

Diagnostic du condensateur de filtrage d'un convertisseur abaisseur par des méthodes algébriques

Jean-Matthieu BOURGEOT¹

¹Université Européenne de Bretagne,
École Nationale d'Ingénieurs de Brest,
Laboratoire Brestois de Mécanique et des Systèmes - EA4325,
Technopôle Brest-Iroise, CS 73862, 29238 Brest Cedex 3, France.
bourgeot@enib.fr

Résumé— Ce travail s'intéresse à la détection de pannes appliquée aux convertisseurs statiques. Une nouvelle méthode d'estimation des paramètres du modèle dynamique du convertisseur abaisseur est proposée en se basant sur des méthodes récentes d'estimation algébriques. La technique, développée dans cet article, estime en ligne l'état de vieillissement du condensateur de filtrage par détermination de sa résistance série équivalente (ESR). La capacité du condensateur et la valeur de l'inductance sont également estimées par cette méthode. Finalement, les estimateurs détaillés dans cette étude sont validés expérimentalement sur une maquette de convertisseur abaisseur.

Mots-clés— Diagnostic, convertisseur statique, résistance série équivalente, estimateur algébrique.

I. INTRODUCTION

Actuellement, les alimentations à découpage prennent une place de plus en plus importante dans les dispositifs électroniques. Leurs très bons rendements et leurs facteurs de forme réduits sont très appréciés dans les systèmes embarqués ou les systèmes de production et de transport d'énergie. Leur présence dans des systèmes critiques (production d'énergie, télécommunication, matériel médical...) impose un niveau de fiabilité accrue. Dans ce contexte, il est souhaitable de proposer des solutions pour le diagnostic et la prévention d'éventuelles pannes.

D'après la littérature [14], [16], [2] et [1], 30% des défauts survenant sur un dispositif électronique sont liés à un convertisseur statique. Et plus de la moitié de ces pannes sont attribuées aux condensateurs électrolytiques utilisés pour lisser la tension de sortie. C'est pourquoi cette étude s'intéresse au diagnostic de ce condensateur.

A. Surveillance du condensateur électrolytique de filtrage

Le condensateur électrolytique est constitué de deux électrodes d'aluminium plongées dans l'électrolyte (par exemple une solution d'acide borique). Lorsqu'il est polarisé, le courant qui y circule crée, par électrolyse, une fine couche d'oxyde d'aluminium (alumine) à la surface de l'anode. L'alumine étant un isolant, cette fine couche joue le rôle de diélectrique. Le condensateur électrolytique peut être modélisé par le schéma de la figure 1 :

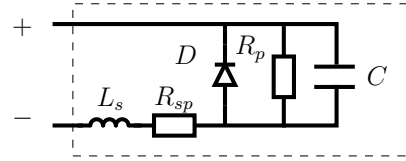


Fig. 1. Modèle du condensateur électrolytique.

où L_s représente l'inductance due aux bornes de connexions du condensateur, R_{sp} est la résistance principalement due au liquide électrolytique, R_p représente les pertes dans le diélectrique, C la capacité du condensateur et D les effets de polarisation dus au processus d'électrolyse. Dans cette étude, on utilisera un modèle simplifié présenté à la figure 2. Pour un mode de fonctionnement normal du convertisseur, le condensateur est toujours polarisé convenablement, la diode D peut être omise. De plus aux fréquences de fonctionnement du convertisseur, on peut négliger les effets de L_s (quelques nH), et enfin les deux résistances R_p et R_{sp} sont regroupées en une seule résistance série équivalente R_{ESR} (dont la valeur dépend bien évidemment de la fréquence de fonctionnement du convertisseur).

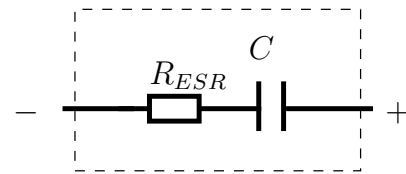


Fig. 2. Modèle simplifié du condensateur électrolytique.

À une fréquence fixée, la résistance R_{ESR} est donc la somme des contributions dues à l'électrolyte, aux bornes de connexion et aux pertes dans le diélectrique. Lors du vieillissement du condensateur, l'électrolyte se détériore et s'évapore. La diminution de l'électrolyte a pour effet de réduire la capacité du condensateur et d'augmenter la résistance série équivalente [7], [8]. La figure 3 montre un exemple d'évolution de la capacité et de la résistance série d'un condensateur en fonction du temps.

