositif, ce qui donne un troisième ensemble de critères pour notre méthode.

L'optimisation d'un banc de mesures analogiques nécessite une bonne connaissance a priori du dispositif de façon à pouvoir définir un nombre limité d'expériences pertinentes de caractérisation. Le traitement numérique d'une mesure apporte plus de souplesse, puisque la simulation informatique permet de multiplier les expériences « virtuelles » et de dresser une liste exhaustive de paramètres d'influence. Le dépouillement des résultats de ces simulations nous donne ainsi une estimation

objective des paramètres d'influence à limiter et/ou prendre en compte dans le calcul d'incertitudes.

Nous avons largement fait appel à cet outil dans le choix de nos méthodes d'acquisition et de traitement des données, ceci dans deux directions : nous avons tout d'abord choisi la méthode d'acquisition et de traitement la mieux adaptée par rapport aux critères de taux de distorsion, de justesse des bases de temps, d'amplitude, de déphasage et de fréquence. Nous avons ensuite estimé l'influence du bruit sur nos résultats et déduit des coefficients de sensibilité.

Résultat des simulations

L'algorithme choisi pour traiter les données est basé sur le calcul de la décomposition en série de Fourier du signal acquis.

Tout signal périodique $s(t)$ de période T peut en effet se décomposer suivant la série :

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{i=1}^{+\infty} \left(a_i \cos\left(\frac{2\pi}{T} it\right) + b_i \sin\left(\frac{2\pi}{T} it\right) \right)$$

où les coefficients de Fourier a_i et b_i s'écrivent :

$$a_i = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cos\left(\frac{2i\pi}{T} t\right) dt \quad i = 0 \dots +\infty$$

$$b_i = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \sin\left(\frac{2i\pi}{T} t\right) dt \quad i = 1 \dots +\infty$$

Il apparaît clairement à la vue de ces équations que le calcul des intégrales de Fourier est très sensible à la valeur de la période. Ceci est particulièrement vrai dans le cadre de mesures échantillonnées pour lesquelles le signal n'est pas connu de manière continue dans le temps.

Par exemple, la transformée de Fourier discrète d'un signal périodique échantillonné ne fournit les coefficients exacts de la série de Fourier du signal analogique correspondant que s'il existe un rapport entier entre la fréquence du signal et la fréquence d'échantillonnage. L'utilisation de cette méthode de traitement nécessite donc un dispositif d'acquisition particulier (de type boucle à verrouillage de phase) pour donner des résultats satisfaisants vis-à-vis de l'incertitude souhaitée.

Notre choix s'est porté sur un dispositif d'acquisition plus simple et nous a donc amené à écarter la transformée de Fourier discrète de nos méthodes de reconstitution du signal. Ainsi, nos échantillons seuls ne suffisent plus à décrire correctement le signal acquis. Par exemple, il ne suffit plus de compter le nombre d'échantillons dans une période pour pouvoir calculer sa durée. En effet, la période d'échantillonnage n'étant plus un sous-multiple entier de la période du signal, si le premier échantillon acquis peut-être considéré comme le début d'une période, le dernier sera acquis soit un peu avant soit un peu après la fin de la période (figure 2). C'est pourquoi notre méthode de traitement comporte une première phase d'interpolation qui nous permet d'évaluer les variations du signal entre deux instants d'échantillonnage. Il s'agit de calculer numériquement les intégrales de Fourier du signal acquis en interpolant chaque sous ensemble de 3 échantillons consécutifs par une parabole (méthode de Simpson). Le dernier échantillon acquis (le dixième point sur la figure 2) est remplacé par le résultat d'une interpolation

polynomiale calculée sur les 5 derniers échantillons (il est représenté par le marqueur losange vide de la figure 2) et intégré dans le calcul.

