

Technique de mesure temporelle des pertes fer en régime symétrique et asymétrique : application à l'optimisation des régulateurs magnétiques

SCHWANDER Denis

Centre National d'Etudes Spatiales, 18 avenue Edouard Belin, 31401 Toulouse Cedex 09

RESUME : L'étude expérimentale des pertes et du comportement des circuits magnétiques se heurte au caractère non linéaire de ces composants. Si des mesures petit signal restent adaptées à l'évaluation des pertes cuivre, dont les caractéristiques restent indépendantes du niveau de courant, le comportement des noyaux magnétiques en dépend fortement en plus des formes des courants et tensions appliqués. Souvent suspectées d'un manque de précision, les mesures temporelles présentent un grand intérêt lorsqu'il s'agit de caractériser des composants magnétiques fortement non linéaires. On montrera notamment que les performances des oscilloscopes actuels moyennant quelques précautions permettent de les utiliser même à des fréquences élevées. Une méthode originale de caractérisation en régime asymétrique sera notamment présentée et appliquée à des inductances saturables qui constituent le composant clé des alimentations à régulation magnétique.

Mots-clés : mesures, hystérésis, pertes fer, haute fréquence, régulation magnétique.

1. INTRODUCTION

Le dimensionnement et l'optimisation théorique des éléments magnétiques à partir de données constructeur sont parfois insuffisants pour déterminer précisément les marges en saturation et la part des pertes liées aux matériaux dans un convertisseur. Plus encore, les concepts à régulation magnétique dont les performances reposent sur le caractère fortement non linéaire du matériau magnétique, requièrent une connaissance fine du comportement magnétique en conditions réelles afin d'assurer son bon fonctionnement et son optimisation. Les mesures temporelles répondent à ce besoin.

Les difficultés de mesure des pertes des composants magnétiques en conditions réelles ont cependant souvent conduit à délaisser ces méthodes, au profit de méthodes calorimétriques [1], ou bien encore à des mises en série avec une capacité afin d'extraire plus facilement les pertes [2,3,4].

La mise en œuvre de méthodes temporelles avec traitement par ordinateur n'est certes pas récente [5], elle a permis de décrire les caractéristiques d'un ensemble de matériaux particulièrement non linéaires, mais reste souvent limitée au régime symétrique. Plus récemment cette méthode a été utilisée à des fréquences moyennes pour des cycles symétriques et asymétriques réalisés à partir d'une tension carrée ou sinusoïdale associée à des harmoniques [6].

Pour notre part nous allons mettre en œuvre ce type de méthode dans des domaines où elle devient plus critique. On montrera notamment que les performances des oscilloscopes actuels moyennant quelques précautions permettent de les utiliser même à des fréquences élevées. Une méthode originale de caractérisation en régime asymétrique sera notamment présentée et appliquée à des inductances saturables qui constituent le composant clé des alimentations à régulation magnétique.

Dans cet article on présentera dans un premier temps une description détaillée de la méthode permettant cette caractérisation au plus près des conditions réelles. Cette méthode a déjà fait l'objet d'une description succincte à EPF 2012 dans le cadre d'un transformateur tournant [7]. Les principes de cette méthode font appel à deux mesures, l'une en condition symétrique, l'autre en condition asymétrique. Dans un second temps on abordera, à partir d'exemples, les performances aux limites de cette méthode (fréquence élevée, matériaux de faible perméabilité) ainsi que les sources d'erreur liées à ce type de mesure. Dans un troisième temps on illustrera les possibilités de cette méthode de mesure par quelques exemples concrets, avant de l'appliquer en conditions réelles sur un post régulateur magnétique de type Forward. On y développera notamment l'intérêt de ce type de mesure afin de comprendre l'influence des composantes parasites des différents éléments qui composent ce régulateur.

2. DESCRIPTION DE LA METHODE DE MESURE

2.1. Principe : détermination de la courbe d'hystérésis

Il s'agit dans un premier temps d'établir une courbe d'hystérésis $\Phi(i)$ du noyau associé à un nombre de spires n (flux total en fonction du courant dans l'enroulement), la plus précise possible à partir de mesures temporelles de courant et de tension. Il s'agit d'une méthode classique réalisée par la mesure du courant d'excitation du noyau et de sa tension induite dont l'intégration donne l'image du flux :

Courbe $\Phi(i)$ tracée à partir de $i(t)$ et de $\phi(t) = \int v \cdot dt$

Cette méthode, simple en apparence, exige aussi bien des précautions de mesure, que des traitements de données qui seront décrits en détail : moyennage, suppression du biais en tension par calcul, suppression du biais de courant par calcul ou par calibration, détermination de la valeur initiale de flux.

Concernant la courbe d'hystérésis, il est possible de la représenter sous forme brute (Φ_n, i_n), (Φ_n : flux total pour n spires, i_n courant du bobinage) sans erreur supplémentaire, ce qui reste nécessaire pour estimer et comparer les pertes fer réelles de noyaux, correspondants à différentes solutions de composants magnétiques (encombrement identique, mais avec noyaux, matériaux et enroulements différents). On peut aussi revenir à la forme classique (B, H) en prenant en compte la géométrie du noyau et le nombre de spires. ($H = n \cdot i_n / l_e$, $B = \Phi_n / (n \cdot S_e)$). Cette forme habituelle adaptée à la comparaison stricte des performances des matériaux n'est pas directe et peut conduire à des erreurs si les paramètres géométriques sont mal maîtrisés (cas de petits noyaux), ou si le matériau est fortement dépendant du foisonnement du matériau (tores à bande), ou encore pour des géométries complexes où il y a inhomogénéité du champ. Cette démarche sera limitée aux exemples toriques et seules les données géométriques du constructeur seront utilisées pour cette présentation.

2.2. Principe : détermination des pertes

A partir des mesures $v(t)$ et $i(t)$ il est possible de déterminer les pertes du noyau en déterminant l'aire du cycle d'hystérésis $\Phi(i)$. La puissance peut directement être estimée par le produit de l'aire d'un cycle et de sa fréquence. Celle-ci peut se décomposer en deux aires dont la différence constitue l'énergie dissipée au cours d'un cycle et on peut en déduire la puissance dissipée :

$$pertes = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) \cdot v(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_{cycle} i(t) \cdot d\phi = \frac{1}{T} \cdot (W^+ - W^-)$$

$$\text{avec } W^+ = \int_{\phi_{min}}^{\phi_{max}} i(t) \cdot d\phi \quad \text{et} \quad -W^- = \int_{\phi_{max}}^{\phi_{min}} i(t) \cdot d\phi$$

Il s'agit de la méthode la plus classique. Pour notre part nous utiliserons une intégration directe de la **fonction énergie** $E(t) = \int i(t) \cdot v(t) \cdot dt$ que nous allons associer à un traitement des données de mesure pour déterminer les pertes. On éliminera notamment le biais de tension Δv qui, s'il n'est pas totalement éliminé, constitue une source d'erreur importante à l'usage d'une méthode temporelle. La fonction énergie est une fonction variable en fonction du temps (figure 5) et sa pente moyenne est complètement représentative des pertes sous réserve de mesures temporelles précises. Pour déterminer cette **pente il suffit simplement de minimiser l'excursion min-max de la fonction : $E(t) - pertes \cdot t$** sur l'intervalle de temps correspondant à la mesure. **Cette minimisation nécessite au minimum deux périodes de mesure** (contrainte liée à la dissymétrie possible sur une période)

3. MISE EN ŒUVRE DE LA MESURE

Dans un premier temps nous avons développé un montage de mesure (figure 1) afin de caractériser le comportement d'un noyau dans des conditions les plus proches possible de son utilisation. Il se compose :

D'un ensemble générateur commandant un onduleur associé à une alimentation qui permet de générer une tension carrée dont on peut faire varier le rapport cyclique dans une

certaine gamme, ainsi que sa fréquence et son amplitude. La sortie de cet ensemble est purement alternative.

