



J. MANCEAU

# Application des méthodes d'échantillonnage aux mesures des déphasages pour des fréquences de 20 Hz à 20 kHz

## *Sampling methods application for phase measurement for frequency from 20 Hz to 20 kHz*

Jérôme MANCEAU, Isabelle BLANC, Alexandre BOUNOUH et Rodolphe DELAUNAY

Laboratoire national de métrologie et d'essais (LNE), 29 Avenue Roger Hennequin, 78197 Trappes, France, jerome.manceau@lne.fr.

### Résumé

Un dispositif de mesure des déphasages entre tensions alternatives sinusoïdales (10 mV à 1 000 V) de fréquence comprise entre 20 Hz et 20 kHz a été développé au sein du LNE. Son principe repose sur une technique d'échantillonnage et un traitement numérique par une méthode d'ajustement par les moindres carrés.

Les incertitudes de mesure attendues par cette méthode vont du millidegré pour les fréquences les plus faibles à plusieurs dizaines de millidegrés au voisinage de 20 kHz.

Principalement destiné à l'étalonnage automatisé des générateurs et mesureurs de signaux déphasés, ce dispositif a également été adapté pour la comparaison des résistances en courant alternatif sinusoïdal.

**MOTS CLÉS** : ÉCHANTILLONNAGE, DÉPHASAGE, RÉSISTANCES AC.

### Abstract

A new phase angle measurement system for sinusoidal voltage (10 mV to 1 000 V) with frequency range from 20 Hz to 20 kHz has been developed at LNE. The principle used for developing this system is a sampling method with a least squares sine fit algorithm.

The expected uncertainties on phase measurements are from one millidegree for the lowest frequencies to about ten millidegrees for 20 kHz.

This measurement system is intended for automated calibrations of phase angle standards or phase meters and will be also used for AC resistors comparisons.

**KEY WORDS**: SAMPLING METHOD, PHASE, AC RESISTOR.

### 1. Introduction

L'objectif de cette étude, initiée en 2004, est la réalisation d'un nouveau banc de mesure de déphasage en courant alternatif sinusoïdal (20 Hz à 20 kHz) en remplacement du banc « GSD » (Générateur de Signaux Déphasés) développé par le Laboratoire Central des Industries Electriques au début des années 1970 [1].

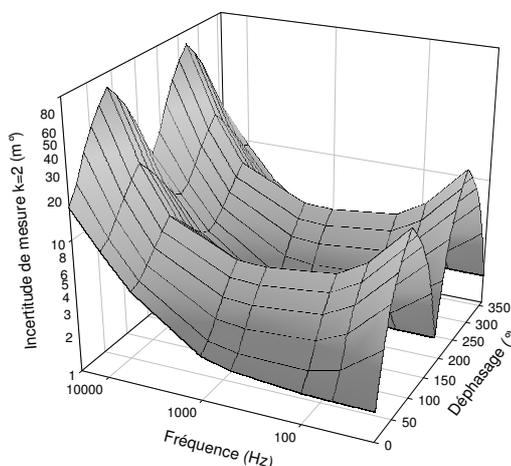


Fig. 1. – Objectif en terme d'incertitudes de mesure de déphasage (10 mV à 1 000 V).

Les possibilités attendues en terme d'incertitudes de mesure pour des niveaux de tension allant de quelques dizaines de millivolts à mille volts sont présentées dans la figure 1 (pour les niveaux de tension supérieurs à 70 V des diviseurs étalonnés sont employés).

Outre les mesures de déphasage, ce banc est également dédié aux comparaisons de shunts et de résistances en courant alternatif AC sinusoïdal (quelques dizaines de milli-ohms à quelques méga-ohms).

Cet article expose la méthode retenue et les principales difficultés de mise en œuvre, le principe de validation et l'évolution vers un dispositif de comparaison de résistances AC.

## 2. Choix de la méthode

Actuellement, deux grands principes de mesure sont utilisés dans ce domaine. Le premier, dont fait partie le « GSD », repose sur des ponts dont le cœur est basé sur des associations d'éléments métrologiques comme des résistances, des capacités ou des inductances. Bien que ces dispositifs répondent parfaitement à notre besoin en terme de possibilités d'étalonnage, l'expérience du « GSD » nous a révélé que l'usage de tels bancs reste complexe et nécessite souvent des réglages relativement longs et fastidieux.

Le second, plus récent, repose sur les méthodes d'échantillonnage et de traitement numérique des signaux. Ces techniques, dont l'usage est simplifié et automatisable par l'outil informatique, sont aujourd'hui également capables de répondre à nos attentes [2], la principale difficulté restant la traçabilité.

A l'instar du nouvel étalon de puissance basse fréquence développé au LNE (domaine toujours intimement lié aux mesures de déphasages) [3], le second principe a été retenu.

## 3. Description de la méthode

### 3.1. Principe

Le schéma de principe est présenté dans la figure 2.

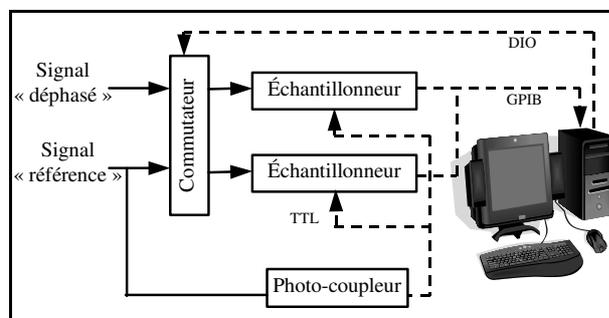


Fig. 2. – Schéma de principe de la méthode.

Le signal de référence et le signal déphasé sont échantillonnés puis numérisés au moyen de deux

échantillonneurs. Le contrôle et le traitement des échantillons sont réalisés au moyen d'un ordinateur connecté par une liaison GPIB. Une carte de commutation est employée pour éliminer des erreurs liées aux échantillonneurs. Un photo-coupleur assure le déclenchement simultané des deux échantillonneurs à partir d'un signal TTL de même fréquence que les signaux d'entrée.

### 3.2. Le traitement numérique

#### 3.2.1. Choix du type traitement

Le traitement numérique des échantillons est bien sûr l'un des aspects important de la méthode. Deux types de traitement ont été envisagés :

- Le traitement par transformation de Fourier complexe ;
- Le traitement par approximation des moindres carrés.