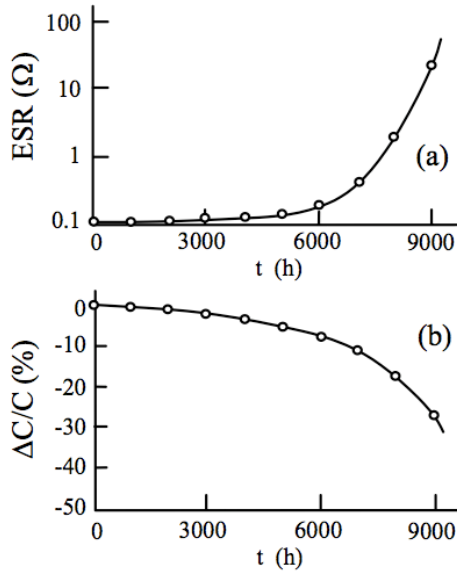


Fig. 3. Vieillissement d'un condensateur, tiré de [8].

D'après [11], on peut dire qu'un condensateur électrolytique arrive en fin de vie lorsque sa résistance série a triplé par rapport à sa valeur initiale. C'est donc la valeur de R_{ESR} qui nous servira de critère pour juger du vieillissement du condensateur de filtrage du convertisseur.

Dans la littérature, plusieurs papiers proposent de diagnostiquer l'état de vieillissement d'un condensateur électrolytique à l'aide de la mesure de R_{ESR} .

Dans [8] et [9], une relation analytique basique est proposée pour estimer la résistance série à partir des mesures de la tension de sortie et du courant pour un convertisseur inverseur.

Des transformations de Fourier discrètes et des méthodes des moindres carrés sont utilisées sur un convertisseur abaisseur dans [2].

Dans [10] et [16], les auteurs proposent un modèle de vieillissement très complet du condensateur et une méthode d'identification complexe basée sur la mesure de la température et du signal de sortie filtré.

Des modèles dynamiques hybrides associés à des algorithmes de régression linéaire sont utilisés dans [11] et [3].

Enfin des filtres de Kalman sont utilisés dans [1].

La méthode proposée dans ce papier se veut à la fois simple à mettre en œuvre, nécessitant peu de moyen de calcul et robuste au bruit de mesure.

B. Estimateur algébrique rapide

Les estimateurs proposés dans cette étude sont basés sur les méthodes algébriques proposées par Fliess & Sira-Ramírez dans [5]. Ces techniques sont basées sur des outils algébriques (théorie des modules [6] et calcul opérationnel de Mikusiński's [12]). L'originalité principale de ces estimateurs algébriques est l'absence de calcul des moindres carrés ou de méthode probabiliste. D'autres applications à la détection de panne et au traitement du signal sont exposées dans [4] et [13].

La section suivante décrit brièvement la dynamique du convertisseur abaisseur utilisé dans cette étude. La section III développe la méthode d'estimation de la résistance série équivalente du condensateur de filtrage. La section IV décrit l'implémentation numérique choisie. Puis la section V présente les résultats expérimentaux obtenus sur un prototype de convertisseur abaisseur. Enfin l'article est conclu par la section VI.

II. MODÈLE DYNAMIQUE DU CONVERTISSEUR ABAISSEUR

Le convertisseur étudié dans ce papier correspond au convertisseur abaisseur décrit sur la figure 4. L'entrée de commande u peut prendre, alternativement, deux valeurs distinctes $u \in \{0, 1\}$. Lorsque l'interrupteur prend la valeur $u = 1$, le courant s'écoule de la source E vers la charge R au travers de l'inductance. Lorsque l'interrupteur prend la position $u = 0$ nous obtenons une topologie différente; la charge est alimentée par l'énergie stockée dans l'inductance et le condensateur de filtrage. Ce système dynamique est dit hybride puisque la variable u peut prendre deux états discrets. La dynamique de ce système peut être obtenue par application des lois de Kirchhoff pour chaque topologie possible [15] :

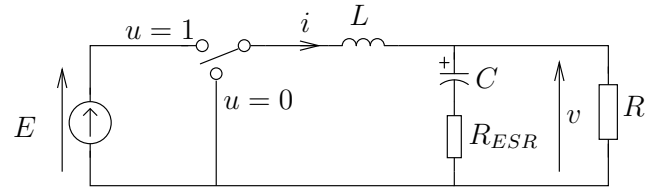


Fig. 4. Représentation idéal d'un convertisseur abaisseur.

$$C \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right) \frac{dv}{dt} = - \left(\frac{1}{R} + \frac{R_{ESR}C}{L} \right) v + i + \frac{R_{ESR}CE}{L} u \quad (1a)$$

$$L \frac{di}{dt} = -v + Eu \quad (1b)$$

où $v \in \mathbb{R}$ est la tension aux bornes du condensateur de filtrage, $i \in \mathbb{R}$ est le courant dans l'inductance, $R > 0$, $L > 0$, $C > 0$ et $R_{ESR} \geq 0$ représentent respectivement les valeurs de la résistance de charge, de l'inductance, du condensateur de filtrage et de la résistance série équivalente du condensateur. L'entrée de commande u est réalisée à l'aide d'un signal en modulation de largeur d'impulsion de fréquence f_c , et de rapport cyclique α :

$$u = \begin{cases} 1 & , t \in [kT; (k + \alpha)T[\\ 0 & , t \in [(k + \alpha)T; (k + 1)T[\end{cases} \quad (2)$$

où $T = \frac{1}{f_c}$ et $k \in \mathbb{N}$. En régime permanent, le rapport cyclique α permet de fixer la tension de sortie $v \approx \alpha E$.