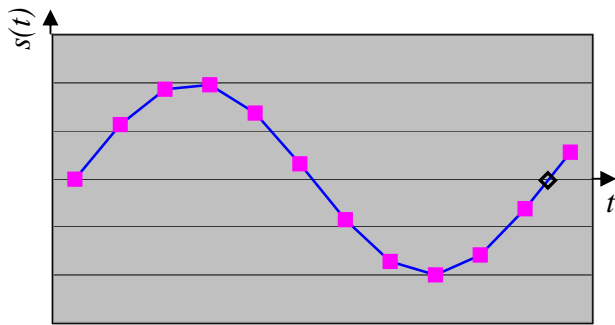


Figure 2 : Signal sinusoïdal échantillonné 10 fois sur une période. Une différence de 5% entre les bases de temps du signal et d'échantillonnage entraîne une erreur sur le calcul de la période : le neuvième échantillon (marqueurs carrés pleins) donne une période trop courte, et le dixième une période trop longue. L'interpolation des données (courbe et marqueur losange vide) apporte une solution à ce problème.

Cette méthode (en particulier l'interpolation du dernier point) nous permet de diminuer l'effet du bruit sur les instants d'échantillonnage et de compenser la différence entre les bases de temps du générateur et des deux échantillonneurs pour obtenir une période unique.

Elle a été comparée à un algorithme de transformée de Fourier rapide et à un algorithme d'ajustement par moindres carrés tiré de la littérature [1] par simulation. A nombre égal d'échantillons pris par période, et à complexité de calcul fixe (nombre d'harmoniques calculées), notre méthode présente une plus grande robustesse vis-à-vis de la synchronisation des bases de temps et du taux de distorsion harmonique (figure 3).

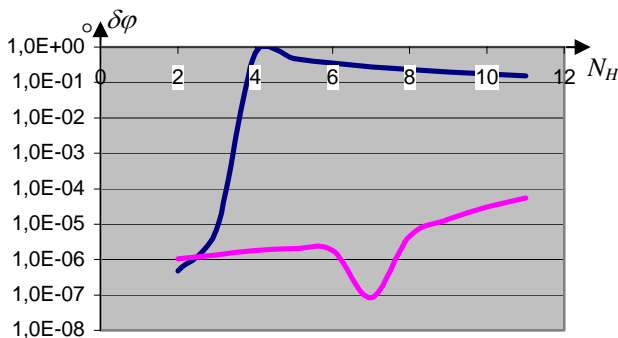


Figure 3 : Simulation de l'erreur de calcul sur la mesure d'un déphasage en fonction de l'ordre d'une harmonique de perturbation d'amplitude 1%. Les calculs d'ajustement par les moindres carrés (en foncé) et par la méthode de Simpson (en clair) ont été menés jusqu'à l'harmonique d'ordre 3.

Les simulations nous ont également permis de choisir notre configuration d'acquisition, et en particulier le nombre d'échantillons qui devait être acquis par période pour obtenir une bonne représentation du signal.

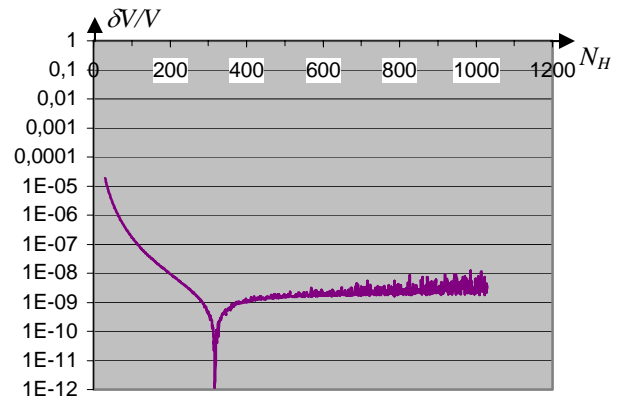


Figure 4 : Simulation de l'erreur relative de calcul sur la mesure d'une valeur efficace en fonction du nombre de points échantillonnés sur une période du signal

La figure 4 montre que l'erreur du calcul de la valeur efficace d'un signal en utilisant notre méthode sature dès que l'on échantillonne plus de 300 fois par période. De plus, l'erreur de calcul maximale que nous nous sommes fixée à $1,5 \cdot 10^{-7}$ en valeurs relatives sur la valeur efficace des tensions mesurées nous donne la limite de 100 échantillons par période.