D'une polarisation en courant continu, composée d'une alimentation en série avec une self à air qui est simplement constituée d'une bobine de fil. Son rôle est d'isoler source continue et source alternative.

D'un réseau série $R_d C_d$ branché entre onduleur et inductance testée : son rôle consiste aussi bien à découpler l'onduleur de la composante continue du circuit testé que de limiter le courant en mode saturé (protection onduleur et stabilité de la mesure). En régime non saturé, elle sera de faible valeur pour limiter la déformation de la tension carrée injectée tout en protégeant transitoirement l'onduleur (quelques ohms). En régime saturé elle sera augmentée pour permettre une stabilisation des pointes de courant tout en protégeant l'onduleur en continu (un à quelques dizaines d'ohms). Dans ce dernier cas, une tension carrée maîtrisée n'est plus possible.

D'un réseau série $R_a C_a$ en parallèle de l'inductance : son rôle est d'amortir les transitoires de tension conduisant à des oscillations parasites haute fréquence des tensions mesurées qui peuvent dégrader les mesures. La valeur des deux composants est choisie expérimentalement et est adaptée avec la fréquence.

Enfin du noyau testé associé à un certain nombre de spires primaires n_p (injection du courant) et secondaires n_s (mesure de la tension induite). A priori on choisit le même nombre de spires, mais dans certains cas on peut prendre des valeurs différentes. Si la tension onduleur est insuffisante pour saturer le noyau, on diminuera le nombre de spires primaires, si on souhaite améliorer la précision des mesures de tension en haute fréquence, on le fera avec une entrée oscilloscope 50ohms avec ou sans atténuateur adapté, ce qui nous amène à mesurer la tension sur une seule spire secondaire pour limiter son niveau. Dans les deux cas, le calcul se complexifie et il faut tenir compte du courant supplémentaire de la mesure de tension dont l'entrée n'est plus haute impédance (annexe2).

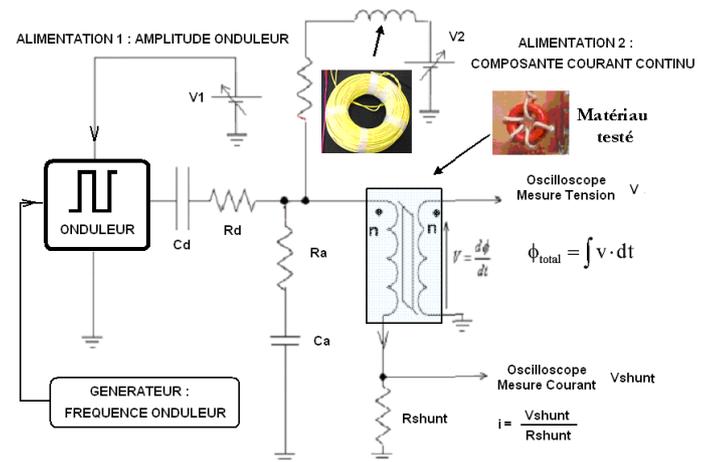


Figure 1 : montage de mesure

On aborde maintenant la partie la plus sensible à savoir les moyens mis en œuvre pour effectuer les mesures de courant et de tension. Il s'agit de mesures temporelles dont les déphasages tension courants sont proches de 90° et dont les moindres

écarts jouent des rôles importants sur la précision des mesures (précision d'échantillonnage, retard, déformation). Pour nos essais nous avons utilisé les moyens suivants :

Oscilloscope : oscilloscope à échantillonnage TDS7154 1.5Ghz 20GS/s. (échantillonnage sur 8bits)

Sonde de courant : Il s'agit du point le plus critique. Pour atteindre la plus grande bande passante nécessaire aux mesures nous avons privilégié trois moyens :

A1) Shunt coaxial T&M RESEARCH SDN-414-10 : $R=0.09921\Omega$ bande passante 2000Mhz, temps de montée 0.18ns. Ce moyen est systématiquement utilisé sur le banc de mesure, il est le plus performant mais ne permet pas de faire des mesures avec isolation galvanique.

A2) Sonde de courant Tektronics TCP202 associé à son interface 50 Ω Tektronics TCA-BNC BW500MHZ : bande passante 50 Mhz, temps de montée < 7 ns. Ce moyen est utilisé pour réaliser des mesures flottantes en situation réelle. Moins performant que le shunt coaxial aux fréquences élevées, il constitue le meilleur compromis permettant une mesure précise d'un courant flottant avec sa composante DC sous réserve d'une calibration avant chaque mesure. Il est adapté à des mesures en situation sur convertisseur ou on cherche plus la compréhension des phénomènes.

A3) transformateur de courant haute fréquence large bande. Ce moyen performant permet des mesures flottantes, mais fait perdre l'information du courant continu. Il peut être retenu, si seule la forme de la courbe d'hystérésis et le calcul des pertes sont recherchés.

Sonde de tension : Il s'agit également d'un point délicat ; pour notre part nous avons utilisé quatre moyens :

V1) Sonde de tension Tektronics P6139A 500MHZ 8pF associé à son interface Tektronics TCA-1MG Ω BW500MHZ. Parfois oubliée pour les applications courantes, **une calibration faite avec soin est indispensable dans cette application.**

V2) Entrée sur résistance série 50 Ω suivie d'un câble coaxial 50 Ω associé à une interface haute impédance TCA-1MG Ω BW500MHZ. Ce moyen n'est possible qu'avec un câblage court, car il rajoute une charge capacitive sur la mesure.

V3) Entrée directe sur câble coaxial 50 Ω associé à son interface 50 Ω Tektronics TCA-BNC BW500MHZ.

V4) Entrée sur atténuateur 1/10 de 500 Ω d'impédance. Constitué d'une résistance de 450 Ω branché sur câble coaxial 50 Ω associé à son interface 50 Ω Tektronics TCA-BNC BW500MHZ.

Les trois derniers moyens présentent l'avantage de limiter les erreurs et les dispersions entre mesures, liées aux imprécisions de la valeur d'atténuation des sondes et de la calibration. Les deux derniers nécessitent par contre de ne recourir qu'à une seule spire de mesure compte tenu du niveau de tension max admissible sous 50 Ω , ainsi qu'à une prise en compte du courant primaire (mesuré) et secondaire (estimé avec v). Ils ne sont utilisés que dans les cas les plus critiques (fréquence élevée 1Mhz et/ou matériau de faible perméabilité)

Câblage : il s'agit de limiter l'écart de temps de propagation Δt entre courant et tension. Il reste facile à limiter en adaptant la longueur des câbles, mais sans l'éliminer totalement. Ce point n'est pas seulement critique pour les mesures effectuées aux fréquences élevées, où un écart du temps de propagation de quelques ns conduit à une erreur bien réelle. Elle sera quantifiée par la suite.

4. TRAITEMENT DES MESURES DANS LE CAS DE COURBES SYMETRIQUES

4.1. Choix du nombre de points de mesure.

Ce choix n'est pas limitant, les oscilloscopes ayant une profondeur de mémoire importante nous avons choisi entre 5000 et 25000 points (pour les cas critiques). Un choix plus important alourdit les traitements sans apporter de gain.

4.2. Moyennage

Le bruit dû à l'échantillonnage et aux perturbations fait perdre une partie de la précision des mesures. Cela se manifeste de manière évidente dès qu'un traitement d'une courbe d'hystérésis est effectué. Pour notre part nous avons choisi un moyennage sur 1000 mesures, mais 100 points conduisent déjà à une très nette amélioration. Compte tenu de son intérêt évident, ce moyennage très peu contraignant (fonctionnalité classique d'oscilloscope) sera systématiquement appliqué par la suite. Les courbes suivantes illustrent l'effet de ce traitement sur un cycle d'hystérésis d'une ferrite Magnetics OH40907TC.

