



D. ISTRATE

Traçabilité de mesure des impulsions de courant électrique jusqu'à 50 kA

Measurement traceability for high impulse currents up to 50 kA

Daniela ISTRATE, Dominique FORTUNÉ, Arnaud PORÉE et Isabelle BLANC

Laboratoire national de métrologie et d'essais (LNE), 29 avenue Roger Hennequin, 78197 Trappes Cedex, France, daniela.istrate@lne.fr.

Résumé

Un système de mesure de courant de choc de type 8/20 μs (temps de front, temps jusqu'à mi-valeur) avec des valeurs de crête comprises entre 5 kA et 50 kA a été caractérisé au sein du LNE. Ce système est constitué de capteurs de courant non-invasifs à large bande passante (maximum 4 MHz), d'un enregistreur numérique à haute résolution (12 bits) et haute fréquence d'échantillonnage (100 mégaséchantillons par seconde) ainsi que d'un logiciel qui pilote l'acquisition et le traitement de données. Les incertitudes de mesure élargies ($k = 2$) sont $1,4 \text{ mA}\cdot\text{A}^{-1}$ pour la valeur de crête et inférieures à $15 \text{ ns}\cdot\mu\text{s}^{-1}$ pour les paramètres temps.

MOTS CLÉS : IMPULSION DE COURANT, ONDE 8/20 μs , CAPTEUR DE COURANT À LARGE BANDE, BOBINE DE ROGOWSKI, COURANT DE CHOC, TRAÇABILITÉ, BILAN D'INCERTITUDE.

Abstract

A system to measure 8/20 μs (front time/time to half value) impulse currents from 5 kA to 50 kA (peak value) has been developed at LNE. The system relies on the use of non-invasive wideband (maximum 4 MHz) current sensors, of a 12 bits digitiser with a maximum sample rate of 100 Mega-samples per second and of a data acquisition and treatment software. The values of the expanded uncertainties ($k = 2$) are $1.4 \text{ mA}\cdot\text{A}^{-1}$ for the peak value and $15 \text{ ns}\cdot\mu\text{s}^{-1}$ for impulse current time parameters.

KEY WORDS: IMPULSE CURRENT, 8/20 μs WAVE, WIDEBAND CURRENT SENSOR, ROGOWSKI COIL, TRACABILITY, UNCERTAINTY BUDGET.

1. Introduction

Les impulsions de courant électrique sont présentes dans le secteur de l'énergie (générées par la foudre ou les opérations de commutation des disjoncteurs), dans les applications médicales (générateur de rayonnements ionisants), dans les accélérateurs de particules utilisés dans la physique des hautes énergies. Ces formes d'onde sont caractérisées par des valeurs de crête de l'intensité du courant électrique élevées (dizaines de kilo-ampères) et des temps de montées rapides ($< 1 \mu\text{s}$).

La visualisation et la mesure de ce type de courant exigent l'utilisation d'équipements (capteurs de courant, enregistreurs numériques) possédant des performances dynamiques optimisées.

Dans un contexte de besoin de détermination de la qualité de l'énergie au plus près des centrales électriques et sur les lignes de distribution et en l'absence de système de mesure de référence, nous avons réalisé et caractérisé un banc de mesure des courants de choc de type 8/20 μs .

Les essais avec des courants de choc sont décrits par la norme NF EN 62475 [1] pour l'équipement électrique industriel. Différents courants de choc normalisés sont utilisés au cours des essais. L'étude s'intéresse plus particulièrement aux courants de choc de type 8/20 μs qui sont les ondes les plus couramment utilisées pour vérifier les dispositifs de protection contre les chocs de foudre indirects (parafoudres, dispositifs électroniques, dispositifs de protection contre les surtensions, etc.) connectés aux réseaux de distribution basse tension.

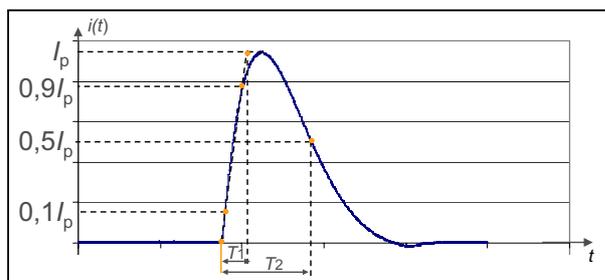


Fig. 1. – Paramètres de courant de choc.

Ce type de courant est défini [1] comme le courant qui croît de zéro jusqu'à la valeur de crête pendant une courte durée, puis décroît ensuite jusqu'à zéro, soit à peu près de manière exponentielle, soit à la façon d'une sinusoïde fortement amortie (fig. 1). Les paramètres définissant l'impulsion de courant de type 8/20 μs sont :

- la valeur de crête, I_p ;
- la durée du front, T_1 (1,25 fois l'intervalle de temps entre le moment où le courant atteint 10 % et celui où il atteint 90 % de sa valeur de crête) ;
- la durée jusqu'à mi-valeur T_2 (l'intervalle de temps entre l'origine conventionnelle et le moment où le courant a décru jusqu'à la moitié de sa valeur de crête).

L'objectif de l'étude décrite dans cet article était de mesurer ce type de courant de choc jusqu'à 50 kA en valeur de crête avec une incertitude de $1,4 \text{ mA}\cdot\text{A}^{-1}$.

Cet article décrit le système et la méthode de mesure de courants de choc ainsi que les essais de détermination des caractéristiques pour un système de mesure approuvé. Un bilan d'incertitude détaillé est présenté pour tous les paramètres de courant de choc.

2. Système et méthode de mesure

Un système générique de mesure des courants de choc est constitué du capteur alimenté par un générateur de courant de choc de foudre. La tension de sortie du capteur est échantillonnée au moyen d'un numériseur. Le traitement numérique de ces données est réalisé ensuite au moyen d'outils informatiques. Une caractérisation métrologique de ce système de mesure suivant les recommandations des normes NF EN 62475 [1] et NF EN 61083-2 [2] est nécessaire.

Une méthode directe de mesure des impulsions de courant basée sur la détection de l'onde à l'aide d'un capteur de courant a comme inconvénient principal la présence inhérente des fluctuations du générateur d'impulsions. Ces fluctuations ne sont pas contrôlables et augmentent considérablement l'incertitude de mesure. En outre, une autre limitation dans la réalisation d'un système de mesure de référence des courants de choc exponentiels réside dans l'impossibilité d'obtenir une réponse

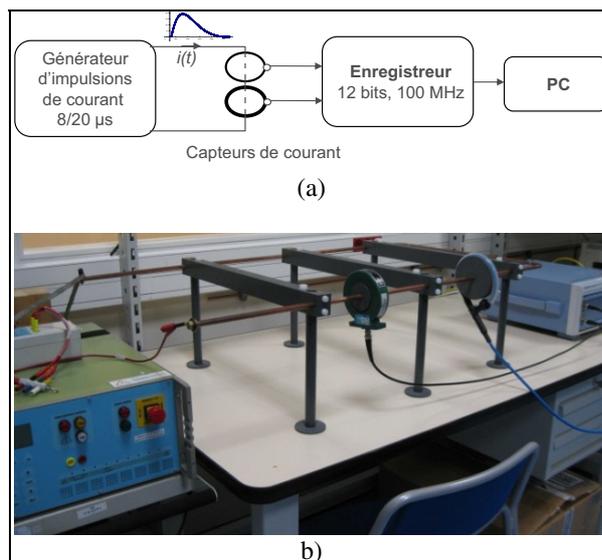


Fig. 2. – Système de mesure de courants de choc : (a) schéma, (b) photographie.

en fréquence des capteurs de courant sur un intervalle étendu de fréquences (jusqu'à 1 MHz) et à des forts courants (centaines d'ampères). Des difficultés apparaissent lors de la génération des forts courants à des fréquences élevées.

Afin de surmonter ces limitations, nous avons étudié une méthode de comparaison fondée sur l'utilisation simultanée de deux capteurs de technologies différentes exposés aux mêmes impulsions de courant.

Les capteurs de courant choisis sont : un transformateur à large bande de type Pearson et une bobine de Rogowski qui vont détecter le même courant de choc envoyé par le générateur (fig. 2). Chaque capteur fournit une tension en sortie proportionnelle à l'intensité du courant électrique du circuit primaire. Si on note « K_P » le coefficient de conversion du transformateur Pearson et « K_R » le coefficient de conversion de la bobine de Rogowski, leurs valeurs peuvent être déterminées suivant l'équation (1) :

$$K_P = \frac{\hat{U}_{\text{out,P}}}{I_p} [\text{en V}\cdot\text{A}^{-1}] \quad \text{et} \quad K_R = \frac{\hat{U}_{\text{out,R}}}{I_p} [\text{en V}\cdot\text{A}^{-1}] \quad (1)$$

où \hat{U} est la valeur de crête de la tension de sortie.

L'échantillonnage et l'acquisition des tensions de sorties des capteurs sont réalisés par les deux voies d'un enregistreur numérique Yokogawa SL1000 (12 bits, fréquence d'échantillonnage maximale de 100 mégaechantillons par seconde).

