



Modélisation, vieillissement et surveillance de l'état de santé des condensateurs films utilisés dans des applications avioniques

Maawad Makdessi

► To cite this version:

Maawad Makdessi. Modélisation, vieillissement et surveillance de l'état de santé des condensateurs films utilisés dans des applications avioniques. Energie électrique. Université Claude Bernard - Lyon I, 2014. Français. NNT: 2014LYO10065 . tel-01058227

HAL Id: tel-01058227

<https://theses.hal.science/tel-01058227>

Submitted on 26 Aug 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre : 65-2014

Année 2014

THESE DE L'UNIVERSITE DE LYON

Délivrée par

L'UNIVERSITE CLAUDE BERNARD LYON 1

ECOLE DOCTORALE EEA

DIPLOME DE DOCTORAT

(arrêté du 7 août 2006)

Soutenue publiquement le 24/04/2014

par

Maawad MAKDESSI

TITRE : Modélisation, vieillissement et surveillance de l'état de santé des condensateurs films
utilisés dans des applications avioniques

Directeur de thèse : Pascal VENET

JURY : Yves OUSTEN, *PU, Université Bordeaux 1 (rapporteur)*

Thierry TALBERT, *MCF, Université de Perpignan (rapporteur)*

François FOREST, *PU, Université Montpellier 2 (examineur)*

Marcelo ITURRIZ, *Docteur Ingénieur, Airbus France (examineur)*

Charles JOUBERT, *PU, Université Lyon 1 (examineur)*

Daniel ROGER, *PU, Université d'Artois – Béthune (examineur)*

Ali SARI, *MCF, Université Lyon 1 (encadrant)*

Pascal VENET, *PU, Université Lyon 1 (encadrant)*

Gérard ROJAT, *ex PU, Université Lyon 1 (invité)*

RESUME

Le domaine aéronautique connaît de nos jours un engouement sans précédent autour de l'avion plus électrique. L'importance du nombre d'équipements électriques est à un tel point que l'amélioration de leur fiabilité devient incontournable. Actuellement, les composants passifs occupent 75 % des éléments électroniques utilisés en avionique dont la moitié correspond à des condensateurs. Ces derniers doivent donc répondre aux exigences environnementales avioniques assez contraignantes. C'est dans ce contexte que nous nous sommes intéressés particulièrement à l'étude des condensateurs à technologie film utilisant le polypropylène ou le polyester comme diélectrique.

Afin de mieux comprendre le comportement fréquentiel de cette technologie, deux modèles fins de condensateurs films ont été développés, permettant ainsi de suivre les évolutions de leurs grandeurs électriques dans des conditions cohérentes avec l'application.

Dans un deuxième temps, l'effet des contraintes en tension et en température constantes a été étudié sous la forme de facteurs d'accélération du vieillissement. Cela a été établi par l'intermédiaire de plusieurs essais, permettant d'établir les lois d'évolutions temporelles des paramètres électriques des condensateurs. Comme ces contraintes constantes ne sont pas toujours représentatives des conditions réelles d'utilisation, les cinétiques de dégradation ont été comparées à celles où les condensateurs sont sollicités par de fortes ondulations de courant, seules ou associées à une tension continue.

Enfin, la dernière partie de notre travail expose l'utilisation des données expérimentales issues des essais de vieillissement dans un objectif de diagnostic en ligne. Les techniques utilisées assurent l'analyse de la dégradation de ces composants, étape essentielle dans la prédiction de l'état de santé des condensateurs en ligne.

TITLE

Modeling, ageing and health monitoring of metallized film capacitors used for aeronautic applications

ABSTRACT

Nowadays, aeronautic research field is moving towards a more electric aircraft. Although this evolutionary path offers many advantages from a financial and ecological point of view, the increased power source usage sets additional constraints on the different electrical systems used onboard. Currently, passive components occupy 75% of the overall electronic equipments used in avionics, whose 50% corresponds to capacitors. Consequently, these latter must be able to withstand the harsh avionic operating conditions. In this thesis we were particularly interested in the study of metallized film capacitors technology using polyester or polypropylene as dielectric.

A first approach consisted on the modeling of these components as function of frequency in order to study the evolution of their electrical parameters under consistent avionic stresses.

These models were also developed on the purpose of tracking the degradation of the capacitors parameters over time. This operation was done by the means of accelerated floating ageing tests, where capacitors were subjected to different constant voltages and temperatures. Original capacitance ageing laws were thus proposed based on the identification of voltage and temperature degradation kinetics. However, since traditional floating ageing tests, do not reflects the normal ageing of the component, degradation kinetics of metallized films capacitors under high ripple currents, alone or combined with a DC voltage across the devices terminals where also studied, and the associated failure mechanisms were identified.

A final step consisted on the health monitoring of metallized film capacitors online based on the experimental ageing data.

MOTS-CLES

Systèmes de stockage d'énergie, condensateurs à films polymère métallisés, essais de vieillissement accélérés, lois de vieillissement, mécanismes et modes de défaillances, surveillance de l'état de santé, fiabilité, polyester, polypropylène, environnement avionique.

INTITULE ET ADRESSE DU LABORATOIRE :

Ampère UMR CNRS 5005
UCBL, Bât. Omega 3^{ème} étage
43, boulevard du 11 Novembre 1918
69622 Villeurbanne Cedex, France

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du laboratoire AMPERE (UMR CNRS 5005) dans le groupe de recherche : "Fiabilité, Diagnostic et Supervision". Je tiens particulièrement à remercier Monsieur Pascal Venet, professeur des universités à l'UCB qui a dirigé cette thèse avec beaucoup de passion, persévérance et compétence. Je le remercie d'avoir toujours été disponible et enthousiaste lors des multiples discussions et je lui suis très reconnaissant pour la confiance qu'il m'a accordée.

Je tiens également à remercier Monsieur Ali Sari mon encadrant de thèse et maître de conférences à l'UCBL à qui je présente ma grande considération et ma gratitude pour son aide et ses précieux conseils ainsi qu'au temps qui m'a attribué afin de réaliser ce travail.

Je remercie Monsieur Marcelo Iturriz, intervenant industriel de la société Airbus pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail.

Un grand merci à Pascal Bevilacqua, ingénieur à l'INSA de Lyon qui m'a aidé à concevoir l'une des réalisations de cette thèse.

Je remercie Monsieur François Forest pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury.

Je tiens à remercier Monsieur Yves Ousten, Professeur à l'université de Bordeaux I, et Monsieur Thierry Talbert, Maître de conférences à l'Université de Perpignan, d'avoir accepté d'être les rapporteurs de ce travail.

Messieurs Charles Joubert et Daniel Roger m'ont fait l'honneur de participer au Jury de soutenance; je les en remercie profondément.

Je remercie également mes collègues de travail et ceux avec qui j'ai partagé mon bureau (Ronan, Menad, Abdou et Seima), pour l'affectueuse amitié dont ils ont toujours fait preuve. J'ai pu travailler dans un cadre particulièrement agréable, grâce à l'ensemble des membres du laboratoire. Merci à tous pour votre bonne humeur et pour toutes ces séances de rires et de sourires.

J'associe également à ces remerciements tous mes amis, Roberto, Reina, Marc, Raja, Emil, Mazen et toute ma famille qui, malgré la distance, m'est restée si proche pendant toute cette période : ma mère, mon père, mes sœurs, mes petits neveux...

Enfin, je dédie ce travail à tous les membres de ma famille pour leurs encouragements et pour leur soutien depuis le début et surtout à Mirna qui m'a supporté tout au long de cette période et qui, je l'espère, le continuera encore pendant de longues années.

Table des matières :

Introduction générale.....	9
1. Généralités sur les condensateurs.....	11
1.1 Introduction	12
1.2 Description générale des condensateurs	13
1.2.1 Principe et constitution.....	13
1.2.2 Le diélectrique.....	16
1.2.3 Fiabilité, défaillance et durée de vie des condensateurs.....	21
1.3 Condensateurs à films polymères métallisés	25
1.3.1 Généralités.....	25
1.3.2 Films polymères utilisés comme diélectrique	26
1.3.3 Procédé de fabrication des condensateurs films métallisés.....	35
1.3.4 Auto-cicatrisation	37
1.3.5 Dégradation de la métallisation.....	40
1.4 Conclusion	41
1.5 Références	41
2. Caractérisation et modélisation des condensateurs films métallisés.....	47
2.1 Introduction	48
2.2 Modèle simplifié d'un condensateur réel	48
2.3 Caractérisation en fonction de la fréquence	49
2.3.1 Composants sous test	49
2.3.2 Appareils de mesure	50
2.3.3 Identification des paramètres internes du condensateur.....	52
2.4 Modèle amélioré des condensateurs à films métallisés	57
2.4.1 Modèle électrique jusqu'à la résonance	57
2.4.2 Modèle haute fréquence	59
2.5 Caractérisation en fonction de la température	67
2.5.1 Identification des paramètres en fonction de la température.....	67
2.5.2 Interprétation de l'évolution des paramètres avec la température.....	70
2.6 Caractérisation en fonction de la tension.....	72
2.6.1 Appareil de mesure.....	72
2.7 Caractérisation en fonction du vieillissement.....	75

2.8	Conclusion	78
2.9	Références	79
3.	Vieillissements accélérés des condensateurs à films métallisés.....	81
3.1	Introduction	82
3.2	Essais de vieillissements.....	82
3.2.1	Paramètres affectant la durée de vie des condensateurs.....	82
3.2.2	Modèle d'Eyring	85
3.3	Présentation des essais de vieillissement.....	87
3.3.1	Vieillissements standards par « floating ».....	88
3.3.2	Lois de vieillissement.....	93
3.4	Vieillissement accéléré à fort courant	104
3.4.1	Auto-échauffement des condensateurs films.....	104
3.4.2	Répartition de la température dans les condensateurs films	105
3.4.3	Présentation du banc de test	108
3.5	Conclusion	123
3.6	Références	124
4.	Surveillance de l'état de santé des condensateurs à films métallisés	127
4.1	Introduction	128
4.2	Contexte.....	128
4.2.1	Techniques basées sur l'estimation de l'ESR	128
4.2.2	Techniques basées sur l'estimation de l'ESR et de C	130
4.2.3	Techniques basée sur des séries temporelles [18].....	131
4.2.4	Acquisition des données.....	135
4.2.5	Apprentissage du neurone néo flou	140
4.2.6	Résultats expérimentaux	140
4.2.7	Estimation de la durée de fin de vie	145
4.3	Conclusion	146
4.4	Références	146
	Conclusion générale.....	149
	Annexe A.....	153
	Annexe B.....	156
	Liste des figures.....	157
	Liste des tableaux.....	161

Introduction générale

De nos jours, le secteur du transport aérien attache beaucoup d'importance aux préoccupations environnementales telles que la pollution de l'air et le changement climatique mondial. Aujourd'hui, bien que le transport aérien ne produise que 2% des émissions de CO_2 engendrées par les activités humaines, ce taux devrait augmenter à 3% en 2050 avec la croissance continue et régulière du trafic aéronautique mondial [1]. Dans ce but, les principaux axes de la recherche aéronautique se sont orientés vers la réduction de la consommation en carburant et vers l'optimisation de la gestion de l'énergie tout en assurant la fiabilité et la sûreté de fonctionnement des dispositifs [2]. Ces nouvelles orientations conduisent au remplacement graduel des fonctions traditionnellement gérées par les systèmes hydrauliques, pneumatiques et mécaniques par les systèmes électriques [3-5]. Bien que cette nouvelle génération d'avion « plus électrique » permettra d'obtenir des réductions de poids et de coût, d'améliorer le rendement énergétique et de faciliter la maintenabilité des systèmes [6-8], l'utilisation accrue de l'énergie électrique impose de nouvelles contraintes sur ses performances. Les systèmes électriques doivent ainsi être conçus, analysés, testés et certifiés avant leur mise en œuvre à bord.

La majorité des systèmes et des sous-systèmes de l'avion contemporain contient déjà un grand nombre de circuits électroniques assurant des fonctions primordiales à bord, telles que le contrôle de l'avion, la communication, la navigation et les systèmes radar [9]. Garantir le bon fonctionnement des équipements de l'avion s'avère d'une nécessité primordiale dans la mesure où un défaut survenant à bord peut avoir des conséquences catastrophiques au niveau humain ou/et financier. Actuellement, les composants passifs occupent 75 % des éléments électroniques utilisés en avionique dont 50 % correspondent à des condensateurs [10]. Ces derniers doivent donc répondre aux exigences environnementales avioniques qui peuvent être connues et plus ou moins modérées (exigences électriques et thermiques), mais également à des conditions d'utilisation plus contraignantes et imprévisibles (humidité, perturbations électromagnétiques,...). C'est dans ce contexte qu'est effectué notre étude sur les condensateurs à technologie film utilisés comme éléments de filtrage en entrée des convertisseurs statiques d'énergie. Les diélectriques à film polymère utilisés pour ce type de condensateur, s'avèrent être de très bons candidats pour de telles applications grâce à la stabilité de leurs caractéristiques diélectriques et électriques vis-à-vis de la fréquence et de la température [11-12], ainsi qu'à leur faculté d'auto-cicatrisation. Néanmoins, compte tenu du risque d'inflammation en cas de défaut (dégagement d'acétylène), l'amélioration de la sûreté de fonctionnement de ces composants et en particulier leur surveillance de leur état de santé sont des axes fondamentaux pour améliorer la disponibilité des systèmes dans lesquels ils sont employés. La connaissance précise de leur état de détérioration permettrait d'anticiper les défauts et d'améliorer la disponibilité de l'ensemble du système par application d'une maintenance prédictive.

Pour mieux connaître la technologie des condensateurs considérés, le premier chapitre présente une description générale des différents constituants de ces composants, de leurs caractéristiques et des technologies utilisées pour leur fabrication. L'étude se focalise sur les

condensateurs à films métallisés utilisant le polypropylène ou le polyester comme diélectrique.

Deux modèles fins de condensateurs films ont été proposés dans le deuxième chapitre. Le développement de ces modèles est important car ils permettent le suivi et l'analyse des évolutions des grandeurs électriques de ces composants lorsqu'ils sont soumis à des contraintes électriques et thermiques diverses.

Dans le troisième chapitre, l'étude du vieillissement sous différentes contraintes des condensateurs considérés a été effectuée dans le but d'établir des lois de vieillissement. Les effets des contraintes en tension *DC* et en température constante ont été étudiés afin de définir les facteurs d'accélération du vieillissement. Comme ces contraintes ne sont pas toujours représentatives des conditions de vieillissement réelle des condensateurs films, les cinétiques de dégradation des paramètres électriques de ces condensateurs ont été comparées à celles où le condensateur est sollicité par de fortes ondulations de courant ou lorsqu'une combinaison d'une tension *DC* avec une ondulation de courant lui sont appliquées.

Enfin, le dernier chapitre expose l'utilisation des données expérimentales issues des essais des vieillissements pour effectuer un diagnostic en ligne des condensateurs films. Cette opération, par des mesures et des techniques adéquates doit assurer l'analyse de la dégradation de ces composants, étape essentielle pour prédire la performance du condensateur et sa durée de vie restante.

