

Université de Technologie de Compiègne

Thèse pour obtenir le grade de Docteur

Spécialité : Génie Électrique

Contribution à la modélisation et à l'étude du vieillissement des condensateurs électrolytiques aluminium dédiés à des applications à hautes températures

par Romain COUSSEAU

Thèse soutenue le 16 Novembre 2015 devant le jury composé de :

Rapporteurs	Pascal VENET	Université Lyon 1, Laboratoire Ampère
	Jean-Michel VINASSA	Institut Polytechnique de Bordeaux, Laboratoire IMS
Examineurs	Christophe FORGEZ	Université de Technologie de Compiègne, LEC
	Stéphane LEFEBVRE	ENS Cachan, Laboratoire SATIE
Directeur	Éric MONMASSON	Université de Cergy-Pontoise, Laboratoire SATIE
Co-Directeur	Nicolas PATIN	Université de Technologie de Compiègne, LEC

Résumé

Ce mémoire est consacré à la modélisation des condensateurs électrolytiques aluminium dédiés à des applications à hautes températures ainsi qu'à la compréhension de leur vieillissement lors d'utilisations réalistes. En effet, dans le cas d'onduleur de traction de véhicule électrique, les sollicitations, notamment en température, peuvent être parfois très variables. Ce type de stress a déjà été beaucoup étudié sur des composants actifs mais pas encore sur des passifs tels que les condensateurs de découplage. Or, il se trouve que pour ce type d'applications, ces derniers sont la plupart du temps de type électrolytiques aluminium, technologie étant parmi les plus fragiles.

Par conséquent, ce manuscrit propose tout d'abord une nouvelle modélisation électrique s'appuyant des phénomènes de diffusion permettant d'obtenir une représentation très précise de l'impédance de ces condensateurs et également de mieux comprendre les phénomènes physiques mis en jeu. Compte-tenu de leur forte dépendance en température, la modélisation thermique couplée au modèle électrique est également traitée. Le but premier est de développer un outil permettant d'estimer précisément les pertes à chaque instant dans le condensateur pour permettre au contrôleur d'ajuster la température de ce dernier par une modification de la stratégie MLI. Une méthode d'identification en ligne est alors proposée par l'utilisation de filtres de Kalman conjoints avec de très bons résultats obtenus en simulation. Le dimensionnement ainsi que la création d'un banc de cyclage accéléré est développé et une comparaison du vieillissement obtenus après 12 000 heures entre des composants cyclés thermiquement et d'autres non cyclés est donnée. Les résultats montrent une très bonne tenue dans le temps des condensateurs étudiés (PEG225MF470Q de Kemet©) que ce soit au niveau de l'impédance ou bien visuellement avec néanmoins un impact du cyclage thermique non négligeable.

Mot-clés : condensateur électrolytique aluminium, modélisation électrique, modélisation thermique, diffusion anormale, ajustement de paramètre, algorithme génétique, filtrage de Kalman étendu, banc de cyclage, étude impédancemétrique, analyse du vieillissement



Abstract

This thesis is devoted to the modeling of aluminum electrolytic capacitors dedicated to high temperatures. The purpose is also to understand their ageing while submitted to realistic use. Indeed, in the case of electric vehicle traction inverter, solicitations like temperature can vary a lot. This type of stress has already been studied for active components, but not yet on passive ones such as decoupling capacitors. However, it turns out that for this kind of application, they are most of the time aluminum electrolytic capacitors which is among the weakest technology.

Consequently, this manuscript proposes at first a new electric model based on a diffusion phenomena which leads to a very accurate impedance description. It permits also a better understanding of the physical phenomena involved in these components. Because of their important temperature dependence, thermal modeling coupled to the electric model is also discussed. The very first purpose is to develop a tool that is able to estimate losses accurately at every moment. Thanks to it, the controller could so change the PWM strategy in order to act on the temperature. An online identification method is then proposed with the use of joint Kalman filters which led to very good results in simulation. The design and the creation of an accelerated cycling bench is developed and comparisons about the ageing obtained after 12 000 hours between thermally cycled components and others non-cycled are given. Results show a very good stability over time of the studied capacitors (PEG225MF470Q Kemet©) either on the impedance or visually. Nevertheless a significant impact can be observed on the cycled ones.

Keywords : aluminum electrolytic capacitor, electric modeling, thermal modeling, anomalous diffusion, parameter fitting, genetic algorithm, extended Kalman filter, cycling bench, impedancemetry study, ageing analysis



Table des matières

1	Introduction	11
1.1	La découverte historique du phénomène capacitif	12
1.2	Généralités sur les condensateurs	14
1.2.1	Les condensateurs non polarisés	17
1.2.2	Les condensateurs polarisés	19
1.3	Particularités des Condensateurs Électrolytiques Aluminium (CEA)	22
1.3.1	Principe de base	22
1.3.2	Conception physique d'un CEA	25
1.3.3	Les causes de défaillances des CEA	26
1.3.4	Spécificités des condensateurs électrolytiques aluminium Kemet©	27
1.4	Modélisation électrique classique des CEA	29
1.4.1	Les différents modèles électriques dits "classiques"	29
1.4.2	La notion de résistance série équivalente	30
1.4.3	L'évaluation du vieillissement	31
1.5	Importance d'un modèle électrique précis couplé à un modèle thermique	34
1.5.1	Comportement de l'ESR en fonction de la température et de la fréquence	34
1.6	Problématiques de l'étude	37

2	Modèle électrique et thermique	39
2.1	Introduction	39
2.2	Modélisation thermique	40
2.2.1	Modélisation classique par circuit électrique équivalent	40
2.3	Modélisation électrique classique	50
2.3.1	Protocole de mesure d'impédance	50
2.3.2	Algorithme génétique et fonction objectif	51
2.3.3	Ajustement des paramètres du modèle classique	54
2.4	Modélisation électrique avancée	58
2.4.1	Les origines du modèle avancé	58
2.4.2	Les différentes diffusions électrochimiques	59
2.4.3	Application des phénomènes diffusifs pour les CEA	63
2.4.4	Ajustement des paramètres du modèle avancé	66
2.5	Comparaison du modèle classique et du modèle avancé	68
2.5.1	Poids des éléments par rapport à la partie réelle	68
2.5.2	Parenthèse sur la partie imaginaire	69
2.6	Conclusions sur le modèle électrique avancé	73

3	Identification des paramètres en ligne	75
3.1	Introduction	75
3.2	Simplifications du modèle	75
3.2.1	Suppression de l'inductance série équivalente	76
3.2.2	Reformulation de la diffusion avec des cellules RC	82
3.2.3	Équations d'états	84
3.3	Principe du filtrage de Kalman étendu	86
3.3.1	Application aux quatre filtres considérés	88
3.4	Résultats de l'estimation des paramètres par filtrage de Kalman conjoint	92
3.4.1	Résultats obtenus en simulation	92
3.4.2	Résultats obtenus avec des mesures	102
3.4.3	Impact d'une présence inductive dans le modèle	105
3.5	Conclusions sur l'identification en ligne	107
4	Modélisation des sollicitations d'un véhicule électrique	109
4.1	Préambule	109
4.1.1	Modèle de véhicule	110
4.1.2	Modèle de moteur asynchrone	118
4.1.3	Modèle d'onduleur	125
4.2	Détermination de sollicitations réalistes	126
4.2.1	Résultats des simulations	126
4.2.2	Simulations thermiques et conclusions de la modélisation d'un véhicule	129
4.3	Dimensionnement du banc de vieillissement accéléré	131

5 Banc d'essais et résultats de vieillissement	137
5.1 Réalisation pratique	137
5.2 Résultats du vieillissement des CEA	142
5.2.1 Évolution de l'ESR pour une fréquence donnée	142
5.2.2 Problématique liée à la conception des condensateurs	146
5.2.3 Évolution de chacun des paramètres du modèle électrique avancé	147
5.2.4 Étude visuelle de l'impact du vieillissement	150
5.3 Conclusions sur l'impact d'une température variable	154
6 Conclusions et perspectives	157
6.1 Conclusions	157
6.2 Perspectives	159
Annexe A : Description détaillée d'un condensateur Kemet© PEG225MF470Q	161
A.1 Démontage d'un composant	161
A.2 Caractéristiques dimensionnelles et structurales du composant	161
Annexe B : Références des principaux matériels utilisés	163

Chapitre 1

Introduction

Les véhicules électriques, bien que faisant les unes de l'actualité très souvent depuis le début des années 2000, existent pourtant depuis bientôt deux siècles et ont même été utilisés de manière relativement importante à la fin du XIX^{ème} siècle [Cab06]. Les premiers prototypes fonctionnels (même si étant encore très loin d'une utilisation destinée au grand public) datant des années 1830 [Gua12]. Malgré le fait qu'ils ont été progressivement supplantés pour laisser leur place aux véhicules à combustion interne au XX^{ème} siècle, et ce pour des raisons telles qu'une plus grande autonomie ou encore un pétrole brut dont le coût a été maintenu artificiellement bas [Cab06], ils font à nouveau parler d'eux comme étant la réponse aux enjeux écologiques du monde moderne qui tend à devoir se priver des véhicules carbonés dans un futur relativement proche.

Fortes de ce contexte, la recherche et les technologies concernant l'entraînement électrique à vitesse variable ont grandement évolué et se sont perfectionnées. Ainsi, aujourd'hui les études portent sur l'ensemble de la chaîne de traction, du moteur (l'élément actionneur) jusqu'aux batteries (la source d'énergie embarquée) en passant par l'organe d'électronique de puissance. À ce niveau, des composants passifs appelés condensateurs jouent un rôle primordial entre la batterie et les composants semi-conducteurs. Ces éléments servent essentiellement à filtrer les variations de tension dues au découpage du convertisseur électronique de puissance (CEP). Ils sont appelés condensateurs de découplage dans ce genre d'applications. Dans le cas des véhicules électriques, il est nécessaire que ces condensateurs présentent une densité importante à moindre coût. Ainsi, ce sont pratiquement toujours des condensateurs de technologie dite électrolytique aluminium qui sont sélectionnés. Cependant, ces derniers présentent également un défaut majeur, à savoir leur durée de vie. Il est

donc essentiel de connaître parfaitement ces éléments pour optimiser au mieux leur dimensionnement assurant ainsi la meilleure compacité, facteur essentiel pour des applications embarquées.

Afin de prendre la mesure du domaine d'application des condensateurs électrolytiques aluminium, la figure 1.1 présente un diagramme de Ragone qui exprime la densité énergétique en fonction de la densité de puissance pour un certain nombre de composants. On prend alors bien conscience que si les batteries modernes (à technologie Lithium-Ion) permettent de stocker une quantité d'énergie très importante dans un volume restreint, la puissance que ces dernières peuvent délivrer (ou absorber) reste limitée. C'est pourquoi les applications de puissance contrôlent et limitent le courant aussi bien en charge qu'en décharge pour s'assurer qu'une certaine dynamique soit respectée. À l'inverse, les condensateurs électrolytiques aluminium qui ne sont pas à proprement parler des systèmes de stockage d'énergie, ne peuvent au mieux que servir de réservoir tampon. En revanche, grâce à leur très grande densité de puissance, ils peuvent supporter brièvement de forts courants. Ainsi, ils sont parfaitement complémentaires aux batteries en servant de « protection » à ces dernières et en étant là pour « encaisser les chocs » tandis que la batterie quant à elle pourra fournir une alimentation continue et lisse pendant une durée relativement longue.

Remarque 1.0.1. *Les super-condensateurs font le lien entre ces deux technologies et sont donc très prometteurs pour l'avenir même si leur densité d'énergie est encore trop faible pour être utilisés uniquement en tant que stockage d'énergie. En revanche, ils peuvent être un choix intéressant dans le cas de véhicules hybrides. Un autre inconvénient de ces éléments est qu'ils ne supportent qu'une très faible tension à leurs bornes (moins de 3 V [Sim11, Ven12]) et que donc, même s'ils sont montés en série dans un pack, un convertisseur survolteur peut être requis pour une utilisation avec un bus DC à tension élevée.*

1.1 La découverte historique du phénomène capacitif

L'origine de ce qui est aujourd'hui un élément principal de l'électronique s'intitule la bouteille de Leyde (figure 1.2) du nom de la ville hollandaise dans laquelle a été découvert le phénomène au milieu du XVIII^{ème} siècle (même si cette découverte fut faite également en Allemagne à la même époque). Le principe consistait alors en une bouteille en verre remplie parfois de feuilles d'étain reliées à l'extérieure par une pointe métallique. Cette même bouteille était enveloppée d'une feuille également en métal. Grâce aux moyens de l'époque, c'est-à-dire un générateur à friction, la bouteille était

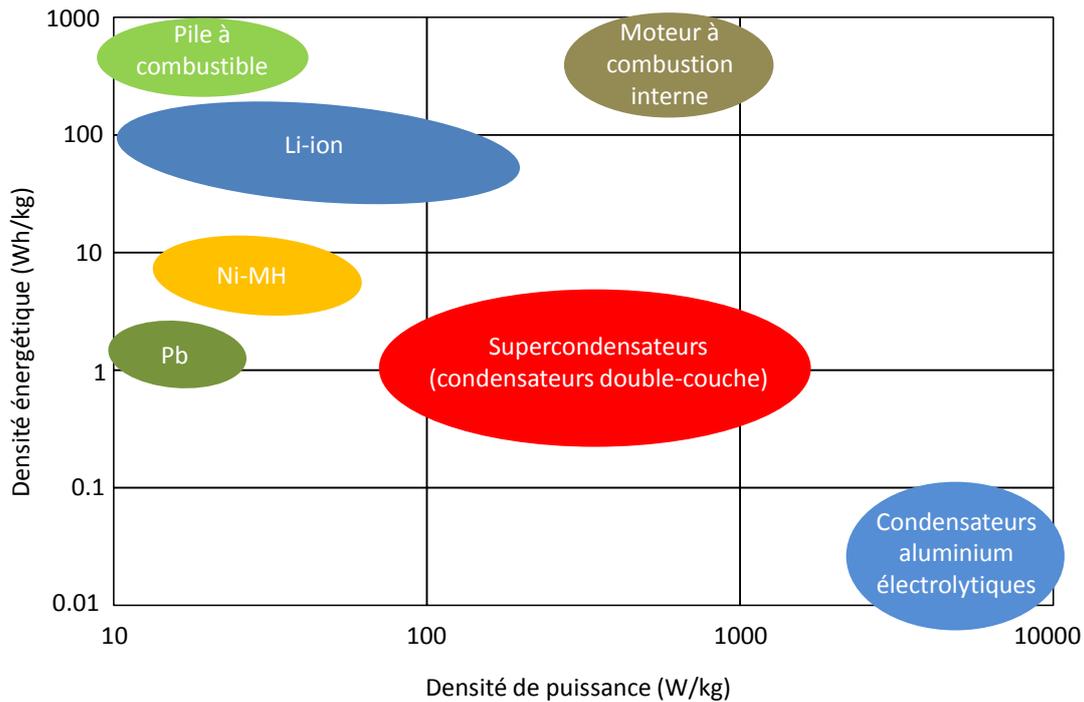


FIGURE 1.1 – Diagramme de Ragone présentant la densité énergétique en fonction de la densité de puissance de divers éléments

chargée par chacune des électrodes ainsi formées, le verre servant d'isolant électrique. Puis, une fois le générateur retiré, la mise en contact des deux électrodes provoquait un étincelle due à la décharge. Cette découverte, faite plus par hasard que par un aboutissement de travaux de recherches, ne trouva pas tout de suite d'applications très utiles. En effet, la principale utilisation de cet effet électrostatique était d'envoyer des commotions électriques sur un grand nombre de personnes en même temps (de manière non létale, du moins c'est ce qu'il est préférable d'espérer), ceci uniquement à des fins d'amusement, pour la cour du roi Louis XIV par exemple. Maintenant que le phénomène est bien connu, l'utilisation d'une bouteille (autrement dit un récipient) peut surprendre. Cependant à l'époque la bouteille était souvent remplie d'eau car certains pensaient que c'était dans cette dernière que se stockaient les charges électriques et non au niveau du verre. Benjamin Franklin comprit plus tard que l'eau n'avait pas d'utilité et s'affranchit donc alors du récipient pour utiliser des plaques de verre. Ce n'est toutefois que bien plus tard que sera perçu le potentiel (sans jeu de mot) de l'effet capacitif dans le cadre d'applications électriques.



FIGURE 1.2 – Bouteille de Leyde

1.2 Généralités sur les condensateurs

Pour débiter, il convient de poser les bases du composant étudié dans ce rapport et décrire sommairement ce qu'est un condensateur. Un condensateur est un dispositif électrique passif (comme le sont également les résistances et les inductances) très utilisé en électronique, aussi bien de traitement de signaux que de puissance. Ils agissent comme un circuit ouvert face à une tension continue une fois qu'ils sont chargés et présentent une impédance inversement proportionnelle à la fréquence devant une tension alternative. Ils sont utilisés à des fins de filtrage et dans maintes applications nécessitant une suppression ou un maintien de tension continue.

Ils se présentent classiquement sous la forme de deux plaques métalliques se faisant face et séparées par un isolant comme indiqué sur la figure 1.3. Lors d'une mise sous tension continue, un déficit d'électrons va exister sur une des bornes alors qu'un excès sera observé sur l'autre borne, le mouvement électronique ainsi créé va s'estomper assez rapidement (pendant la charge du condensateur) jusqu'à devenir nul une fois que la tension aux bornes du condensateur aura atteint la valeur imposée par la source continue. Une fois dans cet état, le fait de retirer la source continue laisse les charges ainsi déplacées telles quelles, il s'agit donc d'un réservoir d'énergie sous forme électrostatique. Le nombre de charges qu'il est possible de stocker en fonction de la tension appliquée aux bornes détermine la « capacité » d'un condensateur par la formule 1.1 avec Q en Coulombs, U en Volts et C en Farads.

$$Q = CU \tag{1.1}$$

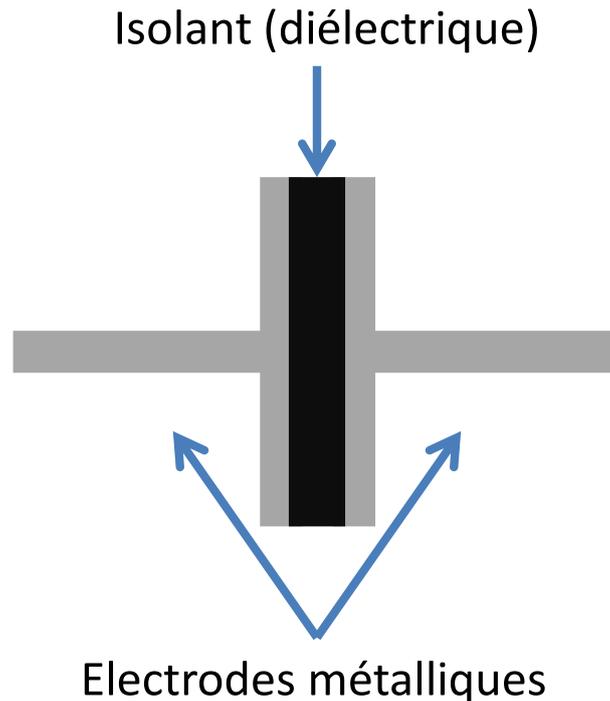


FIGURE 1.3 – Représentation simpliste d'un condensateur

Si la tension appliquée n'est pas continue mais alternative, le condensateur ne va faire que se charger et se décharger partiellement opposant de moins en moins de « résistance » au mouvement électronique au fur et à mesure que la fréquence augmente. Ainsi, comme le courant électrique correspond au débit de charge électrique à travers une surface, l'équation 1.2 permet d'obtenir une expression de l'impédance d'un condensateur. En effet, en passant cette dernière dans le domaine de Laplace avec s la variable de Laplace, on arrive à l'équation 1.3. Ainsi, en régime harmonique, comme $s = j\omega$, on obtient l'équation de l'impédance d'un condensateur 1.4.

$$i = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU}{dt} \quad (1.2)$$

$$I = CsU \quad (1.3)$$

$$Z_C = \frac{U}{I} = \frac{1}{jC\omega} \quad (1.4)$$

La capacité C d'un condensateur se détermine grâce à trois informations, la permittivité diélectrique relative du matériau isolant (ϵ_r), la surface en vis-à-vis (S) et

l'épaisseur du diélectrique (e). Connaissant cela, on détermine la valeur de la capacité avec l'équation 1.5 (avec ϵ_0 la permittivité électrique du vide). Pour que la capacité soit grande, il est donc nécessaire que le matériau isolant ait une permittivité élevée, que la surface soit maximale (sans toutefois que le volume totale ne soit déraisonnable) et que l'épaisseur de l'isolant soit la plus faible possible. Bien évidemment, l'épaisseur a également une limite minimum déterminée par la rigidité diélectrique du matériau pour éviter que ce dernier ne « claque ». À titre d'exemple, la rigidité diélectrique de l'air (dans des conditions sèches) est de 3 kV/mm : ainsi, une séparation par l'air d'un micron entre deux électrodes ne pourrait pas subir une différence de potentiel supérieure à 3 V sous peine de voir un arc électrique se former, ce qui est très peu.

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{e} \quad (1.5)$$

Remarque 1.2.1. *Cette formule n'est valable que pour des condensateurs dits plans, il existe également des condensateurs cylindriques (à ne pas confondre avec les condensateurs enroulés qui restent plans comme cela sera expliqué plus tard) ou sphériques pour lesquels la formule diffère mais ces derniers ne sont pas traités dans ce rapport et restent très marginaux. Ils se rencontrent d'ailleurs plutôt dans des exercices théoriques que dans des applications réelles.*

Bien que l'étude du présent rapport soit consacrée à un unique type de condensateur (les Condensateurs Électrolytiques Aluminium - CEA), il convient dans un premier temps de décrire les autres technologies. Ceci afin de mieux comprendre les avantages et inconvénients de chacune, leurs usages respectifs ainsi que de mieux appréhender pourquoi les CEA sont si particuliers et nécessitent des études aussi avancées. Il existe une très grande variété de technologies de condensateurs avec des gammes de tensions, capacités, températures et coûts très différentes les unes des autres. Cette diversité peut rendre difficile le choix d'une technologie en particulier lors du design d'une application. Les parties qui suivent ne vont pas se révéler totalement exhaustives mais pourront être utilisées comme un récapitulatif basique des diverses technologies.

Remarque 1.2.2. *La partie qui suit va utiliser des termes tels que « résistance série équivalente » et « inductance série équivalente » qui seront expliqués plus en détails dans la suite du manuscrit. Pour l'instant, il suffit de considérer qu'il s'agit simplement respectivement d'une résistance et d'une inductance placées en série avec le condensateur.*

1.2.1 Les condensateurs non polarisés

À air

Synonyme de simplicité de conception, les condensateurs à air utilisent ce dernier en guise d'isolant. Cette particularité amène toutefois naturellement le défaut de présenter une valeur de capacité très faible (de l'ordre de la centaine de pF), l'écart entre les deux électrodes devant respecter une valeur de sécurité relativement importante pour éviter les courts-circuits. De plus, une rigidité mécanique doit être assurée pour la même raison. Leur utilisation aujourd'hui marginale est surtout observée pour des applications demandant une capacité variable, par exemple la compensation d'une sonde d'oscilloscope ou bien à l'époque des anciens postes radios. En effet, étant donné qu'il n'y a aucun contact entre les deux électrodes, il est aisé de faire varier sans frottement les surfaces en regard comme présenté sur la figure 1.4 et ainsi faire varier la capacité.

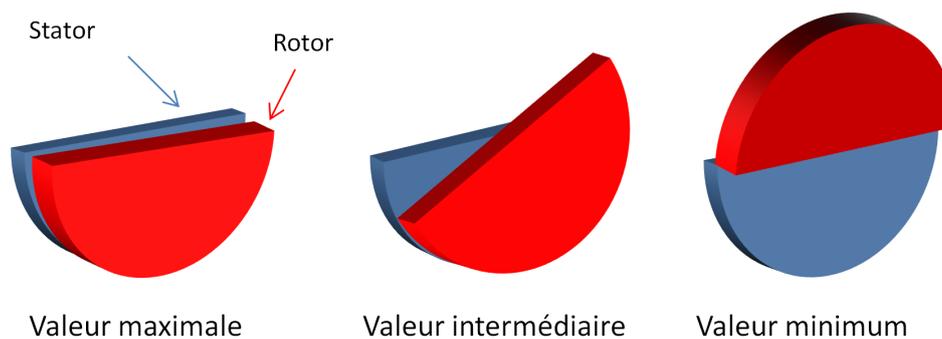


FIGURE 1.4 – Condensateur à air variable - différentes valeurs de capacité

Céramique

Ce type de condensateur (figure 1.5) utilise une céramique dont la composition peut varier en guise d'isolant. Cette dernière permet de séparer un empilement d'électrodes, plus il y a de couches empilées plus la surface et donc la capacité est importante. La grande permittivité relative de la céramique permet d'atteindre des valeurs de capacité de quelques nF jusqu'à une dizaine de μF . Ils présentent également l'avantage d'avoir une très faible inductance série et sont donc particulièrement adaptés aux applications hautes fréquences. En revanche, étant donné que la structure est en céramique, ils sont très fragiles. De plus, la température a une très forte influence sur leur capacité pour les modèles de fortes valeurs (dits de classe 2 comme par exemple : X5R, X7R,...).



FIGURE 1.5 – Photo d'un condensateur céramique

Plastique

Les condensateurs plastiques constituent une famille assez importante avec plusieurs types de plastiques utilisés en guise d'isolant (ces derniers étant bien souvent métallisés). Ces composants sont utilisés pour le découplage de signaux car ils sont très stables par rapport à la température, au vieillissement et ne présentent pas d'hystérésis de charge. Il existe par exemple les polyesters (MKT ou MKS, cf. figure 1.6), les polystyrènes (MKJ), les polypropylènes (MKP, cf figure 1.7), ou encore les polycarbonates (MKC). Les polyesters (ou polyéthylènes) sont appréciés car il est possible d'obtenir des couches très minces d'isolants et donc une capacité assez élevée. Les polystyrènes ne présentent pas cet avantage mais sont les plus stables parmi tous les condensateurs à film plastique. Les polypropylènes quant à eux sont les plus utilisés dans les alimentations à découpage car ils présentent une très faible résistance série (ce qui autorise donc de forts courants), en revanche, ils peuvent être assez volumineux du fait de l'impossibilité d'obtenir des couches très fines.



FIGURE 1.6 – Photos de condensateurs plastiques polyester

Autres

Bien d'autres matériaux sont (ou ont été) utilisés pour servir d'isolant comme le papier, le verre ou le mica. Cependant, bien que présentant l'avantage de ne pas être po-



FIGURE 1.7 – Photo d'un condensateur plastique polypropylène MKP

larisés, tous ces condensateurs utilisant un film relativement épais ne permettent pas d'atteindre des valeurs de capacités très élevées (toujours en conservant des dimensions raisonnables). Cet état de fait a conduit à la recherche de nouvelles techniques et a finalement abouti aux condensateurs polarisés.

1.2.2 Les condensateurs polarisés

La technique permettant d'atteindre les valeurs de capacités les plus importantes consiste en la création d'un isolant directement sur une électrode par une réaction chimique d'oxydation. Pour cela, deux électrodes métalliques baignant dans un électrolyte sont mises sous tension continue. Les ions présents dans l'électrolyte vont alors réagir avec l'une des deux électrodes (selon la polarité choisie) et oxyder cette dernière. La couche de diélectrique alors formée est très fine (100 nm pour un condensateur électrolytique aluminium de 63 V_{DC}) ce qui permet d'atteindre des capacités jusqu'à plusieurs mF. Le problème étant qu'une fois la couche de diélectrique formée, il devient impossible d'appliquer une tension inverse. En effet, ceci provoquerait la réaction chimique opposée (la réduction de l'oxyde pour créer le métal), détruisant le diélectrique au niveau de l'anode, ce qui créerait d'une part un court-circuit et d'autre part engendrerait la création d'une couche de diélectrique au niveau de la cathode dégageant du dihydrogène et augmentant fortement la pression interne conduisant à une explosion (ou à un dégagement gazeux rompant l'évent dans le meilleur des cas). Ainsi ce type de condensateur est dit polarisé.

Remarque 1.2.3. *Bien évidemment, comme cela sera expliqué plus en détails dans la suite, l'anode est oxydée avant le montage final car le dégagement gazeux (de dihydrogène) engendré lors de cette action doit être réalisé sous atmosphère protégée.*

Au tantale

Les condensateurs utilisant du tantale peuvent avoir un électrolyte liquide ou solide. Ces derniers (qui sont historiquement appelés condensateurs « gouttes » à cause

de la forme des premières versions) sont les plus utilisés car ils présentent un meilleur maintien dans le temps ainsi qu'une résistance série plus faible que ceux possédant un électrolyte liquide. Les condensateurs au tantale sont ceux qui présentent la plus grande capacité par unité de volume, ceci grâce à leur conception et à la plus grande permittivité relative de l'oxyde de tantale par rapport à l'oxyde d'aluminium. En effet, contrairement aux autres éléments qui mettent deux plaques en vis à vis, ici le tantale est sous forme de poudre (les particules ayant un ordre de grandeur de 10 μm) agglomérée par « frittage ». Ces particules (qui auront le rôle d'anode) sont oxydées et ensuite reliées à la cathode soit par un oxyde de manganèse, soit directement par l'électrolyte lorsque ce dernier est liquide. Le collecteur permettant de relier cet électrolyte (qui devient de ce fait la cathode) à l'extérieur est en argent. Ceci se justifie par la très bonne conductivité électrique de ce métal d'une part mais également, dans le cas des électrolytes liquides, par sa résistance à la corrosion. En effet, ces derniers utilisent des acides tels que l'acide sulfurique en guise de solvant. Ainsi, la surface effective de contact entre l'anode et la cathode est immense (grâce au frittage) et la permittivité relative de l'oxyde de tantale (Ta_2O_5) est très grande (27 contre moins de 10 pour de l'oxyde d'aluminium). Ils disposent également d'une résistance série relativement faible (plus grande pour les liquides) et d'une très faible inductance série équivalente grâce à l'absence d'enroulement.

Cependant, malgré ces qualités, ces condensateurs ne sont pas exempts de défauts, le premier étant le coût : en effet, le tantale est un métal rare, donc cher, auquel vient s'ajouter le coût de l'argent. Ensuite, vient le très fort risque d'inflammation lors d'un dysfonctionnement qui, outre l'évident risque posé par les flammes, conduit également à un dégagement de vapeurs toxiques. C'est pourquoi leur utilisation dans un montage embarqué (véhicule électrique par exemple) est très déconseillée. De plus, un important coefficient de sécurité en tension doit être respecté avec un calibre qui doit être choisi égal à deux fois la tension utile spécifiée (alors que ceci est pratiquement inexistant pour la technologie électrolytique aluminium) [O'C14].

Électrolytiques aluminium

Ils s'agit des condensateurs étudiés dans ce manuscrit. Ils présentent de nombreux avantages par rapport aux autres condensateurs non polarisés à commencer par une densité de puissance très importante et donc une capacité élevée même si à volume donné, cela reste inférieur aux tantales. Néanmoins, ils supportent des tensions bien supérieures (au-delà de 400 V pour certains). L'autre avantage par rapport aux condensateurs tantales, c'est que malgré le risque d'explosion en cas de défaillance,

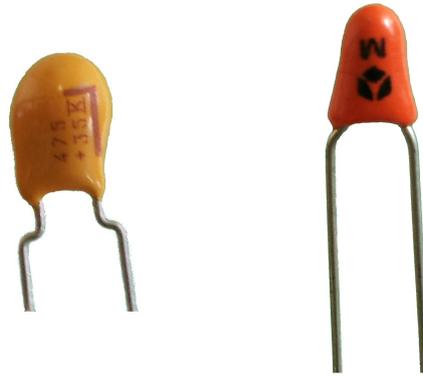


FIGURE 1.8 – Photos de condensateurs au tantale

l'apparition de flamme est impossible et les éléments dégagés ne sont que peu ou pas toxiques (du moins rien de comparable avec les condensateurs au tantale). Par conséquent, ces derniers seront toujours préférés dans les applications embarquées malgré un volume plus important à capacité donnée. De plus, ils sont moins chers à fabriquer, compte tenu du métal utilisé (l'aluminium) ainsi que du procédé de fabrication nettement plus simple.

Cas très particulier, les condensateurs électrolytiques non polarisés ou bi-polarisés

À titre simplement informatif, il faut également noter l'existence de ces condensateurs qui sortent un peu du cadre classique. Il s'agit tout simplement de condensateurs contenant un électrolyte et dont les deux électrodes font office d'anodes (la cathode étant l'électrolyte). Ainsi, on pourrait schématiser ces condensateurs par deux condensateurs polarisés en série mais à la polarité inversée. La figure 1.9 montre un exemple de ce type de condensateur. Ils présentent les mêmes avantages et inconvénients que les condensateurs électrolytiques classiques avec toutefois une capacité réduite de moitié pour un même volume. Cependant, ils ne sont pas sujets au problème de tension inverse.



FIGURE 1.9 – Photo d'un condensateur électrolytique non polarisé

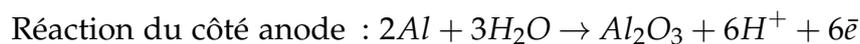
1.3 Particularités des Condensateurs Électrolytiques Aluminium (CEA)

Remarque 1.3.1. *L'ensemble des travaux de recherches effectués et présentés dans ce rapport de thèse a été effectué sur des condensateurs électrolytiques aluminium à électrolyte liquide.*

1.3.1 Principe de base

Comme cela a été évoqué dans la partie précédente, les Condensateurs Électrolytiques Aluminium (CEA) présentent une importante densité de puissance. Et bien que ces derniers soient plus volumineux à capacité équivalente que les condensateurs au tantale, ils sont également bien moins onéreux. C'est pourquoi ils sont privilégiés lorsqu'une grande capacité est nécessaire avec une contrainte d'encombrement forte. Le principe de réalisation est présenté sur la figure 1.10. Il s'agit bien évidemment d'une anode faisant face à une cathode (les deux couches étant faites d'aluminium pur à 99.9 %) qui sont séparées par un diélectrique en alumine (Al_2O_3) aussi appelé dioxyde d'aluminium. De plus, un papier imbibé de solution électrolytique permet d'assurer le bon contact en tant que conducteur ionique. De ce fait, on appelle par abus de langage « cathode » la plaque en aluminium se situant du côté négatif du condensateur mais en réalité la cathode complète englobe également toute la partie contenant le papier imprégné d'électrolyte. Le diélectrique s'obtient en deux temps, tout d'abord la partie anode est oxydée seule dans un procédé d'électrolyse contrôlé de manière à limiter le courant le temps de la formation (car la couche d'aluminium est alors en court-circuit) et ne pas endommager la couche d'alumine prématurément. Ce procédé est schématisé sur la figure 1.11. Ensuite, la formation de cette couche est finalisée, une fois le composant entièrement monté, par une mise sous tension progressive jusqu'à atteindre environ 125 % de la valeur de tension de service du composant. Le but n'est pas de recréer une couche de diélectrique mais plutôt de réparer d'éventuels défauts qui seraient apparus lors du montage.

La réaction chimique de cette formation d'oxyde d'aluminium est la suivante :



La réaction provoque un dégagement de dihydrogène, il est donc important de réaliser la majeure partie de cette opération avant le scellage du composant. Au final, il

1.3. PARTICULARITÉS DES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES ALUMINIUM (CEA)

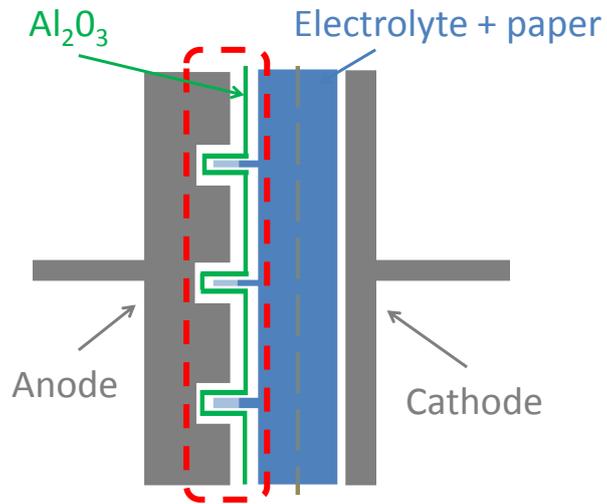


FIGURE 1.10 – Schéma d'un condensateur aluminium électrolytique

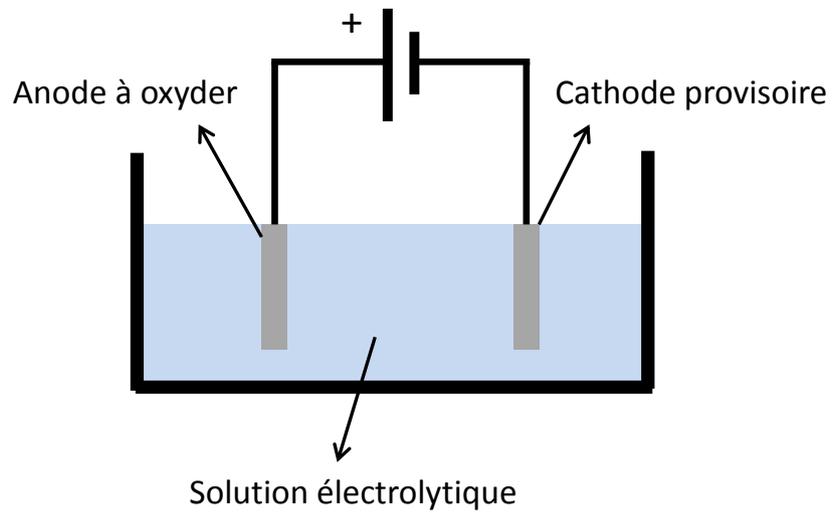


FIGURE 1.11 – Schéma représentant l'électrolyse de la partie anode

s'agit donc d'un composant polarisé. D'une manière générale, lors de la fabrication, l'oxydation pourrait s'effectuer sur l'une ou l'autre des deux plaques, cependant dans un souci d'optimisation, les constructeurs préfèrent minimiser l'épaisseur d'une de ces plaques, en l'occurrence celle qui aura le rôle de la cathode. Un ratio de deux à trois entre l'épaisseur de l'anode et celle de la cathode peut être observé (tout du moins dans le cas des composants étudiés). La raison pour laquelle l'anode ne peut pas être aussi fine que la cathode est que cette dernière est gravée et doit donc être plus épaisse pour conserver une certaine raideur mécanique. La gravure quant à elle est une méthode classiquement utilisée pour augmenter grandement la surface effective de contact et donc ainsi la valeur de capacité [Alb12]. Cette gravure est mise en évidence sur la figure 1.10 dans le cadre en pointillé. La couche de diélectrique va donc recouvrir l'intégralité de cette surface en s'insérant dans les pores. Il est à noter que le diamètre moyen d'un pore est de l'ordre du μm [XYYW08] pour une épaisseur de diélectrique beaucoup plus faible. Sa valeur est proportionnelle à la tension de service E avec un coefficient d'environ 1.5 nm/V [Alb12]. À titre d'exemple, un condensateur ayant une tension de service égale à 63 V aura une couche de diélectrique d'une épaisseur d'environ 100 nm . Le risque de boucher des pores est donc très faible même pour des condensateurs dédiés aux hautes tensions (la tension maximum possible pour ce type de condensateurs est de l'ordre de quelques centaines de volts). À noter tout de même que les condensateurs hautes tensions ont une gravure avec des pores généralement plus gros. En effet, vu que l'épaisseur de diélectrique est sensiblement plus grande, cela est nécessaire pour conserver une surface de contact suffisamment élevée. Ainsi, même si l'effet de gravure est présent pour les condensateurs hautes tensions, l'effet est moins sensible.

Remarque 1.3.2. *La description qui vient d'être donnée est valable dans la plupart des cas. Toutefois, dans certaines documentations constructeurs on peut trouver la particularité suivante : la cathode est légèrement gravée et recouverte d'une très fine couche d'alumine. Cette oxydation est parfois qualifiée de « contrôlée » dans le sens où elle reste en place malgré la mise sous tension (pourtant censée la dégrader). Peu d'explications se trouvent dans la littérature pour justifier ce fait. L'hypothèse que nous pouvons proposer est que, si la cathode d'un composant était totalement non oxydée et que ce dernier subissait une faible mise en tension inverse même très brève, cela engendrerait la création d'alumine et donc un dégagement de dihydrogène. On peut donc supposer que cette couche d'oxyde est là pour prévenir les problèmes que provoqueraient une faible tension inverse. Cependant, cette couche crée alors aussi l'équivalent d'un condensateur entre l'électrolyte et la cathode, c'est pourquoi cette dernière est également gravée, afin de maximiser la surface et donc la valeur de la capacité « électrolyte-cathode ». Ceci conjugué avec le fait que la couche est très fine conduit à une valeur de capacité bien supérieure à celle du condensateur « électrolyte-anode » et est donc négligeable. La figure 1.12a illustre*

1.3. PARTICULARITÉS DES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES ALUMINIUM (CEA)

la répartition ionique au sein d'un tel composant et schématise l'association en série des deux condensateurs, l'un au niveau de l'anode et l'autre au niveau de la cathode. Et comme cela vient d'être expliqué C_{cath} est négligeable devant C_{ano} .

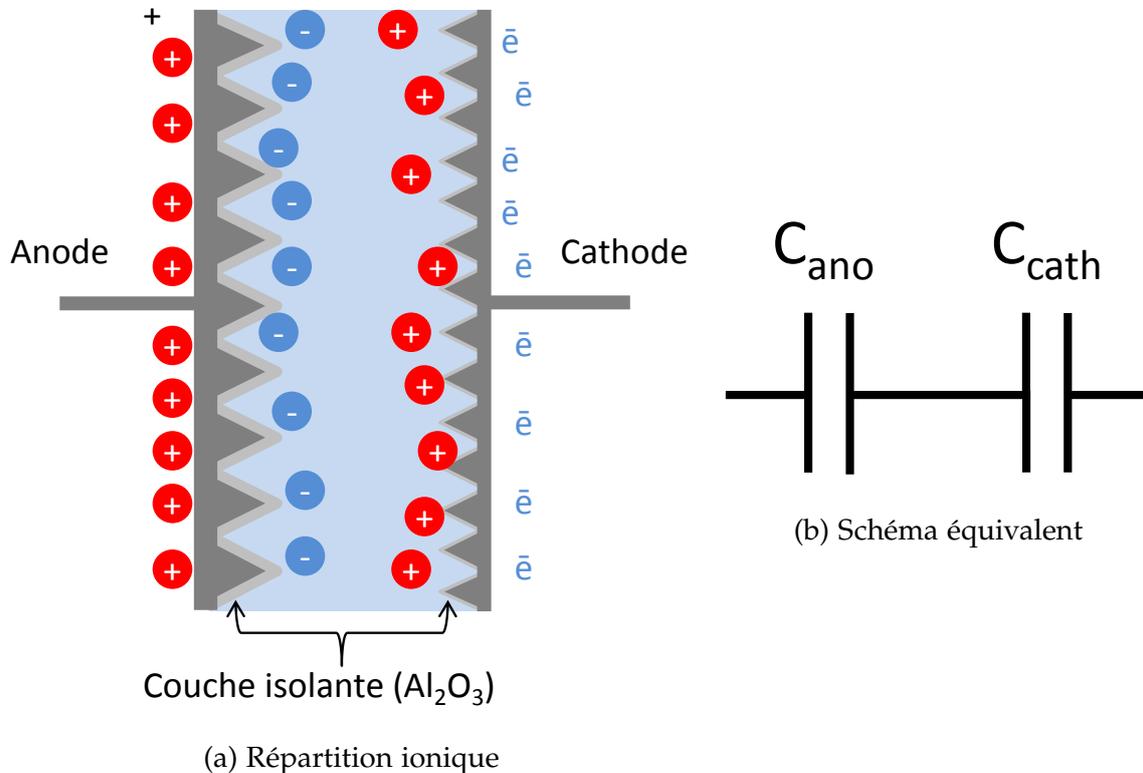


FIGURE 1.12 – Répartition des ions dans un CEA et schéma associé

1.3.2 Conception physique d'un CEA

La réalisation physique de ce type de condensateur est obtenue en enroulant une plaque anode et une plaque cathode séparées par un papier imbibé d'électrolyte liquide. Le papier étant utilisé pour servir de réservoir conservant l'électrolyte en place entre l'anode et la cathode. Cet enroulement est illustré sur la figure 1.13. Une fois ceci fait, le tout est inséré dans un embouti avant d'être scellé par un joint garantissant l'étanchéité et évitant une évaporation prématurée de l'électrolyte. Sur certains composants, il est possible également de trouver un évent, encore appelé soupape de sécurité (bien souvent au niveau du joint) servant de point de fragilité lors d'un dysfonctionnement entraînant une surpression à l'intérieur du composant. Ainsi, l'évent permettra d'évacuer le surplus de gaz avant l'explosion du composant. Les formes et tailles des CEA peuvent être assez variées comme le montre la figure 1.14. Certains

1.3. PARTICULARITÉS DES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES ALUMINIUM (CEA)

éléments sont à souder, d'autres à visser, certains sont traversants et il existe même des CEA de types CMS (Composants Montés en Surface).

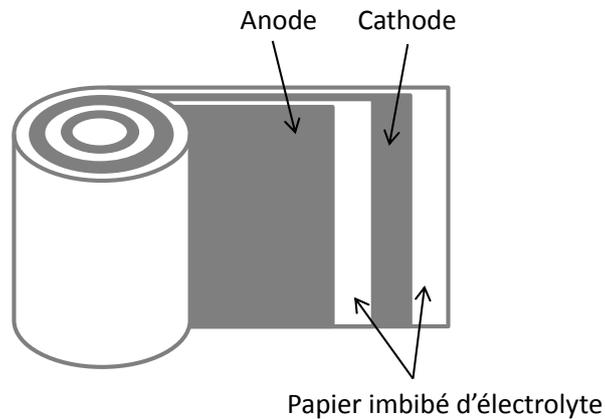


FIGURE 1.13 – Enroulement des plaques anode et cathode



FIGURE 1.14 – Photos de différents types de CEA

1.3.3 Les causes de défaillances des CEA

Bien que présentant des caractéristiques très intéressantes en termes de densité de puissance et de coût moyen par rapport aux autres technologies de condensateurs, les condensateurs électrolytiques aluminium sont également parmi les plus fragiles et ce

1.3. PARTICULARITÉS DES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES ALUMINIUM (CEA)

pour diverses raisons. Il faut tout d'abord distinguer les défaillances dites catastrophiques qui causent l'arrêt immédiat du bon fonctionnement du composant (voire sa destruction) et les défaillances dites d'usure qui causent une dégradation progressive des performances du composant. Les défaillances catastrophiques arrivent soit au début de la vie du composant à cause d'un défaut de fabrication, soit à cause d'une mauvaise utilisation de ce dernier : montage en inverse, tension trop élevée, choc mécanique important, courant efficace dépassant grandement les limitations fixées par le constructeur. Les conséquences de ces quelques mauvaises utilisations sont résumées dans le tableau 1.1.

Les défaillances d'usure quant à elles sont dues simplement au vieillissement du composant. Toutefois, certaines sollicitations peuvent accélérer cette usure. Dans ce document, l'étude sera principalement portée sur deux causes d'usure. Premièrement, une température élevée (sans entrer toutefois dans le cadre extrême causant une défaillance catastrophique) qui est censée accélérer l'évaporation de l'électrolyte et deuxièmement, les variations de température importantes. En effet, ces dernières vont reproduire l'utilisation du composant dans un cadre réaliste et pourront notamment causer un stress mécanique qui pourrait détériorer l'étanchéité au niveau du joint. Ces sollicitations mécaniques variables pourraient également causer une fatigue mécanique au sein même des gravures de l'anode provoquant des micro-déchirures. L'usure intrinsèque du joint avec le temps ou encore la détérioration de la qualité des contacts électriques du composant peuvent également être évoquées mais ne seront pas discutées dans ce rapport de thèse (leur évolution au fil du temps a été jugée trop peu significative ou trop difficile à évaluer par rapport aux autres éléments cités).

1.3.4 Spécificités des condensateurs électrolytiques aluminium Kemet©

Les composants étudiés dans ce manuscrit sont de marque Kemet© et sont dédiés à des applications hautes températures. Il s'agit de condensateurs que l'on pourrait qualifier de haut de gamme. Ainsi leur fabrication comporte une subtilité par rapport à des composants bon marché. En effet, classiquement la fabrication des CEA se déroule selon les étapes suivantes :

- gravure de l'anode
- oxydation de l'anode
- assemblage des couches « anode-papier-cathode »

1.3. PARTICULARITÉS DES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES ALUMINIUM (CEA)

Causes	Conséquences
Tension trop élevée	Si la tension appliquée aux bornes du condensateur dépasse la tension dites de "claquage" du diélectrique, une rupture peut apparaître et créer un court-circuit pouvant provoquer la destruction du composant. Remarque : si cette tension est appliquée peu de temps, le composant pourra éventuellement retrouver son intégrité grâce à sa capacité d'auto-réparation.
Montage en inverse	Si le composant est mis sous tension inverse (potentiel de la cathode supérieur au potentiel de l'anode), une réaction inverse de l'oxydation de l'aluminium va alors se produire. La couche de diélectrique va alors disparaître et mettre le composant en court-circuit. La température va augmenter très rapidement jusqu'à faire évaporer l'électrolyte provoquant une forte augmentation de pression pouvant conduire à l'explosion du condensateur. De plus, à cause du montage en inverse, la réaction d'oxydation va se produire sur la partie cathode créant à son tour une couche d'alumine et également un dégagement de dihydrogène qui favorise l'explosion.
Courant efficace trop élevé	Il s'agit d'une cause généralement associée à une défaillance d'usure plutôt que catastrophique, toutefois comme dans les deux cas précédents, si le courant circulant dans le condensateur à une valeur efficace beaucoup élevée par rapport au domaine d'utilisation du condensateur, ce dernier verra sa température grimper très rapidement ce qui pourra conduire à l'explosion de l'élément.
Choc mécanique important	D'importants chocs ou sollicitations mécaniques peuvent conduire à une rupture de diverses parties du condensateur, que ce soit une rupture de contact provoquant alors un circuit ouvert ou bien une ouverture de l'élément rendant ce dernier non étanche et provoquant l'évaporation très rapide de l'électrolyte.

TABLE 1.1 – Causes et conséquences de défaillances dites catastrophiques

- raccordement aux tabs (éléments agrafés sur les électrodes servant à relier ces dernières aux pattes extérieures)
- enroulement des plaques
- imprégnation (l'enroulement est placé dans un bain d'électrolyte)
- mise en place de l'élément imprégné dans le boîtier
- scellement par un joint
- mise sous tension de reformation

Or, concernant les composants Kemet®, l'étape d'imprégnation est réalisée après la mise en place dans le boîtier. Ainsi, la quantité d'électrolyte à l'intérieur est très largement en excès ce qui confère à ces éléments une durabilité bien supérieure à d'autres produits. Cette particularité posera d'ailleurs quelques problèmes dans l'étude du vieillissement comme cela sera expliqué dans la partie correspondante. Il est également possible de noter que la gamme de composants étudiée dans ce manuscrit dispose d'un électrolyte particulièrement robuste, puisqu'il peut supporter des températures très élevées (jusqu'à 150°C).

1.4 Modélisation électrique classique des CEA

1.4.1 Les différents modèles électriques dits "classiques"

Maintenant que les particularités physiques des CEA ont été définies, il est important de savoir modéliser de tels éléments. Bien évidemment, la modélisation avec un simple élément capacitif n'est pas suffisante pour ces condensateurs. En effet, notamment à cause de l'électrolyte liquide assurant le contact entre le diélectrique et la cathode, ce type d'élément dispose d'une partie résistive non négligeable. Ainsi la plus simple modélisation est celle composée d'un condensateur en série avec une résistance comme sur la figure 1.15a. Il existe également des modèles prenant en compte la résistance de fuite du composant. Cette dernière vient de la résistivité du diélectrique qui, bien que très importante ($10^{14} \Omega.m$ à 25°C), n'est pas infinie. De ce fait, certains modèles électriques placent une résistance R_f en parallèle du condensateur (figure 1.15b). Une problématique non encore évoquée concerne le côté inductif de ces condensateurs. Ce comportement est dû, d'une part à l'enroulement des plaques

comme décrit dans la partie précédente et surtout d'autre part à la pseudo-spire formée par les pattes avec les pistes en cuivre sur lesquelles est placé le composant. Ainsi, la forme du composant peut jouer un rôle important avec par exemple le fait qu'il s'agisse d'un condensateur axial ou radial (le condensateur axial présentant une spire plus importante). Beaucoup de modèles comme celui illustré sur la figure 1.15c ajoutent alors en série une inductance appelée *ESL* pour « Equivalent Series Inductance » en anglais, la lettre *L* étant communément employée pour désigner les inductances. Or, un problème perdure sur ces modèles et pour l'expliquer, il convient de définir la notion de résistance série équivalente.