Les capteurs ont été sélectionnés afin de répondre à des performances spécifiques :

- possibilité de supporter des courants élevés permanents (cas du capteur Rogowski) ;
- large bande passante pour éviter l'atténuation des ondes de type 8/20 μs (1 MHz – bobine de Rogowski, 4 MHz – capteur de type Pearson) ;

- courant maximal supporté (50 kA en valeur de crête) ;
- performance dynamique suffisante pour saisir avec exactitude les événements de très courte durée ;
- linéarité ;
- facilité de mise en œuvre dans un circuit (mode de connexion non-intrusif).

La méthode de mesure choisie (par comparaison) a l'avantage d'utiliser des capteurs de technologies différentes qui ne modifient ni la dynamique de mesure (en tenant compte du principe des capteurs) ou l'agencement du circuit (mode de connexion non-invasif). En outre, elle permet d'éliminer l'influence des facteurs communs tels que les fluctuations du générateur d'impulsions qui pourraient augmenter de manière significative l'incertitude de mesure.

Un circuit avec des barres rigides a été conçu (fig. 2) comme support du banc d'étalonnage. Le montage est modulable en largeur et en longueur, ce qui a permis l'étude de l'influence de différentes configurations de circuits sur la détermination des paramètres du courant de choc. Des gabarits ont été conçus pour assurer un bon positionnement du conducteur primaire par rapport au centre du capteur.

3. Caractérisation du système de mesure

La caractérisation [1] d'un système de mesure de chocs de courant consiste, après avoir contrôlé l'impact des perturbations induites par le champ électromagnétique transitoire ou conduites par les fils de mesure, à :

- déterminer le coefficient de conversion du système de mesure ;
- étudier le comportement dynamique du système de mesure.

3.1. Coefficient de conversion du système de mesure

Le coefficient de conversion du système de mesure est déterminé par le produit des coefficients de conversion du capteur de courant associé à son câble de transmission, de l'enregistreur numérique et de ses atténuateurs.

L'évaluation des performances de l'enregistreur numérique a été effectuée suivant les essais décrits dans la norme [2]. Les résultats obtenus [3] indiquent une bonne cohérence entre les caractéristiques du numériseur et les exigences de la norme.

3.2. Comportement dynamique du système de mesure

Le système de mesure des courants de choc est soumis à un échelon de courant et le signal de sortie est mesuré en utilisant un enregistreur numérique. L'analyse de la réponse indicielle ainsi obtenue permet de vérifier si le comportement dynamique du système de mesure est adapté aux mesures des impulsions de courant.

Pour générer l'échelon de courant, nous avons utilisé la méthode fondée sur l'utilisation d'un condensateur pour stocker l'énergie nécessaire à la génération de l'échelon. Afin d'exploiter de façon optimale la dynamique limitée de la bobine de Rogowski et ainsi d'obtenir un rapport signal sur bruit acceptable, nous avons développé un générateur d'échelon capable de fournir un courant élevé (100 A) avec une courte durée de transition (quelques dizaines de nanosecondes).

La réponse du système de mesure constitué du circuit de mesure, des capteurs de courant et de l'enregistreur numérique a été enregistrée pour un échelon de 50 A. Le temps de stabilisation de la réponse du capteur Pearson est de 2 μ s et celui de la bobine de Rogowski est de 5,6 μ s. Ces réponses confirment l'adéquation du système de mesure au traitement des impulsions de forme 8/20 μ s. La réponse à l'échelon représente une signature du comportement dynamique de tout le système de mesure. Cette signature sera vérifiée régulièrement afin de détecter un éventuel écart qui pourrait apparaître dans le temps.

4. Lien entre des mesures à 50 Hz et en impulsions

Le principal défi de cette étude est la détermination de la valeur du coefficient de conversion des capteurs Pearson ou Rogowski qui est utilisée lors de la mesure d'une impulsion de courant. Afin de répondre à ce défi il faut établir le lien entre le coefficient de conversion du capteur, mesuré en régime établi (signal sinusoïdal, 50 Hz) car il représente le point de raccordement aux étalons et le coefficient correspondant au régime impulsionnel (coefficient dynamique).

Pour établir la relation entre ces deux coefficients de conversion, il faut connaître :

- la linéarité des capteurs en fonction de l'amplitude du courant (jusqu'à 50 kA) ;
- la réponse en fréquence des capteurs (au moins jusqu'à 100 kHz, ce qui correspond à l'étendue spectrale de l'onde de type 8/20 μ s) ;
- la réponse en fréquence de l'enregistreur numérique.

Les caractéristiques des capteurs ne permettent pas d'obtenir l'ensemble de ces trois réponses directement à partir des mesures expérimentales. La linéarité en courant du capteur Pearson ne peut pas être obtenue car il y a saturation à partir de 200 A en régime établi, courant sinusoïdal à 50 Hz. Par contre, sa réponse en fréquence peut être déterminée pour les faibles courants.

La linéarité de la bobine de Rogowski peut être obtenue par étalonnage en régime établi, courant sinusoïdal, 50 Hz et jusqu'à quelques dizaines de kilo-ampères mais pas sa réponse en fréquence. D'une part, la dynamique de la bobine ne permet pas de l'utiliser pour les faibles courants (le constructeur recommande l'usage de la bobine pour des courants supérieurs à 250 A pour ne pas être influencé par le bruit). D'autre part, des difficultés apparaissent lors de la génération des forts courants en haute

fréquence. Afin de qualifier la chaîne de mesure, la potentialité des capteurs a été étudiée en effectuant des comparaisons entre les paramètres de l'impulsion indiqués par chaque capteur.

4.1. Mesures de courant de choc jusqu'à 60 kA

Le système de mesure est constitué de deux capteurs de courant (de type Pearson, modèle 101 et de type bobine de Rogowski, modèle IRF 30/D12/200), de l'enregistreur numérique Yokogawa SL1000 et du logiciel d'acquisition et de traitement de données développé au LNE. Les deux capteurs sont exposés simultanément aux mêmes impulsions de courant. Leurs signaux de sortie étant numérisés par les deux voies d'acquisition du numériseur.

Des mesures de valeur de crête ont été effectuées de 0,5 kA jusqu'à 60 kA, en deux étapes [4] :

- pour les courants de choc jusqu'à 5 kA, les mesures ont été réalisées dans les locaux du LNE à Trappes ;
- pour les courants de choc de 10 kA à 60 kA, les mesures ont été réalisées dans les locaux du LCIE à Fontenay-aux-Roses.

Pour chaque domaine de courants, dix impulsions ont été enregistrées.

La méthode d'analyse est fondée sur la différence entre les indications des deux capteurs utilisés. Les deux capteurs ayant des coefficients de conversion différents, une normalisation des valeurs mesurées s'avère nécessaire afin de pouvoir comparer les résultats. Pour chaque paramètre de l'onde, la démarche suivie pour la normalisation des résultats reste la même et s'applique à la série des impulsions enregistrées :

- On calcule la valeur moyenne des dix mesures du paramètre recherché : valeur de crête (\hat{U}_{moy}), temps de front ($T_{1,moy}$) ou temps jusqu'à mi-valeur ($T_{2,moy}$) sur les signaux de sortie de chaque capteur utilisé.
- On détermine les valeurs normées, ε (tab. 1) afin de pouvoir comparer les indications des deux capteurs.
- On calcule les différences entre les valeurs normées des capteurs et on cherche à déterminer les valeurs absolues de ces différences.
- On prend la valeur moyenne, Δ_{moy} (2) de ces valeurs comme paramètre d'analyse pour étudier l'écart entre les indications des deux capteurs.

$$\Delta_{moy} = \frac{\sum_{i=1}^n |\Delta_i|}{n} = \frac{\sum_{i=1}^n |\varepsilon_{P,i} - \varepsilon_{R,i}|}{n}. \quad (2)$$

Les résultats sont présentés pour tout l'intervalle de valeurs du courant étudié (de 0,5 kA à 60 kA). La figure 3 montre la variation de l'écart qui existe entre les indications des deux capteurs en termes de valeur de crête. Comme attendu, l'éventuelle différence qui existe entre les capteurs diminue avec l'augmentation du courant. Dans l'intervalle nominal d'utilisation des capteurs,

Tableau 1

Calcul des valeurs normées ; $i = 1 \dots n$, où n est le nombre d'acquisitions de chocs du même courant.

Paramètre de l'onde de choc	Transformateur Pearson	Bobine de Rogowski
Valeur de crête	$\varepsilon_{P,i}^U = \frac{\hat{U}_{P,i}}{\hat{U}_{P,moy}}$	$\varepsilon_{R,i}^U = \frac{\hat{U}_{R,i}}{\hat{U}_{R,moy}}$
Temps de front	$\varepsilon_{P,i}^{T1} = \frac{T_{1P,i}}{T_{1P,moy}}$	$\varepsilon_{R,i}^{T1} = \frac{T_{1R,i}}{T_{1R,moy}}$
Temps jusqu'à mi-valeur	$\varepsilon_{P,i}^{T2} = \frac{T_{2P,i}}{T_{2P,moy}}$	$\varepsilon_{R,i}^{T2} = \frac{T_{2R,i}}{T_{2R,moy}}$

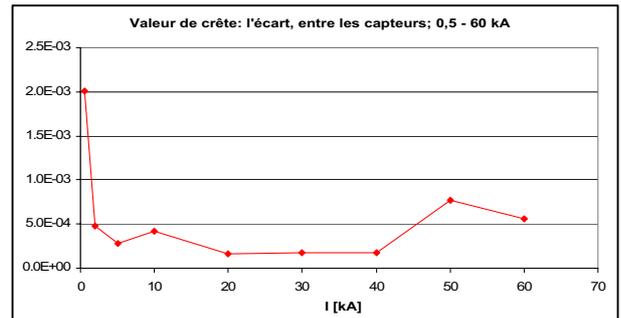


Fig. 3. – Différence entre les valeurs de crête indiquées par les deux capteurs de courant.