1. Généralités sur les condensateurs

1.1 Introduction

Les condensateurs, appartenant à la famille des composants passifs, sont des éléments indispensables dans la majorité des équipements de l'électronique et de l'électronique de puissance ; ils constituent , en moyenne, 40 % des composants d'un circuit électronique [13]. Choisir un condensateur adéquat pour une application donnée, de telle manière qu'il soit adapté à l'environnement d'utilisation, revient à choisir les caractéristiques et les paramètres de l'ensemble des matériaux le constituant. Plusieurs types de condensateur existent dans la littérature permettant de répondre aux exigences électriques, thermiques et mécaniques diversifiés de l'utilisateur. La *Figure 1.1* représente la consommation mondiale de condensateurs pour les technologies les plus utilisées actuellement sur le marché [14]. On peut distinguer trois grandes familles, à savoir :

- Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium ou au tantale
- Les condensateurs céramiques, mica ou verre
- Les condensateurs à films plastiques ou papier

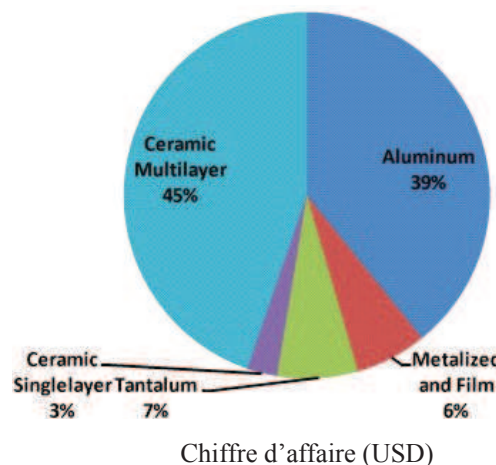


Figure 1.1 Consommation mondiale par type de condensateur (2012) [14]

Les condensateurs céramiques, occupant la majorité du marché mondial des condensateurs, sont de loin les plus utilisés dans les applications hautes fréquences (jusqu'à des centaines du gigahertz). Leurs principaux atouts sont leur très faible valeur d'inductance, leur faible coût et leur taille réduite. Néanmoins, ils présentent quelques faiblesses majeures face aux vibrations et chocs thermiques [15].

Les condensateurs électrolytiques, quant à eux, occupent une position particulière parmi les différents types de condensateurs puisque leur principe de fonctionnement repose en partie sur des processus électrochimiques. Cette structure, bien qu'elle soit sensible aux variations de la fréquence et de la température [16], leur procure des valeurs de capacité très élevées, une excellente efficacité volumique et un excellent compromis qualité-prix [17]. Les condensateurs électrolytiques deviennent, en raison des atouts précités, les composants préférés pour les applications basses fréquences tel que le filtrage. Néanmoins, leur durée de vie très limitée et leur taux de défaillance relativement élevé sont des handicaps importants [18, 19].

Contrairement aux condensateurs électrolytiques, les condensateurs films ne nécessitent pas une polarisation prédéfinie et se comportent bien à courant et tension élevés [20]. Les films polymères utilisés comme diélectriques sont devenus les matériaux préférés pour ces composants en raison de leur bonne tenue diélectrique, leur faible facteur de pertes et leur bonne stabilité diélectrique pour de larges plages de fréquences et de températures. Ce type de condensateur est essentiellement utilisé dans des applications à hautes fréquences (jusqu'au GHz), fort courant et requérant de faibles pertes.

Outre les facteurs environnementaux dus à l'application, les paramètres électriques d'un condensateur ont une grande importance sur ses performances dans un circuit donné. La *Figure 1.2* représente les ordres de grandeurs des tensions et capacités des différentes technologies de condensateurs précédemment cités [21, 22].

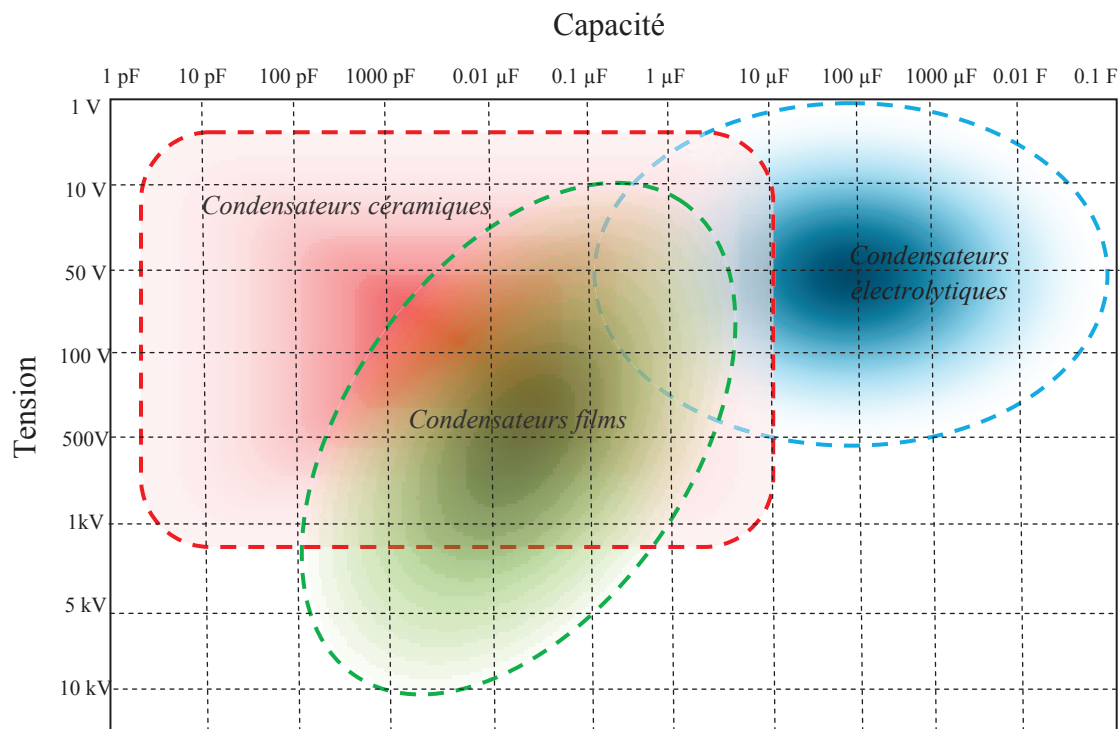


Figure 1.2 Ordre de grandeur des tensions et capacités des technologies de condensateurs les plus usuelles

Cette description schématique montre bien la diversité des technologies existantes actuellement sur le marché. L'orientation d'un concepteur vers l'une de ces technologies dépend de leurs aptitudes à pouvoir garantir l'exécution d'une fonction dans un environnement lié à l'application. Cependant, afin de mieux comprendre les principaux avantages et les limites des différentes technologies, une description générale du principe de fonctionnement et des constituants des condensateurs est nécessaire.

1.2 Description générale des condensateurs

1.2.1 Principe et constitution

La fonction principale d'un condensateur est d'emmagasiner une charge électrique aux seins de deux armatures conductrices (électrodes) séparées par un milieu isolant appelé diélectrique (*cf. Figure 1.3*). Quand une différence de potentiel est appliquée entre les plaques

conductrices, une charge électrique proportionnelle à la tension appliquée et à la capacité s'accumule dans le condensateur.

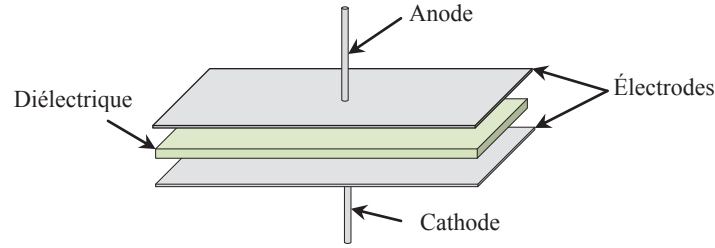


Figure 1.3 Constitution global d'un condensateur plan

L'énergie E stockée pour un condensateur idéal de capacité C_{AK} entre l'anode et la cathode sous une tension U est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} C_{AK} U^2 \quad (1.1)$$

Pour un condensateur plan, la valeur de la capacité C_{AK} est directement proportionnelle à la surface des électrodes en regard et inversement proportionnelle à l'épaisseur du diélectrique :

$$C_{AK} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{e} \quad (1.2)$$

avec :

- ε_0 = permittivité absolue du vide ($\varepsilon_0 = 8,854.10^{-12} \text{ F/m}$)
- ε_r = permittivité relative du diélectrique (*sans dimension*)
- S = surface en regard anode-cathode (m^2)
- e = épaisseur du diélectrique en (m)

Il découle des équations précédemment listés que l'énergie stockée aux bornes du condensateur est fonction de la surface des électrodes en regard S , de la tension d'utilisation U ainsi que des caractéristiques physiques et géométriques du diélectrique employé (ε_r , e).

De ce fait, dans la plupart des condensateurs réels et pour augmenter la surface des armatures, les géométries en 'cerfeuil' et 'bobinée' sont souvent utilisées (*cf. Figure 1.4*) [23].

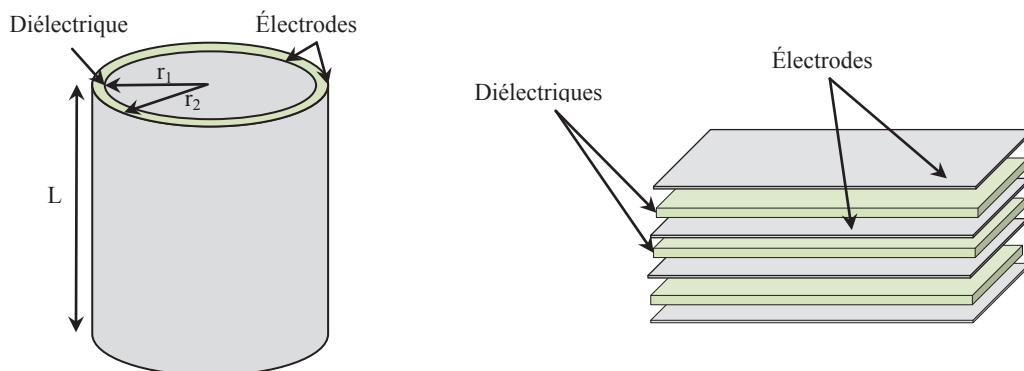


Figure 1.4 Géométrie cylindrique (à gauche) et en cerfeuil (à droite) des condensateurs réels

Indépendamment de la géométrie employée, la capacité résultante sera assimilée à celle d'un condensateur plan. En effet, dans le cas des condensateurs cylindrique à une spire, et compte tenu de la finesse de l'épaisseur du diélectrique ($r_2 - r_1 \ll r_1$), l'équivalence entre une géométrie plane et cylindrique sera établie en considérant l'équation ci-dessous [24] :

$$C_{Cylind} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{2\pi L}{\ln(\frac{r_2}{r_1})} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{2\pi L}{\ln(1 + \frac{r_2 - r_1}{r_1})} \approx \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{2\pi L}{\frac{r_2 - r_1}{r_1}} \approx \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{S}{e} \quad (1.3)$$

Dans le cas des condensateurs en cerfeuil, la capacité totale du condensateur est équivalente à la somme des différentes capacités planes élémentaires placées en parallèles :

$$C_{cerf} = n \cdot \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{e} \quad (1.4)$$

avec n , le nombre de couches placés en parallèles.

Le condensateur finalisé s'achève par l'ajout des connexions, et est généralement enrobé dans un boîtier en plastique. Ces procédés de fabrications ainsi que les défauts liés aux différents matériaux le constituant, font que le schéma équivalent d'un condensateur ne peut pas être représenté par une simple capacité. Des pertes liées aux connexions, aux électrodes et au diélectrique doivent être pris en considération. Le plus souvent, un condensateur est modélisé par le schéma équivalent de la *Figure 1.5* :

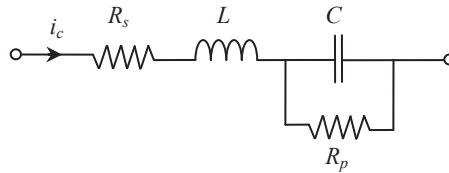


Figure 1.5 Schéma électrique équivalent d'un condensateur

où, R_s représente la résistance des électrodes et des connexions, L l'inductance équivalente série due aux connexions et à la géométrie des enroulements, C la capacité nominale du condensateur et R_p la résistance prenant en compte les pertes diélectriques et les fuites entre les électrodes.

Lorsqu'un condensateur d'impédance complexe $\underline{Z}$ est soumis à une tension alternative $u(t)$ sinusoïdale et de fréquence inférieure à la fréquence de résonance du composant, le déphasage $\varphi(i_c, u)$ entre le courant i_c le traversant et la tension à ses bornes est légèrement supérieur à $-\pi/2$ (cf. *Figure 1.6*). Cela est dû aux pertes dans le condensateur, liés à l'angle de pertes. Ce dernier est défini comme étant le complément du déphasage $\varphi(i_c, u)$ à $-\pi/2$ [23].

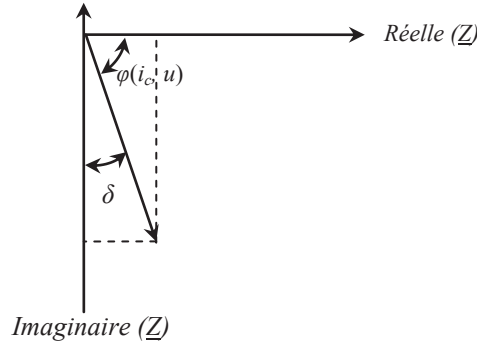


Figure 1.6 Déphasage entre i_c et u d'un condensateur réel

Les pertes totales P dans le condensateur sont équivalentes aux pertes diélectriques P_d et aux pertes par effet Joule dues aux connexions et électrodes [25] :

$$P = P_d + R_s i_c^2 \quad (1.5)$$

Le facteur de pertes du condensateur est défini en exprimant la tangente de l'angle de pertes ce qui équivaut à exprimer le rapport entre les parties réelles et imaginaires de l'impédance $\underline{Z}$ du condensateur :

$$\tan \delta = \frac{\text{Réelle}(\underline{Z})}{\text{Im}(\underline{Z})} = \tan \delta_d + R_s C \omega \left(1 + \frac{I}{R_p^2 C^2 \omega^2} \right) \quad (1.6)$$

avec,

$$\tan \delta_d = \frac{I}{R_p C \omega} \quad (1.7)$$

où $\tan \delta_d$ est le facteur de pertes du diélectrique à la pulsation ω .

En négligeant les pertes dues aux connexions et aux électrodes, le facteur de pertes du condensateur $\tan \delta$ serait exclusivement celui du diélectrique $\tan \delta_d$.

Compte tenu des équations précédemment listés, il en résulte que les performances d'un condensateur reposent en grande partie sur les propriétés de son diélectrique. Pour mieux comprendre leurs comportements sous différentes contraintes, une étude mérite de leur être consacrée.

1.2.2 Le diélectrique

Le stockage de l'énergie électrostatique aux bornes du condensateur est rendu possible grâce à l'aptitude des diélectriques à se polariser sous l'effet d'un champ électrique [26]. On interprète ce phénomène par l'apparition d'un champ électrique de sens opposé à celui du champ extérieur appliqué, suite à des mécanismes de déformation des charges électriques dans le matériau. Une description macroscopique montre que ce champ, appelé champ de polarisation, est dû à l'apparition d'un moment dipolaire, résultant du déplacement des charges dans la matière.

1.2.2.1 Polarisation : aspect macroscopique

En présence d'un champ électrique extérieur $\vec{E}$ tel que celui régnant entre les armatures d'un condensateur, la permittivité relative du diélectrique représente une mesure directe de l'aptitude du matériau isolant à stocker de l'énergie suite à sa polarisation. Deux phénomènes différents concourent à la polarisation diélectrique (induite ou permanente), et selon la température et la fréquence, leur importance relative change.

Cette dernière peut être induite ou permanente. La première consiste à la création d'un moment dipolaire, alors que la seconde est basée sur l'orientation des dipôles permanents déjà présents à l'intérieur du diélectrique [27].

1.2.2.1.1 Polarisation permanente

On parle de polarisation permanente lorsque certaines molécules présentent spontanément un moment dipolaire électrique différent de zéro orienté de manière aléatoire dans le matériau. Lorsqu'un champ électrique est appliqué sur ce type de molécules, tous les dipôles pris individuellement, tendent à s'orienter dans la direction du champ.