La transformation de Fourier complexe permet d'accéder à l'amplitude et à la phase du fondamental en déterminant respectivement le module de la raie de fréquence non nulle présentant la plus forte amplitude et la phase correspondante. Dans la pratique, le nombre d'opérations réalisables ne pouvant être infini, un algorithme de transformation de Fourier discrète (par exemple l'algorithme de FFT) doit être utilisé. La représentation fréquentielle est alors échantillonnée et il apparaît que la condition  $N_{pts} \cdot f_s = N_{per} \cdot f_e$  doit être respectée pour faire coïncider l'un de ces points d'échantillonnage avec le maximum de la raie, avec :

- $f_s$  (Hz) : fréquence des signaux ;
- $f_e$  (Hz) : fréquence d'échantillonnage ;
- $N_{pts}$  : nombre de points par période de l'échantillon ;
- $N_{per}$  : nombre de périodes de l'échantillon.

Pour assurer cette condition, la mise en œuvre d'une boucle à verrouillage de phase doit être envisagée.

Le traitement par approximation des moindres carrés consiste à modéliser un signal en ajustant les paramètres d'une fonction définie afin d'en minimiser les écarts quadratiques avec l'échantillon traité. En choisissant une fonction sinusoïdale, seul le fondamental du signal est considéré et l'influence des éventuelles harmoniques doit être prise en compte dans l'estimation de l'incertitude de mesure.

Ce type de traitement, plus simple à mettre en œuvre qu'une transformation de Fourier discrète et bien adapté à notre besoin (signaux peu distordus), a été retenu suite à l'étude de l'effet des harmoniques.

#### 3.2.2. Algorithme des moindres carrés

Un signal sinusoïdal peut être paramétré à partir de quatre grandeurs : son amplitude  $A$ , sa fréquence  $f_s$ , sa phase  $\varphi$  et son *offset*  $\Delta$ . L'algorithme le plus couramment utilisé pour réaliser ce type d'ajustement non linéaire aux moindres carrés est l'algorithme de Levenberg-Marquardt. Comme toutes les techniques itératives, elle présente la grande faiblesse d'être sensible à la valeur de ses paramètres initiaux, et de pouvoir bloquer sur un

minimum local, différent du minimum global (tableau 1). Il est donc indispensable d'estimer au mieux le jeu de paramètres avant de procéder à l'optimisation.

Tableau 1

Exemple de convergence sur un minimum local pour un signal de paramètres  $A = 1 \text{ V}$ ;  $f_s = 1 \text{ kHz}$ ;  $\varphi = 90^\circ$ ;  $\Delta = 0 \text{ V}$  (500 périodes; 50 points/période).

Paramètre	FIT 4 paramètres		FIT 3 paramètres + FIT 4 paramètres	
	Paramètres initiaux	Paramètres estimés	Paramètres initiaux	Paramètres estimés
Amplitude	1 V	0,217 513 V	/	1,000 000 V
Fréquence	1 kHz	1,002 9 kHz	1 kHz	1,000 00 kHz
Phase	300°	-12,531 7 °	/	90,000 0°
Offset	0 V	-135 μV	/	0 V

Pour cela, nous avons raisonné sur le développement suivant :

$$f(t) = A \cdot \sin(2\pi f_s t - \varphi) + \Delta$$

$$f(t) = A \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin(2\pi f_s t) - A \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(2\pi f_s t) + \Delta$$

En posant  $A1 = A \cdot \cos(\varphi)$  et  $A2 = -A \cdot \sin(\varphi)$ , nous pouvons écrire :

$$f(t) = A1 \cdot \sin(2\pi f_s t) + A2 \cdot \cos(2\pi f_s t) + \Delta \quad (1)$$

Dans la mesure où l'on considère la fréquence  $f_s$  comme parfaitement maîtrisée, l'équation (1) met en évidence qu'une fonction sinusoïdale peut être modélisée par trois paramètres dont l'estimation peut se faire avec un algorithme d'ajustement linéaire<sup>1</sup> aux moindres carrés. L'avantage de ce type d'algorithme est de ne pas fonctionner de manière itérative mais d'effectuer simplement une résolution d'équations. Par conséquent, il ne nécessite pas de paramètres initiaux, utilise un faible temps de calcul et surtout ne présente pas de biais. Couplé à une mesure de la fréquence  $f_s$ , cet algorithme est exécuté au préalable de l'ajustement non linéaire à quatre paramètres.

### 3.2.3. Influence des harmoniques

La figure 3 présente l'impact des harmoniques sur le traitement par les moindres carrés pour un taux d'harmoniques de 1 % (graphique obtenu par simulations numériques).

Les erreurs maximales sont relevées pour des ordres proches des multiples du nombre de points par période. En considérant des échantillons avec un nombre de points suffisamment élevé pour rejeter ces effets à des ordres pour lesquels le taux d'harmonique devient inférieur à  $1 \cdot 10^{-4}$ , il est possible de ramener les erreurs associées sous le millidegré.

<sup>1</sup> « Linéaire » signifie linéaire dans les paramètres du modèle et non dans les variables. Ainsi, un polynôme en  $x$  ( $y(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_px^p$ ) est considéré comme un modèle linéaire car il est linéaire dans les paramètres  $a_0, a_1, \dots, a_p$ .

Le nombre de périodes traitées détermine le niveau du « plancher d'erreur » situé entre ces ordres multiples du nombre de points par période (résultats obtenus à partir de simulations pour différentes valeurs de  $N_{per}$ ). En travaillant avec des échantillons de plusieurs centaines de périodes des erreurs de l'ordre du millidegré peuvent être attendues (pour des taux d'harmoniques proches de 1 %).

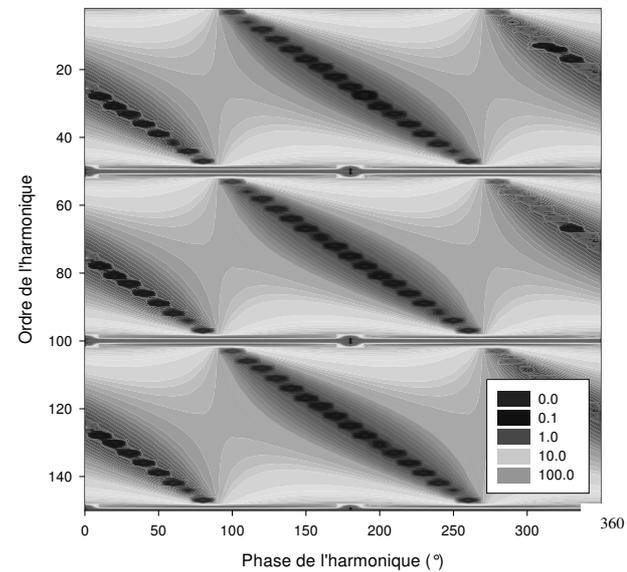


Fig. 3. – Valeur absolue de l'erreur d'estimation sur la phase exprimée en millidegrés ( $N_{per} = 10$ ;  $N_{pts} = 50$ ).