Tableau 2

Résultats de comparaison entre les indications des deux capteurs, de 5 kA à 40 kA.

Paramètre de l'onde 8/20 μ s	Valeur du paramètre d'analyse
Valeur de crête	$\Delta_{moy}^U = 2 \times 10^{-4}$
Temps de front	$\Delta_{moy}^{T1} = 2 \times 10^{-2}$
Temps jusqu'à mi-valeur	$\Delta_{moy}^{T2} = 5 \times 10^{-3}$

l'écart reste constant autour de 2×10^{-4} pour la valeur de crête, ce qui montre la linéarité des capteurs avec l'amplitude du courant.

Les écarts entre les indications de deux capteurs sont résumés dans le tableau 2 pour tous les paramètres de courant de choc de type 8/20 μ s.

Ces résultats ont permis de confirmer la pertinence de la méthode proposée qui réside dans la comparaison des deux capteurs de technologies différentes et ils témoignent de la linéarité des capteurs sur la gamme de courant étudiée, ce qui a assuré un point de départ pour établir la traçabilité.

4.2. Réponse en fréquence des capteurs

Il s'agit de transposer le coefficient de conversion d'un capteur de courant obtenu par étalonnage en régime établi, courant sinusoïdal à 50 Hz, aux ondes de choc.

On vise à démontrer la constance de la caractéristique de fréquence de chaque capteur utilisé : transformateur Pearson et bobine de Rogowski sur l'intervalle de

fréquence couvrant l'étendu spectral de l'onde analysée (de 50 Hz jusqu'à 100 kHz). Si cela est avéré alors on peut utiliser la même valeur du coefficient de conversion pour le régime établi et pour le régime impulsionnel.

Les premières investigations des caractéristiques en fréquence des capteurs ont commencé par la comparaison des spectres de fréquence des ondes de choc enregistrées acquises simultanément en sortie des capteurs. Les résultats obtenus indiquent une réponse en fréquence semblable pour les deux capteurs dont la différence se situe entre $[-4 \times 10^{-3}; 4 \times 10^{-3}]$ sur l'intervalle [100 Hz–20 kHz]. Il n'y a pas de discontinuités ni de fluctuations dans les bandes passantes des capteurs.

Cette analyse a été renforcée par une caractérisation en fréquence du transformateur à large bande Pearson [4] pour faibles courants. Deux méthodes d'étalonnage ont été utilisées :

- méthode utilisant une source de courant associée à des shunts étalons pour les mesures effectuées avec un signal de 100 A et de fréquence variable entre 40 Hz et 20 kHz ;
- méthode utilisant une résistance de 1 Ω connue par une méthode de résonance [5] pour les mesures effectuées avec un signal de 1 A, de fréquence 135 kHz et 935 kHz.

L'analyse de la réponse en fréquence des capteurs de courant indique une variation de 8×10^{-4} dans l'intervalle de 40 Hz à 20 kHz pour le coefficient de conversion du transformateur à large bande Pearson et une variation de 1×10^{-3} pour le coefficient de conversion de la bobine de Rogowski.

4.3. Réponse en fréquence de l'enregistreur numérique

Il est nécessaire de connaître la réponse en fréquence de l'enregistreur numérique utilisé dans la chaîne de mesure des impulsions de courant pour évaluer son influence sur la mesure des paramètres d'onde. Cette caractérisation a été effectuée en utilisant un calibrateur étalonné.

La caractérisation en fréquence de l'enregistreur numérique montre des variations de sa réponse inférieures à 3×10^{-3} qui apparaissent autour de 10 kHz sur toutes les voies et toutes les gammes de mesure. Ces variations ont un impact sur la mesure des paramètres de l'impulsion de courant de type 8/20 μ s dont l'essentiel du spectre en fréquence se situe dans l'intervalle [0–20 kHz]. Par conséquent, les corrections des mesures sont définies et appliquées fréquence par fréquence au moyen de la transformée de Fourier discrète du signal acquis.

4.4. Traçabilité des mesures de courant de choc

Le lien entre les mesures des impulsions de courant et les mesures de courant à 50 Hz repose sur l'utilisation de la bobine de Rogowski comme étalon de transfert et l'utilisation du transformateur à large bande, Pearson

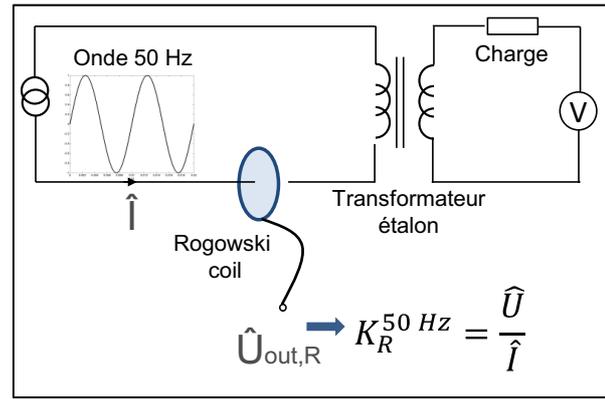


Fig. 4. – Schéma de principe d'étalonnage à 50 Hz.

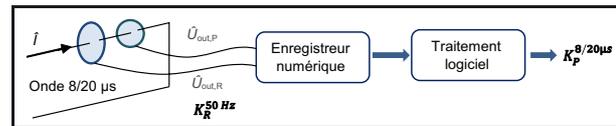


Fig. 5. – Lien entre les mesures des impulsions de courant et les mesures à 50 Hz.

comme étalon pour les impulsions de courant. On détermine d'abord (fig. 4), le coefficient de conversion de la bobine de Rogowski en régime établi (signal sinusoïdal à 50 Hz) pour un courant élevé (pour avoir un rapport signal sur bruit adéquat). Cette détermination se fait aux moyens de méthodes existantes et représente le point de raccordement. La même valeur est prise pour le coefficient de conversion des impulsions de type 8/20 μ s (sur la base de la linéarité en courant et en fréquence de la bobine de Rogowski).

On utilise le système de mesure pour les impulsions de courant et on expose les deux capteurs à la même impulsion de courant (fig. 5). Pour chaque voie, on applique les corrections en fréquence correspondantes à l'enregistreur numérique pour, ensuite, déterminer les paramètres de l'onde pour chaque capteur. À partir des expressions des coefficients de conversion de chaque capteur (1), le coefficient de conversion du capteur Pearson en régime impulsionnel peut être déterminé à l'aide de l'équation (3) :

$$K_P^{8/20 \mu s} = K_R^{50 \text{ Hz}} \times \text{Moyenne} \left(\frac{\hat{U}_P^{8/20 \mu s}}{\hat{U}_R^{8/20 \mu s}} \right). \quad (3)$$

La valeur du coefficient de conversion du transformateur Pearson est ensuite comparée à la valeur obtenue par étalonnage en régime établi à 50 Hz et pour un faible courant. Les résultats sont présentés dans la figure 6 et le tableau 3.

Ces résultats indiquent que le coefficient de conversion du capteur Pearson est constant à 0,05 % près dans l'intervalle de courant [5 kA–50 kA] (l'intervalle nominal d'utilisation du capteur). L'influence du bruit est bien indiquée par le résultat obtenu à 500 A, tandis que la saturation du transformateur à large bande Pearson explique la valeur obtenue à 60 kA.

Tableau 3

Comparaison des coefficients de conversion.

Régime	Bobine de Rogowski		Capteur Pearson	
	K_R (mV/A)	Incertitude élargie ($k = 2$)	K_P (mV·A ⁻¹)	Incertitude élargie ($k = 2$)
50 Hz	0,998 0	$8,2 \times 10^{-4} K_R$	10,045 8	$5,2 \times 10^{-4} K_P$
8/20 μ s	0,998 0	$1,4 \times 10^{-3} K_R$	10,041 4	$1,4 \times 10^{-3} K_P$

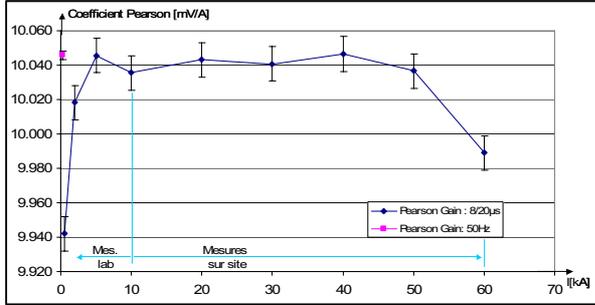


Fig. 6. – Relation entre les mesures des impulsions et l'étalonnage à 50 Hz.

La différence entre les valeurs $K_P^{50\text{ Hz}}$ et $K_P^{8/20\ \mu\text{s}}$ est de seulement 0,04 %, ce qui confirme l'approche choisie afin d'assurer la traçabilité des mesures des impulsions de courant.