1.2.2.1.2 Polarisation induite

Dans le cas d'une polarisation induite, le champ électrique appliqué est considéré comme une perturbation extérieure aux molécules et aux atomes présents au sein du diélectrique, et tend à attirer le nuage d'électrons vers l'électrode positive du condensateur. Cependant, les forces d'attraction entre les électrons et les nucléons ont tendance à résister à ce déplacement, engendrant ainsi une condition d'équilibre de sorte que les barycentres des charges positives et des charges négatives ne sont plus superposés [28]. L'atome acquiert ainsi un moment dipolaire électrique d'autant plus important que le champ électrique est intense. On peut distinguer les polarisations électronique et ionique :

- La polarisation électronique présente dans tous les diélectriques, est due à la déformation du nuage électronique des atomes lorsqu'ils sont soumis au champ électrique extérieur. Le barycentre des charges positives s'éloigne du barycentre des charges négatives et crée un dipôle induit. Elle se manifeste dans tous les types de matériaux.
- La polarisation ionique est due à la déformation des liaisons chimiques lors de l'application d'un champ électrique extérieur. Elle concerne les liaisons ioniques, fortement polaires, qui lient des atomes d'électronégativité différente. Les matériaux comportant de telles liaisons sont appelés matériaux ioniques.

D'une manière générale, pour un milieu diélectrique linéaire et isotrope, la polarisation $\vec{P}$, moment dipolaire par unité de volume, et la permittivité ε sont liés par la relation macroscopique [29] :

$$\vec{P} = \varepsilon_0 \chi \vec{E} \quad (1.8)$$

$$\chi = (\varepsilon_r - 1) \quad (1.9)$$

où χ représente la susceptibilité diélectrique induite de l'isolant.

Etant donné que la polarisation $\vec{P}$, mesure directe de la capacité du matériau diélectrique à stocker de l'énergie, est fonction de la permittivité ϵ_r du milieu, l'étude de son comportement vis-à-vis de la fréquence du champ électrique $\vec{E}$ et de la température d'utilisation nous permet de mieux comprendre les évolutions de la capacité face aux différentes sollicitations. Ce phénomène a été dûment interprété du point de vue microscopique afin d'analyser son comportement macroscopique.

1.2.2.2 Polarisation : aspect microscopique

Comme indiqué ci-dessus, deux types de polarisation peuvent se présenter selon le caractère chimique du matériau employé, les polarisations induites (d'origine électronique ou ionique) où le milieu ne présente pas de dipôles permanents, et les polarisations permanentes (par orientation). Dans ce dernier cas de figure, la structure des molécules est souvent asymétrique et le milieu acquiert naturellement des dipôles permanents. Dans les matériaux diélectriques, les différentes polarisations peuvent coexister ou apparaître séparément.

D'un point de vu microscopique, comme résultat de la présence des molécules voisines dans le milieu diélectrique considéré, il n'est pas toujours possible d'identifier le champ électrique appliqué E et le champ local E_L effectivement ressenti par le dipôle [30].

Si N est le nombre de dipôles élémentaires par unité de volume, la polarisation totale P du milieu s'écrit alors :

$$P = N\alpha E_L = N\alpha \left(E + \frac{P}{3\epsilon_0} \right) \quad (1.10)$$

où α étant la somme des différentes polarisabilités du milieu diélectrique prenant place (électronique, ionique et par orientation) [31].

En remplaçant les équations (1.8) et (1.9) dans l'équation (1.10), on obtient l'équation de Clausius-Mossotti qui relie la permittivité du milieu à la polarisabilité α :

$$\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} = \frac{N\alpha}{3\epsilon_0} \quad (1.11)$$

Le comportement diélectrique d'un milieu est souvent complexe. D'une part, différents mécanismes peuvent être à l'origine de la polarisabilité et d'autre part, les porteurs de charges ne se déplacent pas de façon instantanée, il en résulte que la polarisation ne s'établit pas immédiatement après l'application du champ électrique. Cela signifie que la permittivité ϵ_r dépend du temps (autrement dit de la pulsation ω) et de la température puisque les processus sont thermiquement activés [32].

Les polarisabilités induites (électronique et ionique) sont caractérisées par des constantes de temps très courtes. On peut considérer, pour les fréquences très inférieures à quelques centaines de GHz, que ces phénomènes sont quasi-instantanés et leurs contributions indépendantes de la fréquence. La même hypothèse ne peut être faite pour la polarisabilité par orientation qui implique la réorientation des dipôles.

1.2.2.3 Rigidité diélectrique

Une propriété fondamentale d'un matériau diélectrique est sa rigidité diélectrique. Cette propriété est caractérisée par son champ disruptif et par l'épaisseur du diélectrique e [33] :

$$e_v = \frac{U}{e} \quad (1.12)$$

En effet, au-delà d'une certaine valeur de champ électrique que peut supporter le diélectrique, le claquage de ce dernier survient. Cette caractéristique varie d'un diélectrique à l'autre selon ses propriétés physiques et mécaniques. Le *Tableau 1.1*, donne une comparaison des différentes caractéristiques des matériaux diélectriques les plus utilisés [23] [34, 35] :

Condensateur	Diélectrique		Permittivité relative ϵ_r à 1 kHz et 20°C	Rigidité diélectrique e_v (kV/mm)	Facteur de pertes $\tan\delta$ à 1 kHz ($\times 10^{-3}$)	Résistivité ρ ($\Omega \cdot \text{cm}$)	Température maximum d'utilisation T_{max} (°C)	Epaisseur minimum e_{min} (μm)
Céramique, mica, verre	Mica		6-8	200-240	0.5-2	10^{15} - 10^{16}	250	8-10
	Verre		7-20	300-400	10-20	10^{13} - 10^{14}	400	50-300
	Céramique		6-25000	3-150	0.1-20	10^7 - 10^{13}	85-300	2-300
Film	Papier		2-6	60	0.5-10	10^7	105	5-14
	Plastique	PET	3.3	295	4-5	10^{17}	125	0.7
		PEN	3	470	6	10^{18}	135	1.2
		PP	2.2	300	0.1	10^{15}	110	3
		PPS	3.1	300	0.5	10^{16}	175	1.2
Electrolytique	Oxyde d'alumine		10	700	100	10^9	105	1.4 nm/V
	Oxyde de tantale		27	800	10-100	10^9	175	1.4 nm/V

Tableau 1.1 Comparaison des caractéristiques des différents diélectriques utilisés dans les condensateurs

1.2.2.4 Rupture des diélectriques

La rupture des diélectriques correspond à des phénomènes résultants de l'accumulation d'une énergie cinétique, thermique ou élastique ne pouvant pas être évacuée par le matériau isolant [26]. La rupture diélectrique nommée également claquage correspond ainsi à la perte des propriétés isolantes d'un diélectrique soumis à un champ électrique. Cela se manifeste souvent par une modification irréversible de ses caractéristiques diélectriques pouvant provoquer la défaillance des composants dont ils font parties.

Plusieurs mécanismes contribuent au claquage du diélectrique, on peut distinguer :

- le claquage électrique ou électronique,
- le claquage thermique,
- le claquage électromécanique.

Outre les défaillances liées aux erreurs de manipulation, les mécanismes de défaillance peuvent être dus à des défauts de jeunesse liés à la fabrication ou à des défaillances apparaissant avec le temps, dans le volume ou à la surface du matériau [36].

1.2.2.4.1 Claquage d'origine électronique

Le claquage d'origine électronique survient, lorsque dans le matériau, les électrons dus au courant de conduction sont accélérés sous l'effet d'un champ électrique acquérant ainsi une énergie comparable à celle de l'énergie d'ionisation. On peut distinguer deux théories de claquage électronique, le claquage intrinsèque et le claquage par avalanche.

1.2.2.4.1.1 Claquage électronique intrinsèque

D'après [37], seuls les électrons situés dans la bande de conduction prennent part à ces mécanismes de claquage. Ces électrons peuvent provenir d'absorption de rayonnement d'énergie importante ou de perturbations du réseau cristallin ou encore être des électrons de valence issus d'atomes (impuretés) excités pouvant être ionisés par un apport d'énergie thermique. Pour une faible valeur d'énergie gagnée par les électrons, cette dernière est rapidement cédée aux atomes du matériau maintenant ainsi un état d'équilibre [38]. Par contre, au-delà d'une certaine valeur, l'énergie gagnée par les électrons ne peut plus être complètement restituée au matériau et le claquage survient. Ce type de claquage a un temps d'établissement très rapide (de l'ordre de la microseconde) et laisse dans le matériau une trace sous forme de canal fin ; sa dépendance à la rigidité diélectrique, aux dimensions de l'isolant et des électrodes est très faible.

1.2.2.4.1.2 Claquage électrique par avalanche

Contrairement au claquage intrinsèque, où le phénomène est brutal et non précédé par une élévation progressive de la température [39], le claquage par avalanche est lié à l'augmentation progressive du courant de conduction dans l'isolant jusqu'à ce que ce dernier se comporte plutôt comme un conducteur que comme un isolant. Ce phénomène correspond à l'émission des électrons suivant un tunnel de la bande de valence à la bande de conduction du diélectrique.

1.2.2.4.2 Claquage thermique

Le claquage thermique survient dans un matériau lorsque la température du diélectrique augmente jusqu'à une valeur destructive. Le diélectrique est le siège de chaleur due, en présence de porteur de charge dans le matériau, à des courants de conduction, mais aussi à des phénomènes de relaxation diélectriques dans le cas d'application d'un champ alternatif. Le claquage thermique survient alors quand une accumulation importante de chaleur se produit et que le matériau n'arrive plus à évacuer assez rapidement cette dernière (par conduction ou par rayonnement aux interfaces). La température au sein de l'échantillon atteint donc une valeur critique T_c , entraînant la rupture totale du diélectrique par claquage.

1.2.2.4.3 Claquage électromécanique

Le claquage électromécanique est provoqué par la pression électrostatique exercée par les électrodes sur l'isolant quand une différence de potentiel V est appliquée entre ces bornes [40]. Dans ces conditions, la pression exercée P_e sur un échantillon d'épaisseur e peut s'exprimer par :

$$P_e = \frac{1}{2} \varepsilon \cdot \left(\frac{V}{e} \right)^2 \quad (1.13)$$

En effet, quand un matériau est soumis à un champ électrique, la pression électrostatique due aux attractions coulombiennes mutuelles des électrodes tend à réduire son épaisseur e par déformation mécanique. Cela entraîne une augmentation du champ électrique, ce qui va rétroagir sur l'amplitude de la pression et amplifier encore l'effet. Lorsque la pression exercée devient supérieure à la résistance à la compression du diélectrique, le champ se retrouve renforcé et la rupture intervient.

1.2.2.4.4 Claquage dû à des décharges partielles et charges d'espace

Dans un isolant réel, des impuretés telles que les cavités gazeuses peuvent exister au sein du matériau et provoquer des décharges partielles. Le claquage des diélectriques survient donc à des seuils de champ électrique inférieurs à ceux prévus du fait des inclusions gazeuses et des charges d'espace pouvant conduire à des renforcements locaux du champ électrique [41]. En effet lorsqu'en certains points du diélectrique, le champ électrique devient important, de nombreux phénomènes peuvent se produire : libération de gaz dissous, décharges électriques accompagnées de la destruction de certaines liaisons moléculaires, formation de microbulles [42]. Dans ces vacuoles, les gaz sont ionisés, accélérés par le champ électrique et provoquent de nouvelles dégradations. Les décharges partielles peuvent devenir dangereuses si les bulles peuvent se former facilement suite à des réactions chimiques libérant des gaz qui peuvent, potentiellement, favoriser un claquage du diélectrique.

1.2.3 Fiabilité, défaillance et durée de vie des condensateurs

1.2.3.1 Notion de fiabilité

La fiabilité et la maintenabilité sont deux exigences fondamentales pour un bon fonctionnement d'un système donné, et sont principalement dépendantes des caractéristiques technologiques des composants le constituant [43]. D'un point de vue mathématique, la fiabilité $R(t)$ correspond à la probabilité qu'un dispositif, système ou composant, remplisse une fonction requise pendant un temps donné dans des conditions d'utilisation et environnementales spécifiques. La maintenabilité quant-à-elle, correspond à l'aptitude d'une entité à être entretenue (pour les systèmes réparables) dans un état dans lequel elle pourrait accomplir à nouveau sa fonction.

On définit une défaillance comme étant la perte de la capacité d'une entité à pouvoir accomplir sa fonction dans un temps et des conditions donnés. A titre d'exemple, un condensateur peut être considéré comme défaillant lorsque certains de ces paramètres électriques dépassent les limites spécifiées par l'utilisateur mettant en risque, ainsi, la sûreté

de fonctionnement de l'ensemble du système. Ces défaillances peuvent être classées en deux groupes selon le mode d'aboutissement à la fin de vie, on peut distinguer :

- Les défaillances catalectiques (ou catastrophiques), caractérisées par des arrêts de fonctionnement soudains des condensateurs et se manifestant le plus souvent par des courts-circuits ou des circuits-ouverts ;
- Les défaillances par dégradations, progressives ou partielles, induisant une dégradation graduelle des paramètres électriques des condensateurs. Généralement, la résistance équivalente série (*ESR* pour Equivalent Series Resistance), la capacité nominale C , le courant de fuite I_f ou le facteur de pertes $\tan\delta$ sont les paramètres les plus utilisés pour suivre leur état de dégradation.

On peut également utiliser le taux de défaillance $\lambda(t)$ et la durée moyenne avant la défaillance ou *MTTF* (*Mean Time To Failure*), comme autres grandeurs pour quantifier et évaluer la fiabilité d'un dispositif.

Le taux de défaillance $\lambda(t)$ est une probabilité conditionnelle de défaillance très utilisée en électronique [44], et est souvent exprimé en *FIT* (*Failure In Time*) correspondant au nombre de défaillances survenues dans la durée de vie théorique d'un dispositif (exprimé par 1 défaillance/10⁹ heures). Le *MTTF*, quant-à-lui, représente l'espérance mathématique de la durée de bon fonctionnement d'un dispositif, et est souvent confondu avec le *MTBF* (*Mean Time Between Failure*) pour les systèmes réparables [45].

Généralement, et pour beaucoup de dispositifs, le taux de défaillance λ en fonction du temps t suit la fameuse courbe en « baignoire » comme le montre la *Figure 1.7* [46].

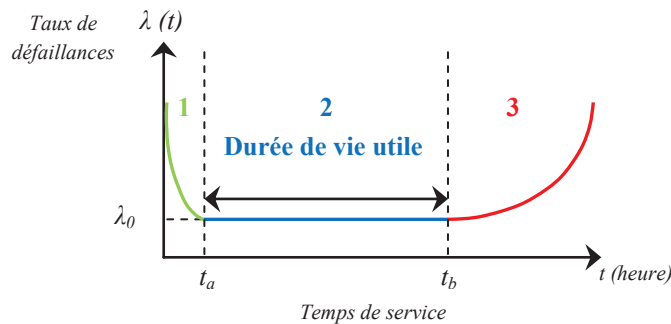


Figure 1.7 Taux de défaillance en fonction du temps [23]

Cette allure met en évidence l'existence de trois parties distinctes du taux de défaillance :

- La période de défaillances précoces (pour $t \leq t_a$), due aux défauts de jeunesse des dispositifs, où le taux de défaillance $\lambda(t)$ décroît ;
- La période intermédiaire (pour $t \in]t_a, t_b[$), où le taux de défaillance approximativement constant correspond à la période de vie normale du composant ;
- La période d'usure (pour $t \geq t_b$), où le taux de défaillance augmente à cause de l'usure du dispositif.