III. ESTIMATION DES PARAMÈTRES ET DÉTECTION DE PANNE

Les méthodes d'estimations algébriques sont d'abord présentées sur le cas simple d'estimation de la valeur de l'inductance L , puis elles seront adaptées à l'estimation de

la résistance série équivalente du condensateur de filtrage R_{ESR} .

D'après la section précédente, le modèle dynamique du convertisseur correspond à un système dynamique hybride, puisque le signal de commande u est discontinu. Les développements mathématiques qui suivent ne s'appliquent qu'à des signaux continus. On se place donc dans le cas d'étude où le système se trouve toujours dans le même état (soit $t \in [kT; (k + \alpha)T[$, soit $t \in [(k + \alpha)T; (k + 1)T[$).

Contrairement aux estimateurs asymptotiques, les méthodes d'estimations algébriques donnent des résultats très rapidement, ce qui permet de faire l'estimation sur une seule période de fonctionnement. De plus, par construction ces estimateurs sont indépendants des conditions initiales, ce qui permet de réinitialiser l'estimateur à chaque changement d'état discret.

A. Estimation de la valeur de l'inductance

En utilisant les notations du calcul opérationnel, et avec t_0 représentant l'origine du temps choisie pour ce système, l'équation (1b) devient

$$L[sI(s) - i(t_0)]e^{-st_0} = [-V(s) + EU(s)]e^{-st_0} \quad (3)$$

Pour obtenir une expression indépendante des conditions initiales, l'équation (3) est dérivée par rapport à la variable complexe s :

$$L \left[I(s) + s \frac{dI(s)}{ds} \right] = -\frac{dV(s)}{ds} + E \frac{dU(s)}{ds} \quad (4)$$

Pour éviter de devoir dériver les signaux de mesure $i(t)$ et $v(t)$ dans le domaine temporel, il est nécessaire d'effectuer une première multiplication par s^{-1} , puis pour rejeter le bruit haute fréquence de ces mêmes mesures, il est possible d'effectuer une multiplication supplémentaire par s^{-1} . On obtient :

$$L \left[s^{-2}I(s) + s^{-1} \frac{dI(s)}{ds} \right] = -s^{-2} \frac{dV(s)}{ds} + s^{-2} E \frac{dU(s)}{ds} \quad (5)$$

L'équation (5) peut être réécrite

$$L = \frac{-s^{-2} \frac{dV(s)}{ds} + s^{-2} E \frac{dU(s)}{ds}}{s^{-2}I(s) + s^{-1} \frac{dI(s)}{ds}} \quad (6)$$

En calcul opérationnel [12], [17], l'opérateur $\frac{d^n}{ds^n}$ correspond à $(-1)^n t^n$ dans le domaine temporel, et l'opérateur s^{-1} correspond à une intégration. Donc dans le domaine temporel, l'équation (6) se lit comme¹ :

$$L = \frac{\int_{t_0}^{(2)} tv(t) - \int_{t_0}^{(2)} tEu(t)}{\int_{t_0}^{(2)} i(t) - \int_{t_0}^{(1)} ti(t)} \quad (7)$$

Remarque 1 : L'estimateur (7) de L ne dépend que des grandeurs mesurés et du signal de commande. Il n'est donc pas nécessaire de devoir calculer les dérivées des signaux

de mesure. Cela limite les inconvénients liés à la dérivation numérique de signaux bruités. De plus les signaux de mesures sont intégrés une ou plusieurs fois, ce qui réduit l'influence du bruit haute fréquence sur les performances de cet estimateur.

B. Estimateurs de la valeur de la capacité et de sa résistance série équivalente

On utilise des méthodes similaires pour obtenir un estimateur de R_{ESR} .

Hypothèse 1 : Pour cette étude on considère que la valeur de la résistance de charge R est connue.

Remarque 2 : De même, la valeur de L est supposée connue. En pratique, on utilise la valeur de L obtenue par l'estimateur développé au paragraphe III-A (voir expérimentation à la section V).