Ces deux exemples montrent l'utilisation que l'on peut faire de la simulation numérique pour optimiser une chaîne d'acquisition numérique en fonction de critères pré-déterminés. La simulation numérique peut également être utilisée pour estimer les facteurs de sensibilité et donc l'incertitude de chaînes d'acquisitions complexes, en particulier dans notre cas où les grandeurs mesurées ne sont pas obtenues à partir de calculs simples sur les données acquises.

Ainsi, nous avons pu obtenir une relation entre le bruit d'échantillonnage (bruit sur la tension des échantillons et sur leurs instants d'échantillonnage) du signal et la dispersion des résultats calculés (valeur efficace et déphasage), à partir de simulations de type Monte-Carlo. La simulation a consisté à ajouter un bruit blanc d'amplitude fixée à chaque échantillon d'un signal sinusoïdal échantillonné pur, et à relever la valeur moyenne et la dispersion des résultats des calculs. La valeur moyenne des résultats nous renseigne sur l'erreur globale du calcul liée au bruit, qui est bien inférieure à la dispersion des résultats, et que nous pouvons donc considérer comme nulle. En divisant le paramètre de dispersion des résultats par l'amplitude du bruit blanc ajouté, on obtient le coefficient de sensibilité de la mesure pour le niveau de bruit blanc concerné. Enfin, en répétant la simulation pour différentes amplitudes de bruit blanc, on déduit une relation entre le coefficient de sensibilité étudié et le niveau de bruit.

Nous avons effectué ces simulations pour les deux grandeurs mesurées (valeur efficace et déphasage) et les deux types de bruits (bruit sur la tension des échantillons et bruit sur les instants d'échantillonnage) mis en évidence. Nous avons fait varier les niveaux de bruit en tension de $1 \cdot 10^{-6}$ à $1 \cdot 10^{-4}$ en valeurs relatives et les niveaux de bruit temporel de 500 ps à 50 ns de façon à se placer dans des niveaux de bruit largement supérieurs aux spécifications des appareils de mesure utilisés. Nous avons enfin fait varier tous les facteurs d'influence que nous avons

recensés (déphasage, fréquence et amplitude du signal...). Nous en avons déduit une relation linéaire entre bruit en entrée et dispersion des résultats indépendamment des autres paramètres.

Ainsi, l'outil informatique nous permet non seulement de choisir une combinaison optimale de paramètres d'acquisition et de traitement des données, mais aussi d'estimer l'incertitude sur la mesure d'une valeur efficace ou d'un déphasage à partir de l'incertitude sur la mesure de chaque échantillon. Cette meilleure connaissance de toute notre chaîne de mesure nous permet d'espérer obtenir une incertitude bien inférieure et bien mieux maîtrisée que celles des précédentes mesures par échantillonnage à très basse fréquence et ainsi de pouvoir concurrencer les mesures analogiques. Ces perspectives sont l'objet de la dernière section de cet article.

Résultats expérimentaux

L'ensemble des simulations réalisées lors de la caractérisation du traitement informatique que nous avons mené nous a permis de pouvoir relier l'incertitude sur la mesure finale (valeur efficace ou déphasage) à l'incertitude sur la mesure de chaque échantillon. Nous avons ainsi obtenu les relations :

$$u_c(V_{eff}) = 0,13u_c(V_i) + 0,57u_c(t_i)$$

$$u_c(\varphi) = 150u_c(V_i) + 400u_c(t_i)$$

où V_i , t_i indiquent la tension mesurée et l'instant d'échantillonnage d'un échantillon d'un signal et V_{eff} et φ indiquent sa valeur efficace et sa phase.