Il est très fréquent de modéliser le taux de défaillance par une loi. La plus utilisée est la loi de Weibull. Elle est donnée par l'équation ci-dessous :

$$\lambda(t) = \frac{m}{\eta} \left(\frac{t-\gamma}{\eta} \right)^{m-1} \quad (1.14)$$

avec : γ : décalage de l'origine (temps)
 η : paramètre d'échelle homogène (temps)
 m : paramètre de forme (positif)

avec une fonction de fiabilité de la forme :

$$R(t) = \exp\left(-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^m\right) \quad (1.15)$$

Cette équation nous permet de remonter aux trois zones de la courbe en baignoire de la *Figure 1.7* selon la valeur de m .

Ainsi, le taux de défaillance $\lambda(t)$ sera décroissant pour $m < 1$, croissant pour $m > 1$, et dans le cas particulier où $m = 1$, le taux de défaillance λ sera constant et indépendant du temps. Dans ce cas la fiabilité est associée à un modèle exponentiel :

$$R(t) = \exp(-\lambda t) \quad (1.16)$$

et le *MTTF* sera donc de la forme [47] :

$$MTTF = \int_0^{\infty} R(t) dt = \int_0^{\infty} e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda} \quad (1.17)$$

Compte tenu de l'équation (1.17), le *MTTF* d'un composant est d'autant plus élevée que le taux de défaillance est faible.

Afin d'étudier le *MTTF* d'un système, le taux de défaillance de chaque composant le constituant est à considérer. En effet, l'emplacement du composant dans le circuit, peut déterminer (emplacement série) ou contribuer (emplacement parallèle ou combiné) à la durée de vie du système dans lequel il est employé. Dans le cas d'un emplacement série à n composants, le taux de défaillance d'un équipement peut être calculé par addition des différents taux de défaillances relatifs à chaque composant pris individuellement. Ainsi le taux de défaillance du système s'écrit :

$$\lambda_{tot} = \lambda_a + \lambda_b + \dots + \lambda_n \quad (1.18)$$

et la *MTTF* sera de la forme :

$$MTTF = \frac{1}{\lambda_{tot}} \quad (1.19)$$

La *Figure 1.8* donne les tendances de la *MTTF* relative d'un ensemble de condensateurs par rapport à l'évolution du nombre de composants employés dans un système. Cela met en

évidence que la MTTF diminue considérablement avec l'augmentation de n et la diminution du facteur de forme m . Si le nombre d'éléments (condensateurs) peut atteindre plusieurs centaines, la durée de vie globale du système peut être réduite à moins de la moitié de celle d'un élément.

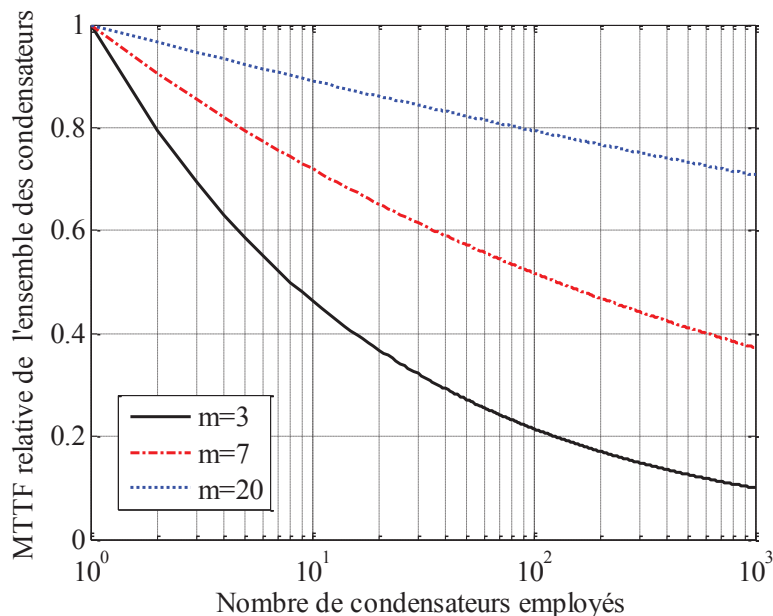


Figure 1.8 Durée de vie relative des condensateurs à films polypropylène en fonction du nombre d'éléments et du facteur de forme m [48]

1.2.3.2 Taux de défaillance

L'évaluation de la fiabilité des équipements selon les spécifications normatives procurent des données de fiabilité pour des composants électroniques à loi de survie exponentielles, donc à taux de défaillance constant [49]. L'approche peut être prédictive mais elle est surtout basée sur des données expérimentales. Les résultats dépendent donc du choix de la condition de défaillance, des conditions d'essais et du nombre de composants sous test. Dans ces cas d'études, les composants sont supposés préalablement vieillis, de sorte que toute éventualité de défaillances précoces se trouve exclue. Ainsi, le domaine d'âge de ces composants se situe dans la zone 2 de la courbe en baignoire représentée en *Figure 1.7*. Le *Tableau 1.2* représente les taux de défaillance typiques des différentes technologies de condensateurs les plus utilisées en se basant sur l'approche normative *MIL-HB 217F* (pour des niveaux de contraintes de 80°C en température et à tension nominale).

Description	Technologie	FIT en 10 ⁹ (heures)	MTTF (années)
Condensateurs	Electrolytique	6000	19
	Céramique	1000	114
	Films plastiques	15	7610

Tableau 1.2 Comparaison du taux de défaillance des différentes technologies de condensateurs

Comme on peut le remarquer, les condensateurs à films plastiques sont de loin la technologie la plus fiable actuellement sur le marché. Ceci est due entre autre à leur faculté d'auto-cicatrisation qui leur permet d'isoler un défaut survenant dans le diélectrique avec comme seule incidence une légère diminution de la capacité (voir partie 1.3 pour plus de détail). Néanmoins, la combinaison sévère des contraintes électriques et thermiques font que les performances du condensateur se dégradent rapidement et présentent des risques majeurs en cas de pannes (dégagement d'acétylène). La *Figure 1.9*, montre le taux de défaillance d'un condensateur film $1\mu F-630V$ pour différentes valeurs de tensions et de températures en se basant sur l'approche normative *MIL-HB 217F*.

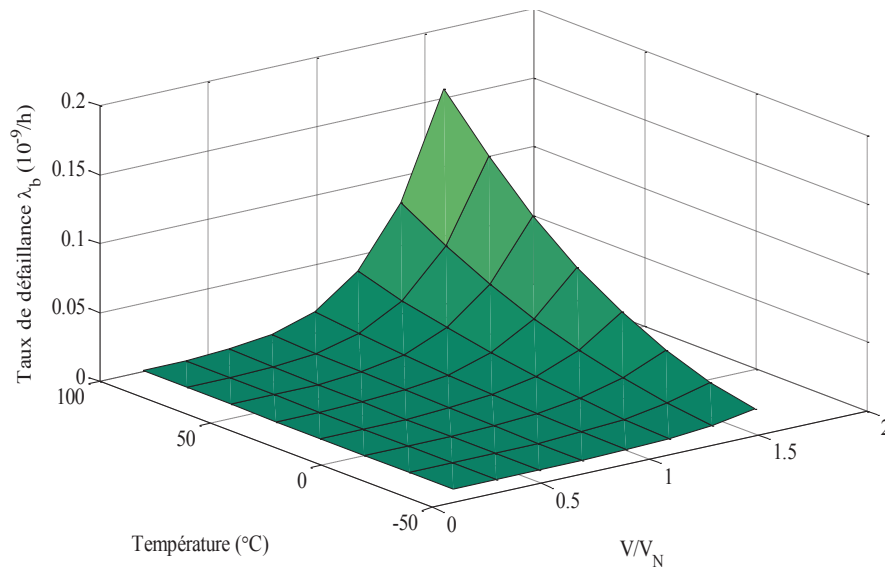


Figure 1.9 Taux de défaillance des condensateurs films en fonction de la tension et de la température

Cependant, le même composant soumis aux mêmes conditions environnementales, thermiques et électriques, peut avoir différents taux de défaillance selon la référence normative utilisée. Cette différence découle du fait que chaque référence privilégie plus ou moins des facteurs d'influence comme ceux liés aux contraintes électriques, thermiques et environnementaux.

Au vu de leurs caractéristiques remarquables, les condensateurs à films polymères métallisés s'imposent très rapidement face aux autres technologies, et s'avèrent être de très bons candidats pour les applications avioniques. On s'intéressera par la suite à cette technologie, et en particulier aux condensateurs à films métallisés utilisant le polypropylène ou le polyéthylène téréphtalate comme diélectrique.

1.3 Condensateurs à films polymères métallisés

1.3.1 Généralités

Les condensateurs à films plastiques métallisés sont utilisés depuis les années 50 [50], et sont convoités pour leur bonne stabilité diélectrique, pour de larges gammes de fréquence et de température, pour leur bonne tenue diélectrique, pour leur faible facteur de pertes et surtout pour leur faculté d'auto-cicatrisation [51-54].

Les diélectriques, pour ce type de condensateurs, sont constitués de deux films polymères sur lesquels on a déposé sous vide, pour constituer les électrodes, une couche de métal (aluminium ou zinc) de quelques dizaines de nanomètres [55]. Afin d'éviter toute possibilité de court-circuit entre les deux électrodes, une marge m de film non métallisé est laissée d'un côté du diélectrique comme le montre la *Figure 1.10*. Les films métallisés sont ensuite décalés d'une distance d avant d'être enroulés ensemble sur un support isolant cylindrique appelé mandrin. Ce décalage latéral entre les deux films facilite la connexion avec le circuit extérieur.

La connexion des spires de chaque côté du bobinage ainsi formées est effectuée par pulvérisation d'un métal à chaud, comme le zinc, aux extrémités de chaque enroulement. Le contact ainsi formé est appelé schoopage.

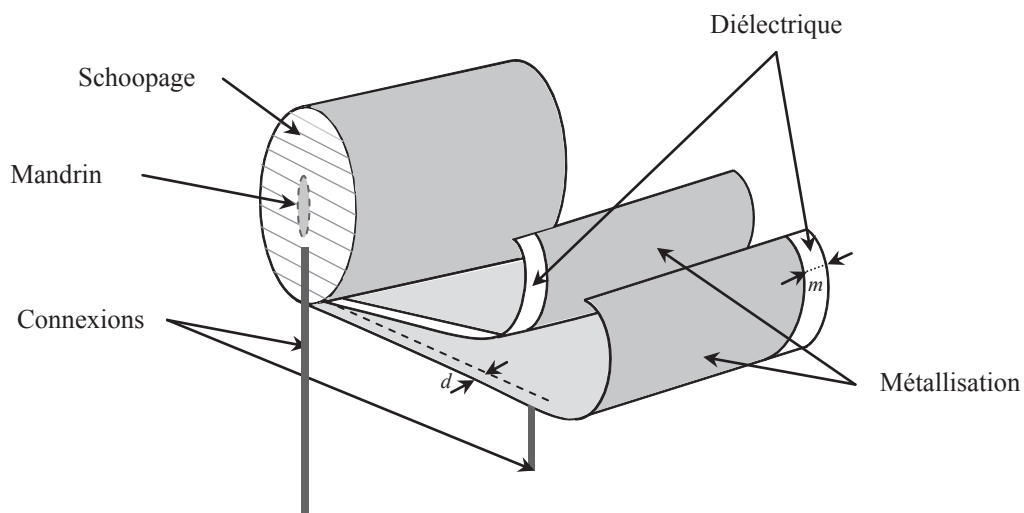


Figure 1.10 Structure générale des condensateurs à films métallisés

1.3.2 Films polymères utilisés comme diélectrique

C'est grâce à leurs performances physico-chimiques que les matériaux diélectriques à base de polymère trouvent un champ d'application de plus en plus important dans les condensateurs films. Un polymère ou macromolécule apparaît comme un composé constitué d'un enchainement covalent de motifs simples appelés motifs monomère ou mères [56]. C'est dans la structure macromoléculaire en chaîne que réside l'origine des propriétés spécifiques des substances macromoléculaires, et c'est dans cette nature moléculaire que toute l'interprétation de ses propriétés devra être ramenée [57].

La nature de la morphologie d'un polymère a donc évidemment une influence considérable sur les propriétés physiques et électrique du composant. Les polymères utilisés dans la fabrication des condensateurs à films métallisés sont cités dans le *Tableau 1.3* [58]. Le choix de l'un de ces matériaux dépend des conditions de fonctionnement et du type du condensateur à réaliser.

Film Plastique	Symbole
Polyéthylène-téréphtalate ou polyester	T
Polycarbonate	C
Polypropylène	P
Polystyrène	S
Polyphénylène sulphide	I

Tableau 1.3 Liste des polymères les plus utilisés dans les condensateurs à films métallisés

Pour la suite du travail, on s'intéresse particulièrement aux condensateurs utilisant le polypropylène (*PP*) et le polyéthylène téréphtalate (*PET*) comme diélectrique, et cela pour plusieurs raisons. Le polypropylène est le polymère le plus utilisé pour la fabrication de condensateurs bobinés grâce à son très faible facteur de pertes, sa rigidité élevée, l'excellente stabilité de sa permittivité avec la fréquence, et sa faible densité. De plus, la bonne stabilité de sa permittivité avec la température pour des températures usuelles de fonctionnement fait de ce matériau un excellent candidat pour les applications en électronique de puissance. Le *PET* quant à lui, permet d'obtenir des films diélectriques très minces ; parmi les polymères les plus couramment utilisés, c'est celui qui permet d'obtenir les capacités volumiques les plus élevées, mais cela au détriment d'un facteur de pertes élevé.

1.3.2.1 Structure chimique

La structure chimique de l'unité de répétition ou motif est naturellement la caractéristique la plus importante pour définir un polymère. En effet, la structure chimique conditionne les interactions inter et intramoléculaires, et par voie de conséquence les propriétés physicochimiques (*i.e.* la résistance mécanique, la constante diélectrique) et thermoplastiques (*i.e.* la température de fusion, température de dégradation) du matériau [59]. La *Figure 1.11* montre la structure chimique du *PET* et du *PP*.

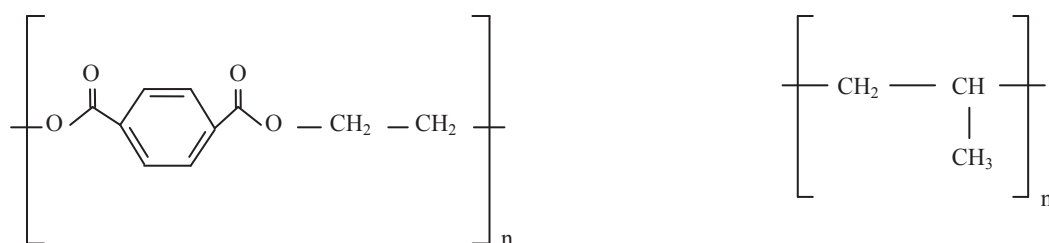


Figure 1.11 Structure chimique du PET et du PP

Les polymères peuvent être classés, suivant que leur structure chimique comprend ou non des groupements possédant un dipôle permanent, en polymères polaires ou apolaires. Cette distinction reflète également des différences entre les propriétés diélectriques des polymères, notamment la valeur et l'évolution de leur permittivité avec la température et la fréquence. Les polymères apolaires (cas du polypropylène) ont un motif élémentaire ne comportant pas de dipôle dans leur structure macromoléculaire. Ils sont généralement de très bons isolants avec un facteur de pertes de l'ordre de 10^{-4} à 10^{-3} et une permittivité quasi constante dans un large domaine de températures et de fréquences.

A contrario, les polymères polaires comprennent des atomes qui constituent des dipôles permanents. Cette structure leur confère une valeur relativement élevée de permittivité relative ϵ_r , mais cela au détriment d'un facteur de pertes sensiblement plus élevé que pour les polymères apolaires ainsi qu'une forte dépendance de leurs caractéristiques diélectriques avec la température et la fréquence.