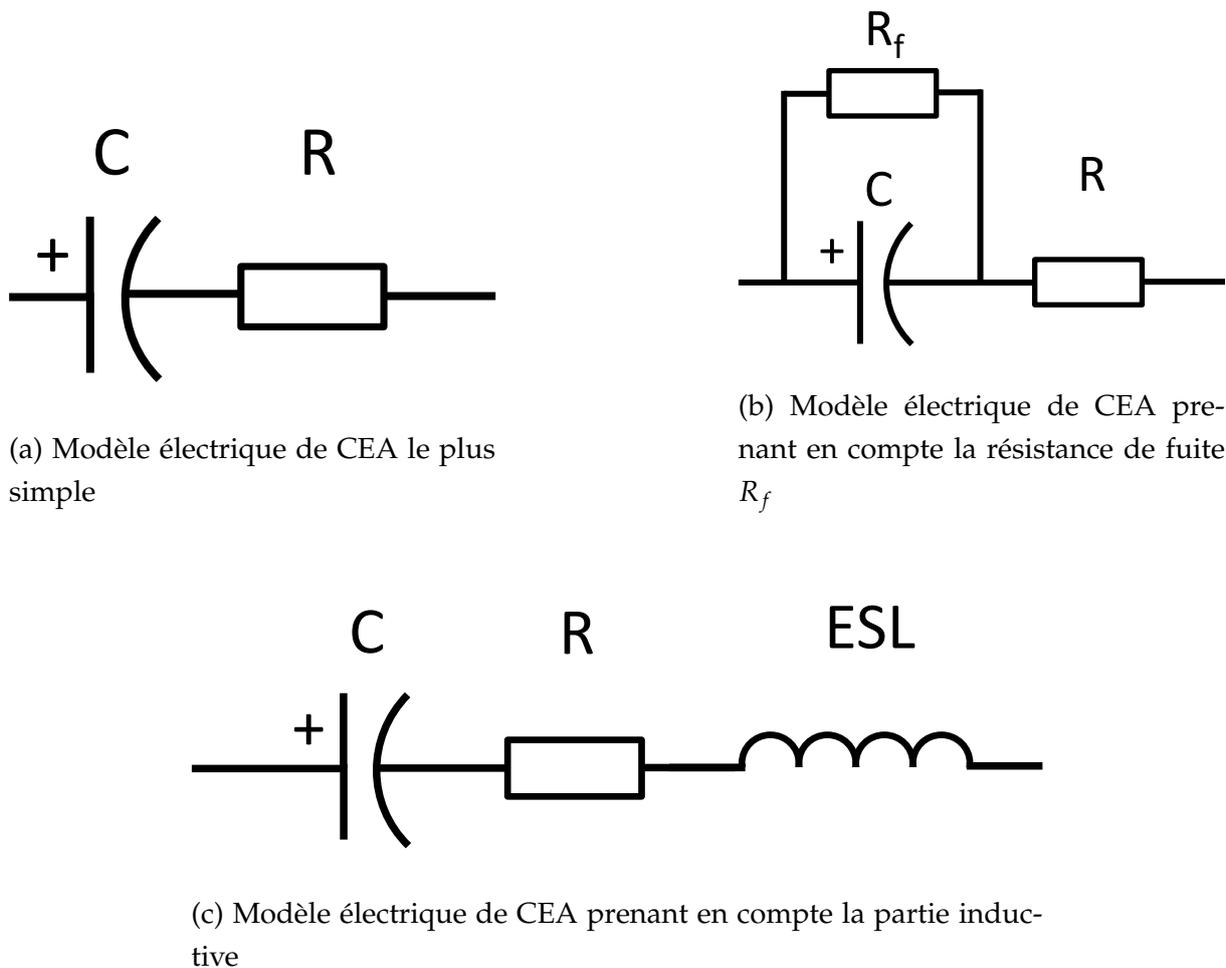


FIGURE 1.15 – Modèles électriques de CEA classiquement utilisés

1.4.2 La notion de résistance série équivalente

Les modèles présentés précédemment supposaient implicitement une résistance en série (R) constante, or dans les CEA, il n'en est rien. En effet, premièrement cette

résistance est composée à environ 80 % de la résistance due à l'électrolyte. Or, cet électrolyte (comme beaucoup de liquides conducteurs ioniques) voit sa résistivité varier grandement avec la température. Plus cette dernière est élevée, plus la résistivité diminue à cause de l'agitation moléculaire. Il pourrait dès lors être admis que la résistance sus-nommée est constante pour une température donnée, cependant il existe un autre phénomène qui rend cette résistance variable : il s'agit de sa sensibilité à la fréquence. En effet, pour une température donnée, la valeur de R diminue avec l'augmentation de la fréquence de sollicitation. Ainsi, plutôt que de noter R , il serait plus convenable de noter $R(\omega)$, voir même $R(\omega, T)$ avec ω la pulsation et T la température. Par convention, la notation employée est *ESR* pour *Equivalent Series Resistance* la traduction anglaise de « résistance série équivalente » et elle correspond tout simplement à la partie réelle de l'impédance totale du condensateur. Cette dépendance en fréquence de la partie réelle est principalement due à des phénomènes apparaissant au niveau des électrodes. Ces derniers sont notamment présents à l'interface entre une électrode et un électrolyte ([FSSH05]) et peuvent être modélisés par une cellule composée d'une résistance en parallèle d'un autre élément. Pour prendre en compte ceci, certains modèles comme celui de la figure 1.16 ([Gas05]) propose d'ajouter en série au modèle de la figure 1.15c une cellule composée d'une résistance et d'un condensateur en parallèle. Dans la suite des travaux présentés, c'est ce modèle qui sera utilisé comme référence et parfois appelé abusivement « modèle classique ». Les notations utilisées dans ce modèle sont définies dans le tableau 1.2. À noter que pour une température donnée, tous les éléments sont supposés constants. Ainsi, une éventuelle dépendance de l'électrolyte par rapport à la fréquence est supposée négligeable de même que l'impact de l'effet de peau sur les éléments métalliques qui a été jugé non significatif dans le cadre de l'étude.

Remarque 1.4.1. *Tout au long de ce rapport, la résistivité de la solution électrolytique est considérée constante par rapport à la fréquence. Cependant, il convient tout de même de noter qu'il existe en réalité une certaine dépendance. Ceci s'appelle l'effet Debye-Falkenhagen [And94] mais n'intervient, ou tout du moins ne se considère, que pour des fréquences très élevées qui dépassent totalement le cadre de notre étude.*

1.4.3 L'évaluation du vieillissement

Comme cela a été annoncé précédemment, les CEA font parties des condensateurs les plus fragiles toutes catégories confondues. Cette fragilité peut se symboliser par les potentielles défaillances catastrophiques mais également par une usure plus rapide.

Élément	Description
R_0	Résistance des éléments aluminium (pattes du composant, etc)
R_1	Résistance de l'électrolyte
C_1	Capacité principale
ESL	Inductance série équivalente
R_2	Résistance dites de pertes dans le diélectrique
C_2	Capacité dites de pertes dans le diélectrique

TABLE 1.2 – Description des éléments du modèle de la figure 1.16

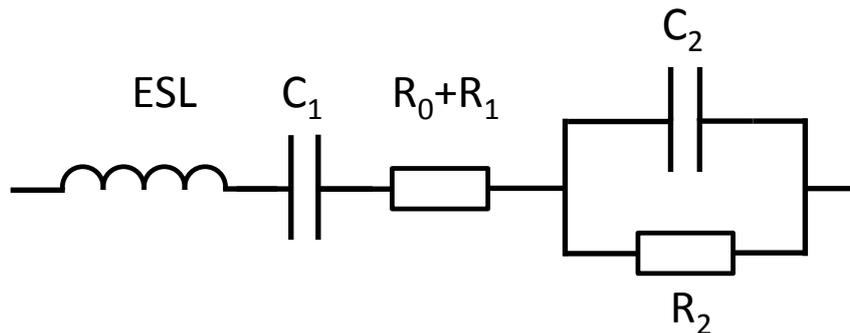


FIGURE 1.16 – Modèle prenant en compte la dépendance en fréquence de l'ESR

C'est en ce sens que l'on parle de vieillissement. Il faut bien évidemment noter qu'il s'agit d'un abus de langage avec l'emploi de ce terme qui se veut relatif au domaine du vivant. Dans le cas présent, ce n'est pas tant le nombre d'heures d'utilisation qui permet de qualifier un composant de « vieux » mais plutôt la manière dont ont évolué ses caractéristiques. En effet, quel que soit son type, un condensateur est défini par deux grandes caractéristiques, sa capacité et son ESR. Ces deux valeurs sont définies avec une certaine tolérance pour un composant dit « neuf » et constituent la référence 0 de « l'âge » du condensateur. Au fil des utilisations du composant, ces valeurs vont évoluer et c'est une fois qu'elles auront dépassé une certaine limite que le composant sera déclaré "vieux" ou, de manière plus correcte, en dehors des garanties de fonctionnement optimales données par le constructeur. Énormément d'articles scientifiques traitent de ce sujet avec notamment un critère important qui est l'augmentation de l'ESR au fur et à mesure que le composant est utilisé [Gas96, AV10, HKF93, LTCA07]. Dans la littérature, cette augmentation est majoritairement imputée à la perte d'électrolyte par évaporation. En effet, comme la résistance due à l'électrolyte est la partie majoritaire de l'ESR totale, moins il y a d'électrolyte, plus la résistance de ce dernier augmente et, proportionnellement, plus l'ESR augmente. Sur cette base, la majorité de l'état de l'art et la plupart des fabricants utilisent des règles empiriques pour l'estimation de la durée de vie d'un composant.

La règle principalement utilisée est la suivante : pour une température d'utilisation donnée constante, il est considéré que seule l'évaporation de l'électrolyte intervient dans l'usure du composant et que, de plus, la résistance de l'électrolyte est supposée largement majoritaire au sein de l'ESR. Alors, la loi d'Arrhénius est invoquée. Cette loi définit la vitesse d'une réaction chimique soumise à une certaine température. Dans le cas présent, la réaction chimique est amalgamée à un taux de perte d'électrolyte pour une température donnée. La loi d'Arrhénius intégrée s'exprime de la façon suivante :

$$k(T) = Ae^{-\frac{E_a}{k_B T}} \quad (1.6)$$

Avec k la vitesse de réaction, A un coefficient parfois appelé facteur pré-exponentiel, E_a l'énergie d'activation nécessaire à la réaction chimique (en eV), k_B la constante de Boltzman (en eV/K) et T la température (en K). Ainsi en appelant Q la quantité d'électrolyte et t la durée de la réaction, pour une température T donnée on peut écrire :

$$k(T) = \frac{\Delta Q}{t} \quad (1.7)$$

La durée de vie limite étant définie par un doublement de l'ESR (ce qui signifie par rapport aux hypothèses évoquées lorsque l'électrolyte a diminué de moitié), cela se traduit par $\Delta Q = \frac{Q_0}{2}$ avec Q_0 la quantité d'électrolyte initiale. Ainsi, en notant L_0 la durée de vie estimée pour une température T_0 cela correspond à :

$$k(T_0) = \frac{Q_0}{2L_0} \quad (1.8)$$

En admettant que L_0 puisse être estimée, il est aisé de déterminer une relation permettant d'obtenir la durée de vie L pour une température T . L'équation 1.8 permet d'écrire l'égalité :

$$k(T)L = k(T_0)L_0 \quad (1.9)$$

Soit, en utilisant l'équation 1.6 :

$$\frac{L}{L_0} = e^{-\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right)} \quad (1.10)$$

Pour définir la loi de vieillissement, il est intéressant de déterminer quelle est la condition qui engendre le fait que la durée de vie soit divisée par deux par rapport à la durée de vie de référence L_0 . Autrement dit, cela revient à déterminer la température T qui mène à $L = \frac{L_0}{2}$. En remplaçant L dans l'équation 1.10, la relation suivante est finalement trouvée :

$$T = \frac{T_0}{1 - \left(\frac{\ln(2)k_B}{E_a} \right) T_0} \quad (1.11)$$

1.5. IMPORTANCE D'UN MODÈLE ÉLECTRIQUE PRÉCIS COUPLÉ À UN MODÈLE THERMIQUE

Cette relation, dans un certain cas très particulier permet de retrouver la règle très connue employée par les constructeurs qui se résume sous la forme : « une augmentation de la température de 10°C (ou Kelvin) divise par deux la durée de vie du condensateur ». En effet, en utilisant les valeurs données par [Par10], à savoir $E_a = 0.94$ eV et $T_0 = 398$ K (125°C), dans l'équation 1.11, le T correspondant à une durée de vie L réduite de moitié par rapport à la durée de vie de référence L_0 vaut bien 10 K de plus que T_0 . Partant de ce constat, les constructeurs utilisent la règle empirique :

$$L = L_0 2^{\frac{T_0 - T}{10\lambda}} \quad (1.12)$$

Où λ est un facteur correctif dépendant de chaque constructeur. Force est de constater que cette règle repose sur des hypothèses très fortes, utilise une loi empirique (la loi d'Arrhénius) qui n'est à la base pas faite pour décrire ce genre de réaction et en plus généralise un cas très particulier. Il faut également ajouter que la valeur de E_a est généralement dépendante de la température. Considérant cela, la problématique de l'étude du vieillissement des CEA se trouve totalement justifiée.

Remarque 1.4.2. *Généralement, la règle employée par les constructeurs (équation 1.12) minimise grandement la durée de vie réelle des condensateurs et donc peut tout à fait être utilisée dans le pré-dimensionnement de l'étage de filtrage d'un bus continu (voire comme un dimensionnement prudent).*

1.5 Importance d'un modèle électrique précis couplé à un modèle thermique

1.5.1 Comportement de l'ESR en fonction de la température et de la fréquence

Il a été montré que l'évaluation de la durée de vie des CEA est principalement faite par rapport à la température de fonctionnement et ce, sous de très fortes hypothèses comme le fait que l'augmentation de l'ESR ne soit uniquement due qu'à la perte d'électrolyte. Or, comme évoqué précédemment, l'ESR est très dépendant de la température (à cause principalement de l'électrolyte) et de la fréquence (à cause des phénomènes d'interfaces situés au niveau des électrodes). Il est donc difficile de découpler l'ensemble de ces phénomènes sans perte d'information. En effet, l'équation 1.10 ne peut être utilisée que pour un pré-dimensionnement et non pour effectuer un suivi d'usure au cours de l'utilisation des CEA. Dans une application réelle,

1.5. IMPORTANCE D'UN MODÈLE ÉLECTRIQUE PRÉCIS COUPLÉ À UN MODÈLE THERMIQUE

par exemple si ces condensateurs sont utilisés dans la partie filtrage de bus continu d'une chaîne de traction électrique automobile, les sollicitations seront très variables. Ainsi, les fréquences mises en jeu et les variations de température auront un impact non-négligeable sur le comportement du/des condensateur(s) d'un point de vue de l'impédance. Il est donc important de connaître ces sensibilités pour pouvoir essayer d'établir des prédictions.

Pour illustrer cette sensibilité, nous nous appuyerons sur un composant particulier. Il s'agit du principal composant étudié dans ce rapport de thèse : le PEG225MF470Q du constructeur Kemet©. Il s'agit d'un CEA dédié aux hautes températures et notamment recommandé pour un usage automobile. Sa tension d'usage est de 63 V pour une capacité affichée de 470 μF . Les figures 1.17 et 1.18 présentent la sensibilité de cet élément respectivement face à la température (pour une fréquence de 5 kHz) et face à la fréquence (pour une température de 125°C). Ces figures sont tirées directement des tableaux de valeurs (1.3 et 1.4) fournis par la documentation constructeur [Kem09] avec ESR_0 la valeur d'ESR de référence à 5 kHz et 125°C. Vu les fortes dépendances de cette caractéristique essentielle à la description d'un CEA qui sont de plus non-linéaires, un couplage entre un modèle électrique précis et un modèle thermique est indispensable. En effet, bien que la loi utilisée par les constructeurs pour estimer la durée de vie des CEA (équation 1.10) ait été remise en question précédemment, il reste néanmoins un fait essentiel : la température est la première cause de leur vieillissement. Or, pendant le fonctionnement, l'élévation de la température interne par rapport à la température ambiante sera dépendante des pertes, elles-mêmes dépendantes de l'ESR (qui varie en fonction de la température et de la fréquence). Il s'agit d'un couplage fort entre tous ces éléments et la moindre modification d'un seul d'entre-eux peut impacter la prédiction du comportement du CEA.

TABLE 1.3 – Facteur de correction de l'ESR (ESR/ESR_0) en fonction de la température à 5 kHz

Température	-10°C	60°C	105°C	125°C
Facteur de correction	4.4	1.3	1.1	1

TABLE 1.4 – Facteur de correction de l'ESR (ESR/ESR_0) en fonction de la fréquence à 125°C

Fréquence	100 Hz	300 Hz	1000 Hz	5000 Hz
Facteur de correction	8	3	1.5	1

1.5. IMPORTANCE D'UN MODÈLE ÉLECTRIQUE PRÉCIS COUPLÉ À UN MODÈLE THERMIQUE

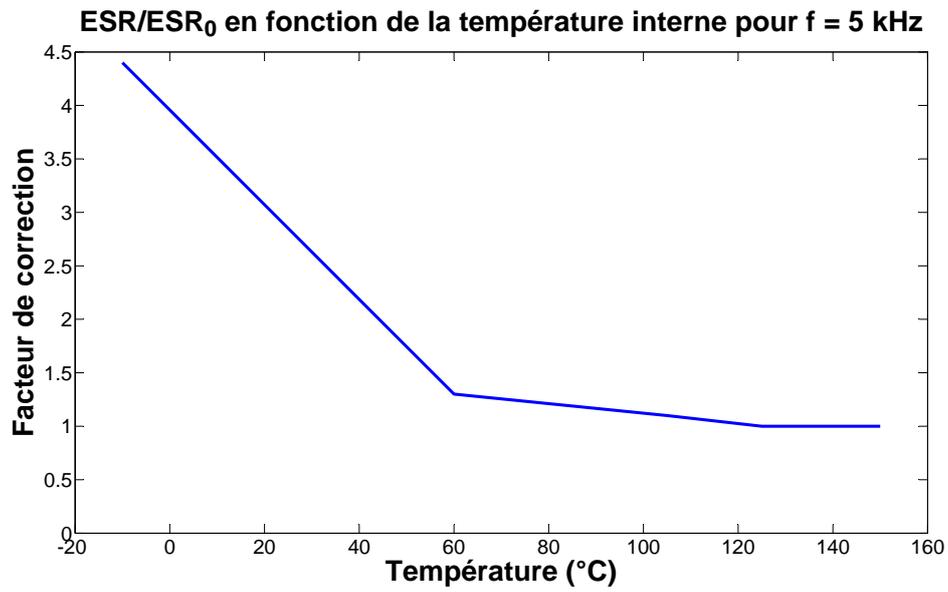


FIGURE 1.17 – Effet de la température sur l'ESR normalisée.

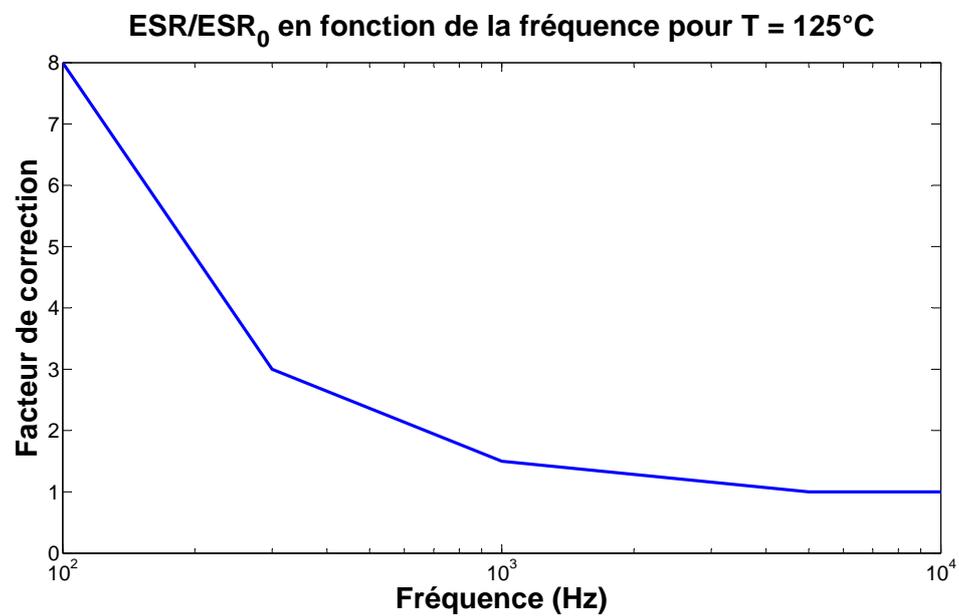


FIGURE 1.18 – Effet de la fréquence sur l'ESR normalisée.

1.6 Problématiques de l'étude

Dans ce chapitre, nous avons vu le principe de fonctionnement et les particularités physiques des CEA. Différentes façons de modéliser électriquement ces derniers ont été présentées. De plus, leur comportement par rapport à la température et à la fréquence a été explicité, du moins concernant l'ESR. En effet, il n'est pour l'instant pas utile d'expliciter les variations de la partie imaginaire avec la fréquence. Le composant étant de nature capacitive (avec également une partie inductive qui prend de l'importance en hautes fréquences), ces variations sont, bien entendu, très fortes. Ce dernier point fera l'objet d'une étude plus tard dans le manuscrit. Enfin l'estimation comme cela est classiquement fait par les constructeurs de leur durée de vie a été évoquée.

De toutes ces notions apparaissent plusieurs problématiques :

- la formule d'estimation de la durée de vie repose sur des hypothèses beaucoup trop fortes pour être utilisée dans le suivi de l'état de santé des CEA dans notre application,
- les estimations de la durée de vie n'étant que pour une température fixe, quel serait l'impact d'une température variable sur le vieillissement : fatigue mécanique, mécanismes de vieillissement non exclusifs à l'évaporation de l'électrolyte,
- un couplage fort entre un modèle électrique suffisamment précis et un modèle thermique pour prendre en compte les non-linéarités du comportement de l'ESR est nécessaire.

Ce manuscrit va proposer des réponses à ces problématiques dans le but d'obtenir un outil global de monitoring des condensateurs. L'objectif premier étant d'être capable à chaque instant d'évaluer les pertes dans le composant, données utilisables par le contrôleur pour le pilotage d'onduleur. Et dans un second temps, l'idée est de tenter d'extraire de l'identification des paramètres du modèle des symptômes de vieillissement.

Dans un premier temps, ce sont les modélisations thermiques et électriques qui seront présentées. Grâce à une approche différente de celle classiquement faite, un nouveau modèle électrique va d'ailleurs être présenté et validé. Ce modèle, relativement complexe, sera également mis sous une forme différente pour pouvoir être implanté

et utilisé facilement sur une cible embarquée pour l'identification. Le but étant de pouvoir faire une estimation de tous ses paramètres afin d'évaluer l'état de vieillissement dans lequel les CEA se trouvent et ce, directement dans le véhicule. Suite à cela, la modélisation complète d'un véhicule électrique urbain sera effectuée. Il s'agit grâce à ce dimensionnement de choisir les condensateurs nécessaires à ce genre d'application et d'estimer les sollicitations qu'ils vont subir pour un certain cycle routier. Tout ceci afin de dimensionner un banc de vieillissement accéléré à température contrôlée afin de comprendre l'impact d'un échauffement variable par rapport à un échauffement constant. Ensuite, suivra logiquement la présentation dudit banc de cyclage. Pour finir, l'évaluation du vieillissement sera présentée, d'une part avec l'analyse de l'évolution de chacun des paramètres qui composent le modèle électrique et d'autre part avec une étude visuelle de l'état du diélectrique entre des condensateurs neufs et d'autres dits « vieillis ».

Chapitre 2

Études autour d'un modèle thermique valide et d'un modèle électrique avancé

2.1 Introduction

Une des problématiques soulevées par la présente étude réside dans le couplage fort entre la modélisation thermique et la modélisation électrique des CEA. En effet, la principale cause de vieillissement est due à la température du composant. Or, cette température est elle-même liée aux pertes par effet Joule apparaissant lors de l'utilisation de ce dernier. En considérant un fonctionnement imposant un courant efficace constant au sein du condensateur, ces pertes sont alors directement proportionnelles à la partie réelle de l'impédance Z par la formule : $P_J(W) = \Re(Z) \cdot I_{c\,eff}^2$. À noter que $\Re(Z)$, aussi appelée ESR comme déjà expliqué, est très dépendante de la température. Ainsi, l'échauffement d'un tel composant est fortement non-linéaire. De ce fait, il est nécessaire de coupler un modèle thermique (liant l'échauffement aux pertes par effet Joule) avec un modèle électrique (liant l'ESR avec la température). Dans un premier temps, l'étude va porter sur les différentes manières de modéliser d'un point de vue thermique les composants étudiés. Ensuite, seront abordés différents points concernant la modélisation électrique, aussi bien par rapport à l'ESR que par rapport à la partie imaginaire de l'impédance. Ceci constituera d'ailleurs la majeure partie du rapport de thèse. L'intérêt d'un modèle thermique se trouve également dans le dimensionnement du banc de cyclage accéléré déjà évoqué. En effet, la réalisation pratique du banc d'essai nécessite de bien connaître le comportement thermique des composants. Ceci afin d'éviter de dépasser certaines valeurs de température qui feraient sortir du cadre de défaillance d'usure. Cela pourraient alors provoquer des défaillances

catastrophiques et ainsi rendre l'étude caduque. La modélisation thermique se doit également d'être représentative d'un point de vue dynamique. En effet, une des questions posées concerne l'impact d'une température variable sur le vieillissement, il est ainsi nécessaire de connaître les constantes de temps thermiques pour pouvoir dimensionner le banc de vieillissement et maîtriser les variations de température. Une autre spécificité de ces composants est leur structure complexe, ainsi il va être question de déterminer si une vision macroscopique du comportement thermique est suffisante ou s'il est nécessaire d'avoir une modélisation plus fine. La modélisation électrique va être quant elle le point principal de cette étude. Dans un premier, la méthodologie de validation d'un modèle va être présentée, ceci en utilisant le modèle de la figure 1.16 de la section 1. Puis, suite aux résultats obtenus, un autre modèle va être présenté, ce dernier sera justifié et verra l'introduction d'un phénomène de diffusion dans les CEA.

Remarque 2.1.1. *La définition des pertes par effet Joule donnée ici peut prêter à controverse. En effet, il s'agit là d'une définition valable uniquement si la partie réelle du condensateur n'était soumise qu'à des signaux à fréquence unique. Or, dans la réalité, le courant traversant le composant a certes une fréquence principale (la fréquence de découpage du convertisseur de puissance par exemple) mais est également composé d'harmoniques multiples de cette fréquence. Ainsi, pour être pleinement rigoureux, il faudrait multiplier le carré de la valeur efficace de chaque raies de la transformée de Fourier du courant par la valeur de la partie réelle de l'impédance correspondante et ensuite sommer le tout pour obtenir la véritable valeur des pertes par effet Joule. Néanmoins, en considérant que la valeur des harmoniques de courant diminue très vite par rapport à la valeur fondamentale, la première définition donnée peut suffire.*

2.2 Modélisation thermique

2.2.1 Modélisation classique par circuit électrique équivalent

Cas simple - Modèle thermique du premier ordre

En première approximation, il est possible de modéliser le type de condensateurs étudiés par un simple cylindre. En faisant également l'hypothèse que seule la convection naturelle s'applique, on peut définir un modèle électrique équivalent. Ce modèle se caractérise par une résistance thermique R_{Th} ainsi qu'une capacité thermique C_{Th} telles que représentées sur la figure 2.1. Les pertes par effet Joule P_J sont assimilées

à un générateur de courant et la température ambiante T_a à un générateur de tension. Ce type de modélisation permet notamment de représenter le côté transitoire de l'échauffement, grâce à la constante de temps $R_{Th}C_{Th}$.

Remarque 2.2.1. *L'hypothèse que l'évacuation de la chaleur se fasse uniquement par convection naturelle dans notre cas se justifie par plusieurs points. La conduction est négligée car elle ne se produirait que par les pattes externes du composant et donc présenterait une résistance thermique très importante, ne favorisant que très peu l'évacuation de la chaleur par rapport à la convection (à noter que les composants étudiés sont censés être placés sur dissipateur, or pour des besoins de vieillissement accélérés, ces derniers n'ont pas été montés de cette manière et la conduction n'est donc pas favorisée). La convection forcée n'a pas été étudiée car il a été considéré que l'air ambiant ne subissait pas de refroidissement ventilé. Enfin, le rayonnement thermique a également été négligé car vu la taille des éléments considérés, son impact reste minime.*

Ainsi, l'équation représentant l'échauffement interne du composant (assimilable à $\Delta T = T_i - T_a$) en fonction du temps s'écrit comme suit :

$$\Delta T = R_{Th}P_J \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{Th}C_{Th}}}\right) \quad (2.1)$$

Ainsi, une fois le régime stationnaire atteint (et si P_J est constant), la valeur finale de la température interne est aisée à estimer et vaut :

$$T_{i \text{ final}} = R_{Th}P_J + T_a \quad (2.2)$$

Une autre manière de décrire le comportement d'un tel modèle peut s'obtenir en l'écrivant sous la forme d'une fonction de transfert. Cette représentation peut s'avérer très utile car dans le cas d'une entrée variable (à savoir P_J), une simulation très simple (avec Simulink par exemple) permet alors de déterminer l'élévation de température interne contrairement à la représentation temporelle. La fonction de transfert de ce modèle s'écrit (avec s la variable de Laplace) :

$$H_1(s) = \frac{\Delta T}{P_J} = \frac{R_{Th}}{1 + sR_{Th}C_{Th}} \quad (2.3)$$

Toutefois ce modèle, bien qu'utile dans une démarche de pré-dimensionnement, a pour hypothèse un comportement homogène du composant face à un flux de chaleur (en plus des hypothèses déjà évoquées). Or, comme expliqué au préalable, ce type de composant peut se scinder en deux parties bien distinctes. Une première partie

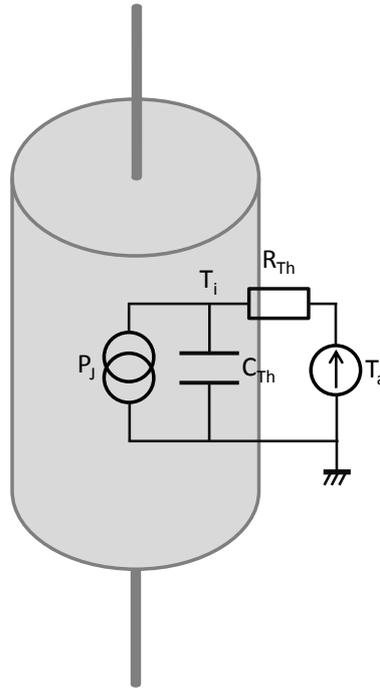


FIGURE 2.1 – Modèle thermique simple d'un cylindre avec une source de chaleur interne

composée de l'enroulement des plaques anode et cathode ainsi que du papier imbibé d'électrolyte et une deuxième partie servant d'enveloppe externe, à savoir une embouti en aluminium relativement épais par rapport aux électrodes. Ainsi, il est possible d'affiner le modèle pour distinguer l'échauffement de la partie véritablement interne de l'échauffement du boîtier.

Cas particulier des CEA - Modèle thermique du second ordre

Un modèle du second ordre permet facilement de prendre en compte la distinction évoquée dans la partie précédente. De la même manière et avec les mêmes hypothèses, ceci se symbolise par la figure 2.2. La mise en équation temporelle est cette fois plus complexe et surtout n'apporte rien par rapport à la fonction de transfert. Ainsi, cette dernière s'écrit :

$$H_2(s) = \frac{\Delta T}{P_j} = \frac{R_{thi} + R_{thb}}{1 + (R_{thb}(C_{thb} + C_{thi}) + R_{thi}C_{thi})s + (R_{thb}R_{thi}C_{thb}C_{thi})s^2} \quad (2.4)$$

Remarque 2.2.2. Comme dans le cas du modèle du premier ordre, en régime permanent la température finale vaut :

$$T_i \text{ final} = (R_{Thi} + R_{Thb})P_j + T_a \quad (2.5)$$

Ce modèle présente deux avantages. Le premier est qu'il se veut plus réaliste d'un point de vue du comportement transitoire de l'échauffement du composant. En effet, il est aisément envisageable de penser que la partie interne gavée d'électrolyte liquide n'ait pas la même constante de temps thermique que le boîtier constitué exclusivement d'aluminium. Deuxièmement il offre la possibilité de recalibrer les valeurs de résistances et capacités thermiques estimées par une mesure, celle de la température du boîtier T_b . Effectivement, il s'agit là de la seule mesure non intrusive et non destructrice qu'il est possible d'avoir. Une mesure précise de la température interne du composant signifierait indubitablement une ouverture de ce dernier et donc une perte d'intégrité majeure du composant. Or, grâce à une mesure en surface de la température du boîtier et avec n'importe quel logiciel de simulation de circuit électrique, il est facile de vérifier que la valeur obtenue avec les paramètres estimés est cohérente. Bien évidemment, impossible donc de s'assurer de la bonne estimation des paramètres internes mais cette vérification permet toutefois de limiter les dérives.

Cependant, encore une fois, cette modélisation est faite à partir de plusieurs hypothèses importantes, à savoir un comportement homogène de l'enroulement composé de l'anode, de la cathode et du papier imbibé d'électrolyte ainsi qu'une non prise en compte des interactions entre la partie interne et la partie boîtier (le contact n'étant pas forcément identique sur toute la surface interne du boîtier). De plus, on considère que l'évacuation de la chaleur se fait uniquement par la surface extérieure du cylindre sans prendre en compte une évacuation par les pattes du composant. Il est donc légitime de pousser l'investigation plus loin pour déterminer si une telle modélisation peut suffire dans le cadre étudié.

Prise en compte de la structure complexe des CEA - Modèle thermique avancé

Comme expliqué dans la partie d'introduction, structurellement les CEA sont constitués d'un enroulement de plusieurs lames de différentes matières et épaisseurs, le tout inséré dans un embouti et baignant plus ou moins dans de l'électrolyte liquide. Ainsi, la diffusion de la chaleur au sein des différentes couches ne se fait pas de manière uniforme. De plus, la source de chaleur ne se trouve pas forcément exactement au milieu du "cylindre" (tel que cela a été schématisé plus tôt). En effet, comme cela est montré dans l'annexe, le centre du condensateur est vide, ou plus exactement non rempli par l'enroulement donc contenant de l'air d'une composition inconnue. La même annexe présente également l'emplacement des points d'ancrage reliant les électrodes aux pattes extérieures du condensateur. Ces points constituent respectivement les entrées et sorties du courant et de par le fait pourraient constituer des

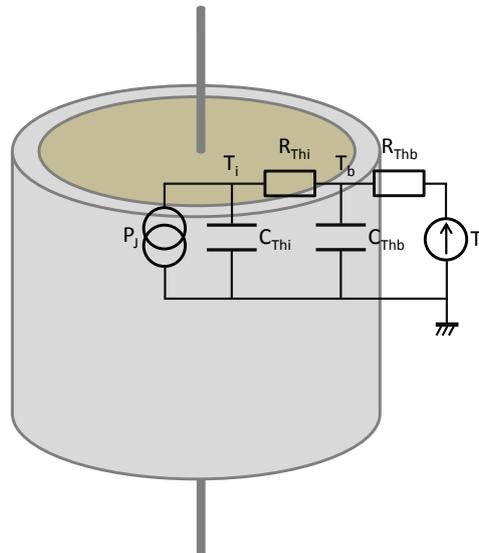


FIGURE 2.2 – Modèle thermique correspondant aux CEA avec une source de chaleur interne

points chauds. On peut d'ailleurs constater que ces agrafes sont au nombre de deux, aussi bien pour l'anode que pour la cathode. Ceci n'est pas toujours le cas comme par exemple pour des condensateurs de gamme inférieure. Ce que l'on peut penser pour l'instant, c'est que ce genre de montage permet une répartition plus homogène du courant et donc a fortiori de l'échauffement. L'idée est donc de schématiser ceci par un modèle électrique représentatif de cette distribution.

Pour cela, nous allons décomposer l'enroulement en un ensemble de cellules élémentaires correspondant chacune à une spire (donc un total de 13 cellules). Une cellule étant composée d'une spire avec respectivement un tour d'électrolyte, un tour d'anode, un deuxième tour d'électrolyte et enfin un tour de cathode. Bien évidemment, plus les spires se trouveront à l'extérieur, plus le rayon interne d'un élément sera grand et ainsi, les résistances des éléments changeront. Notons qu'on n'affiche pas ici le caractère capacitif, il s'agit simplement de déterminer la répartition du courant efficace sur l'ensemble des électrodes en vis-à-vis.

Pour mener à bien cela sans créer un circuit trop complexe, il convient de faire quelques hypothèses simplificatrices. Tout d'abord, la résistance imposée par l'anode (ou la cathode) sera considérée dans le sens de l'enroulement (tangentielle) comme schématisé sur la figure 2.3. En effet, la résistance dans le sens de l'épaisseur étant supposée négligeable (vu la grande surface par rapport à la très petite épaisseur). Ainsi, la résistance d'un tel élément en aluminium est décrite par l'équation 2.6 avec ρ_{al} la résistivité de l'aluminium (dépendante de la température), R_{ext} et R_{int} respectivement les rayons à la fin et au début de la spire (pour ainsi prendre en compte la

variation de rayon créé par la forme spiralée en la moyennant), ep l'épaisseur de la plaque et enfin H la hauteur du cylindre.

$$R_{al} = \frac{\rho_{al} \cdot l_{al}}{S_{al}} = \frac{\rho_{al} \left(2\pi \left(\frac{R_{ext} + R_{int}}{2} \right) \right)}{ep \cdot H} \quad (2.6)$$

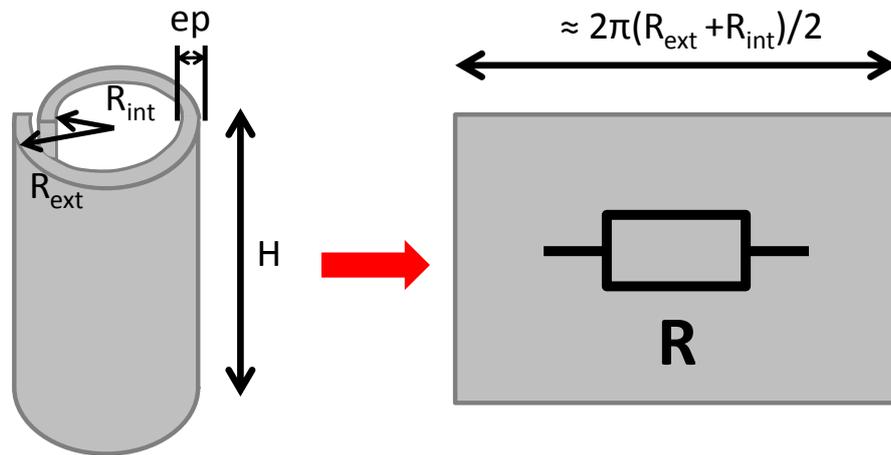


FIGURE 2.3 – Résistance d'une spire aluminium (anode ou cathode)

A contrario, la résistance de l'électrolyte sera quant à elle considérée dans le sens radiale. En effet, les ions privilégiant ce sens pour se déplacer (étant le sens le moins résistif) on peut supposer négligeable le mouvement des ions dans les autres directions. Ainsi, l'expression des résistances dues à l'électrolyte est donnée par l'équation 2.7 avec ρ_{el} la résistivité de l'électrolyte (dépendante de la température), ep_{elec} l'épaisseur de l'électrolyte (avec le papier) et R_{elec} le rayon du cylindre.

$$R_{el} = \frac{\rho_{el} \cdot l_{el}}{S_{el}} = \frac{\rho_{el} \cdot ep_{elec}}{2\pi \cdot R_{elec} \cdot H} \quad (2.7)$$

Ainsi, il est possible de schématiser la répartition du courant au sein des treize couches successives de cellules élémentaires. Chacune de ces cellules étant composée successivement d'une première spire d'électrolyte, d'une spire d'anode, d'une deuxième spire d'électrolyte et enfin d'une spire de cathode. En prenant une vue microscopique en coupe, ceci pourrait se représenter tel que sur la figure 2.4.

Finalement, en prenant en compte toutes les couches successives ainsi que l'emplacement des agrafes sur les électrodes, on obtient un schéma électrique équivalent de la répartition du courant efficace au sein des différentes spires facilement analysable en simulation (figure 2.5).

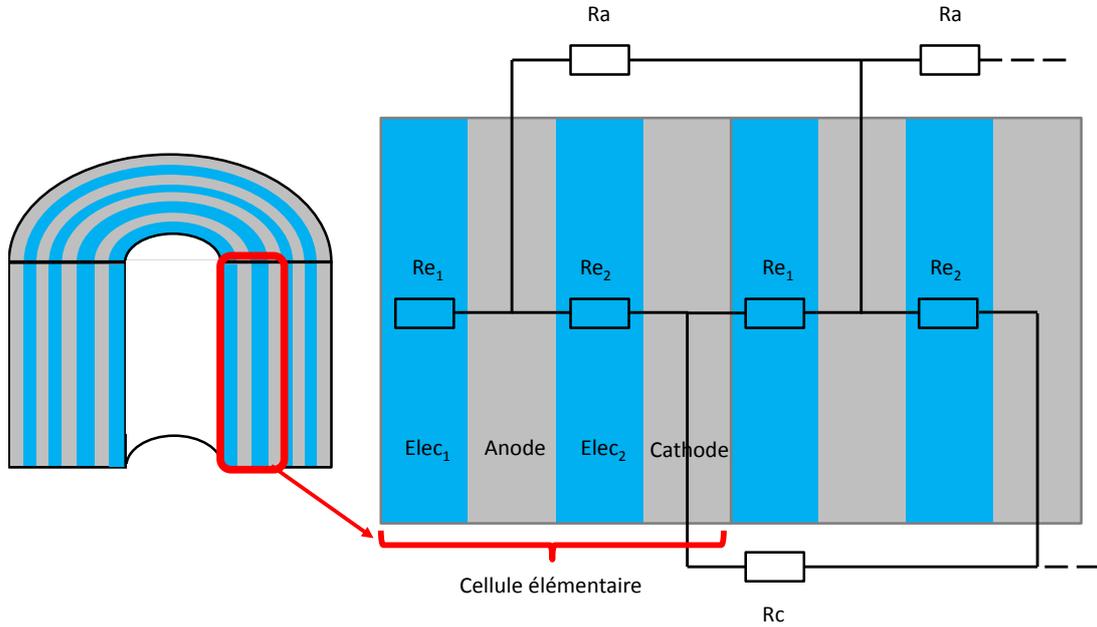


FIGURE 2.4 – Schéma électrique équivalent de la répartition du courant efficace d’une cellule élémentaire correspondant à une couche

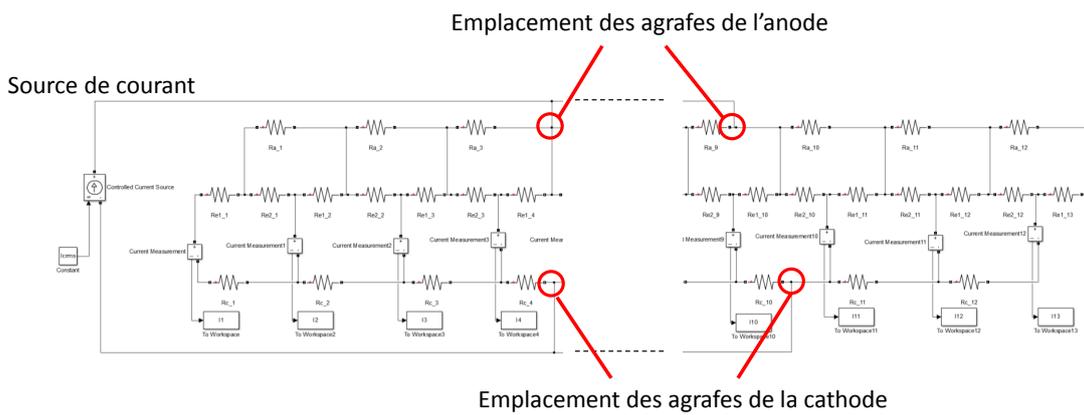


FIGURE 2.5 – Schéma électrique équivalent global de la répartition du courant efficace

Grâce à cela, pour un courant efficace donné, il est possible de déterminer comment ce dernier va se répartir au sein des différentes couches. Plus on s'éloigne du centre et plus la résistance des parties aluminium va augmenter (car le rayon est plus grand, donc le chemin à parcourir aussi alors que la surface à traverser est la même), alors que la résistance des couches d'électrolyte va diminuer (car pour une même distance à parcourir, la surface va augmenter). De plus, étant donné que l'apport du courant se fait à des points bien précis, il n'est ainsi pas aisé de pressentir comment le courant va se répartir. Cette distribution est représentée sur la figure 2.6.

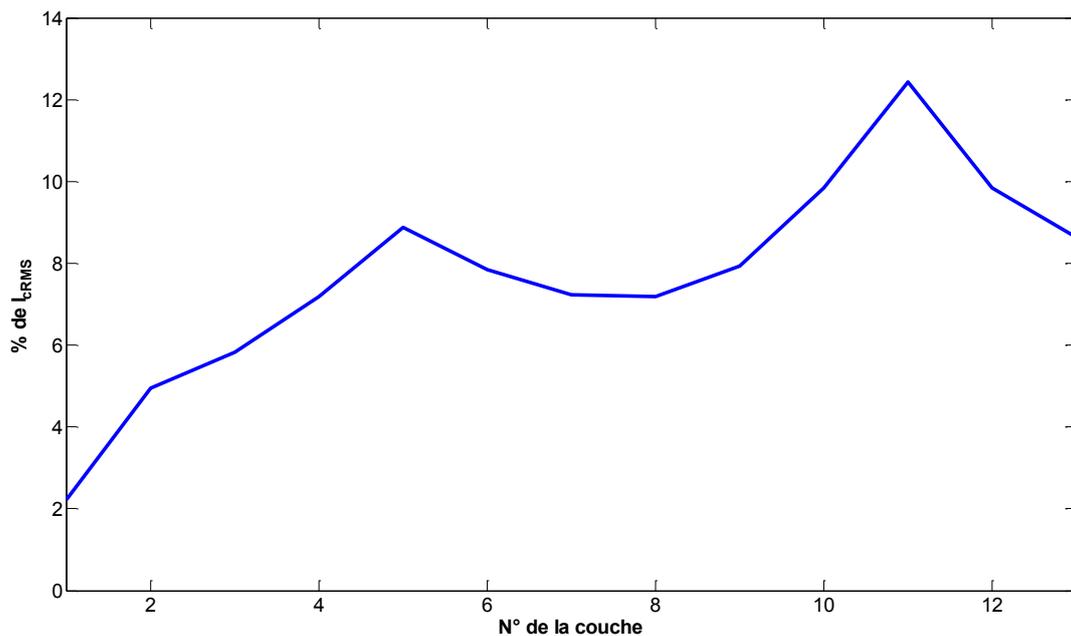


FIGURE 2.6 – Répartition du courant efficace en fonction de la couche

L'idée est de coupler cette répartition de courant avec un modèle prenant en compte les spécificités physiques et structurelle de ces condensateurs. Pour cela, un modèle thermique par éléments finis (EF) a été conçu (figure 2.7). Ce dernier a été réalisé grâce au logiciel Femm qui présente l'avantage de pouvoir être commandé directement avec Matlab® et permet donc un bouclage direct entre l'évolution de la température et des pertes (puisque'il s'agit d'un phénomène couplé). Ainsi, grâce à un script Matlab® on détermine les pertes dans chaque couche et ces valeurs sont ensuite inscrites dans les paramètres du modèle éléments finis. Ce dernier calcule la température ainsi obtenue à chaque endroit. Ces températures ayant un impact sur les résistances du modèle électrique de répartition de courant, elles sont utilisées pour mettre à jour les valeurs de ce dernier qui réévalue alors les pertes et on boucle ces étapes jusqu'à obtenir une convergence des températures. Ceci est résumé avec le synoptique présenté sur la figure 2.8. La figure 2.9 montre par exemple l'évolution de la température de la

2.2. MODÉLISATION THERMIQUE

couche la plus interne, comme il est possible de le constater, au bout d'une dizaine d'itérations, la convergence est atteinte. Ainsi, nous pouvons dès lors comparer les températures de chacune des couches (pour un courant efficace et une température ambiante constants) afin de déterminer la présence éventuelle de « points chauds ».

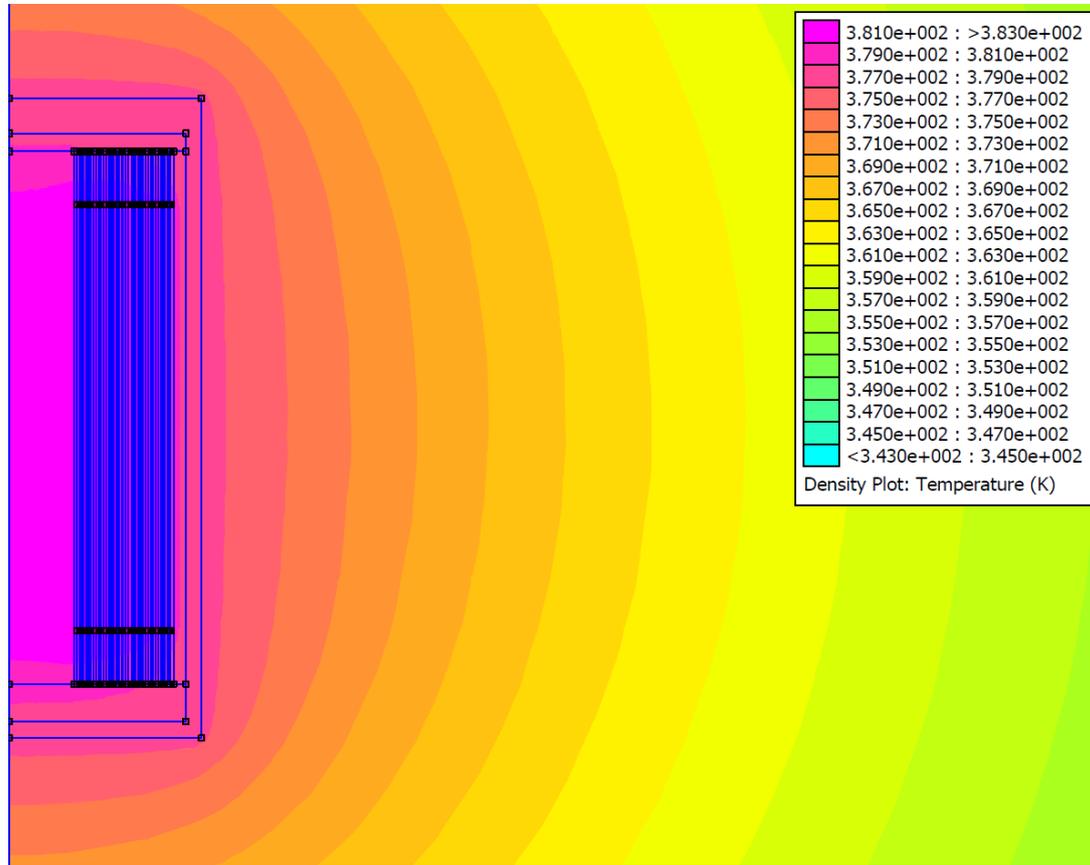


FIGURE 2.7 – Modèle éléments finis d'un condensateur - problème axisymétrique

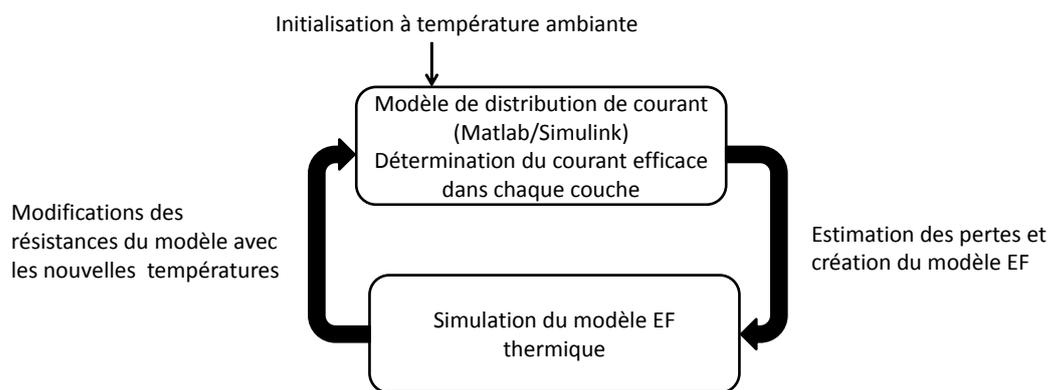


FIGURE 2.8 – Présentation du principe de bouclage entre le modèle de distribution de courant et le modèle EF thermique

La figure 2.10 montre la manière dont se répartit la température au sein du compo-

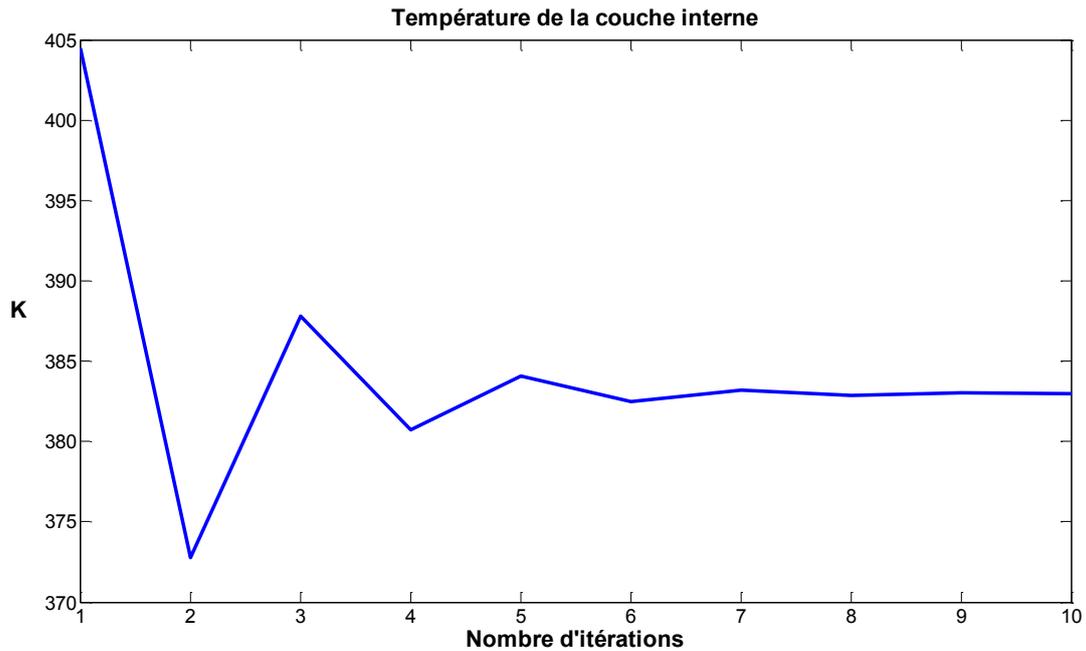


FIGURE 2.9 – Évolution de la température de la couche interne

sant, la première couche étant la plus au centre et la couche treize la plus éloignée (à la limite avec le boîtier). Bien que la température ne soit pas identique partout, l'excursion vaut moins de deux degrés, autrement dit il n'existe pas à proprement parler de point chaud ni de zone où l'échauffement serait beaucoup plus important. Ce résultat est très intéressant car, malgré une forte hétérogénéité due à la succession de couches composées de matériaux très différents, le composant est si petit par rapport aux pertes considérées que la température se répartit de manière relativement équilibrée. Notons que cet état de fait est aussi dû en partie à l'emplacement des agrafes (ainsi qu'à leur nombre) qui permet une bonne répartition du courant (et donc des pertes). Ainsi, dans le cadre de notre étude, ce genre de modèle très complexe n'est pas nécessaire. Aussi, seul le modèle du deuxième ordre de la figure 2.2 sera considéré dans la suite du manuscrit.