En utilisant les notations du calcul opérationnel, et avec t_0 représentant l'origine du temps choisie pour ce système, l'équation (1a) devient

$$\begin{aligned} & C \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right) [sV(s) - V(t_0)]e^{-st_0} = \\ & \left[-\left(\frac{1}{R} + \frac{R_{ESR}C}{L} \right) V(s) + I(s) + \frac{R_{ESR}CE}{L} U(s) \right] e^{-st_0} \end{aligned} \quad (8)$$

Pour obtenir une expression indépendante des conditions initiales, l'équation précédente est dérivée par rapport à la variable complexe s :

$$\begin{aligned} & C \left(1 + \frac{R_{ESR}}{R} \right) \left[V(s) + s \frac{dV(s)}{ds} \right] = \\ & - \left(\frac{1}{R} + \frac{R_{ESR}C}{L} \right) \frac{dV(s)}{ds} + \frac{dI(s)}{ds} + \frac{R_{ESR}CE}{L} \frac{dU(s)}{ds} \end{aligned} \quad (9)$$

Comme $C > 0$, l'équation (9) peut être divisée par C . Et, avec la notation $C_X = \frac{1}{C}$, on obtient :

$$\begin{aligned} R_{ESR} \left[\frac{E}{L} \frac{dU(s)}{ds} - \frac{1}{L} \frac{dV(s)}{ds} - \frac{1}{R} \left(V(s) + s \frac{dV(s)}{ds} \right) \right] + \\ C_X \left[\frac{dI(s)}{ds} - \frac{1}{R} \frac{dV(s)}{ds} \right] = V(s) + s \frac{dV(s)}{ds} \end{aligned} \quad (10)$$

Il y a deux inconnues dans (10). Pour obtenir une seconde équation, l'équation (10) est dérivé une fois de plus par rapport à s :

$$\begin{aligned} R_{ESR} \left[\frac{E}{L} \frac{d^2U(s)}{ds^2} - \frac{1}{L} \frac{d^2V(s)}{ds^2} - \frac{1}{R} \left(2 \frac{dV(s)}{ds} + s \frac{d^2V(s)}{ds^2} \right) \right] + \\ C_X \left[\frac{d^2I(s)}{ds^2} - \frac{1}{R} \frac{d^2V(s)}{ds^2} \right] = 2 \frac{dV(s)}{ds} + s \frac{d^2V(s)}{ds^2} \end{aligned} \quad (11)$$

Pour éviter de devoir utiliser des dérivées de signaux de mesures dans le domaine temporel, et pour atténuer le bruit haute fréquence, les équations (10) et (11) sont multipliées par s^{-2} . Les deux équations obtenues peuvent être réécrites sous la forme matricielle suivante :

¹Pour la suite de l'article, la notation suivante est utilisée :
 $\left(\int_{t_0}^{(j)} (t^p x(t)) \right) = \int_{t_0}^t \int_{t_0}^{\tau_1} \dots \int_{t_0}^{\tau_{j-1}} (\tau_j - t_0)^p x(\tau_j) d\tau_j \dots d\tau_1$

$$\begin{bmatrix} \frac{E}{L} s^{-2} \frac{dU(s)}{ds} - \frac{s^{-2}}{L} \frac{dV(s)}{ds} - \frac{1}{R} \left(s^{-2} V(s) + s^{-1} \frac{dV(s)}{ds} \right) \\ \frac{E}{L} s^{-2} \frac{d^2 U(s)}{ds^2} - \frac{s^{-2}}{L} \frac{d^2 V(s)}{ds^2} - \frac{1}{R} \left(2s^{-2} \frac{dV(s)}{ds} + s^{-1} \frac{d^2 V(s)}{ds^2} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s^{-2} \frac{dI(s)}{ds} - \frac{s^{-2}}{R} \frac{dV(s)}{ds} \\ s^{-2} \frac{d^2 I(s)}{ds^2} - \frac{s^{-2}}{R} \frac{d^2 V(s)}{ds^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{ESR} \\ C_X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s^{-2} V(s) + s^{-1} \frac{dV(s)}{ds} \\ 2s^{-2} \frac{dV(s)}{ds} + s^{-1} \frac{d^2 V(s)}{ds^2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Dans le domaine temporel l'équation (12) devient :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} R_{ESR} \\ C_X \end{bmatrix}}_X = \underbrace{\begin{bmatrix} (\int_{t_0}^{(2)} v(t)) - (\int_{t_0}^{(1)} tv(t)) \\ -2(\int_{t_0}^{(2)} tv(t)) + (\int_{t_0}^{(1)} t^2 v(t)) \end{bmatrix}}_B \quad (13)$$