### 3.3. Les échantillonneurs

Deux multimètres de type Agilent 3458A ont été retenus. Ces appareils ont fait leurs preuves depuis près de 15 ans au sein des laboratoires de métrologie et sont considérés comme référence notamment pour des caractéristiques remarquables de stabilité et de linéarité. Concernant l'échantillonnage des signaux, ils autorisent des fréquences d'échantillonnage pouvant atteindre 100 MHz<sup>2</sup> pour une résolution de 16 bits alors que les cartes courantes se limitent généralement à 1 MHz pour une même résolution.

Trois modes d'échantillonnage sont exploités [4] :

- Le mode échantillonnage direct sans bloqueur ( $f_e \leq 100 \text{ kHz}$ ) ;
- Le mode échantillonnage direct avec bloqueur ( $f_e \leq 50 \text{ kHz}$ ) ;
- Le mode échantillonnage séquentiel avec bloqueur ( $f_e > 50 \text{ kHz}$ ).

<sup>2</sup> Uniquement dans le cas de signaux périodiques (échantillonnage séquentiel ou sous-échantillonnage).

### 3.4. La carte de commutations

#### 3.4.1. Retards de déclenchement

Mesurer un déphasage  $\Delta\phi$  entre deux signaux sinusoïdaux est équivalent à mesurer leur décalage temporel  $\Delta T$ . La relation entre  $\Delta\phi$  et  $\Delta T$  est la suivante :

$$\Delta\phi = 2\pi f_s \Delta T \quad (2)$$

Tout élément du dispositif à l'origine d'un décalage temporel entre les signaux donne donc naissance à une erreur sur la mesure du déphasage.

L'échantillonnage des signaux est commandé par un signal externe simultané sur les deux échantillonneurs. Cependant, il apparaît de manière systématique que le temps de réponse des échantillonneurs diffère d'un appareil à l'autre ce qui d'après la relation (2) est à l'origine d'une erreur sur la mesure de déphasage. Des mesures réalisées en appliquant un même signal aux entrées pour différentes fréquences ont donné les résultats présentés dans les figures 4 et 5 (les barres représentées correspondent à la dispersion en  $k = 2$ ).

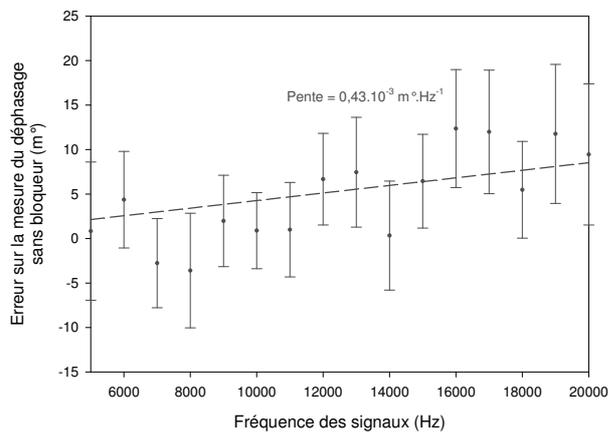


Fig. 4. – Erreur sur la mesure de déphasage entre deux signaux identiques dans le mode d'échantillonnage sans bloqueur.

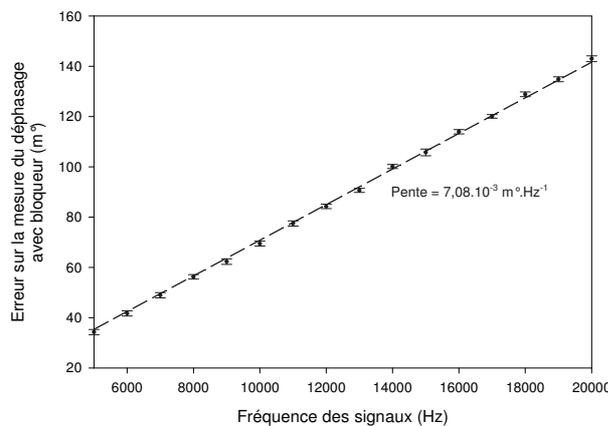


Fig. 5. – Erreur sur la mesure de déphasage entre deux signaux identiques dans les modes d'échantillonnage avec bloqueur.

Dans les modes d'échantillonnage avec bloqueur, la pente obtenue par régression linéaire révèle un décalage

proche de 20 ns entre le temps de réponse des deux échantillonneurs (le constructeur spécifie un décalage maximum égal à 25 ns). L'erreur associée, qui atteint  $144 \text{ m}^\circ$  pour des signaux de fréquence égale à 20 kHz, dépasse largement les erreurs admissibles (fig. 1). Plutôt que d'appliquer une correction, nous avons choisi d'ajouter une étape au mode opératoire en effectuant un échantillonnage supplémentaire après permutation des signaux (quelque soit le mode). En considérant alors pour chaque signal la moyenne des échantillons obtenus avec les deux multimètres, cette erreur systématique disparaît (fig. 6 et 7). La carte de commutation est utilisée pour remplir cette fonction.

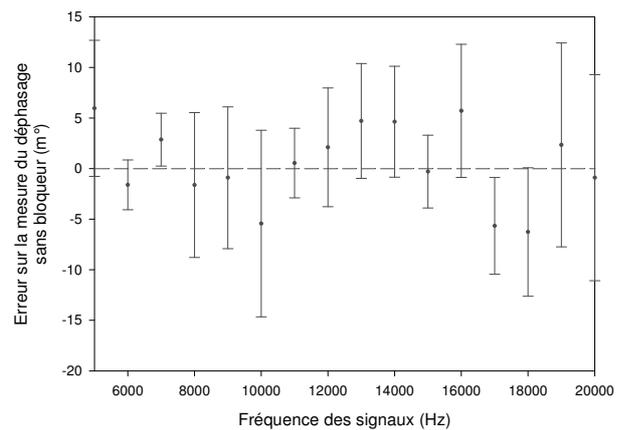


Fig. 6. – Erreur sur la mesure de déphasage entre deux signaux identiques dans les modes d'échantillonnage sans bloqueur avec permutation des signaux.