Remarque 2.2.3. *Le logiciel Femm dispose d'une base de donnée avec les propriétés physico-chimiques de divers matériaux comme l'aluminium ou l'alumine. En revanche, comme la composition de l'électrolyte n'est pas connue, ce sont les propriétés de l'éthylène glycol qui ont été choisies. Ce dernier étant un solvant classiquement utilisé dans les CEA.*

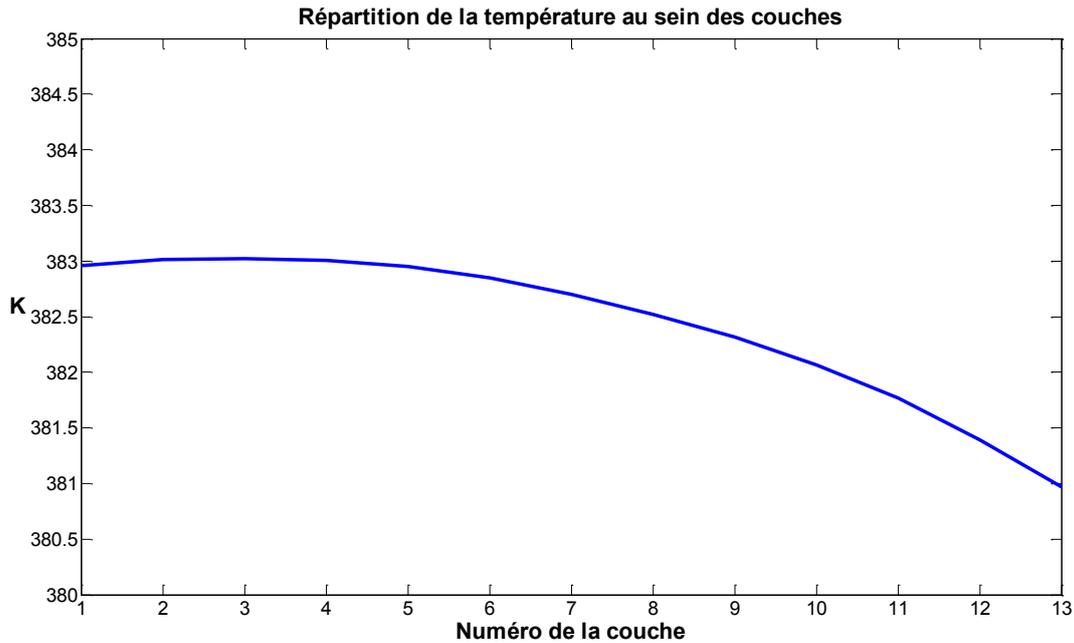


FIGURE 2.10 – Répartition de la température de la couche la plus interne à la plus externe

2.3 Modélisation électrique classique

Les modèles électriques rencontrés dans la littérature tels qu'ils ont été présentés dans la partie introduction reproduisent le comportement fréquentielle de l'impédance des CEA mais uniquement de manière grossière. Une première amélioration possible consiste à prendre en compte la dépendance à la température grâce aux modèles thermiques tout juste présentés. Cependant, il reste à déterminer si ces modèles électriques, même le plus évolué (figure 1.16) sont suffisamment représentatifs pour effectuer un suivi précis de l'évolution composant au fil du vieillissement de ce dernier. Afin d'analyser cela, il est nécessaire dans un premier temps de définir un protocole de mesure d'impédance précis, assez répétable et faisant varier plusieurs paramètres comme la fréquence et la température. Dans un second temps, il faut également un moyen efficace permettant d'ajuster les valeurs des paramètres des modèles pour coller au mieux aux mesures et ensuite quantifier les écarts.

2.3.1 Protocole de mesure d'impédance

Comme cela peut déjà se sentir, l'impédance de ces condensateurs a un comportement assez particulier face à la fréquence. Ainsi, pour identifier au mieux les para-

mètres du modèle, il est nécessaire d'effectuer une mesure sur une grande plage de fréquences. Également, compte-tenu de la sensibilité (notamment de la partie réelle) à la température, il est aussi nécessaire que le protocole de mesures soit fait pour plusieurs valeurs de cette dernière. Finalement, il a été décidé d'effectuer une mesure impédancemétrique entre 1 Hz et 200 kHz et pour des températures de 25°C, 60°C et 80°C. Ce choix a été fait en prenant en compte à la fois les limites du matériel mais également pour que le nombre de mesures à effectuer n'explode pas tout en restant suffisamment représentatif.

Le processus de mesures utilisé est appelé spectroscopie d'impédance électrochimique (*Electrochemical Impedance Spectroscopy* ou EIS en anglais). Dans notre situation, il s'agit d'imposer un potentiel constant (méthode PEIS) auquel vient s'ajouter une composante sinusoïdale à différentes fréquences et de mesurer le courant circulant à travers le composant. Une autre méthode possible avec l'appareil utilisé consiste à imposer non pas un potentiel mais un courant (GEIS, G pour Galvanique). Évidemment, cette méthode est totalement inadaptée pour un condensateur qui verrait alors une montée en tension très forte et est donc réservée aux charges-décharges de batteries. La mesure se fait évidemment en 4 fils pour éviter de prendre en compte les résistances des câbles de mesure ainsi que de certaines soudures. L'appareil utilisé est un Biologic© VSP 300 assisté d'un booster 20 A. La sollicitation a été choisie arbitrairement à 2 V continu auquel s'ajoute un signal sinusoïdal d'amplitude 25 mV (cette valeur est volontairement faible pour éviter un courant trop important à certaines fréquences pour lesquelles l'impédance est très faible).

Les éléments étudiés sont montés sur des plaques amovibles permettant d'être séparées du reste de la manipulation comme cela sera décrit dans la partie 5. Ils sont ensuite placés dans une étuve régulée en température pendant plusieurs heures avant que le protocole de mesure ne soit initié. Ce dernier est directement géré par le Biologic © qui effectue plusieurs points de mesures à diverses fréquences se situant entre les bornes minimum et maximum autorisées. Enfin, les résultats sont récupérés grâce au logiciel Ec-Lab© qui permet la communication avec l'appareil de mesure.

Les figures 2.11, 2.12 et 2.13 présentent l'ensemble des éléments utilisés pour effectuer les mesures d'impédancemétrie.

2.3.2 Algorithme génétique et fonction objectif

Une fois les mesures faites, il reste à pouvoir les comparer au modèle électrique. Pour cela, la décision faite dans la présente étude est d'utiliser un algorithme génétique. Ce choix a été fait car, bien que ce dernier ne garantisse pas d'obtenir la solution



FIGURE 2.11 – Étuve permettant de maintenir en température les éléments mesurés et reliée avec le Biologic©

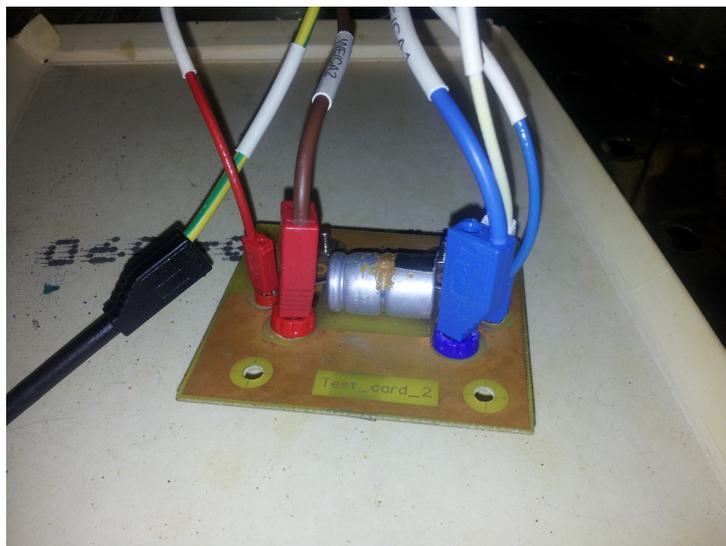


FIGURE 2.12 – Mesure 4 fils d'une carte détachable sur laquelle est maintenue le condensateur

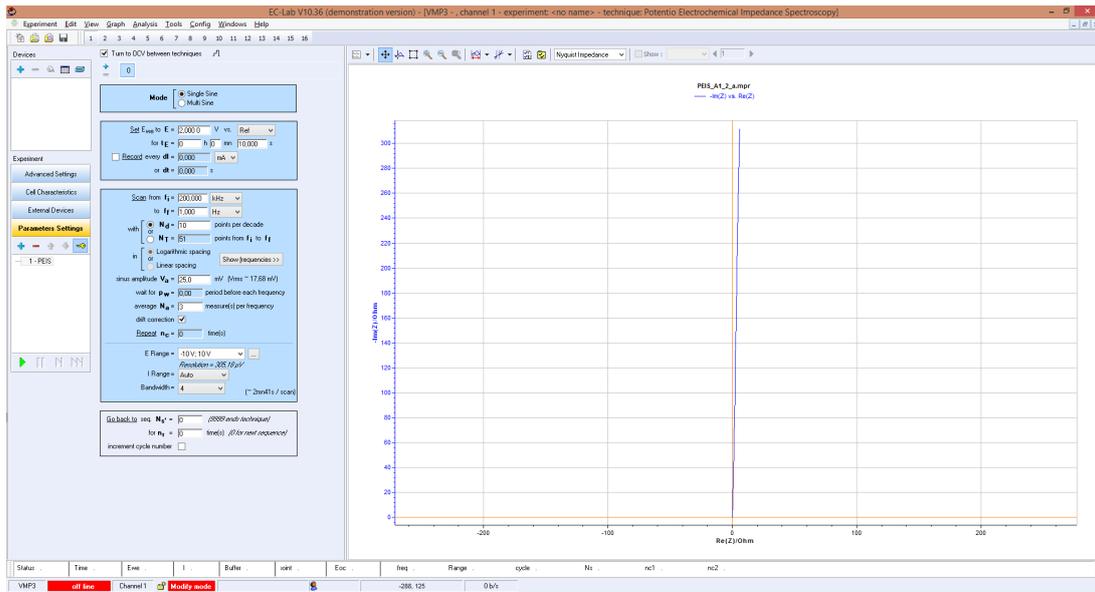


FIGURE 2.13 – Logiciel Ec-lab permettant l’acquisition et le traitement des mesures effectuées par le Biologic

optimale, il permet de se rapprocher du meilleur résultat global. De plus, son fonctionnement se rapprochant de la réalité (dans le sens évolution et croisements des organismes vivants), cela donne du crédit quant à son utilisation pour l’ajustement avec des mesures dont les conditions environnementales ne sont jamais exactement les mêmes. Maintenant que la méthode d’identification des paramètres est fixée, il reste à déterminer quelle sera la fonction objectif à minimiser. En effet, les mesures obtenues lors d’une impédancemétrie renseignent aussi bien sur la partie réelle de l’impédance que sur la partie imaginaire (ou, avec une autre vision du problème, sur le module et la phase). Il est donc nécessaire d’avoir une fonction objectif à minimiser prenant en compte ces deux paramètres. Une manière assez classique et instinctive est de minimiser la somme du carré des erreurs entre la mesure et le modèle. Dans le cas présent, c’est simplement l’addition du carré de l’erreur sur la partie réelle et sur la partie imaginaire qui est minimisée. Plus concrètement, ceci est résumé par l’équation 2.8 avec Re_c/Im_c et Re_m/Im_m respectivement les parties réelles et imaginaires calculées et mesurées. Les pulsations ω_{min} et ω_{max} doivent être choisies pour être représentatives de l’application étudié en étant suffisamment éloignées pour représenter l’impédance au mieux mais suffisamment proches pour que les calculs ne soient pas trop longs.

$$f_{obj} = \min \left(\sqrt{\sum_{\omega_{min}}^{\omega_{max}} (Re_c(\omega) - Re_m(\omega))^2 + (Im_c(\omega) - Im_m(\omega))^2} \right) \quad (2.8)$$

2.3.3 Ajustement des paramètres du modèle classique

Expression de la partie réelle et imaginaire du modèle classique

L'expression de l'impédance du modèle présenté en figure 1.16 est la suivante (équation 2.9) :

$$Z_{class} = R_0 + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega} + \frac{R_2}{1 + jR_2C_2\omega} + jESL\omega \quad (2.9)$$

La partie réelle et la partie imaginaire s'expriment donc avec les équations 2.10 et 2.11 :

$$\Re(Z_{class}) = R_0 + R_1 + \frac{R_2}{1 + R_2^2C_2^2\omega^2} \quad (2.10)$$

$$\Im(Z_{class}) = -\frac{1}{C_1\omega} + ESL\omega - \frac{R_2^2C_2\omega}{1 + R_2^2C_2^2\omega^2} \quad (2.11)$$

Valeur d'initialisation du modèle classique

Une des problématiques rencontrées avec l'utilisation d'un algorithme génétique est qu'il est nécessaire d'avoir une population initiale suffisamment bien déterminée pour obtenir une convergence rapide. Pour cela il est nécessaire de bien connaître les caractéristiques de l'élément étudié, qu'elles soient dimensionnelles, physiques ou même chimiques. Ainsi les valeurs initiales des paramètres étudiés ont été, soit calculées avec les équations 2.12, 2.13 2.14, soit trouvées dans la littérature et sont résumées dans le tableau 2.1. Les valeurs de dimensions ont été mesurées directement sur un composant ouvert et sont décrites dans en annexe. Les valeurs de résistivités de l'électrolyte en fonction de la température viennent de [DXB08]. Ici, il est possible de voir que cette valeur est doublée de manière arbitraire, ceci dans le but de prendre en compte l'effet du papier. De plus, la variation des paramètres en fonction de la température n'est prise en compte que pour les paramètres R_0 et R_1 . En effet, bien que la capacité évolue, à cause de la fluidification de l'électrolyte qui va donc mieux recouvrir toute la surface de contact, il n'y a pas de règle particulière et donc l'évolution de cette valeur en fonction de la température est laissée à l'algorithme génétique.

De la même manière, l'évolution potentielle des paramètres représentant les phénomènes d'interfaces électrode-électrolyte au niveau du diélectrique en fonction de la température n'étant pas connue, ils sont conservés égaux. Également, le paramètre R_0 correspondant aux parties aluminium ne pouvant pas être différencié du paramètre R_1 car étant en série, il est considéré comme non variant avec le vieillissement et est donc laissé égal à sa valeur initiale dans l'algorithme génétique.

$$R_{el} = \frac{2 \cdot \rho_{el}(T) \cdot ee}{h_f \cdot L_f} \quad (2.12)$$

$$R_{term} = \frac{2 \cdot \rho_{al}(T) \cdot l_t}{\pi \cdot r_t^2} \quad (2.13)$$

$$R_{tabs} = \frac{2 \cdot \rho_{al}(T) \cdot l_T}{e_T \cdot h_T} \quad (2.14)$$

Paramètre	Calcul	Valeur
R_0	$R_{term} + R_{tabs}$	2.8 mΩ à 25°C, 3.2 mΩ à 60°C, 3.4 mΩ à 80°C
R_1	$2 \cdot R_{el}$	35.8 mΩ à 25°C, 18.6 mΩ à 60°C, 14.3 mΩ à 80°C
C_1	donnée constructeur	470 μF
R_2	ordre de grandeur	100 mΩ
C_2	ordre de grandeur	11 mF
ESL	ordre de grandeur	10 nH

TABLE 2.1 – Valeurs initiales utilisées dans l'algorithme génétique

Résultats de l'ajustement des paramètres du modèle et comparaisons avec les mesures

Un autre paramètre important n'a pas encore été évoqué concernant l'ajustement des paramètres du modèle avec les mesures, il s'agit de la détermination de la bande de fréquence choisie (autrement dit les valeurs ω_{min} et ω_{max}). Ce choix (qui se révèle au final arbitraire) est motivé par deux raisons : le domaine d'application des éléments étudiés et les limites techniques de l'appareil de mesure. Le domaine d'application concerné est celui du milieu automobile, autrement dit avec des fréquences de découpage dont l'ordre de grandeur est celui de la dizaine de kilohertz. Ensuite, les limites techniques de l'appareil utilisé pour effectuer l'impédancemétrie impose de se restreindre à une fréquence maximum de 30 kHz garantissant alors une précision inférieure à 0.5%. Enfin, étant donné que les éléments étudiés sont des condensateurs,

il est inutile de descendre trop bas en fréquence, là où le module de l'impédance devient infini et où la détermination de la partie réelle par rapport à la partie imaginaire se fait pratiquement impossible. Ainsi, les pulsations extrêmes choisies sont indiquées dans le tableau 2.2 (avec leur équivalent en Hz).

Remarque 2.3.1. *Une parenthèse qui n'a pas la prétention de se vouloir philosophique concernant la partie réelle en très basses fréquences mais qui va essayer néanmoins d'éveiller la curiosité du lecteur. En effet, plus la fréquence diminue jusqu'à atteindre une valeur nulle (c'est-à-dire le continu), plus l'impédance augmente jusqu'à atteindre une valeur infinie, c'est la définition et la fonction première d'un condensateur, bloquer le continu. Or, comme cela est évoqué depuis le début du rapport la partie réelle de ce type de condensateur est plus importante en basses fréquences qu'en hautes. En continu, il est cependant impossible de faire le distinguo entre la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance, cette dernière étant infinie. Ce que l'on sait avec certitude toutefois c'est que la partie imaginaire augmente beaucoup plus fortement et est donc largement prédominante mais la partie réelle a-t-elle une valeur finie ou bien tend-elle aussi vers l'infini. Une réflexion qui, bien que peu utile, permet de néanmoins de relativiser la notion d'infini. Il faut toutefois noter que le phénomène d'auto-décharge du condensateur n'a pas été pris en compte. En effet, après avoir fait des mesures de tensions à intervalles de temps régulier d'un condensateur préalablement chargé, il a pu être constaté que la résistance de fuite était très élevée. En tout état de cause, un modèle avec une simple résistance série ne peut donc pas rendre compte de ce comportement et la présence d'une partie réelle indéterminée dans notre modèle à très basse fréquence n'est pas critique si elle n'est jamais sollicitée en pratique (aucun courant à ces fréquences-là).*

Les résultats obtenus une fois la minimisation de la fonction objectif effectuée par l'algorithme génétique à partir des valeurs d'initialisation sont résumés dans le tableau 2.3. De plus, la comparaison entre la partie réelle mesurée et celle obtenue grâce au modèle ajusté est présentée sur la figure 2.14. La première chose notable concerne l'aspect des courbes du modèle. En effet, bien que ces dernières soient proches, elles ne suivent pas la même courbure que celle des mesures. Pour analyser l'efficacité du modèle, il faut quantifier à la fois l'erreur maximale et l'écart type sur toute la bande de fréquences. Les valeurs relatives de ces deux indicateurs sont présentés dans le tableau 2.4. Selon les critères de qualité fixés, ces valeurs sont acceptables dans le cadre d'une étude préliminaire, cependant cela reste insuffisant pour effectuer un suivi précis de chaque paramètre constituant l'ESR en fonction du vieillissement sur une large gamme de fréquences. Ainsi, il est nécessaire d'enquêter de manière plus avancée sur le comportement réel d'un CEA.

Remarque 2.3.2. *La comparaison visuelle des parties imaginaires entre le modèle et les mesures ne présentant pas d'intérêt, il a été décidé de ne pas les afficher. Toutefois, cette notion sera évoquée plus tard.*

2.3. MODÉLISATION ÉLECTRIQUE CLASSIQUE

ω_{min}	1570 rad/s	\equiv 250 Hz
ω_{max}	157000 rad/s	\equiv 25 kHz

TABLE 2.2 – Valeurs des pulsations extrêmes choisies pour l’ajustement des paramètres du modèle avec les mesures

Paramètre	25°C	60°C	80°C	Unité
R_0	2.8	3.2	3.4	$m\Omega$
R_1	49.1	28.9	23.1	$m\Omega$
C_1	483.0	496.1	504.0	μF
R_2	32.9	40.7	48.8	$m\Omega$
C_2	9.4	10.0	10.0	mF
ESL	1.1	1.1	44.8	nH

TABLE 2.3 – Valeurs obtenues après ajustement avec les mesures

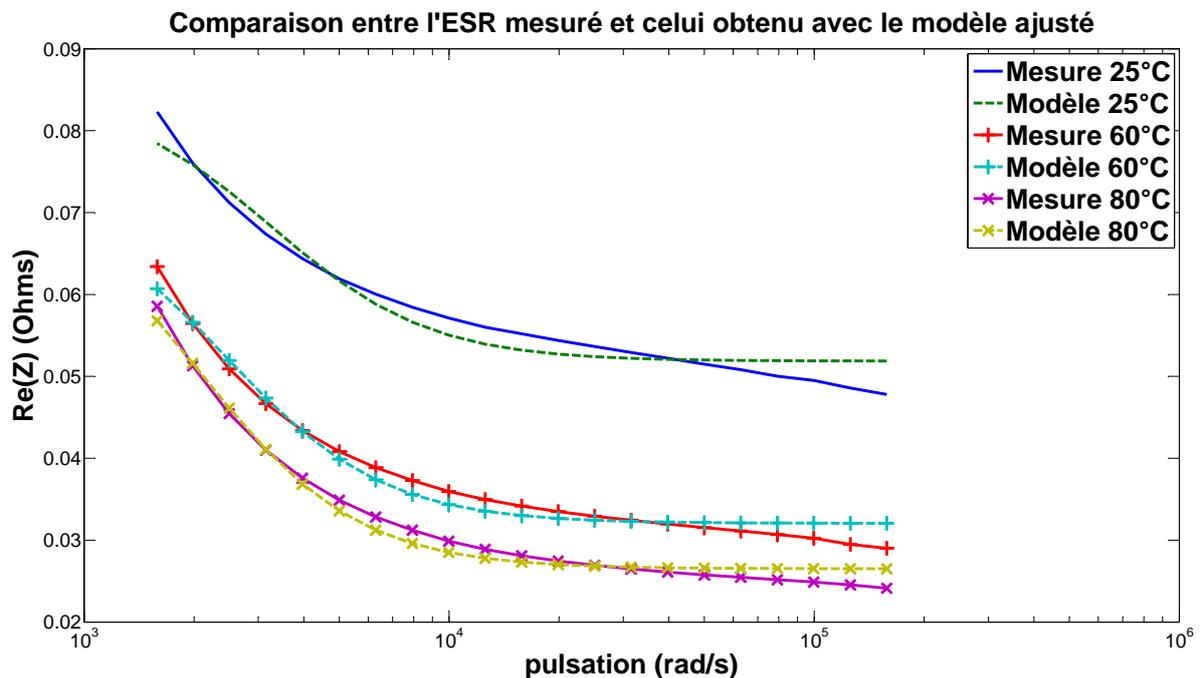


FIGURE 2.14 – Comparaison de l’ESR entre le modèle ajusté et les mesures

TABLE 2.4 – Ecart relatif de la partie réelle entre le modèle ajusté et la mesure

Température	Erreur relative maximum	Écart-type relatif
25°C	8.8 %	2.4 %
60°C	12.8 %	5.4 %
80°C	11.9 %	2.8 %

2.4 Modélisation électrique avancée

2.4.1 Les origines du modèle avancé

Analogie avec les batteries

Dans le but d'obtenir une modélisation électrique plus avancée, l'idée est d'aller étudier les méthodes impédancemétriques d'un domaine scientifique proche, à savoir le domaine d'étude des batteries. En effet, ces éléments de stockage d'énergie ont (pour une grande partie des technologies) une technique de conception ressemblante, à savoir des plaques anode et cathode enroulées et séparée par un électrolyte. Les différences sont évidemment la nature des électrodes ainsi que l'absence de diélectrique qui est remplacée là par un phénomène de passivation lors de la réaction chimique mise en jeu pendant la charge.

Études phénoménologiques du comportement de l'impédance

L'étude de l'impédance des batteries est un sujet très largement discuté depuis très longtemps par la communauté scientifique. En effet, ces éléments, indispensables aujourd'hui en tant que source d'énergie embarquée dans pratiquement tous les domaines technologiques, sont en amont de leur application et conditionnent ainsi leur bon fonctionnement. C'est pourquoi il est très important de connaître le comportement de ces derniers sur une large gamme de fréquences. Cependant, la compréhension et l'explication de ce comportement, aussi bien physique que chimique, sont très difficiles à acquérir compte tenu du grand nombre de phénomènes mis en jeu. Pour palier à cela et apporter des solutions concernant la modélisation électrique des batteries (basée sur l'étude de l'impédance), un regard phénoménologique est souvent pratiqué. Ce dernier offre une approche uniquement basée sur le comportement observé et fournit une réponse directement déduite de ces observations, sans tenter d'expliquer leurs origines. Ainsi ont été proposés des éléments parfois qualifiés de

phasance en français ([Jac00]) ou encore de *Constant Phase Element - CPE*. Ces éléments introduisent une droite avec un angle compris entre $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$ dans un diagramme de Nyquist (représenté avec la convention choisie $-\Im(Z)$ en fonction de $\Re(Z)$).

Remarque 2.4.1. *Le terme phasance a été introduit par analogie avec les termes anglais capacitance (droite d'angle $\frac{\pi}{2}$ dans un diagramme de Nyquist), resistance (droite d'angle 0) et inductance (droite d'angle $-\frac{\pi}{2}$).*

Un des CPE les plus connus est l'élément de Warburg dont l'impédance est décrite par l'équation 2.15. Cet élément se distingue par sa pente dans le diagramme de Nyquist qui vaut $\frac{\pi}{4}$. Il a été introduit pour modéliser une diffusion (en l'occurrence d'ions) linéaire semi-infinie. C'est alors que se rejoint la partie phénoménologique et la partie physique. En effet, le coefficient de Warburg A_W peut être déterminé par des notions purement physico-chimiques nécessitant une connaissance pointue des espèces mises en jeu dans la réaction. Il est inutile ici d'explicitement clairement la formule permettant d'obtenir ce coefficient mais cela permet de prendre conscience que les lois physiques pourraient permettre d'obtenir un ordre de grandeur de la valeur de cette impédance ceci aidant alors à une éventuelle utilisation dans un algorithme génétique comme cela a été fait auparavant. Finalement, ces études phénoménologiques, pouvant prendre appui sur des lois physiques, introduisent la notion qui va permettre d'atteindre un modèle électrique avancé : la diffusion.

$$Z_W = \frac{A_W}{\sqrt{\omega}} + \frac{A_W}{j\sqrt{\omega}} \quad (2.15)$$

2.4.2 Les différentes diffusions électrochimiques

Les lois de Fick

Les phénomènes diffusifs prennent place généralement lorsque des ions contenus dans un électrolyte traversent un matériau. Ils ont été introduits notamment par [De 64] qui a utilisé les théories et modèles des lignes de transmission pour expliquer le comportement d'électrodes poreuses dans une solution électrolytique. La problématique alors soulevée est la détermination d'une expression mathématique de tels phénomènes. Au milieu du XIX^{ème} siècle, Adolf Fick présente des lois de diffusion éponymes (basées sur d'autres travaux comme ceux de Fourier) qui trouvent écho dans la communauté scientifique notamment grâce à des expressions analogues à celles du transfert de chaleur d'un point de vue thermique ou encore au transfert de

charge d'un point de vue électrique. Ces lois expriment l'évolution spatio-temporelle d'ions compris dans une solution électrolytique lorsque ces derniers traversent un matériau poreux (en l'occurrence une électrode). Elles expliquent que le flux d'éléments est proportionnel au gradient de concentration de ces derniers. La première loi de Fick est explicitée en une dimension par l'équation 2.16 avec D_0 le coefficient de diffusion, J_0 le flux d'éléments et C_0 la concentration d'élément. Grâce aux travaux de [Bar96] et [TM13], et en considérant la variation de concentration dans un volume élémentaire, il est alors possible de déterminer la deuxième loi de Fick (équation 2.17). Cette loi décrit le comportement spatio-temporelle de la concentration d'élément.

$$J_0(x, t) = -D_0 \frac{\partial C_0(x, t)}{\partial x} \quad (2.16)$$

$$\frac{\partial C_0(x, t)}{\partial t} = -\frac{\partial J_0(x, t)}{\partial x} \quad (2.17)$$

En exprimant 2.16 dans 2.17, la relation 2.18 apparait alors. Et en exprimant cette équation dans le domaine de Laplace, l'équation différentielle du deuxième degré 2.19 est ainsi trouvée.

$$\frac{\partial C_0(x, t)}{\partial t} = D_0 \frac{\partial^2 C_0(x, t)}{\partial x^2} \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial^2 C_0(x, s)}{\partial x^2} - \frac{s}{D_0} C_0(x, s) = 0 \quad (2.19)$$

Une solution de cette équation est de la forme décrite par l'équation 2.20.

$$C_0(x, s) = A(s)e^{-\sqrt{\frac{s}{D_0}}x} + B(s)e^{\sqrt{\frac{s}{D_0}}x} \quad (2.20)$$

Les conditions limites

Pour résoudre cette équation, il est nécessaire de connaître certaines conditions, notamment les conditions limites de la diffusion. Ces conditions sont au nombre de trois. La condition de diffusion limitée (parfois appelée condition de Nernst). La condition de diffusion semi-infinie (aussi appelée condition de Warburg). Et enfin, la condition de diffusion restreinte.

- La condition limitée implique que le flux d'éléments au bout de la longueur de diffusion a une « limite », c'est-à-dire qu'une fois cette valeur atteinte elle ne peut plus augmenter. Cela est notamment observé avec les batteries dans lesquels des grains (dont la nature dépend de la technologie de batterie) se voient remplis d'ions au fur et à mesure de la charge. Lorsqu'un grain est rempli, le phénomène se propage au grain suivant et ainsi de suite. À noter que ces grains disposent d'une quantité de charges limitée et une fois chargé conservent ces ions, d'où la fonction de réservoir d'énergie.
- La condition semi-infinie est un cas théorique qui reprend l'explication de la diffusion limitée mais en supposant une longueur de diffusion infinie, c'est-à-dire que les grains des batteries pourraient accueillir des ions jusqu'à une « distance » infinie.
- Enfin, la condition restreinte repose sur le principe suivant, une fois la longueur de diffusion atteinte, le flux d'éléments devient nul, c'est-à-dire que les éléments se stoppent. La concentration va alors augmenter jusqu'à atteindre une valeur constante. Cette configuration correspond bien au comportement d'un condensateur qui arrête le courant (ce dernier étant proportionnel au flux d'éléments).

Pour donner une définition plus imagée, il convient de se référer à la figure 2.15. Cette dernière fait l'analogie des conditions de diffusion avec le remplissage d'une « cuve » par un liquide. Dans le cas de la condition semi-infinie, il faut imaginer une cuve dont la longueur ne pourrait jamais être atteinte, le gradient de concentration (correspondant à la hauteur du liquide) n'atteindrait alors jamais de valeur constante (ou si oui, à une distance infinie). Dans le cas de la diffusion restreinte, la cuve se remplit petit à petit mais comme les éléments ne peuvent s'échapper de la cuve, la concentration finit par atteindre une valeur constante et augmente de manière homogène sur toute la longueur de diffusion. Pour se rapporter aux condensateurs, cela correspondrait au temps de charge nécessaire à atteindre la concentration imposée (autrement la tension) et avec le flux d'éléments (c'est-à-dire le courant) bloqué. Enfin, la diffusion limitée peut se caractériser comme une cuve percée. Ainsi, une fois le remplissage transitoire fait, le gradient de concentration (c'est-à-dire le flux d'éléments) deviendrait constant. Dans le cas des batteries, cela revient au flux imposé lors d'une charge. La figure image aussi une cuve plus grande représentant la capacité totale. Ceci permet d'expliquer que même si ces conditions correspondent aux batteries, ces dernières une fois totalement chargée ne peuvent plus recevoir d'ions et se mettent à fonctionner de manière capacitive. C'est pourquoi une fois chargée, une batterie doit absolument ne plus recevoir de courant continu car ce dernier provoquerait une montée en tension détériorant alors l'élément.

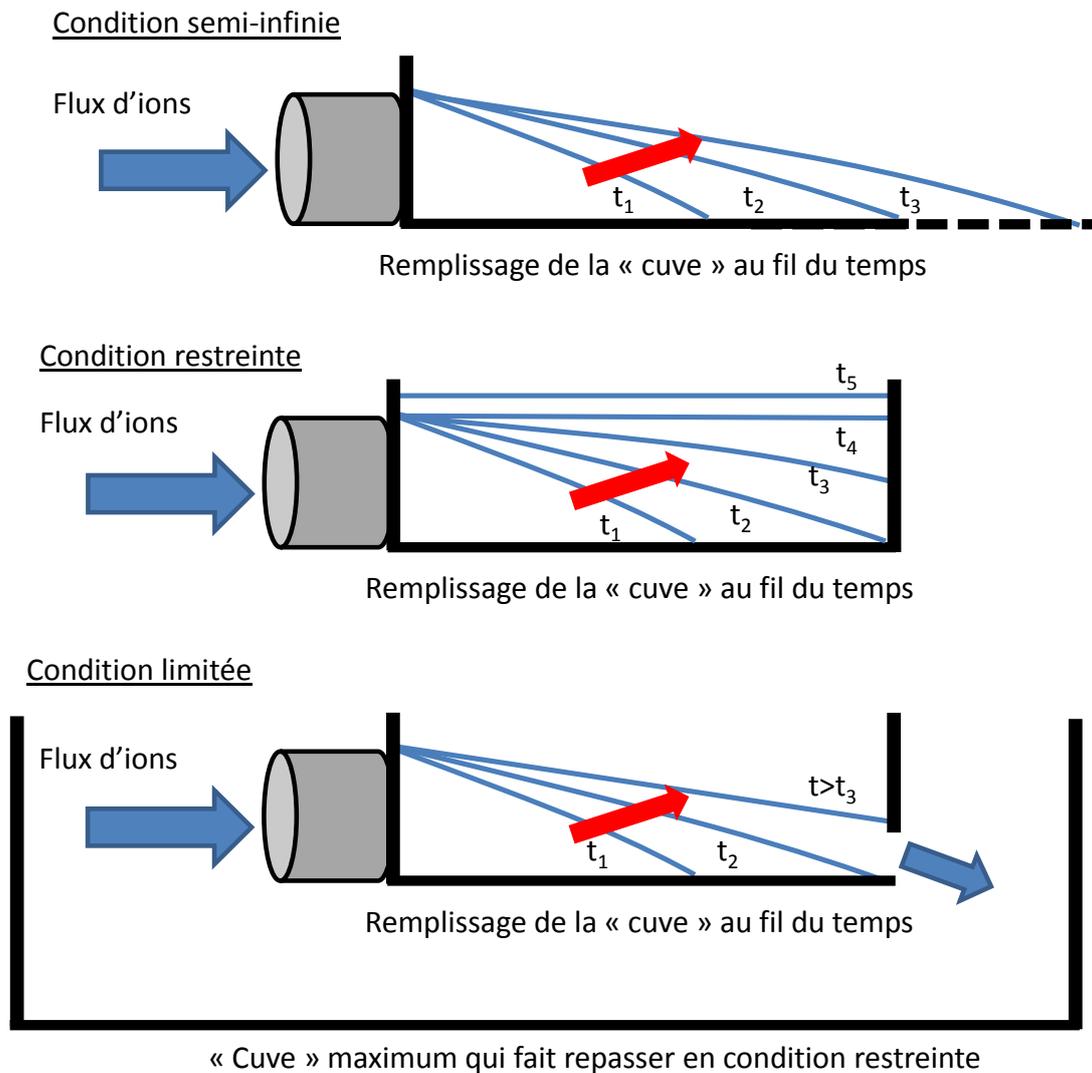


FIGURE 2.15 – Représentation schématique des différentes diffusions

2.4.3 Application des phénomènes diffusifs pour les CEA

Analogie entre la gravure et un matériau poreux

Les phénomènes diffusifs ayant maintenant été expliqués, du moins suffisamment pour être utilisés dans le cadre de notre étude, il est alors nécessaire d'expliquer le lien avec les condensateurs électrolytiques aluminium de manière plus précise. Ce lien vient de la conception même des CEA. Contrairement aux batteries ou aux supercondensateurs, les CEA ne présentent pas d'électrode poreuse dans laquelle les ions de l'électrolyte vont s'insérer à proprement parler. En revanche, comme cela a été expliqué dans le chapitre d'introduction (1), l'anode des CEA est très fortement gravée dans le but d'augmenter la surface de contact entre le diélectrique et l'électrolyte et ainsi la capacité de l'élément pour un volume donné. Cette gravure est si importante qu'elle permet d'augmenter la surface (et donc la capacité) jusqu'à plusieurs centaines de fois ([Alb12]). La photo présente sur la figure 2.16 permet de prendre conscience de la modification apportée par cette gravure à la structure surfacique de l'anode. À cause de cette densité de trous dans la matière, l'hypothèse qui est alors faite peut se résumer de cette manière : « la modification structurelle apportée par la gravure de l'anode peut s'assimiler à un caractère poreux ». Avec cette hypothèse, il reste à savoir dans quelle condition limite les CEA se situent pour pouvoir résoudre les équations de Fick. La réponse se trouve finalement dans la définition même du matériau recouvrant la surface gravée de l'anode. En effet, il s'agit d'un diélectrique (supposé parfait dans le cadre de cette étude) qui empêche donc le passage des ions présents dans l'électrolyte ce qui implique des *conditions de diffusion restreintes*.

Remarque 2.4.2. *Il y a une nuance subtile qui existe entre le fait d'être un diélectrique parfait et le fait que ce dernier soit totalement imperméable aux ions de l'électrolyte. La perfection du diélectrique (qui est une hypothèse simplificatrice faites dans cette étude) indique qu'il n'y a pas de courant de fuite, autrement dit un échange d'électrons de proche en proche entre les deux électrodes, or même si ceci se produit dans la réalité cela n'implique pas qu'un ion puisse traverser la matière. En effet, supposons qu'une partie de l'anode soit à nu (c'est-à-dire non recouverte d'alumine), lors d'une mise sous tension, les atomes d'aluminium réagiraient alors avec les ions présents dans l'électrolyte et formeraient aussitôt la couche de diélectrique manquante arrêtant de ce fait la réaction ainsi que le mouvement des ions.*

Résolution des équations de Fick dans le cas des conditions de diffusion restreinte

Le cas de l'étude correspond donc aux conditions limites restreintes qui se traduit par l'équation 2.21 avec δ_0 la distance de diffusion totale.

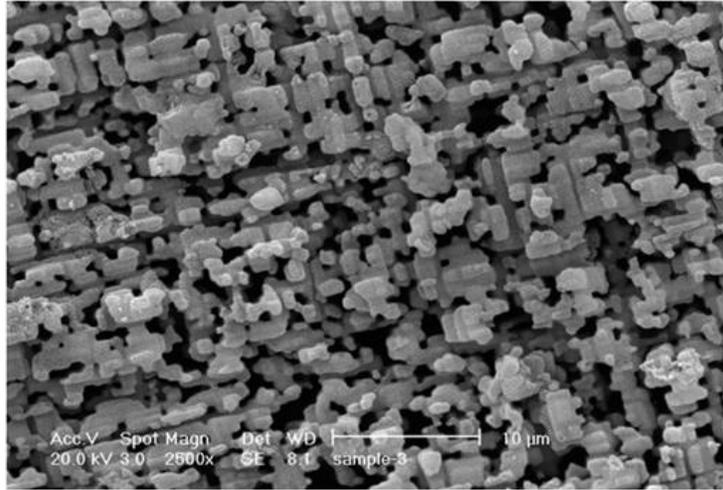


FIGURE 2.16 – Aspect visuel de l’anode gravée

$$J_0(\delta_0, t) = 0 \quad (2.21)$$

En dérivant l’équation 2.20 par rapport à x , on obtient l’équation 2.22. Et en utilisant cette expression dans l’équation 2.16, on arrive à l’expression 2.23.

$$\frac{\partial C_0(x, s)}{\partial x} = A(s) \left(-\sqrt{\frac{s}{D_0}} \right) e^{-\sqrt{\frac{s}{D_0}} x} + B(s) \left(\sqrt{\frac{s}{D_0}} \right) e^{\left(\sqrt{\frac{s}{D_0}} x \right)} \quad (2.22)$$

$$J_0(x, s) = \sqrt{s D_0} \left(A(s) e^{-\sqrt{\frac{s}{D_0}} x} - B(s) e^{\left(\sqrt{\frac{s}{D_0}} x \right)} \right) \quad (2.23)$$

Ainsi, avec la condition limite (2.21), une relation entre les deux termes inconnus apparait (équation 2.24) :

$$B(s) = A(s) e^{\left(-2\sqrt{\frac{s}{D_0}} \delta_0 \right)} \quad (2.24)$$

Pour déterminer une solution, il est nécessaire d’avoir une autre relation liant ces deux inconnues. Pour cela, il faut se référer à [DLM96] pour obtenir l’équation 2.25 qui relie la condition initiale du flux d’éléments avec le courant électrique. Dans cette équation, n correspond au nombre de moles des ions mis en jeu, F est la constante de Faraday et A est la surface considérée où le phénomène de diffusion survient.

$$J_0(0,s) = -\frac{I(s)}{nFA} \quad (2.25)$$

Toujours en utilisant l'équation 2.23, apparaît alors la relation suivante (équation 2.26) :

$$\sqrt{sD_0}(A(s) - B(s)) = -\frac{I(s)}{nFA} \quad (2.26)$$

Finalement avec deux équations à deux inconnues, il est possible de se ramener au couple de solutions suivant (équation 2.27) :

$$\begin{aligned} B(s) &= -\frac{I(s)}{nFA\sqrt{sD_0}} \frac{e^{(-2\sqrt{\frac{s}{D_0}}\delta_0)}}{\left(1 - e^{(-2\sqrt{\frac{s}{D_0}}\delta_0)}\right)} \\ A(s) &= -\frac{I(s)}{nFA\sqrt{sD_0}} \frac{1}{\left(1 - e^{(-2\sqrt{\frac{s}{D_0}}\delta_0)}\right)} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Or, le potentiel électrique (et donc finalement la tension aux bornes de l'élément si l'on considère que la référence est prise au niveau de la cathode) est proportionnel à la concentration d'éléments au début de la diffusion (équation 2.28). Donc le rapport entre cette valeur et le courant $I(s)$ (décrit par l'équation 2.29) est proportionnel à une impédance. Cette impédance correspond à l'impédance de diffusion restreinte et peut être ensuite élargie à ce qui est appelée une impédance de diffusion anormale [DLM96].

$$C_0(0,s) = A(s) + B(s) \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} \frac{C_0(0,s)}{I(s)} &= \frac{1}{nFA\sqrt{sD_0}} \frac{e^{(\sqrt{\frac{s}{D_0}}\delta_0)} + e^{(-\sqrt{\frac{s}{D_0}}\delta_0)}}{e^{(\sqrt{\frac{s}{D_0}}\delta_0)} - e^{(-\sqrt{\frac{s}{D_0}}\delta_0)}} \\ &= \frac{1}{nFA\sqrt{sD_0}} \coth\left(\sqrt{\frac{s}{D_0}}\delta_0\right) \end{aligned} \quad (2.29)$$

En effet, les termes en racine carré de la pulsation sont obtenus car l'équation différentielle (2.19) était d'ordre deux. Or, il a été montré dans [BC01] que ces équations pouvaient être généralisées à un ordre non-entier. Grâce à ceci, il est possible d'obtenir une expression avec une puissance non entière comprise entre 0 et 1. Dans cette étude, ce résultat est utilisé pour obtenir un degré de liberté supplémentaire pour l'ajustement avec les mesures. Finalement, on obtient l'équation d'impédance de diffusion anormale 2.30 (« anomalous diffusion » en anglais), équation venant de la documentation de l'appareil de mesure d'impédancemétrie [Bio12]. R_{Ano} étant le coefficient d'amplitude, ω_0 la pulsation caractéristique et γ_0 le degré de dérivation.

$$Z_{Ano} = R_{Ano} \frac{\coth\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^{\frac{\gamma_0}{2}}}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^{1-\frac{\gamma_0}{2}}} \quad (2.30)$$

Remarque 2.4.3. D'autres formules assez proches de cette expression peuvent être trouvées dans la littérature, c'est celle-ci qui a été finalement choisie de par sa très forte ressemblance avec les mesures effectuées.

2.4.4 Ajustement des paramètres du modèle avancé

Le modèle qualifié ici d'avancé reprend le même modèle que celui appelé « classique » en ajoutant simplement en série l'impédance de diffusion anormale qui vient d'être décrite. La figure 2.17 résume ainsi ce nouveau modèle.

Remarque 2.4.4. Le symbole est le même que celui d'une résistance simplement pour ne pas inventer un autre symbole mais il s'agit bien de l'impédance décrite par l'équation 2.30.

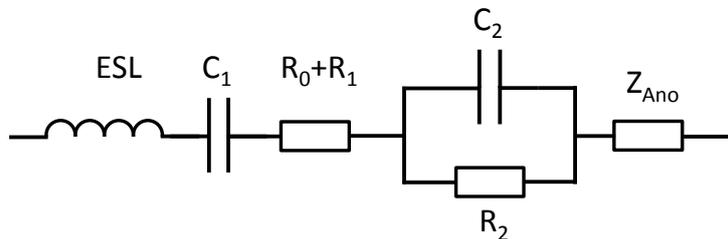


FIGURE 2.17 – Modèle électrique avancé

Les valeurs initiales choisies pour effectuer l'ajustement avec les mesures sont les mêmes que celles indiquées dans la table 2.1 avec simplement l'ajout des valeurs initiales des nouveaux paramètres qui valent toutes 1. En effet, le nombre d'inconnues

permettant d'estimer une valeur initiale est bien trop important. Ainsi, le choix a été fait de laisser une plus grande liberté à l'algorithme génétique en les faisant varier autour de cette valeur unitaire. Le seul paramètre que l'on sait déjà proche de la valeur 1 est celui du degré de dérivation. En effet, si γ_0 vaut 1, on retrouve l'équation en puissance de un demi, c'est-à-dire avec la racine carré (équation 2.29). Ce paramètre est donc plutôt bien estimé en l'état.

Le tableau 2.5 récapitule les valeurs obtenues après ajustement et la figure 2.18 présente l'aspect de l'ESR ajusté en fonction de la fréquence. Enfin le tableau 2.6 résume les erreurs maximum et écarts-types relatifs obtenus comme cela avait été fait pour le modèle classique. Les résultats obtenus en ajoutant un phénomène de diffusion permettent d'atteindre une cohérence avec les mesures nettement supérieure, du moins concernant la partie réelle. En effet, d'une part l'erreur maximum est inférieure, même si cette valeur peut parfois être trompeuse car étant relative, mais surtout l'écart-type relatif est de l'ordre du pour-cent, ce qui indique une bonne consistance du modèle sur toute la plage de fréquences considérée.

Paramètre	25°C	60°C	80°C	Unité
R_0	2.8	3.2	3.4	$m\Omega$
R_1	43.6	23.9	19.0	$m\Omega$
C_1	492.1	503.0	513.3	μF
R_2	17.5	30.1	49.9	$m\Omega$
C_2	48.5	29.5	19.5	mF
ESL	22.7	4.3	63.8	nH
R_{Ano}	1.54	0.89	0.91	Ω
ω_0	0.58	0.39	0.24	rad/s
γ_0	0.94	0.98	0.88	/

TABLE 2.5 – Valeurs obtenues après ajustement avec les mesures du modèle avancé

TABLE 2.6 – Ecart relatif de la partie réelle entre le modèle avancé ajusté et la mesure

Température	Erreur relative maximum	Écart-type relatif
25°C	3.7 %	1.1 %
60°C	6.8 %	1.6 %
80°C	7.1 %	1.1 %

Remarque 2.4.5. Les valeurs d'ESL du tableau 2.5 peuvent sembler varier de manière erratique en fonction de la température. Il faut cependant rappeler que ces valeurs sont tout de même très faibles et que surtout, dans la gamme de fréquence considérée, l'inductance équivalente n'a que très peu de poids (comme cela sera développé plus en détail dans le chapitre 3).

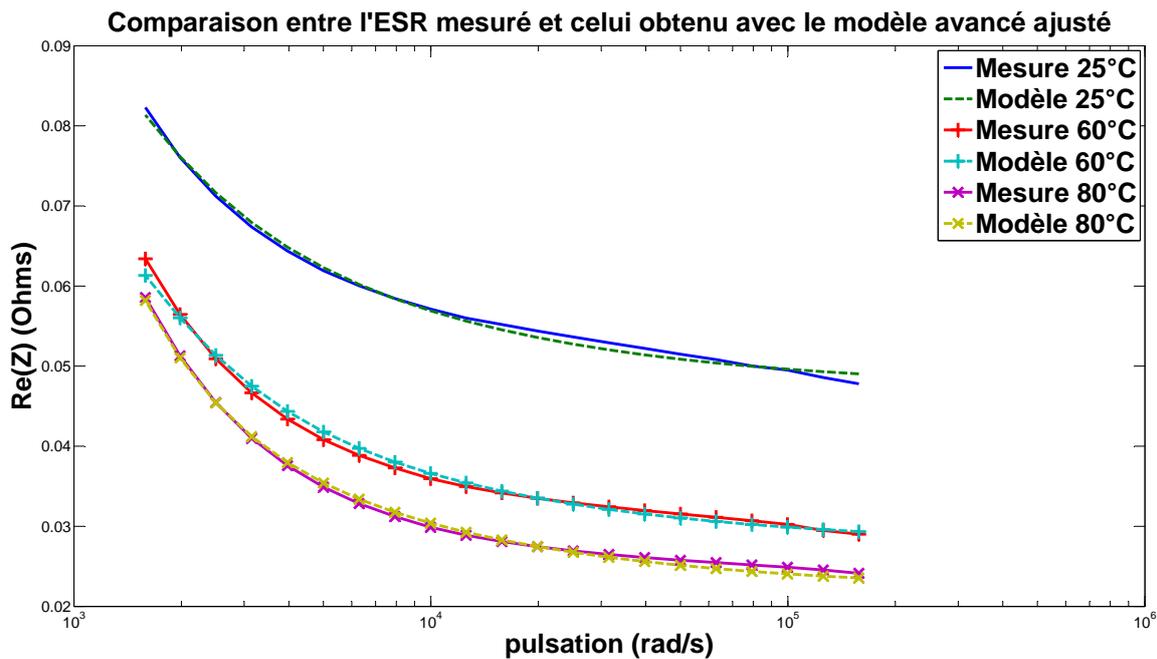


FIGURE 2.18 – Comparaison de l'ESR entre le modèle avancé ajusté et les mesures

Ainsi, il est possible d'observer ce type de variation sans que cela ne soit significatif.