5. Évaluation des incertitudes de mesure

Les calculs d'incertitude présentés dans ce paragraphe correspondent à l'utilisation du transformateur à large bande, Pearson de type 101, comme capteur de courant pour les ondes de choc de type 8/20 μ s et de l'enregistreur numérique Yokogawa SL1000, 12 bits, avec une fréquence d'échantillonnage de 100 méga-échantillons par seconde. Le capteur de courant a un coefficient de conversion nominal K de 10 mV·A⁻¹.

5.1. Incertitude de mesure de la valeur de crête de l'onde de courant

La valeur de crête, I_p , d'une onde de choc de courant de type 8/20 μ s est donnée par la relation :

$$I_p = \frac{1}{K_{8/20\ \mu\text{s}}} (CCD \cdot n + C_{\hat{U}}) \quad (4)$$

avec :

- $K_{8/20\ \mu\text{s}}$ (V/A), coefficient de conversion du capteur ;
- CCD (V/code), coefficient de conversion dynamique du système constitué de l'enregistreur numérique et ses atténuateurs d'entrée ; ce coefficient est obtenu par étalonnage de l'enregistreur : $CCD = \frac{U_0}{n_0}$, où U_0 est l'amplitude (en volt) du signal étalon utilisée pour l'étalonnage de l'enregistreur numérique (l'échelon étalon utilisé pour le calibrage) ; n_0 est l'amplitude en code numérique de l'onde étalon utilisée pour l'étalonnage de l'enregistreur ;

- n est l'amplitude en code numérique de la valeur de crête de l'onde mesurée par l'enregistreur ;
- $C_{\hat{U}}$ (V) est la correction sur la valeur de crête de l'onde acquise qui inclut les effets de la réponse en fréquence de l'enregistreur et l'influence de la longueur des câbles.

L'incertitude de mesure composée de la valeur de crête est donnée en valeur relative par la relation (5) :

$$\frac{u(I_p)}{I_p} = \sqrt{\left(\frac{u(K)}{K}\right)^2 + 2\left(\frac{u(n)}{n}\right)^2 + \left(\frac{u(U_0)}{U_0}\right)^2} \quad (5)$$

avec $\frac{u(n)}{n} = \frac{u(n_0)}{n_0}$.

Les composantes d'incertitude de détermination du coefficient de conversion, $K_{8/20\ \mu\text{s}}$ sont :

- $B1$: étalonnage à 50 Hz ;
- $B2$: linéarité avec l'amplitude du courant ;
- $B3$: linéarité en fréquence ;
- $B4$: connaissance de la position du capteur dans le circuit ;
- $B5$: effets de diaphonie entre capteurs ;
- $B6$: influence de la température sur le coefficient de conversion.

Les composantes d'incertitude associées à l'enregistreur numérique (n , U_0) sont :

- $B7$: erreur de quantification ;
- $B8$: décalage à zéro ;
- $B9$: gain ;
- $B10$: non-linéarité intégrale ;
- $B11$: échantillonnage ;
- $B12$: connaissance de la tension étalon U_0 ;
- $B13$: influence de la température sur l'enregistreur ;
- $B14$: perturbations électromagnétiques.

La composante d'incertitude sur la correction $C_{\hat{U}}$ est :

- $B15$: réponse en fréquence de l'enregistreur numérique.

Les composantes d'incertitude introduites par le logiciel sont :

- B16 : détermination de la valeur de référence ;
- B17 : définition de la valeur de crête.

5.1.1. B1 : Incertitude d'étalonnage à 50 Hz

Le rapport de conversion du capteur de courant à 50 Hz est déterminé, en utilisant le banc de mesure des impédances, comme le rapport de la tension de sortie du capteur (lue au moyen d'un multimètre étalon) et du courant qui parcourt le capteur, courant étalonné au moyen d'un shunt et d'un multimètre étalon. La méthode de mesure repose sur l'échantillonnage des signaux par le voltmètre numérique et le traitement des échantillons par transformée de Fourier discrète [6].

L'incertitude élargie sur la mesure du module d'une impédance est $5 \times 10^{-4} R$ ($k = 2$), pour des modules d'impédances compris entre 10 mΩ et 5 kΩ et pour des fréquences comprises entre 20 Hz et 20 kHz.

La composante d'incertitude liée à l'étalonnage à 50 Hz est $B1 = 2,5 \times 10^{-4}$.

5.1.2. B2 : Incertitude liée à la linéarité du coefficient de conversion du capteur Pearson avec l'amplitude du courant

Ce terme d'incertitude est obtenu à partir des mesures des impulsions de courant réalisées sur l'intervalle [0,5 kA–60 kA].

L'analyse de la linéarité des coefficients de conversion des capteurs est faite à partir des écarts entre leurs indications de la valeur de crête de l'impulsion (fig. 3).

La linéarité de la bobine de Rogowski est de $2,7 \times 10^{-5}$, valeur obtenue par étalonnage en régime établi à 50 Hz. On prend la valeur du paramètre d'analyse, Δ_{moy} , obtenu à 10 kA, comme valeur de référence. On détermine les différences entre le paramètre d'analyse et cette valeur de référence sur tout l'intervalle des mesures et on considère la valeur maximale (atteint à 500 A) comme l'étendue de la loi de distribution rectangulaire. Ainsi $B2 = 4,6 \times 10^{-4}$.

5.1.3. B3 : Incertitude liée à la linéarité en fréquence

La caractérisation en fréquence du capteur à large bande Pearson indique une non-linéarité de son coefficient de conversion de 8×10^{-4} dans l'intervalle de 40 Hz à 20 kHz bien inférieure à la variation de 1×10^{-3} obtenue pour le coefficient de la bobine de Rogowski. Ces résultats de mesure sont complétés par une analyse effectuée sur le spectre théorique de l'onde 8/20 μs.

L'onde de choc 8/20 μs est simulée par une double exponentielle et l'effet d'une perturbation introduite dans le spectre de l'onde sur la détermination de la valeur de crête

est évalué. Les résultats de cette analyse indiquent que l'effet le plus important sur la valeur de crête de l'onde est atteint si une perturbation apparaît dans le spectre de fréquence autour de 10 kHz. Une perturbation d'amplitude de 4×10^{-3} a un impact sur la valeur de crête de l'impulsion inférieure à 2×10^{-4} .

La non-linéarité en fréquence des capteurs est prise en compte par le terme d'incertitude $B3 = 2 \times 10^{-4}$.

5.1.4. B4 : Incertitude liée à la connaissance de la position du capteur dans le circuit

La position du conducteur primaire par rapport au centre du capteur est une source d'erreur importante [7], [8]. Pour réduire ces erreurs, des guides de câble ont été conçus et dimensionnés par rapport aux capteurs utilisés. Les mesures d'impulsion de courant jusqu'à 5 kA sont réalisées au moyen du banc d'étalonnage à barres rigides et l'utilisation des guides de câble est possible. Les mesures d'impulsion d'un courant supérieur nécessitent un montage de dimensions plus réduites et l'usage des guides n'est pas toujours possible.

L'évaluation de l'influence de la position du conducteur primaire par rapport au centre du capteur et l'effet de la non-orthogonalité entre le conducteur primaire et le plan du capteur ont été étudiés. Des mesures ont été effectuées à 5 kA en prenant comme référence le montage dans lequel les deux capteurs étaient centrés. La composante d'incertitude obtenue est $B4 = 2,2 \times 10^{-5}$.

5.1.5. B5 : Incertitude liée aux effets de diaphonie entre capteurs

L'effet de proximité des capteurs a été étudié en mesurant des impulsions de type 8/20 μs de valeur de crête 5 kA et en augmentant la distance entre les capteurs de 5 cm à 50 cm. L'effet obtenu est équivalent à un changement dans le gain de l'un des capteurs de $1,4 \times 10^{-4}$ pour une distance de 5 cm entre les capteurs.

L'incertitude relative à la diaphonie entre les capteurs est déterminée pour des variations de distance entre les capteurs de 1 cm et en appliquant une loi de distribution rectangulaire :

$$B5 = \frac{1,4 \times 10^{-4}/5}{\sqrt{3}} = 1,6 \times 10^{-5}.$$

5.1.6. B6 : incertitude liée à l'influence de la température sur le coefficient de conversion

L'influence de la température sur le coefficient de conversion du capteur Pearson, modèle 101, a été évaluée par des mesures du coefficient de conversion dans une enceinte contrôlée en température [9].

La température de l'enceinte a été augmentée et stabilisée autour de 50 °C. Dix impulsions successives

de 350 A en valeur de crête ont été générées. Les résultats ainsi obtenus ont été comparés avec ceux des mesures effectuées dans une enceinte à température ambiante (à environ 23 °C).

On détermine l'influence de la température sur le capteur Pearson à $7 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ (0,02 %/30 K).

Les mesures des impulsions de courant ont été effectuées dans une salle régulée en température à $(23,0 \pm 0,5) ^\circ\text{C}$, l'humidité étant inférieure à 60 %.

La variation de $\pm 0,5 ^\circ\text{C}$ génère une incertitude liée à la température (exprimée dans l'incertitude liée au coefficient de conversion du capteur Pearson) de :

$$B6 = \frac{0,5 \times 7 \times 10^{-6}}{\sqrt{2}} = 2,5 \times 10^{-6}.$$

5.1.7. B7 : Incertitude liée à l'erreur de quantification

L'enregistreur numérique utilisé a une résolution de 12 bits, une bande passante de 20 MHz et une fréquence d'échantillonnage maximale de 100 mégaséchantillons par seconde. Dans les spécifications du constructeur, une tension pleine échelle correspond à 3 000 codes.