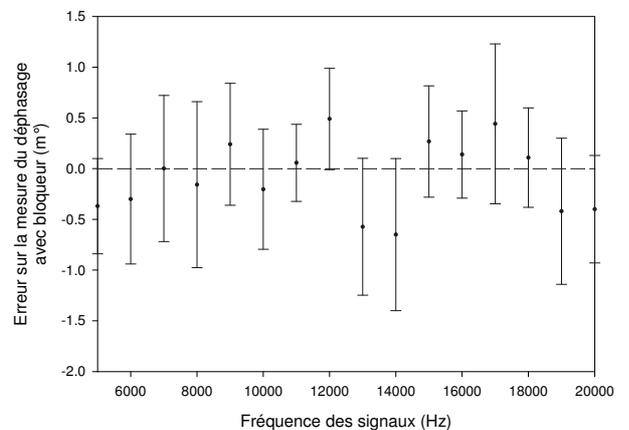


Fig. 7. – Erreur sur la mesure de déphasage entre deux signaux identiques dans les modes d'échantillonnage avec bloqueur avec permutation des signaux.

#### 3.4.2. Résiduelle des échantillonneurs

Un défaut lié à la résiduelle des échantillonneurs pour le mode séquentiel avec bloqueur a également été identifié. Sur chacune des séquences, une tension parasite dont le niveau décroît avec l'ordre des points se superpose au signal. Ce phénomène, similaire pour les deux multimètres, peut être observé simplement en effectuant l'échantillonnage sur un court-circuit (fig. 8). La déformation des signaux qui en résulte est à l'origine

d'une erreur sur la mesure de déphasage maximale pour des signaux en opposition de phase (effet opposé pour les deux signaux). A titre d'exemple, l'erreur obtenue pour deux signaux de même amplitude (800 mV) en opposition de phase et de fréquence égale à 20 kHz est de l'ordre de 21 m°.

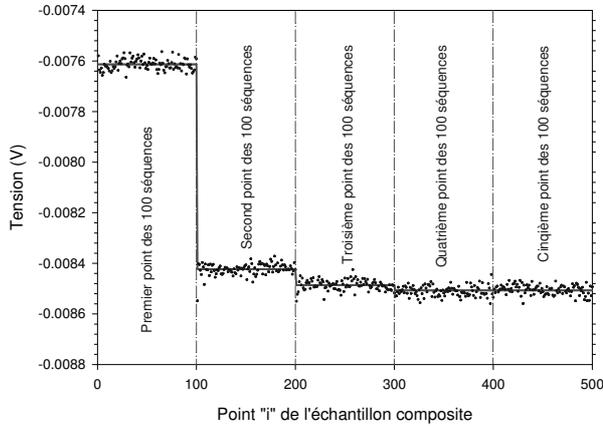


Fig. 8. – Échantillonnage séquentiel sur un court-circuit (100 séquences à 5 points moyennés sur 500 prélèvements).

Nous avons alors cherché à mettre en évidence une dépendance de cette tension parasite avec le niveau de tension appliqué à l'entrée pour déterminer de quelle manière la résiduelle obtenue par échantillonnage sur un court-circuit se superpose aux signaux. Pour cela, nous avons effectué l'échantillonnage en remplaçant le court-circuit par une référence à diode Zener (1 V et 1,018 V). La tension parasite étant rigoureusement similaire pour les trois cas, nous en avons déduit l'indépendance au niveau de tension. Par conséquent, nous avons choisi d'ajouter une nouvelle étape au mode opératoire consistant à évaluer et mémoriser la résiduelle obtenue par échantillonnage avec mise en court circuit des entrées. En retranchant cette résiduelle aux échantillons prélevés l'erreur systématique disparaît (l'erreur de 21 m° citée précédemment devient dans ce cas inférieure à 1 millidegré). La carte de commutation est conçue pour réaliser également cette mise en court-circuit.

#### 4. Principales causes d'erreur

L'effet des harmoniques, des retards de déclenchement et de la résiduelle des échantillonneurs sont rendus négligeables par l'adaptation du processus de mesure comme évoqués dans les paragraphes précédents.

D'autres causes d'erreurs quantifiables ont été identifiées et prises en compte dans le bilan de incertitudes de mesure. Ces composantes sont détaillées ci-après.

##### 4.1. Bruit en tension et non-linéarités

Cette cause d'erreur se manifeste à travers un écart systématique sur l'estimation de la phase, dans le mode d'échantillonnage avec bloqueur, pour les plus faibles

niveaux de tension. Son effet peut être réduit en augmentant le nombre de points par période. En optimisant ce paramètre, nous considérons les erreurs en valeurs maximales présentées dans le tableau 2 (mesures réalisées sans diviseur aux entrées).

Tableau 2

Niveau de la tension minimale	Erreur maximale
10 mV à 50 mV	$\pm 80$ m°
50 mV à 80 mV	$\pm 20$ m°
80 mV à 500 mV	$\pm 8,0$ m°
500 mV à 5 V	$\pm 3,0$ m°
5 V à 70 V	$\pm 1,5$ m°

#### 4.2. Bande passante des échantillonneurs

Dans le cas de signaux dont le rapport des tensions nécessite d'utiliser les échantillonneurs sur deux calibres différents, l'écart de bande passante entre ces calibres est à l'origine d'une erreur systématique sur le déphasage. Cette erreur pouvant atteindre quelques dizaines de millidegrés à 20 kHz, a été modélisée et fait l'objet de corrections.

#### 4.3. Construction d'un échantillon de $N_{Per}$ périodes

Pour obtenir un échantillon de  $N_{Per}$  périodes, nous avons choisi d'effectuer  $N_{Per}$  acquisitions d'une période du signal. Ainsi, le nombre de points par période n'est limité que par la taille de la mémoire tampon (*Buffer*) des échantillonneurs. Ce principe de construction est cependant à l'origine d'une erreur sur l'estimation du déphasage si la fréquence des signaux est mal maîtrisée. Cette erreur en valeur maximale est estimée à  $\pm (6 \cdot 10^4 \cdot \epsilon)$  m°, avec  $\epsilon$  l'erreur relative sur la fréquence des signaux.

Les multimètres exploités pour l'échantillonnage disposent d'une fonction fréquencemètre dont l'exactitude nous permet de rendre cet effet négligeable.

#### 4.4. Instabilités

Cette cause d'erreur est réduite par répétition des mesures.