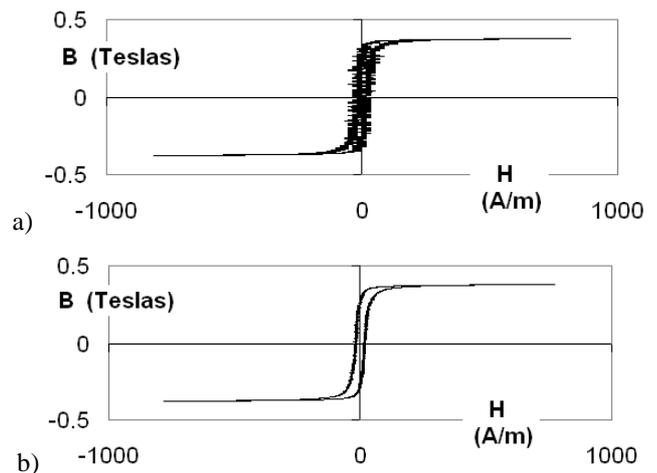


Figure 2 : cycle d'hystérésis du noyau OH40907TC obtenus : a) sans moyennage

b) avec moyennage pour 1000 échantillons.

($l_e=22.7mm$, $A_e=13.7mm^2$ et mesures effectuées avec 5 spires).

Pour la suite, nous allons poursuivre la description du traitement des mesures temporelles sur l'exemple suivant : **tore Philips 3F3, n = 2 spires, $l_e = 55.9mm$, $A_e=30.9mm^2$, à f = 100KHz**

4.3. Élimination du biais en tension Δv

Dans un premier temps, si on effectue une intégration de la tension pour tracer une courbe ($\Phi(t), i(t)$) on obtient une courbe qui ne se referme pas (Figure3). Il s'agit de l'erreur de 0V de l'oscilloscope qui n'est jamais rigoureusement nulle. Elle pourrait être réduite par une calibration, mais il est plus simple

et plus rigoureux de l'éliminer totalement par une minimisation du critère d'erreur $err = \Delta\Phi_{max} = \max(\Phi) - \min(\Phi)$ de la courbe flux $\Phi(t) = \int (v(t) - \Delta v) \cdot dt$ intégrée numériquement avec Δv comme paramètre à rechercher. En effet la moindre composante continue de tension conduirait à une erreur supplémentaire dans le calcul de pertes qui est déjà critique.

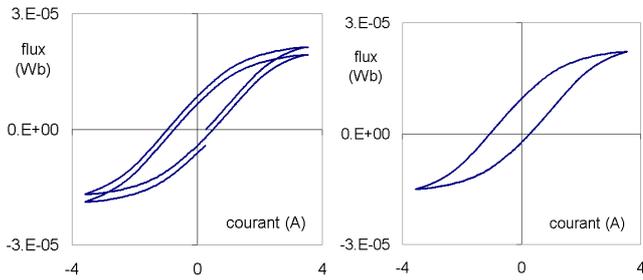


Figure 3 : **correction du biais de tension** : sans correction la courbe $(\Phi(t), i(t))$ ne se referme pas. Après correction $\Delta v = 0.19V$ pour une étendue de tension $\pm 24V$ la courbe se referme.

4.4. Détermination du flux initial, cas des courbes symétriques.

Dans la mesure où l'on part d'un état démagnétisé, ce qui sera pratiquement toujours le cas pour la plupart des matériaux utilisés avec notre moyen de mesure, une excitation symétrique conduit à une courbe d'hystérésis symétrique, et la détermination du flux initial qui permet de situer la courbe dans le plan (Φ, i) ou (B, H) est simplement réalisée en imposant l'égalité des flux extrêmes positif et négatif. Le calcul est immédiat : minimisation du critère d'erreur $|\max(\Phi) + \min(\Phi)|$ ($\max(\Phi)$ et $\min(\Phi)$ en valeur algébrique) de la courbe : $\Phi(t) = \Phi_0 + \int (v(t) - \Delta v) \cdot dt$ intégrée numériquement avec Φ_0 comme paramètre à rechercher.

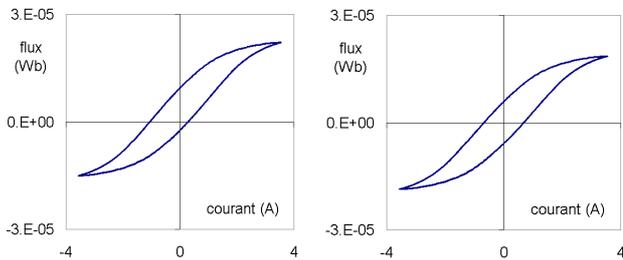


Figure 4 : **Calcul du flux initial** : la courbe d'hystérésis symétrique est obtenue en symétrisant les extrêmes des flux positifs et des flux négatifs. $\Phi_0 = 3.6 \cdot 10^{-6} \text{ Wb}$

4.5. Calibrage ou élimination du biais en courant Δi

Si le biais en tension est éliminé, le biais de courant n'a plus aucune incidence au niveau du calcul des pertes (le terme $V_{dc} \cdot I_{dc}$ est nul comme V_{dc} a été éliminé). La précision de la mesure brute reste dans la plupart des cas suffisante pour une représentation correcte du cycle d'hystérésis. Si toutefois on souhaite améliorer la précision de la représentation du cycle en fonction du courant, (nécessaire dans le cas de mesures avec sonde de courant active), on peut tout aussi bien le réaliser par calibration, ou par traitement des données en symétrisant les courants coercitifs, ou en **limitant l'amplitude de la courbe $E(t) - pertes \cdot t$ une fois les pertes identifiées.** (Annexe 3)

4.6. Détermination des pertes.

Il est nécessaire de préciser que seule la recherche du biais en tension Δv est nécessaire avant la détermination des pertes : la valeur du flux initial est uniquement nécessaire pour situer de manière absolue la courbe dans le plan (Φ, i) ou (B, H) . La recherche des pertes se fait en minimisant le critère suivant : $err = \max[E(t) - pertes \cdot t] - \min[E(t) - pertes \cdot t]$ en fonction du paramètre $pertes$.

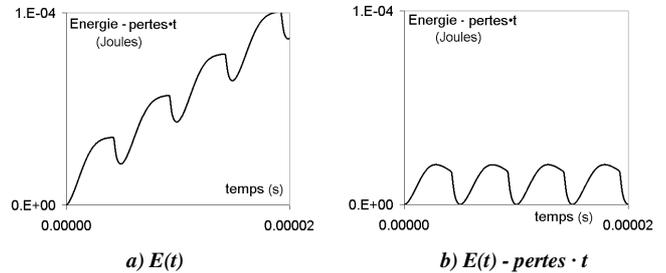


Figure 5 : **a) fonction énergie $E(t) = \int (v(t) - \Delta v) \cdot (i(t) - \Delta i) \cdot dt$**
b) fonction $E(t) - pertes \cdot t = \int [(v(t) - \Delta v) \cdot (i(t) - \Delta i) - pertes] \cdot dt$ après minimisation du critère d'erreur $err = \max[E(t) - pertes \cdot t] - \min[E(t) - pertes \cdot t]$ avec le paramètre $pertes = 4.33W$

5. TRAITEMENT DES MESURES DANS LE CAS DE COURBES DISYMETRIQUES

La méthode de mesure et le traitement des courbes asymétriques ne diffèrent en aucun cas de celui des courbes symétriques, **si ce n'est la manière de lever l'incertitude sur le flux initial (figures 6,7).** Le calcul du biais en tension Δv et des pertes reste identique. L'erreur du 0 de courant n'a d'importance que sur la représentation de la courbe d'hystérésis. Par contre, sa prise en compte ne pourra se faire qu'avec une calibration à courant nul.