Les composants d'incertitude sont déterminées en considérant un signal d'amplitude égale à 95 % de la pleine échelle (soit 2 850 codes).

La caractérisation de l'enregistreur numérique [3] indique, en régime statique, une non-linéarité différentielle centrée de $\pm 0,4$ du pas de quantification moyen. Cela donne l'incertitude relative à la quantification (en 1σ et en considérant une loi de distribution rectangulaire) de :

$$B7 = \frac{0,8}{2\sqrt{3}} \times \frac{1}{2\,850} = 0,8 \times 10^{-4}.$$

5.1.8. B8 : Incertitude sur le décalage à zéro

Les erreurs de décalage à zéro et de gain sont égales à zéro si l'enregistreur est étalonné immédiatement avant et après son utilisation. Si l'enregistreur est étalonné uniquement avant les essais, il est nécessaire de tenir compte de la stabilité du décalage à zéro et du gain.

Les spécifications du constructeur concernant la stabilité du décalage à zéro indiquent le coefficient de variation avec la température de $\pm(0,1 \times 10^{-2} \text{ Cal}) \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$, avec Cal la valeur du calibre utilisé pendant la mesure.

Une valeur de $0,1 \times 10^{-2} \times \text{Cal}$ représente 1,5 codes soit une erreur relative de 1/2 850 pour un signal couvrant 95 % de la pleine échelle. Pour une température maîtrisée à $\pm 0,5 ^\circ\text{C}$, l'incertitude liée à la dérive du décalage à zéro sous l'effet d'une variation de température au cours des mesures est (en 1σ et en considérant une loi normale) :

$$B8 = \frac{1}{3} \times \frac{1,5}{2\,850} \times 0,5 = 0,4 \times 10^{-4}.$$

5.1.9. B9 : Incertitude sur le gain

Les spécifications constructeur concernant la stabilité du gain sont : $\pm(0,05 \times 10^{-2} \text{ Cal}) \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$.

Une valeur de 0,05 % du calibre correspond à 0,75 codes, soit une erreur relative de 0,75/2 850 pour un signal mesuré d'amplitude 2 850 codes. On considère une distribution normale de l'erreur autour de sa valeur moyenne et on obtient l'incertitude relative à la dérive du gain sous l'effet de la température de :

$$B9 = \frac{1}{3} \times \frac{0,75}{2\,850} \times 0,5 = 0,4 \times 10^{-4}.$$

5.1.10. B10 : incertitude due à la non-linéarité intégrale

La caractérisation de l'enregistreur Yokogawa SL1000 indique une non-linéarité (NLI) maximale de l'ordre de $\pm 2 \times 10^{-4}$ de la pleine échelle, soit :

$$(3\,000 \text{ codes}) \times 2 \times 10^{-4} < 0,6 \text{ code}.$$

Pour un signal mesuré avec une amplitude de 95 % de la pleine échelle, l'incertitude relative due à la NLI est donc (en considérant une loi de distribution rectangulaire) :

$$B10 = \frac{0,6}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{2\,850} = 1,2 \times 10^{-4}.$$

5.1.11. B11 : Incertitude liée à l'échantillonnage

La période d'échantillonnage spécifiée par le constructeur est au minimum de 10 ns et reste relativement faible devant la durée pendant laquelle la valeur de crête de l'impulsion peut être considérée constante (quelques centaines de nanosecondes). Par conséquent, cette composante d'incertitude sera négligée. $B11 = 0$.

Les composants d'incertitude de B7 à B11 sont les incertitudes sur l'amplitude (en codes) de la valeur de crête de l'impulsion mesurée au moyen de l'enregistreur :

$$\begin{aligned} \frac{u(n)}{n} &= \sqrt{B7^2 + B8^2 + B9^2 + B10^2 + B11^2} \\ &= 1,55 \times 10^{-4}. \end{aligned}$$

5.1.12. B12 : Incertitude liée à la connaissance de la tension étalon, U_0

Le coefficient de conversion dynamique (CCD) de l'enregistreur numérique est déterminé suite à un étalonnage par échelon. La tension continue appliquée, U_0 est connue avec une incertitude relative de 1×10^{-4} (en 1σ) ce qui donne le terme d'incertitude à prendre en compte : $B12 = 1 \times 10^{-4}$.

5.1.13. B13 : Incertitude liée à l'influence de la température sur l'enregistreur

Ce terme peut être négligé car l'enregistreur numérique a été utilisé à la température d'étalonnage : $B13 = 0$.

Tableau 4

Bilan d'incertitude de détermination de la valeur de crête au moyen de l'enregistreur numérique.

Source d'incertitude	Contrib. à l'incertitude $u(y_i) = c_i u(x_i)$
B7 : quantification	$0,8 \times 10^{-4}$
B8 : décalage à zéro	$0,4 \times 10^{-4}$
B9 : gain	$0,4 \times 10^{-4}$
B10 : non-linéarité intégrale	$1,2 \times 10^{-4}$
B11 : échantillonnage	0
Incertitude liée à la connaissance de n	$1,5 \times 10^{-4}$
Incertitude liée à la connaissance de n_0	$1,5 \times 10^{-4}$
B12 : tension de l'échelon, U_0	$1,0 \times 10^{-4}$
B13 : température	0
B14 : perturbations	0
Incertitude type composée ($k = 1$)	$3,3 \times 10^{-4}$

5.1.14. B14 : Incertitude relative aux perturbations électromagnétiques

Les perturbations peuvent être induites par un champ électromagnétique transitoire ou conduites par les fils de mesure ou d'alimentation. La détermination de la valeur de crête de l'onde de choc de type 8/20 μs s'effectue en calculant la valeur moyenne d'au moins 10 acquisitions après avoir appliqué un filtre pour réduire les effets du bruit de quantification de l'enregistreur. L'influence des perturbations sur la détermination de la valeur crête de l'onde sera négligeable : $B14 = 0$.

Les composantes d'incertitude liées à l'enregistreur numérique sont résumées dans le tableau 4.

5.1.15. B15 : Incertitude liée à la réponse en fréquence de l'enregistreur

Les corrections liées à la réponse en fréquence de l'enregistreur numérique sont appliquées fréquence par fréquence sur le signal acquis au moyen de la transformée de Fourier discrète. Ce traitement est appliqué sur chaque voie en fonction du calibre utilisé. Le terme d'incertitude introduit par ce traitement est pris égal à l'incertitude composée de l'enregistreur :

$$B15 = 3,27 \times 10^{-4}.$$

5.1.16. B16 : Incertitude sur la détermination de la valeur de référence

La valeur de référence est donnée par la moyenne calculée sur les 1000 premiers échantillons. La taille du pré-trigger est au moins égale à ce nombre des échantillons. L'erreur de détermination du niveau zéro est négligeable : $B16 = 0$.

Tableau 5

Bilan d'incertitude sur la détermination de la valeur de crête.

Composante		Incertitude relative $u(x_i)/x_i$
Coeff. de conversion du tore Pearson	B1 : Étalonnage à 50 Hz	$2,5 \times 10^{-4}$
	B2 : Linéarité avec le niveau de courant	$4,6 \times 10^{-4}$
	B3 : Linéarité en fréquence	$2,0 \times 10^{-4}$
	B4 : Position dans le circuit	$2,2 \times 10^{-5}$
	B5 : Diaphonie entre capteurs	$1,6 \times 10^{-5}$
	B6 : Température	$2,5 \times 10^{-6}$
B7 – B14 : Enregistreur numérique		$3,3 \times 10^{-4}$
B15 : Réponse en fréquence de l'enregistreur		$3,3 \times 10^{-4}$
Logiciel	B16 : Valeur de référence	0
	B17 : Définition de la valeur de crête	0
Incertitude type composée ($k = 1$)		$7,3 \times 10^{-4}$
Incertitude élargie ($k = 2$)		$1,4 \times 10^{-3}$

5.1.17. B17 : Incertitude liée à la définition de la valeur de crête

L'erreur sur la détermination de la valeur de crête ne dépend pas de la détection de celle-ci mais de la définition qu'on en fait et des traitements éventuels que l'on applique sur l'onde mesurée avant analyse (dépouillement sur données brutes ou filtrées, détection d'oscillations sur la crête). Les calculs effectués par le logiciel étant basés sur des fonctions mathématiques de base, l'erreur introduite est négligeable : $B17 = 0$.

Toutes les composantes d'incertitude sur la détermination de la valeur de crête d'une onde de courant de type 8/20 μs sont résumées dans le tableau 5.

5.2. Relations d'influence entre la valeur de crête et les paramètres temporels

L'exactitude des paramètres temporels (T_1 , T_2) dépend de celle avec laquelle on détermine la tension de crête de l'onde mesurée et les temps caractéristiques t_{10} , t_{90} , t_{50} . Nous présentons d'abord les relations d'influence permettant d'estimer les écarts de détermination des paramètres de temps lorsqu'une erreur est commise dans la mesure de la valeur de crête (I_p).