#### 5. Bilan d'incertitudes

Sur la base des causes d'erreurs identifiées, un bilan d'incertitude a été estimé pour le mode d'échantillonnage sans bloqueur et pour le mode avec bloqueur pour lequel une influence avec le niveau de tension a été dégagée.

Les incertitudes ( $k=2$ ) sont représentées graphiquement pour une source pure dans les figures 9 à 11.

Les incertitudes présentées sont indépendantes du déphasage nominal. Comme nous l'avons évoqué dans le paragraphe 3.2.3, le nombre de points d'échantillonnage par période et le nombre de périodes traitées sont adaptés pour minimiser l'impact des harmoniques. Ce choix permet de définir le mode d'échantillonnage à utiliser.

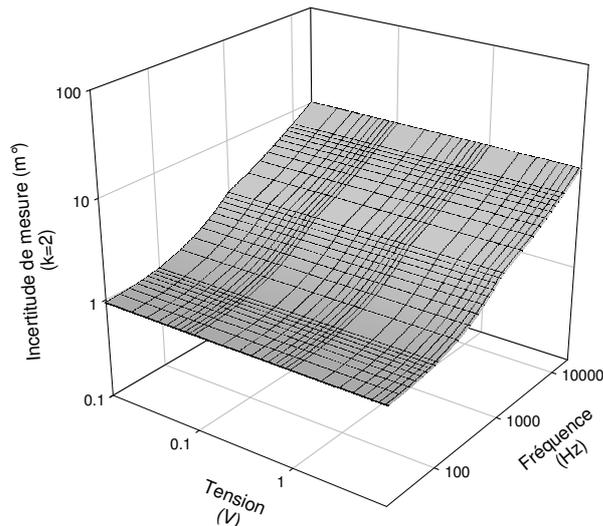


Fig. 9. – Incertitude de mesure ( $k = 2$ ) pour le mode sans bloqueur.

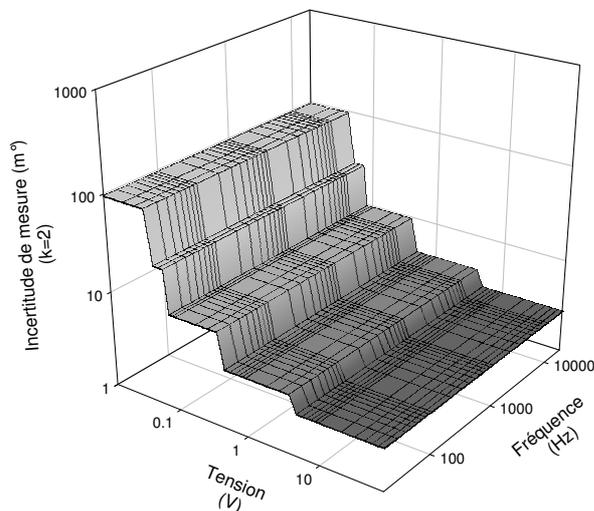


Fig. 10. – Incertitude de mesure ( $k = 2$ ) pour le mode avec bloqueur (tensions à 100 % du calibre).

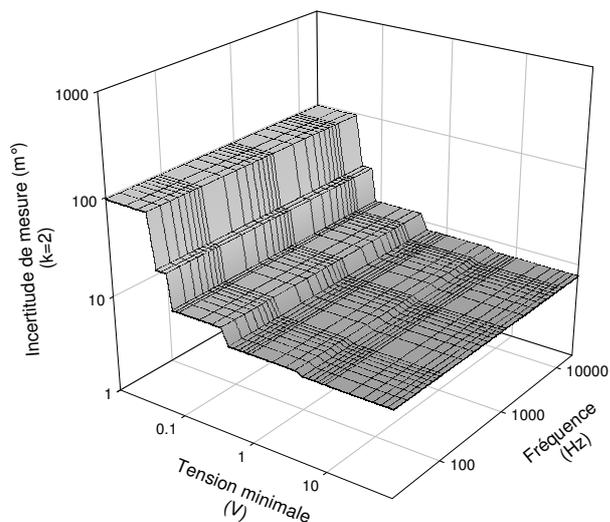


Fig. 11. – Incertitude de mesure ( $k = 2$ ) pour le mode avec bloqueur (tensions à 10 % du calibre).

## 6. Validation métrologique

Afin de valider les performances du banc, des comparaisons à des éléments de référence du laboratoire ont été menées.

### 6.1. Réalisation d'un pont à 180°

#### 6.1.1. Objectif et principe

La validation des générateurs ou des mesureurs de signaux déphasés est en partie réalisée à partir de comparaison à des points fixes, comme par exemple 0°, 90°, 180° ou 270°, qu'il est possible de maîtriser par l'intermédiaire de ponts [5]. Compte tenu des moyens disponibles au laboratoire et des caractéristiques intéressantes attribuées à ce point (§ 3.4.2), nous avons choisi de mettre en œuvre un pont à 180°.

Le principe d'un pont à 180° est calqué sur celui d'un pont à quatre branches dont au moins deux branches sont ajustées pour obtenir l'indication minimale  $U_L$  sur un détecteur de zéro. Dans notre cas ces deux branches correspondent aux sources de tension  $U_{Ref}$  et  $U_{Var}$  d'un générateur de signaux déphasés Clarke-Hess 5500-2. Les deux autres branches sont constituées de deux impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  pour lesquelles les hypothèses suivantes sont considérées :

– Tangentes des impédances égales ;

$$- \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| = \left| \frac{U_{Ref}}{U_{Var}} \right|.$$

Un schéma de principe de ce pont est présenté dans la figure 12.

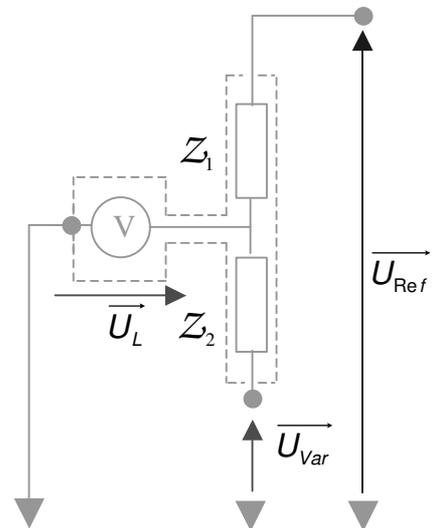


Fig. 12. – Schéma de principe du pont à 180°.