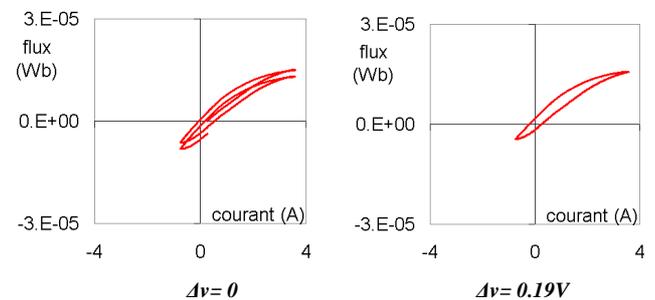


Figure 6 : **Traitement d'une courbe asymétrique** : correction du biais en tension Δv

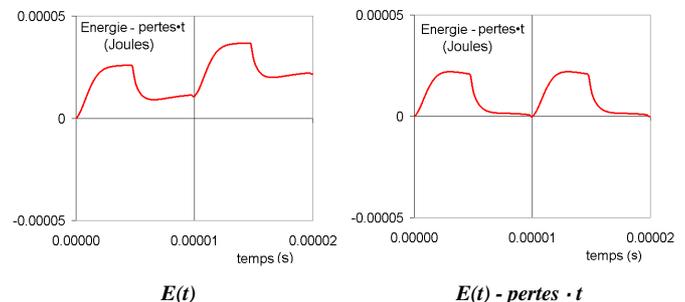


Figure 7 : **Traitement d'une courbe asymétrique** : calcul des pertes. $Pertes = 1.09W$ (matériau Philips 3F3 à 100KHz, $n = 2$, $le = 55.9mm$, $Ae = 30.9mm^2$)

5.1. Détermination du flux initial.

Afin de déterminer la position du cycle asymétrique il suffit d'enfermer ce cycle dans le plus petit cycle symétrique possible (pouvant aller à la saturation si c'est déjà le cas pour le cycle asymétrique). Une des extrémités du cycle symétrique et du cycle asymétrique est commune et ce point constitue le départ du cycle mineur d'un cycle majeur. Suivant la dissymétrie, positive ou négative, il s'agit d'une branche montante ou descendante d'un cycle majeur. Le flux initial de la courbe asymétrique qui permet de remplir cette condition est unique et l'incertitude sur le flux initial Φ_0 est levée. La figure suivante illustre cette démarche.

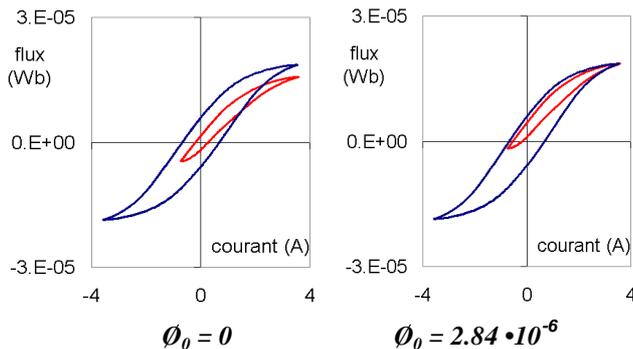


Figure 8 : Calcul du flux initial : la courbe d'hystérésis asymétrique est obtenue en enfermant la courbe dans le plus petit cycle symétrique : minimisation de l'écart entre flux max des courbes symétriques & asymétriques

5.2. Difficultés liées aux matériaux concernant la détermination du flux initial pour les cycles asymétriques.

Cette approche simple doit être nuancée par certaines constatations concernant la possibilité de réaliser le cycle symétrique contenant le cycle asymétrique.

Hors saturation, pour la plupart des matériaux on peut considérer que les cycles symétriques sont obtenus à partir d'un état démagnétisé sans précaution particulière. La tension alternative étant toujours retirée progressivement (l'onduleur reste en marche lors des transitions de tension des alimentations) elle contribue à une démagnétisation progressive. En parcourant le cycle symétrique avant le cycle asymétrique, ce dernier constituera un cycle mineur associé. Pour les matériaux utilisés dans les régulateurs magnétiques (3R1, Metglass, nanomatériaux...) nous avons constaté des difficultés à décrire un cycle symétrique aux faibles excitations. Avant de réaliser une courbe symétrique, une excitation symétrique jusqu'à la saturation est nécessaire, avant de revenir progressivement aux faibles excitations. Pour certains matériaux (Metglas) il existe même un seuil bas d'excitation où il y a impossibilité à réaliser un cycle symétrique.

En saturation, la courbe symétrique ne conduit à aucune incertitude et le problème ne se pose plus. En contre partie les mesures doivent être effectuées rapidement car nettement plus dissipatives afin de limiter l'évolution en température du matériau qui fait baisser le niveau de saturation et conduira à

une mauvaise estimation du flux initial. A défaut nous avons parfois été contraints à utiliser une fréquence plus faible pour mesurer le niveau de saturation.

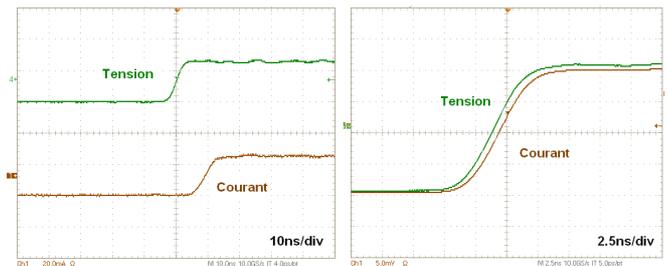
6. IMPACT DU RETARD D'ACQUISITION ENTRE VOIE COURANT ET VOIE TENSION, LIMITES DE LA METHODE TEMPORELLE .

6.1. Estimation du retard entre voies.

Avant de nous intéresser à l'impact du retard entre voies nous allons déjà estimer les ordres de grandeur de différentes configurations de mesure. Ce test est effectué en injectant la même tension carrée au travers de 50 ohms série aussi bien pour la voie courant que pour la voie tension.

Configuration A2-V1 : Sonde de courant Tektronics TCP202 et Sonde de tension TektronicsP6139A. La longueur des câbles est imposée, aucune compensation supplémentaire n'est possible. Un retard de 8ns entre courant et tension est mesuré, il s'agit de la configuration la plus défavorable.

Configuration A1-V4 : Shunt coaxial SDN-414-10 pour le courant, atténuateur 1/10 $Z_e = 500\text{ohms}$ $Z_s = 50\Omega$ pour la tension, l'ensemble directement branché à l'oscilloscope. Un retard entre courant et tension inférieur à 1 ns est mesuré. Il s'agit de la meilleure configuration. Pour d'autres combinaisons un retard entre courant et tension de 2 à 5ns est observé suivant le cas.



Configuration A2-V1 $\Delta t \approx -8\text{ns}$ Configuration A1-V4 $\Delta t < -1\text{ns}$

Figure 9 : mesure du décalage entre voie tension et voie courant pour les deux configurations extremes

6.2. Impact du retard sur l'estimation des pertes pour un cas concret.

Nous allons maintenant nous intéresser à l'impact de ce retard d'acquisition entre voies. On peut noter que dans l'exemple précédent à 100kHz (figure 5), l'estimation des pertes n'a pas posé de difficulté particulière. En effet la courbe $E(t)$ montre une évolution régulière en fonction du temps et un décalage de quelques ns conduit à des conséquences limitées : un traitement réalisé avec un retard volontaire de 4 ns pour le courant conduit à une erreur de -2%.

Il n'en va plus de même lorsque les pertes, la perméabilité du matériau diminuent et que la fréquence augmente. Pour illustrer ce problème nous allons nous intéresser à la mesure du cas suivant : pertes d'un noyau magnetics MPP 55038-A2 de faible perméabilité ($\mu=160$) mais mesurées à 1MHZ. ($l_c=23.0\text{ mm}$, $A_e=9.57\text{mm}^2$, $n_p = 10$, $n_s = 1$, mesure de tension config A1-V4, atténuation 1/10 et $Z_e = 500\Omega$.) La mesure a été effectuée avec la configuration A1-V4 qui minimise le retard.