5.2.1. Influence sur le temps de front, T_1 , d'une erreur sur la mesure de la valeur de crête

L'onde de choc de courant peut être décrite par une bi-exponentielle :

$$i(t) = I_p A (e^{-at} - e^{-bt}). \quad (6)$$

Le temps de front de l'onde est calculé [1] par la relation :

$$T_1 = 1,25 (t_{90} - t_{10}), \quad (7)$$

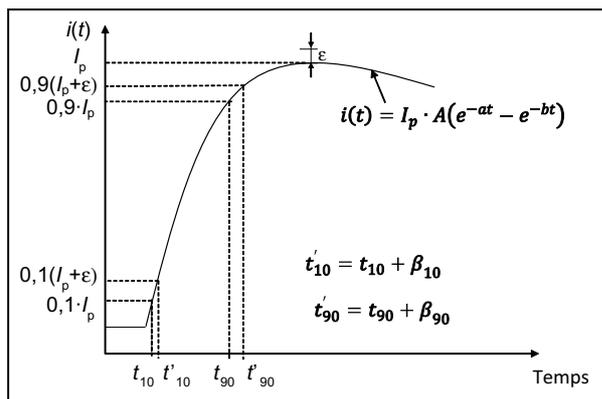


Fig. 7. – Influence sur t_{10} et t_{90} d'une erreur ε positive sur la valeur de crête.

où t_{10} et t_{90} sont les instants où le courant atteint (pour la première fois) 10 % et 90 % de la valeur de crête :

$$i(t_{10}) = 0,1I_p; \quad i(t_{90}) = 0,9I_p. \quad (8)$$

On considère qu'une telle onde est appliquée au système de mesure et qu'il y a une erreur, ε de détection de la valeur de crête (fig. 7).

On mesure alors :

$$I'_p = I_p + \varepsilon \quad (\text{avec } \varepsilon > 0 \text{ ou } \varepsilon < 0). \quad (9)$$

Cette erreur conduit à la détermination des valeurs erronées, t'_{10} , t'_{90} et par conséquent de T_1 . En notant :

$$t'_{10} = t_{10} + \beta_{10} \quad \text{et} \quad t'_{90} = t_{90} + \beta_{90}, \quad (10)$$

où β_{10} et β_{90} sont les erreurs induites sur les temps t_{10} et t_{90} .

Les temps t_{10} et t'_{10} sont déduits de la relation (6). On obtient le système d'équations :

$$i(t_{10}) = 0,1I_p = I_p A (e^{-at_{10}} - e^{-bt_{10}}) \quad (11)$$

$$i(t'_{10}) = 0,1(I_p + \varepsilon) = I_p A (e^{-at'_{10}} - e^{-bt'_{10}}). \quad (12)$$

En remplaçant t'_{10} dans (12) par la relation (10) et en soustrayant les équations (11) et (12), il vient :

$$0,1\varepsilon = I_p A (e^{-at_{10}} e^{-a\beta_{10}} - e^{-bt_{10}} e^{-b\beta_{10}}) - I_p A (e^{-at_{10}} - e^{-bt_{10}}). \quad (13)$$

Pour un choc de courant de type 8/20 μs , les paramètres a et b ont respectivement pour valeur $0,091 \mu\text{s}^{-1}$ et $0,150 \mu\text{s}^{-1}$ et β_{10} est de l'ordre d'une fraction de microseconde. On peut donc écrire l'approximation suivante (en négligeant les termes d'ordre supérieur à 1) :

$$e^{-a\beta_{10}} = 1 - a\beta_{10} \quad \text{et} \quad e^{-b\beta_{10}} = 1 - b\beta_{10}. \quad (14)$$

On a alors :

$$\beta_{10} = \frac{0,1\varepsilon}{I_p \cdot A} \frac{1}{(-ae^{-at_{10}} + be^{-bt_{10}})}. \quad (15)$$

Tableau 6

Coefficients théoriques pour une onde de type 8/20 μs .

	γ_{10} (μs)	γ_{90} (μs)	γ_{50} (μs)
Onde 8/20 μs	0,383	1,68	-3,24

En introduisant l'erreur relative ε_r sur la détermination de la valeur de crête,

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{I_p}$$

et un coefficient constant γ_{10} ne dépendant que des paramètres de forme de l'onde et de la valeur attendue (ou théorique) de t_{10} ,

$$\gamma_{10} = \frac{1}{A(-ae^{-at_{10}} + be^{-bt_{10}})} \quad (16)$$

on peut réécrire β_{10} sous la forme (17) :

$$\beta_{10} = 0,1\varepsilon_r \gamma_{10}. \quad (17)$$

Le même développement peut être transposé pour la détermination de l'erreur β_{90} et l'on a :

$$\gamma_{90} = \frac{1}{A(-ae^{-at_{90}} + be^{-bt_{90}})} \quad (18)$$

$$\text{et } \beta_{90} = 0,9\varepsilon_r \gamma_{90}. \quad (19)$$

Il nous est alors possible de déterminer l'erreur $\Delta T_1 = T'_1 - T_1$ sur la valeur de T_1 :

$$\Delta T_1 = 1,25(\beta_{90} - \beta_{10}) \quad (20)$$

soit, l'erreur relative :

$$\frac{\Delta T_1}{T_1} = 1,25 \frac{\varepsilon_r}{T_1} (0,9\gamma_{90} - 0,1\gamma_{10}). \quad (21)$$

La valeur des coefficients γ_{10} et γ_{90} est donnée dans le tableau 6 pour une onde de type 8/20 μs .

Avec $A = 48$, $a = 0,091 \mu\text{s}^{-1}$, $b = 0,150 \mu\text{s}^{-1}$, $t_{10} = 0,33 \mu\text{s}$, $t_{90} = 5,14 \mu\text{s}$, $t_{50} = 23,10 \mu\text{s}$.

On obtient la relation de l'erreur relative sur le temps de front suivante :

$$\frac{\Delta T_1}{T_1} = 1,85 \times 10^{-6} \times \frac{\varepsilon_r}{T_1}. \quad (22)$$

5.2.2. Influence sur le temps jusqu'à mi-valeur d'une erreur sur la mesure de la valeur de crête

Le temps jusqu'à mi-valeur est donné par la relation :

$$T_2 = t_{50} - x = t_{50} - \frac{0,9t_{10} - 0,1t_{90}}{0,8} \quad (23)$$

où x correspond à l'origine virtuelle et t_{50} au temps de passage par le point d'ordonnée $i(t_{50}) = 0,5I_p$ sur la queue de l'onde (fig. 2).

L'erreur sur t_{50} consécutive à celle sur I_p est obtenue par un raisonnement identique à celui développé dans le paragraphe 5.2.1. En posant $t'_{50} = t_{50} + \beta_{50}$, il vient :

$$\gamma_{50} = \frac{1}{A(-ae^{-at_{50}} + be^{-bt_{50}})}$$

$$\text{et } \beta_{50} = 0,5\epsilon_r\gamma_{50}. \quad (24)$$

L'erreur sur le temps jusqu'à mi-valeur, $\Delta T_2 = T'_2 - T_2$ est alors :

$$\Delta T_2 = \beta_{50} - \frac{0,9\beta_{10} - 0,1\beta_{90}}{0,8} \quad (25)$$

d'où l'erreur relative :

$$\frac{\Delta T_2}{T_2} = \frac{\epsilon_r}{T_2} (0,5\gamma_{50} + 0,11\gamma_{90} - 0,11\gamma_{10}) \quad (26)$$

avec γ_{10} , γ_{50} et γ_{90} donnés dans le tableau 6 et ϵ_r l'erreur relative sur la valeur de crête de l'onde de choc.

On obtient la relation :

$$\frac{\Delta T_2}{T_2} = -1,47 \times 10^{-6} \times \frac{\epsilon_r}{T_2}. \quad (27)$$

5.3. Incertitude sur la mesure du temps de front T_1 d'une onde de type 8/20 μs

Les différents composantes d'incertitude de détermination du temps de front sont soit directement liées à la mesure du temps, soit résultent d'erreurs de détection de la valeur de crête (paramètres d'influence) et/ou du repérage des points particuliers t_{10} et t_{90} . Les paramètres de temps : T_1 , T_2 sont déterminés sur le signal brut numérisé par l'enregistreur. L'incertitude sur la détermination de la valeur de crête au moyen de l'enregistreur a une influence certaine sur le temps à mesurer, de même que l'incertitude sur la valeur de la période d'échantillonnage (conversion des paramètres temporels en seconde).

Deux cas peuvent se présenter selon que l'enregistreur numérique a été ou n'a pas été étalonné pour la mesure des temps à l'aide d'un générateur étalon. Nous nous situons dans le deuxième cas. On estime alors, une à une, les composantes d'incertitude liées aux défauts de l'enregistreur numérique et au logiciel d'analyse :

- incertitude due à la non-linéarité de la base de temps, δ_{nlbtT1} ;
- incertitude due à la non-linéarité intégrale statique (relations d'influence entre I_p , t_{10} , t_{90}), δ_{nliT1} ;
- incertitude due à l'erreur de gain, δ_{gT1} ;
- incertitude due à la quantification de l'onde, δ_{qT1} ;
- incertitude due aux erreurs d'échantillonnage, δ_{echT1} ;
- incertitude liée au logiciel d'analyse, δ_{logT1} ;
- incertitude due aux perturbations autour de la crête, δ_{pertT1} ;
- incertitude due à la méthode de comparaison, δ_{meth} .