2.5 Comparaison du modèle classique et du modèle avancé

2.5.1 Poids des éléments par rapport à la partie réelle

Dans cette partie, il va être question de comparer plus précisément les deux modèles. Il a déjà été vu que le modèle prenant en compte le phénomène de diffusion permettait d'obtenir un ajustement avec les mesures de partie réelle bien plus performant sur une large plage de fréquences que le premier modèle. Ce qui est dès lors intéressant, c'est de quantifier l'impact de chacun des paramètres des modèles sur la partie réelle, autrement dit le poids de chaque élément. Les figures 2.19 et 2.20 présentent respectivement pour le modèle classique et le modèle avec diffusion le poids de chaque élément sur la partie réelle sur toute la gamme de fréquences étudiée à une température de 25°C, 60°C et 80°C. Grâce à ces figures, l'ajout d'une partie diffusive prend tout son sens. En effet, la cellule R_2/C_2 a une partie réelle qui tend vers une constante lorsque la fréquence diminue et tend très rapidement vers une valeur négligeable lorsque la fréquence augmente. Ces deux phénomènes impliquent très peu

de liberté quant à l'adaptation du modèle classique. En effet, ce dernier devra tendre obligatoirement vers des valeurs finies et ce, avec une seule courbure possible (alors que les mesures présentent une forme bien différente). En revanche, la partie réelle de l'impédance de la diffusion anormale propose une beaucoup plus grande flexibilité, ce qui explique pourquoi l'ajustement des paramètres est bien plus efficace avec la prise en compte de la diffusion. Ainsi, l'observation de ces figures permet une fois de plus de justifier l'emploi d'un modèle prenant en compte le phénomène de diffusif.

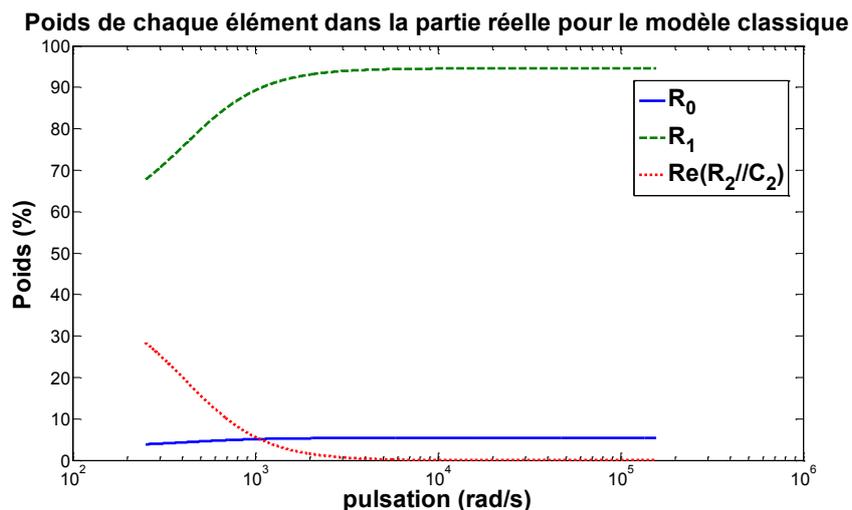
Un autre fait est remarquable pour la température de 25°C, bien que toujours présente, la partie réelle de l'élément $R_2//C_2$ dans le modèle avec diffusion est bien moins importante. En réalité, cette valeur se « transfert » à la partie diffusive. De plus, le poids de la résistance de l'électrolyte devient également moindre, voir même minoritaire pour des fréquences relativement basses. Ceci s'explique très bien par le fait qu'ayant une valeur constante (à température donnée), lorsque la partie réelle augmente (pour les basses fréquences) sa contribution diminue. En revanche, il est également possible de constater que plus la température augmente, plus la partie réelle de l'élément $R_2//C_2$ devient grande pour une fréquence suffisamment réduite et ce, dans les deux modèles. Ce phénomène ne va pas à l'encontre de l'utilité du modèle avec diffusion et sera expliqué plus en détail plus loin dans le manuscrit (dans le chapitre 3). Pour donner une ébauche d'explication, il convient simplement de noter que l'élément $R_2//C_2$ représente en fait un phénomène de diffusion simplifié à sa plus simple expression. Le tableau 2.7 donne un exemple précis du poids de chacun des éléments dans chaque modèle pour une fréquence de 10 kHz (fréquence remarquable de l'application étudiée) et une température de 25°C.

TABLE 2.7 – Poids de chaque élément pour une fréquence de 10 kHz à 25 °C

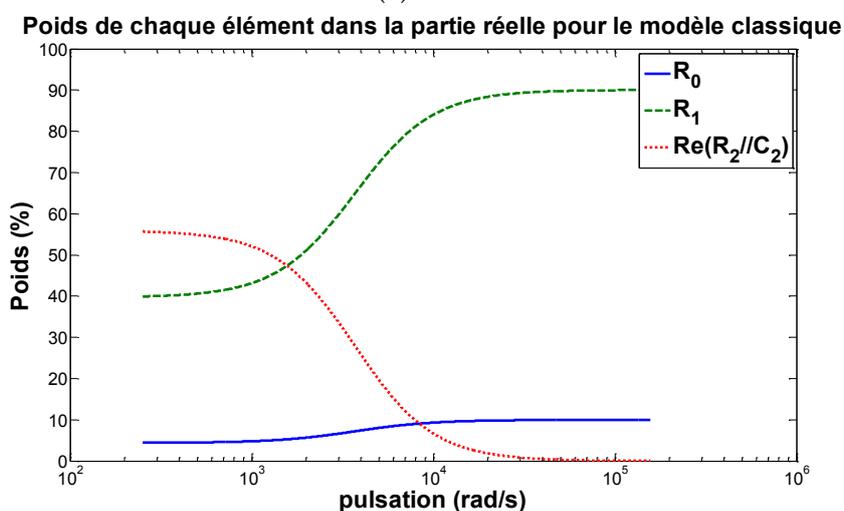
Élément	Modèle classique	Modèle avec diffusion anormale
R_0	5.4 %	5.5 %
R_1	94.5 %	86.3 %
$real(R_2//C_2)$	0.2 %	≈ 0 %
$real(Z_{Ano})$	/	8.2 %

2.5.2 Parenthèse sur la partie imaginaire

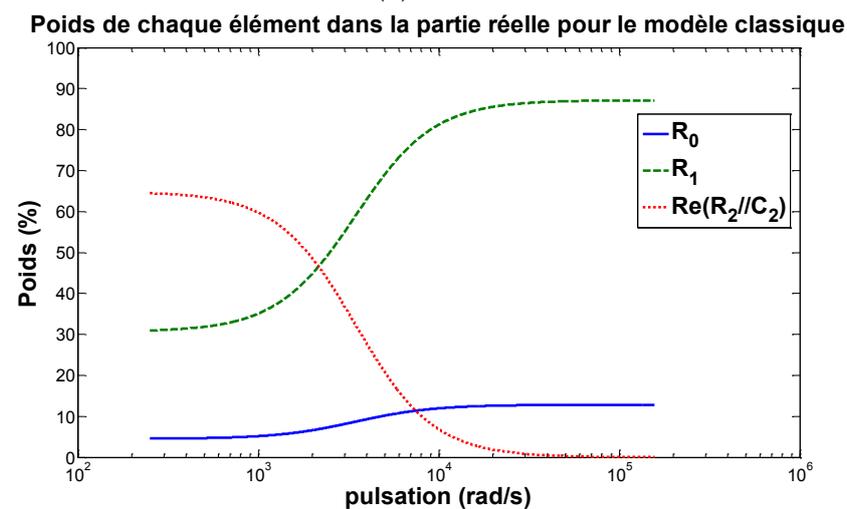
Depuis le début de ce chapitre, il a été question d'évaluer l'efficacité du modèle prenant en compte le phénomène de diffusion par rapport au modèle classique en comparant les parties réelles. Il est néanmoins légitime de s'interroger également sur



(a) 25°C



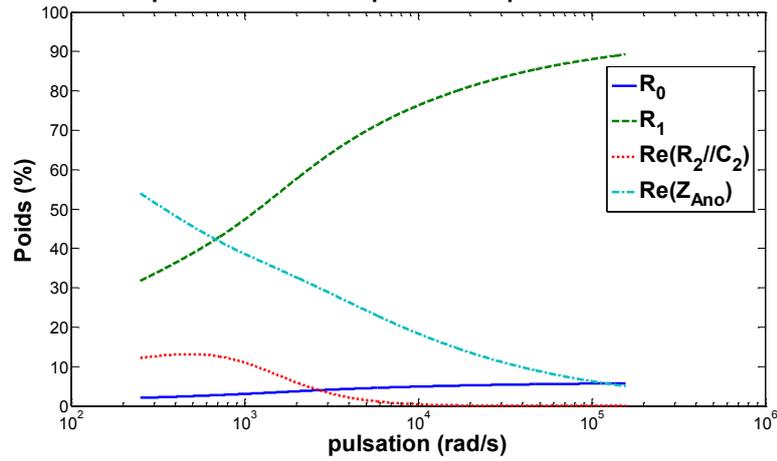
(b) 60°C



(c) 80°C

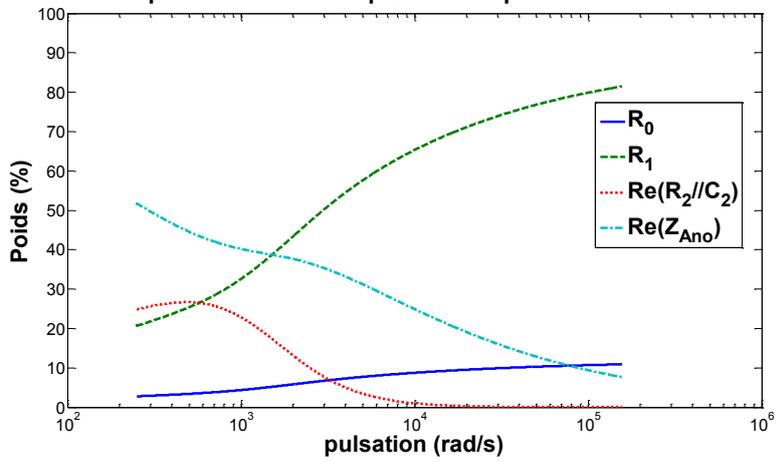
FIGURE 2.19 – Poids de chaque élément dans la partie réelle pour le modèle classique

Poids de chaque élément dans la partie réelle pour le modèle avec diffusion



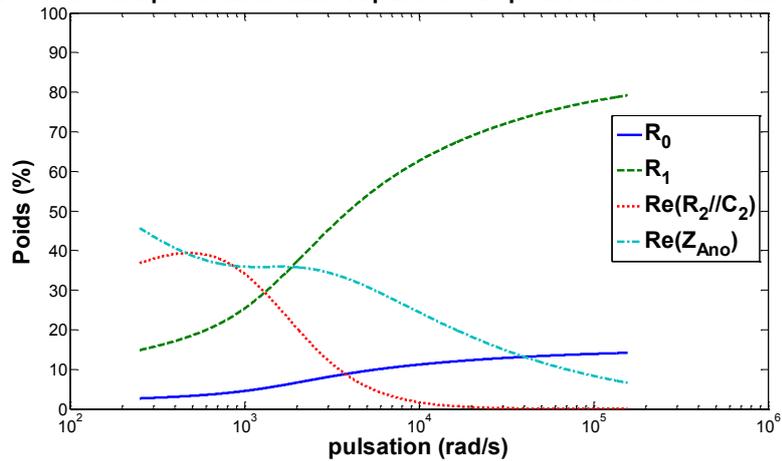
(a) 25°C

Poids de chaque élément dans la partie réelle pour le modèle avec diffusion



(b) 60°C

Poids de chaque élément dans la partie réelle pour le modèle avec diffusion



(c) 80°C

FIGURE 2.20 – Poids de chaque élément dans la partie réelle pour le modèle avec diffusion

TABLE 2.8 – Erreur relative sur la partie imaginaire pour les deux modèles

Température	Modèle classique	Modèle avec diffusion
25°C	15.3 %	44.6 %
60°C	15.3 %	34.7 %
80°C	15.0 %	50.1 %

TABLE 2.9 – Ecart-types relatifs sur la partie imaginaire pour les deux modèles

Température	Modèle classique	Modèle avec diffusion
25°C	4.0 %	11.5 %
60°C	4.7 %	8.7 %
80°C	3.8 %	11.1 %

la partie imaginaire, valeur principale en première approche d'un condensateur parfait (qui est un imaginaire pur). Pour effectuer la comparaison de l'efficacité de chaque modèle, il convient d'analyser (comme cela a été fait pour la partie réelle) l'erreur maximum relative et l'écart-type relatif obtenus entre les modèles et les mesures. Ces valeurs sont résumées dans les tableaux 2.8 et 2.9. La première impression est que le modèle prenant en compte la diffusion est bien moins efficace que le modèle simple mais surtout que les valeurs d'erreurs obtenues sont très élevées. Cependant, ceci s'explique très bien si on prend en compte les fréquences considérées. En effet, la partie imaginaire d'un condensateur est très importante en basses fréquences mais décroît également très fortement à mesure que la fréquence augmente. Ainsi, contrairement à la partie réelle, sur la plage de fréquence considérée, la ratio entre l'amplitude maximum et minimum est de l'ordre de 600 (1.5 pour la partie réelle). Il est donc impensable d'obtenir la même efficacité sur la partie imaginaire que sur la partie réelle. Également, un écart minime sur des valeurs très faibles peut impliquer une erreur relative très importante. Il est à noter que bien évidemment, les erreurs maximum indiquées dans les tableaux sont obtenues pour une fréquence élevée, ce qui correspond à une partie imaginaire très faible. Finalement, bien que ces valeurs soient très importantes, il faut relativiser leur impact sur l'efficacité des modèles (que ce soit le simple ou celui prenant en compte la diffusion) car visuellement leur partie imaginaire est très proche des mesures sur toute la bande de fréquences considérée. Ainsi, le modèle avancé sera tout particulièrement approprié pour des études précises de la partie réelle.

2.6 Conclusions sur le modèle électrique avancé

Un nouveau modèle électrique pour les condensateurs électrolytiques aluminium a été présenté. Les motivations concernant la nécessité d'un nouveau modèle ont été justifiées du fait d'un manque d'efficacité des modèles existants concernant l'évaluation de la partie réelle de l'impédance sur une grande plage de fréquences. Cette dernière est très importante et doit être déterminée avec précision car elle est habituellement utilisée pour l'estimation de la durée de vie restante des composants. Le nouveau modèle a été déterminé en introduisant un phénomène de diffusion. Ceci a été fait en s'inspirant de travaux existants dans le domaine des batteries et en posant l'hypothèse que les gravures de l'anode reproduisaient un comportement poreux. Ce modèle a été validé grâce à l'ajustement des paramètres avec des mesures sur une grande plage de fréquence et pour plusieurs températures en comparant les erreurs et écarts-types relatifs avec ceux obtenus pour le modèle classique.

Ces résultats permettent, si ce n'est de prouver, de faire un grand pas en avant concernant la validation du comportement poreux des surfaces gravées. Les phénomènes diffusifs permettant dès lors de mieux comprendre le fonctionnement au plus proche du diélectrique, renseignant ainsi sur l'évolution de ce dernier avec le vieillissement. Les méthodes classiques d'estimation du vieillissement (en estimant par exemple la valeur globale de l'ESR) sont certes suffisantes pour déterminer s'il est toujours possible d'utiliser le composant de manière optimale ou bien si ce dernier sort des recommandations données par le constructeur. Cependant, elles ne renseignent en aucun cas sur les causes de ce vieillissement. Grâce à ce modèle, il est donc désormais possible de quantifier non seulement la perte d'électrolyte (par évaporation ou bien dégradation de ce dernier) mais également les modifications du diélectrique comme des gravures qui se boucheraient ou encore des auto-réparations à cause de micro-fissures qui modifieraient la structure et l'épaisseur du diélectrique. Ces informations pourraient alors être utiles aussi bien aux concepteurs de CEA mais également aux utilisateurs qui pourraient alors savoir selon les conditions de fonctionnement quelle partie est la plus susceptible d'être modifiée en premier et de relativiser l'impact que ceci aurait sur le bon fonctionnement des condensateurs.

Toutefois, ce modèle nécessite une puissance de calcul ainsi qu'un protocole de mesure assez lourds. L'idée suivante est donc de trouver un moyen permettant de faire ce genre de mesure et d'estimation de l'évolution de chaque partie du composant de manière embarquée, non-intrusive et sans toutefois perdre en qualité. Le chapitre suivant va ainsi apporter une solution à ce problème.

Chapitre 3

Identification des paramètres en ligne

3.1 Introduction

Le modèle électrique présenté offre certes de très bons résultats quant à l'estimation précise de l'impédance des condensateurs électrolytiques aluminium mais reste cependant assez lourd d'un point de vue calcul notamment à cause d'expressions mathématiques relativement complexes et est de ce fait difficilement implantable sur une cible embarquée. Le premier objectif de ce chapitre va donc être de présenter une autre expression du modèle, facilement implantable tout en restant plus efficace que le modèle simple. La finalité étant d'utiliser un filtre de Kalman étendu aux paramètres du modèle afin d'évaluer l'évolution de chacun d'eux après un certain nombre d'heures d'utilisation et de comparer ces estimations avec un modèle de vieillissement établi au préalable. Le filtre sera décrit et évalué dans la suite de ce chapitre. La figure 3.1 récapitule le principe de l'estimation embarquée telle qu'elle va être proposée dans ce rapport.

3.2 Simplifications du modèle

La première simplification du modèle qu'il est possible d'effectuer sans trop le dénaturer concerne l'inductance série équivalente. En effet, comme nous allons le montrer, cette dernière, bien que présente, ne commence à avoir un impact significatif que pour des fréquences relativement hautes (bien supérieures aux fréquences de découpage mises en jeu ici). Tant et si bien que la supprimer du modèle n'aura qu'un

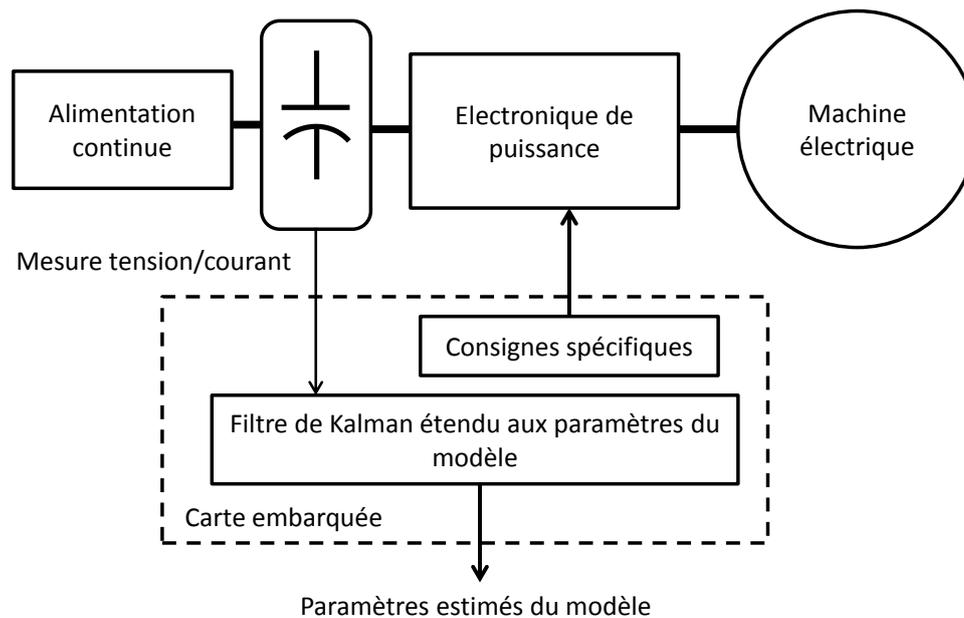


FIGURE 3.1 – Estimation des paramètres du modèle embarqué par filtre de Kalman étendu

impact mineur sur la précision du modèle et surtout permettra une mise sous forme d'équations d'état simplifiée, équations nécessaires au filtrage de Kalman. En effet, le fait d'avoir un terme qui est la dérivée du courant dans l'expression complète de la tension se prête mal à ce genre de formulation. Sans rentrer dans les détails, pour que cela soit possible, il aurait fallu connaître la tension uniquement aux bornes de l'inductance série, ce qui ne peut être obtenu que par simulation.

L'autre simplification concerne la partie représentative des phénomènes de diffusion, à savoir l'impédance de diffusion anormale introduite dans le chapitre 2. En effet, cette dernière est particulièrement complexe et une réécriture de l'expression va permettre de se ramener à un circuit électrique équivalent composé d'éléments classiques, ce dernier étant également parfaitement adapté à une mise sous forme d'équations d'état.

3.2.1 Suppression de l'inductance série équivalente

La suppression de l'inductance série équivalente des modèles électriques de condensateurs électrolytiques aluminium n'est pas nouvelle ([AVR⁺09]). En effet, dans les cas où les fréquences mises en jeu sont relativement faibles comparativement aux fréquences à partir desquelles l'impact de cet élément se fait sentir, il est tout à fait

possible de le supprimer sans altérer l'efficacité du modèle. Il s'agit donc ici de justifier le fait que ce genre de simplification est possible dans le cadre étudié. Rappelons tout d'abord que la présente étude se concentre principalement sur des condensateurs électrolytiques aluminium dédiés à des applications automobiles et à des environnements soumis à de fortes températures. La partie électronique de puissance de ces applications (l'onduleur en l'occurrence) introduit des fréquences relativement peu élevées, de l'ordre de 10 kHz. Cette fréquence et quelques multiples (aussi appelés harmoniques) vont ainsi se retrouver dans les condensateurs. Reste à montrer l'ampleur de ces derniers ainsi qu'à déterminer la fréquence à partir de laquelle il n'est plus légitime de négliger l'inductance.

Une simple simulation (avec Simulink par exemple) d'un onduleur idéalisé couplé à une charge triphasée RL avec une stratégie de Space Vector Modulation (figure 3.2) permet d'obtenir les valeurs des courants circulant dans les condensateurs de découplage (figure 3.3). En effet, si l'on suppose que la source continue est suffisamment bien filtrée, toute la partie alternative du courant va circuler dans le condensateur. Et cette dernière se trouve être le produit scalaire entre le courant dans les phases de la charge et les commandes de grille des transistors de l'onduleur. Ainsi une analyse spectrale par transformée de Fourier nous renseigne sur les fréquences mises en jeu. La figure 3.4 montre donc, dans l'exemple qui a été choisi, comment sont réparties les raies du courant qui circule dans les condensateurs de découplage en fonction de la fréquence de découpage de l'onduleur (f_{sw} pour « switching frequency »). I_{max} correspondant au courant maximum dans la charge triphasée RL. Ainsi, on constate que la plupart d'entre elles sont situées à des fréquences inférieures à dix fois la fréquence de découpage, autrement dit inférieures à 100 kHz dans un cas classique d'utilisation automobile.

La figure 3.5 est tracée pour une stratégie MLI donnée (en l'occurrence d'une SVPWM). Chaque courbe de la figure correspond à un indice de modulation et fournit la somme de la valeur efficace de chaque raie du courant. Par conséquent, les valeurs obtenues sont cumulatives : les courbes sont de type "monotones croissantes". Afin de disposer d'un outil d'analyse le plus général possible, ces courbes sont normalisées suivant les deux axes. En axe des abscisses (en échelle logarithmique), nous utilisons une fréquence normalisée par rapport à la fréquence de découpage (f_{sw}). Pour l'axe des ordonnées, la grandeur tracée est également normalisée vis à vis de la valeur efficace totale du courant : les courbes tendent donc toutes vers 1 (ou 100 %) lorsque la fréquence normalisée (ou la fréquence réelle) tend vers l'infini.

Ainsi, dans le cas illustré par la figure 3.5, on peut voir que quel que soit l'indice de modulation, au moins 80 % du courant efficace total est localisé dans la gamme des

3.2. SIMPLIFICATIONS DU MODÈLE

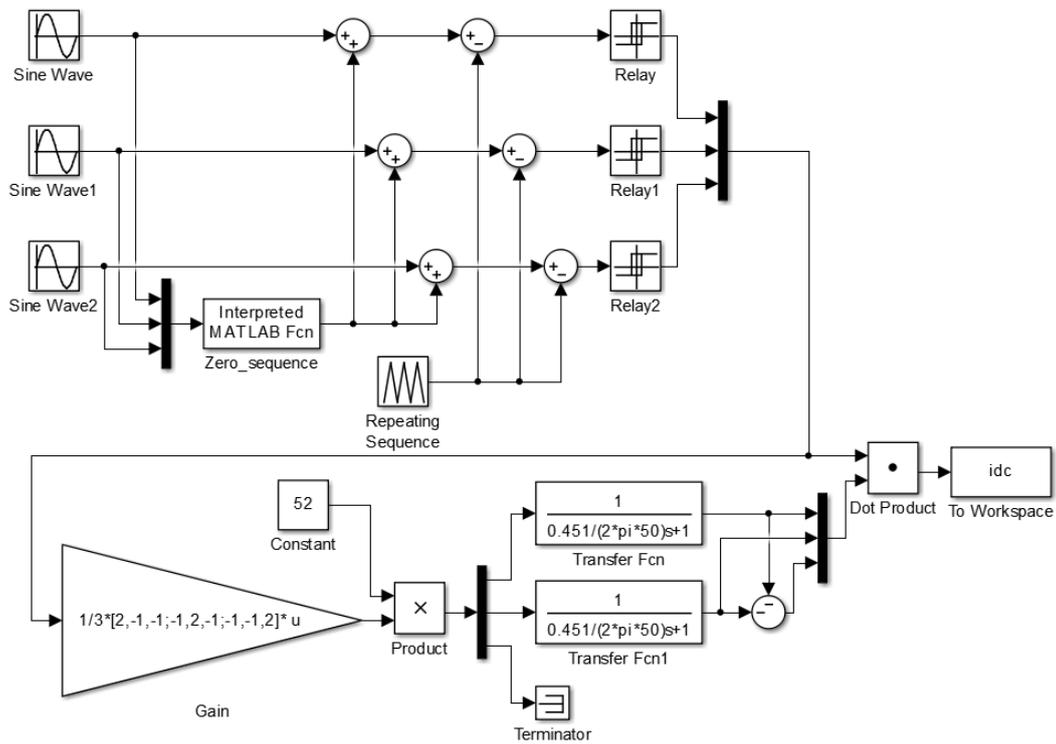


FIGURE 3.2 – Schéma Simulink d'un onduleur triphasé avec stratégie SVM

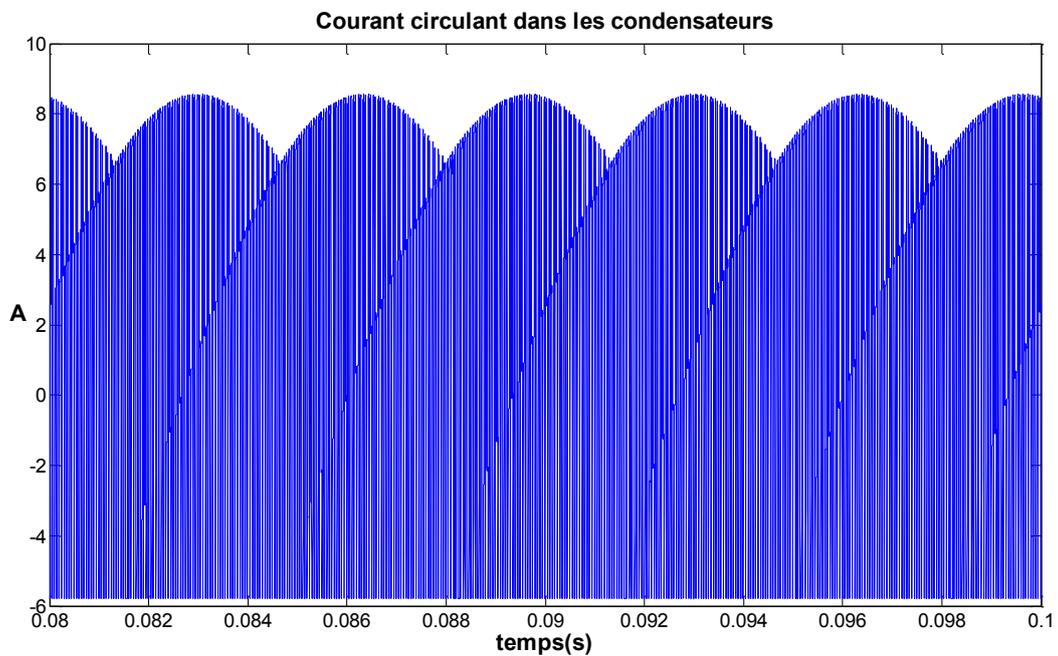


FIGURE 3.3 – Allure du courant circulant dans les condensateurs

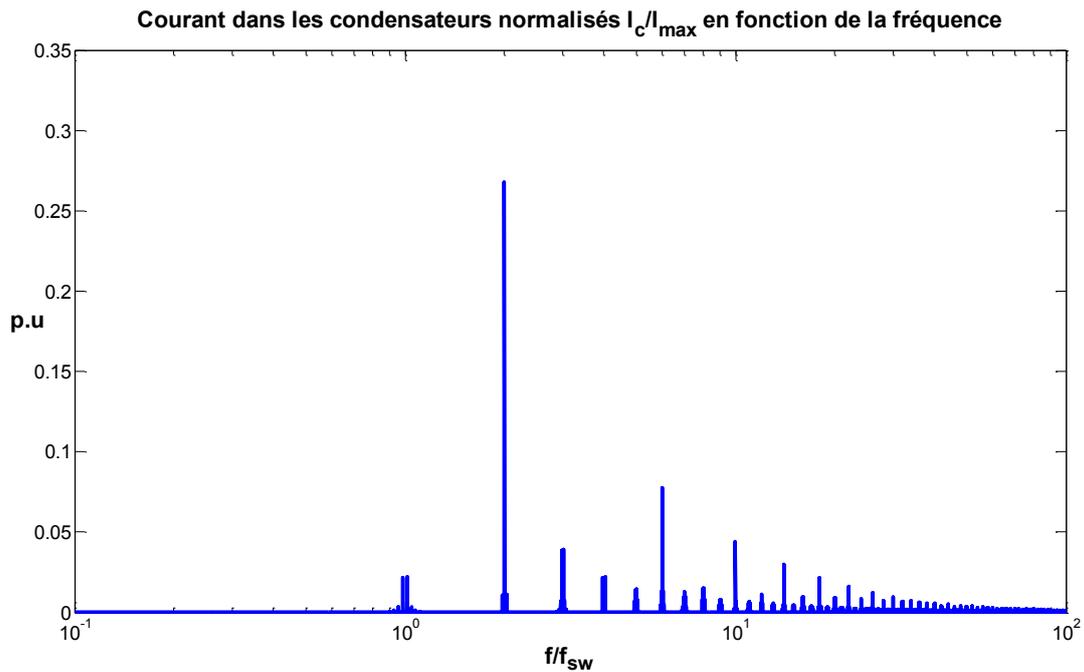


FIGURE 3.4 – Spectre normalisé du courant circulant dans les condensateurs

fréquences inférieures à 10 fois f_{sw} (soit 100 kHz si on utilise toujours une fréquence de découpage de 10 kHz, valeur encore une fois classique dans ce type d'applications). Fort de ce constat, il est légitime de cadrer l'étude uniquement dans cette gamme car pour des fréquences supérieures, le courant serait négligeable (toujours dans le domaine d'étude de ce manuscrit). Aussi, désormais cette limite fixée, il convient de vérifier que l'inductance ne joue un rôle significatif que pour des fréquences supérieures et donc peut être ignorée.

Si on observe le module de l'impédance d'un condensateur dans sa globalité, un simple modèle RLC peut suffire pour représenter les tendances de son comportement. Des tests ont été réalisés avec un générateur de fonction pour mesurer l'impédance en haute fréquence (car l'appareil de mesure d'impédancemétrie disponible n'est plus fiable au-delà de 30 kHz). Ainsi, en observant les tendances à basses, moyennes et hautes fréquences, il est possible de déterminer les valeurs approximatives du R, du L et du C. Ces dernières ont été estimées respectivement à :

- $R = 50 \text{ m}\Omega$
- $L = 27 \text{ nH}$
- $C = 490 \text{ }\mu\text{F}$

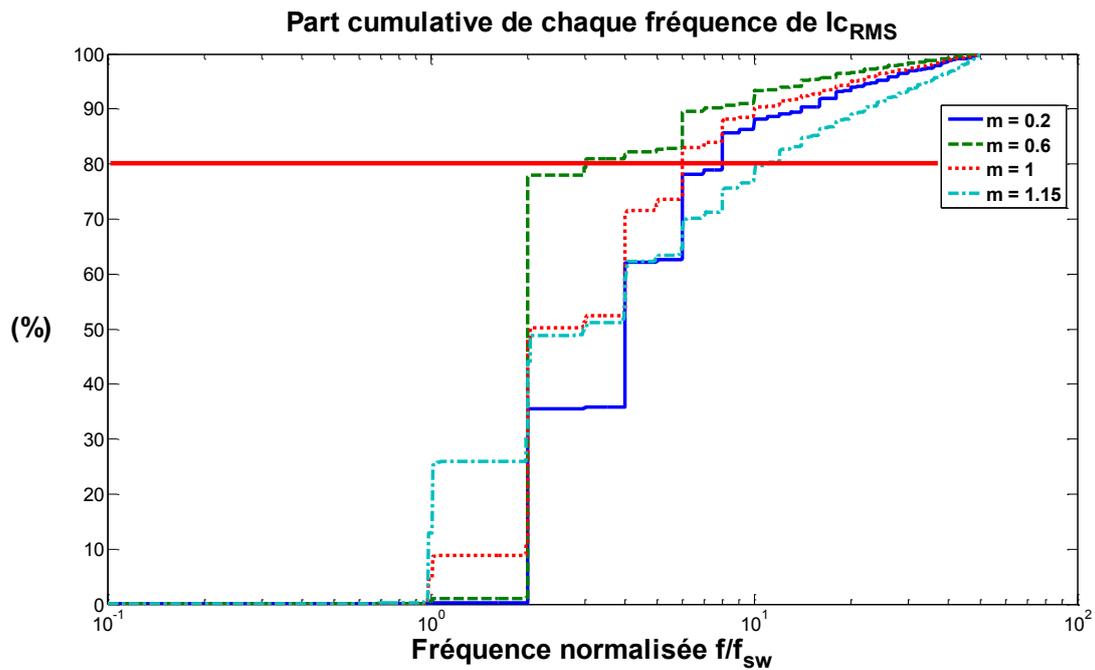


FIGURE 3.5 – Part cumulative normalisée de la valeur efficace de chaque raie de courant

Les mesures en module et en phase du modèle RLC correspondant sont représentées sur les figures 3.6 et 3.7. Elles confirment tout d’abord que sur l’impédance totale, un circuit RLC peut être suffisamment représentatif. Mais aussi, on confirme grâce à elles, que l’inductance ne joue un rôle non négligeable qu’à partir de fréquences supérieures à 100 kHz. On est même en mesure d’estimer que la fréquence de cassure pour laquelle « $L\omega = R$ » est d’environ 300 kHz (C est négligé dans cette gamme de fréquence).

Pour résumer, il a été montré que les fréquences mises en jeu et impactantes dans le cadre d’une application véhicule électrique se situent en-dessous de 100 kHz. Il a en sus été démontré que la partie inductive de l’impédance devenait non négligeable uniquement pour des fréquences bien supérieures à cette même valeur de 100 kHz. Ainsi, dans le cadre de cette étude et en se restreignant aux condensateurs étudiés (c’est-à-dire, dédiés à une utilisation automobile), il est possible de négliger cette inductance dans le modèle. Ceci à des fins de simplifications dans l’optique d’une réécriture de l’impédance sous forme d’équations d’état.

Remarque 3.2.1. Des condensateurs d’une gamme différente ou même d’une qualité de fabrication plus médiocre pourraient présenter une inductance bien plus élevée et la simplification évoquée ici pourrait éventuellement ne plus être possible. Il convient donc toujours de bien restreindre les décisions prises dans ce manuscrit à un élément bien particulier.

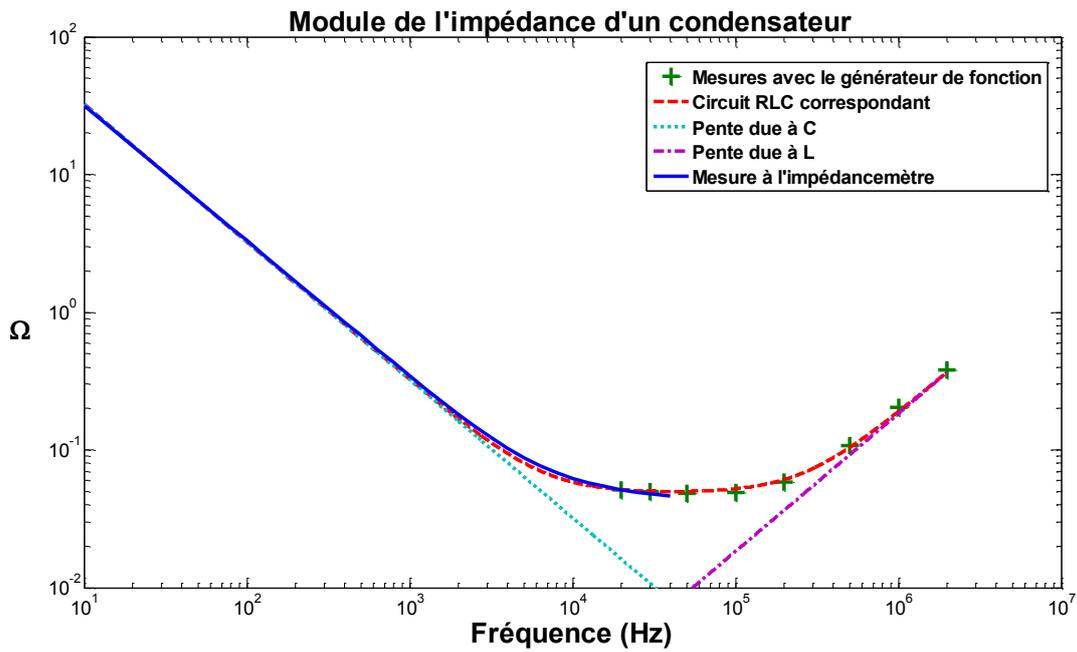


FIGURE 3.6 – Comparaison entre le module mesuré et celui du modèle RLC équivalent

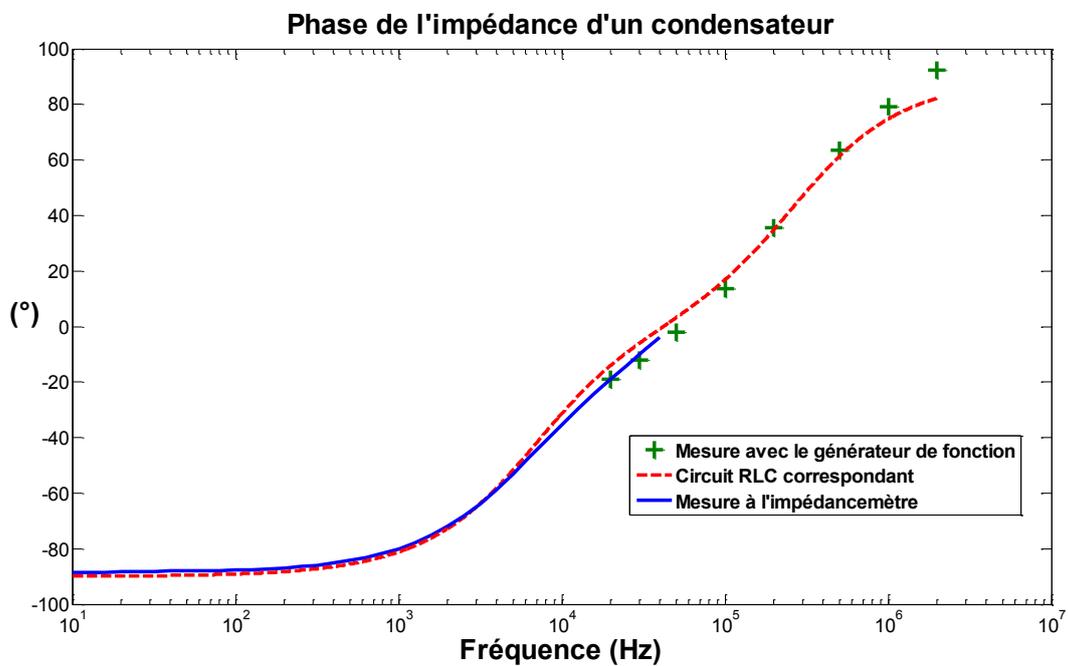


FIGURE 3.7 – Comparaison entre la phase mesurée et celle du modèle RLC équivalent

3.2.2 Reformulation de la diffusion avec des cellules RC

La partie précédente a utilisé un modèle RLC pour démontrer que l'élément inductif pouvait être négligé dans le cadre de l'étude. Bien évidemment, il s'agissait d'une simplification de modèle outrancière dont la finalité n'était que pédagogique et qui a permis d'illustrer les tendances grossières de l'impédance en fonction de la fréquence. Le modèle électrique prenant en compte un phénomène de diffusion est donc toujours celui qui est considéré, l'inductance mise à part. Néanmoins, il va être question dans ce chapitre de présenter l'expression représentant la diffusion sous une autre forme, une reformulation permettant une écriture avec des équations d'état. Aussi, bien qu'étant un degré de liberté intéressant lors de l'ajustement des paramètres du modèle avec les mesures, le degré de dérivation $\frac{\gamma_0}{2}$ va être conservé constant et égal à $\frac{1}{2}$ (soit $\gamma_0 = 1$). L'expression de l'impédance de diffusion est alors :

$$Z_{Ano} = R_{Ano} \frac{\coth \sqrt{\frac{j\omega}{\omega_0}}}{\sqrt{\frac{j\omega}{\omega_0}}} \quad (3.1)$$

Grâce à des considérations et outils mathématiques, il est possible d'écrire une transformée de Laplace inverse de l'impédance de diffusion anormale. Ainsi, dans [BKKD02] (en s'étant basé sur les travaux de [Mau96]), l'expression 3.2 est donnée. Avec k_1 et k_2 deux constantes définies par $k_1 = R_{Ano} \sqrt{\omega_0}$ et $k_2 = R_{Ano}$. Cette expression se révèle très pratique car il est possible de la retransformer dans le domaine de Laplace simplement et ainsi d'obtenir une autre expression de l'impédance de diffusion anormale. En effet, comme la transformée de Laplace de e^{at} est $\frac{1}{s-a}$, on obtient finalement l'équation 3.3.

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{k_1}{\sqrt{s}} \coth \left(\frac{k_2}{k_1} \sqrt{s} \right) \right\} = \frac{k_1^2}{k_2} + \frac{2k_1^2}{k_2} \sum_1^{\infty} e^{-\frac{n^2 \pi^2 k_1^2}{k_2} t} \quad (3.2)$$

$$\mathcal{L} \left\{ \frac{k_1^2}{k_2} + \frac{2k_1^2}{k_2} \sum_1^{\infty} e^{-\frac{n^2 \pi^2 k_1^2}{k_2} t} \right\} = \frac{k_1^2}{k_2 s} + \frac{2k_1^2}{k_2} \sum_1^{\infty} \frac{1}{s + \frac{n^2 \pi^2 k_1^2}{k_2}} \quad (3.3)$$

Le fait que cette expression soit censée être une simplification peut surprendre. Néanmoins, si on l'observe attentivement on peut reconnaître un circuit électrique équivalent. En effet, par exemple le premier élément correspond à un phénomène capacitif. De la même manière, les termes qui composent la somme infinie peuvent être

assimilés à une résistance en parallèle d'un condensateur. Pour mieux le visualiser, il suffit de réécrire l'équation en introduisant les éléments suivant : $C_n = \frac{k_2}{2k_1^2}$, $R_n = \frac{2k_2}{(n\pi)^2}$ et $C_0 = \frac{k_2}{k_1^2} = 2C_n$. On peut alors réécrire l'équation 3.3 pour la mettre sous la forme de l'équation 3.4. Grâce à ce changement de variable, il est désormais bien plus aisé de déterminer le schéma électrique correspondant. Ce dernier est illustré par la figure 3.8.

$$Z_{A_{no}} = \frac{1}{jC_0\omega} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_n}{1 + jR_n C_n \omega} \quad (3.4)$$

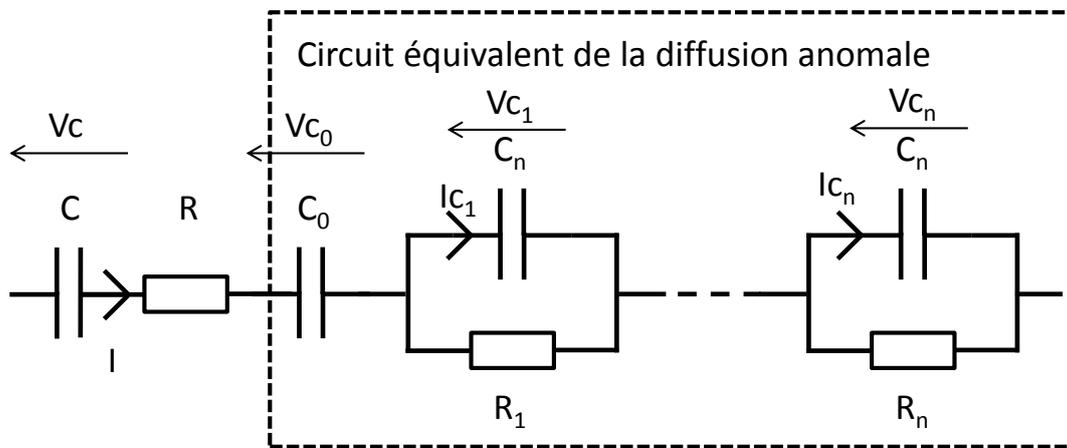


FIGURE 3.8 – Modèle électrique du condensateur avec les cellules RC

Remarque 3.2.2. Il est possible de vérifier que C_n et R_n sont homogènes respectivement à des Farads et à des Ohms. R_n est proportionnel à k_2 qui lui-même est égal à $R_{A_{no}}$ et donc en Ohms. De la même manière C_n se trouve être proportionnel à des secondes par Ohms ce qui correspond bien à des Farads.

L'intérêt d'exprimer la diffusion anormale sous cette forme est qu'il est alors très facile de déterminer les équations d'états du modèle. Bien évidemment, il n'est pas possible de conserver la somme infinie (qui donnerait alors un nombre infini d'états). Le nombre de cellules RC dans la suite de l'étude sera noté n . Il est également encore possible de simplifier les choses. En effet, on peut tout d'abord remarquer que C_n ne dépend pas de n , il n'y a donc qu'un seul paramètre à identifier pour l'ensemble de cellules RC. Il est également possible de déterminer une relation entre tous les R_i ($\forall i \in \mathbb{N}$). Ces derniers sont liés par : $R_i(i)^2 = R_{i+1}(i+1)^2$. Ainsi, en remontant par récurrence jusqu'au premier élément, on obtient que pour tout i : $R_i = \frac{R_1}{i^2}$. Cette fois encore, il n'y a donc qu'un seul paramètre à estimer pour toutes les cellules RC. En dépit du fait que C_0 pourrait s'obtenir grâce à l'identification de C_n , sa présence ajoute

un état. Or, étant donné que cet élément se trouve en série avec C et que sa valeur lui est bien supérieure (ceci a été déterminé par quelques essais), le choix a été fait de déterminer un condensateur équivalent tel que, $C_{eq} = \frac{CC_0}{C+C_0}$. Et comme cela a été dit, compte tenu du rapport entre C et C_0 , $C_{eq} \approx C$, c'est pourquoi la notation C va être conservée dans la suite du rapport.

Remarque 3.2.3. *Bien que ne dépendant pas n , la notation de l'élément C_n sera conservée dans la suite du manuscrit*

Toutes les simplifications ont désormais été établies et vont nous permettre une mise sous forme d'équations d'états aisée. L'impédance totale de notre modèle s'écrit désormais telle que présentée dans l'équation 3.5

$$Z = R + \frac{1}{jC\omega} + \sum_{i=1}^n \frac{\frac{R_1}{i^2}}{1 + \frac{jR_1C_n\omega}{i^2}} \quad (3.5)$$

3.2.3 Équations d'états

Ainsi, en reprenant le schéma de la figure 3.8 (sans C_0) et en notant U_c la tension totale aux bornes du condensateur, nous avons l'équation 3.6 qui apparait.

$$U_c = V_c + \sum_{i=1}^n V_{c_i} + RI \quad (3.6)$$

Aussi, les équations d'état régissant cette expression sont les suivantes :

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{I}{C} \quad (3.7)$$

$$\forall i \in \mathbb{N} \quad \frac{dV_{c_i}}{dt} = \frac{I_{c_i}}{C_n} \quad (3.8)$$

Et comme $\forall i \in \mathbb{N} : I_{c_i} = I - \frac{V_{c_i}}{R_i}$, nous sommes en mesure d'écrire les équations d'états dans le domaine discret. En notant T_e la période d'échantillonnage et avec k l'indice de l'état en cours, les équations suivantes sont finalement obtenues :

$$V_{c_{k+1}} = V_{c_k} + \frac{T_e I_k}{C} \quad (3.9)$$

$$\forall i \in \mathbb{N}, V_{c_{i_{k+1}}} = V_{c_{i_k}} \left(1 - \frac{T_e}{R_i C_n} \right) + \frac{T_e I_k}{C_n} \quad (3.10)$$

Le but de cette mise en forme est d'obtenir un vecteur d'états pouvant être utilisé dans un filtrage de Kalman. Bien évidemment, l'intérêt d'utiliser une telle technique réside dans le fait qu'elle permet d'identifier en temps réel les paramètres du modèle. Ainsi, il est nécessaire d'utiliser un filtre de Kalman étendu aux paramètres recherchés. Comme cela a déjà été expliqué, peu importe le nombre de cellules RC considérées, grâce aux simplifications effectuées, il n'y a que quatre paramètres à identifier pour connaître la totalité du modèle. Ainsi, il est d'ores et déjà possible de connaître l'ordre du filtre de Kalman. En effet, le nombre d'état sera toujours égal à $1+n$ et comme le filtre est étendu à quatre paramètres, l'ordre sera toujours égal à $n+5$.

Cette valeur pose toutefois un certain problème. En effet, pour que le modèle présenté soit suffisamment proche de celui avec l'expression complète de la diffusion anormale il est nécessaire d'avoir un nombre de cellules RC assez conséquent. Il a été déterminé qu'un nombre de cinq cellules permettait d'avoir des résultats intéressants sans toutefois que le modèle ne soit trop lourd. Néanmoins, bien qu'un filtre de Kalman étendu classique ait été créé, le fait d'avoir un ordre 10 et uniquement deux mesures pour « l'alimenter » n'a jamais permis de trouver une configuration dans laquelle le filtre convergeait et renseignait de manière efficace sur l'estimation des paramètres. En effet, les deux seules informations mesurables permettant au filtre d'estimer les états sont la tension totale et le courant circulant dans le condensateur. Ainsi, il a été décidé d'utiliser une autre technique qui consiste à coupler autant de filtres de Kalman qu'il y a de paramètres à identifier et de n'étendre ces filtres qu'à un seul paramètre. De ce fait, on se retrouve avec certes plus de filtres à calculer en même temps, mais chacun de ces filtres ne sera que d'ordre $n+2$ (soit sept dans notre configuration). Il est alors possible de parler de filtres de Kalman conjoints.

Pour expliquer ceci de manière plus imagée, la figure 3.9 présente un schéma de principe des filtres de Kalman conjoints. Ainsi, chacun des filtres reçoit les mesures nécessaires à l'estimation à la fois des états et du paramètre auquel il est étendu et partage ensuite cette information avec les autres filtres. Les trois paramètres auquel un filtre n'est pas étendu ne sont donc plus considérés comme un état mais comme une entrée du filtre. Bien évidemment, il est peu probable que les états estimés par les différents filtres (en l'occurrence toutes les tensions intermédiaires) soient les mêmes d'un filtre à l'autre.

Remarque 3.2.4. Il faut faire attention à un autre terme que l'on rencontre dans la littérature, à savoir un « dual Kalman ». Ce dernier consiste à séparer en deux filtres couplés, l'estimation des états d'un côté et des paramètres à identifier de l'autre. Cette technique a également été testée mais sans succès dans notre cas.