1.3.2.1.1 Le polypropylène

Le polypropylène, obtenu par polymérisation du propylène en présence de catalyseurs stéréospécifiques de type Ziegler-Natta [60] ou par métallocène, appartient à la famille des polymères thermoplastiques semi-cristallins. Cette famille de polymères se caractérise par la présence d'arrangements réguliers des chaînes macromoléculaires hautement organisée (phase cristalline) et par l'absence d'ordre à longue distance (phase amorphe). On qualifie un polymère semi-cristallin par son taux de cristallinité qui représente le rapport entre la masse des cristallites et la masse totale du polymère. La condition de cristallisation d'un polymère est principalement dépendante de la régularité de l'enchaînement des monomères qui est susceptible de varier selon la nature du matériau, de la distribution des masses moléculaires et des conditions de cristallisation. A titre d'exemple, une irrégularité dans la structure chimique d'un polymère provenant de la présence d'une double liaison et/ou de la présence d'un carbone asymétrique dans le motif du monomère, diminue son taux de tacticité (exprimée en % du *mmmm*, *m* faisant référence à la position du méthane dans la chaîne moléculaire *m* = *meso*) et par conséquent celui de la cristallinité. La Figure 1.12 illustre l'effet combiné de la masse moléculaire et de la tacticité sur le taux de cristallinité des polymères.

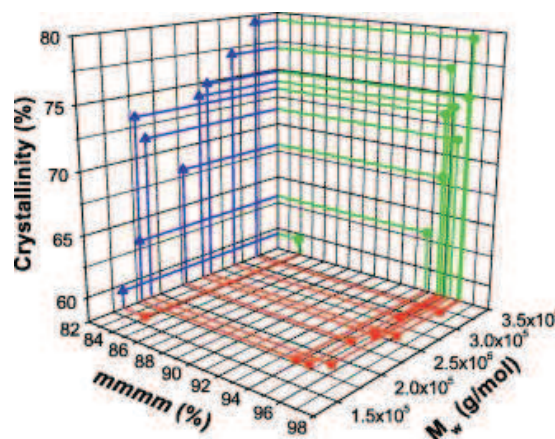


Figure 1.12 Une illustration de l'effet combiné de la masse moléculaire et du taux de tacticité sur la cristallinité des échantillons [61]

Etant donné que le propylène contient un carbone asymétrique dans sa structure chimique, l'arrangement du groupe de méthyle lors de sa polymérisation peut alterner de part et d'autre de sa séquence macromoléculaire, aboutissant ainsi à des taux de cristallinité différents. Selon le type de catalyseur utilisé, on peut distinguer :

- Le polypropylène isotactique (avec un taux de tacticité de $\approx 95\%$), où les groupes de méthyles (CH_3) sont tous situés du même côté de la chaîne macromoléculaire. Cette

structure permet d'obtenir un solide ordonné avec un taux de cristallinité compris entre 60% et 70% [62].

- Le polypropylène syndiotactique dans lequel la répartition du méthyle se fait alternativement de chaque côté de la chaîne. Cependant, ce polymère ne possède pas de débouché commercial du fait de son très faible taux de cristallinité.
- Le polypropylène atactique, où les groupes de méthyles sont placés de façon aléatoire le long de la chaîne polymérique comme le montre la *Figure 1.13*. Ce polypropylène est complètement amorphe, et suscite peu d'intérêts compte tenu de ses caractéristiques mécaniques et thermiques limitées.

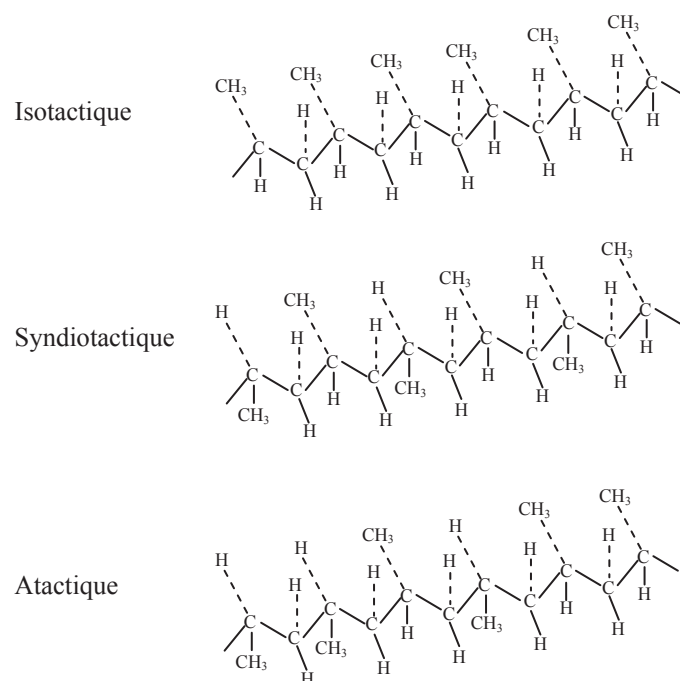


Figure 1.13 Différentes structures macromoléculaires du polypropylène

Parmi les différentes structures présentées, le polypropylène isotactique est le plus utilisé industriellement; on limitera donc notre étude sur ce type spécifique de *PP* tout en précisant ses principales caractéristiques thermiques, mécaniques et diélectriques.

1.3.2.1.1 Propriétés thermiques

Les longues chaînes de polypropylène comme tout autre polymère thermoplastique sont très sensibles à tout apport calorifique et peuvent se déformer de façon plus ou moins importante en fonction de la chaleur apportée. Fort de sa température de transition vitreuse négative ($T_g = -10^\circ\text{C}$), le *PP* présente des propriétés caoutchoutiques à température ambiante (essentiellement dans les zones amorphes). Sa température de fusion est comprise entre 150°C et 175°C selon la nature et la composition de sa structure macromoléculaire. Cette dernière est d'autant plus améliorée que le taux de cristallinité est important. Cela peut être attribué à une augmentation de l'arrangement des cristallites à l'intérieur de sa structure chimique ainsi qu'une partie de sa phase amorphe. Cela va améliorer en retour sa tenue en température [63]. La *Figure 1.14* montre la corrélation entre le taux d'isotacticité et la

température de fusion (T_m) d'un polypropylène isotactique issu de deux processus de polymérisation différents.

Comme on peut le remarquer, le polypropylène issu de la polymérisation par les catalyseurs de type Ziegler-Natta présentent de meilleurs niveaux de tacticité. Cependant avec un taux maximal de tacticité, les températures de fusion sont identiques pour les deux techniques utilisées.

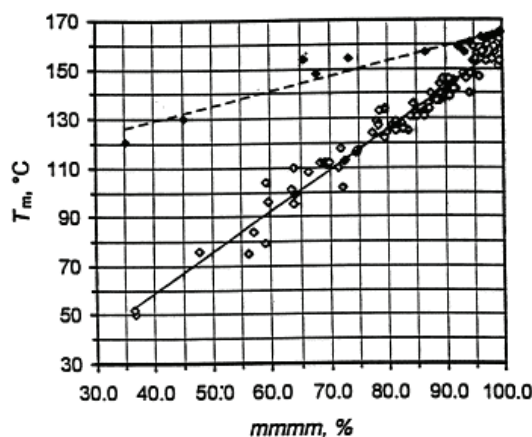


Figure 1.14 Corrélation entre le degré d'isotacticité et la température de fusion (T_m) pour les polypropylènes isotactiques. (◇) = échantillons réalisés avec des catalyseurs métallocènes; (◆) données obtenues grâce à des échantillons réalisés avec des catalyseurs du type Ziegler-Natta [64]

1.3.2.1.1.2 Propriétés mécaniques

La cristallinité, la morphologie et l'orientation de la matière sont des paramètres structuraux influant directement les propriétés mécaniques du polypropylène (tels que le module d'Young et la résistance en traction). La résistance en traction du polypropylène et son module d'Young augmentent quand le taux de cristallinité augmente [65], ce qui explique l'emploi de polymères de haute tacticité. Par ailleurs, un polymère de forte masse moléculaire est plus résistant à la traction mais son module d'Young est faible. En outre pour obtenir des films très résistants à la traction, on emploie des polymères à macromolécules orientées. Cette orientation est réalisée par étirage du film à vitesse élevée. En effet, les molécules s'orientent parallèlement à la direction de l'effort [66]. Cela permet d'obtenir des films orientés dont la résistance à la rupture avoisine 400 MPa (amélioré d'un facteur 10 en comparaison avec un film non orienté).

1.3.2.1.1.3 Propriétés diélectriques

Le polypropylène par sa structure de chaîne macromoléculaire appartient à la famille des polymères apolaires. Il constitue un très bon isolant électrique quelles que soient sa cristallinité et sa masse moléculaire avec un indice de pertes de l'ordre de 10^{-4} à 10^{-3} et une permittivité quasi constante (2.5 à 3) dans un large domaine de températures et de fréquences. Sa rigidité diélectrique varie de 60 kVmm^{-1} à 450 kVmm^{-1} suivant que le film est non-étiré ou bi-étiré.

1.3.2.1.2 Le polyéthylène téréphtalate

Le polyéthylène téréphtalate a été découvert par Whinfield et Dickson de *Calico Printers Association Ltd* en 1939-1941 suite à des travaux de recherche réalisés par Carothers

qui a exploré le domaine de condensation des polymères [67]. Les polyéthylènes téréphtalates ou *PET* sont des polymères thermoplastiques aromatiques (contenant un cycle aromatique dans leur structure macromoléculaire) linéaires élaborés par polycondensation d'acide téréphtalique et d'éthylène glycol. Le groupe éthylène présente une grande souplesse par rotation des atomes autour des cônes de valence. Cependant, le groupe téréphtalate étant beaucoup plus rigide, les seuls mouvements possibles sont les rotations autour des liaisons simples des atomes d'oxygène situées aux deux extrémités du groupe. Le cycle aromatique quant à lui, confère au polymère une rigidité plus accentuée et une meilleure résistance à l'hydrolyse [68]. En effet, la présence de l'eau dans les films polymères peut amplifier les relaxations cinétiques et fragiliser en contrepartie certaines de ses propriétés mécaniques. L'influence de l'eau sur les propriétés d'un polymère se manifeste dès l'étape de mise en forme du matériau. Ainsi la présence de l'eau lors de cette phase peut avoir des répercussions sur la densité, la cristallinité et les propriétés mécaniques du polymère [69]. Contrairement au polypropylène, la structure du polyéthylène téréphtalates peut être amorphe ou partiellement cristalline [70].

Pour améliorer les propriétés thermiques et mécaniques des films *PET* un traitement thermomécanique qui provoque une augmentation du taux de cristallinité peut être utilisé. Le *PET* amorphe obtenu par injection en moule froid peut cristalliser au-dessus de T_g (80°C) sous l'effet d'une déformation. Différents types de déformation induisent la cristallisation, notamment le cisaillement simple, la traction uni-axiale ou la traction bi-axiale. La cristallisation induite par la déformation va engendrer une forte orientation cristalline et donc des anisotropes mécaniques. Le taux de cristallinité ainsi obtenue peut varier entre 40 % et 50 % [71].

1.3.2.1.2.1 Propriétés thermiques

Dans le *PET* amorphe, les transitions thermiques observées sont, la transition vitreuse à 70 °C, une fusion vers 255 °C et une cristallisation froide à une température intermédiaire de 126 °C. En effet, les caractéristiques d'un matériau sont très influencées par la morphologie des cristallites, qui dépend fortement du procédé de fabrication. Les produits industriels sont souvent étirés sous traitement thermique afin d'orienter les cristallites.

1.3.2.1.2.2 Propriétés mécaniques

Les films *PET* sont mis en œuvre par extrusion, puis étirés à des températures supérieures à la température de transition vitreuse (T_g). L'étirage induit une orientation des chaînes polymères entraînant la modification des propriétés mécaniques du matériau [72]. Cet étirement favorise l'accroissement du module d'Young selon la direction de l'effort [73]. Une augmentation tout aussi nette est observée lors d'un étirement bi-axial [74]. De ce fait les propriétés mécaniques du film polyester dans son plan sont relativement élevées : le module d'Young est compris entre 4.5 et 6.4 GPa contre moins de 2 GPa pour les *PET* amorphes [75]. Par ailleurs, des études ont montré que la métallisation des films polymères améliore davantage les propriétés mécaniques du *PET* [76].

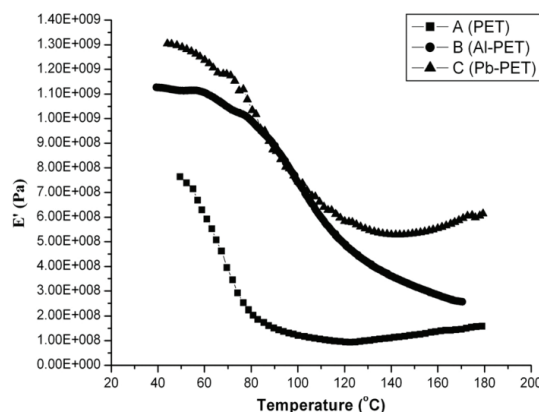


Figure 1.15 Variation du module d'Young du PET et des PET métallisés en fonction de la température [76]

Comme on peut le voir sur la *Figure 1.15*, le module d'Young E' d'un film *PET* métallisé présente des valeurs plus intéressantes qu'un film *PET* non métallisé, et cela est vrai sur une large plage de température. En effet, après métallisation, les ions de métal s'attachent à la chaîne macromoléculaire du polymère, ce qui se traduit par une structure plus compacte. Selon le modèle de Crankshaft, la diminution du volume libre limite toute possibilité de mouvement de la chaîne principale du polymère dans diverses directions. Par conséquent, la métallisation, que ce soit avec de l'aluminium (*Al*) ou du plomb (*Pb*), va augmenter la rigidité des films *PET*. Une amélioration de la résistance à la traction est aussi remarquée, elle passe de 50.45 MPa à 67.36 MPa (avec de l'*Al*) ou 71.41 MPa (avec du *Pb*) selon le métal employé.

1.3.2.1.2.3 Propriétés diélectriques

Les polymères polaires possèdent, au contraire des polymères apolaires, dans leurs molécules des atomes présentant des dipôles permanents. Deux cas se présentent, si les dipôles dans la chaîne macromoléculaire sont parallèles, l'amplitude des dipôles se compense à l'échelle nanométrique et dans ce cas la permittivité et les pertes diélectriques sont faibles et peu dépendantes de la fréquence. Dans le cas où les dipôles sont antiparallèles, les permittivités seront importantes ainsi que les pertes diélectriques.

En effet, sous l'effet d'un champ électrique externe, tous les dipôles, pris individuellement, tendent à s'orienter dans la direction du champ. Toutefois, les molécules étant en interactions thermiques, l'agitation moléculaire tend à s'opposer à l'orientation des dipôles engendrée par le champ électrique. En effet, un certain retard à l'établissement de la polarisation se manifeste à cause de l'inertie des dipôles. Ce phénomène est appelé la relaxation diélectrique.

Les paragraphes suivants détaillent les comportements d'un milieu diélectrique polymère en fonction de la pulsation ω , et de la température T .