avec

$$\begin{aligned} a_{11} &= -\frac{E}{L} \left(\int_{t_0}^{(2)} tu(t) \right) + \frac{1}{L} \left(\int_{t_0}^{(2)} tv(t) \right) \\ &\quad - \frac{1}{R} \left(\int_{t_0}^{(2)} v(t) \right) + \frac{1}{R} \left(\int_{t_0}^{(1)} tv(t) \right) \\ a_{12} &= \frac{1}{R} \left(\int_{t_0}^{(2)} tv(t) \right) - \left(\int_{t_0}^{(2)} ti(t) \right) \\ a_{21} &= \frac{E}{L} \left(\int_{t_0}^{(2)} t^2 u(t) \right) - \frac{1}{L} \left(\int_{t_0}^{(2)} t^2 v(t) \right) \\ &\quad + \frac{2}{R} \left(\int_{t_0}^{(2)} tv(t) \right) - \frac{1}{R} \left(\int_{t_0}^{(1)} t^2 v(t) \right) \\ a_{22} &= \left(\int_{t_0}^{(2)} t^2 i(t) \right) - \frac{1}{R} \left(\int_{t_0}^{(2)} t^2 v(t) \right) \end{aligned}$$

Le système d'équation (13) peut être résolu lorsque $\det A \neq 0$, une estimation des paramètres C et R_{ESR} est obtenue :

$$X = A^{-1} B, \text{ avec } X = \begin{bmatrix} R_{ESR} \\ 1/C \end{bmatrix} \quad (14)$$

Les expressions des paramètres inconnus sont fonction d'intégrales portant sur les sorties de mesures et sur l'entrée de commande du système, les commentaires de la remarque 1 s'appliquent donc aussi à cet estimateur.

IV. CALCUL NUMÉRIQUE DES ESTIMATEURS

En utilisant la formule de Cauchy [12, §8], les intégrales multiples peuvent être remplacées par une intégrale simple.

$$\int_{t_0}^t \int_{t_0}^{\tau_1} \dots \int_{t_0}^{\tau_{n-1}} f(\tau_n) d\tau_n \dots d\tau_1 = \int_{t_0}^t \frac{(t-\tau)^{n-1}}{(n-1)!} f(\tau) d\tau \quad (15)$$

Ceci permet d'une part de limiter la propagation des erreurs d'approximation effectuées lors du calcul numérique des intégrales multiples. Et d'autre part cela permet de réduire le nombre d'opérations à effectuer et donc rendre ces estimateurs moins chers en ressources de calculs.

Les intégrales sont calculées numériquement par la méthode du point milieu.

Les estimateurs (7) et (14) sont codés en utilisant le logiciel Scilab.

V. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

A. Plateforme d'expérimentation

Les méthodes algébriques d'estimation paramétriques proposées dans cet article sont validées sur un prototype de convertisseur abaisseur. Ce convertisseur est construit autour de composants standards. Les éléments de commutation sont réalisés à l'aide d'un transistor MOSFET canal-N IRF540N et d'une diode rapide BYW29. Le transistor est commandé par un driver IR2117. Les mesures de la tension aux bornes du condensateur de filtrage v et du courant dans l'inductance i sont respectivement obtenues par un amplificateur d'instrumentation INA111 et par un amplificateur différentiel AD8215. Pour obtenir une sensibilité de 1 V/A sur i_{mes} , une résistance de shunt de 0.05 Ω est utilisée, puisque le gain du AD8215 est fixé à 20 V/V. Les valeurs numériques des mesures i_{mes} et v_{mes} sont acquises par un oscilloscope numérique à 100 Mech/s. Les données sont transmises à un PC via une liaison USB pour être traitées par le logiciel Scilab.

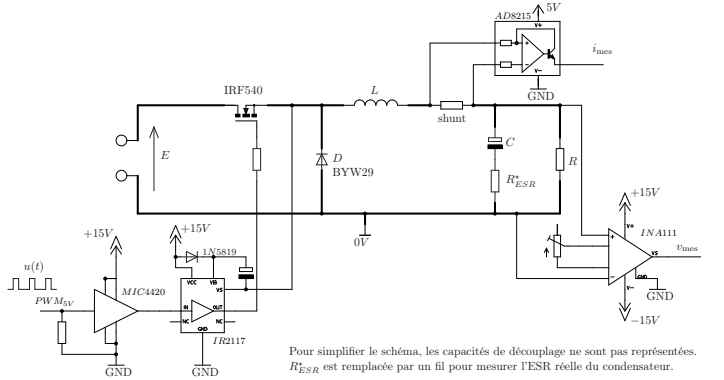


Fig. 5. Réalisation pratique du convertisseur abaisseur.

D'après la figure 3, on constate que la durée de vie d'un condensateur se compte en milliers d'heures. Pour pouvoir tester rapidement le bon fonctionnement des estimateurs développés dans cet article, on place une résistance externe en série avec le condensateur étudié (résistance notée R_{ESR}^* sur le schéma de la figure 5). Cette résistance additionnelle permet de simuler une variation de la résistance série équivalente du condensateur. La résistance R_{ESR}^* est remplacée par un fil lorsque l'on souhaite mesurer la résistance série équivalente réelle d'un condensateur.