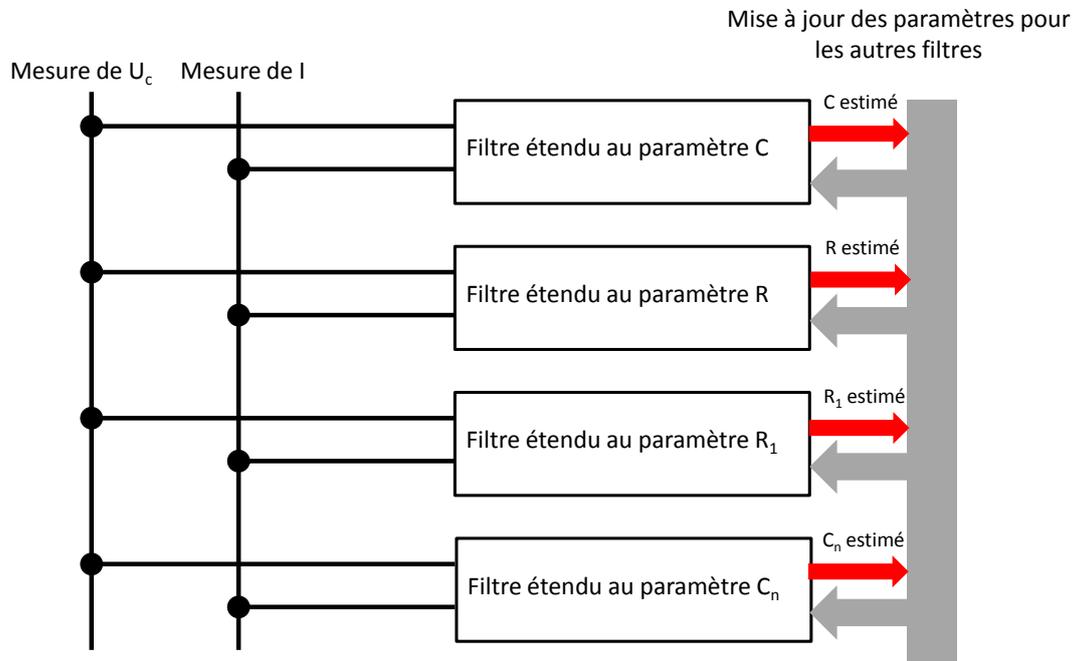


FIGURE 3.9 – Synoptique du fonctionnement des filtres de Kalman conjoints

3.3 Principe du filtrage de Kalman étendu

Cette partie n'a pas vocation à être un cours exhaustif sur le filtrage de Kalman. Néanmoins, il convient de rappeler les bases afin, d'une part de définir les notations et d'autre part que les notions évoquées soient suffisamment claires. Ainsi, le filtrage de Kalman et plus particulièrement sa version étendue consiste à estimer le ou les états d'un système grâce à un vecteur d'état, d'une ou plusieurs mesures et d'une certaine liberté d'action sur les bruits. Ainsi, il est possible, malgré une mesure bruitée par exemple d'estimer l'état réel du système. Concernant les bruits, il convient de distinguer le bruit de mesure proprement dit qui est tout simplement dû aux appareils de mesures concernés, du bruit que l'on qualifiera de bruit d'état, qui représente tout simplement l'écart entre le modèle d'état et le système réel dû à la méconnaissance de ce dernier. La particularité de la version étendue est que cette dernière est utilisée dans le cas de systèmes non-linéaires ce qui est notre cas comme cela sera expliqué par la suite.

Dans un premier temps, nous allons rappeler le principe en écrivant les équations de manière généraliste, l'application à notre cas sera faite ensuite. Ainsi, les équations 3.11 et 3.12 présentent l'écriture classique d'un problème de filtrage de Kalman [Rib04].

$$x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \quad (3.11)$$

$$z(k) = h(x(k)) + v(k) \quad (3.12)$$

Avec pour la $k^{\text{ième}}$ itération :

- x : le vecteur contenant les états du système
- f : la fonction représentant la dynamique du système
- u : l'entrée de commande (le courant dans notre cas)
- w : le bruit d'état, bruit blanc de moyenne nulle, de variance Q et non corrélé avec le bruit de mesure.
- z : le vecteur d'observation, à savoir l'ensemble des mesures de l'état (la tension totale dans notre cas)
- h : la fonction de mesure
- v : le bruit de mesure

Remarque 3.3.1. Les expressions employées ici sont implicitement déjà sous forme discrète. On constate ainsi que l'itération à prédire ($k+1$) ne nécessite qu'une connaissance de celle directement antérieure (k).

Une fois ces fonctions établies, il convient tout d'abord de calculer les Jacobiennes de transition (F_k) et d'observation (H_k). On définit également les deux matrices Q_k et R_k correspondant respectivement aux covariances de w_k et v_k .

Les calculs à effectuer se déroulent ensuite de la manière suivante :

- Estimation de l'état prédit : $\hat{x}_{k+1|k} = f(\hat{x}_{k|k}, u_k)$

- Détermination de la covariance prédite : $P_{k+1|k} = F_k P_{k|k} F_k^T + Q_k$
- Calcul du résidu de mesure : $\tilde{y}_k = z_k - h(\hat{x}_{k+1|k})$
- Calcul de la covariance résiduelle : $S_k = H_k P_{k+1|k} H_k^T + R_k$
- Détermination du gain de Kalman pseudo-optimal : $K_k = P_{k+1|k} H_k^T S_k^{-1}$
- Mise à jour de l'état estimé : $\hat{x}_{k+1|k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + K_k \tilde{y}_k$
- Mise à jour de la matrice de covariance de l'erreur d'estimation : $P_{k+1|k+1} = (I - K_k H_k) P_{k+1|k}$ avec I la matrice identité.

Il suffit ensuite en pratique d'effectuer ces opérations dans n'importe quel logiciel de simulation (en l'occurrence Simulink dans notre cas) grâce à un bloc capable d'effectuer une fonction et de reboucler les sorties de l'état estimé ainsi que de la covariance estimée en entrée de ce dernier.

Remarque 3.3.2. *Il sera possible de trouver des notations différentes dans la littérature, voir même des calculs différents. Ceci s'explique par le fait qu'il existe plusieurs façons de calculer le gain de Kalman qui peuvent être plus ou moins efficaces selon les cas. Néanmoins, l'objectif des travaux présentés dans ce manuscrit étant de proposer une méthode simple et efficace sans toutefois entreprendre des considérations mathématiques trop avancées, la formulation la plus classique d'un filtre de Kalman étendu a été adoptée.*

3.3.1 Application aux quatre filtres considérés

Le principe général du filtre grâce au calcul du gain de Kalman a été expliqué, il est désormais temps d'appliquer ceci à notre cas. Comme cela a déjà été évoqué, la configuration présentée dans cette étude est un peu particulière car elle met en jeu quatre filtres de Kalman étendus et conjoints. Pour rappel, les quatre paramètres que l'on désire identifier avec cette technique sont : C , R , R_1 et C_n . Chacun des filtres est étendu respectivement à un de ces paramètres.

Les vecteurs d'état mis en jeu sont résumés par la table 3.1 (en reprenant les notations de la figure 3.8 avec C_0 négligé).

Bien évidemment, tous ces vecteurs sont pratiquement identiques, le paramètre d'extension mis à part. À présent, grâce aux équations 3.9 et 3.10, il va être possible de calculer les Jacobiennes de transition de chacun des filtres. En notant T_e la période d'échantillonnage, ces dernières sont définies par les équations 3.13, 3.14, 3.15 et 3.16.

Paramètre C	Paramètre R	Paramètre R ₁	Paramètre C _n
$\begin{bmatrix} V_{c_k} \\ V_{c_{1_k}} \\ \vdots \\ V_{c_{n_k}} \\ C \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_{c_k} \\ V_{c_{1_k}} \\ \vdots \\ V_{c_{n_k}} \\ R \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_{c_k} \\ V_{c_{1_k}} \\ \vdots \\ V_{c_{n_k}} \\ R_1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_{c_k} \\ V_{c_{1_k}} \\ \vdots \\ V_{c_{n_k}} \\ C_n \end{bmatrix}$

TABLE 3.1 – Liste des vecteurs d'états

Remarque 3.3.3. Les matrices qui vont suivre sont des matrices carrés de dimension $n+2$ avec n le nombre de cellules RC.

$$F_{C_k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{-T_e I_k}{C_k^2} \\ 0 & 1 - \frac{T_e}{R_{1_k} C_{n_k}} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - 2^2 \frac{T_e}{R_{1_k} C_{n_k}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 - n^2 \frac{T_e}{R_{1_k} C_{n_k}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$F_{R_k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_e}{R_{1_k} C_{n_k}} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - 2^2 \frac{T_e}{R_{1_k} C_{n_k}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 - n^2 \frac{T_e}{R_{1_k} C_{n_k}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$F_{R_{1k}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_e}{R_{1k}C_{n_k}} & 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{V_{C_{1k}}T_e}{R_{1k}^2C_{n_k}} \\ 0 & 0 & 1 - 2^2 \frac{T_e}{R_{1k}C_{n_k}} & 0 & \dots & 0 & 2^2 \frac{V_{C_{2k}}T_e}{R_{1k}^2C_{n_k}} \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 - n^2 \frac{T_e}{R_{1k}C_{n_k}} & n^2 \frac{V_{C_{n_k}}T_e}{R_{1k}^2C_{n_k}} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$F_{C_{n_k}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_e}{R_{1k}C_{n_k}} & 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{V_{C_{1k}}T_e}{R_{1k}C_{n_k}^2} - \frac{I_k T_e^2}{C_{n_k}} \\ 0 & 0 & 1 - 2^2 \frac{T_e}{R_{1k}C_{n_k}} & 0 & \dots & 0 & 2^2 \frac{V_{C_{2k}}T_e}{R_{1k}C_{n_k}^2} - \frac{I_k T_e^2}{C_{n_k}} \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 - n^2 \frac{T_e}{R_{1k}C_{n_k}} & n^2 \frac{V_{C_{n_k}}T_e}{R_{1k}C_{n_k}^2} - \frac{I_k T_e^2}{C_{n_k}} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

De la même manière, en utilisant l'expression 3.6 qui représente l'équation de mesure h , il est alors possible de déterminer les Jacobiennes d'observation de chacun des filtres.

Remarque 3.3.4. Les vecteurs qui vont suivre sont des vecteurs de dimension $n+2$ avec n le nombre de cellules RC.

$$H_{C_k} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$H_{R_k} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & I_k \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$H_{R_{1_k}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$H_{C_{n_k}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Maintenant que ces matrices ont été établies, il est nécessaire pour débiter le calcul de connaître les valeurs initiales des paramètres afin de réduire les risques de voir apparaître des divergences. Rappelons que le but du modèle avec les cellules RC ainsi que de l'ensemble des filtres de Kalman étendus conjoints est d'obtenir un outil capable d'estimer l'évolution des valeurs des paramètres au cours du temps de manière embarquée. Autrement dit, il n'est pas question de démonter les condensateurs pour effectuer une mesure d'impédancemétrie. Néanmoins, étant donné que l'évolution des paramètres est relativement lente au cours du vieillissement, il est tout à fait convenable d'envisager que la valeur des paramètres en début de vie est cohérente pour être utilisée en tant que valeur initiale des filtres. Ainsi, en utilisant le modèle électrique avancé présenté dans le chapitre 2 et après avoir effectué une mesure d'impédancemétrie avant le montage définitif, il est possible d'obtenir les valeurs d'initialisation.

Remarque 3.3.5. *En théorie, les états ainsi que la covariance prédite étant rebouclés en entrée de chaque filtre, ces derniers doivent également être initialisés. Néanmoins, n'ayant pas de moyen pour connaître cette valeur initiale, il a été décidé de la prendre égale à zéro pour tous.*

Finalement la figure 3.10 présente le schéma Simulink complet des filtres de Kalman étendus conjoints permettant l'estimation de chaque paramètre du modèle.

Une des problématiques du réglage d'un filtre de Kalman consiste à déterminer les valeurs à la fois du bruit d'état et du bruit de mesures à savoir les matrices Q et R. Autant il est possible d'estimer une valeur relativement fiable du bruit de mesure en connaissant les appareils utilisés ou bien en faisant certains essais (il s'agira alors d'utiliser comme valeur dans un contexte discret la covariance du bruit mesuré), autant cela est beaucoup plus complexe concernant le bruit d'état. Cette étape peut alors demander un assez grand nombre d'essais jusqu'à trouver des valeurs cohérentes permettant la convergence du filtre. Certaines études effectuées purement en simulation pourraient toutefois permettre d'estimer l'impact d'une variation d'une valeur du bruit d'état sur l'état concerné, mais d'une part cela serait assez complexe à quantifier et d'autre part, les différences du modèle par rapport à un élément réel étant potentiellement importantes, impossible dès lors de garantir la fiabilité de telles études.

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

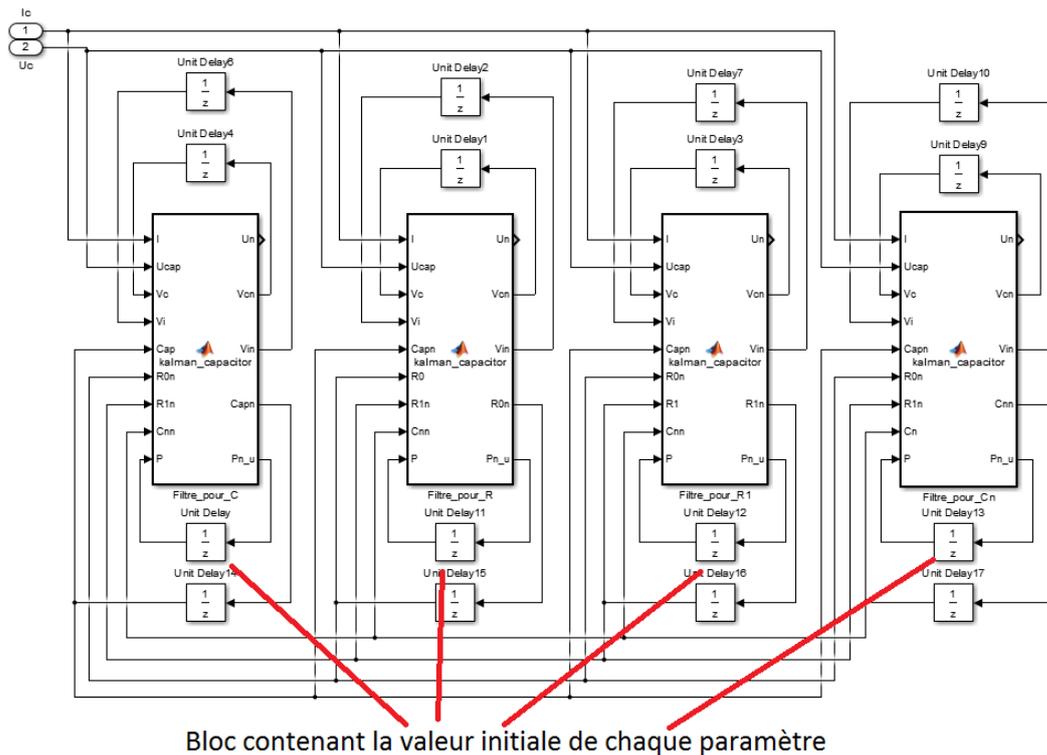


FIGURE 3.10 – Schéma Simulink des filtres de Kalman conjoints

3.4 Résultats de l'estimation des paramètres par filtrage de Kalman conjoint

3.4.1 Résultats obtenus en simulation

Détermination de la sollicitation optimale

Un point qui n'a pas encore été abordé jusqu'à présent concernant l'estimation des paramètres par filtrage de Kalman est celui de la sollicitation à employer. En effet, nous avons évoqué que ce qui allait être utilisé comme mesures alimentant les filtres étaient les mesures de tension et de courant (la première consistant à être le vecteur d'observation z , la seconde représentant l'entrée de commande). Néanmoins, comment piloter ces dernières pour s'assurer de meilleures possibilités de convergence ainsi qu'une meilleure efficacité d'estimations des paramètres. Pour comprendre l'importance d'une telle question, il est nécessaire d'évoquer la notion de sensibilité paramétrique. Cette dernière va permettre de prendre conscience de l'impact de chaque paramètre sur l'impédance totale en fonction de la fréquence.

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

La définition de la sensibilité globale de chaque paramètre sur l'impédance totale est définie par l'expression 3.21 avec θ le paramètre en question. Il s'agit de calculer la dérivée partielle de l'impédance par rapport à l'élément considéré et de normaliser cette dernière. Ainsi, grâce à cette formulation, on obtient une valeur normalisée de l'influence de chaque élément sur l'impédance totale. Il suffit ensuite, en utilisant une valeur suffisamment bien estimée de chaque paramètre, de tracer cette sensibilité sur une certaine plage de fréquence pour quantifier l'influence de chacun d'entre eux.

$$S(\theta) = \left\| \frac{\partial Z}{\partial \theta} \frac{\theta}{Z} \right\| \quad (3.21)$$

Il s'agit maintenant de calculer chacune de ces expressions. Pour simplifier cela, l'idée consiste tout d'abord à réécrire l'équation 3.5 sous une autre forme en séparant directement la partie réelle de la partie imaginaire au sein de la somme. Ainsi, en multipliant par le complexe conjugué à la fois au numérateur et au dénominateur et après simplification, on obtient l'équation 3.22. Cette expression permet d'exprimer très facilement le module de l'impédance totale avec l'équation 3.23.

$$\begin{aligned} Z &= R + \frac{1}{jC\omega} + \sum_{i=1}^n \frac{\frac{R_1}{i^2}}{1 + \frac{jR_1C_n\omega}{i^2}} \frac{1 - \frac{jR_1C_n\omega}{i^2}}{1 - \frac{jR_1C_n\omega}{i^2}} \\ Z &= R + \frac{1}{jC\omega} + \sum_{i=1}^n \frac{\frac{R_1}{i^2} - \frac{jR_1^2C_n\omega}{i^4}}{1 + \frac{R_1^2C_n^2\omega^2}{i^4}} \\ Z &= \left(R + \sum_{i=1}^n \frac{\frac{R_1}{i^2}}{1 + \frac{R_1^2C_n^2\omega^2}{i^4}} \right) - j \left(\frac{1}{C\omega} + \sum_{i=1}^n \frac{\frac{R_1^2C_n\omega}{i^4}}{1 + \frac{R_1^2C_n^2\omega^2}{i^4}} \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$|Z| = \sqrt{\left(R + \sum_{i=1}^n \frac{\frac{R_1}{i^2}}{1 + \frac{R_1^2C_n^2\omega^2}{i^4}} \right)^2 + \left(\frac{1}{C\omega} + \sum_{i=1}^n \frac{\frac{R_1^2C_n\omega}{i^4}}{1 + \frac{R_1^2C_n^2\omega^2}{i^4}} \right)^2} \quad (3.23)$$

Ainsi, les sensibilités respectivement de R et de C sont déterminées très simplement grâce aux équations 3.24 et 3.25.

$$S(R) = \frac{R}{|Z|} \quad (3.24)$$

$$S(C) = \frac{1}{C\omega|Z|} \quad (3.25)$$

En revanche, les sensibilités, aussi bien de R_1 que de C_n sont un peu plus délicates à expliciter (même si le calcul en lui-même n'a rien de complexe). Ainsi, les équations 3.26 et 3.27 présentent la manière de calculer et le résultat de la sensibilité de chacun de ces deux paramètres.

$$S(R_1) = \left| \sum_{i=1}^n \left[\frac{\frac{1}{i^2} \left(\frac{1+R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right) - \frac{R_1}{i^2} \left(\frac{2R_1 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right)}{\left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right)^2} - j \frac{2R_1 C_n \omega \left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right) - \frac{R_1^2}{i^4} C_n \omega \left(\frac{2R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right)}{\left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right)^2} \right] \right| \frac{R_1}{|Z|}$$

$$S(R_1) = \left| \sum_{i=1}^n \frac{\frac{1-R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^6} - j \frac{2R_1 C_n \omega}{i^4}}{\left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right)^2} \right| \frac{R_1}{|Z|} \quad (3.26)$$

$$S(C_n) = \left| \sum_{i=1}^n \left[\frac{-\frac{2R_1^3 C_n \omega^2}{i^6}}{\left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right)^2} - j \frac{\frac{R_1^2 \omega}{i^4} \left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right) - \frac{R_1^2 C_n \omega}{i^4} \left(\frac{2R_1^2 C_n \omega^2}{i^4} \right)}{\left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right)^2} \right] \right| \frac{C_n}{|Z|}$$

$$S(C_n) = \left| \sum_{i=1}^n \left[\frac{-\frac{2R_1^3 C_n \omega^2}{i^6}}{\left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right)^2} - j \frac{\frac{R_1^2 \omega}{i^4} - \frac{R_1^4 C_n^2 \omega^3}{i^8}}{\left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{i^4} \right)^2} \right] \right| \frac{C_n}{|Z|} \quad (3.27)$$

Bien évidemment, une résolution numérique de ces expressions est utilisée avec des valeurs de R , C , R_1 et C_n suffisamment bien estimées (par l'algorithme génétique déjà décrit par exemple). Ainsi, en traçant ces sensibilités sur une certaine plage de fréquence, on obtient la courbe de sensibilité normalisée de chacun des éléments par rapport à l'impédance comme indiqué sur la figure 3.11. Cette dernière a été obtenue en prenant un nombre de cellules RC n toujours égal à 5 et avec les valeurs des éléments telles qu'indiquées dans le tableau 3.2.

Comme il est possible de le constater, l'élément C principal voit sa sensibilité être maximum pour les basses fréquences, ce qui est somme toute logique car il s'agit d'un condensateur. De la même manière, la partie résistive est principalement présente pour les fréquences suffisamment élevées. En revanche, les éléments R_1 et C_n sont quant à eux assez peu perceptibles. Ce qui ressort de cela est que l'on peut envisager que l'élément C sera plus facile à estimer si l'excitation utilisée contient des basses

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

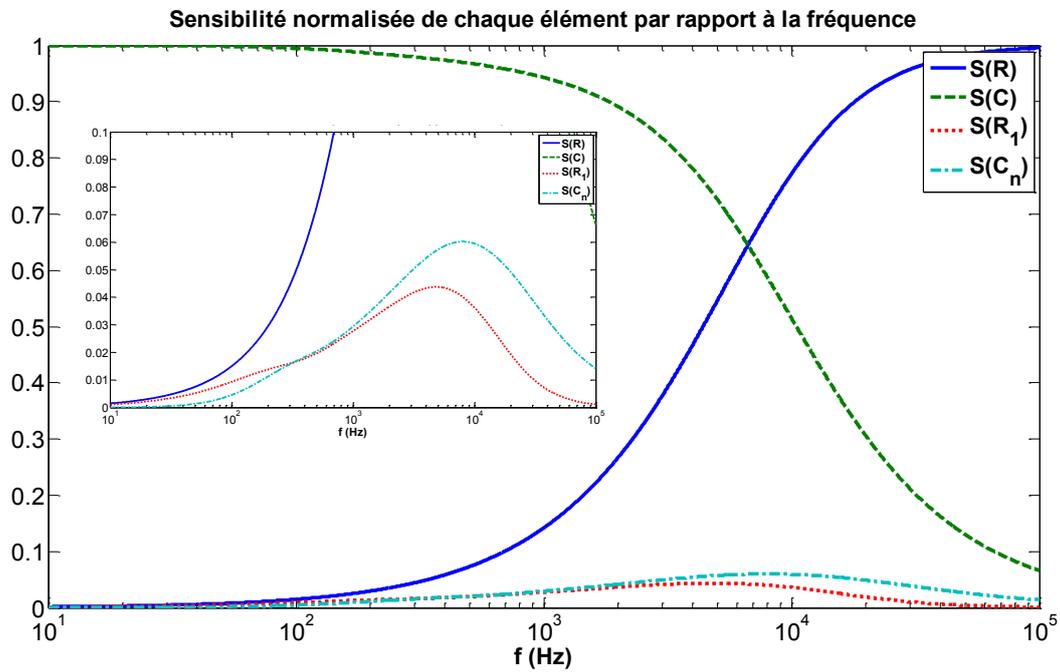


FIGURE 3.11 – Sensibilité normalisée de chaque élément en fonction de la fréquence pour $n = 5$

R	49.7 m Ω
C	479.9 μ F
R ₁	35.3 m Ω
C _n	22.1 mF

TABLE 3.2 – Valeurs des éléments utilisées pour déterminer la sensibilité de chacun

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

fréquences. De manière parallèle, si l'excitation contient des fréquences relativement élevées, l'élément R sera probablement plus aisé à estimer. En revanche, il est d'ores et déjà envisageable que l'estimation de R_1 et C_n sera plus complexe. En effet, bien que ces derniers présentent un pic à respectivement 4700 Hz et 7800 Hz, la sensibilité de ces paramètres est toujours très inférieure à celle de R et C quelque soit la fréquence.

Remarque 3.4.1. *On peut penser qu'en effectuant la même étude en conservant l'élément inductif, il y aurait eu une troisième tendance avec l'inductance qui aurait été présente pour les hautes fréquences alors que le C et le R seraient retombés vers zéro.*

Pour illustrer l'intérêt d'une telle étude de sensibilité, on peut effectuer un test en simulation en se plaçant dans un cadre totalement fictif, à savoir en utilisant des sollicitations purement sinusoïdales (ajoutées à une composante continue bien évidemment). Pour ce faire, nous allons utiliser le modèle de condensateur tel que montré sur la figure 3.12.

Ce modèle est alors soumis à une sollicitation composée de quatre signaux sinusoïdaux aux fréquences adaptées qui s'ajoutent à une tension continue. Les fréquences choisies sont celles pour lesquelles chaque paramètre voit sa sensibilité maximale. Ainsi, il a été choisi une fréquence de 10 Hz pour l'estimation de C, 4700 Hz pour l'estimation de R_1 , 7800 Hz pour celle de C_n et enfin 20 kHz pour R. Cette simulation est effectuée grâce à Simulink (figure 3.13) et on récupère la mesure à la fois de tension et de courant dans deux vecteurs qui sont ensuite envoyés dans le filtre de Kalman tel qu'il a déjà été décrit.

Remarque 3.4.2. *Il est possible de constater des blocs ajoutant un bruit à chacune des deux mesures, il s'agit ici de simuler un défaut de l'appareil pour se rapprocher de la réalité et permettre aux filtres de fonctionner de manière optimale.*

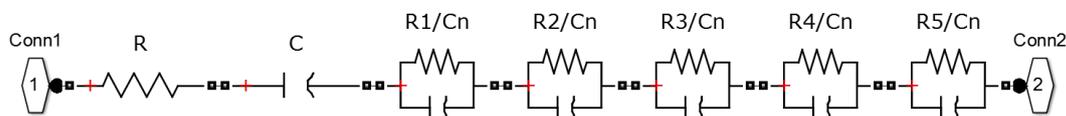


FIGURE 3.12 – Modèle de condensateur utilisé pour la simulation

Une fois le filtrage de Kalman effectué, les résultats de l'estimation des paramètres ont été obtenus et sont représentés sur la figure 3.14. Comme il est possible de le constater, l'estimation des paramètres est très efficace en plus d'être rapide. Au bout d'une seconde de traitement, l'erreur la plus grande par rapport à la vraie valeur du

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

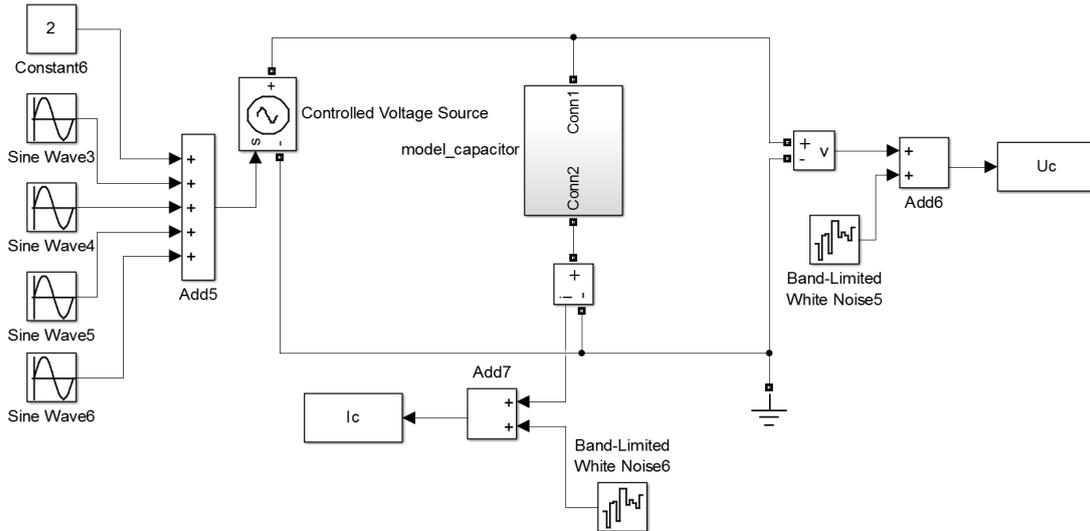


FIGURE 3.13 – Sollicitations du condensateur par signaux sinusoïdaux (avec un offset)

paramètre (qui est connue car il s'agit d'une simulation) est de 2% et concerne le paramètre R . Grâce à ces résultats, on constate qu'avec une sollicitation aux fréquences adaptées à chaque paramètre en fonction de la sensibilité de chacun il est possible d'obtenir une très bonne estimation malgré un nombre d'états des filtres assez important (rappelons que dans la configuration choisie, les quatre filtres sont d'ordre sept).

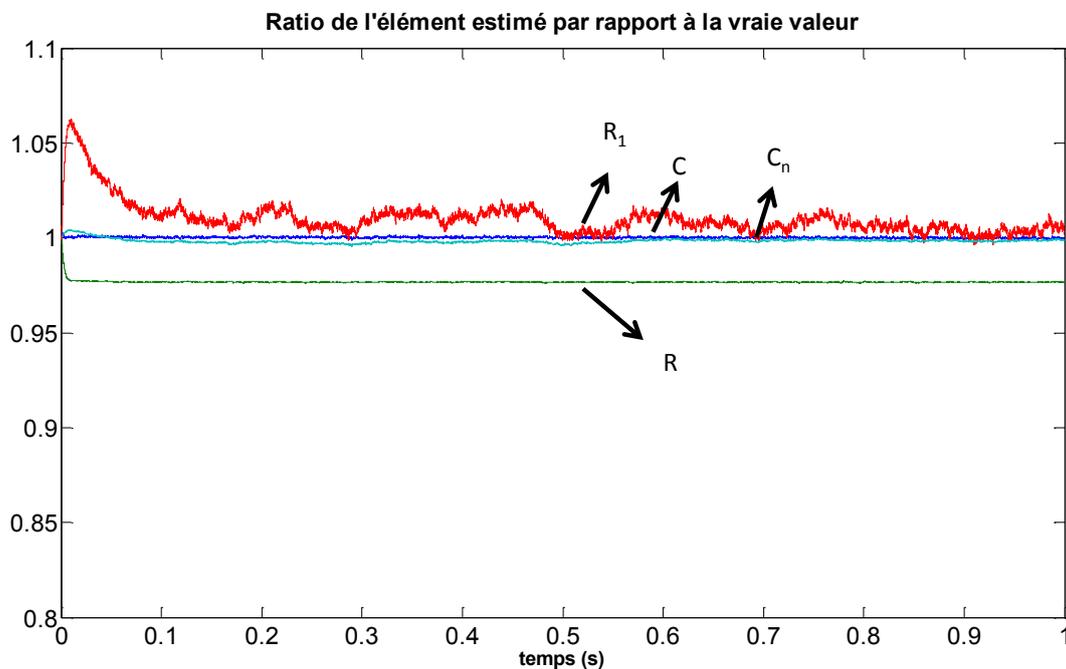


FIGURE 3.14 – Estimations des paramètres normalisées avec une sollicitation sinusoïdale adaptée

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

À titre d'exemple, la figure 3.15 montre les résultats obtenus avec une mauvaise sollicitation, à savoir uniquement un signal sinusoïdal d'une fréquence de 10 Hz. On peut d'ailleurs constater que l'estimation de C est bien atteinte alors que tous les autres paramètres divergent.

Remarque 3.4.3. *Pour obtenir de tels résultats, il est néanmoins nécessaire d'utiliser une fréquence d'échantillonnage assez élevée, de l'ordre du MHz.*

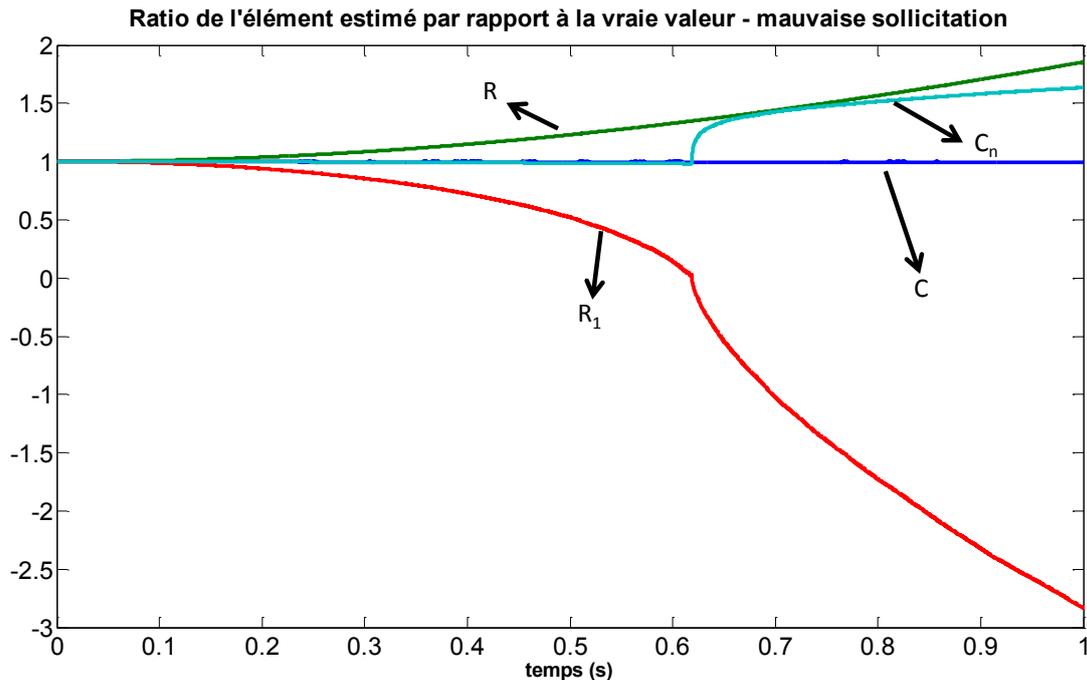


FIGURE 3.15 – Estimations des paramètres normalisées avec une sollicitation sinusoïdale inadaptée

Sollicitation réalisable en pratique

Bien évidemment, la réalisation de telles sollicitations en conditions embarquées relève de l'impossible. Aussi, il est nécessaire de déterminer une méthode facile à implanter et qui permettrait d'obtenir des résultats suffisamment précis concernant l'estimation des paramètres. Comme nous l'avons vu, il faut exciter un certain nombre de fréquences pour estimer chacun des paramètres. Or, une façon simple d'exciter un grand nombre de fréquences en même temps est d'utiliser un bruit blanc. En effet, ce dernier se caractérise par une densité spectrale identique quelque soit la fréquence. En pratique, cela se révèle assez peu crédible de générer un bruit blanc « réel » de manière embarquée. Il existe cependant une méthode qui permet de se rapprocher de

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

ce type de signal, il s'agit d'une SBPA pour Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire (PRBS en anglais).

Comme son nom l'indique, cette une séquence constituée de 0 et 1 (binaire) dans laquelle chacun des termes est indépendant des autres (aléatoire). Cependant, comme il s'agit d'une séquence dont la longueur est finie et qui se répète, elle reste déterministe d'où le préfixe pseudo. Une manière pratique et simple de créer de telles séquences est d'utiliser un registre à décalage à rétroaction linéaire. La nouvelle entrée du registre (après le décalage) étant le résultat d'opérations binaires (un « ou exclusif ») entre certains bits du registre. La taille du registre définit la « longueur spectrale » de la SBPA, c'est-à-dire par exemple que si l'on souhaite une SBPA dont le spectre couvre des fréquences allant jusqu'au kHz, il faudra au minimum 1024 points soit 2^{10} et donc un registre sur 10 bits. Les opérations à effectuer varient d'un registre à l'autre selon la taille de ce dernier, il est possible de référer à des tables pour les connaître. En effet, une SBPA peut également s'écrire sous forme polynomiale et il est possible de trouver dans la littérature quel polynôme correspond à quelle taille de registre [Koo]. Par exemple :

- $SBPA5 = x^5 + x^3 + 1$
- $SBPA10 = x^{10} + x^7 + 1$
- $SBPA15 = x^{15} + x^{14} + 1$

Les puissances de x des polynômes correspondant aux bits du registre utilisés pour l'opération binaire. Prenons un exemple concret pour clarifier ce qui peut apparaître pour l'instant comme obscur. Dans notre cas, nous avons vu qu'il n'est pas nécessaire d'exciter le condensateur avec des fréquences supérieures à 20 kHz. Nous allons donc conserver cette valeur comme référence maximale. Pour que le spectre de la SBPA atteigne au moins 20 kHz, il est nécessaire d'avoir plus de 20000 points donc au moins 32768 qui correspond à 2^{15} . Autrement dit, nous aurons besoin d'un registre à décalage de 15 bits. Une fois cette taille déterminée, on se réfère à une table qui nous donne le polynôme correspondant (présent parmi ceux qui ont été donnés en exemple d'ailleurs). Ainsi, nous savons maintenant que l'opération binaire sera à effectuer entre les bits 14 et 15 du registre. Finalement, la figure 3.16 présente la façon pratique d'obtenir la séquence désirée.

Grâce à ce registre à décalage de 15 bits, nous sommes désormais sûr de balayer une plage de fréquence suffisamment large pour exciter toutes celles qui nous intéressent.

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

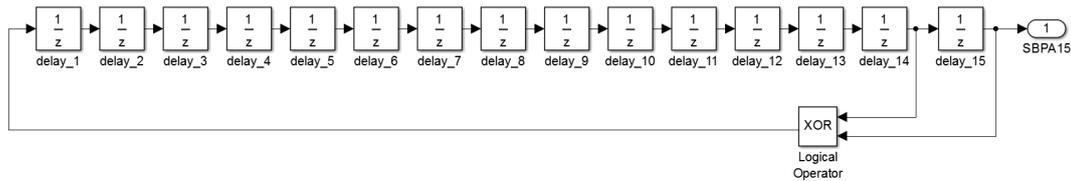


FIGURE 3.16 – Registre à décalage avec rétroaction linéaire permettant d’obtenir une SBPA sur 15 bits

Cependant, il faut également faire attention à ne pas monter trop haut pour ne pas venir exciter des fréquences pour lesquelles l’inductance deviendrait prépondérante. En effet, comme cela a été expliqué l’inductance reste négligeable dans le cadre de notre étude car les fréquences mises en jeu dans le système sont suffisamment basses. Ainsi, il est nécessaire de rester dans le cadre de cette hypothèse aussi dans la méthode d’estimation par filtrage de Kalman. Pour s’assurer de cela, un système de « sample and hold » a été mis en place pour ne rafraichir la valeur donnée par la SBPA que toutes les $50 \mu\text{s}$ permettant ainsi de limiter la bande de fréquence excitée à 20 kHz. Ceci est illustré par la figure 3.17. Le spectre du signal alors obtenu est présenté sur la figure 3.18. Ceci permet de constater qu’entre les fréquences très basses et jusqu’à 20 kHz, l’amplitude spectrale de la séquence est relativement constante et sollicite donc toute cette bande de fréquence de manière quasi-identique. On constate également qu’à partir de 20 kHz l’amplitude décroît grandement.

À ce stade, nous disposons d’un signal capable d’exciter les fréquences que nous savons nécessaires pour espérer une estimation correcte des paramètres. Néanmoins, il reste à déterminer comment utiliser ce signal et surtout comment rendre cela faisable aisément de manière embarquée. L’idée a été de considérer cette séquence composée de 0 et de 1 de plus ou moins grande longueur (d’un point de vue temporel) comme la porteuse d’un système hacheur. En effet, si l’on considère (à juste titre) que dans un véhicule électrique, le convertisseur de puissance est un onduleur, il est dès lors très simple de ne contrôler qu’un bras de pont pour en faire un hacheur (avec le véhicule à l’arrêt et placé dans un mode diagnostic bien évidemment). Ainsi, le fait d’avoir une porteuse dont le spectre balaye tout le panel de fréquences nécessaires va engendrer un même contenu spectral sur le bus continu, ou plus particulièrement aux bornes du condensateur de découplage si l’on considère le bus continu comme suffisamment bien lissé. De ce fait, avec une mesure de la tension aux bornes du condensateur et du courant circulant dans celui-ci, nous aurons les informations nécessaires pour alimenter notre estimateur par filtrage de Kalman. Ainsi, la figure 3.19 montre la façon dont a été effectuée la simulation avec d’une part la détermination de l’indice de modulation grâce à la porteuse SBPA, d’autre part la partie purement hacheur avec le

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

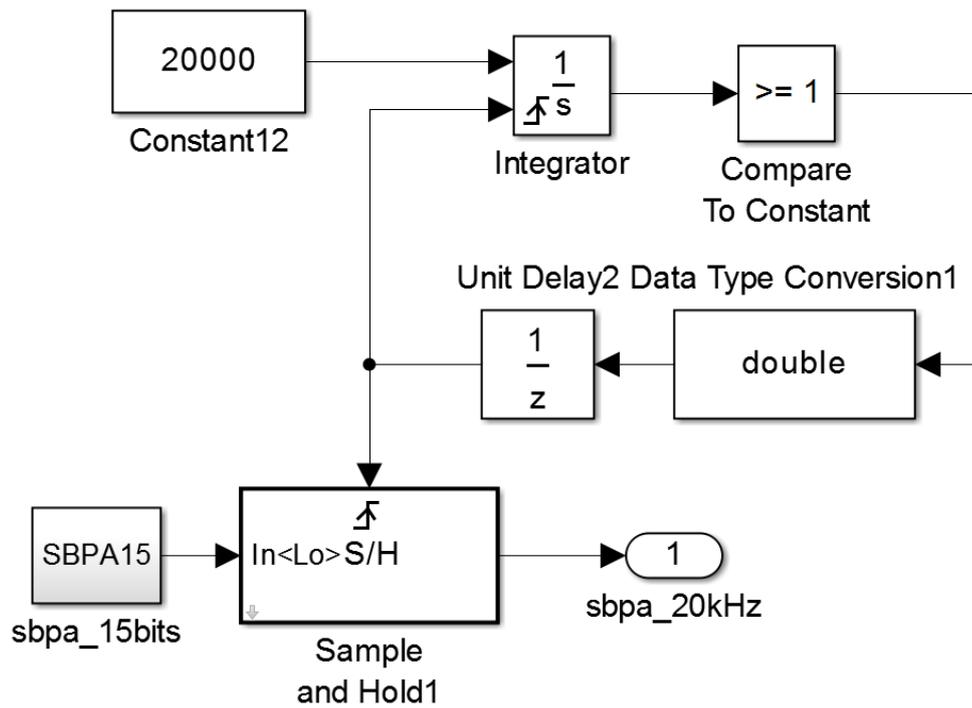


FIGURE 3.17 – Limitation des fréquences exciter par la SBPA à 20 kHz

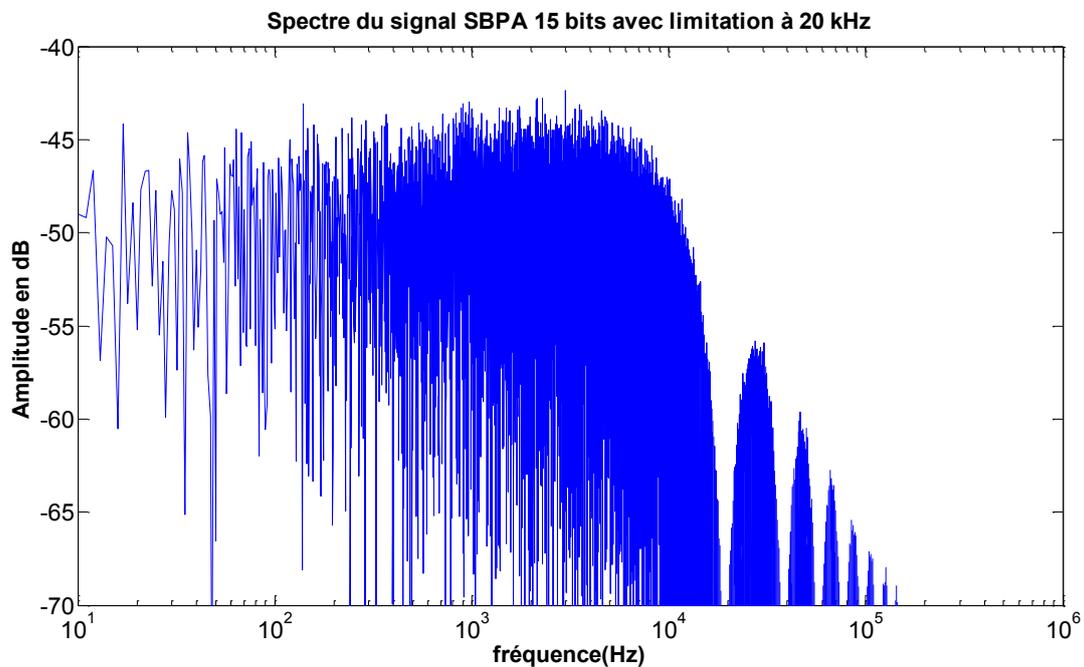


FIGURE 3.18 – Spectre de la SBPA limitée à 20 kHz

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

transistor, la diode de roue libre et la charge RL et enfin la partie bus continu avec notamment le modèle de condensateur déjà évoqué.

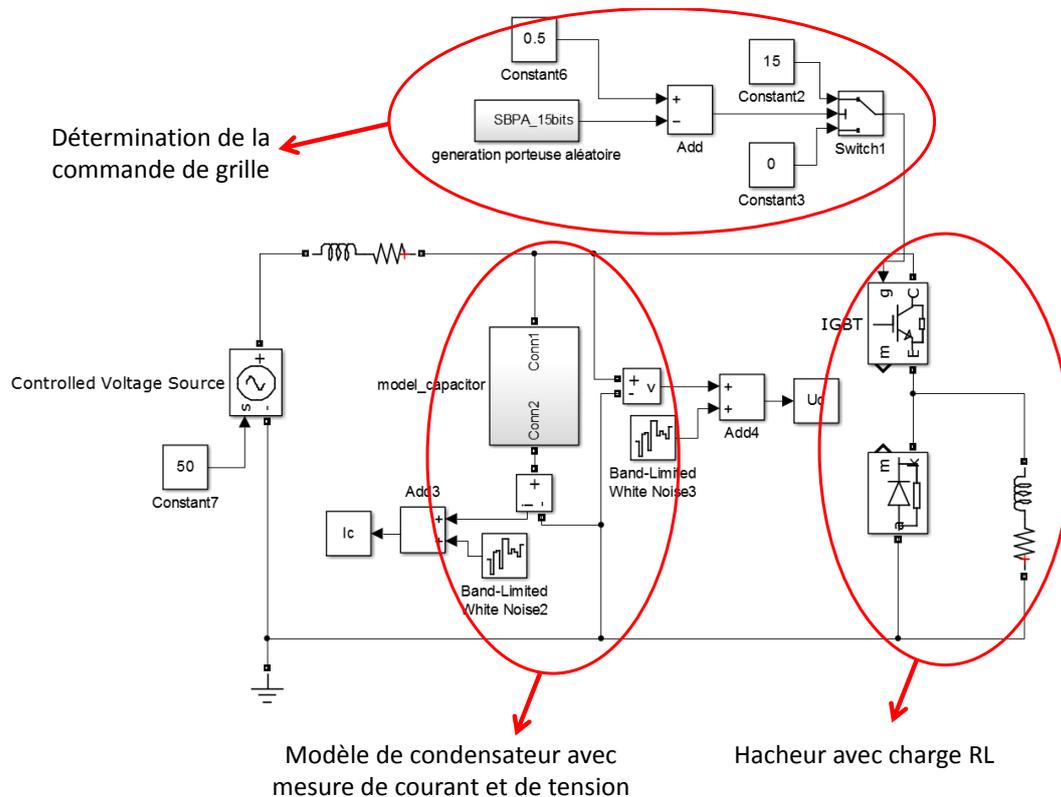


FIGURE 3.19 – Simulation d'un hacheur simple avec commande par une SBPA 15 bits

En procédant exactement de la même manière qu'avec les sollicitations sinusoïdales, la figure 3.20 présente les résultats obtenus avec la méthode qui vient d'être décrite. On constate une fois encore une très bonne estimation avec une convergence très rapide. La seule différence notable par rapport aux résultats obtenus avec des sollicitations sinusoïdales est un pic au début de l'estimation plus important mais qui ne dure que très peu de temps.

3.4.2 Résultats obtenus avec des mesures

La méthode d'estimation des paramètres du modèle par filtrage de Kalman conjoint a été présentée et justifiée en simulation. Une manière d'effectuer cette estimation de manière embarquée a également été introduite avec une validation en simulation. Reste à tester cette méthode dans la réalité avec des véritables mesures et sur un véritable condensateur et non un modèle tel que celui utilisé.

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

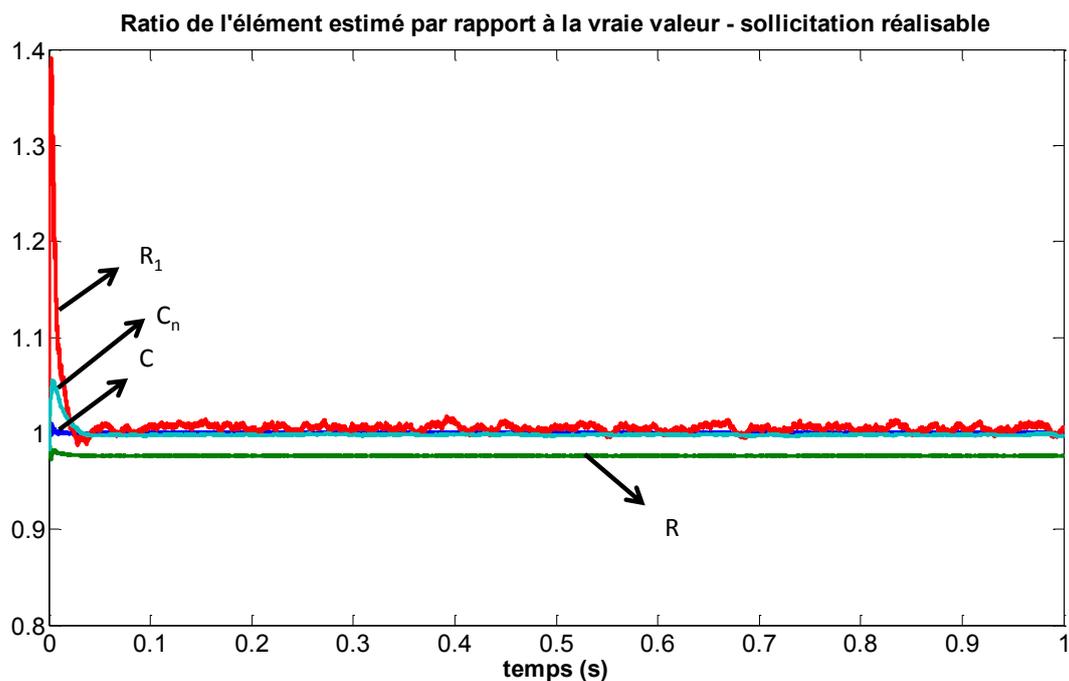


FIGURE 3.20 – Estimations des paramètres normalisées avec une sollicitation réalisable (SBPA)

Pour ce faire, une maquette de hacheur déjà existante a été utilisée et modifiée pour envoyer directement sur l'entrée du transistor (la patte « gate ») un vecteur d'indice de modulation pré-établie en simulation. Cette phase est assurée par un générateur de fonction capable de récréer n'importe quel signal une fois que ce dernier a été mis au bon format. Dans notre cas, il s'agit d'un modèle Tektronix associé au logiciel ArbExpress qui permet de créer un vecteur de points compatible.

Remarque 3.4.4. *Comme dans la simulation, la tension de bus continu a été choisie à 50 V, or pour conserver une bonne échelle sur la mesure de tension, il aurait fallu passer la voie de l'oscilloscope en mode AC, créant ainsi un filtrage des basses fréquences pouvant avoir un impact négatif sur l'estimation de C. Pour remédier à ce problème, la solution a été d'utiliser une deuxième alimentation également réglée à 50 V et de mesurer le différentiel entre le « plus » du condensateur et une valeur exacte de 50 V nous donnant ainsi uniquement la valeur alternative du bus continu sans avoir à passer par le filtre passe-haut du mode AC de l'oscilloscope.*

Les figures 3.21 et 3.22 montrent les résultats obtenus en réalisant le filtrage de Kalman dans les mêmes conditions que la simulation. Force est de constater que l'estimation est assez éloignée de ce à quoi on s'attendait notamment avec une divergence totale des paramètres R_1 et C_n . Néanmoins, l'estimation des paramètres C et R (qui

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

reste tout de même les plus faciles à obtenir comme cela a été montré dans l'étude de sensibilité) permet de considérer ces résultats comme encourageant. En effet, un certain nombre d'éléments des « tests en conditions réelles » peuvent conduire à s'éloigner grandement de la partie simulation pure. Premièrement le Tektronix limite la taille des vecteurs de points que l'on peut envoyer à 10000. Ainsi avec une période d'échantillonnage de $1 \mu s$, la SBPA envoyée ne fait que 0.01 s (contre une séquence de 0.02 s originellement). Et cette séquence est ensuite répétée 100 fois pour obtenir une mesure d'une seconde complète.