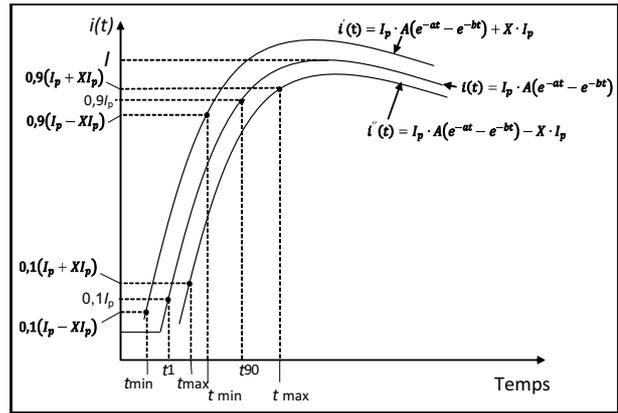


Fig. 8. – Influence sur t_{10} et t_{90} d'une erreur NLI ϵ positive sur la valeur de crête.

5.3.1. Incertitude liée à la non-linéarité de la base de temps, δ_{nlbtT1}

Les caractéristiques de l'enregistreur numérique spécifie une non-linéarité intégrale de la base de temps inférieure à 0,01 % de T_x où T_x est la durée de la fenêtre d'analyse utilisée ($T_x = 50 \mu\text{s}$ dans notre cas). L'incertitude relative sur la mesure de T_1 est donc (en 1σ , loi de probabilité normale) :

$$\delta_{nlbtT1} = \frac{1}{3} \times \frac{1 \times 10^{-4} \times 50 \times 10^{-6}}{T_1}, \quad T_1 = 8 \mu\text{s}$$

$$\delta_{nlbtT1} = 2,08 \times 10^{-4}.$$

5.3.2. Incertitude associée à la non-linéarité intégrale (NLI) statique (relations d'influence entre I_p , t_{10} , t_{90}), δ_{nliT1}

L'erreur due à la NLI résulte d'une combinaison d'erreurs possibles sur la valeur de crête (I_p), le point à 10 % (I_{10} , t_{10}) et le point à 90 % (I_{90} , t_{90}).

La caractérisation de l'enregistreur Yokogawa SL1000 indique une erreur de NLI au maximum égale à 0,02 % de la pleine échelle soit environ 1 code. La valeur de crête maximale des ondes mesurées étant de l'ordre de 1500 codes, l'erreur relative maximale (éventuelle) sur les valeurs de I_p , I_{10} , I_{90} est égale à :

$$X = \frac{1}{1500} \times 100 = 0,067 \%.$$

On cherche à évaluer l'erreur sur T_1 sachant que l'onde mesurée se situe nécessairement à l'intérieur du gabarit délimité par les ondes d'équations (fig. 8) :

$$i'(t) = I_p A (e^{-at} - e^{-bt}) + X I_p$$

$$i''(t) = I_p A (e^{-at} - e^{-bt}) - X I_p.$$

L'erreur sur le temps de front est directement liée aux erreurs sur la détermination des temps t_{10} et t_{90} dont les valeurs possibles se situent respectivement dans les intervalles $[t_{min}, t_{max}]$ et $[t'_{min}, t'_{max}]$. Les bornes de ces deux intervalles sont calculées de la manière suivante.

– t_{\min} est obtenu lorsque :

$$\begin{aligned} i'(t_{\min}) &= 0,1(I_p - XI_p) \\ &= I_p A (e^{-at_{\min}} - e^{-bt_{\min}}) + XI_p \end{aligned}$$

t_{\min} est le résultat de l'équation :

$$e^{-at_{\min}} - e^{-bt_{\min}} + \frac{1,1X - 0,1}{A} = 0$$

– t_{\max} est obtenu lorsque :

$$\begin{aligned} i''(t_{\max}) &= 0,1(I_p + XI_p) \\ &= I_p A (e^{-at_{\max}} - e^{-bt_{\max}}) - XI_p \end{aligned}$$

t_{\max} est le résultat de l'équation :

$$e^{-at_{\max}} - e^{-bt_{\max}} - \frac{1,1X + 0,1}{A} = 0$$

– t'_{\min} est obtenu lorsque :

$$\begin{aligned} i'(t'_{\min}) &= 0,9(I_p - XI_p) \\ i'(t'_{\min}) &= I_p A (e^{-at'_{\min}} - e^{-bt'_{\min}}) + XI_p \end{aligned}$$

t'_{\min} est le résultat de l'équation :

$$e^{-at'_{\min}} - e^{-bt'_{\min}} + \frac{1,9X - 0,9}{A} = 0$$

– t'_{\max} est obtenu lorsque :

$$\begin{aligned} i''(t'_{\max}) &= 0,9(I_p + XI_p) \\ &= I_p A (e^{-at'_{\max}} - e^{-bt'_{\max}}) - XI_p \end{aligned}$$

t'_{\max} est le résultat de l'équation :

$$e^{-at'_{\max}} - e^{-bt'_{\max}} - \frac{1,9X + 0,9}{A} = 0.$$

Sur la figure 8, on constate aisément que la valeur du temps de front peut être comprise entre les valeurs extrêmes :

$$T_{1\min} = 1,25(t'_{\min} - t_{\max}) \text{ et } T_{1\max} = 1,25(t'_{\max} - t_{\min})$$

En supposant l'erreur relative maximale sur l'amplitude du courant $X = 0,067\%$, on obtient l'étendue de l'erreur sur le temps de front donnée par :

$$|T_{1\max} - T_{1\min}| = 7,4 \times 10^{-9} \text{ s.}$$

On estime l'incertitude relative sur la valeur de T_1 en 1σ :

$$\begin{aligned} \delta_{\text{nl}T_1} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{|T_{1\max} - T_{1\min}|}{2} \times \frac{1}{T_1} \\ \delta_{\text{nl}T_1} &= 2,67 \times 10^{-4}. \end{aligned}$$

5.3.3. Incertitude associée à l'erreur de gain, δ_{gT_1}

L'erreur de gain entraîne une erreur sur la valeur de crête qui se répercute sur l'évaluation du temps de front T_1 . L'erreur engendrée sur T_1 sera calculée à l'aide de la relation (22). La valeur relative ϵ_r est égale à :

$$\epsilon_r = \frac{0,75 \times 5}{2 \ 850} = 1,3 \times 10^{-3},$$

calculée à partir des spécifications sur la stabilité du gain de l'enregistreur numérique Yokogawa : 0,75 codes pour un signal d'amplitude 2 850 codes (95 % de la pleine échelle) et pour une variation de la température de 5 °C.

L'incertitude relative sur l'évaluation du temps de front est égale à :

$$\delta_{gT_1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{\Delta T_1}{T_1} = 1,74 \times 10^{-4}.$$

5.3.4. Incertitude liée à la quantification de l'onde, δ_{qT_1}

L'erreur associée à la quantification du signal, augmentée de la non-linéarité différentielle (NLD), peut entraîner une erreur de détermination de la valeur de crête. L'erreur relative induite sur la valeur du T_1 est calculée à l'aide de la relation (22). La valeur relative ϵ_r est égale à :

$$\epsilon_r = \frac{0,8\text{Cal}}{1 \ 500} \times \frac{1}{0,95\text{Cal}} = 5,61 \times 10^{-4}.$$

L'incertitude relative sur l'évaluation du temps de front est égale à (en 1σ) :

$$\delta_{qT_1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{\Delta T_1}{T_1} = 7,49 \times 10^{-5}.$$

5.3.5. Incertitude liée aux erreurs d'échantillonnage, $\delta_{\text{ech}T_1}$

L'incertitude de mesure liée aux erreurs d'échantillonnage provient d'une part, de l'erreur sur la détermination directe des temps t_{10} , t_{90} et, d'autre part, de l'erreur sur la détermination de la valeur de crête.

L'évaluation des instants t_{10} et t_{90} se fait avec une erreur maximale égale à $\pm T_e/2$ et induit une incertitude de $\pm \frac{1}{3} \times \frac{T_e}{2}$ si l'on considère que cette erreur est totalement aléatoire.

La variance du temps de front $T_1 = 1,25(t_{90} - t_{10})$ est alors égale à :

$$\begin{aligned} u^2(T_1) &= (1,25)^2 \times (u^2(t_{90}) + u^2(t_{10})) \\ &= 2 \times (1,25)^2 \times \left(\frac{1}{3} \times \frac{T_e}{2}\right)^2. \end{aligned}$$

L'enregistreur numérique Yokogawa SL1000 a été utilisé avec une période d'échantillonnage, $T_e = 10$ ns, d'où l'incertitude relative :

$$\begin{aligned} \delta_{\text{ech}T_1} &= \frac{u(T_1)}{T_1} = 1,25 \times \sqrt{2} \times \frac{1}{3} \times \frac{10^{-8}}{2 \times 8 \times 10^{-6}} \\ &= 3,68 \times 10^{-4}. \end{aligned}$$

5.3.6. Incertitude associée au logiciel d'analyse, $\delta_{\log T_1}$

Les erreurs introduites par le logiciel peuvent provenir de la détermination de la valeur de référence, de la détection de la valeur de crête et du repérage des instants particuliers t_{10} et t_{90} , ainsi que des calculs.

L'erreur sur la détermination du niveau de référence est négligeable car il est obtenu par la moyenne sur les 1000 premiers échantillons correspondant à la taille du pré-trigger.

L'erreur sur la détermination de la valeur de crête est négligeable, comme expliqué dans le paragraphe 5.1 (composante B17).