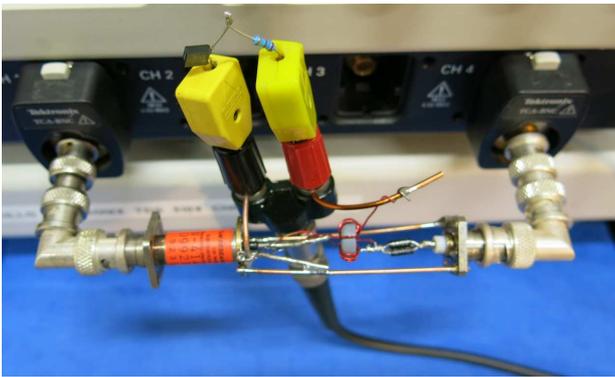


Figure 10 : mesure du noyau 55038-A2 en configuration A1-V4, le réseau d'amortissement RC en premier plan.

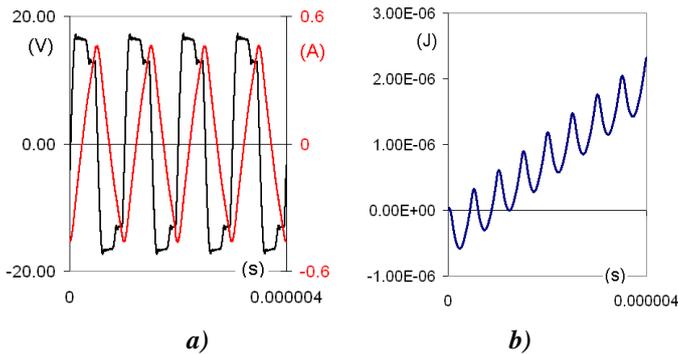


Figure 11 : a) courant primaire i_p et tension induite v_p ramenée au primaire pour 10 spires.
b) courbe énergie $E(t)$.

Pertes fer totales identifiées = 0.57W

Avec retard volontaire de 8ns

Pertes fer totales identifiées = 0.36W (sous estimées !)

Par la suite nous avons volontairement injecté un retard de 8 ns pour le courant, (correspondant à la configuration A2-V1) : la même mesure réalisée dans ces conditions conduirait à un **déficit de pertes mesurées de 0.21W**, comme le laisse d'ailleurs supposer l'évolution des courbes d'hystérésis.

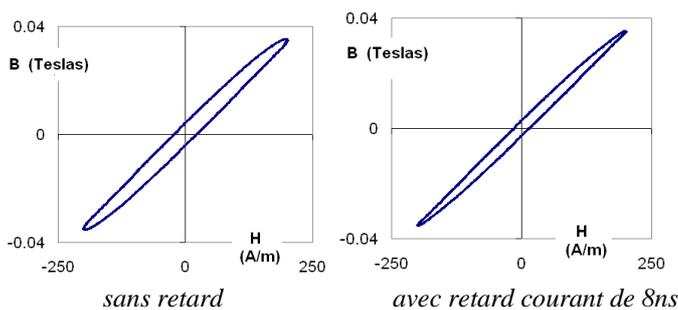


Figure 12 : Effet d'un retard volontaire de 8ns sur les mesures de pertes du noyau MPP 55038-A2

Pertes fer totales identifiées = 0.57W

Avec un retard volontaire de 8ns les pertes fer totales identifiées deviennent = 0.36W

6.3. Impact théorique du retard de mesure du courant

Un retard de mesure du courant conduit à une **diminution apparente des pertes**. Cette erreur peut être quantifiée sur un cas idéal sans pertes.

Dans le cas d'une tension carré un calcul simple effectué au premier ordre permet d'estimer les pertes apparentes d'une inductance idéale sans pertes :

$$\Delta P \approx -4 \cdot V_e \cdot I_{max} \cdot \Delta t / T$$

Ou en tenant compte de l'inductance ($I_{max} = 1/4 \cdot V_e \cdot T / L$)

$$\Delta P \approx -V_e^2 / L \cdot \Delta t$$

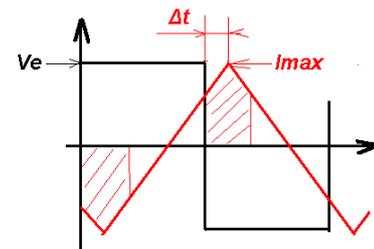


Figure 13 : calcul simplifié de l'erreur ΔP , seules les parties hachurées contribuent aux pertes, compensation pour le reste.

Pour le noyau 55038-A2 mesurée avec une injection sur 10 spires : $\Delta P = -16^2 / 7.33 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 10^{-12} = 0.28W$, ce qui est finalement très proche de l'erreur constatée entre les deux montages expérimentaux.

Un raisonnement analogue en régime sinusoïdal conduit pour une inductance sans pertes :

$$\Delta P = V_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos(\pi/2 + 2\pi \cdot \Delta t / T) \approx -2\pi \cdot V_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \Delta t / T$$

$$\Delta P \approx -V_{eff}^2 / L \cdot \Delta t$$

Ces résultats surprenants ne font pas intervenir la fréquence, si ce n'est que par le domaine de validité de l'hypothèse de calcul (valables que si Δt est faible par rapport à la période T). Ils montrent que l'erreur de mesure sera d'autant plus critique que la perméabilité du matériau est faible. En effet, une excitation en tension donnée et une fréquence donnée fixera un certain champ magnétique alternatif dans un noyau et ce champ fixera le niveau de pertes. Ce niveau de pertes reste indépendant de la présence ou non d'un entrefer, ce qui n'est par contre pas le cas de l'erreur de puissance qui elle va se dégrader avec la diminution de la perméabilité ou l'augmentation de l'entrefer (diminution de L).

Les mesures effectuées avec des matériaux de très faible perméabilité ($\mu=10$) **réduisent les courbes d'hystérésis à des droites** et ne permettent plus de réaliser raisonnablement des estimations de pertes avec la méthode temporelle sans artifice supplémentaire. Il faudra dans ce cas se tourner vers une méthode à résonance, **limitée au régime sinusoïdal**, telle que décrite en [3,4] et dont on rappelle le principe. Elle consiste à associer le noyau et les enroulements de test avec une capacité faibles pertes (capacité polypropylène) et à rechercher la résonance de la tension composée $V' = V_{induite} + V_{capacité}$. La nouvelle fonction énergie $E'(t) = \int i \cdot v' \cdot dt$ correspond cette fois ci aux pertes fer + pertes capacités.

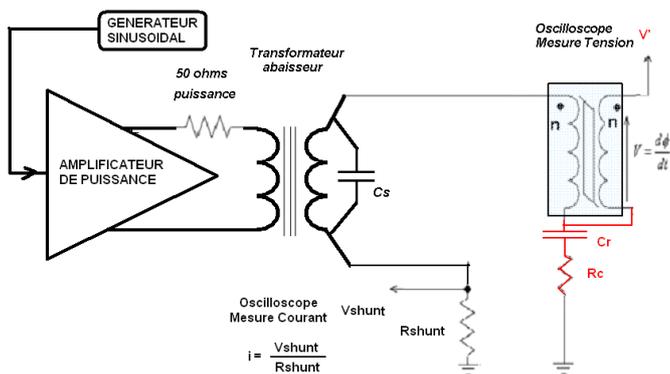


Figure 14 : montage de mesure adapté aux noyaux de faible perméabilité (le nombre de tours primaire et secondaire du noyau testé sont égaux) En plus de sa fonction d'adaptation, l'isolation galvanique du transformateur abaisseur permet une mesure de courant référencée à la masse avec shunt coaxial.