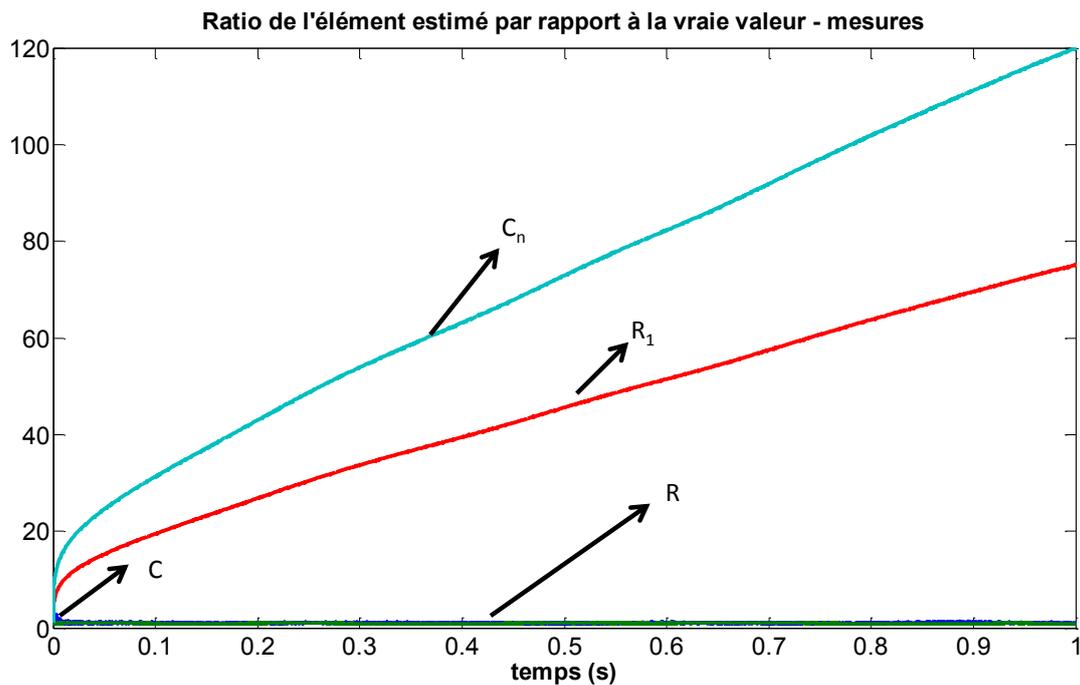


FIGURE 3.21 – Estimations des paramètres normalisées à partir de mesures réelles

Remarque 3.4.5. *Malgré cette différence notable par rapport aux résultats obtenus en simulation, une autre simulation avec les mêmes conditions, à savoir un vecteur de 10000 points répété 100 fois en guise d'indice de modulation a tout de même permis d'obtenir une bonne convergence.*

Les autres explications quant à la non convergence des filtres de Kalman conjoints pour l'estimation des paramètres du modèle en situation réelle sont multiples. La principale étant notamment que le modèle, bien que précis, ne soit qu'une image à peu près correcte du comportement fréquentiel d'un condensateur. Rappelons également que, pour une simple raison de complexité de calcul, le nombre de cellules RC parallèles a été limité à 5 (contre une infinité pour un modèle plus cohérent). Il est aussi important de noter que des phénomènes tels que la résistance de fuite ou, dans

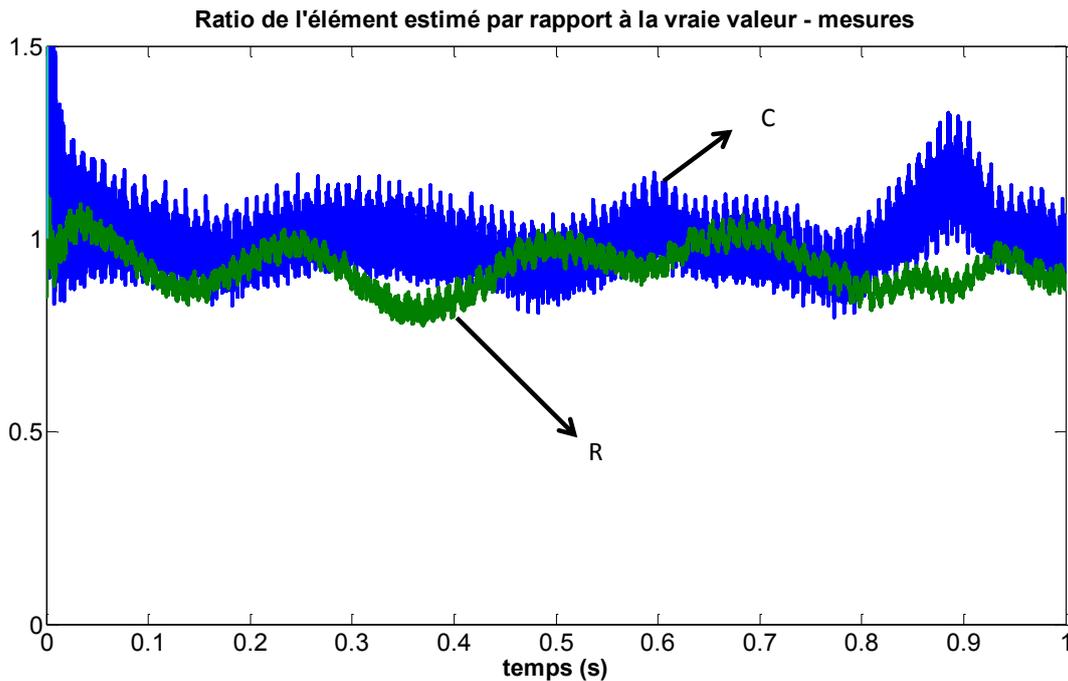


FIGURE 3.22 – Estimations des paramètres normalisées à partir de mesures réelles - zoom

le cas précis de l'estimateur par filtre de Kalman, l'inductance série ont été négligés. Or, vu l'ordre déjà élevé de chacun des filtres avec, qui plus est, un nombre très réduit de mesures permettant de l'alimenter, il est tout à fait imaginable qu'une différence même minime du modèle par rapport à la réalité conduite à une divergence de l'estimation. Enfin, les conditions de mesure peuvent également jouer un rôle, la difficulté d'obtenir une image précise de la réalité étant bien connu de toutes personnes ayant eu affaire à des enjeux pratiques et non uniquement à des simulations.

3.4.3 Impact d'une présence inductive dans le modèle

Il s'agit d'une des causes probables de la non-convergence des filtres de Kalman sur tous les paramètres du modèle. En effet, et comme cela a été pleinement justifié au préalable, l'inductance série équivalente peut être négligée vu son faible impact dans le domaine de fréquences étudié. Néanmoins dans la réalité, elle est belle et bien présente et notons que le signal SBPA utilisé pour exciter le condensateur dispose d'un spectre qui dépasse (de manière limitée certes) les 20 kHz. Dans le but de quantifier quel rôle pourrait avoir cette inductance sur la qualité de convergence des filtres, nous allons refaire la même identification qu'auparavant mais cette fois avec

3.4. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES PAR FILTRAGE DE KALMAN CONJOINT

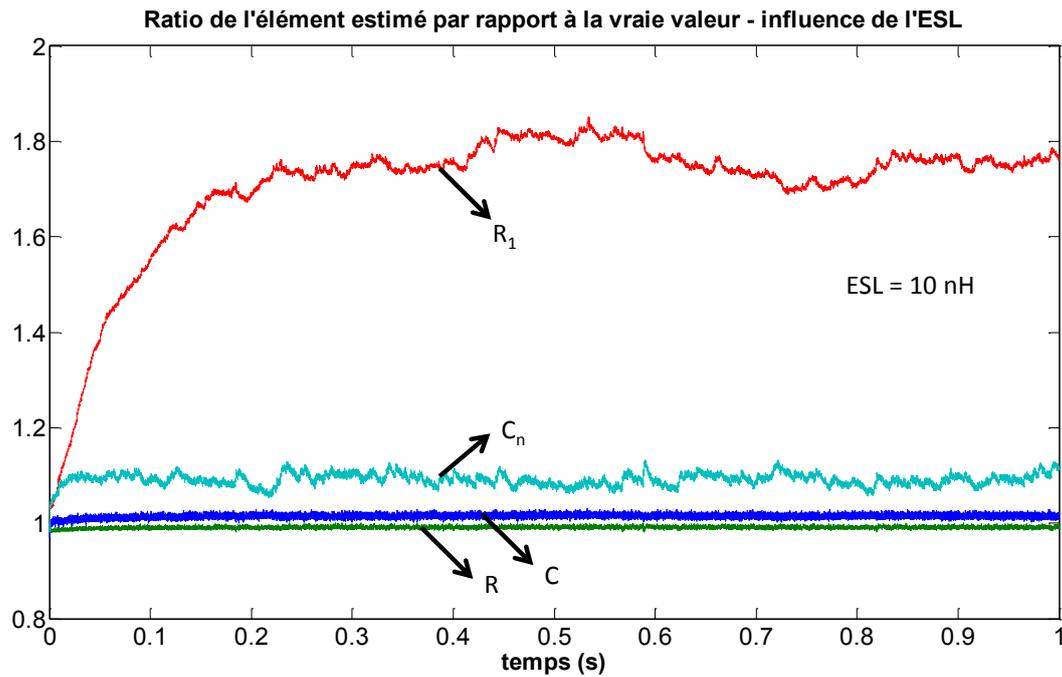


FIGURE 3.23 – Estimations des paramètres normalisées avec un modèle disposant d'une ESL = 10 nH

un modèle dont l'inductance série n'a pas été retirée. Pour être même plus exhaustif, nous allons présenter l'impact de deux valeurs d'inductances différentes, respectivement 10 nH et 20 nH (qui sont des valeurs totalement réalistes par rapport aux condensateurs étudiés). Ainsi, les figures 3.23 et 3.24 montrent de la même manière que précédemment les résultats d'identification des paramètres mais cette fois avec la présence de l'ESL dans le modèle. Comme il est possible de le constater, bien que non divergents, ces derniers ne sont pas aussi bons que précédemment. La paramètre R_1 notamment est de moins en moins bien estimé à fait que la valeur de l'inductance augmente allant même jusqu'à atteindre des valeurs totalement aberrantes. Ceci permet notamment d'illustrer que, bien que négligeable en tant que telle dans le modèle, l'ESL peut impacter de manière assez conséquente l'identification des paramètres. Il s'agit d'expliquer en partie pourquoi l'identification par rapport aux mesures n'est pas si efficace qu'en simulation. Ajoutons à cela des problèmes évident de métrologie avec une acquisition des mesures à l'oscilloscope faisant perdre probablement beaucoup d'informations ainsi qu'une mesure de courant faites par une sonde de Rogowski dont l'erreur peut être de plusieurs pourcents et il est plus compréhensible que l'identification ne soit pas si simple à effectuer.

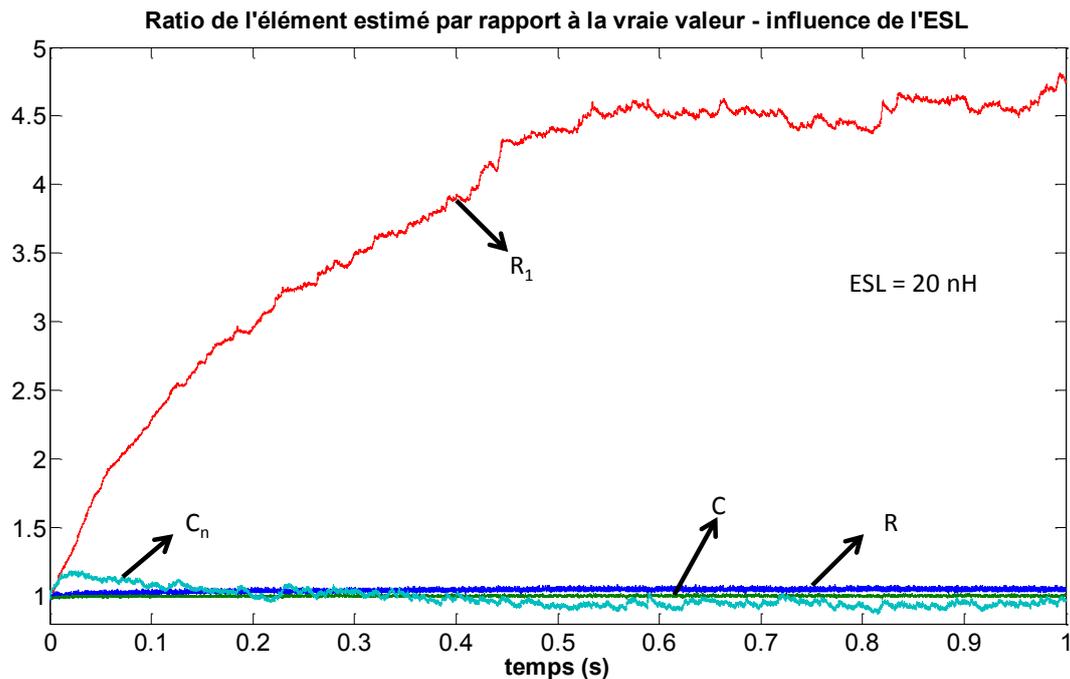


FIGURE 3.24 – Estimations des paramètres normalisées avec un modèle disposant d'une ESL = 20 nH

3.5 Conclusions sur l'identification en ligne

Que conclure donc de cet estimateur de paramètres d'un modèle de condensateur si ce dernier ne permet pas d'effectuer correctement ces dites estimations. Et bien il convient dans un premier temps de considérer que les simulations ont révélé un potentiel certain, aussi bien concernant le modèle que l'estimateur. La validation pratique de ce dernier n'ayant malheureusement pu bénéficier de beaucoup de temps, les résultats obtenus sont à l'heure actuelle encore insatisfaisants. Néanmoins, ils peuvent être le point de départ de deux optiques de recherche différentes. La première consistant à parfaire le modèle ainsi qu'à effectuer une étude plus approfondie sur le réglage des bruits d'états. Également, il faudrait s'efforcer d'effectuer une plus grande batterie de tests pour la validation pratique. L'autre optique consistant à utiliser les résultats acquis jusqu'à lors pour justifier le fait qu'un modèle plus simple, selon les exigences de chacun, peut amplement suffire. En effet, pour une fréquence et une température données, un modèle R-C série peut suffire et une réponse à un échelon de tension par exemple serait amplement suffisant pour déterminer les valeurs de ces deux paramètres. Néanmoins, se perdrait alors l'information de la dépendance en fréquence de l'impédance d'un condensateur et les résultats ne pourraient en aucun cas être extrapolés. De plus, cela revient à ne pas chercher à comprendre et expliquer tous

les phénomènes qui peuvent avoir lieu au sein des condensateurs électrolytiques aluminium (phénomènes très nombreux comme il est possible de le constater depuis le début du manuscrit).

Chapitre 4

Détermination de sollicitations réalistes destinées à la création d'un banc de vieillissement accéléré des CEA

4.1 Préambule

Les problématiques évoquées dans le chapitre 1 ont mis en exergue l'inconnue provoquée par une température variable sur l'usure des CEA. En effet, bien que des lois empiriques pour estimer la durée de vie de ces éléments existent, ces dernières ne considèrent qu'une température constante. Or, cette étude vise à évaluer le vieillissement des CEA dans le cadre d'une utilisation à hautes températures telle qu'une automobile et donc impliquant des sollicitations variables. Pour réaliser cette étude dans une période de temps raisonnable, la création d'un banc de cyclage accéléré est donc nécessaire. Ainsi, il convient tout d'abord de déterminer quelles sont les sollicitations imposées aux condensateurs de filtrage dans le cadre d'une utilisation automobile. Pour cela, la modélisation complète d'un véhicule électrique s'impose. L'idée est d'obtenir un outil de simulation permettant de déterminer les sollicitations imposées aux condensateurs de découplage du bus continu selon un profil de vitesse donné et une stratégie de modulation choisie. La figure 4.1 résume le fonctionnement de cet outil.

- Le premier bloc contient un profil de vitesse duquel est déduit la vitesse du véhicule ainsi que les accélérations demandées.

- Le deuxième bloc contient un modèle de véhicule qui prend en compte les efforts mis en jeu et fournit le point de fonctionnement (caractéristique couple-vitesse) demandé à chaque instant du profil de vitesse.
- Le troisième bloc modélise un moteur asynchrone et permet de calculer les tension et courant efficaces ainsi que l'angle de charge pour tous les points de fonctionnement.
- Enfin, le dernier bloc calcule l'indice de modulation correspondant et détermine la valeur du courant efficace circulant dans les condensateurs de découplage selon une stratégie de modulation choisie.

Cette valeur de courant est ensuite envoyée dans un modèle thermique propre aux condensateurs étudiés et permet d'obtenir le stress thermique qui leur est imposé. La réalisation de chacun de ces blocs va maintenant être décrite.

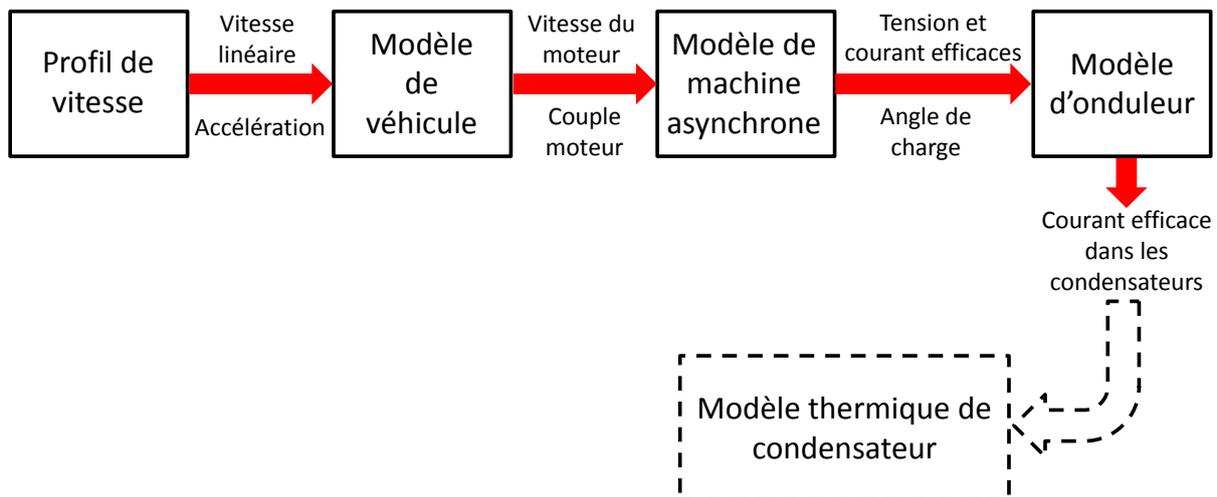


FIGURE 4.1 – Synoptique de la simulation de sollicitations réalistes

4.1.1 Modèle de véhicule

Le but de ce bloc est de déterminer le couple et la vitesse de rotation du moteur électrique nécessaire selon un point de fonctionnement donné.

Le choix du véhicule à modéliser s'est porté sur un quadricycle lourd (par définition il ne s'agit donc pas exactement d'une voiture) à usage exclusivement urbain dont la vitesse maximale est limitée à 80 km/h : le Renault Twizy (figure 4.2). Ce choix se justifie par le fait que les grandeurs électriques mises en jeu sont facilement



FIGURE 4.2 – Renault Twizy et ses dimensions externes

reproductibles en laboratoire à moindre coût. Un véhicule électrique ou hybride de plus gros gabarit demanderait des moyens beaucoup plus importants. À partir des brochures commerciales, une liste des valeurs des paramètres techniques utiles à été établie (4.1).

Paramètre	Valeur
Masse totale en charge M (kg)	690
Coefficient aérodynamique C_x	0.64
Diamètre des roues D_r (m)	0.562
Rapport de réduction R_{Red}	1 : 9.23
Puissance max. moteur P_{max} (kW)	13
Couple max. moteur C_{max} (N.m)	57

TABLE 4.1 – Paramètres utiles du Twizy

À ces paramètres, il faut également ajouter les hypothèses suivantes :

- Gravité : $g = 9.81 \text{ m/s}^2$
- Coefficient de résistance au roulement : $C_r = 0.01$
- Masse volumique de l'air : $\rho = 1.2 \text{ kg/m}^3$
- Rendement du moteur : $\eta_M = 0.9$
- Rendement du réducteur : $\eta_R = 0.95$

- Surface de contact frontale : $S_F = 1.24 \text{ m}^2$

Remarque 4.1.1. *La surface de contact frontale du véhicule a été obtenue grâce à l'utilisation d'un logiciel permettant de calculer l'aire de n'importe quelle forme. Il a alors suffi de détourner la surface d'une vue de face du véhicule pour obtenir une approximation de son aire. Bien évidemment, cette estimation ne prend pas en compte les spécificités du design telle que les entrées d'air ou bien encore la forme des rétroviseurs mais reste suffisamment correcte en tant que première approximation.*

Il est alors possible de calculer les forces s'opposant à l'avancée du véhicule, la force de frottement aérodynamique F_A et la force de frottement sur la route F_R avec les équations respectivement 4.1 et 4.2 où v est la vitesse du véhicule (en m/s) et α est l'angle de la pente (en rad) de la route. L'étude se contentera d'un véhicule se déplaçant sur une route plate ($\alpha = 0$).

$$F_A = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S_F \cdot C_x \cdot v^2 \quad (4.1)$$

$$F_R = C_r \cdot M \cdot g \cdot \cos(\alpha) \quad (4.2)$$

Étude mécanique en régime permanent

En régime permanent il est facile de déterminer la caractéristique couple-vitesse du véhicule. En effet, grâce aux données évoquées précédemment, il est possible de calculer jusqu'à quelle vitesse le véhicule peut conserver son couple maximum et ensuite, l'évolution du couple en fonctionnement à puissance maximum. Ceci est utile pour déterminer si le véhicule peut respecter les performances annoncées par le constructeur. L'équation 4.3 renseigne sur la vitesse angulaire maximum que le moteur peut atteindre en conservant son couple maximum. Connaissant les informations telles que : le rapport de réduction et le diamètre d'une roue, il est facile de calculer que la vitesse linéaire correspondante du véhicule est de 25 km/h. Au delà de cette vitesse le couple va décroître de manière inversement proportionnellement à cette dernière.

$$\omega_{C_{max}} = \frac{P_{max}}{C_{max}} = 228 \text{ rad/s} \quad (4.3)$$

Il reste à ramener l'impact des forces de résistance au niveau du moteur pour comparer le couple résistant avec le couple disponible. Si l'on considère que les seules

forces de résistance sont celles évoquées juste avant (F_A et F_R), le couple résistant (C_{res}) ramené au niveau du moteur est décrit par l'équation 4.4.

$$C_{res} = \frac{F_A + F_R}{\eta_R} \frac{D_r}{R_{Red}} \frac{1}{2} \quad (4.4)$$

Grâce à cela, nous pouvons observer la caractéristique du couple en fonction de la vitesse du véhicule sur la figure 4.3 pour une route horizontale. Il est possible de constater que la motorisation conserve une marge d'accélération sur toute la plage de vitesse disponible (voir au-delà jusqu'à environ 100 km/h même si cette vitesse n'est pas censée être atteinte).

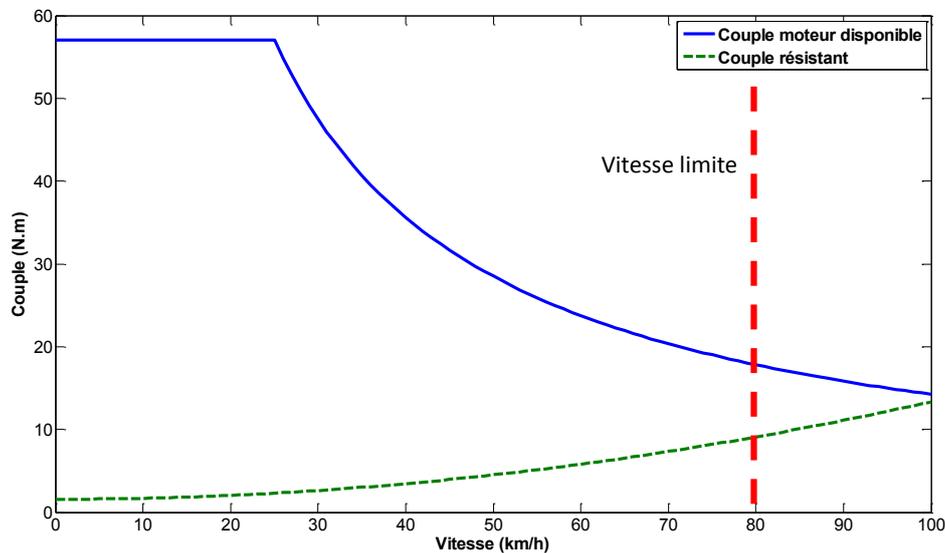


FIGURE 4.3 – Couple moteur disponible et couple de charge en fonction de la vitesse linéaire du véhicule

Régime dynamique

Maintenant que les valeurs annoncées pour le régime permanent ont été validées, il s'agit ensuite d'évaluer les performances dynamiques du véhicule afin de vérifier si le modèle est bien conforme aux performances d'accélération annoncées par le constructeur, à savoir :

- accélération de 0 à 45 km/h en $t_1 = 6.1$ s

- 50 m départ arrêté en $t_2 = 6.6$ s

Pour cela, il est nécessaire d'appliquer le principe fondamental de la dynamique (équation 4.5) avec $F_R = 67.7$ N et $F_A = kv^2$ pour un $k = 0.499$ N.s²/m². Et F_{mot} la force délivrée par le moteur ramenée au niveau du contact avec le sol (équation 4.6).

$$M \frac{dv}{dt} = F_{mot}(v) - F_{res}(v) = F_{mot}(v) - F_R - F_A(v) \quad (4.5)$$

$$F_{mot}(v) = \frac{2 \cdot \eta_R \cdot R_{Red}}{D_r} \cdot C_{mot}(v) \quad (4.6)$$

Dans la plage de vitesse 0-25 km/h, le couple moteur peut être maintenu constant (et égal à 57 N.m), on en déduit alors que la force de traction est égale à 1778 N. Au-delà de 25 km/h, cette force décroît de manière hyperbolique (i.e. en $1/v$). On peut résumer l'expression de F_{mot} comme suit :

- $F_{mot} = F_{max}$ pour $v < v_0 = 6.94$ m/s
- $F_{mot} = \frac{F_{max}v_0}{v}$ pour $v > v_0$

En intégrant l'équation 4.5, on obtient l'équation 4.7.

$$\int dt = \int \frac{Mdv}{F_{mot}(v) - F_{res}(v)} \quad (4.7)$$

Ainsi le temps (T_{max}) mis par le véhicule pour atteindre la vitesse V_{max} de 45 km/h est défini par l'équation 4.8.

$$\int_0^{T_{max}} dt = \int_0^{V_0} \frac{Mdv}{F_{max} - F_{res}(V)} + \int_{V_0}^{V_{max}} \frac{Mdv}{\frac{F_{max}V_0}{v} - F_{res}(V)} \quad (4.8)$$

Après calcul, le résultat obtenu pour T_{max} est de 6.2 s pour atteindre 45 km/h, autrement dit la première performance annoncée est bien respectée.

Concernant le calcul du temps mis pour réaliser un 50 m départ arrêté, la mise en équation est plus complexe. Ainsi, il a été choisit d'effectuer une résolution numérique. L'équation 4.7 fournit l'évolution du temps passé en fonction de la vitesse

atteinte. Ainsi, en considérant un vecteur vitesse linéairement croissant, il est possible en intégrant pas à pas d'obtenir l'évolution du temps correspondant à chaque pas de vitesse. Connaissant les valeurs numériques, il est ainsi possible de tracer l'évolution de la vitesse en fonction du temps passé. Enfin, l'intégration (toujours numérique) de cette vitesse par rapport au temps passé renseigne sur la distance parcourue (figure 4.4). Grâce à cela, les 50 m départ arrêté sont estimés pouvoir être effectués en 6.7 s, ce qui une fois de plus correspond aux performances annoncées.

Remarque 4.1.2. *Pour atteindre la vitesse de 45 km/h le véhicule parcourt un peu plus de 43 m en 6.2 s, ainsi pour obtenir le temps total nécessaire pour parcourir 50 m il suffit d'ajouter à cette valeur le temps mis pour parcourir environ 7 m à la vitesse maximum.*

Finalement, les valeurs de performances calculées après la modélisation du véhicule correspondent bien à celles énoncées dans la documentation du constructeur.

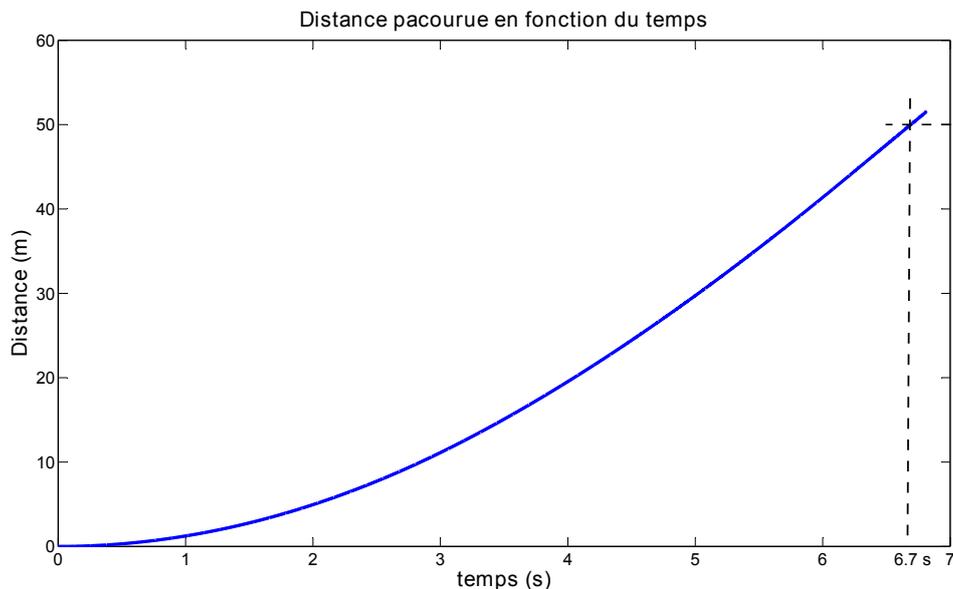


FIGURE 4.4 – Évolution de la distance parcourue en fonction du temps

Caractéristique en puissance

Sur la base du modèle dynamique, il est possible pour un profil de vitesse donné de calculer la puissance instantanée requise par le véhicule au niveau des roues et de remonter au moteur puis à son alimentation. En effet, non seulement les efforts statiques de résistance au roulement et aérodynamiques peuvent être évalués mais l'effort d'accélération peut l'être aussi. Ainsi, sur la base des rendements du réducteur

et du moteur, la puissance fournie par l'onduleur peut être estimée : au niveau de la masse en translation (i.e. à la roue) (équation 4.9), puis au niveau de l'arbre moteur (équation 4.10). Finalement la puissance demandée à l'alimentation est décrite par l'équation 4.11.

$$P_{roue}(v) = Mv \frac{dv}{dt} + F_{res}(v)v \quad (4.9)$$

$$P_{mot}(v) = \frac{1}{\eta_R} \left(Mv \frac{dv}{dt} + F_{res}(v)v \right) \quad (4.10)$$

$$P_{al}(v) = \frac{1}{\eta_R \eta_M} \left(Mv \frac{dv}{dt} + F_{res}(v)v \right) \quad (4.11)$$

À ce niveau de l'étude, il faut également garder à l'esprit que la motorisation est de type triphasée asynchrone, il est alors nécessaire pour une modélisation fine de noter que le facteur de puissance d'un tel moteur dépend de sa vitesse et donc de sa fréquence d'alimentation. Le moteur utilisé est fabriqué par la société Iskra Avtoelektrika© (figure 4.5). Il s'agit d'un moteur asynchrone conçu pour être alimenté à partir d'une batterie de 52 V. La documentation Renault n'indique pas le nombre de paires de pôles de la machine mais d'après le site du fabricant du moteur, la totalité des machines asynchrones sont à deux paires de pôles ($p = 2$). La vitesse de rotation maximale du moteur est obtenue pour une vitesse linéaire de 80 km/h et vaut 6967 tr/min (ou 729.6 rad/s). Dans ces conditions, la fréquence fondamentale de l'alimentation est évaluée à environ 240 Hz pour un glissement de l'ordre de 5% (valeur choisie arbitrairement).

Les données concernant ce moteur étant très incomplètes, c'est sur les caractéristiques d'un moteur industriel analogue qu'est basée l'évaluation de la puissance réactive consommée pour chaque point de fonctionnement dans la plage de vitesse 0-50km/h. Cette plage a été choisie pour être conforme au cycle normalisé ECE-15, cycle correspondant à un fonctionnement urbain et qui a été utilisé pour caractériser le Renault Twizy en terme d'autonomie. Ce dernier est illustré sur la figure 4.6.



FIGURE 4.5 – Moteur asynchrone du véhicule Renault Twizy

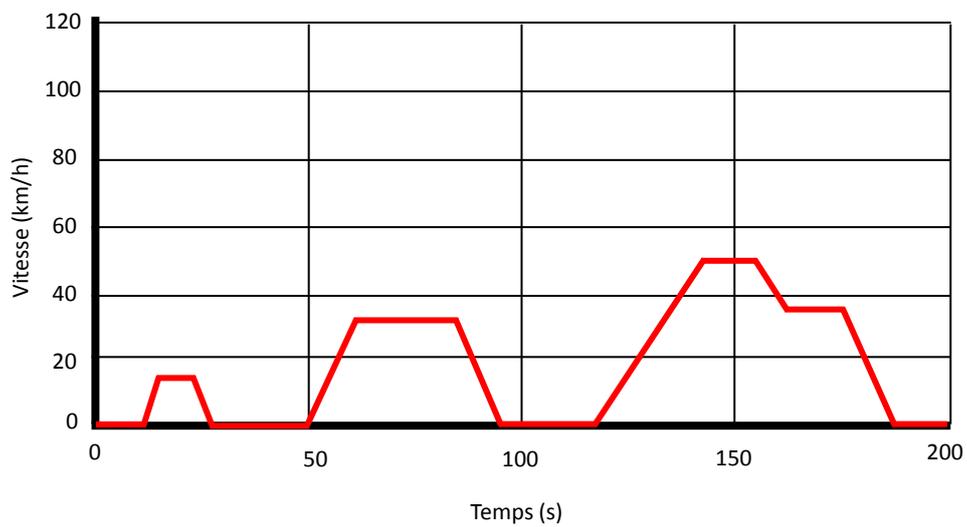


FIGURE 4.6 – Profil de vitesse du véhicule sur un cycle ECE-15

4.1.2 Modèle de moteur asynchrone

Maintenant que pour n'importe quel point de fonctionnement nous sommes en mesure de déterminer le couple et la vitesse de rotation du moteur électrique, il est désormais temps d'évaluer les sollicitations électriques correspondantes. L'échelle de temps qui prime sur les autres dans le cadre de l'étude est celle qui représente l'évolution de la température. Or, cette dernière est bien plus grande que l'échelle de temps électrique. C'est pourquoi il est dès lors considéré que d'un point de vue électrique, le régime permanent est toujours atteint. Aussi, il faut garder en tête que la dynamique électrique n'est pas du tout respectée. Le modèle de la machine asynchrone est présenté sur la figure 4.7.

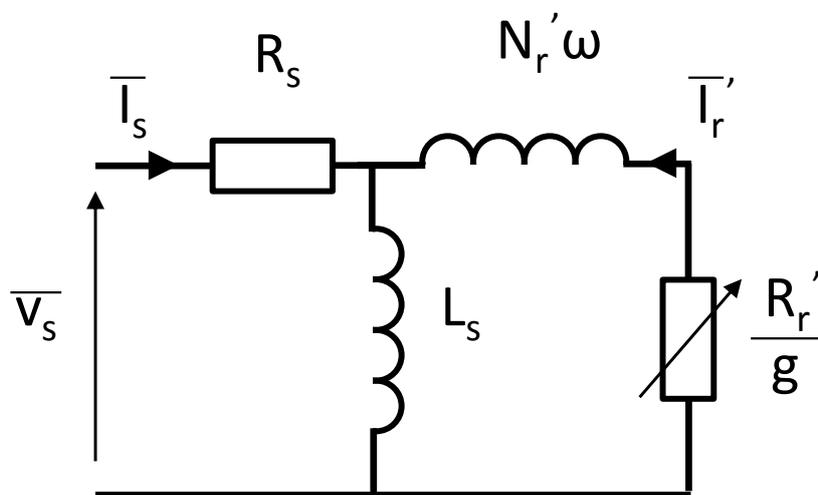


FIGURE 4.7 – Modèle simplifié de machine asynchrone

Détermination du glissement

D'autres hypothèses simplificatrices ont été faites : la résistance statorique n'est pas prise en compte (donc le modèle sera assez peu précis à basse vitesse) de même que les pertes fer. N_r' représente l'ensemble des inductances de fuite ramenées au stator. Le couple électromagnétique est décrit par l'équation 4.12 avec \overline{I}_r' l'expression complexe du courant magnétisant défini par l'équation 4.13.

$$C_e = \frac{P}{\Omega_s} = 3 \frac{p}{\omega_s} \frac{R_r'}{g} (I_r')^2 \quad (4.12)$$

$$\overline{I}_r' = \frac{V_s}{\frac{R_r'}{g} + jN_r' \omega_s} \quad (4.13)$$

Ainsi, on peut alors réécrire l'expression du couple (équation 4.14). En dérivant cette équation du couple par rapport au glissement, on trouve un maximum pour une valeur $g=g_m$ (équation 4.15). Pour cette valeur de glissement on obtient ainsi le couple crête \widehat{C} (équation 4.16).

$$C_e = \frac{3pV_s^2}{\omega s} \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r\omega_s)^2} \quad (4.14)$$

$$g_m = \frac{R'_r}{N'_r\omega_s} \quad (4.15)$$

$$\widehat{C} = \frac{3pV_s^2}{2N'_r\omega_s^2} \quad (4.16)$$

Finalement, l'expression du couple peut se résumer de manière plus synthétique par l'équation 4.17.

$$C_e = \frac{2\widehat{C}}{\frac{g}{g_m} + \frac{g_m}{g}} \quad (4.17)$$

Il est raisonnable de considérer un couple crête égal à deux fois la valeur du couple utile maximum spécifié par le constructeur soit : $\widehat{C} = 2C_{max} = 114 \text{ N.m}$. Il est ainsi possible de réécrire l'équation 4.17 pour obtenir l'équation 4.18 ce qui conduit à une équation du second degré en g (équation 4.19). Cette dernière se résout en calculant le discriminant (équation 4.20) avec finalement la solution (équation 4.21).

$$C_{max} = \frac{2(2C_{max})}{\frac{g_m}{g} + \frac{g}{g_m}} \quad (4.18)$$

$$g^2 - 4g_m g + g_m^2 = 0 \quad (4.19)$$

$$\Delta = (4g_m)^2 - 4g_m^2 = 12g_m^2 \quad (4.20)$$

$$g = \min\left(\frac{4g_m \pm \sqrt{12g_m^2}}{2}\right) \quad (4.21)$$

Ainsi, en considérant de manière arbitraire un glissement maximum de 20%, on obtient $g = 5.36\%$. Cette valeur correspond au glissement que nous aurons pour la limite du fonctionnement à couple maximum. Or, cette limite se situe à 2177 tr/min (vitesse de base de 228 rad/s). Ceci correspond à une vitesse de synchronisme légèrement plus élevée, ainsi $\Omega_s = 240.2 \text{ rad/s} = \frac{\omega_s}{p}$ soit $\omega_s = 480.4 \text{ rad/s}$. Finalement, la figure 4.8 représente la caractéristique de couple en fonction du glissement de la machine asynchrone sur la plage de fonctionnement choisie.

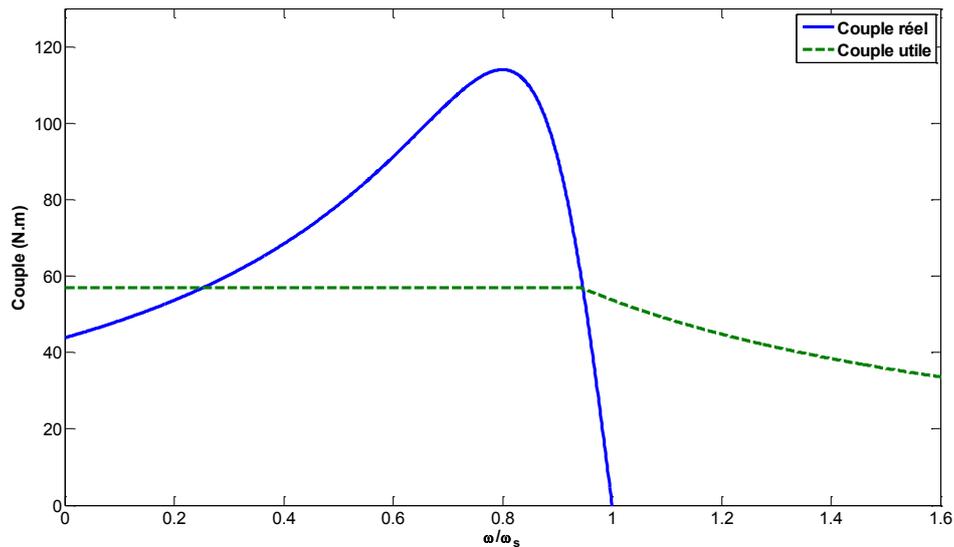


FIGURE 4.8 – Caractéristique couple-vitesse de la machine considérée

Détermination des valeurs des paramètres du modèle

Maintenant que la vitesse de synchronisme ainsi que le glissement de la machine ont été déterminés, il est possible de déterminer les valeurs des éléments du modèle de machine utilisé. Le but est bien évidemment de pouvoir grâce à cela calculer ensuite les grandeurs électriques mises en jeu pour tout point de fonctionnement. On se place dans un premier temps dans la zone de fonctionnement à puissance constante. En effet, dans cette zone la tension est constante (et a atteint son maximum). Ainsi, en déterminant cette tension, il est possible de calculer le ratio constant $\frac{V}{\omega}$. En considérant une stratégie de commande de type « Space Vector Modulation » (SVM) l'indice de modulation est défini par l'équation 4.22.

$$m = \frac{\hat{V}_{modulante}}{\hat{V}_{porteuse}} = \frac{\hat{V}_{simple}}{\frac{V_{dc}}{2}} \quad (4.22)$$

Avec \widehat{V}_{simple} la valeur crête de la tension V_s et V_{dc} la tension du bus continu. Dans le cadre d'une SVM, l'indice de modulation maximum permettant de conserver la linéarité est égal à 1.15. Ainsi la tension simple maximum qu'il est possible d'atteindre est égale à $0.577V_{dc}$. Donc avec $V_{dc} = 52$ V on obtient $\widehat{V}_{simple} = 30.02$ V. C'est-à-dire une valeur efficace $V_s = 21.23$ V. Cette valeur correspond à la tension maximum qui sera atteinte lors du fonctionnement à puissance maximum. Ainsi, le ratio V/ω_s vaut 44 mV/rad/s et est noté G. Ceci permet de calculer N'_r en utilisant l'équation 4.16 qui conduit à l'expression 4.23.

$$N'_r = \frac{3pG^2}{2\widehat{C}} = 51.4 \mu H \quad (4.23)$$

Connaissant cette valeur, on utilise l'équation 4.15 pour déterminer R'_r (équation 4.24).

$$R'_r = g_m N'_r \omega_s = 4.9 \text{ m}\Omega \quad (4.24)$$

Il faut également prendre en compte le courant magnétisant, c'est-à-dire caractériser l'inductance L_s . Pour cela, il est fait le choix arbitraire d'avoir une valeur de courant magnétisant I_m égale à 10% du courant total I_s au point de fonctionnement à la limite du couple maximum ($I_{C_{max}}$) pour la vitesse de base. Les égalités suivantes apparaissent :

$$\begin{aligned} I_{C_{max}} &= \frac{V_{max}}{\|Z_{total}\|} \\ I_m = 0.1 I_{C_{max}} &= \frac{V_{max}}{L_s \omega_s} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Soit :

$$0.1 L_s \omega_s = \|Z_{total}\| \quad (4.26)$$

Avec :

$$\|Z_{total}\|^2 = \frac{(L_s N'_r \omega_s^2)^2 + (\frac{R'_r}{g} L_s \omega_s)^2}{(\frac{R'_r}{g})^2 + ((L_s + N'_r) \omega_s)^2} \quad (4.27)$$

Après simplifications :

$$N_r'^2 \omega_s^2 + (\frac{R'_r}{g})^2 - 0.1^2 (\frac{R'_r}{g})^2 - 0.1^2 N_r'^2 \omega_s^2 = 0.1^2 \omega_s^2 (L_s^2 + 2L_s N'_r) \quad (4.28)$$

En posant :

$$A = \frac{(1 - 0.1^2)N_r'^2\omega_s^2 + (1 - 0.1^2)\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2}{0.1^2\omega_s^2} \quad (4.29)$$

Ce qui donne l'équation du second degré suivante :

$$L_s^2 + 2L_sN_r' - A = 0 \quad (4.30)$$

Le discriminant vaut :

$$\Delta = (2N_r')^2 + 4A \quad (4.31)$$

Et comme L_s est positive, la seule valeur possible est la suivante :

$$L_s = \frac{-2N_r' + \sqrt{\Delta}}{2} \quad (4.32)$$

Après application numérique avec $\omega_s = 480.4$ rad/s et $g = 5.36\%$ (point de fonctionnement choisi), la valeur d'inductance trouvée est $L_s = 2$ mH. Le modèle de la machine est finalement entièrement caractérisé (en fonction des hypothèses simplificatrices et des choix arbitraires qui ont été faits). Ainsi, en fonction des points de fonctionnement demandés (à savoir les valeurs $\{C; \Omega\}$), il est possible de déterminer la pulsation statorique correspondante, la tension demandée et ainsi d'en déduire la valeur efficace du courant ainsi que l'angle de charge φ (angle entre le vecteur courant et le vecteur tension), à savoir les informations nécessaires pour calculer le courant efficace circulant dans les condensateurs de découplage.

Détermination du courant efficace circulant dans le modèle ainsi que de l'angle de charge

Cas où V/ω est constant Le chapitre précédent a présenté une expression générale du couple (valable si la résistance statorique est négligée) mais il est possible de linéariser cette expression dans le cas où $g \ll g_m$. Ainsi :

$$C_e \approx \frac{2\hat{C}g}{g_m} = \frac{3pV^2g}{R_r'\omega_s} \quad (4.33)$$

Et avec :

$$g = \frac{\omega_s - p\Omega}{\omega_s} \quad (4.34)$$

Alors :

$$C_e(\Omega) = \frac{3pV_s^2(\omega_s - p\Omega)}{R'_r\omega_s^2} = K(\Omega_s - \Omega) \quad (4.35)$$

Avec K une constante définie par :

$$K = \frac{3p^2V_s^2}{R'_r\omega_s^2} \quad (4.36)$$

Donc pour un point de fonctionnement X défini par $\{C_X; \Omega_X\}$, la vitesse de synchronisme vaudra $\Omega_s = \Omega_X + C_X/K$ et la tension V_s sera alors connue car V_s/ω_s est constant). Connaissant cela, il est possible de retrouver le glissement g correspondant et donc le courant efficace circulant dans le modèle équivalent ainsi que l'angle de charge φ .

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{V}_s}{Z_{total}} = I_s e^{j\varphi} \quad (4.37)$$

Avec :

$$\bar{Z}_{total} = \frac{-L_s N'_r \omega_s^2 + j \left(\frac{R'_r}{g} L_s \omega_s \right)}{\frac{R'_r}{g} + j(L_s + N'_r) \omega_s} \quad (4.38)$$

Ainsi :

$$I_s = \frac{V_s \sqrt{\left(\frac{R'_r}{g} \right)^2 + ((L_s + N'_r) \omega_s)^2}}{\sqrt{(L_s N'_r \omega_s^2)^2 + \left(\frac{R'_r}{g} L_s \omega_s \right)^2}} \quad (4.39)$$

Concernant le calcul de l'angle de charge φ , il faut faire une distinction selon le signe de g. En effet, dans les cas où la machine fonctionne en génératrice, le glissement sera alors négatif, ce qui signifie que la partie réelle du dénominateur de l'impédance totale le sera aussi, ce qui change la définition de son argument.

Si $g > 0$:

$$\varphi = -\pi + \arctan \left(\frac{\frac{R'_r}{g}}{N'_r \omega_s} \right) + \arctan \left(\frac{(L_s + N'_r) \omega_s}{\frac{R'_r}{g}} \right) \quad (4.40)$$

Si $g < 0$:

$$\varphi = \arctan \left(\frac{\frac{R'_r}{g}}{N'_r \omega_s} \right) + \arctan \left(\frac{(L_s + N'_r) \omega_s}{\frac{R'_r}{g}} \right) \quad (4.41)$$

Cas particulier du défluxage Pour atteindre une vitesse supérieure à la vitesse de base, il est nécessaire de « défluxer » la machine, c'est-à-dire de garder la tension à sa valeur maximum mais d'augmenter la pulsation ω . L'équation linéarisée du couple devient alors :

$$C_e \approx \frac{3pV_{max}^2 g}{R'_r \omega_s} \quad (4.42)$$

Soit :

$$C_e(\Omega) = \frac{K'}{\omega_s^2} (\Omega_s - \Omega) \quad (4.43)$$

Avec :

$$K' = \frac{3p^2 V_{max}^2}{R'_r} \quad (4.44)$$

Donc pour un point de fonctionnement X défini par $\{C_X; \Omega_X\}$, l'équation du second degré décrivant la vitesse de synchronisme est la suivante :

$$\omega_s^2 C_X - \frac{K'}{p} \omega_s + K' \Omega_X = 0 \quad (4.45)$$

Le discriminant vaut :

$$\Delta = \left(\frac{K'}{p} \right)^2 - 4K' C_X \Omega_X \quad (4.46)$$

Donc :

$$\omega_s = \frac{\frac{K'}{p} \pm \sqrt{\Delta}}{2C_X} \quad (4.47)$$

Des essais très simples permettent de montrer que la valeur ω_s permettant d'obtenir le plus petit glissement est la valeur :

$$\omega_s = \frac{\frac{K'}{p} - \sqrt{\Delta}}{2C_X} \quad (4.48)$$

Ainsi, connaissant ω_s , le glissement g du point de fonctionnement considéré se déduit facilement et comme $V_s = V_{max}$, le courant efficace circulant dans notre modèle équivalent ainsi que l'angle de charge φ peuvent être recalculés comme précédemment.

4.1.3 Modèle d'onduleur

Le section précédente a permis de caractériser le modèle de machine considéré ce qui a conduit à pouvoir calculer le courant efficace ainsi que l'angle de charge pour n'importe quel point de fonctionnement. Il reste néanmoins un paramètre à connaître pour calculer la valeur du courant efficace circulant dans les condensateurs de découplage, c'est l'indice de modulation. Ceci est possible par l'équation :

$$m = \frac{\sqrt{2}V_s}{\frac{V_{dc}}{2}} \quad (4.49)$$

Avec V_{dc} la tension du bus continu. Il est d'ailleurs possible de vérifier que pour $V_s = V_{max}$, l'indice de modulation vaut bien 1.15, ce qui correspond à la limite de linéarité de la Space Vector Modulation tel que cela a été évoqué précédemment. Tout est désormais réuni pour calculer le courant efficace circulant dans les condensateurs de découplage. En effet, comme cela est montré dans [Ngu11], dans le cas d'une SVM, cette valeur est définie par l'équation 4.50.

$$RMS_{Ic} = \hat{I} \sqrt{\frac{\sqrt{3}m}{4\pi} + \left(\frac{\sqrt{3}m}{\pi} - \frac{9m^2}{16} \right) \cos(\varphi)^2} \quad (4.50)$$

Il est également intéressant d'étudier une autre stratégie de commande, l'Uni-DCPWM [Ngu11]. Cette stratégie permet de minimiser le courant efficace par rapport à la SVM sur une certaine plage de fonctionnement et donc de minimiser également l'échauffement. Dans le cas d'une utilisation réaliste d'un véhicule, il n'est pas hors de propos d'imaginer que cette plage de fonctionnement peut varier de manière importante et assez brusquement provoquant de ce fait une variation de température non négligeable dans les condensateurs. En effet, rappelons que l'un des buts de l'étude est de quantifier l'impact de telles variations de température sur la durée de vie des condensateurs de découplage. Or, cette variation de température est directement liée au courant efficace circulant dans ces derniers. Ainsi, dans le cas où une température relativement constante serait moins dommageable à long terme que des variations importantes, il est possible d'imaginer un changement de stratégie en fonction du point de fonctionnement désiré non pas pour minimiser à tout prix le courant efficace mais au contraire pour garder une certaine constance de dernier.