À partir des hypothèses, nous pouvons montrer la relation suivante :

$$\varphi = \pi + \operatorname{atan} \left( \frac{\left| Z_1 \right| + \left| Z_2 \right| \cdot \left| \overrightarrow{U_L} \right|}{\left| Z_2 \right| \cdot \left| \overrightarrow{U_{Ref}} \right|} \right) \quad (3)$$

Dans ces conditions, un « zéro » sur le détecteur correspond exactement à un déphasage de  $180^\circ$  entre  $\overrightarrow{U_{Ref}}$  et  $\overrightarrow{U_{Var}}$ . Pour les fréquences inférieures à 1 kHz, nous avons utilisé un pont constitué d'impédances de nature résistive et pour les fréquences supérieures un pont d'impédances de nature capacitive.

### 6.1.2. Principales causes d'erreur

Les principales causes d'erreur sont listées ci après :

- Ecart en tangente des impédances ;
- Inégalité des rapports  $\left| \frac{Z_1}{Z_2} \right|$  et  $\left| \frac{\overrightarrow{U_{Ref}}}{\overrightarrow{U_{Var}}} \right|$  ;
- Résolution en déphasage du générateur ;
- Sensibilité, bruit.

### 6.1.3. Bilan d'incertitudes

Le bilan d'incertitude présenté dans le tableau 3, confirme que la méthode de mesure au pont à  $180^\circ$  est bien adaptée à la validation des possibilités de notre banc de mesure (cf. § 5).

Tableau 3

Incertainces de mesure ( $k = 2$ ) associées au pont à  $180^\circ$ .

Fréquence $f_s$ du signal	Rapport de tension unité	Rapport de tension différent de l'unité
$f_s \leq 1 \text{ kHz}$	0,5 m°	$(2,0 \cdot 10^{-3} \cdot f_s + 0,80) \text{ m}^\circ$
$f_s > 1 \text{ kHz}$		2,0 m°

Les incertitudes pour les rapports de tension unité sont améliorées car une mesure après permutation des impédances est prise en compte.

### 6.1.4. Comparaison au pont à $180^\circ$

Cette comparaison consiste en la mesure par notre dispositif d'un angle ajusté au moyen du pont à  $180^\circ$ . Elle a été menée pour différents points de mesure (fréquence, amplitude et rapport de tension) répartis sur l'ensemble du domaine visé.

Compte tenu des incertitudes de mesure (§ 5 et § 6.1.3) aucune erreur significative n'a pu être décelé. Un exemple de résultat est présenté dans la figure 13.

## 6.2. Extension aux angles différents de $180^\circ$

Les résultats des comparaisons réalisées avec le pont à  $180^\circ$  mettent en évidence un bon recouvrement pour ce point particulier. D'autres mesures réalisées pour un déphasage nul ont également confirmé ces résultats.

Cependant, il est légitime de s'interroger sur la validité des mesures pour d'autres angles.

L'analyse du processus de mesure montre que seules les erreurs associées à l'effet des harmoniques du signal et de la méthode de construction des échantillons, sont susceptibles d'évoluer avec le déphasage nominal. Les composantes d'incertitude associées ayant été majorées de manière à englober ces évolutions, aucun effet significatif supplémentaire ne doit théoriquement se manifester pour des angles différents de  $180^\circ$ .

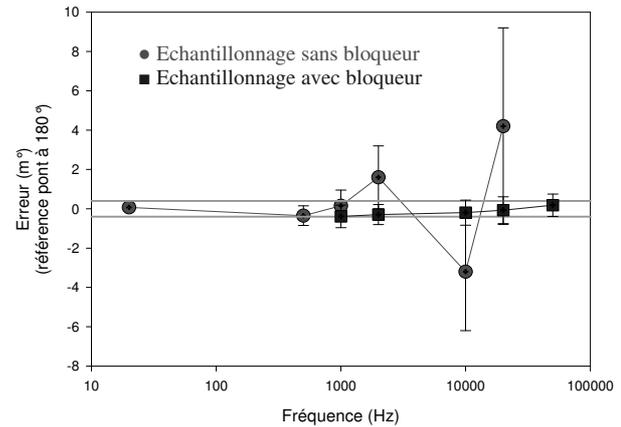


Fig. 13. – Comparaison au pont à  $180^\circ$  pour des tensions égales à 8 V (95 % du calibre).

Pour confirmer cette analyse, nous avons procédé à l'étalonnage d'un générateur de signaux déphasés Clarke-Hess 5500-2 pour différents déphasages, différentes fréquences et différents rapports de tension au moyen du dispositif de référence actuel (banc « GSD ») puis au moyen de notre nouveau dispositif de mesure. Un exemple représentatif des résultats obtenus est présenté dans la figure 14.

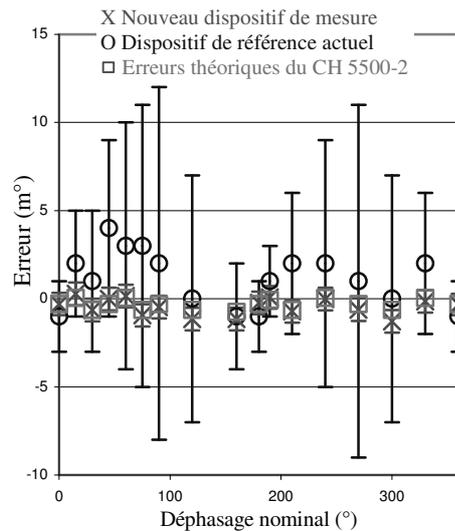


Fig. 14. – Comparaison du dispositif de référence actuel et du nouveau dispositif de mesure pour des tensions égales à 2 V - 50 Hz.

Aucun écart significatif, compte tenu des incertitudes, n'a été décelé sur l'ensemble du domaine. Nous constatons également, que l'évolution relevée par notre dispositif de mesure avec le déphasage nominal se superpose parfaitement aux erreurs théoriques liées à la résolution du générateur Clarke-Hess 5500-2 (résolution d'affichage à  $1 \text{ m}^\circ$  mais élaboration des angles au moyen d'un convertisseur 18 bits soit  $1,37 \text{ m}^\circ$ ). Ceci nous permet donc de confirmer la validité des mesures réalisées par notre dispositif pour des angles différents de  $180^\circ$ .

## 7. Evolutions pour l'étalonnage de shunts et de résistances AC (du milli-ohm à quelques mégahms)

### 7.1. Principe

Il s'agit d'exploiter le banc décrit précédemment pour déterminer l'écart en module et en déphasage des résistances. Pour cela, les tensions aux bornes des résistances (étalon et inconnue) parcourues par un même courant sont comparées. La détermination du rapport des modules exploite les capacités de mesure en tension AC des multimètres à échantillonnage (exactitude de l'ordre de quelques  $10^{-5}$  pour des rapports compris entre 1:2 et 1:1).