Les temps t_{10} et t_{90} sont obtenus de façon très précise par interpolation entre les points qui leur sont immédiatement inférieur et supérieur. En conséquence, on néglige la composante d'incertitude pouvant résulter de leur détermination.

$$\delta_{\log T_1} = 0.$$

5.3.7. Incertitude associée aux perturbations autour de la crête, $\delta_{\text{pert}T_1}$

Les perturbations électromagnétiques peuvent affecter la détection de la tension crête et/ou des instants particuliers t_{10} et t_{90} et entraîner une incertitude sur la détermination du temps de front. L'incertitude est calculée de façon identique à la composante relative à la NLI de l'enregistreur.

Quelle que soit la fréquence des perturbations, d'amplitude maximale X % de I_p , l'onde mesurée est nécessairement comprise dans le gabarit délimité par les ondes d'équation $i'(t)$ et $i''(t)$.

On estime l'incertitude relative sur la valeur de T_1 à (en 1σ – distribution aléatoire de la position des perturbations d'un choc mesuré à un autre) :

$$\delta_{\text{pert}T_1} = \frac{1}{3} \frac{|T_{1\max} - T_{1\min}|}{2} \frac{1}{T_1}.$$

Pour une onde de type 8/20 μs normalisée et un taux de perturbation égal à $X = \pm 0,3$ % (0,6 % crête à crête), on obtient

$$|T_{1\max} - T_{1\min}| = 67 \times 10^{-9} \text{ s}$$

$$\text{et } \delta_{\text{pert}T_1} = 1,4 \times 10^{-3}.$$

5.3.8. Incertitude relative à la méthode de comparaison, δ_{meth}

Une incertitude évaluée par une méthode de type A calculée sur des mesures répétitives de temps de front réalisées au moyen d'un seul capteur de courant ne peut pas être prise en compte car cela traduirait tout simplement les variations du générateur de courant de choc.

On peut seulement considérer le paramètre d'analyse de l'écart entre les indications des deux capteurs de courant exposés simultanément au même courant de choc. Pour le temps de front, T_1 , ce paramètre a la valeur : $\Delta_{\text{moy}}^{T_1} = 2 \times 10^{-2}$. En considérant une loi de distribution rectangulaire (le même approche que celui appliqué pour la valeur de crête), on obtient l'incertitude relative :

$$\delta_{\text{meth}} = 5,77 \times 10^{-3}.$$

L'incertitude composée sur la mesure du temps de front T_1 correspond à la somme quadratique des composantes détaillées dans ce paragraphe :

$$\delta_{T_1} = \sqrt{\delta_{\text{nlt}T_1}^2 + \delta_{\text{nli}T_1}^2 + \delta_{gT_1}^2 + \delta_{qT_1}^2 + \delta_{\text{ech}T_1}^2 + \delta_{\text{pert}T_1}^2 + \delta_{\text{meth}}^2}.$$

5.4. Incertitude sur la mesure du temps jusqu'à mi-valeur, T_2 , d'une onde de type 8/20 μs

Les différents composantes intervenant dans la détermination de l'incertitude sur la mesure du temps jusqu'à mi-valeur sont soit directement liées à la mesure des temps, soit résultent d'erreurs sur la détection de la valeur de crête (relations d'influence) et/ou des instants particuliers t_{10} , t_{50} et t_{90} .

On rappelle que le temps jusqu'à mi-valeur, T_2 , est dépendant des instants t_{10} et t_{90} par l'intermédiaire de l'origine conventionnelle (x) à partir de laquelle il est déterminé (23).

$$T_2 = t_{50} - x = t_{50} - \frac{0,9t_{10} - 0,1t_{90}}{0,8}.$$

Les composantes d'incertitudes sont les mêmes que pour le temps de front. Pour leur estimation, on suit le même raisonnement que celui présenté dans le paragraphe 5.3.

Les composantes d'incertitude sur la mesure du temps de front, T_1 et du temps jusqu'à mi-valeur, T_2 sont présentées en résumés dans le tableau 7.

L'incertitude élargie ($k = 2$) retenue pour les paramètres temps (T_1 et T_2) est de 1,5 %. Cette valeur répond largement aux exigences de la norme qui vise une valeur de 10 % pour l'incertitude de mesure des paramètres temporels d'un système de mesure approuvé.

6. Conclusions

Un système de mesure de courant de choc de type 8/20 μs (temps de front, temps jusqu'à mi-valeur) a été réalisé et caractérisé. Ce système est constitué de deux capteurs de courant mettant en œuvre des technologies complémentaires : un capteur à large bande de type Pearson et une bobine de Rogowski. Il comprend également un enregistreur numérique de type Yokogawa SL1000, un circuit à barres rigides et le logiciel qui pilote l'acquisition et le traitement des données.

Tableau 7

Bilan d'incertitude sur la mesure de T_1 et T_2 pour les courants de choc de type 8/20 μ s.

Composante d'incertitude	$u(T_1)/T_1$	$u(T_2)/T_2$
δ_{nlbt}	$2,08 \times 10^{-4}$	$8,33 \times 10^{-4}$
δ_{nli}	$2,67 \times 10^{-4}$	$3,42 \times 10^{-4}$
δ_g	$1,74 \times 10^{-4}$	$5,52 \times 10^{-4}$
δ_q	$7,49 \times 10^{-5}$	$2,38 \times 10^{-5}$
δ_{ech}	$3,68 \times 10^{-4}$	$3,77 \times 10^{-4}$
δ_{log}	0	0
δ_{pert}	$1,40 \times 10^{-3}$	$3,10 \times 10^{-3}$
δ_{meth}	$5,77 \times 10^{-3}$	$1,44 \times 10^{-3}$
Incertitude type composée ($k = 1$)	$5,96 \times 10^{-3}$	$3,46 \times 10^{-3}$
Incertitude élargie ($k = 2$)	$1,2 \times 10^{-2}$	$6,9 \times 10^{-3}$

Ce système de mesure utilise la bobine de Rogowski comme étalon de transfert (étalonnage à 50 Hz) et le capteur de courant de type Pearson comme étalon de travail pour les chocs de courant. La traçabilité de mesure de paramètres de courant de choc est assurée au SI au moyen des transformateurs étalons de courant pour la valeur de crête et par l'étalonnage de la base de temps de l'enregistreur numérique pour les paramètres temporels.

Le système est caractérisé d'un point de vue métrologique pour la mesure de courant de type 8/20 μ s de valeur de crête comprise entre 5 kA et 50 kA en. Un bilan d'incertitude a été réalisé pour chacun des paramètres définissant l'impulsion de courant. Les valeurs des incertitudes élargies ($k = 2$) sont 1,4 mA/A pour la valeur de crête (I_p) et 15 ns/ μ s pour le temps de front T_1 et le temps jusqu'à mi-valeur T_2 .

Le système de mesure peut être utilisé pour réaliser des mesures sur site industriel car il est constitué d'éléments légers, non intrusifs, assurant une isolation entre le circuit primaire et le circuit de mesure et peut être adapté à différentes formes d'onde de courant normalisées.

Article reçu le 8 décembre 2014, version révisée reçue le 30 juin 2015.

Remerciements

Une partie de cette étude a été réalisée dans le cadre du projet européen iMERA+ de 2007 : JRP T4.01 « Next Generation of Power and Energy Measuring techniques ».

Références

- [1] Norme Afnor NF EN 62475, mars 2011, « Techniques des essais à haute intensité – Définitions et exigences relatives aux courants d'essai et systèmes de mesure », Annexe H.
- [2] Norme NF EN 61083-1, novembre 2001, « Appareils et logiciels utilisés pour les mesures pendant les essais de choc à haute tension. Partie 1 : Prescriptions pour les appareils ».
- [3] ISTRATE D., FORTUNE D., PORÉE A. et BLANC I., "Measurement of high impulse currents by Rogowski and Pearson coils", *Congrès international de métrologie*, Paris, Octobre 2011.
- [4] ISTRATE D., BLANC I. et FORTUNE D., "Development of a Measurement Setup for high Impulse Currents", *IEEE Trans.on Instr. Meas.*, **62**, 2013, 1473-1478, DOI 10.1109/TIM.2013.2239018.
- [5] FORTUNE D., ISTRATE D., ZIADÉ F. et BLANC I., "Measurement method of AC current up to 1 MHz", *18th IMEKO TC-4 International Symposium, Measurement of Electrical Quantities*, 35-39, 15-17 septembre 2014.
- [6] MANCEAU J., BLANC I., BOUNOUH A. et DELAUNAY R., « Application des méthodes d'échantillonnage aux mesures des déphasages pour des fréquences de 20 Hz à 20 kHz », *Revue française de métrologie*, **13**, 2008.
- [7] CHEKUROV Y. et HÄLLSTRÖM J., "Influence of busbar geometry on AC current measurement using Rogowski coil", *Proc. Dig. Precision Electromagn. Meas. Conf.*, 8-13 juin 2008, 542-543.
- [8] CHIAMPI M., CROTTI G. et MORANDO A., "Evaluation of flexible Rogowski coil performances in power frequency applications", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **60**, 3, 2011, 854-862.
- [9] METAY A., FORTUNÉ D. et BLANC I., « Définition et caractérisation d'un étalon pour la mesure d'impulsions de courant jusqu'à 100 kA », *Rapport de stage de fin d'étude*, LNE, novembre 2007.