1.3.2.2 Comportements des polymères en fonction de la pulsation ω

La réponse à un champ électrique est liée aux mouvements des charges et dipôles, ces mouvements étant généralement corrélés aux degrés de liberté des chaînes macromoléculaires. Contrairement aux polymères polaires, et sous l'alternance d'un champ électrique, les polymères apolaires nécessitent un certain temps pour aligner leurs dipôles. A très basses fréquences, les dipôles ont suffisamment de temps pour s'aligner avec le champ

électrique avant qu'il ne change direction. Par contre, avec l'augmentation de la fréquence, les molécules ne peuvent pas s'orienter instantanément [77] ; elles sont soumises à des forces assimilés, par Debye en 1912 [78], à des forces de viscosité. En effet, soumise à un régime alternatif de la forme $E=E_0 \exp(j\omega t)$, la polarisation P^* oscille sinusoïdalement à la pulsation ω , tel que :

$$P^*(\omega) = P_0 \exp(j\omega t + \varphi) \quad (1.20)$$

Compte tenu de l'équation (1.20) et sachant que :

$$P^*(\omega) = \varepsilon_0 \chi^*(\omega) E^*(\omega) \quad (1.21)$$

Il est possible de déterminer la constante diélectrique relative complexe, elle sera de la forme [79]:

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (1.22)$$

avec, ε_s : permittivité électrique statique ($f = 0$)
 ε_∞ : permittivité électrique à fréquence infinie,
 ω : pulsation électrique ($\omega = 2\pi f$)
 τ : temps de relaxation

et [80] :

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega) \quad (1.23)$$

$$\varepsilon'(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (1.24)$$

$$\varepsilon''(\omega) = (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty) \cdot \frac{\omega\tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (1.25)$$

Le modèle de Debye est applicable pour les matériaux ferroélectriques et diélectriques liquides, cependant, dans les diélectriques solides les fonctions décrivant le comportement dynamique s'éloignent considérablement des prédictions de la loi exponentielle de Debye. De nombreux modèles ont été développés pour décrire le comportement des diélectriques solides, on peut citer les équations de Cole-Cole, de Cole-Davidson ou encore l'équation de Havriliak-Negami [79, 81, 82]. La forme générale de ces modèles est donnée par l'équation ci-dessous :

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{(1 + (j\omega\tau)^\alpha)^\beta} \quad (1.26)$$

Pour ($\alpha=1, \beta=1$), on obtient le modèle de Debye, pour ($\alpha \neq 1, \beta=1$) celui de Cole-Cole, pour ($\alpha=1, \beta \neq 1$) celui de Cole-Davidson, et finalement pour ($\alpha \neq 1, \beta \neq 1$) celui de Havriliak-Negami. Examinons la réponse diélectrique d'un polymère en fonction de la température. Cette réponse dépendra de la mobilité des dipôles.

1.3.2.3 Comportement des polymères en fonction de la température

Les propriétés diélectriques des polymères sont généralement très affectées par la variation de la température. Si les dipôles sont immobiles, le polymère présentera une permittivité et des pertes diélectriques faibles. De façon générale, les changements de comportement diélectrique sont liés à l'activation de certains mouvements moléculaires. En effet, avec l'élévation de la température, les forces intermoléculaires reliant les différentes chaînes du polymère sont susceptibles de se rompre et de renforcer l'agitation thermique. Le groupe polaire sera donc plus « libre » de s'orienter et de suivre la variation du champ appliqué. A des températures plus basses, ces mouvements sont pratiquement « gelés » ce qui explique les plus faibles valeurs de la permittivité diélectrique. Cependant, au-delà d'une certaine température, la constante diélectrique rediminue en raison de la forte agitation thermique qui perturbe l'orientation des dipôles.

Le temps de relaxation des dipôles en fonction de la température absolue T suit généralement un comportement de type Arrhenius [83]:

$$\tau(T) = \tau_0 \exp\left(\frac{E_a}{k_B T}\right) \quad (1.27)$$

où, E_a est l'énergie d'activation, k_B la constante de Boltzmann et τ_0 le temps de relaxation à une température définie.

Pour mettre en évidence les dépendances de la permittivité vis-à-vis de la fréquence et de la température, on a tracé l'évolution de la capacité C (mesure directe de la permittivité) de deux condensateurs $1\mu F-630V$ avec des matériaux diélectriques différents. Le premier utilise le polypropylène comme diélectrique, alors que le second comprend le polyéthylène téréphtalate.

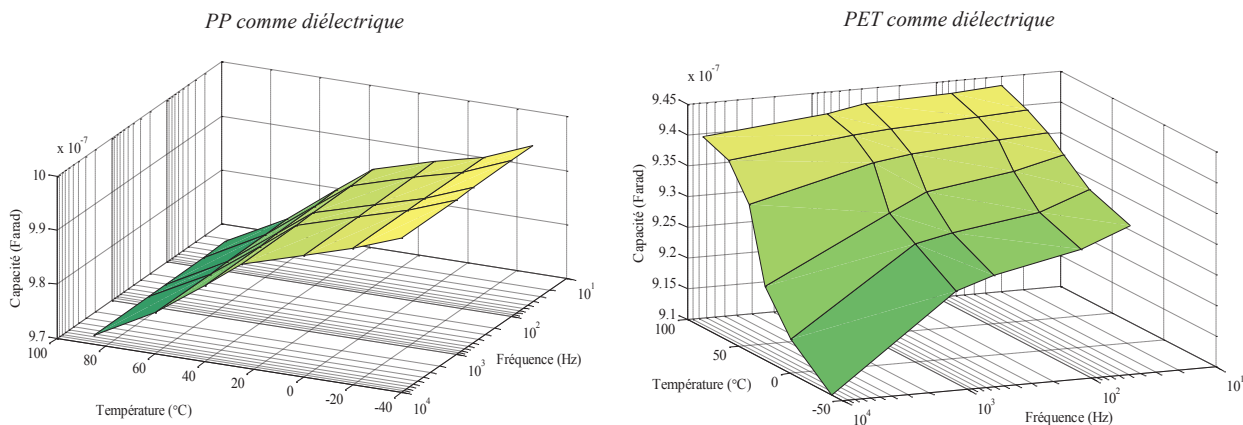


Figure 1.16 Variations de la capacité d'un condensateur à diélectrique apolaire (polypropylène), et à diélectrique polaire (polyéthylène téréphtalate)

Ces courbes mettent bien en évidence l'influence des structures macromoléculaires sur les paramètres électriques du composant. Cela se traduit par différentes évolutions de la capacité sous l'effet de la fréquence et de la température ; les condensateurs à polymères apolaires (PP) sont peu affectés par la fréquence (capacité quasi constante pour différentes fréquences) et leur capacité diminue en fonction de la température. Pour les condensateurs à polymères polaires (PET) leur capacité diminue avec la fréquence (due à la réorientation des dipôles

avec le champ électrique) et leur capacité augmente avec la température. Cependant, les courbes de la *Figure 1.16* représentent les évolutions des caractéristiques d'un condensateur. Comme ce dernier, a subi différentes étapes de fabrication, il ne reflète pas à 100 % le comportement des films polymères seuls.

1.3.3 Procédé de fabrication des condensateurs films métallisés

1.3.3.1 Fabrication du film

Le procédé de soufflage de gaine (*blown-film*) est, avec l'extrusion de film à plat (*cast-film*), le principal procédé de fabrication de films plastiques.

- Film tubulaire, par soufflage ou bulle :

Le polymère est transporté, fondu et mis en pression dans une extrudeuse puis ensuite forcé à travers une filière annulaire. A la sortie de celle-ci, le tube de polymère fondu est étiré à l'aide de rouleaux pinceurs. Une surpression est créée à l'intérieur en insufflant de l'air par le centre de la filière, ce qui a pour effet le gonflement du tube qui forme ainsi une bulle. Celle-ci est refroidie par sa surface externe au moyen d'air soufflé uniformément par l'intermédiaire d'un anneau de refroidissement plus ou moins complexe. Ceux-ci renouvellent en permanence l'air intérieur en créant une circulation d'air qui contribue au refroidissement. Le diamètre de la bulle et la pression intérieure sont contrôlés par un système de régulation pilotant l'entrée et l'échappement d'air [84].

Le polymère subit donc un bi-étirage, longitudinal par l'action des rouleaux pinceurs et transversal par l'action du gonflage. Sous l'effet du refroidissement, le polymère se solidifie. Dans le cas des polymères semi-cristallins, cette phase est le siège des phénomènes de cristallisation.

- Film à plat (*cast-film*)

Bien que ce procédé soit plus couteux que le procédé par soufflage, il permet d'obtenir des films de meilleure qualité.

Le film est réchauffé à 130-150 °C pour permettre son étirage dans le sens de la longueur par deux séries de rouleaux tournant à des vitesses différentes. Cet étirage longitudinal permet de diviser par 5 l'épaisseur d'un film. Le film est de nouveau réchauffé dans un tunnel où des pinces, guidés par des rails qui s'écartent progressivement saisissent le film, ce qui provoque son étirage transversale qui divise l'épaisseur par 10 [85]. Le film atteint alors son épaisseur finale. Le produit obtenu est appelé film bi-étiré à plat.

1.3.3.2 Traitement et métallisation

Avant de procéder à la métallisation, dans le but de renforcer la tenue mécanique des films polymères et d'améliorer leur état de surface, des traitements par effet corona sont souvent employés. Pour certains polymères tel que le polypropylène, cette technique est indispensable afin d'oxyder la surface du film garantissant ainsi une meilleure adhésion avec le dépôt métallique. Pour d'autres polymères, tels que les polyesters par exemple, ce traitement n'est pas nécessaire [86].

Le processus de métallisation aussi connu sous le nom de *PVD* (*Physical Vapor Deposition*) est réalisé en déplaçant les films polymères, à vitesse constante, dans une enceinte sous vide, accompagné d'une projection d'un dépôt métallique tel que l'aluminium, le zinc ou un alliage de zinc et d'aluminium [87]. Ce procédé est réalisé sous basse pression (10^{-2} Pa), permettant ainsi une bonne homogénéisation de la métallisation sur le film. L'épaisseur de la métallisation sera ajustée par l'intermédiaire d'un masque dont les largeurs de fentes sont proportionnelles à celle du dépôt métallique voulu. Cela permet, en variant la largeur des fentes, d'obtenir des épaisseurs différentes et de renforcer les bords de la métallisation du côté du schoopage comme le montre la *Figure 1.17*. L'électrode est donc renforcée par une surépaisseur à l'extrémité de la métallisation, ce qui permet une bonne tenue en courant crête.

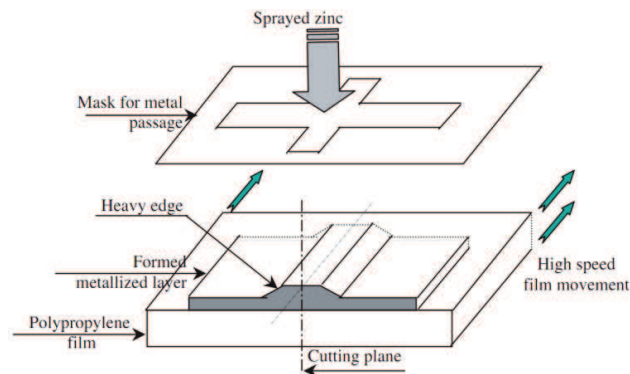


Figure 1.17 Processus de métallisation et de renforcement des bords à travers différentes largeurs de fente [88]

Après métallisation et bobinage, le condensateur est pressé de manière à lui donner sa forme finale. Cette étape est suivie par le dépôt du schoopage puis de l'imprégnation.

1.3.3.3 Bobinage

Durant cette phase, deux bobines de films polymères métallisés sont enroulées ensemble autour d'un support isolant cylindrique appelé mandrin. Les deux films sont légèrement décalés l'un par rapport à l'autre pour permettre un meilleur accrochage du schoopage (*Figure 1.10*). L'apparition de décharges partielles et de courts-circuits aux extrémités des films est évitée par une démétallisation.

Durant le bobinage, des molécules d'air peuvent être emprisonnées au voisinage des deux films et peuvent être à l'origine de la défaillance des condensateurs films. Pour limiter la quantité d'air emprisonnée entre les différentes couches de film, une pression est exercée lors du bobinage sur le film extérieur.

1.3.3.4 Schoopage

Durant cette phase, un métal tel que le zinc est pulvérisé à chaud aux deux extrémités du bobinage permettant un meilleur accrochage des électrodes avec les connexions vers le circuit extérieur. Cette phase est délicate car un mauvais accrochage du schoopage peut entraîner des irrégularités au niveau du contact électrode-schoopage et causer une

détérioration précoce de cette dernière. Par ailleurs, la température des grains métalliques du métal pulvérisé, doit être suffisamment basse pour éviter le retrait du film, sa dégradation thermique ou l'oxydation de la métallisation.

1.3.3.5 Imprégnation

Souvent pour les applications de moyenne et haute tension, les condensateurs sont imprégnés par un liquide diélectrique possédant une rigidité bien supérieure à celle de l'air, ce qui empêche l'humidité et l'oxygène d'agir sur les enroulements du condensateur et élève donc sa tenue en tension. L'imprégnation consiste à immerger les condensateurs à films polymères métallisés dans un liquide qui remplit le boîtier. Suivant la nature du liquide, on peut alors observer une dissolution partielle de la phase amorphe du polymère et dans certains cas un gonflement du film qui résulte de la pénétration du liquide à l'intérieur du film et qui se traduit par une variation d'épaisseur du film. De point de vue chimique, les imprégnants ne détériorent pas la métallisation, qu'il s'agisse de zinc ou de l'aluminium. Cependant, suivant la nature de l'imprégnant, la solubilité du polymère dans l'imprégnant et l'absorption du liquide par ce dernier conduisent à une augmentation de l'épaisseur du film qui provoque la formation de craquelures dans la métallisation.

1.3.4 Auto-cicatrisation

La rigidité diélectrique des films polymères est l'un des facteurs à bien prendre en considération lors de leur utilisation en tant que diélectrique. En règle générale, et afin de garantir le bon fonctionnement du composant, le niveau de la tension d'opération doit être maintenu en dessous du niveau que peut supporter un diélectrique. Toutefois, la présence de certaines impuretés dans ce dernier (vacuoles de gaz, particules étrangères,...), favorise la rupture du diélectrique à des seuils bien inférieurs aux niveaux théoriques. Cependant, dans le cas des condensateurs, la fine couche de métallisation (formant les électrodes) combinée à la minceur du film utilisé engendre une grande probabilité d'avoir des décharges électriques à travers le diélectrique. Ainsi, comme résultat des contraintes électriques et thermiques appliqués, le renforcement du champ électrique présent dans certaines régions engendre la rupture du diélectrique par claquage [89]. Une telle rupture résulte de la décharge brutale et localisée d'une partie de la charge électrique stockée dont l'amplitude dépend de la tension, de la capacité, de l'épaisseur de la métallisation et de la pression interne du composant. Cette décharge d'énergie de l'ordre du milli-joule, est suffisante pour entraîner la vaporisation de la fine couche de métallisation autour de la zone de claquage, et le site devient électriquement isolé [90] (cf. *Figure 1.18*). Les condensateurs à films métallisés peuvent ainsi subir grâce à cette propriété d'auto-cicatrisation un très grand nombre de décharges avec comme seule incidence visible une légère diminution de la capacité.

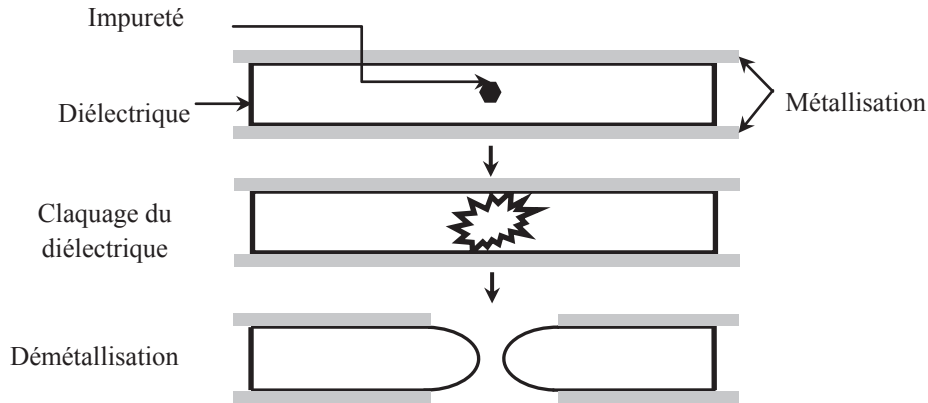


Figure 1.18 Phénomène d'auto-cicatrisation

Le processus d'auto-cicatrisation est généralement caractérisé par l'énergie de décharge E_{SH} , et est représenté par l'équation ci-dessous [91] :

$$E_{SH} = \frac{kU^b C}{R_s^c \alpha(P)} = aU^b \quad (1.28)$$

avec, U la tension d'utilisation, C la capacité du condensateur, R_s la résistance de la métallisation, $\alpha(P)$ la fonction reliant la pression d'inter-couches à l'énergie déchargée, et a , b , c et k , des constantes liées à la géométrie et aux dimensions du composant.