### 7.2. Réalisation d'étages d'entrée

Des étages d'entrée à haute impédance et faibles fuites à la masse sont nécessaires pour réaliser les comparaisons des résistances supérieures à  $10 \Omega$ . Le schéma de principe est présenté dans la figure 15. Pour garantir un faible déphasage de ces étages une compensation des capacités parasites de l'amplificateur différentiel A3 a été envisagée (réglage des capacités  $\gamma_{b-}$ ,  $\gamma_{b+}$ ,  $\gamma_{h-}$ ,  $\gamma_{h+}$ ).

De manière à limiter les fuites à la masse, des amplificateurs de garde A4 et A5 ont été intégrés.

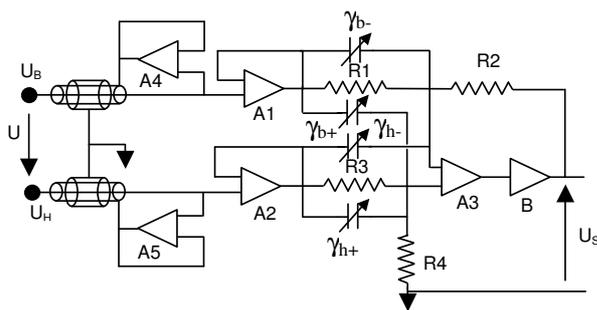


Fig. 15. – Schéma de principe des étages d'entrée.

Une procédure d'ajustage et de caractérisation des étages basée sur l'utilisation d'un dispositif d'injection de tension en phase et en quadrature et d'un pont à  $180^\circ$  a été mise au point. Les résultats sont présentés dans les figures 16 et 17.

Les erreurs en quadrature restent inférieures au millidegré jusqu'à 20 kHz. Les erreurs en phase, non compensées, font l'objet de corrections.

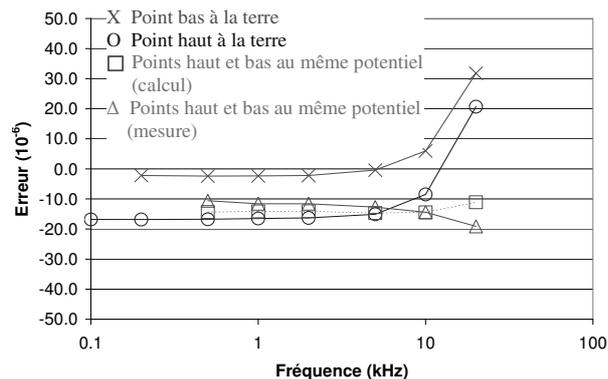


Fig. 16. – Caractérisation en phase de l'étage d'entrée (voie A).

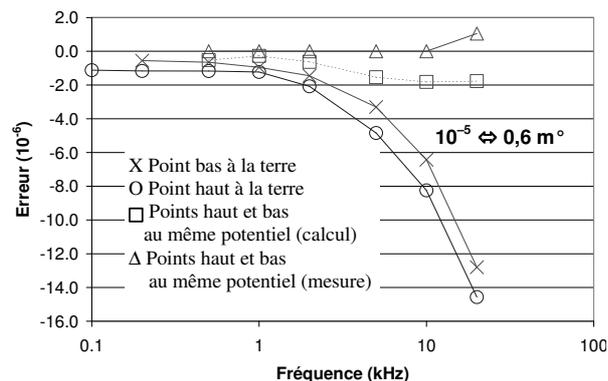


Fig. 17. – Caractérisation en quadrature de l'étage d'entrée (voie A).

### 7.3. Principales causes d'erreur

- Exactitude des mesures de rapport et de déphasage ;
- Exactitude des étages d'entrée ;
- Stabilité, répétabilité ;
- Influence des impédances de fuite ;
- Influence des mutuelles induction.

### 7.4. Bilan d'incertitudes

Les incertitudes ( $k = 2$ ) sont représentées graphiquement dans les figures 18 à 21.

### 7.5. Validation métrologique

Pour valider ce type de mesures, nous avons effectué une comparaison avec la méthode utilisée pour le raccordement du jeu étalon du laboratoire de métrologie appliquée (méthode en pont).

Pour ces mesures, notre dispositif a été complété par la mise en place d'un « bras de Wagner » réalisé au moyen de deux boîtes de résistances, d'un condensateur variable et d'un détecteur de zéro. Ce dispositif, utilisé pour fixer un potentiel approprié aux différents blindages (câbles et boîtiers), assure l'élimination des fuites à la masse liées au montage.

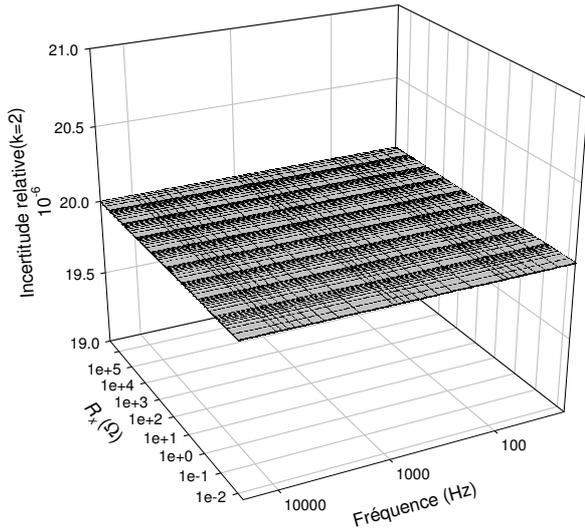


Fig. 18. – Composante d'incertitude ( $k=2$ ) associée au dispositif de mesure pour les mesures de rapport avec  $R_x = R_e$

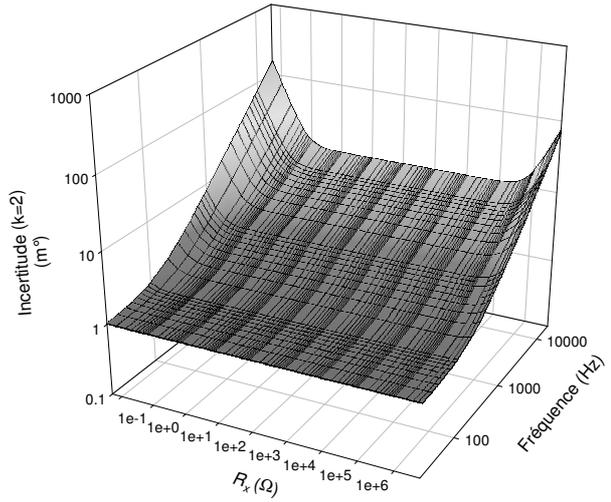


Fig. 21. – Composante d'incertitude ( $k=2$ ) associée au dispositif de mesure pour les mesures de déphasage avec  $R_x = 0,5 \cdot R_e$ .