Contrairement à la SVM, il n'existe pas formule pour calculer directement le courant efficace circulant dans les condensateurs avec cette stratégie, c'est pourquoi une cartographie établie au préalable a été réalisée (figure 4.9 [Ngu11]).

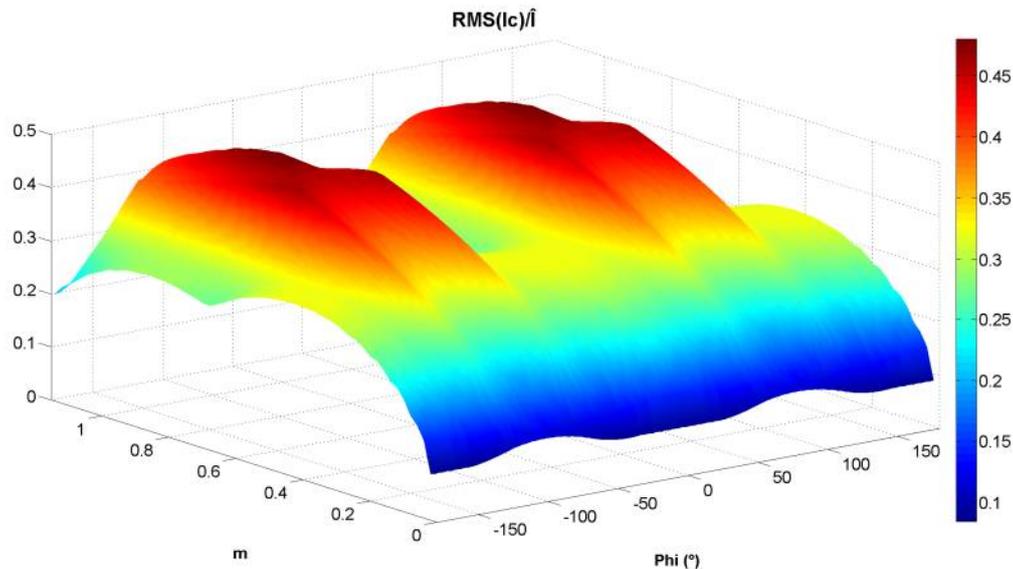


FIGURE 4.9 – Cartographie du courant efficace dans les condensateurs pour la stratégie Uni-DCPWM

Finalement, il est maintenant possible de connaître à tout instant le courant efficace circulant dans les condensateurs de découplage pour ces deux stratégies de modulation. Cela permet dans un premier temps de dimensionner les condensateurs à utiliser dans le cadre d'un banc de vieillissement accéléré et dans un second temps, grâce au modèle thermique décrit dans le chapitre 2, de déterminer leur échauffement interne.

4.2 Détermination de sollicitations réalistes

Chacune des étapes conduisant à la détermination du courant efficace circulant dans les condensateurs de découplage utilisés dans un véhicule électrique urbain et pour n'importe quel point de fonctionnement ont été décrites. Il est désormais temps d'analyser les résultats obtenus en simulation.

4.2.1 Résultats des simulations

Sollicitations mécaniques dues au cycle ECE 15

Connaissant les accélérations et les vitesses demandées par ce profil, nous sommes en mesure de déterminer les forces appliquées au véhicule et ainsi le couple nécessaire que le moteur devra fournir avec les équations 4.5 et 4.6. Le profil du couple demandé sur un cycle est montré sur la figure 4.10.

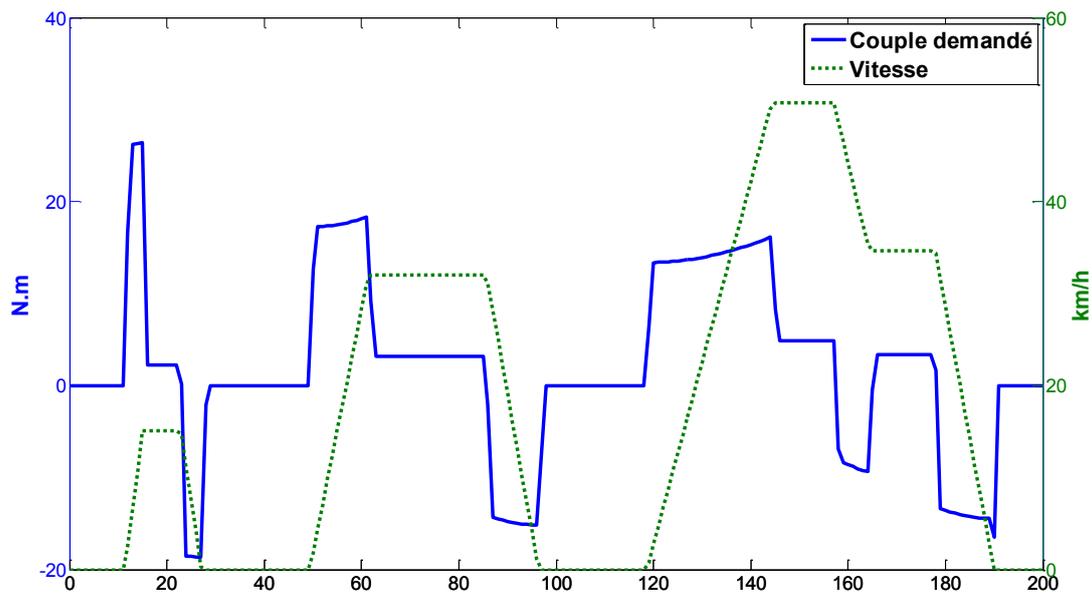


FIGURE 4.10 – Sollicitations en couple et en vitesse du profil ECE 15

Grandeurs électriques dans le moteur

Détenant à chaque instant l'information du couple à fournir par le moteur ainsi que la vitesse correspondante, nous pouvons dans tous les cas à partir des équations précédentes déterminer la vitesse de synchronisme correspondante. Que ce soit en fonctionnement normal puisque le coefficient K est constant, ou en défluxage où il suffit de résoudre l'équation du second degré comme montré précédemment. Une fois l'information de vitesse de synchronisme connue, on peut recalculer le glissement g ainsi que la tension V_s . Toujours avec les équations décrites précédemment, nous sommes alors en mesure de recalculer la valeur efficace du courant circulant dans les phases du moteur, ainsi que l'angle de charge φ . Les valeurs de la tension, du courant et de φ correspondantes au cycle ECE 15 sont résumées sur la figure 4.11.

Remarque 4.2.1. *On peut constater que la tension est bien limitée à 21.23 V en cas de défluxage.*

Courant efficace dans les condensateurs

Il suffit ensuite d'envoyer ces valeurs dans le modèle d'onduleur pour recalculer la valeur efficace du courant circulant dans les condensateurs de découplage pour tous

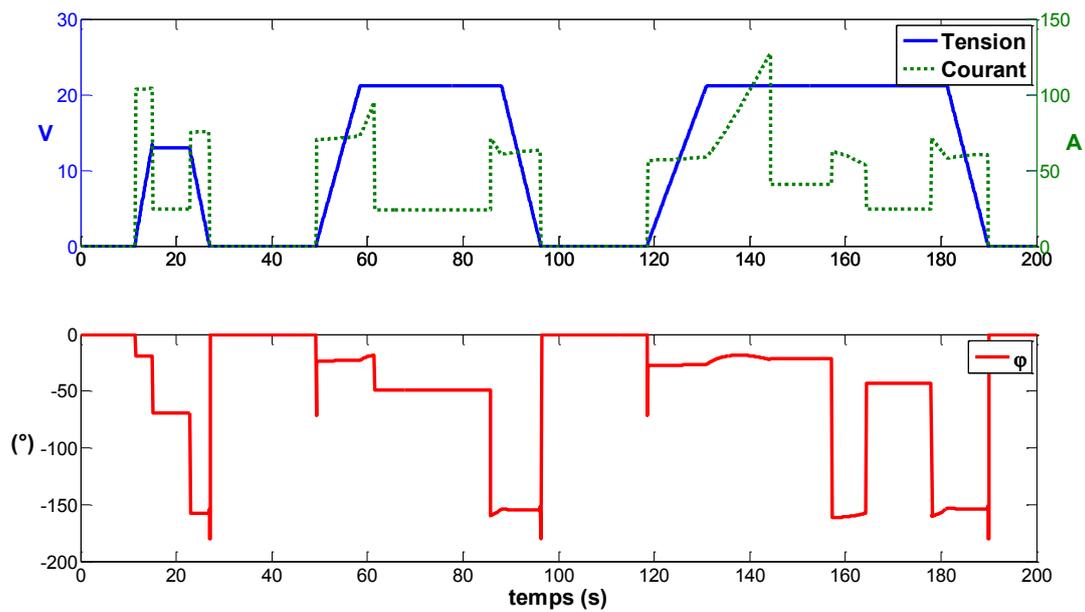


FIGURE 4.11 – Sollicitations électriques du profil ECE 15

les points du plan de fonctionnement et ce pour la stratégie que l'on veut (SVM ou Uni-DCPWM). Ceci est obtenu soit par la formule 4.50 dans le cas de la SVM, soit par une table pré-établie dans celui de l'Uni-DCPWM. L'allure du courant efficace au cours du cycle est illustrée sur la figure 4.12.

On peut constater que le courant, notamment dans le cas d'une SVM, peut atteindre des valeurs relativement élevées avec une valeur maximum de près de 63 A. Cette valeur devra nous aider à dimensionner les condensateurs que nous allons étudier sur le banc d'essai. Bien évidemment, il ne faut pas espérer trouver un composant capable de subir de telles valeurs à lui seul mais plutôt un certain nombre de condensateurs montés en parallèle. Comme cela a déjà indiqué dans l'introduction, les condensateurs qui ont été choisis sont de marque Kemet© et ont pour référence : PEG225MF3470Q. Ils ont été sélectionnés pour plusieurs raisons. D'une part, ils sont dédiés aux applications automobiles avec une température de fonctionnement élevée (125°C). D'autre part, dans la gamme des condensateurs de 63 V (gamme qu'il nous est nécessaire de choisir ayant un bus continu de 52 V), ce sont ceux qui peuvent supporter le courant le plus élevé. Les détails concernant les caractéristiques de cet élément peuvent être trouvés en annexe. Ainsi, seulement trois de ces composants montés en parallèle sont nécessaires pour supporter le courant demandé par le véhicule dans le cas du cycle ECE-15.

Remarque 4.2.2. Si l'on se réfère à la documentation technique des PEG225MF3470Q, on

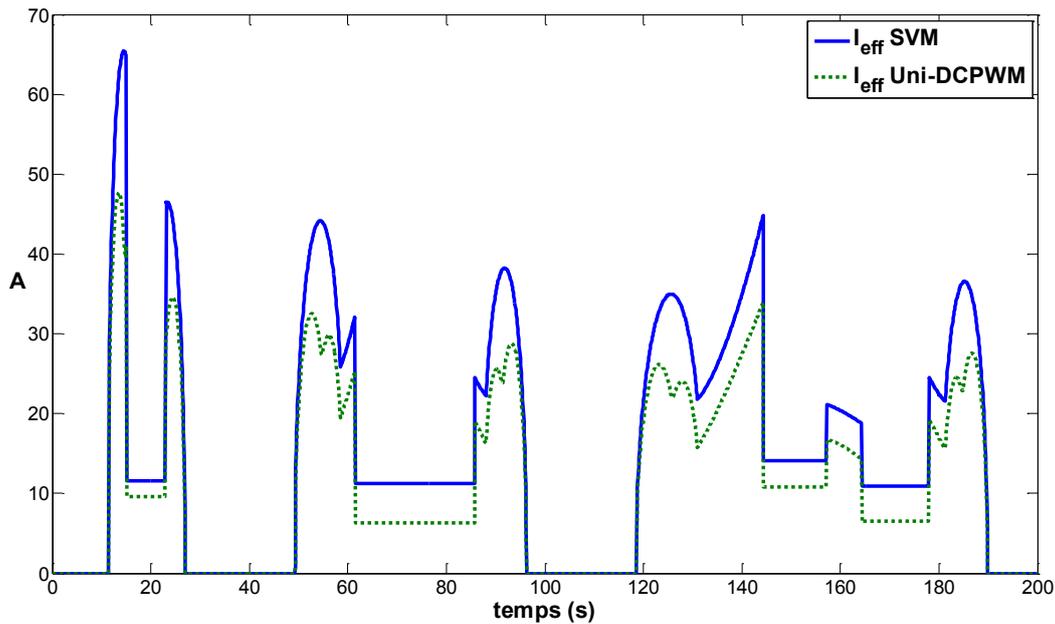


FIGURE 4.12 – Courant efficace dans les condensateurs pour le profil ECE 15 en fonction des stratégies employées

pourra noter qu'il serait préférable de monter quatre composants au lieu de trois. Néanmoins, puisqu'il s'agit de fabriquer par la suite un banc de cyclage accéléré, le choix a été fait de les solliciter un peu au-dessus de leur limite. De même, la valeur de capacité choisie ($470 \mu\text{F}$) se justifie parce qu'il s'agit des plus petits composants de cette gamme et donc les plus faciles à faire chauffer.

4.2.2 Simulations thermiques et conclusions de la modélisation d'un véhicule

Nous connaissons désormais les courants mis en jeu dans le cas d'un cycle ECE-15 avec le véhicule simulé et ce, pour deux stratégies de commande différentes. Ceci a permis de faire le choix des composants en fonction des valeurs obtenues. Le modèle thermique a également déjà été présenté. Il ne reste qu'à observer l'évolution de l'échauffement pour chacune des stratégies afin de déterminer si les sollicitations électriques seront suffisantes pour amener la température des composants autour de leur valeur nominale et de connaître notamment la température ambiante nécessaire. La figure 4.13 présente la température interne obtenus après une répétition de dix cycles ECE-15 avec une température ambiante de 95°C (cette valeur a été choisie bien

évidemment arbitrairement après plusieurs simulations) et une fréquence de découpage de 5 kHz (valeur maximum fournit par le constructeur permettant de calculer l'ESR. Le premier constat est que la stratégie Uni-DCPWM, comme il était possible de l'envisager, provoque un échauffement interne bien moindre que la stratégie SVM. Étant donné que le courant efficace est inférieur pendant tout le cycle ECE-15 rien d'étonnant à ce résultat. Le deuxième constat, si on ne s'intéresse qu'à la stratégie SVM (celle qui chauffe le plus et donc nous intéresse pour effectuer un vieillissement accéléré) est que, même si la température interne varie bien autour de 125°C comme désiré, l'excursion maximum n'est que de 4°C. Or, le but étant de comprendre l'impact d'une température variable sur le vieillissement des condensateurs, il est légitime de penser qu'une excursion bien plus importante est nécessaire, plutôt de l'ordre de 20°C. De plus, la température ambiante nécessaire pour atteindre un valeur interne suffisante est relativement élevée.

En effet, même si un véhicule électrique ou hybride peut chauffer suffisamment pour créer une telle ambiance, il faut garder en tête que l'on doit être capable de reproduire ce genre de conditions avec un banc d'essais. L'idée première étant de « simuler » le courant efficace demandé par le cycle ECE-15 en pilotant le rapport cyclique d'un hacheur simple. En effet, comme cela va être présenté dans la partie suivante, il est tout à fait possible de contrôler de manière précise la valeur du courant circulant dans les condensateurs simplement avec ce type de montage. Or, pour être efficace dans leur fonction, les condensateurs de découplage doivent être placés au plus près du convertisseur de puissance, à savoir le hacheur dans notre cas. Ainsi, les autres éléments composant ce dernier vont également devoir subir une température ambiante très élevée. Or, pour des raisons de budget, l'ensemble des composants nécessaires à réaliser la fonction hacheur (hormis les condensateurs de découplage) sont de gamme « classique », c'est-à-dire, non adaptés à des températures aussi importantes. Ceci aura un impact quant aux sollicitations réelles qu'il va être possible d'appliquer aux condensateurs de découplage.

En résumé, cette partie a permis d'effectuer une modélisation complète d'un véhicule électrique urbain et de déterminer la valeur efficace du courant circulant dans les condensateurs de découplage pour un cycle ECE-15. Grâce à cela (ainsi qu'au modèle thermique développé dans le chapitre 2), il a été possible de déterminer l'échauffement ainsi engendré. Ce dernier ne propose toutefois pas une variation thermique suffisamment importante pour permettre d'analyser l'effet d'une température variable sur la durée de vie de ce type de composants. De ce fait et toujours dans l'optique de créer un banc de vieillissement accéléré permettant de quantifier cet impact, il est nécessaire d'aborder le dimensionnement du banc sous un autre angle.

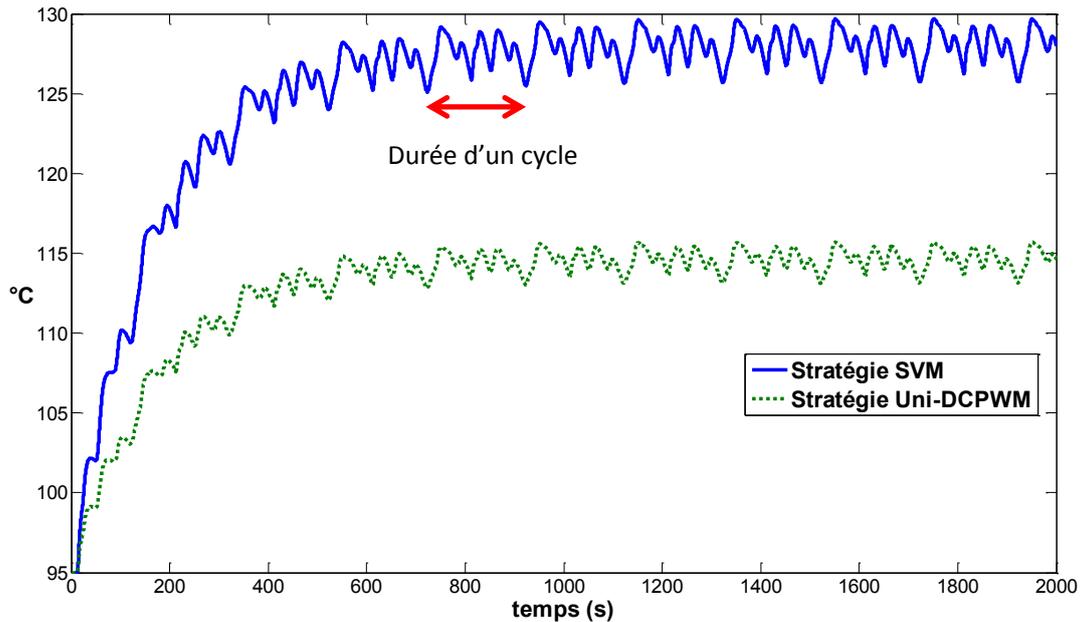


FIGURE 4.13 – Température interne du condensateur pour le profil ECE 15

Remarque 4.2.3. Le choix du cycle ECE 15 a été fait car à l'époque de cette étude de dimensionnement (début 2013), ce dernier, bien que remplacé depuis longtemps par le cycle NEDC (assez similaire mais disposant d'une partie extra-urbaine) était encore celui utilisé pour quantifier l'autonomie d'un véhicule électrique, du moins en Europe. À l'origine, il était utilisé pour quantifier la consommation de carburant ainsi que les émissions polluantes des véhicules avec moteur à explosion. Étant donné que le Twizy est un véhicule exclusivement urbain, ce cycle paraissait donc totalement adapté. Néanmoins il convient de signaler que, sans remettre en cause la perspicacité d'un tel cycle, il n'est pas conçu pour représenter un comportement réaliste. En effet, lors d'un fonctionnement urbain réel, un ensemble de facteurs peut induire des sollicitations plus violentes. Des changements de dénivelé, une circulation irrégulière, les feux de signalisations sont autant de raisons pouvant provoquer des décélérations et accélérations bien plus fortes que celles du cycle.

4.3 Dimensionnement du banc de vieillissement accéléré

Malgré le fait que toute l'étude précédente ne puisse en l'état être utilisée pour déterminer l'impact d'une variation de température sur la durée de vie des CEA,

elle nous a tout de même apportée beaucoup d'informations concernant le dimensionnement des condensateurs utilisés dans une application automobile. Ainsi, nous allons conserver les éléments sélectionnés (les PEG225MF3470Q) car ils correspondent exactement à la cible que l'étude vise. Cependant, il est nécessaire d'opter pour une approche différente afin de concevoir le banc de vieillissement accéléré.

L'idée est simple, il s'agit de conserver l'utilisation d'un hacheur avec un rapport cyclique pilotable pour faire varier le courant efficace dans les condensateurs de découplage à notre guise et donc d'obtenir la variation de température souhaitée. De plus, afin de rester dans le même domaine d'étude, les grandeurs électriques comme par exemple la tension du bus continu de 52 V sont également conservées. La figure 4.14 présente une version schématique du hacheur qui va maintenant être défini.

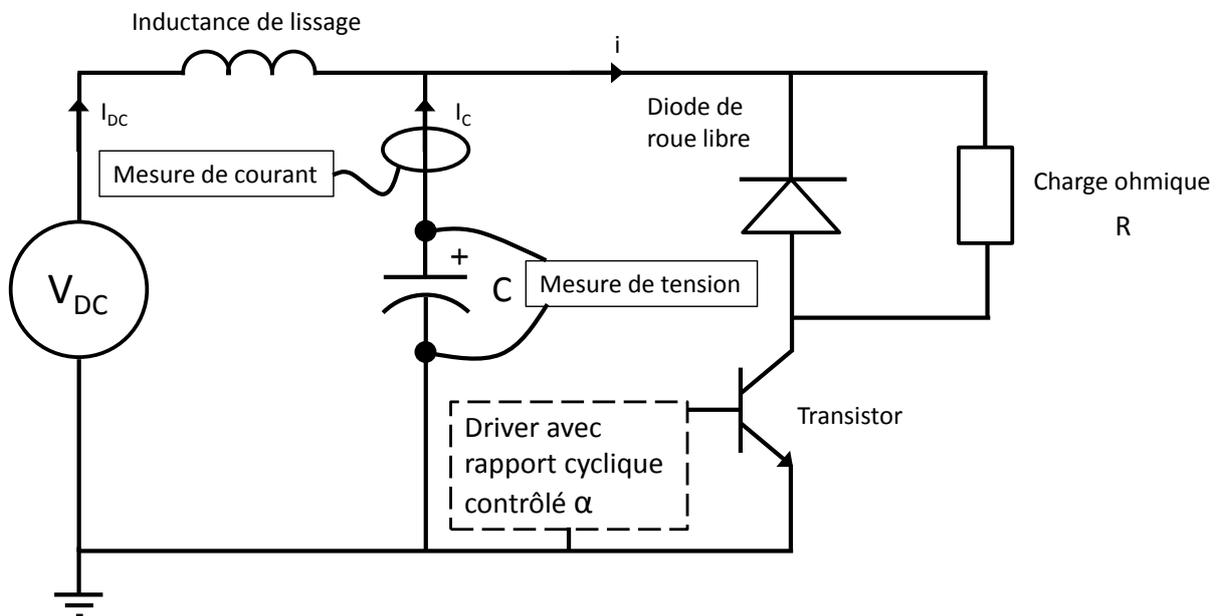


FIGURE 4.14 – Schéma de principe du hacheur simple utilisé

Comme cela a été évoqué, le contrôle du rapport cyclique du hacheur permet de contrôler le courant efficace dans les condensateurs, mais à condition de faire l'hypothèse que le courant sortant du bus continu est parfaitement lissé. En effet avec cette supposition (qui est globalement très plausible) on a :

$$\langle I_{DC} \rangle = \alpha \cdot I_0 \quad (4.51)$$

Avec :

$$I_0 = \frac{V_{DC}}{R} \quad (4.52)$$

Or :

$$I_c = i(t) - \langle I_{dc} \rangle \quad (4.53)$$

Et comme :

$$I_{CRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i(t) - \langle Idc \rangle)^2 dt} \quad (4.54)$$

On obtient :

$$I_{CRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i(t)^2 - 2.\alpha.I_0.i(t) + \alpha^2.I_0^2) dt} \quad (4.55)$$

Soit :

$$I_{CRMS} = \sqrt{\alpha.I_0^2 - 2.\alpha^2.I_0^2 + \alpha^2.I_0^2} \quad (4.56)$$

Donc finalement :

$$I_{CRMS} = I_0 \cdot \sqrt{\alpha \cdot (1 - \alpha)} \quad (4.57)$$

Cette fonction dispose d'un maximum comme ceci est illustré sur la figure 4.15

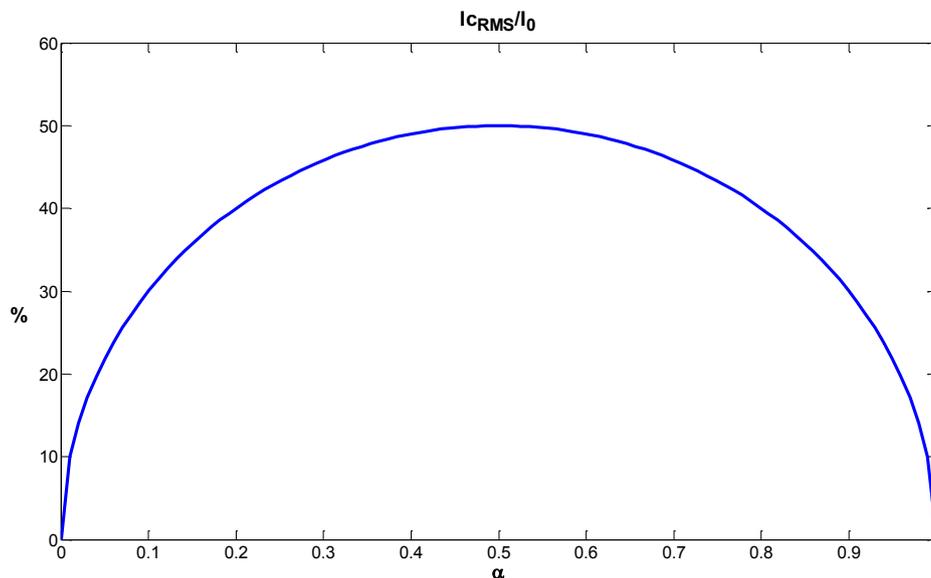


FIGURE 4.15 – Variation de I_{CRMS}/I_0 en fonction du rapport cyclique

Ainsi, il suffit de faire varier α entre deux valeurs comprises entre 0 et 0.5 pour borner la variation de température dans le condensateur. Après quelques essais en simulation et avec pour objectif d'obtenir une température interne de 125°C à +/- 15°C avec une température ambiante de 70°C, les grandeurs électriques et temporelle ont finalement été déterminées et sont résumées dans le tableau 4.2.

Remarque 4.3.1. Pour une plus grande simplicité, le mode de variation du rapport cyclique α a été choisi purement sinusoïdal. La valeur de 70°C pour l'air ambiant est due à une contrainte de certains composants comme les transistors utilisés qui, ayant déjà beaucoup de chaleur à évacuer par eux-mêmes n'auraient pas pu supporter plus. Il faut d'ailleurs noter qu'après un

nombre conséquent de casses de ces composants, ils ont été doublés (deux transistors montés en parallèle) pour mieux supporter le courant débité.

V_{DC}	52 V
R	2.5 Ω
I_0	20.8 A
α_1	0.1
α_2	0.5
T_{cycle}	1000 s

TABLE 4.2 – Dimensionnement du hacheur et du cycle thermique

Avec ces valeurs, on obtient une variation de température simulée telle que présentée sur la figure 4.16 avec T_h (« hot spot ») la température interne.

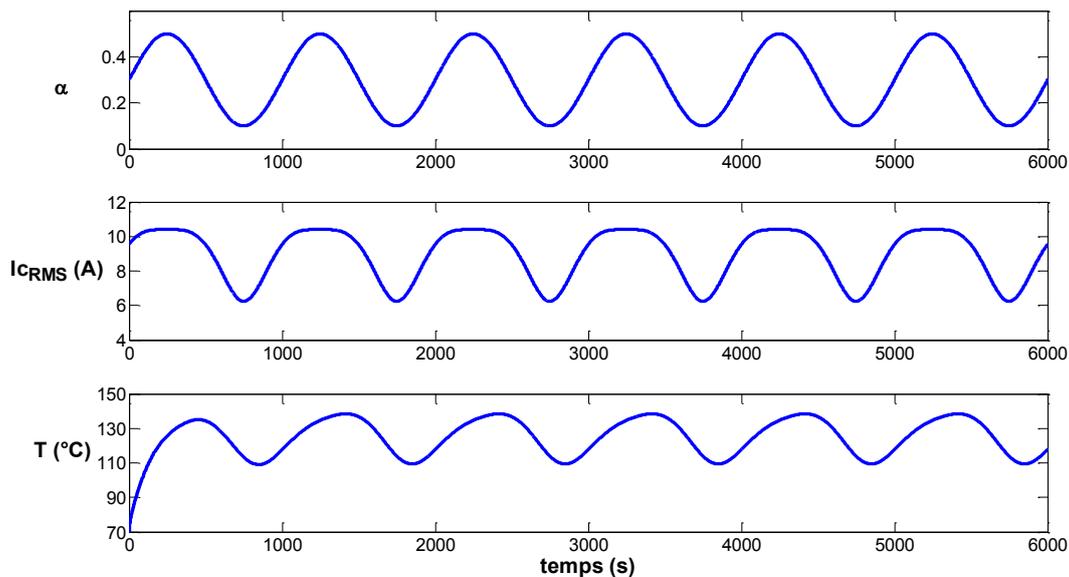


FIGURE 4.16 – Cycle de vieillissement obtenu avec la topologie hacheur considérée

Désormais que tous les paramètres ont été déterminés concernant le dimensionnement du banc de vieillissement accéléré, il est temps de présenter la réalisation technique à proprement parler ainsi qu'à étudier les résultats du vieillissement.

Remarque 4.3.2. Pour comprendre l'impact d'une température variable, il est bien évidemment indispensable de comparer le vieillissement avec des condensateurs dont la température reste constante. Pour ce faire, le choix a été fait de déterminer la température permettant aux

condensateurs de dissiper la même énergie que sur un cycle complet. Ceci conduit à une température constante légèrement supérieure à 125°C et peut être obtenue avec un rapport cyclique constant égal à environ 0.35.

Chapitre 5

Réalisation pratique du banc de vieillissement accéléré. Étude du vieillissement

5.1 Réalisation pratique

Le dimensionnement du hacheur nécessaire à faire varier de manière significative la température interne des condensateurs étudiés ayant été réalisé, il est désormais possible de passer à la conception de ce dernier. Bien évidemment, pour un banc de vieillissement (même accéléré) qui est censé être en fonctionnement pendant plusieurs milliers d'heures avant de donner des résultats exploitables, on ne peut se contenter d'un seul élément étudié. Toutefois, toujours dans un souci de limite budgétaire, de temps d'analyse mais également de compacité (rappelons que la température ambiante ne peut s'obtenir que dans une enceinte climatique et donc avec un volume réduit), il faut également se limiter de manière intelligente dans le nombre de composants à cycler. De plus, puisque l'objectif est de déterminer l'impact d'une température variable sur le vieillissement, il est également nécessaire dans le même temps de faire vieillir des condensateurs à température constante (ce qui est aisé à réaliser en ayant un rapport cyclique de hacheur constant). Ainsi cela double le nombre des composants à étudier. Finalement, le choix s'est arrêté sur le nombre de trois composants par type de vieillissement (à température fixe et variable) ce qui amène à un total de six condensateurs et donc de six hacheurs à réaliser.

Pour résoudre le souci de compacité, les six hacheurs ont été placés sur la même plaque epoxy comme montré sur la figure [5.1a](#). Les parties correspondantes au schéma

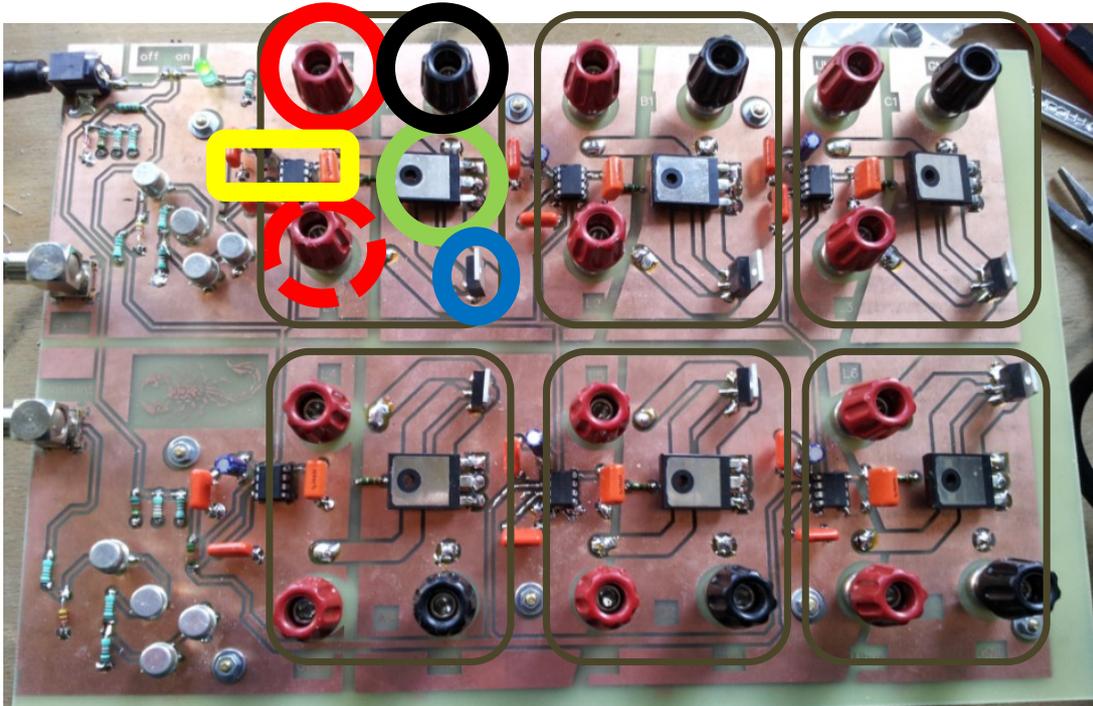
ont été reportées avec des cercles de couleurs (figure 5.1b). On peut d'ailleurs visualiser le retour des résistances de charges (cercle en pointillé). À noter que la partie en provenance du bus continu (après les inductances de lissage) est directement reliée aux charges. Ces charges justement ont été mises en place dans un chariot disposant d'une ventilation régulée en température (figure 5.2). En effet, vus les courants mis en jeu, ce sont des résistances de forte puissance (1 kW) et il est estimé qu'en moyenne environ 3 kW seront dissipés.

Un détail peut sembler intrigant sur la photo 5.1a, c'est l'absence des condensateurs. Ces derniers sont en effet montés sur des cartes détachables pour être facilement séparés du reste du montage lors des phases d'analyse impédancemétrique. On peut voir une de ces cartes isolée sur la figure 5.3a et une fois mise en place sur la carte hacheur sur la figure 5.3b.

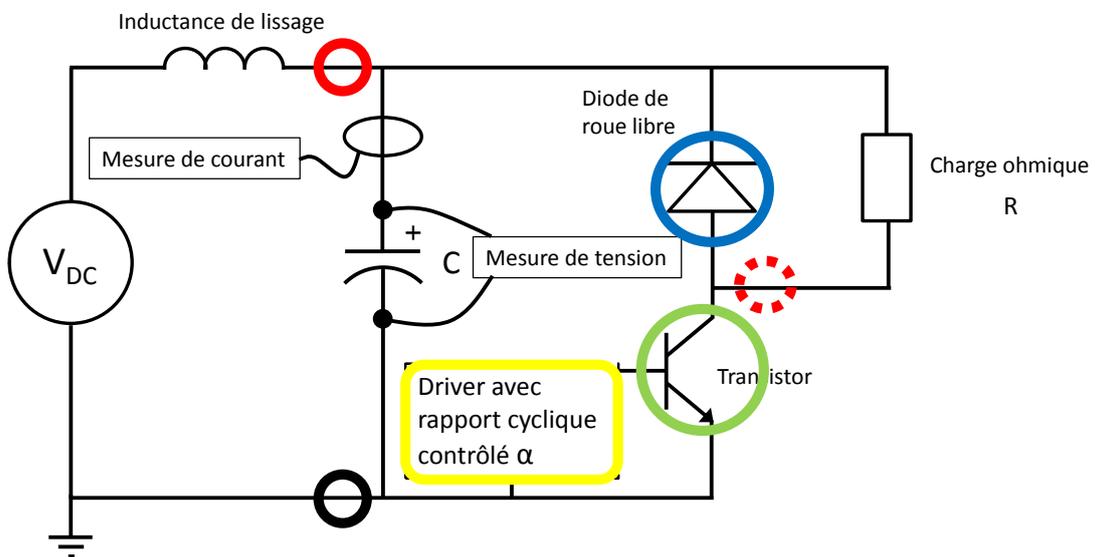
Remarque 5.1.1. *La dissipation de chaleur nécessaire au bon fonctionnement des transistors est assurée par des dissipateurs en céramique de très petite taille qui n'étaient pas encore mis en place sur la figure 5.1a mais peuvent être aperçus sur la figure 5.3b. Sur cette dernière, il est possible de remarquer que les transistors ont été doublés sur chacun des hacheurs pour pouvoir supporter des courants importants dans des conditions environnementales assez extrêmes.*

Pour servir de bus continu, il a été nécessaire d'utiliser deux alimentations de puissance (figure 5.4). En effet, compte-tenu des courants et tensions nécessaires, une seule alimentation aurait dû délivrer une puissance assez importante et aurait alors été bien trop onéreuse. Un bon compromis a été obtenu avec des alimentations de marque Elektro-Automatik (modèle PS 8000 2U) chacune pouvant délivrer 80 V et un courant jusqu'à 60 A pour l'une et 120 A pour l'autre (mais pas à tension nominale) pour une puissance de respectivement 1.5 kW et 3 kW. Étant donné que les trois hacheurs avec un rapport cyclique constant demanderont au final un courant moins important que les hacheurs avec un rapport cyclique variable lorsque ces derniers débiteront le courant maximal, l'alimentation de plus faible puissance (1.5 kW) leur est dédiée.

Finalement, l'ensemble de la carte avec les hacheurs sur laquelle sont apposés les cartes démontables comportant les condensateurs est placé dans une étuve régulée en température (figure 5.5). Cette dernière est percée sur le dessus pour permettre le passage des câbles vers les alimentations continues d'une part et vers le chariot de résistances de charge d'autre part.



(a) Carte contenant les six hacheurs sans les condensateurs électrolytiques aluminium

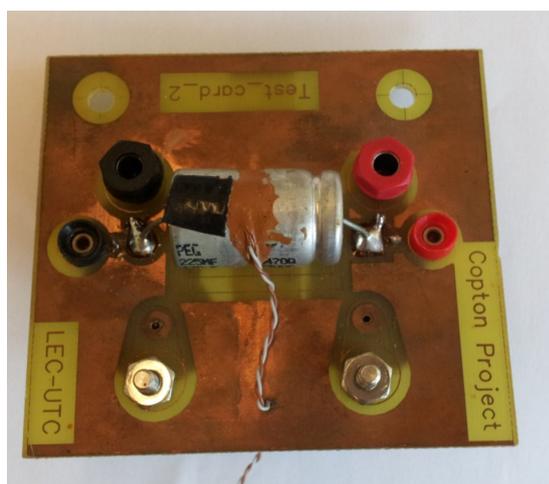


(b) Représentation schématique d'un hacheur à titre de comparaison

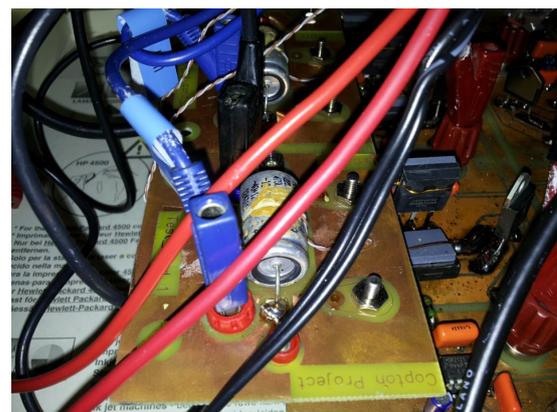
FIGURE 5.1 – Carte hacheur



FIGURE 5.2 – Chariot avec les résistances de charge (2.5Ω pour 1 kW chacune)



(a) Carte plug-in seule



(b) Carte plug-in montée

FIGURE 5.3 – Carte hacheur



FIGURE 5.4 – Alimentations continues respectivement de 1.5 kW et 3 kW

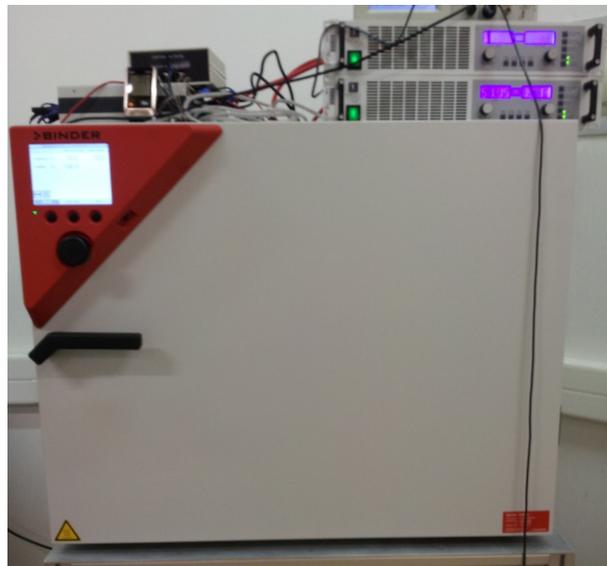


FIGURE 5.5 – Photo de l'étuve et du banc de cyclage complet

5.2 Résultats du vieillissement des CEA

L'étude du vieillissement des condensateurs a été réalisée par un suivi et un contrôle régulier de l'impédance de chacun d'entre eux selon la méthode de mesure impédancemétrique décrite dans le chapitre 2. La procédure a été la suivante :

- une première mesure est faite avant le début du cyclage pour définir l'état initial.
- mise en route du banc de cyclage.
- à des intervalles de temps relativement réguliers (variant entre 500 et 1000 h) le banc est arrêté.
- une mesure d'impédancemétrie est faite deux fois sur chacun des condensateurs pour trois températures différentes (25°C, 60°C et 80°C) afin de moyenner les erreurs de mesure.
- les composants sont remis en place sur la carte hacheur et le banc est relancé jusqu'à la prochaine interruption.

5.2.1 Évolution de l'ESR pour une fréquence donnée

Comme cela a déjà été évoqué, un des moyens les plus utilisés pour quantifier le vieillissement d'un condensateur électrolytique aluminium est d'évaluer sa partie réelle. Cependant, il n'y a pas de règle véritablement établie concernant la fréquence à laquelle l'ESR doit être déterminé. Selon les constructeurs ou diverses documentations, il sera possible de trouver des valeurs d'ESR à 100 Hz, 120 Hz et même à 100 kHz, tout cela sans réelle justification. Ici, le choix a été fait d'étudier l'évolution de l'ESR à la fréquence de découpage des hacheurs, c'est-à-dire 10 kHz car c'est à cette fréquence que seront les signaux au sein du condensateur.

Remarque 5.2.1. *Cela peut sembler en contradiction avec ce qui a été évoqué dans le chapitre 3 puisqu'il avait alors été montré que dans le cadre d'une SVM, la majorité de la puissance spectrale du courant dans les condensateurs de découplage se trouvait au niveau de deux fois la fréquence de découpage de l'onduleur. Néanmoins, ceci peut varier selon la stratégie de modulation employée. De plus, nous sommes ici dans le cas d'un hacheur piloté en boucle ouverte et le courant présent est exactement à la fréquence de découpage. Bien évidemment, ceci ne contredit pas les justifications apportées pour effectuer les simplifications dans le chapitre 3.*

Remarque 5.2.2. Les valeurs de 100 Hz et 120 Hz ont en réalité une origine « historique ». Il s'agit en fait de la fréquence des signaux après un redressement de la tension secteur (qui vaut soit 50 Hz soit 60 Hz selon le pays). En effet, ce type de condensateur est notamment utilisé depuis longtemps pour lisser ces signaux redressés et c'est pour cela que beaucoup de constructeurs indique l'ESR pour ces fréquences même si les condensateurs sont destinés à un usage tout autre.

Les figures 5.6, 5.7 et 5.8 montrent respectivement la valeur mesurée de l'ESR à 10 kHz pour tous les condensateurs vieillis au fil du temps et ce pour trois températures différentes. Les composants A₁, B₁, C₁ sont ceux qui ont été thermiquement cyclés tandis que A₂, B₂ et C₂ ont été maintenus à une température constante.

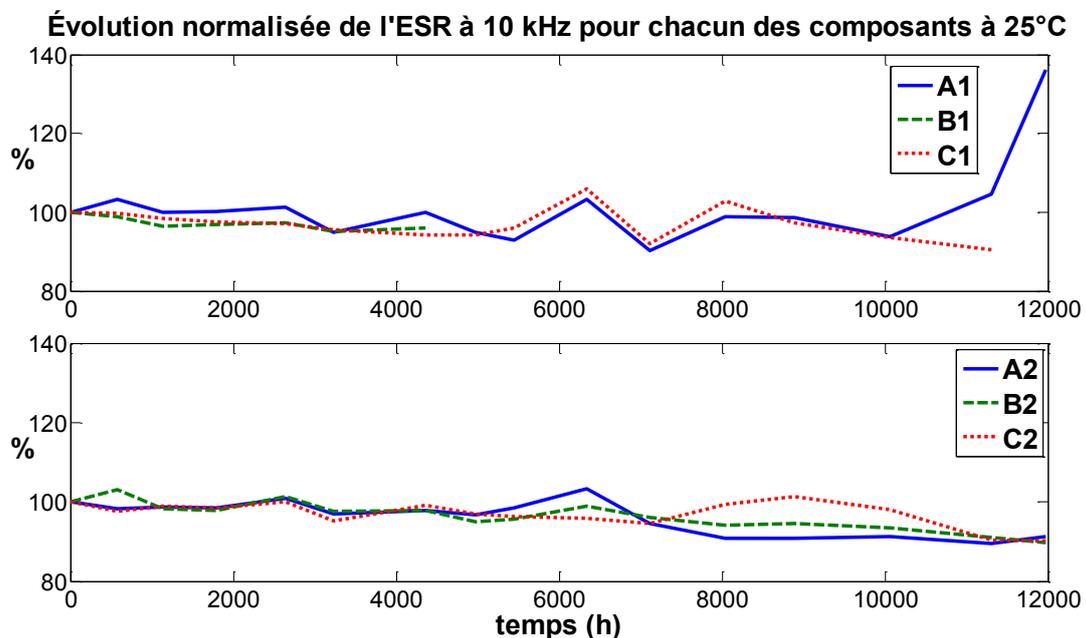


FIGURE 5.6 – Évolution normalisée par rapport à la valeur initiale de l'ESR à 10 kHz et 25°C

La première remarque importante est que, quelque soit le composant ou la température, l'évolution de l'ESR est très différente de ce à quoi il était possible de s'attendre en se référant uniquement à la littérature. En effet, alors que la plupart des articles scientifiques écrits sur le sujet montrent une ESR dont l'évolution se fait de manière exponentiellement croissante, dans notre cas, l'évolution est pratiquement imperceptible, voir même avec une tendance à diminuer au cours du temps.

La deuxième remarque qu'il est possible de faire est que le cyclage thermique ne semble pas impacter l'évolution de cette caractéristique. Toutefois, il convient de faire

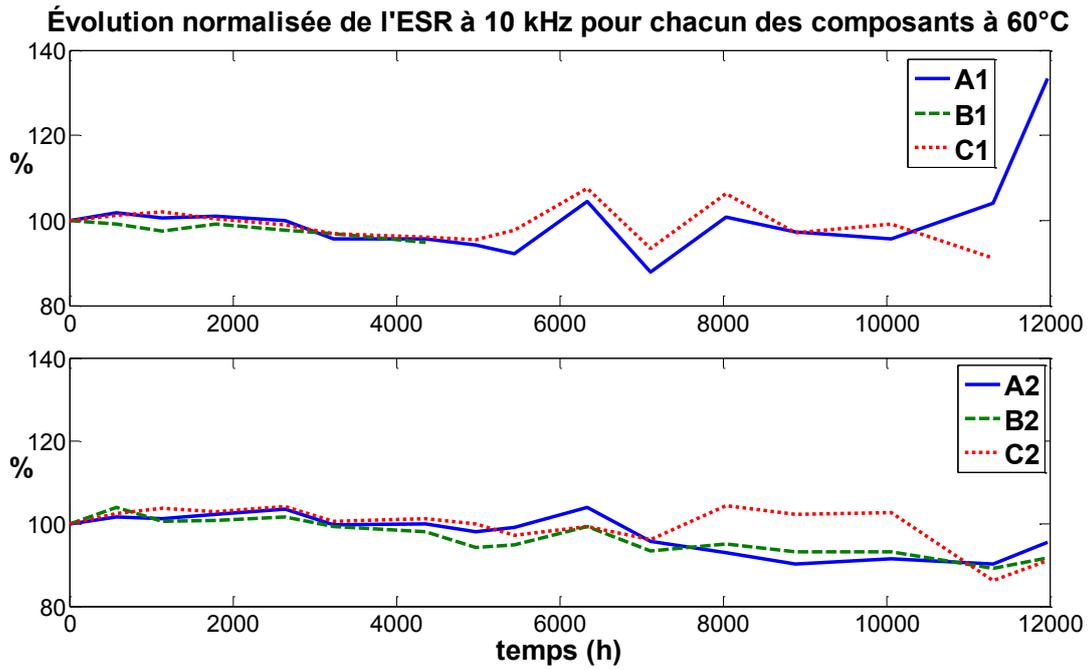


FIGURE 5.7 – Évolution normalisée par rapport à la valeur initiale de l'ESR à 10 kHz et 60°C

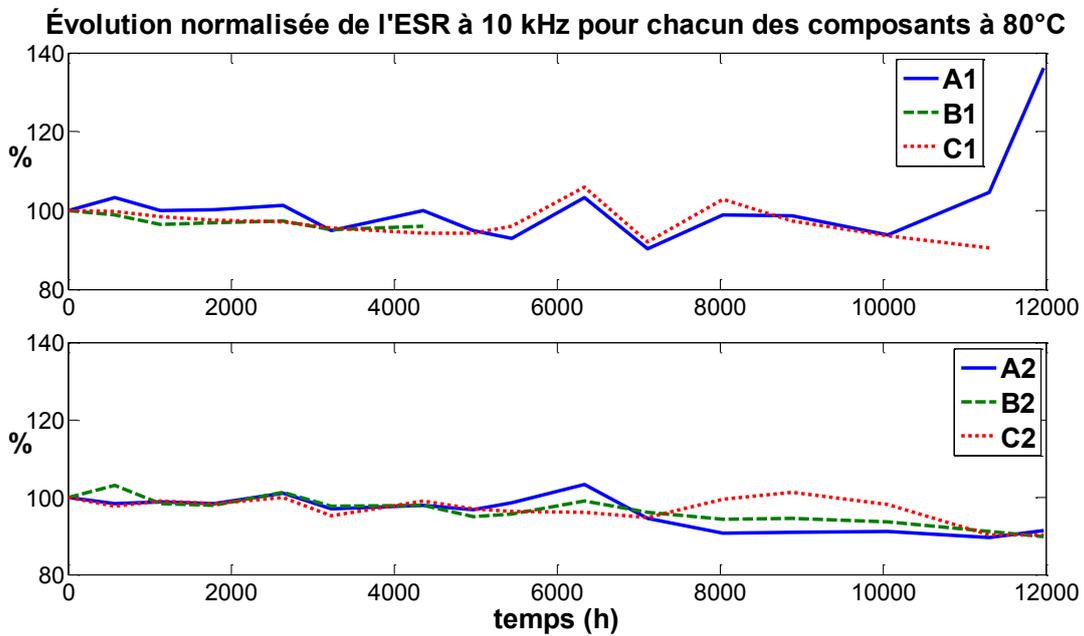


FIGURE 5.8 – Évolution normalisée par rapport à la valeur initiale de l'ESR à 10 kHz et 80°C

ici une petite précision. En effet, comme il est possible de le constater, l'évolution de l'ESR du composant B_1 ne dépasse pas les 4500 heures, tout simplement parce qu'un problème d'usure de la connectique n'a pas permis de continuer à faire des mesures 4 points correctes. Dans un registre différent, les deux dernières mesures du composant A_1 semblent présenter une nette augmentation. En réalité, cela s'explique par le fait qu'un composant de la même série (C_1) a subi un défaut catastrophique, ce qui a d'ailleurs conduit à arrêter totalement le banc de cyclage. Après plus de 10 000 heures de fonctionnement, ce composant s'est en effet retrouvé en court-circuit, ce qui a provoqué la destruction pure et simple des inductances de lissage en amont de ce dernier. Fort heureusement, ceci a eu pour effet d'agir comme un fusible et n'a donc pas entraîné l'explosion du condensateur. Toutefois, on peut supposer que les quelques secondes de mise en court-circuit ont pu conduire à un fonctionnement inapproprié des deux autres composants et ainsi provoquer une modification importante de leur ESR sans que cela ne soit représentatif d'un vieillissement progressif. Ainsi, bien que la tendance de l'évolution de l'ESR soit de diminuer peu importe que le composant subisse un cyclage thermique ou non, un plus grand nombre de problèmes a pu être observé chez ceux cyclés thermiquement. Ceci pourrait être indicatif d'un vieillissement accéléré mais qui ne serait néanmoins pas quantifiable par une étude de l'ESR.