Compte tenu de l'équation (1.28), on remarque que pour une tension et capacité données, l'énergie nécessaire pour isoler le défaut est d'autant plus importante que la pression d'inter-couches est grande et que la métallisation est épaisse. En effet, plus la pression entre les couches de films métallisées est faible (enroulements externes du bobinage), plus la probabilité est grande d'observer des défauts en raison des impuretés (molécules d'air). De plus, l'expansion du plasma sur le site de claquage est d'autant plus prononcée que la pression est faible, en raison de l'énergie de décharge plus conséquente (*cf.* (1.28)). Le choix de l'épaisseur des électrodes doit donc résulter d'un compromis entre les deux grandeurs afin de garantir une bonne auto-cicatrisation avec le moins de perte de capacité possible. La *Figure 1.19* montre une photo du phénomène d'auto-cicatrisation réalisée suite à des travaux au laboratoire Ampère après claquage et démétallisation :

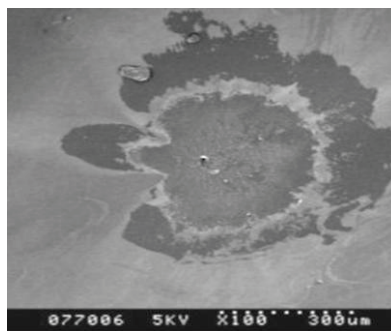


Figure 1.19 Phénomène d'auto-cicatrisation sur le site de claquage [92]

Il s'avère que les critères précédemment mentionnés ne sont pas les seuls paramètres influençant l'efficacité de l'auto-cicatrisation. Les polymères par leurs structures chimiques, participent également au phénomène. A titre d'exemple, les condensateurs à films polypropylène métallisés montrent une meilleure faculté d'auto-cicatrisation en comparaison à ceux utilisant le *PET* comme diélectrique. Plusieurs hypothèses ont été proposées pour pouvoir expliquer l'origine de ces différences [93, 94]. En effet, lors du claquage du diélectrique, la décharge et la démétallisation sont accompagnés d'une décomposition superficielle de la couche de diélectrique qui se manifeste par la création d'un gaz composé d'atomes de carbone et d'hydrogène. En se refroidissant, ce gaz va donner naissance à des particules de carbone qui se déposent dans la zone cicatrisée, et créent alors une couche de graphite. Etant donné que le carbone est un conducteur électrique, il apparaît que, pour assurer une régénération sûre, l'épaisseur de la couche de graphite doit rester inférieure à 10 nm. Il est donc important de pouvoir connaître la composition de la phase gazeuse et la quantité de carbone qui se dépose sous forme de graphite, afin de déterminer les polymères pour lesquels l'auto-cicatrisation est efficace. Des expériences réalisées par Kammermaier [54] sur différents diélectriques ont montré la formation de molécules de CO , H_2 , C_2H_2 et CH_4 dans la phase gazeuse et de carbone provenant de la décomposition du polymère condensé sous forme de graphite. Il est à noter qu'en l'absence d'oxygène atmosphérique, la phase gazeuse est indépendante de l'énergie dissipée au cours de l'auto-cicatrisation et donc de la nature de l'électrode. Cette composition dépend essentiellement de la nature du diélectrique [85]. Les résultats sont montrés dans le tableau ci-dessous (avec n_i le nombre d'atomes i présents dans la chaîne moléculaire d'un monomère) :

Diélectrique	Monomère	$\frac{n_C - n_O}{n_H}$	$\frac{n_O}{n_H}$	% CO*	% H ₂ *	% C ₂ H ₂ *	% CH ₄ *	% C (graphite)**
PP	C ₃ H ₆	0.50	0.00	4	72	21	3	50.5
PET	C ₁₀ H ₈ O ₄	0.75	0.40	53	33	11	3	37.5
Polycarbonate	C ₁₆ H ₁₄ O ₃	0.93	0.19	32	49	16	3	58.5
Polystyrène	C ₈ H ₈	1.00	0.00	2	71	22	3	75.5

Tableau 1.4 Composition de la phase gazeuse et pourcentage du carbone se déposant sous forme de graphite, *pourcentage en volume, **pourcentage en mole

Le *Tableau 1.4* montre bien que les structures chimiques des polymères influent grandement sur la quantité de graphite déposé sur le site de claquage. En effet, les diélectriques possédant une formule chimique riche en oxygène et possédant un faible rapport C/H, favorisent l'auto-cicatrisation puisqu'ils arrivent à brûler le résidu de carbone déposé sur le site de claquage. Par ailleurs, les polymères comme le polystyrène, dont le rapport C/H est élevé, ont de médiocres propriétés d'auto-cicatrisantes, suite à la formation d'une couche de graphite importante lors de l'auto-cicatrisation. Très souvent, pour améliorer la fiabilité des condensateurs films face aux défaillances liées au diélectrique, une métallisation par segmentation est souvent employée [95] comme l'illustre la *Figure 1.20*.

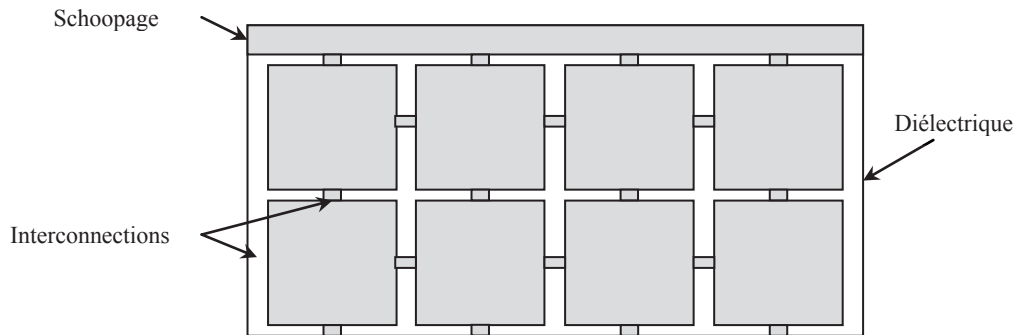


Figure 1.20 Structure segmentée de la métallisation

Bien qu'elle engendre une légère augmentation de l'impédance du condensateur, cette structure permet grâce à ses fines interconnexions entre les différents segments d'isoler le défaut du reste de l'électrode [96]. La quantité d'énergie impliquée sera ainsi limitée et contrôlée par les interconnexions servant de fusible en cas d'une surintensité.

1.3.5 Dégradation de la métallisation

La dégradation de la métallisation peut être liée à des contraintes électrochimiques [97-99] mécaniques [100] et environnementales [101, 102] entraînant la dégradation des performances du condensateur (cf. *Tableau 1.5*).

Nature du défaut	Causes	Aspects visibles	Conséquences	Solutions envisageables
Electrochimique	Champ électrique alternatif	Formation de cercles transparents, ce phénomène est d'autant plus amplifié que la couche métallique est fine	Oxydation de l'aluminium en alumine	Utiliser un alliage de zinc qui ne présente pas de corrosion électrochimique mais doit être protégé des corrosions atmosphériques
	Défaut lié au diélectrique	Vacuoles de gaz, décharges partielles	Claquage du diélectrique et évaporation de la métallisation	Améliorer la tenue en tension du diélectrique par imprégnation des condensateurs
Mécanique	Imprégnation	Gonflement des films polymères	Craquelures au niveau de la métallisation	Utilisation des imprégnants adéquats avec le polymère
Electrique	Forts courants (Valeur crête de l'impulsion du courant)	Dégradation de la connexion métallisation-schoopage	Augmentation de la partie résistive du composant	Renforcement par une surépaisseur à l'extrémité de la métallisation
Environnemental	Humidité	Germination et croissance des bulles d'eau	Oxydation de l'aluminium en alumine	Traitement thermique

Tableau 1.5 Causes de la dégradation de la métallisation

1.4 Conclusion

Une synthèse portant sur l'état de l'art des condensateurs à films métallisés a été présentée en se focalisant principalement sur les condensateurs utilisant le polypropylène et le polyéthylène téréphtalate comme diélectrique. Les différents comportements diélectriques de ces deux polymères ont été présentés et interprétés au niveau macroscopique et microscopique. La permittivité relative d'un matériau diélectrique dépend fortement du caractère polaire ou apolaire de sa structure moléculaire. Ainsi, les matériaux possédant une permittivité élevée présentent généralement un fort moment dipolaire permanent, ce qui induit des pertes importantes et une mauvaise stabilité de la capacité avec la fréquence. De bonnes caractéristiques électriques sont dues à la structure faiblement polaire des polymères utilisés, et ne peuvent être obtenues qu'au prix d'une permittivité relative faible. Il semble donc extrêmement difficile de réunir toutes les propriétés recherchées dans un même condensateur. Ces analyses ainsi que le processus de fabrication font que le comportement d'un condensateur ne peut être généralisé d'une technologie à l'autre ou d'un type de diélectrique à un autre. Ces conclusions nous serviront comme des informations de base pour pouvoir modéliser le comportement de ces deux types de condensateurs face aux différentes sollicitations (thermiques, électriques).

1.5 Références

- [1] "Clean Sky " <http://www.cleansky.eu/>.
- [2] O. Langlois, E. Foch, R. X., and P. H., "De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord," *J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, vol. 4, 2005.
- [3] L. Montealegre Lobo, C. Dufour, and J. Mahseredjian, "Real-time simulation of More-Electric Aircraft power systems," in *Power Electronics and Applications (EPE) - 2013 15th European Conference on*, 2013, pp. 1-10.
- [4] M. A. Maldonado and G. J. Korba, "Power management and distribution system for a more-electric aircraft (MADMEL)," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 14, pp. 3-8, 1999.
- [5] K. N. Areerak, S. V. Bozhko, G. M. Asher, L. De Lillo, and D. W. P. Thomas, "Stability Study for a Hybrid AC-DC More-Electric Aircraft Power System," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 329-347, 2012.
- [6] J. S. Cloyd, "Status of the United States Air Force's More Electric Aircraft initiative," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 13, pp. 17-22, 1998.
- [7] J. A. Rosero, J. A. Ortega, E. Aldabas, and L. Romeral, "Moving towards a more electric aircraft," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 22, pp. 3-9, 2007.
- [8] V. D. Bossche, "'More Electric' Control Surface Actuation - A Standard for the Next Generation of Transport Aircraft," *PCIM Power Electronics Conference* pp. 31-37, 2005.
- [9] C. Kulkarni, J. Celaya, G. Biswas, and G. Kai, "Physics Based Electrolytic Capacitor Degradation Models for Prognostic Studies under Thermal Overstress," in *First European Conference of the Prognostics and Health Management Society*, Dresden, Germany, 2012, pp. 1-9.

- [10] S. Gu, "Capacitor Selection in Aviation Equipment," *28th, Symposium for passive electronic components; CARTS USA*, pp. 43-50, 2008.
- [11] M. Bramouille, J. P. Marret, P. Michalczyk, and D. R. de Cervens, "Ultimate properties of the polypropylene film for energy storage capacitors," in *Pulsed Power Plasma Science, 2001. PPPS-2001. Digest of Technical Papers*, 2001, pp. 413-416 vol.1.
- [12] M. C. Wooley, G. T. Kohman, and W. McMahon, "Polyethylene terephthalate $\hat{A}_c$ Its use as a capacitor dielectric," *American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics, Transactions of the*, vol. 72, pp. 33-37, 1953.
- [13] S.-D. Cho and K.-W. Paik, "Study on the amorphous Ta₂O₅ thin film capacitors deposited by dc magnetron reactive sputtering for multichip module applications," *Materials Science and Engineering: B*, vol. 67, pp. 108-112, 1999.
- [14] "Electronic Components Industry Association (ECIA), Passive Components Market Services," May 2012.
- [15] Eurofarad, "Generalités sur les Condensateurs Ceramique."
- [16] C. Joubert, G. Rojat, and P. Venet, "Capacitors: revisiting a classical technology to face new challenges," *2nd edition of the international conference Automotive Power Electronics, Paris*, 2007.
- [17] P. Venet, A. Lahyani, G. Grellet, and A. Ah-Jaco, "Influence of aging on electrolytic capacitors function in static converters: Fault prediction method," *The European Physical Journal - Applied Physics*, vol. 5, pp. 71-83, 1999.
- [18] P. Venet, "Electrolytic Capacitors," in *Dielectric Materials for Electrical Engineering*, ed: John Wiley & Sons, Inc., 2013, pp. 403-434.
- [19] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, and P. J. Viverge, "Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 1199-1207, 1998.
- [20] G. M. Buiatti, J. A. Martin Ramos, C. H. R. Garcia, A. M. R. Amaral, and A. J. M. Cardoso, "An Online and Noninvasive Technique for the Condition Monitoring of Capacitors in Boost Converters," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 2134-2143, 2010.
- [21] F. Lafon, "Développement de techniques et de méthodologies pour la prise en compte des contraintes CEM dans la conception d'équipements du domaine automobile. : Etude de l'immunité, du composant à l'équipement," Thèse de doctorat Électronique Rennes, INSA 2011.
- [22] P. Venet, "Les condensateurs électrolytiques," *Editions HERMES, (traité EGEM), Livre « Matériaux diélectriques pour le génie électrique 2 - Applications spécifiques »*, pp. 79-113, dirigé par J. MARTINEZ-VEGA – Chapitre 3, 2007.
- [23] P. Venet, "Amélioration de la sûreté de fonctionnement des dispositifs de stockage d'énergie," HDR, Université Claude Bernard, Lyon 1, 2007.
- [24] F. Perisse, 'Etude et analyse des modes de défaillances des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et des thyristors: appliquées au système de protection du LHC (Large Hadron Collider)', Thèse Université de Lyon, 2003.
- [25] A. Nishino, "Capacitors: operating principles, current market and technical trends," *Journal of Power Sources*, vol. 60, pp. 137-147, 1996.
- [26] R. Coelho, "Les diélectriques : Propriétés diélectriques des matériaux isolants ; Traité des nouvelles technologies, série Matériaux," *Hermes*, 1992.
- [27] E. R. Mognaschi, G. B. Parravicin, and A. Savini, "Investigation of time-dependent polarisation charges at the interface between dielectrics," *Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education - Reviews, IEE Proceedings A*, vol. 128, pp. 123-127, 1981.