La table I reprend les différentes valeurs numériques utilisées.

TABLE I
VALEURS NUMÉRIQUES

Variable	Valeur
E	10 V
shunt	0.05 Ω
C	47 μF ou 100 μF $\pm 10\%$
R	5 Ω $\pm 5\%$
L	inconnue
R_{ESR}	inconnue
Fréquence de découpage	20 kHz

B. Résultats

La figure 6 montre une acquisition des signaux effectuée sur une période T de découpage du convertisseur pour un rapport cyclique de l'ordre de $\alpha \approx 0.5$, le signal i représente le courant dans la bobine (multiplié par 5 sur la figure), le signal v représente la tension de sortie du convertisseur, u le signal de commande TTL (0 – 5V) et u_{hs} le signal de commande au niveau de la grille du MOSFET en sortie du driver IR2117 (divisé par 3 sur la figure). Les calculs de la section III ne sont valides que tant que les signaux utilisés restent continus, de plus à chaque commutation, il y a des petites oscillations dues au temps d'établissement du courant dans le transistor (voir zoom sur la figure 6), en conséquence de quoi, le calcul de l'estimateur s'effectue sur une fenêtre de temps donnée (ici 600 échantillons, représentés par les traits mauves sur la figure 6).

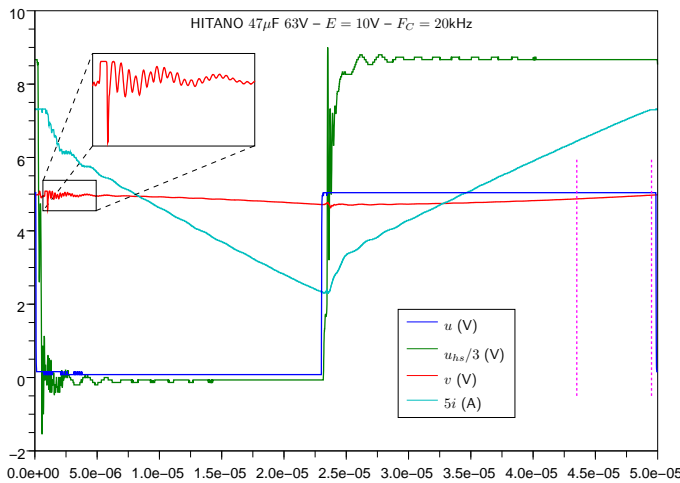


Fig. 6. Différents signaux mesurés.

La figure 7 montre les résultats des différents estimateurs algébriques de L , C et R_{ESR} lorsque la fenêtre se déplace de gauche à droite tout le long de l'échantillon (les points résultant d'une estimation lorsque la fenêtre est à cheval entre $u = 0$ et $u = 1$ ne sont évidemment pas pris en compte). Les résultats de la figure 7 permettent de retrouver une valeur de capacité proche de la valeur nominale du condensateur (ici 47 μF), l'estimation de la résistance série équivalente est de l'ordre de 250 m Ω .

Pour valider ces résultats, le vieillissement du condensateur est simulé par l'ajout d'une résistance R_{ESR}^* de différentes valeurs en série avec le condensateur. La figure 8 montre les résultats obtenus, chaque zone de la courbe cor-

respond à un essai différent :

- essai sans résistance en série,
- essai avec une résistance R_{ESR}^* de 1.2 Ω
- ou essai avec une résistance R_{ESR}^* de 2.2 Ω .

Pour chacun de ces essais, la fenêtre d'estimation a été déplacée pour balayer toute la période de commutation. Ces résultats permettent bien de retrouver une augmentation de la résistance série équivalente de l'ordre de 1.2 Ω pour la seconde zone, et de une augmentation de l'ordre de 2.2 Ω pour la dernière zone.

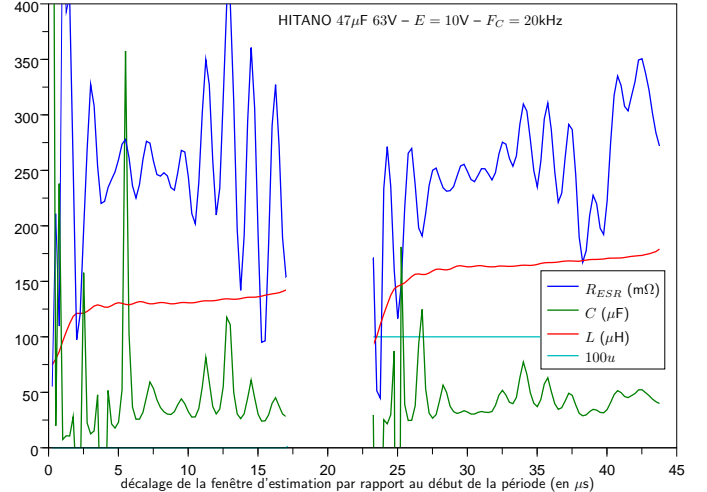


Fig. 7. Estimées de R_{ESR} , C , et L .