A la résonance les erreurs liées au déphasage entre courant et tension disparaissent pratiquement et permettent d'utiliser les différentes étapes de notre méthode sans contrainte particulière. A la fin du traitement les pertes fer sont estimées en soustrayant les pertes de la capacité (linéaires en fonction du courant) qui auront été estimées à l'analyseur de réseau. On peut noter sur le montage d'essais la présence d'une capacité C_s (largement supérieure à C_r) pour stabiliser l'impédance série L Cr testée au voisinage de la résonance et qui permet d'éviter ainsi un taux d'harmoniques trop important pour la tension induite, ce qui influence d'ailleurs les pertes. La présence de la résistance de 50Ω de puissance, en série avec la sortie, permet quant à elle de stabiliser l'impédance vue par l'amplificateur. Dans ce cas de très faibles pertes deviennent mesurables et la courbe (Φ', i) issue de l'intégration de v' prend une forme très proche d'un cercle ou d'une ellipse (incliné à droite ou à gauche suivant la position de la résonance). Nous allons illustrer cette méthode dans le cas concret d'une self de résonance réalisée avec un noyau de fer carbonyl à faible μ . Les courbes seront uniquement présentées sous la forme du flux total en fonction du courant pour pouvoir comparer les deux méthodes. (Figure 15 et 16)

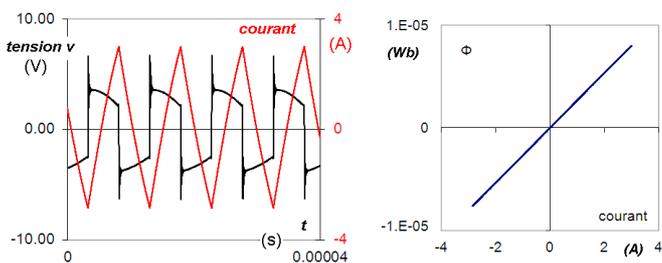


Figure 15 : Méthode temporelle, exemple de mesure réalisée sur une inductance de faible valeur $\sim 2.7\mu H$ avec un noyau fer carbonyl de $\mu = 11$ et 20 spires.

Pertes fer estimées à $-0.0090W$ avec configuration A1-V4 : pertes négatives !

On est à la limite des possibilités de mesure avec la méthode temporelle classique. La mise en œuvre de la méthode à résonance rend à nouveau la mesure possible et fait largement reculer les contraintes de précision.

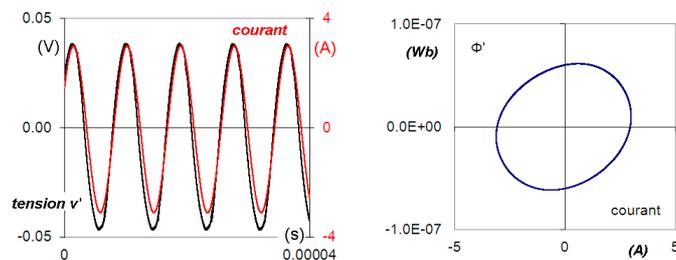


Figure 16 : Méthode temporelle avec résonance, exemple de mesure réalisée sur la même inductance de faible valeur $\sim 2.7\mu H$ avec une capacité de résonance $C_r = 660nF$ (capacité de stabilisation d'impédance pour l'essai $C_s = 4.4\mu F$.)

Pertes fer + pertes capacité estimées à $0.066 W$.

Mis à part les pertes capacités à retirer, qui peuvent limiter la précision de cette méthode, les contraintes liées aux délais deviennent secondaires. La courbe (Φ', i) n'a plus de réalité magnétique, mais sa surface reste représentative des pertes fer + pertes capacité.

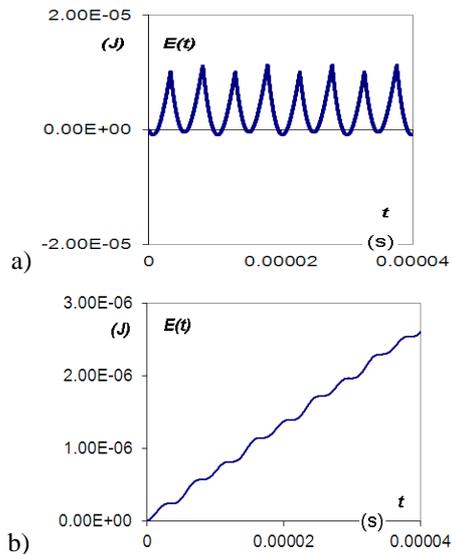


Figure 17 : Comparaison de l'évolution de la courbe énergie pour les deux méthodes : a) courbe énergie $E(t)$ sans capacité, b) courbe énergie $E'(t)$ avec capacité (pertes fer + pertes capacité). Dans le premier, cas les variations temporelles de l'énergie réactive sont trop importantes par rapport à l'évolution temporelle des pertes pour se prêter à la moindre estimation des pertes. Dans le second cas l'estimation de la pente est précise et ne pose aucune difficulté.

7. LES PROBLEMES LIES A L'ECHAUFFEMENT

Afin de limiter l'échauffement, qui peut avoir une influence notable sur les pertes et le niveau de saturation, les mesures sont réalisées rapidement, puis suivies d'un temps de repos avant la mesure suivante. Dans le cas de mesures en saturation à fréquence élevée, l'échauffement est inévitable et oblige à

réaliser la courbe à une fréquence plus faible lorsqu'il s'agit de situer le niveau de flux d'une courbe asymétrique. Une amélioration possible consisterait à procéder à un maintien en température par air pulsé ou par bain liquide.

8. EXEMPLES

Dans cette partie on détaillera les résultats obtenus pour des cas concrets aussi bien en régime symétrique qu'en régime asymétrique pour différents types de matériaux.

8.1. Mesures avec limitation du courant et proches de la saturation pour un matériau du type 3F3

Les tests sont effectués en mode saturation à partir du montage figure 1 avec une résistance série de 20 ohms afin de protéger l'onduleur. En contre partie la tension n'est pas carrée.

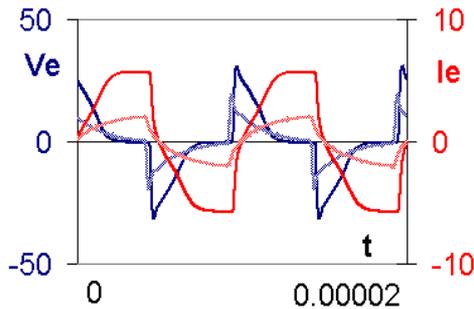


Figure 18 : Tensions et courants correspondants aux courbes symétriques B H extrêmes (la plus petite et la plus grande)

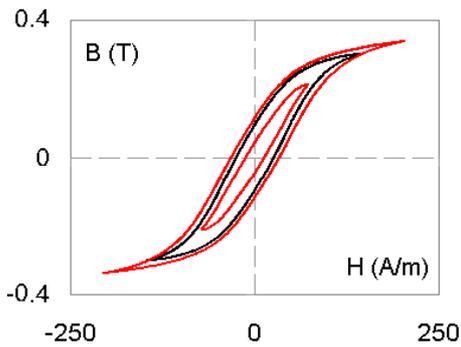


Figure 19 : courbes (B, H) en régime symétrique pour le matériau Philips 3F3 à 100KHz, $n = 2$, $l_e = 55.9\text{mm}$, $A_e = 30.9\text{mm}^2$

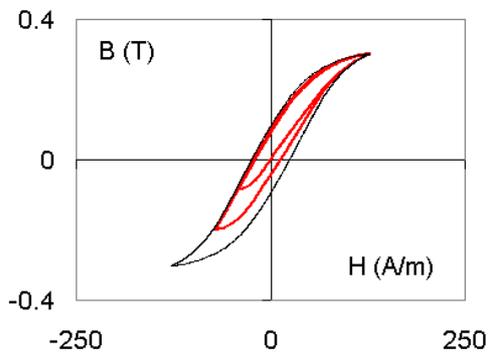


Figure 20 : courbes (B, H) en régime asymétrique pour le matériau Philips 3F3 à 100KHz, $n = 2$, $l_e = 55.9\text{mm}$, $A_e = 30.9\text{mm}^2$