Le facteur de sensibilité de 0,13 entre l'incertitude sur la valeur efficace et celle sur chaque mesure de tension est cohérent avec un effet de moyenne sur 100 échantillons du bruit blanc entachant la mesure des tensions. Dans le cas de la valeur efficace, c'est ce terme qui est largement prépondérant dans le calcul d'incertitudes. Ainsi, une simple estimation des incertitudes de mesure des tensions continues laisse espérer une incertitude de l'ordre de quelques 10^{-6} en valeurs relatives sur la mesure d'une tension efficace à 10 Hz. Une incertitude aussi basse est obtenue en supposant que l'échantillonnage d'une tension alternative avec un temps d'intégration donné permet le même niveau d'incertitude que la mesure d'une tension continue avec le même temps d'intégration. Autrement dit, les phénomènes dynamiques pouvant se produire lors de la mesure ne sont que sommairement estimés. C'est pourquoi, il est impératif de comparer et de caractériser les mesures par échantillonnage face à des mesures analogiques.

C'est pourquoi nous avons utilisé un calibrateur de tensions alternatives pour caractériser notre méthode par échantillonnage. Nous avons dans un premier temps étalonné le calibrateur de tension avec un dispositif à transposition thermique, puis mesuré le signal généré avec notre dispositif à échantillonnage. Nous avons effectué cette mesure à 10, 20 et 40 Hz, et compilé les résultats dans le tableau 1.

Les valeurs efficaces mesurées sont égales aux tensions efficaces générées dans les limites de l'incertitude sur les tensions générées par le calibrateur. Ce résultat nous permet de déduire que notre méthode d'échantillonnage

donne des résultats aussi justes que les méthodes analogiques, mais elle ne nous permet pas de vérifier si l'incertitude que nous donnons sur nos valeurs est correcte.

Fréquence	10 Hz	20 Hz	40 Hz
Tension efficace générée par le calibrateur	1,00003 V $\pm 1,6 \cdot 10^{-4}$ V	1,000011 V $\pm 4,2 \cdot 10^{-5}$ V	1,000004 V $\pm 4,0 \cdot 10^{-5}$ V
Tension efficace mesurée par le Voltmètre	1,0000150 V $\pm 5,8 \cdot 10^{-6}$ V	1,0000080 V $\pm 5,8 \cdot 10^{-6}$ V	1,0000090 V $\pm 5,8 \cdot 10^{-6}$ V

Tableau 1 : Comparaison des tensions efficaces générées par le calibrateur et mesurées par la méthode d'échantillonnage aux fréquences 10, 20 et 40 Hz

Pour pouvoir justifier nos incertitudes, deux voies se présentent :

- Caractériser entièrement et en détail le processus d'acquisition des données. L'objectif de cette méthode est de créer un étalon calculable de tensions alternatives.
- Améliorer les comparaisons avec les méthodes analogiques, soit en augmentant la fréquence d'échantillonnage et de traitement, soit en améliorant les méthodes de transposition à basses fréquences.

Les avancées dans ces deux domaines devraient permettre un recoupement des mesures et une bien meilleure connaissance des phénomènes alternatifs aux fréquences inférieures à 50 Hz.

Conclusion

La mesure d'un signal alternatif par des méthodes d'échantillonnage amène invariablement à se demander quels critères choisir pour estimer l'incertitude obtenue sur les résultats. La méthode la plus rapide et la plus simple pour caractériser ces mesures semble être la comparaison aux méthodes analogiques bien connues. Néanmoins le niveau d'incertitudes donné à 20 Hz par le banc de transposition ($4,2 \cdot 10^{-5}$ en valeurs relatives) est encore trop grand pour pouvoir vérifier nos hypothèses sur l'incertitude de notre méthode.

De futures investigations ainsi que des progrès aussi bien dans le domaine de la transposition thermique à basse fréquence que de l'échantillonnage rapide de grande précision devraient permettre un recoupement à un meilleur niveau d'incertitudes.

Références

- [1] U. Pogliano, "Precision Measurement of AC Voltage Below 20 Hz at IEN", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 46, pp. 369-372, Avril 1997.