Enfin les mêmes essais sont réalisés sur un deuxième condensateur de valeur nominale 100 μF , la figure 9 présente les résultats obtenus. Les variations de la résistance série équivalente sont bien détectées par l'estimateur proposé.

Remarque 3 : Au centre de chaque zone, on retrouve à chaque fois des valeurs aberrantes de R_{ESR} , ceci correspond au moment de la commutation entre $u = 0$ et $u = 1$. En effet à ces instants, il se produit des transitoires qui ne sont pas modélisés par le système dynamique simple de l'équation (1). Grâce à son indépendance vis à vis des conditions initiales, la méthode proposée permet de déplacer la fenêtre de calcul pour que les résultats soient les plus pertinents possibles.

VI. CONCLUSIONS

Dans ce papier nous avons abordé le diagnostic du condensateur de filtrage d'un convertisseur abaisseur. L'état de vieillissement du condensateur électrolytique est déterminé par l'analyse de l'évolution de sa résistance série équivalente.

Des estimateurs paramétriques sont proposés, dans cet article, en se basant sur des méthodes récentes d'estimation algébrique. Les estimateurs développés ici ont été validés par des résultats expérimentaux sur un convertisseur abaisseur.

RÉFÉRENCES

- [1] K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, J.-M. Retif, and C. Rosset. A real time predictive maintenance system of aluminium electrolytic capacitors used in uninterrupted power supplies. In *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS '08*, pages 1–6, October 5–9, 2008.

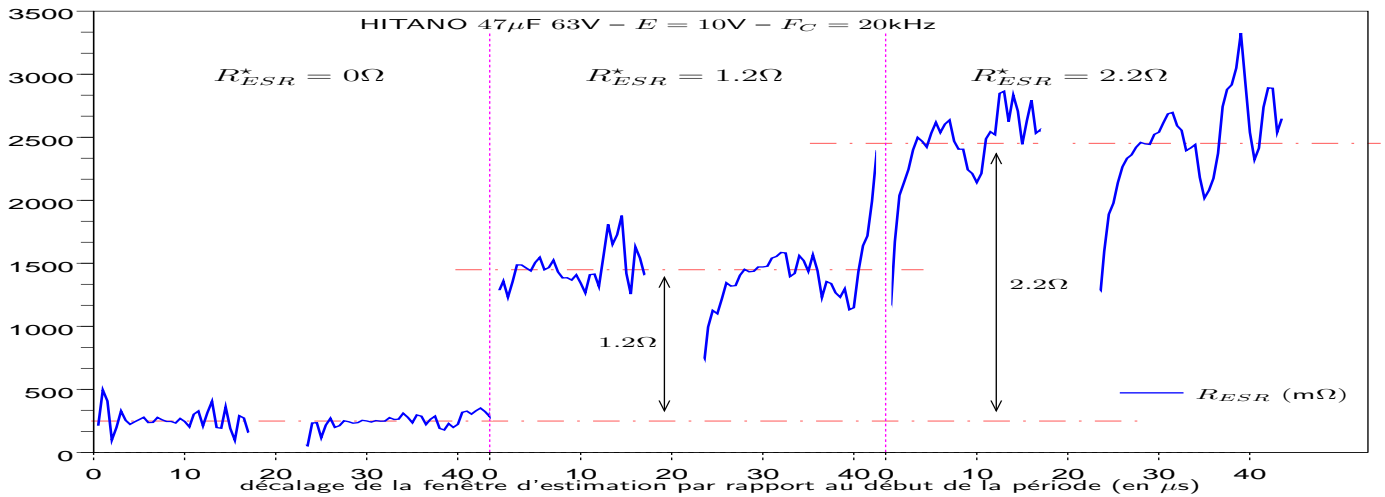


Fig. 8. Résultats expérimentaux sur un condensateur de 47µF.