8.2. Mesures en saturation d'un matériau du type Metglas MP1205X4AS à 100 KHz en régime asymétrique.

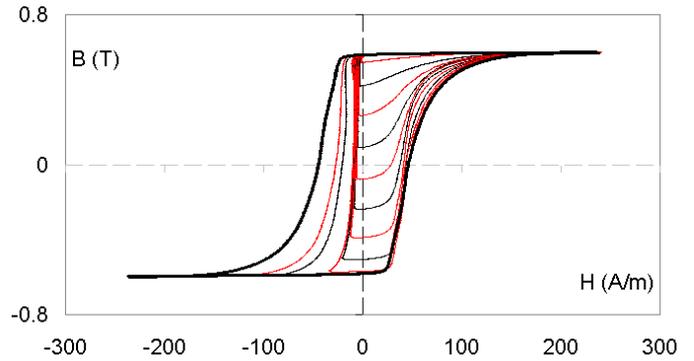


Figure 21 : courbes (B, H) en régime asymétrique pour le matériau Metglas MP1205X4AS à 100 kHz, $n=2$, $l_e = 31.4\text{mm}$, $S_e = 5.7\text{mm}^2$

8.3. Mesures sans limitation du courant pour un matériau du type 3F3 en conditions réelles

Les tests suivants sont réalisés hors saturation sans résistance de protection sur des étages de puissance réels : onduleur asymétrique du type forward à deux interrupteurs pour le cycle asymétrique, onduleur demi pont pour le cycle symétrique. Ils sont effectués à vide avec le transformateur qui sera utilisé sur le convertisseur à régulation magnétique testé par la suite : tore Philips 3F3, $l_e = 35\text{mm}$, $A_e = 12.3\text{mm}^2$, $n_p = n_s = 15$ spires, $f = 200\text{KHz}$. Ils conduisent à des formes de courbes différentes et sont plus proches de la réalité que les mesures effectuées en limitant le courant.

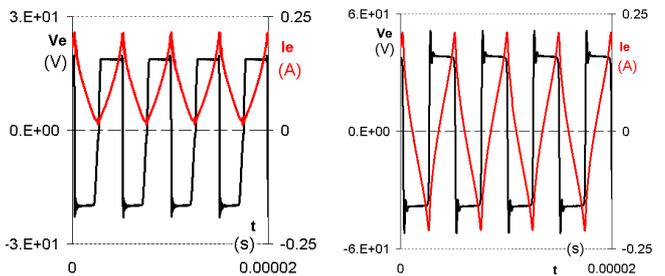


Figure 22 : Tensions et courants correspondants à la courbe B H disymétrique et le plus petit cycle symétrique le contenant en fermant la courbe.

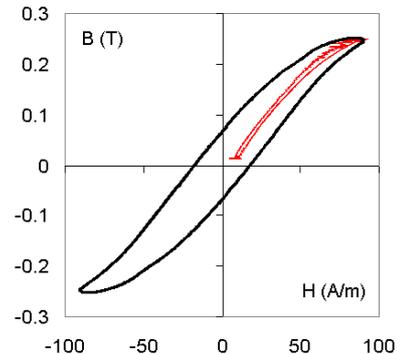


Figure 23 : courbes (B, H) 3F3 PHILLIPS en régime asymétrique et symétrique.

Pertes en régime **symétrique** = **1.32W**. Pertes en régime **asymétrique** = **0.072W** ramenée à **0.1W** après prise en compte de l'erreur. Une estimation d'erreur faite sur la mesure asymétrique avec la configuration **A2-V1** montre que sa valeur est sous-estimée. Le calcul théorique prédit un déficit de 27mW. ($\Delta P = 4 \cdot V_e \cdot I_{max} \cdot \Delta t / T = -4 \cdot 20 \cdot 0.2 \cdot 8 \cdot 10^{-9} \cdot 200000 = -0.0256W$)

Les exemples (figure 21, figure 19) mettent en évidence l'influence d'une dissymétrie sur les pertes lorsque l'on s'approche de la saturation : les pertes sont beaucoup plus importantes lorsque l'on s'approche des deux saturations (positive et négative) que de manière asymétrique lorsque l'on s'approche que d'une seule saturation. C'est d'ailleurs cette raison qui limite le net avantage théorique de dimensionnement ($2 \cdot \sqrt{2}$) d'un transformateur utilisé en régime symétrique par rapport à un régime asymétrique. À pertes égales (ΔB constant), ce gain en dimensionnement se dégrade et se limite à $\sqrt{2}$, par contre la marge en saturation restera plus importante pour une structure symétrique.

8.4. Test avec postrégulateur magnétique du type forward.

Nous avons mis en œuvre un post-régulateur magnétique associé à un onduleur demi pont asymétrique fonctionnant à 200kHz afin d'étudier le comportement réel des éléments magnétiques de ce convertisseur. Une description précise du fonctionnement théorique et de l'influence des commutations des diodes a déjà été faite dans l'excellent article [8]. Pour notre part nous allons nous intéresser à l'influence du type de matériau de self saturable utilisé dans ce concept et aux conséquences sur la nécessité d'un surdimensionnement du transformateur lié aux caractéristiques de cette self saturable.

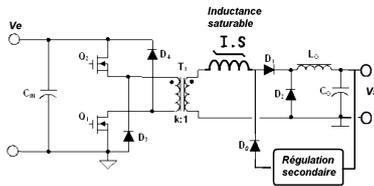


Figure 24 : Schéma du convertisseur étudié : fonctionnement à 200KHZ, rapport cyclique 50%.

Après avoir testé le transformateur à vide (sans la partie post-régulateur, chapitre 8.3), nous l'avons testé avec régulateur magnétique, ($V_e = 19V, V_s = 5V$ et $I_s = 1A$). Ce test a été réalisé successivement avec les deux inductances composées de 10 tours chacune avec les noyaux suivants : l'un en ferrite 3R1 ($l_e = 35\text{ mm}, A_e = 12.3\text{mm}^2$), l'autre en matériau amorphe Toshiba (MB12*8*4.5 ($l_e = 31.4\text{ mm}, A_e = 6.75\text{ mm}^2$)).

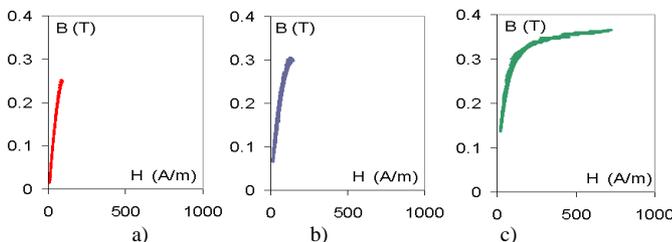


Figure 25 : courbes (B, H) du transformateur du convertisseur forward à régulation magnétique : a) à vide, puis en conditions

réelles associés à deux types d'inductance saturables : b) matériau amorphe, c) ferrite 3R1.

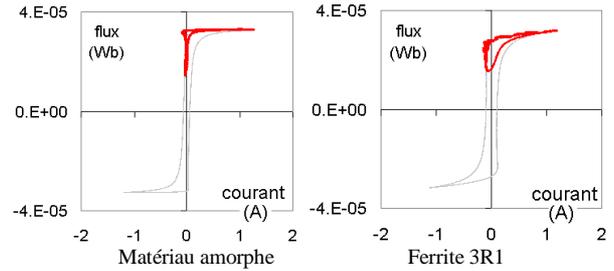


Figure 26 : comparaison des courbes (Φ, i) des deux inductances saturables en conditions réelles asymétriques en rouge (avec $n = 10$.) Les courbes symétriques en gris permettent le placement des courbes dans le plan (Φ, i).

Pertes fer estimées ferrite 3R1 : **3.4W**

Pertes fer estimées Matériau amorphe : **0.19W**

On constate donc, qu'en plus des pertes, le type de matériau a une influence notable sur le fonctionnement d'un régulateur magnétique. Les considérations classiques de dimensionnement uniquement liées aux marges de saturation ne sont plus suffisantes pour le choix des éléments magnétiques de ce type de régulateur. Dans le cas concret d'un post-régulateur magnétique du type forward, un léger surdimensionnement du transformateur est requis, avec l'usage de matériaux d'inductance saturable les plus performants. Si le matériau est moins bon, un surdimensionnement notable du transformateur deviendra nécessaire (qu'il est éventuellement possible de limiter en optimisant le bobinage de la self saturable). La principale raison de ce phénomène est liée au courant de contrôle de l'inductance saturable, qui selon son importance, va dégrader la démagnétisation du transformateur. On peut noter, que ce problème ne se posera plus avec un post-régulateur symétrique, grâce à l'équilibre entre magnétisation et démagnétisation. Ces structures seront donc plus tolérantes.