Bien que les basses fréquences ne soient pas présentes dans le composant en fonctionnement normal du hacheur, il est tout de même intéressant d'observer si l'évolution de l'ESR pour ces fréquences est différente. Ainsi, la figure 5.9 montre l'évolution de l'ESR de chacun des composants à 100 Hz pour une température de 25°C. On constate les mêmes tendances qu'à 10 kHz mais en plus marquées. En effet et surtout sur l'élément A_1 , l'augmentation en fin de vie est très forte. Ceci nous renseigne sur un point, l'évolution n'est pas constante par rapport à la fréquence et même si les tendances sont identiques les valeurs ne le sont pas. Ainsi, pour en revenir à la règle indiquant qu'un composant est en fin de vie si son ESR a doublé, il convient dans tous les cas d'adapter cette dernière aux sollicitations mises en jeu selon l'application.

Finalement, après un total de quasiment 12 000 heures de vieillissement accéléré, les observations faites sur l'évolution de l'ESR sont d'une part en contradiction avec ce qui est communément admis dans la communauté mais d'autre part ne permettent pas de quantifier un réel impact d'un cyclage thermique comparé à une température constante. Au mieux, on peut constater que le défaut catastrophique est apparu dans les conditions d'une température variable. Cependant, ceci ne permet pas d'en tirer une quelconque loi de vieillissement différente de celle que l'on pourrait avoir avec une température constante. De plus, le nombre d'échantillons est bien trop réduit pour en tirer de véritables conclusions.

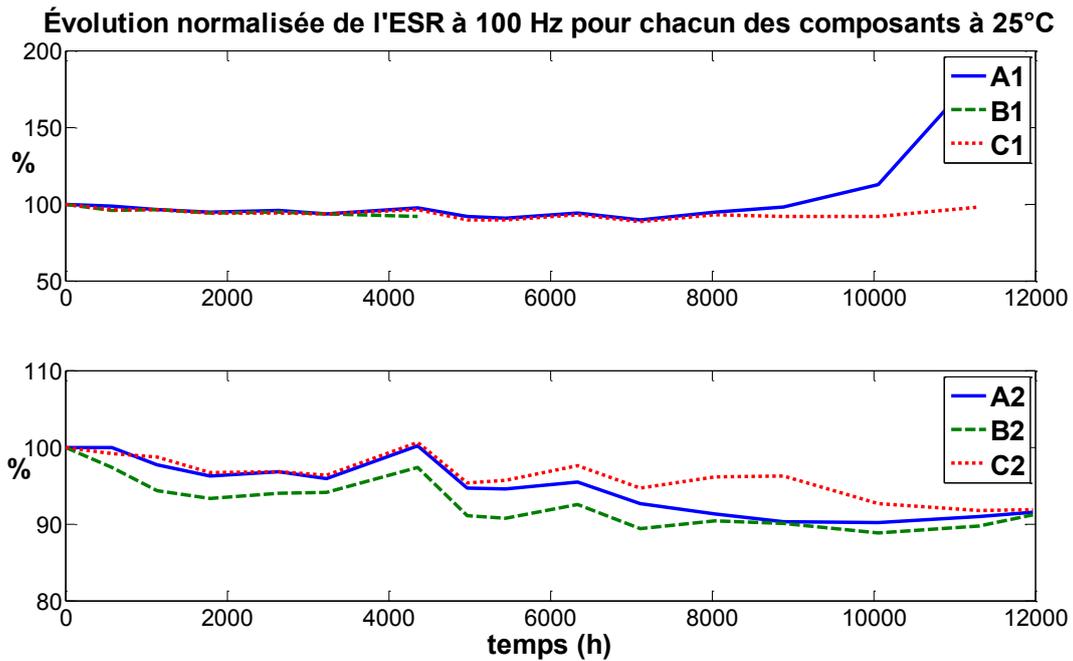


FIGURE 5.9 – Évolution normalisée par rapport à la valeur initiale de l'ESR à 100 Hz et 25°C

5.2.2 Problématique liée à la conception des condensateurs

Suite aux résultats qui viennent d'être présentés concernant l'évolution de l'ESR avec le vieillissement, la question première à laquelle il convient de répondre est celle de la non-correspondance avec la littérature. La réponse vient en fait directement de la conception des condensateurs étudiés. Rappelons qu'il s'agit de condensateurs dédiés à des applications de fortes températures et dont toute la conception a été pensée pour qu'ils soient les plus durables possibles. Comme cela a déjà été évoqué dans le chapitre 1, une des particularités de ces éléments est que l'imprégnation d'électrolyte se fait une fois que l'élément est monté (avant le scellage bien évidemment). Grâce à cela et contrairement à des composants plus « classiques » qui disposent d'une quantité d'électrolyte tout juste suffisante, ceux étudiés de marque Kemet© en ont grandement en excès. Ainsi, le papier imbibé ne séchera pratiquement pas car toujours en contact avec une réserve d'électrolyte liquide (dans une certaine limite bien évidemment). Grâce à cela, l'ESR (étant majoritairement due à la résistivité de l'électrolyte) a la possibilité de rester stable malgré une utilisation du composant très longue.

Un autre phénomène (également dû à la conception de ce type de condensateurs) peut fournir une explication quant à la légère diminution observée de l'ESR. Il s'agit

de la présence de dihydrogène dans le composant à l'état initial qui s'évacue peu à peu au fil du temps faisant alors baisser la pression interne. Selon les dires même d'une personne travaillant chez le fabricant, cet excès de pression en début de vie du composant conduit à une ESR plus grande. Ce dihydrogène est dû à l'opération finale de la conception d'un condensateur qui peut être appelée le « reformage » et qui consiste à imposer au composant sa tension nominale à une température élevée avant l'étape de commercialisation. L'intérêt est de réparer d'éventuelles fissures ou craquelures dans le diélectrique qui auraient pu se produire lors du montage. Le problème étant que cela correspond à la réaction d'oxydation de l'aluminium et donc produit du dihydrogène.

Suite à ce phénomène inattendu qui, malgré l'explication de son origine, ne permet pas de quantifier le vieillissement du composant uniquement par l'évolution de l'ESR, il est nécessaire d'investiguer plus en détails le comportement de chaque élément composant l'impédance.

5.2.3 Évolution de chacun des paramètres du modèle électrique avancé

Le constat qui est désormais fait est que, dans le cadre des éléments étudiés, l'étude seule de l'évolution de l'ESR est insuffisante car ne présentant pas une véritable tendance. Il est donc important d'enrichir l'étude par une caractérisation de l'évolution de chaque élément de l'impédance, à avoir chaque composant du modèle électrique présenté dans le chapitre 2. En effet, si la valeur totale de l'ESR n'évolue guère, ce n'est peut être pas le cas de chaque partie individuelle qui la compose. De plus, il est important de s'intéresser également à ce qui compose la partie imaginaire. L'ESR n'est effectivement pas l'unique indicateur d'un vieillissement. La valeur de capacité par exemple évolue (à la baisse) lorsque le condensateur vieillit et il est considéré qu'une fois que cette dernière a diminué entre 10 et 20 %, le condensateur est catégorisé comme « vieux », dans le sens où il doit être remplacé.

Ainsi, en utilisant la manière décrite pour ajuster les paramètres avec les mesures, il est possible d'obtenir pour chaque contrôle impédancemétrique une évaluation de chacun des paramètres du modèle. À noter que comme la résistance due à l'électrolyte est en série avec la résistance des éléments métalliques, il est impossible de les différencier. Ainsi, il a été décidé de garder la valeur de cette dernière constante par rapport au vieillissement. Cette décision a peut être été abusive car les soudures notamment ont en effet subi des sollicitations mécaniques importantes et la qualité des

contacts a pu être altérée comme cela a été expliqué auparavant pour le composant B₁.

Observons dans un premier temps l'évolution des deux principaux paramètres du modèle, à savoir la capacité et la résistance de l'électrolyte. La figure 5.10 montre l'évolution de la valeur de capacité pour chacun des éléments à une température de 25°C. Les autres températures (60 et 80°C) ne présentent pas de comportement radicalement différents et ne sont donc pas affichées.

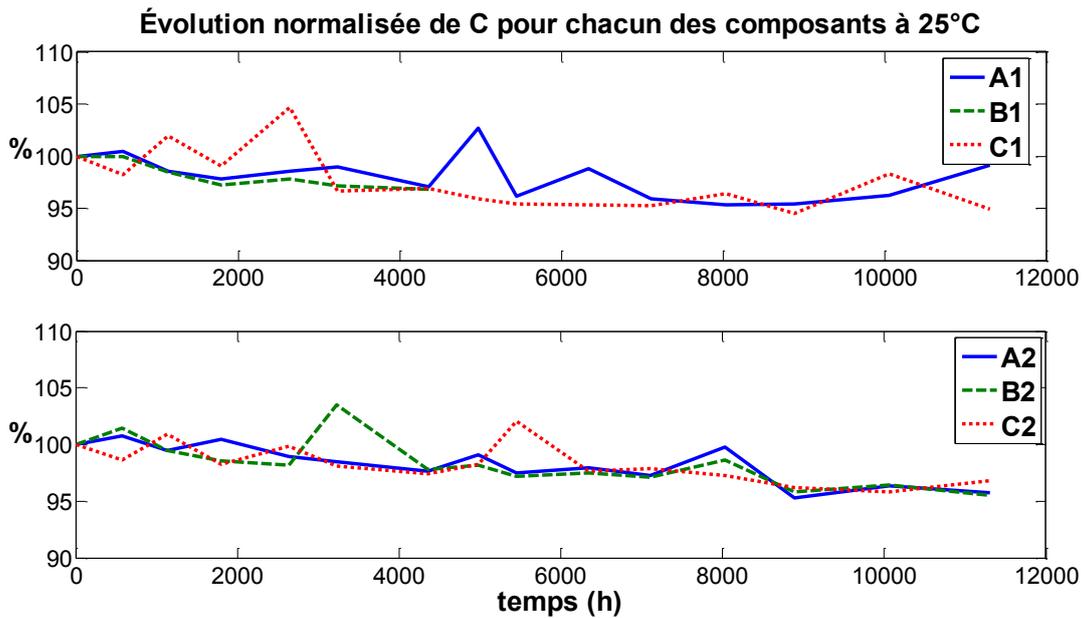


FIGURE 5.10 – Évolution normalisée par rapport à la valeur initiale de C à 25°C

Bien que les courbes montrent une certaine irrégularité avec une évolution qui n'est pas parfaitement claire, il est néanmoins possible de constater que la tendance est à la baisse. Ceci est plus particulièrement marqué sur les condensateurs qui n'ont pas été cyclés thermiquement. Rappelons toutefois que compte tenu des problèmes subis par les autres condensateurs, leurs données sont probablement moins représentatives. Contrairement à l'ESR, cette tendance à la baisse est conforme à la littérature et peut s'expliquer notamment par le fait qu'au cours de sa vie, le diélectrique va subir des craquelures et s'auto-réparer ce qui peut entraîner le bouchage de certains pores, diminuant alors la surface effective (et donc la capacité).

Observons à présent l'évolution de la résistance due à l'électrolyte avec la figure 5.11. Cette dernière est très similaire à l'évolution de l'ESR à 10 kHz ce qui est logique car, à partir de cette fréquence, la partie réelle de l'impédance n'évolue presque

plus ce qui signifie que R_1 est totalement prépondérante. Le constat est donc le même que précédemment avec une résistance due à l'électrolyte qui diminue très légèrement au cours du temps. Il est tout de même intéressant de constater que pour les condensateurs cyclés thermiquement l'augmentation de R_1 sur la fin semble un peu plus marquée. Ceci indique que s'il n'y avait pas eu le défaut catastrophique qui a conduit à l'interruption du cyclage, il est probable que le manque d'électrolyte aurait commencé à se voir.

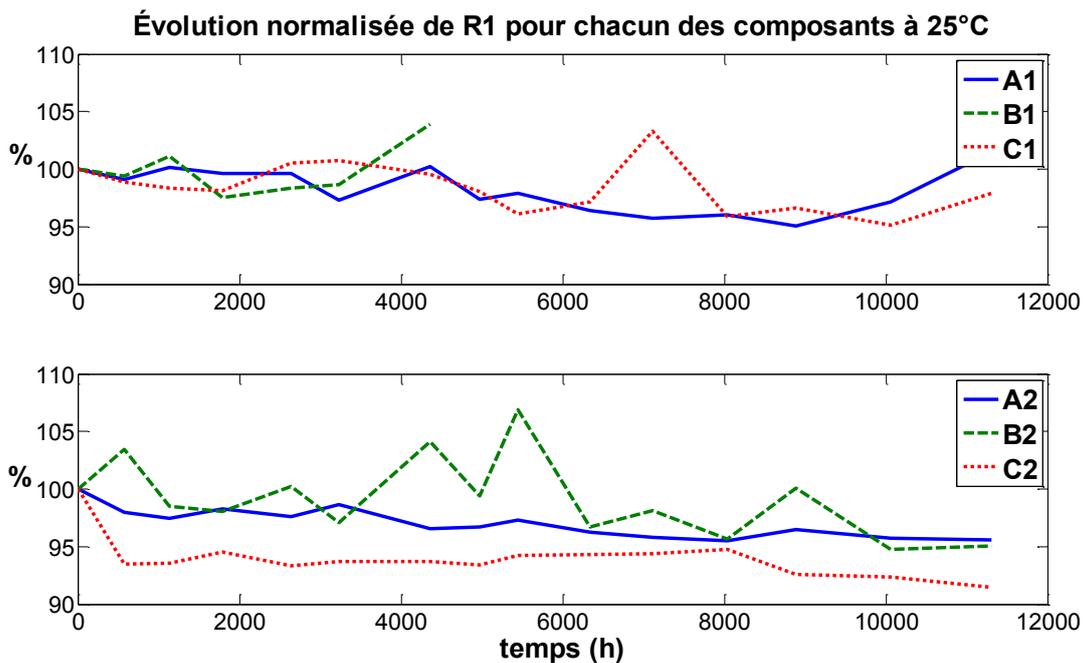


FIGURE 5.11 – Évolution normalisée par rapport à la valeur initiale de R_1 à 25°C

Pour conclure cette partie, nous avons vu que l'étude de l'évolution de l'impédance dans le cas très précis des éléments étudiés ne permettait d'obtenir un loi de vieillissement bien définie. En effet, d'une part l'ESR n'évolue que très peu même après 12 000 heures de cyclage mais de plus son évolution est inverse à ce qui est communément indiqué dans la littérature. L'explication de ces particularités a toutefois été donnée avec la conception particulière de ces composants. Malgré le faible nombre d'échantillons, il faut néanmoins remarquer qu'un plus grand nombre de problèmes a été observé sur les condensateurs cyclés thermiquement. Ainsi, même si cela ne permet de quantifier l'impact de cette variation de température sur le vieillissement, il semble en tout cas qu'elle l'accélère.

5.2.4 Étude visuelle de l'impact du vieillissement

Nous avons vu que l'étude de l'impédance, que ce soit de manière globale ou de manière détaillée n'était pas suffisante pour évaluer le vieillissement des condensateurs étudiés (qui sont, rappelons-le, d'une conception particulière). Un autre angle d'étude intéressant a ainsi été abordé, il s'agit d'une étude visuelle de l'état de surface des électrodes. Le but étant de déterminer si après un grand nombre d'heures d'utilisation, ces dernières ont été altérées. Pour ce faire, l'utilisation d'un microscope à balayage électronique a été nécessaire. Grâce à cette technique, il a été possible d'obtenir des clichés très précis de la surface des électrodes. Nous allons maintenant comparer ce qui a été obtenu entre des éléments vieillis et des éléments neufs. Pour réaliser cela, les composants ont tout d'abord été démontés délicatement afin de ne pas abimer l'état de surface des électrodes. Puis, ces dernières ont été plongées dans un bain d'acétone afin de nettoyer toute trace d'électrolyte et autres impuretés.

Les figures 5.12 et 5.13 montrent l'état de surface de l'anode respectivement d'un élément vieilli (le composant A₁) et d'un élément neuf, ceci pour différents niveaux de grossissement.

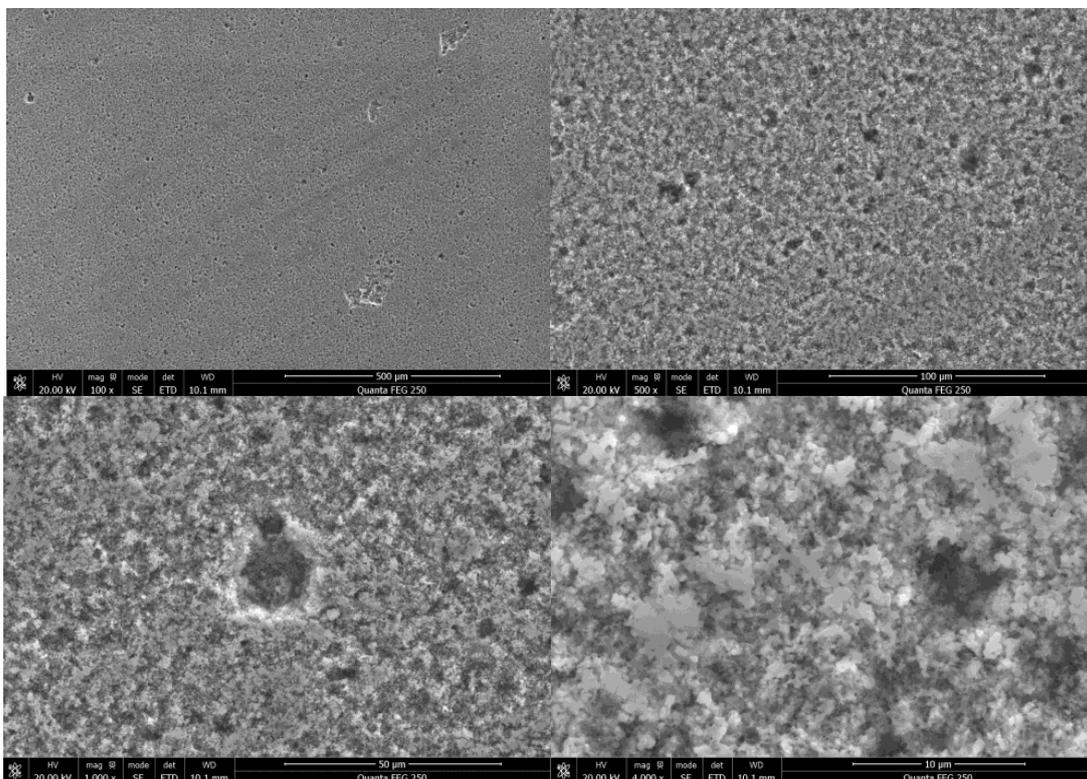


FIGURE 5.12 – Étude visuelle de l'anode de l'élément A₁ pour différents zooms

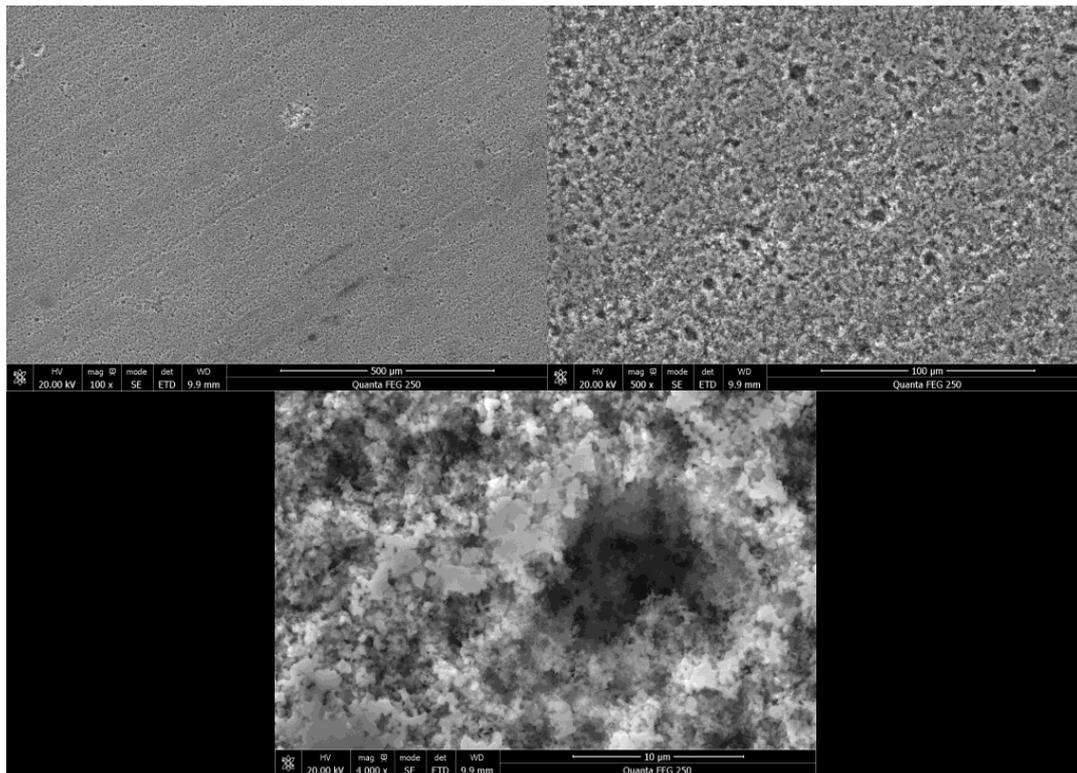


FIGURE 5.13 – Étude visuelle de l’anode d’un élément neuf pour différents zooms

Le premier constat est que les deux électrodes (la vieillie et la neuve) sont très ressemblantes, peu importe le niveau de grossissement. Ensuite, il y a plusieurs informations intéressantes à relever. Premièrement, il est possible de voir quelques « griffures » sur l’image en magnitude *100 mais qui restent rares (et qui de plus ont pu être causées par la manipulation de démontage), aussi l’état de surface est très régulier avec une répartition des pores plutôt uniforme. Ensuite, si on zoom de manière importante sur l’un de ces pores, on peut remarquer l’aspect fractale de l’état de surface. Ceci permet de bien mieux comprendre comment il est possible d’atteindre des augmentations de surface effective si grande. En effet, il ne s’agit pas juste de créer des pores relativement tubulaires mais l’état de surface lui-même permet d’augmenter grandement l’aire totale. Une remarque peut alors se poser, étant donnée la finesse de la gravure, il est clair que certains des petits « picots » visibles sur l’image en magnitude *4000 soient bien plus petits que le micromètre. Or, rappelons que l’ordre de grandeur de l’épaisseur du diélectrique pour des condensateurs de 63 V est de 100 nm. Ainsi, on peut supposer que la répartition de la couche de dioxyde d’aluminium n’est pas homogène en épaisseur et que certains endroits sont plus fragiles que d’autres. Ceci permet également de comprendre pourquoi la gravure est bien moins significative sur les condensateurs de hautes tensions car la plupart de cette surface

fractale est alors entièrement recouverte et ne participe donc pas à l'augmentation de la surface effective.

Remarque 5.2.3. *Aucune différence n'a été vue non plus avec les condensateurs vieillis à température constante, c'est pourquoi les images ne sont pas affichées mais l'étude a été bien réalisée sur ces éléments également.*

Une parenthèse doit cependant être faite sur un cliché en particulier car ce dernier présente d'étranges éléments à une échelle pas du tout microscopique. Il est représenté sur la figure 5.14 et correspond à une zone spécifique de l'anode d'un condensateur ayant subi un cyclage thermique, le composant A_1 . En effet, une quantité non négligeable de corps dont certains sont entourés en rouge sont remarquables. Ces derniers sont composés de dioxyde d'aluminium et ne sont présents que sur une seule partie de l'anode, à savoir une partie proche d'un des « tabs » l'électrode avec une patte externe, c'est-à-dire un endroit où le courant se concentre. Difficile cependant de conclure sur leur impact ainsi que sur le fait qu'ils ne soient remarquables qu'à une échelle relativement importante et pas du tout à une échelle microscopique.

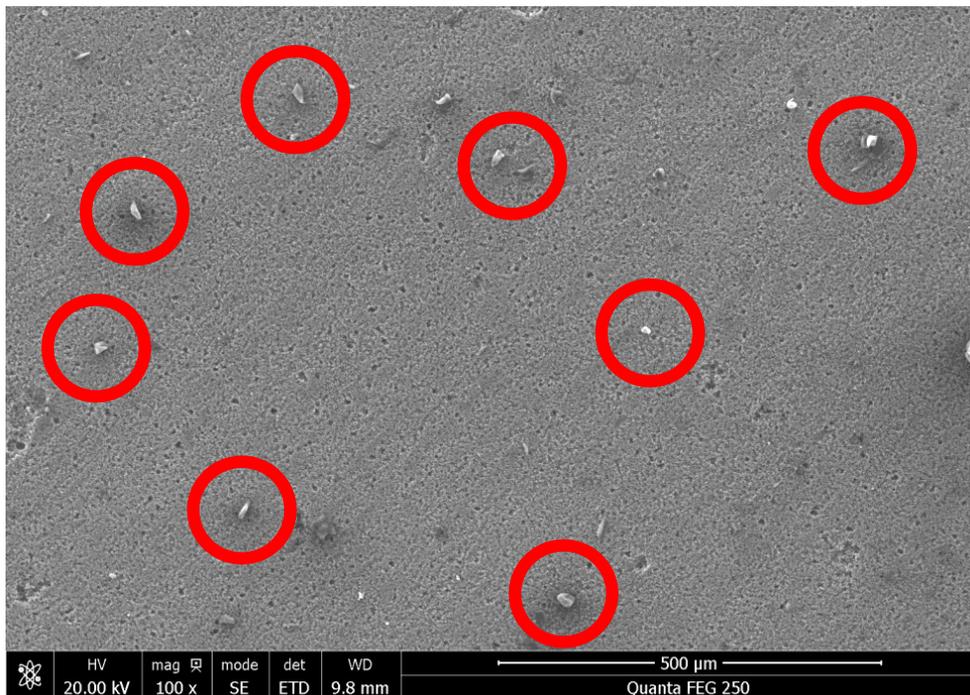


FIGURE 5.14 – Particularités observable sur une partie de l'anode de A_1

Observons à présent l'autre électrode, à savoir la cathode pour voir s'il y a certaines caractéristiques remarquables. Ainsi la figure 5.15 montre cette dernière une

fois encore pour différentes valeurs de grossissement. À noter qu'il s'agit de la cathode d'un composant vieilli mais une fois encore il n'y a pas de différence visuelle avec un élément neuf.

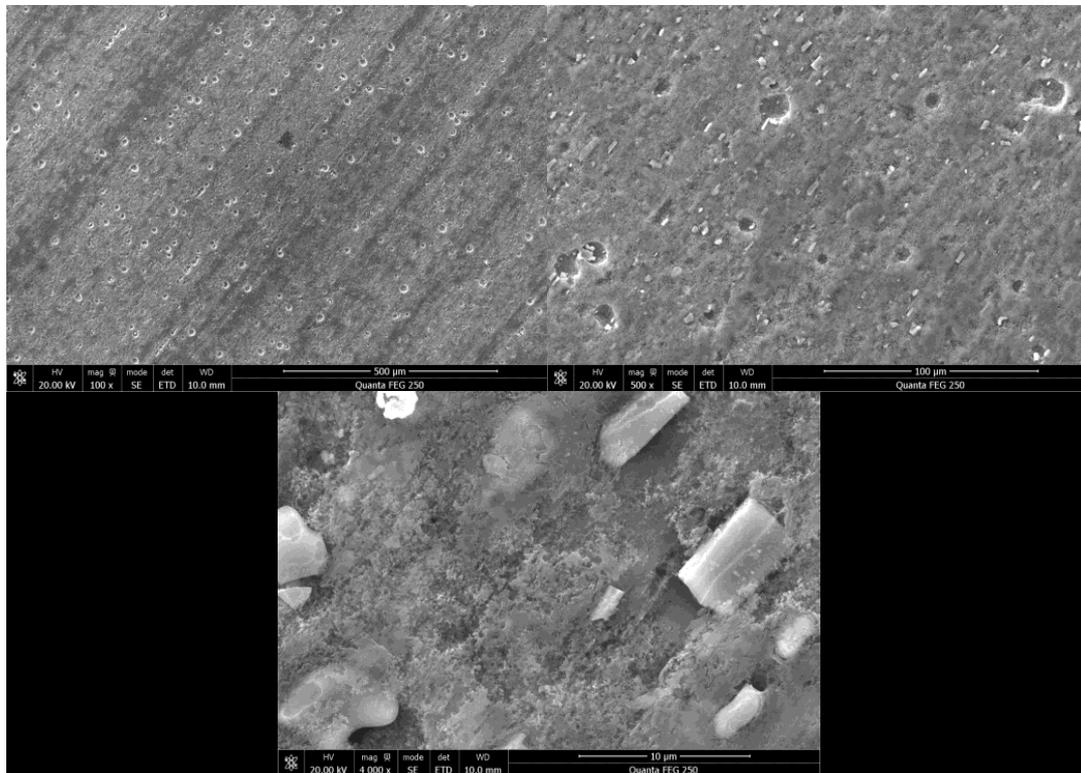


FIGURE 5.15 – Étude visuelle de la cathode d'un élément vieilli pour différents zooms

Malgré une présence certaine de trous, le constat à faire est que la gravure de la cathode est sans commune mesure avec l'anode. En outre, il est possible d'observer des grains de forme allongée. Attention toutefois, ces derniers ne sont pas en surface mais bien légèrement en profondeur de l'électrode. Le microscope utilisé dispose également d'une fonction permettant d'analyser la composition atomique d'un endroit précis. Grâce à cela, il a été révélé que ces grains étaient notamment composés de manganèse (ainsi que de fer). Il n'y a a priori aucun lien avec la fonction de l'oxyde de manganèse utilisé dans les condensateurs au tantale mais il s'agirait plutôt d'une technique métallurgique consistant à renforcer la structure des feuilles en aluminium [ESA] (un peu à la manière des armatures dans du béton armé).

Finalement, ces figures sont très intéressantes car elles permettent de mettre en évidence la structure réelle des électrodes des condensateurs étudiés. Il a ainsi été possible de constater que l'anode présentait une gravure très fine aux allures de fractales plutôt que de simples trous relativement tubulaires. On comprend alors mieux

comment il est possible d'atteindre des valeurs de capacité si élevées avec des composants relativement petits. En outre, nous avons vu que la cathode, contrairement à l'anode n'était pas en aluminium pur mais disposait d'un renforcement de fer et de manganèse. Néanmoins, aucune différence visuelle n'a pu être constatée sur l'état de surface des électrodes entre un composant neuf et un composant vieilli (et donc pas de différence non plus entre un condensateur ayant subi un cyclage thermique et un autre ayant été soumis à une température constante).

Remarque 5.2.4. *L'aspect visuel évoqué ici correspond implicitement à une échelle microscopique. Toutefois, d'un point de vue macroscopique, les différences entre un élément vieilli et un neuf sont assez flagrantes. En effet, alors qu'un condensateur neuf montre un électrolyte liquide transparent et un papier clair, il en est tout autrement pour un composant vieilli pour lequel l'électrolyte ainsi que le papier auront bruni voir noirci avec de plus une très forte odeur caractéristique de brûlé comme cela est montré sur la figure 5.16.*

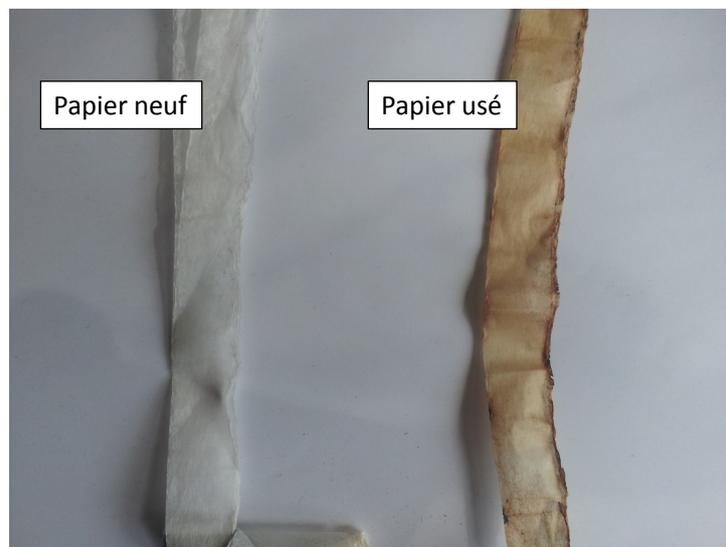


FIGURE 5.16 – Comparaison entre le papier contenant l'électrolyte d'un condensateur neuf et d'un vieilli

5.3 Conclusions sur l'impact d'une température variable

Pour conclure ce chapitre qui se trouve également être le dernier du manuscrit, il convient tout d'abord de rappeler ce qui a été vu et appris concernant l'étude du vieillissement des condensateurs. Ainsi et contrairement à une grande partie de la littérature, les composants étudiés n'ont pas montré d'augmentation de l'ESR avec le

temps, pire cette dernière a plutôt présenté une légère tendance à la baisse. Concernant la valeur de capacité, c'est également une diminution qui a été constatée, cette fois en accord avec les résultats classiques. Toutefois, l'évolution ne s'est pas révélée suffisamment marquée pour en déduire une loi de vieillissement permettant de bien différencier un composant neuf d'un composant vieilli par l'étude de l'impédance. L'autre point étudié concerne l'aspect visuel de l'état de surface des électrodes, aussi bien l'anode que la cathode. Cette fois encore, rien de remarquable entre un élément vieilli et un élément neuf.

L'idée de base du banc de vieillissement accéléré qui consistait à évaluer l'impact d'un cyclage thermique par rapport à une température constante n'est donc pas réalisable en l'état tout du moins avec ces composants spécifiques. Que ce soit par une étude, même poussée de l'impédance ou bien par une investigation visuelle avancée réalisée grâce à l'utilisation d'un microscope électronique à balayage, il n'a pas été possible de déterminer de loi de vieillissement retraçant l'évolution de l'état du condensateur et ce, malgré pratiquement 12 000 heures de cyclage accéléré. Néanmoins, les problèmes sont majoritairement survenus pour les condensateurs ayant subi le cyclage thermique ce qui pourrait conduire à penser que ce dernier a bien un effet sur le vieillissement mais que cela n'est pas visible de manière progressive.

Chapitre 6

Conclusions et perspectives

6.1 Conclusions

Ce manuscrit traite de la modélisation et de l'analyse du vieillissement des condensateurs électrolytiques aluminium dédiés à des fins de découplage de bus continu pour des applications à hautes températures. Ainsi, l'étude s'est concentrée sur des composants recommandés pour une utilisation automobile (onduleur de traction de véhicule) et pouvant supporter une température moyenne de 125°C. L'idée est de mieux comprendre leur fonctionnement d'une part mais également d'appréhender la façon dont ils évoluent au fil du temps lorsqu'ils sont soumis à une utilisation réaliste d'autre part.

Pour ce faire, les différentes modélisations électriques classiques ont été évoquées mais se sont révélées insuffisantes pour effectuer un suivi précis à un instant t et *a fortiori* tout au long de la vie des condensateurs. En effet, une des manières les plus courantes pour évaluer l'état d'un composant est d'observer la partie réelle de son impédance, autrement appelée la résistance série équivalente. Or, il a pu être observé sur les composants étudiés que les modèles rencontrés dans la littérature n'étaient pas consistants sur une grande plage de fréquences. Pour apporter une meilleure modélisation, une approche phénoménologique déjà utilisée dans d'autres applications nécessitant des études impédancemétriques tels que celui des batteries ou encore des supercondensateurs a été choisie. Ceci a conduit à rendre compte des phénomènes de diffusion au niveau du diélectrique gravé recouvrant l'anode du condensateur. La modélisation de la diffusion à partir de la diffusion générale a ensuite été appliquée aux CEA avec leurs spécificités (condition de diffusion restreinte). Une modélisation

de ce phénomène a été présentée et ensuite justifiée par la qualité alors obtenue dans l'ajustement des paramètres du modèle avec les mesures notamment sur la partie réelle de l'impédance.

Un soin tout particulier a été accordé à la modélisation thermique pour laquelle il a été montré que, compte tenu de la taille des éléments étudiés, une fonction de transfert du deuxième ordre était amplement suffisante pour être représentative de l'évolution de la température au sein d'un composant. Néanmoins, l'importance du couplage fort entre les modèles thermiques et électrique a été souligné en particulier dans le cadre d'un suivi en ligne de l'évolution de l'impédance.

Ce suivi en ligne a aussi été traité en introduisant une simplification du modèle diffusif par un modèle électrique équivalent. Ce dernier présentant l'avantage d'être facilement traduisible en équations d'états et donc utilisable au sein d'un filtre de Kalman étendu pour une évaluation en temps réel de ses paramètres. Toutefois, à cause du nombre élevé d'états et de paramètres à estimer, un filtrage classique ne s'est pas révélé assez performant pour être utilisé. Ainsi, une méthode mettant en place plusieurs filtres de Kalman étendus à un ordre réduit agissant de manière conjointe a été proposée et validée avec succès en simulation mais reste à ce jour confrontée à des difficultés (notamment métrologiques) de mise en œuvre réelle.

Concernant l'étude du vieillissement par des sollicitations réalistes, une première étape a consisté à modéliser entièrement un véhicule électrique pour déterminer le courant circulant dans les condensateurs (et donc leur échauffement) par rapport à un profil de conduite classique. Suite à cela, un banc de cyclage accéléré a été dimensionné avec d'une part des condensateurs cyclés thermiquement et d'autre part des condensateurs subissant une température constante, le but étant de comparer pour une même énergie dissipée, l'impact des variations de température sur le vieillissement. Les résultats après 12 000 heures de fonctionnement se sont toutefois révélés assez surprenants. En effet, tout d'abord concernant l'étude de l'évolution de l'impédance de chaque élément et en particulier de la résistance série équivalente, les observations ont montré un comportement allant à l'encontre de ce qu'il est habituel de trouver dans la littérature avec une légère décroissance au cours du temps. Malgré un modèle électrique permettant de connaître précisément les valeurs de chaque paramètre et ainsi de pouvoir évaluer quelle partie du condensateur est la plus impactée par le vieillissement, il n'a pas été possible de dégager une véritable tendance évolutive, hormis une décroissance de la capacité (en accord avec la littérature cette fois). En effet, les résultats de vieillissement obtenus ne permettent pas de conclure sur l'identification d'une usure ou d'une défaillance imminente car, pour des raisons pratiques, l'échantillonnage des mesures s'est effectué par pas trop longs (> 500 h).

Néanmoins, les essais de vieillissement ont mis à mal le groupe des condensateurs cyclés par différents biais, certains non pris en compte au départ de l'étude comme l'usure des soudures même dans le cadre d'une impédancemétrie 4 fils.

L'investigation a également été poussée jusqu'à étudier l'état de surface des électrodes mais une fois encore, à part une seule exception, les clichés n'ont pas mis en avant une quelconque tendance. *A fortiori* donc pas de différence quantifiable non plus entre les éléments vieillis avec une température variable et ceux ayant été soumis à une température constante. À noter malgré tout une défaillance catastrophique (à savoir une mise en court-circuit) observée sur un des composants cyclés.

La conclusion principale à apporter est que l'étude a fourni des modèles permettant d'une part de mieux identifier le comportement impédancemétrique des condensateurs électrolytiques aluminium mais également d'autre part d'expliquer l'origine de ce comportement. En effet, le couplage des modèles thermique et électrique s'est révélé performant quant au suivi de l'impédance mesurée aussi bien sur des composants neufs que tout au long de leur vieillissement. Il s'agit ainsi d'une excellente base permettant d'effectuer un suivi en ligne dans le cadre de diagnostic de santé si toutefois les paramètres des modèles peuvent être déterminés de manière embarquée.

6.2 Perspectives

En guise de suites possibles ou envisageables à donner aux travaux effectués dans ce manuscrit, il est possible de distinguer plusieurs axes. Certains consistant à poursuivre les études déjà engagées afin de les approfondir et de les améliorer tandis que d'autres pourraient opter pour une approche différente des problématiques abordées.

Dans un premier temps, il convient de dire que la thèse s'inscrit dans le cadre du projet COPTON (pour commande OPTimale d'ONduteur) et dont l'objectif premier consiste à savoir précisément déterminer les pertes dans les condensateurs de découplage. En effet, le but est par la suite de contrôler un ensemble de stratégies MLI permettant une stabilisation de la température de ces derniers.

Pour répondre aux problématiques rencontrées par la mise en œuvre pratique de l'identification en ligne des paramètres du modèle électrique, il conviendrait de développer une chaîne d'acquisition à 1 MEch/s plus précise qu'un oscilloscope associée à des circuits de mesures directement couplés aux condensateurs qui en outre pourrait être utilisée durant toute une campagne de vieillissement à pas d'analyse « fin ».

Il serait également intéressant d'effectuer ce genre d'étude sur différents types de condensateurs électrolytiques aluminium afin de vérifier la généralité du modèle avec par exemple une comparaison sur des gammes de températures différentes telles que 85°C, 105°C et 125°C. À noter qu'un cyclage sur des composants d'un autre fabricant dans la gamme des 85°C pour une durée de vie annoncée à 1500 h a déjà été amorcée.

Dans une idée d'amélioration de l'estimation en ligne, il pourrait être intéressant d'étudier des techniques d'optimisation quant au réglage des valeurs des filtres de Kalman.

Concernant une approche autre de l'étude, la définition d'une nouvelle loi de vieillissement plus précise que celle basée sur la loi d'Arrhénius est nécessaire. En effet, à des fins de dimensionnement optimal et toujours dans l'optique de la minimisation des composants pour une durée de vie donnée, cette dernière se révèle toujours inefficace dans le stade de pré-design. Aussi, une étude à grande échelle se basant sur des études statistiques de défaillances catastrophiques sur un grand nombre de composants serait alors plus adaptée pour déterminer une loi de durée de vie cohérente.

Enfin, revenons sur la modélisation thermique des composants étudiés qui s'est révélée être relativement simple à effectuer. Il faut préciser que les condensateurs de découplage de bus continu sont très généralement par groupe et montés en parallèle les uns à côté des autres. Aussi, il est très probable que dans un montage réel, les éléments les plus au centre soient d'avantage sollicités thermiquement que ceux placés aux extrémités. Il serait donc intéressant de modéliser thermiquement l'ensemble d'un pack de condensateurs. Ajoutons à cela que les légères variations de valeurs (par exemple de l'ESR) d'un composant à l'autre auront également une influence.

Annexe A: Description détaillée d'un condensateur Kemet© PEG225MF470Q

Le but de cet annexe va être de montrer précisément, à la fois par des photos mais aussi par des schémas récapitulatifs, comment se compose un des condensateurs étudié. L'idée est de bien faire comprendre à quel point il s'agit de composants de bonne qualité et dont la conception a été très travaillée.

A.1 Démontage d'un composant

Les photos qui vont suivre ([A.1](#)) montrent le démontage progressif d'un condensateur PEG225MF470Q. Ces dernières permettent d'une part de comprendre plus précisément la façon dont sont conçus les condensateurs d'une manière générale mais également de mieux appréhender le soin apporter à ceux-ci tout particulièrement.

En premier lieu, on constate que le joint d'étanchéité est très gros relativement à la taille totale du composant, ce qui explique notamment le fait que l'électrolyte ne s'évapore pas avec le temps. On peut également voir la finesse du papier qui ne se retrouve que rarement dans des composants d'une gamme autre.

A.2 Caractéristiques dimensionnelles et structurelles du composant

Ce paragraphe va présenter sous la forme de schéma les dimensions du composant ainsi que sa structure, c'est-à-dire le nombre de couches qui composent l'élément enroulé. Ceci est résumé sur la figure [A.2](#). Il est ainsi possible de remarquer deux

A.2. CARACTÉRISTIQUES DIMENSIONNELLES ET STRUCTURELLES DU COMPOSANT



(a) Côté cathode



(b) Côté anode



(c) Ouverture du côté cathode



(d) Ouverture du côté anode



(e) Boîtier ouvert

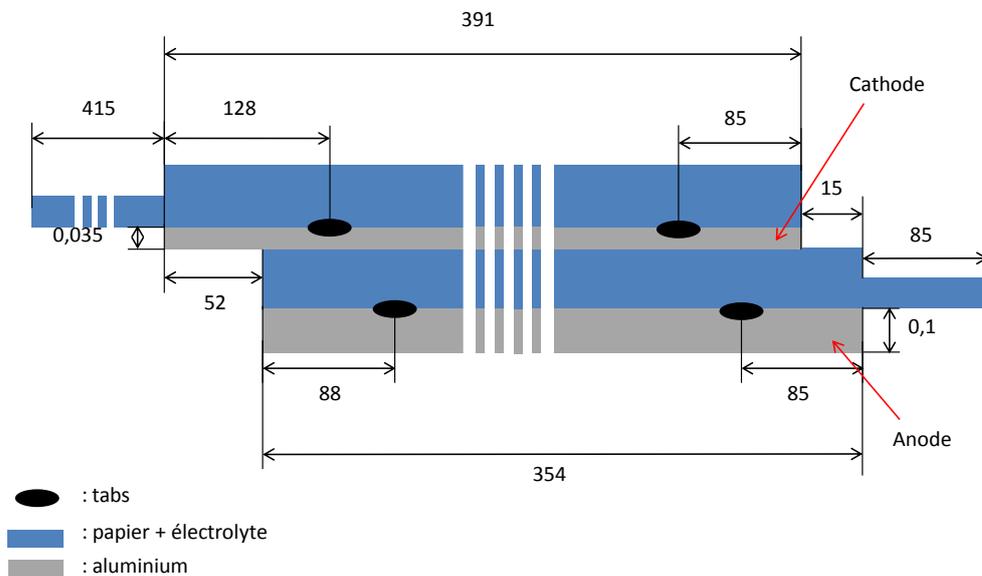


(f) Électrodes déroulées

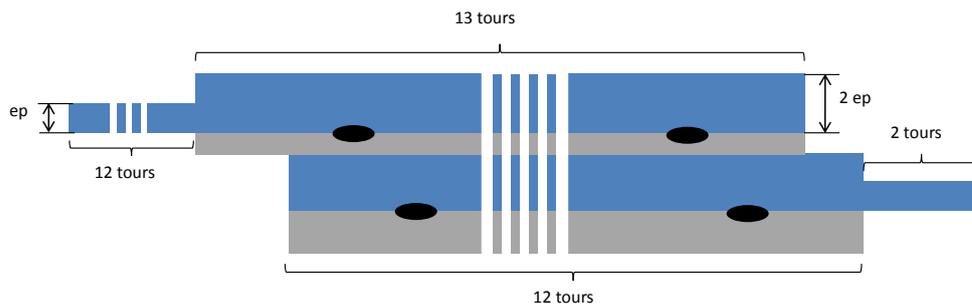
FIGURE A.1 – Étape de démontage d'un condensateur

A.2. CARACTÉRISTIQUES DIMENSIONNELLES ET STRUCTURELLES DU COMPOSANT

caractéristiques très spécifiques aux condensateurs étudiés, premièrement l'emplacement des « tabs » et deuxièmement la longueur du papier. En effet, concernant les « tabs » (qui rappelons-le sont les agrafes qui relient les électrodes avec les pattes externes), ces derniers sont doublés d'une part mais également disposés de manière équilibrée d'autre part (à environ chaque tiers de l'électrode). Ceci permet une bonne répartition du courant et évite une concentration en un seul point qui pourrait alors trop chauffer. Enfin, le papier imbibé d'électrolyte est beaucoup plus long que les électrodes, ceci permet au condensateur une fois monté de contenir une très grande quantité d'électrolyte ce qui rejoint l'explication quant à la stabilité de l'ESR au fil du temps.



(a) Description dimensionnelle



(b) Description structurelle

FIGURE A.2 – Description du condensateur étudié

Annexe B: Références des principaux matériels utilisés

La tableau suivant (B.1) résume les principaux éléments utilisés ainsi que leur référence.

Élément	Référence
Condensateur	Kemet© PEG225MF470Q
Alimentation de tension continue	Elektro-Automatik© PS 8080-60 2U et PS 8080-120 2U
Enceinte climatique	Binder© KT115
Matériel d'impédancemétrie	Biologic© VSP avec booster 20 A

TABLE B.1 – Description des éléments du modèle de la figure 1.16

Bibliographie

- [Alb12] A. Albertsen. Keep your distance - Voltage proof of electrolytic capacitors, 2012.
- [And94] J.E Anderson. The Debye-Falkenhagen effect : experimental fact or friction? *Journal of Non-Crystalline Solids*, 172-174 :1190–1194, 1994.
- [AV10] K. Abdennadher and P. Venet. A real-time predictive-maintenance system of aluminum electrolytic capacitors used in uninterrupted power supplies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(4) :1644–1652, July 2010.
- [AVR⁺09] K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, J.M. Retif, and C. Rosset. Kalman filter used for on line monitoring and predictive maintenance system of aluminium electrolytic capacitors in UPS. In *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 3188–3193. IEEE, September 2009.
- [Bar96] A. Bard. *Electrochemical methods, Fundamental and applications*. J. Wiley and Sons, 1996.
- [BC01] J. Bisquert and A. Compte. Theory of the electrochemical impedance of anomalous diffusion. *Journal of Electroanalytical Chemistry*, 499(1) :112–120, February 2001.
- [Bio12] Biologic. How to fit transmission lines with ZFit Open-circuited transmission lines. pages 1–6, 2012.
- [BKKD02] S Buller, E Karden, D Kok, and R.W. De Doncker. Modeling the dynamic behavior of supercapacitors using impedance spectroscopy. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(6) :1622–1626, November 2002.
- [Cab06] Cabinet. Driven to fail, 2006.
- [De 64] R. De Levie. On porous electrodes in electrolyte solutions—IV. *Electrochimica Acta*, 9(9) :1231–1245, September 1964.

- [DLM96] J. Diard, B. Le Gorrec, and C. Montella. *Cinétique électrochimique*. Hermann, 1996.
- [DXB08] Z. Dou, R. Xu, and A. Berduque. The Development of Electrolytes in Aluminium Electrolytic Capacitors for Automotive and High Temperature Applications. In Curran Associates, editor, *CARTS Europe Conference*, pages 51–65, Helsinki, 2008.
- [ESA] ESAB. How and why alloying elements are added to aluminum.
- [FSSH05] Wendy Franks, Iwan Schenker, Patrik Schmutz, and Andreas Hierlemann. Impedance characterization and modeling of electrodes for biomedical applications. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 52(7) :1295–1302, 2005.
- [Gas96] M.L. Gasperi. Life prediction model for aluminum electrolytic capacitors. *Thirty-First IAS Applications Conference, 1996*, 3(1) :1347–1351, 1996.
- [Gas05] M.L. Gasperi. Life Prediction Modeling of Bus Capacitors in AC Variable-Frequency Drives. 41(6) :1430–1435, 2005.
- [Gua12] Massimo Guarnieri. Looking back to electric cars. *3rd Region-8 IEEE History of Electro - Technology Conference : The Origins of Electrotechnologies, HIS-TELCON 2012 - Conference Proceedings*, 2012.
- [HKF93] 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, 1993.
- [Jac00] Jean Jacquelin. The Phasance Concept. pages 1–32, 2000.
- [Kem09] Kemet. *Electrolytic Capacitors*, 2009.
- [Koo] P. Koopman. Some polynomials for maximal LFSRs.
- [LTCA07] V Leite, H Teixeira, AJ Cardoso, and R Araújo. A simple ESR identification methodology for electrolytic capacitors condition monitoring. *COMADEM*, (2002) :75–84, 2007.
- [Mau96] P. Mauracher. *Modellbildung und Verbundoptimierung bei Elektros-trassenfahrzeugen*. PhD thesis, Aachen University of Technology, 1996.
- [Ngu11] T.D. Nguyen. Etude de stratégies de modulation pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué. 2011.

- [O'C14] Rob O'Connor. Understanding polymer and hybrid capacitors - Electronic Products. *Panasonic - Electronic Products*, 56(4), 2014.
- [Par10] S.G. Parler. Deriving Life Multipliers for Electrolytic Capacitors. 16(February) :11–12, 2010.
- [Rib04] Maria Isabel Ribeiro. Kalman and Extended Kalman Filters : Concept , Derivation and Properties. *Institute for Systems and Robotics Lisboa Portugal*, (February) :42, 2004.
- [Sim11] P. Simon. Supercondensateurs - Principe et évolution, 2011.
- [TM13] Yannis Tsvividis and John Milios. A detailed look at electrical equivalents of uniform electrochemical diffusion using nonuniform resistance–capacitance ladders. *Journal of Electroanalytical Chemistry*, 707 :156–165, October 2013.
- [Ven12] P. Venet. Les supercondensateurs, 2012.
- [XYYW08] R. Xiao, K. Yan, J. Yan, and J. Wang. Electrochemical etching model in aluminum foil for capacitor. *Corrosion Science*, 50(6) :1576–1583, June 2008.