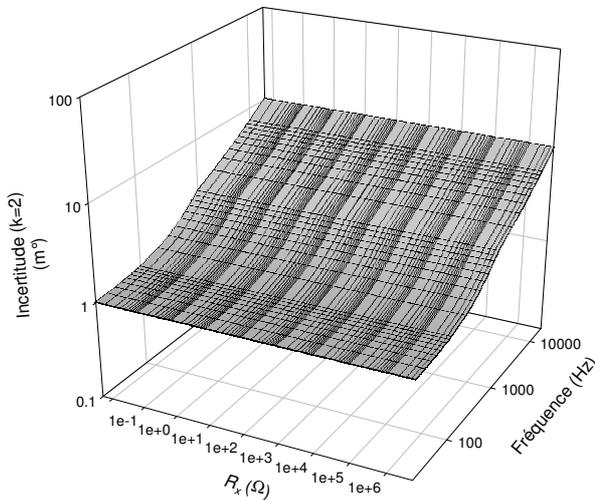


Fig. 19. – Composante d'incertitude ( $k=2$ ) associée au dispositif de mesure pour les mesures de déphasage avec  $R_x = R_e$ .

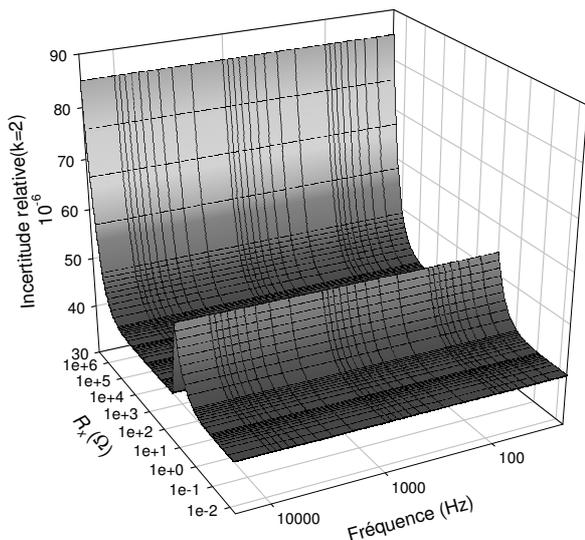


Fig. 20. – Composante d'incertitude ( $k=2$ ) associée au dispositif de mesure pour les mesures de rapport avec  $R_x = 0,5 \cdot R_e$ .

Les résultats, compte tenu des incertitudes de mesure, mettent en évidence un bon recouplement des méthodes. Un exemple de comparaison est illustré à travers les figures 22 et 23.

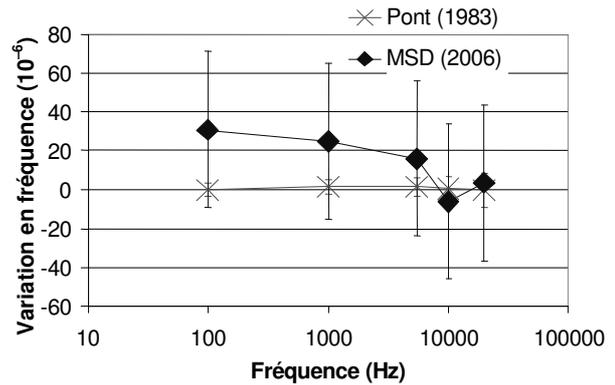


Fig. 22. – Variation en fréquence du module mesurée au moyen de notre dispositif de mesure (MSD) et au moyen d'un pont pour une résistance  $R_x = 100 \Omega$  en comparaison à une résistance  $R_e = 200 \Omega$ .

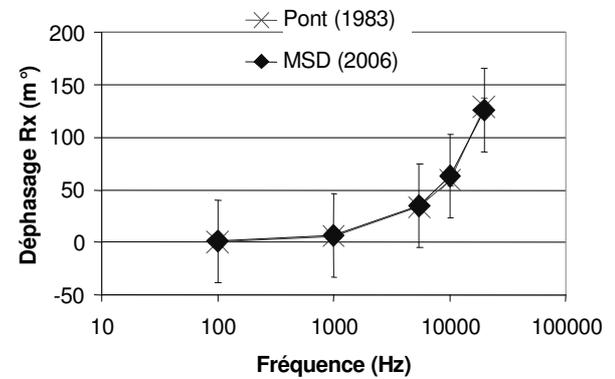


Fig. 23. – Déphasage mesuré au moyen de notre dispositif de mesure (MSD) et au moyen d'un pont pour une résistance  $R_x = 100 \Omega$  en comparaison à une résistance  $R_e = 200 \Omega$ .

## 8. Conclusion

Ce développement va permettre au laboratoire d'étalonnage de disposer d'un nouveau banc de référence automatisé compatible avec l'objectif fixé. Il assurera une amélioration de la fiabilité des résultats et des incertitudes ( $\pm 1 \text{ m}^\circ$  pour 20 Hz à  $\pm 10 \text{ m}^\circ$  pour 20 kHz) ainsi qu'une simplification du processus de mesure.

## Références

- [1] KNOSP R., « L'étalonnage des phasemètres et des déphaseurs », *Bulletin du BNM*, **36**, 1979, 71-76.
- [2] WALTRIP B.C, PARKER M.E, OLDHAM N.M, BELL B.A, "The NIST Sampling System for the Calibration of Phase Angle Generators from 1 Hz to 100 kHz", *Conf. Record of CPEM'92*, 1992.
- [3] ESPEL P, « Développement d'un wattmètre numérique à échantillonnage », *Revue française de métrologie*, **12**, 2007, 3-12.
- [4] SWERLEIN R.L., "Precision AC Voltage Measurements Using Digital Sampling Techniques", *HEWLETT-PACKARD JOURNAL*, avril 1989.
- [5] CLARKE K., HESS D., "Phase Measurement, Traceability, and Verification Theory and Practice", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, **39**, 1990, 52-55.

---

Article reçu le 5 septembre 2007 ; version révisée reçue le 24 avril 2008.