9. CONCLUSION

L'étude expérimentale des pertes fer des composants magnétiques à partir de méthodes temporelles, souvent délaissées au profit de méthodes à résonance ou calorimétriques reste une option pertinente lorsqu'il s'agit de se rapprocher le plus possible des conditions réelles d'utilisation. Bien que critiques aux fréquences élevées, elles permettent une évaluation correcte des pertes fer dans le domaine de fonctionnement habituel des convertisseurs (entre 100KHZ et 1MHz), grâce aux performances des oscilloscopes actuels et moyennant des précautions aux fréquences élevées. La méthode présentée reste relativement simple à mettre en œuvre et permet également de traiter les cycles asymétriques.

Elle est plus délicate aux fréquences élevées mais présente surtout une limite pour les matériaux de très faible perméabilité ou à très faibles pertes. Dans ce cas, elle pourra être complétée par une méthode de mesure à résonance, en faisant intervenir une capacité faible perte.

Cernant les cas concrets des composants magnétiques, elle permet autant de comparer des solutions magnétiques faites à partir de choix de matériaux et de dimensionnements différents, que d'étudier les composants magnétiques dans leur environnement électrique réel.

10. REFERENCES

- [1] Kleeb, T. Dombert, B. ; Araujo, S. ; Zacharias, P. "Loss Measurement of Magnetic Components under real Application Conditions" EPE2013 2-6 Sept. 2013 Lille
- [2] Yehui Han, An Li, G. Cheung, C.R. Sullivan, D.J. Perreault "Evaluation of Magnetic Materials for Very High Frequency Power Applications", PESC 2008 June 15 - 19, Rhodes
- [3] New Core Loss Measurement Method for High Frequency Magnetic Materials. Mingkai Mu, Qiang Li, David Gilham, Fred C. Lee, Khai D. T. Ngo, ECCE 2010 12-16 Sept. 2010
- [4] Schwander, S.A.D'Almeida, D. Sadamac, "Losses Measurement Techniques for the Resonant Inductor of a Converter " PCIM 1992, 28-30 avril, Nuremberg.
- [5] J. Thottuvelil, T. G.Wilson, and H. A. Owen, Jr., "High frequency measurement techniques for magnetic cores" IEEE Trans. Power Electron., vol. 5, no. 1, pp. 41-53, Jan. 1990.
- [6] D.Aguglia, M. Neuhaus, "Laminated Magnetic Materials Losses Analysis under Non-Sinusoidal Flux Waveforms in Power Electronics Systems" EPE2013, 2-6 Sept. 2013 Lille
- [7] D. Schwander, "Systèmes de transmission de puissance et de signal sans contact pour applications spatiales : analyse des performances électriques", EPF 2012, 5-7 juillet 2012, Bordeaux
- [8] A. Gros, J. C. Faugieres, C. L. Ramiarinjoana, J. F Rialland "Analyse de la régulation de tension, par inductance saturable, de convertisseurs continu-continu à sorties multiples (30 kHz-200 kHz)" Journal de physique III 1 (1991) 625-638

ANNEXE1 : MÉTHODES D'IDENTIFICATION DE PARAMÈTRE PAR MINIMISATION DE CRITÈRES D'ERREUR ASSOCIÉES AUX MESURES

Le traitement des courbes de tension & courant en vue d'établir une courbe d'hystérésis et un calcul des pertes représentatifs fait appel à une méthode de minimisation itérative que nous allons décrire. Dans un premier temps on définit un critère d'erreur lié au paramètre que l'on cherche à identifier pour le traitement des mesures. Ce paramètre est défini de manière à toujours rester positif.

A titre d'exemple pour rechercher le biais en tension on minimise l'écart min et max pris par le flux :
 $err1 = \max(\Phi) - \min(\Phi)$ critère toujours positif (en algébrique).

Pour le calcul de la valeur initiale du flux $\Phi(t_0)$ d'une courbe symétrique on cherche simplement à minimiser la valeur absolue de la somme de ces deux flux :
 $err2 = |\max(\Phi) + \min(\Phi)|$.

Pour le calcul du paramètre des pertes il s'agira simplement de minimiser l'écart :
 $err3 = \max[E(t) - pertes \cdot t] - \min[E(t) - pertes \cdot t]$

Pour le calcul du biais en courant Δi d'une courbe symétrique on utilise ce même critère $err3$ qui sera encore réduit (annexe3)

Les différentes valeurs de $E(t) = \int_0^T i \cdot v \cdot dt$ sont simplement déterminées par une méthode des trapèzes.

Algorithme itératif de minimisation d'erreur avec changement de signe possible du paramètre :

Le principe de cette méthode consiste à faire évoluer le paramètre p en lui ajoutant à chaque itération I un pas Δp_I dépendant de l'évolution du critère de minimisation :

- Tant que le critère de minimisation diminue le paramètre sera incrémenté par le même pas (positif ou négatif suivant l'évolution) :

$$\Delta p_{I+1} = \Delta p_I$$

- Lorsque le critère augmente à nouveau, le minimum est dépassé et l'on revient en arrière avec une variation plus faible en multipliant le paramètre précédent par $-1/2$:

$$\Delta p_{I+1} = -\frac{\Delta p_I}{2}$$

A la suite de plusieurs changements de direction la précision de la recherche du paramètre s'accroît. La précision finale est directement liée au nombre de changements de directions et du coefficient initial p_0 .

ANNEXE 2 : PRISE EN COMPTE DU COURANT SECONDAIRE AVEC MESURE DE TENSION INDUITE SUR CHARGE 500HMS OU 500HMS

Dans ce cas toutes les mesures sont ramenées au primaire de la manière suivante et le traitement est effectué sur ces tensions :

$$V_p(t) = 1/G_{At} \cdot (np/ns) \cdot v_{mesuré}(t) - \Delta v$$

$$I_p(t) = i_{mesuré}(t) - V_p(t) / [(ns/np)^2 \cdot Z_m] - \Delta i$$

Z_m : impédance du moyen de mesure tension induite

G_{At} : atténuation du moyen de mesure tension induite

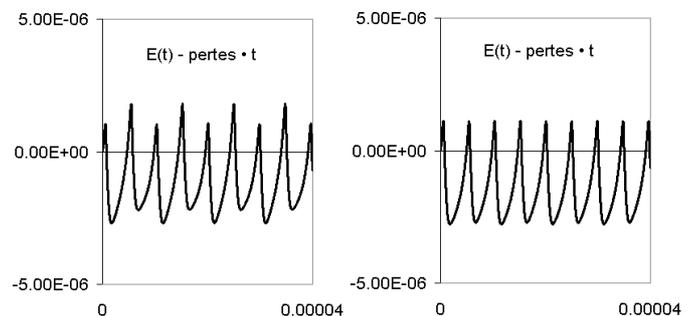
np nombre de spires primaires, ns nombre de spires secondaires

Cas V3 : $Z_m = 50\Omega$ $G_{At} = 1$

Cas V4 : $Z_m = 500\Omega$ $G_{At} = 1/10$

ANNEXE 3 : ELIMINATION DU BIAIS DE COURANT A PARTIR DE LA FONCTION : $E(t) - pertes \cdot t$

A titre d'exemple sans suppression du biais de courant Δi sur des mesures faites en mode symétrique sur un matériau du type 3R1, la fonction $E(t) - pertes \cdot t$ conduit à des irrégularités entre chaque demi période et des écarts (figure a) qui peuvent encore être minimisés en corrigeant le biais en courant Δi (figure b). Il s'agit d'un critère très sensible qui permet de centrer précisément la courbe d'hystérésis (qui initialement ne présentait pas de décentrage visible). Pour cet exemple la correction Δi est de 27 mA pour un courant crête est de 1.5A.



a) sans correction $\Delta i = 0$

b) avec correction $\Delta i = -0.027A$