- [2] A. Amaral and A. J. Marques Cardoso. A non-invasive technique for fault diagnosis of smps. In *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 2008*, pages 2097–2102, June 15–19, 2008.
- [3] G. M. Buiatti, A. M. R. Amaral, and A. J. M. Cardoso. ESR estimation method for dc/dc converters through simplified regression models. In *42nd IAS Annual Meeting Industry Applications Conference Record of the 2007 IEEE*, pages 2289–2294, September 23–27, 2007.
- [4] M. Fliess, C. Join, and H. Sira-Ramírez. Robust residual generation for linear fault diagnosis : an algebraic setting with examples. *International Journal of Control*, 77(14) :1223–1242, September 2004.
- [5] M. Fliess and H. Sira-Ramírez. An algebraic framework for linear identification. *ESAIM : Control, Optimisation and Calculus of Variations*, 9 :151–168, January 2003.
- [6] Michel Fliess. Some basic structural properties of generalized linear systems. *Systems & Control Letters*, 15(5) :391 – 396, 1990.
- [7] M. L. Gasperi. Life prediction model for aluminum electrolytic capacitors. In *Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96*, volume 3, pages 1347–1351, October 6–10, 1996.
- [8] K. Harada and A. Katsuki. Deterioration diagnosis of electrolytic capacitor in a buck-boost converter. In *Proc. th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '88 Record*, pages 1101–1104, April 11–14, 1988.
- [9] K. Harada, A. Katsuki, and M. Fujiwara. Use of esr for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 8(4) :355–361, October 1993.
- [10] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, and P.-J. Viverge. Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switch-mode power supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(6) :1199–1207, November 1998.
- [11] Hao Ma and Linguo Wang. Fault diagnosis and failure prediction of aluminum electrolytic capacitors in power electronic converters. In *Proc. 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society IECON 2005*, page 6pp., November 6–6, 2005.
- [12] J. Mikusiński. *Operational Calculus*, volume 1. PWN & Pergamon, 2nd edition, 1983.
- [13] A. Neves, M. Mboup, and M. Fliess. An algebraic identification method for completely the demodulation of qpsk signal through a convolutive channel. In *EUSIPCO'04*, Vienna, 2004.
- [14] O. Ondel, E. Boutleux, and P. Venet. A decision system for electrolytic capacitors diagnosis. In *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference PESC 04*, volume 6, pages 4360–4364, June 20–25, 2004.
- [15] H. Sira-Ramírez and R. Silva-Ortigoza. *Control Design Techniques in Power Electronics devices*. Springer, London, 2006.
- [16] Pascal Venet, Amine Lahyani, Guy Grellet, and A. Ah Jaco. Influence of aging on electrolytic capacitors function in static converters : Fault prediction method. *The European Physical Journal Applied Physics*, 5(1) :71–83, 01 1999.
- [17] K. Yosida. *Operational Calculus*. Springer, 2nd edition, 1984.

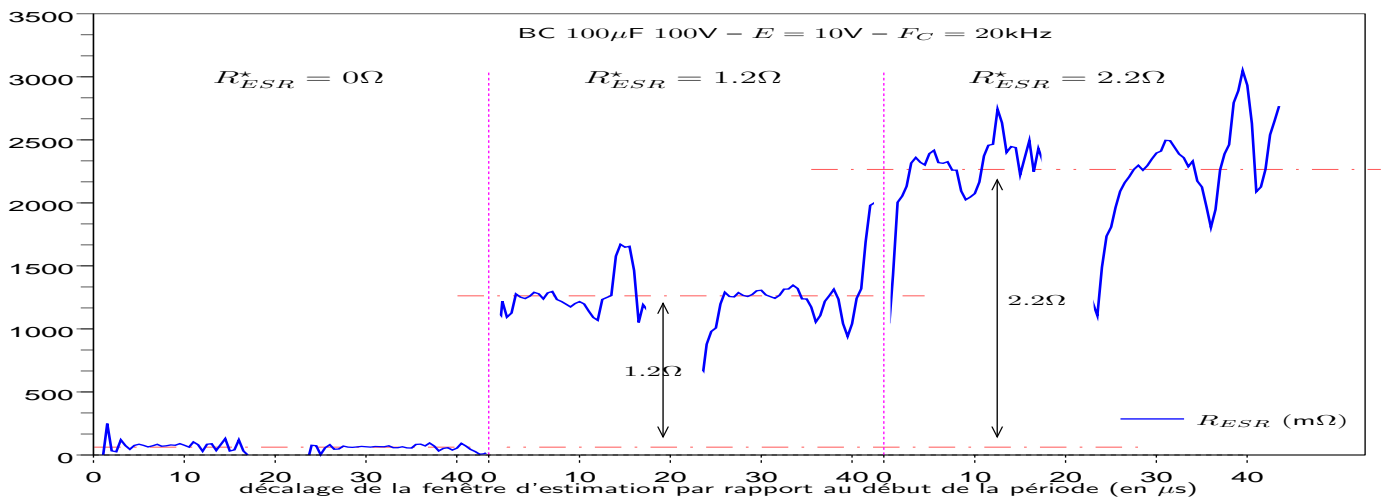


Fig. 9. Résultats expérimentaux sur un condensateur de 100µF.