- [28] A. Rumeau, "Modélisation comportementale en génie électrique sous représentation diffusive : Méthodes et Applications," Thèse, Université de Toulouse, 2009.
- [29] W. J. Sarjeant, "Capacitors," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 861-922, 1990.
- [30] J. S. Ho/ye and G. Stell, "Dielectric theory for polar molecules with fluctuating polarizability," *The Journal of Chemical Physics*, vol. 73, pp. 461-468, 1980.
- [31] E. J. Murphy and S. O. Morgan, "The Dielectric Properties of Insulating Materials," *Bell System Technical Journal*, vol. 16, pp. 493-512, 1937.
- [32] S. Etienne and L. David, *Introduction à la physique des polymères - 2e éd*: Dunod, 2012.
- [33] D. Jean-Claude, "Propriétés diélectriques des plastiques," *Techniques de l'ingénieur Propriétés générales des plastiques*, vol. base documentaire : TIB152DUO, 2001.
- [34] R. Robutel, "Etude des composants passifs pour l'électronique de puissance à "haute température" : application au filtre CEM d'entrée," Thèse INSA de Lyon, 2011.
- [35] M. Rabuffi and G. Picci, "Status quo and future prospects for metallized polypropylene energy storage capacitors," *Plasma Science, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 1939-1942, 2002.
- [36] M. L. Coulibaly, "Caractérisation des décharges électriques se propageant aux interfaces gaz/solide – Relation entre propriétés des matériaux et dimension fractale," Thèse, Université de Lyon, 1992.
- [37] A. von Hippel, "Electronic Conduction In Insulating Crystals Under Very High Field Strength," *American Physical Society (APS)*, vol. 54, December 1938.
- [38] C. Joubert, *Etude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs à films métallisés: Nouvelle génération de condensateur*, Thèse, Ecole Centrale de Lyon, 1996.
- [39] D. Bouguedad, "Influence du vieillissement Thermique sur les Prpriétés de l'éthylène Diène Monomère (EPDM)," Thèse, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2010.
- [40] P. Rain, "Étude des phénomènes prédisruptifs et disruptifs à grande distance dans l'huile minérale de transformateur sous tension alternative," Thèse de doctorat Sciences appliquées Grenoble, 1992.
- [41] M. Nemamcha, J. P. Gosse, and B. Gosse, "Discharges in all-PP film model capacitors," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 315-323, 1993.
- [42] F. COUPAN, "Etude Des Phénomènes de Décahrge Partielle Dans Les Conndesateurs à Films Diélectriques Métallisés," *DEA d'Electonique : Somposants et Systèmes, Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc-*, 2003-2004.
- [43] J. G. Choi and P. H. Seong, "Reliability of Electronic Components," in *Reliability and Risk Issues in Large Scale Safety-critical Digital Control Systems*, P. H. Seong, Ed., ed: Springer London, 2009, pp. 3-24.
- [44] A. Lahyani, "Surveillance et diagnostic d'état des condensateurs électrolytiques dans les convertisseurs statiques," Thèse de l'Université Claude Bernard, Lyon I, 1998.
- [45] P. Venet, "Surveillance d'alimentations à découpage. Application à la Maintenance Prédictive.," Thèse, Université Claude Bernard - Lyon1, 1993.
- [46] W. J. Roesch, "Using a new bathtub curve to correlate quality and reliability," *Microelectronics Reliability*, vol. 52, pp. 2864-2869, 2012.
- [47] J. Liu and N. Henze, "Reliability Consideration of Low-Power Grid-Tied Inverter for Photovoltaic Application," *24th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 21-25 September 2009, Hamburg, Germany*, pp. 3688 - 3694, 2009.
- [48] Z. Li, H. Li, F. Lin, Y. Chen, D. Liu, B. Wang, *et al.*, "Lifetime investigation and prediction of metallized polypropylene film capacitors," *Microelectronics Reliability*, vol. 53, pp. 1962-1967, 2013.

- [49] M.-H. El-Husseini, "Amélioration de la fiabilité des condensateurs à films polypropylène métallisés," Thèse de doctorat, Université de Lyon, 2001.
- [50] J. H. Tortai, N. Bonifaci, A. Denat, and C. Trassy, "Diagnostic of the self-healing of metallized polypropylene film by modeling of the broadening emission lines of aluminum emitted by plasma discharge," *Journal of Applied Physics*, vol. 97, pp. 053304-053304-9, 2005.
- [51] N. Venkat, T. D. Dang, Z. Bai, V. K. McNier, J. N. DeCerbo, B.-H. Tsao, *et al.*, "High temperature polymer film dielectrics for aerospace power conditioning capacitor applications," *Materials Science and Engineering: B*, vol. 168, pp. 16-21, 2010.
- [52] C. A. N. A. Borhetti, G. Pasini, S. Pirani, M. Rinaldi, "Tests on Self-Healing Metallized Polypropylene Capacitors For Power Applications," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, January 1995.
- [53] S. B. Xiaoguang Qi, "Electrothermal failure of metallized film capacitor end connections—computation of temperature rise at connection spots," *Journal of applied physics* vol. 94, 1 October 2003.
- [54] J. Kammermaier, "Physical and Chemical Conditions For Self-healing in Metallized Capacitors," *Proc. Symp. on High-Energy Density Capacitors and Dielectric Materials (NAS/NAE/IOM National Academy press, Washington D.C.)*, pp. 78-95, 1981.
- [55] F. Walter J. Sarjeant, *IEEE*, Jennifer Zirnheld, *Member, IEEE*, and Frederic W. MacDougall, "Capacitors," *IEEE Transaction on Plasma Science*, vol. 26, Octobre 1998.
- [56] M. Fontanille and Y. Gnanou, *Chimie et physico-chimie des polymères*: Dunod, 2001.
- [57] N. Zouzou, "Etude de la mobilité moléculaire du PEN destiné à la fabrication des condensateurs : influence de la microstructure," *Thèse, Université Paul Sabatier*, 2002.
- [58] R. J. Janet Ho, Steven Boggs "historical introduction to capacitor technology," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2010.
- [59] J. Rault, "Les polymères solides : Amorphes, élastomères, semi-cristallins. Propriétés microscopiques et macroscopiques," *Cépaduès-Editions*, 2002.
- [60] J. Arranz-Andrés, B. Peña, R. Benavente, E. Pérez, and M. L. Cerrada, "Influence of isotacticity and molecular weight on the properties of metallocenic isotactic polypropylene," *European Polymer Journal*, vol. 43, pp. 2357-2370, 2007.
- [61] G. W. Harding and A. J. van Reenen, "Polymerisation and structure–property relationships of Ziegler–Natta catalysed isotactic polypropylenes," *European Polymer Journal*, vol. 47, pp. 70-77, 2011.
- [62] C. De Rosa and F. Auriemma, *Prog. Polym. Sci.*, vol. 31, pp. 145-237, 2006.
- [63] T. Umemura, K. Akiyama, and D. Couderc, "Morphology and Electrical Properties of Biaxially-oriented Polypropylene Films," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. EI-21, pp. 137-144, 1986.
- [64] V. Busico and R. Cipullo, "Microstructure of polypropylene," *Progress in Polymer Science*, vol. 26, pp. 443-533, 2001.
- [65] B. Alcock, N. O. Cabrera, N. M. Barkoula, J. Loos, and T. Peijs, "The mechanical properties of unidirectional all-polypropylene composites," *Composites Part A: Applied Science and Manufacturing*, vol. 37, pp. 716-726, 2006.
- [66] J. L. Nash, "Biaxially oriented polypropylene film in power capacitors," *Polymer Engineering & Science*, vol. 28, pp. 862-870, 1988.
- [67] L. E. Amborski and D. W. Flierl, "Physical Properties of Polyethylene Terephthalate Films," *Industrial & Engineering Chemistry*, vol. 45, pp. 2290-2295, 1953/10/01 1953.

- [68] A. F. Gourgues-lorenz, "Durcissement et renforcement des matériaux," *Matériaux pour l'ingénieur*, Chapitre 10.
- [69] G. Marque, *Absorption de l'eau par les polymères*, Thèse, Université de Savoie, 2009.
- [70] L. Vouyovitch Van Schoors, "Vieillissement hydrolytique des géotextiles polyester (polyéthylène téréphtalate) : Etat de l'art," pp. 133-154, *Bulletin des Laboratoires des Ponts et Chaussées*, 2007.
- [71] Y. Rao, J. Greener, C. A. Avila-Orta, B. S. Hsiao, and T. N. Blanton, "The relationship between microstructure and toughness of biaxially oriented semicrystalline polyester films," *Polymer*, vol. 49, pp. 2507-2514, 2008.
- [72] B. D. Beake and G. J. Leggett, "Nanoindentation and nanoscratch testing of uniaxially and biaxially drawn poly(ethylene terephthalate) film," *Polymer*, vol. 43, pp. 319-327, 2002.
- [73] B. D. Beake, P. H. Shipway, and G. J. Leggett, "Influence of mechanical properties on the nanowear of uniaxially oriented poly(ethylene terephthalate) film," *Wear*, vol. 256, pp. 118-125, 2004.
- [74] E. A. McGonigle, J. J. Liggat, R. A. Pethrick, S. D. Jenkins, J. H. Daly, and D. Hayward, "Permeability of N₂, Ar, He, O₂ and CO₂ through biaxially oriented polyester films — dependence on free volume," *Polymer*, vol. 42, pp. 2413-2426, 2001.
- [75] F. Bouquerel, "Etude théorique et expérimentale de l'enroulement d'un film plastique mince : rôle des effets aérodynamiques," *Thèse, Université de Lyon*, 1993.
- [76] S. Gupta, M. Dixit, K. Sharma, and N. S. Saxena, "Mechanical study of metallized polyethylene terephthalate (PET) films," *Surface and Coatings Technology*, vol. 204, pp. 661-666, 2009.
- [77] J. W. Fattaruso, M. de Wit, G. Warwar, K. S. Tan, and R. K. Hester, "The effect of dielectric relaxation on charge-redistribution A/D converters," in *VLSI Circuits, 1990. Digest of Technical Papers., 1990 Symposium on*, 1990, pp. 29-30.
- [78] Debye, "Zur Theorie der spezifischen Waerme," *Annalen der Physik (Leipzig)*, vol. 39, p. 789, 1912.
- [79] K. S. Cole and R. H. Cole, "Dispersion and Absorption in Dielectrics I. Alternating Current Characteristics," *The Journal of Chemical Physics*, vol. 9, pp. 341-351, 1941.
- [80] C. Alvarez, I. Šics, A. Nogales, Z. Denchev, S. S. Funari, and T. A. Ezquerra, "Structure-dynamics relationship in crystallizing poly(ethylene terephthalate) as revealed by time-resolved X-ray and dielectric methods," *Polymer*, vol. 45, pp. 3953-3959, 2004.
- [81] S. Havriliak and S. Negami, "A complex plane analysis of α -dispersions in some polymer systems," *Journal of Polymer Science Part C: Polymer Symposia*, vol. 14, pp. 99-117, 1966.
- [82] D. W. Davidson and R. H. Cole, "Dielectric Relaxation in Glycerol, Propylene Glycol, and n-Propanol," *The Journal of Chemical Physics*, vol. 19, pp. 1484-1490, 1951.
- [83] W. Reddish, "The dielectric properties of polyethylene terephthalate (Terylene)," *Transactions of the Faraday Society*, vol. 46, pp. 459-475, 1950.
- [84] J. Laffargue, "Etude et modélisation des instabilités du procédé de soufflage de gaine," Thèse, Ecole des Mines de Paris, 2003.
- [85] P.-O. Sassoulas, "Décharge partielles et autocicatrisation dans les condensateurs au polypropylène métallisé imprégné," *Thèse, Université Joseph Fourier*, 1998.
- [86] C. W. Reed and S. W. Cichanowskil, "The fundamentals of aging in HV polymer-film capacitors," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 1, pp. 904-922, 1994.

- [87] A. Schneuwly, P. Gröning, and L. Schlapbach, "Uncoupling behaviour of current gates in self healing capacitors," *Materials Science and Engineering: B*, vol. 55, pp. 210-220, 1998.
- [88] M. H. El-Husseini, P. Venet, A. Al-Majid, M. Fathallah, G. Rojat, and J. A. Ferreira, "Manufacturing technology effect on current pulse handling performance of metallized polypropylene film capacitors," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 36, p. 2295, 2003.
- [89] Tortai, H. J, Bonifaci, N, Denat, A, *et al.*, "Diagnostic of the self-healing of metallized polypropylene film by modeling of the broadening emission lines of aluminum emitted by plasma discharge," vol. 97, ed. Melville, NY, ETATS-UNIS: American Institute of Physics, 2005.
- [90] P. G. A. Schneuwly, L. Shlapbach, P. bruesch, M.W. carlen, R. Gallay, "Temperature-dependent dielectric brakdown strength of oil impregnated polypropylene foils," *Materials Science and Engineering B54*, pp. 182-188, 1998.
- [91] I. Rytoluoto and K. Lahti, "New approach to evaluate area-dependent breakdown characteristics of dielectric polymer films," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 20, 2013.
- [92] M.-H. EL-HUSSEINI, "Amélioration de la Fiabilité des Condensateurs à Films Polypropylène Métallisés," 2001.
- [93] "Dielectric Properties of Polymers " *Zeus Technical Whitepaper*, 2005.
- [94] M. Zafar and A. Munshi, "High energy density metallized film capacitors and methods of manufacture thereof," *Patent* vol. US6426861 B1, 2002.
- [95] A. Wechsler, "Improving Fault Tolerant Drives For Aerospace Applications " *Thesis*, vol. School of Electrical and Electronic Engineering, January 2013.
- [96] G. M. Buiatti, J. A. Martin-Ramos, A. M. R. Amaral, P. Dworakowski, and A. J. Marques Cardoso, "Condition Monitoring of Metallized Polypropylene Film Capacitors in Railway Power Trains," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 3796-3805, 2009.
- [97] J. Weiss, C. Leppin, W. Mader, and U. Salzberger, "Aluminium metallization of polyester and polypropylene films: Properties and transmission electron microscopy microstructure investigations," *Thin Solid Films*, vol. 174, Part 1, pp. 155-158, 1989.
- [98] D. F. Taylor, "On the Mechanism of Aluminum Corrosion in Metallized Film AC Capacitors," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. EI-19, pp. 288-293, 1984.
- [99] H. Q. S. Dang, M. R. Corfield, A. Castellazzi, C. M. Johnson, and P. Wheeler, "Repetitive high peak current pulsed discharge film-capacitor reliability testing," *Microelectronics Reliability*, vol. 52, pp. 2301-2305, 2012.
- [100] P. G. Karagiannidis, A. C. Stergiou, and G. P. Karayannidis, "Study of crystallinity and thermomechanical analysis of annealed poly(ethylene terephthalate) films," *European Polymer Journal*, vol. 44, pp. 1475-1486, 2008.
- [101] E. H. H. Jamieson and A. H. Windle, "Structure and oxygen-barrier properties of metallized polymer film," *Journal of Materials Science*, vol. 18, pp. 64-80, 1983.
- [102] S. Rahmatollahpur, T. Tohidi, and K. Jamshidi-Ghaleh, "Investigation of aluminium thin layer microstructure on BOPP polymer substrate," *Journal of Materials Science*, vol. 45, pp. 1937-1941, 2010.

2. Caractérisation et modélisation des condensateurs films métallisés

2.1 Introduction

Dans le but d'établir les lois de vieillissement des condensateurs films ainsi que d'identifier leurs mécanismes et modes de défaillance, l'étude et l'analyse de l'évolution de leurs paramètres électriques internes sous différentes contraintes s'avère d'une importance primordiale. Cette étude est d'autant plus riche que le modèle électrique considéré pour nos composants est fin, et que l'identification des paramètres le constituant est précise. Ces deux critères jouent un rôle très important dans l'identification de l'état de santé des condensateurs, car c'est à travers l'évolution de leurs paramètres électriques que la majorité des pannes peut être détectée, d'où la nécessité d'une part, d'un modèle qui se rapproche au maximum du comportement réel de nos composants, et d'autre part, d'une technique d'identification des paramètres d'une grande précision.

Nous présentons dans ce chapitre, le modèle électrique qui a été retenue pour notre application. Celui-ci permet de représenter assez précisément les phénomènes observés, ainsi que les facteurs ayant un effet sur la valeur ou sur la mesure des paramètres internes des condensateurs pour différents états de vieillissement. Les caractérisations réalisées portent donc sur l'influence de :

- la fréquence,
- la température,
- la tension,
- du temps.

Les essais ont été réalisés dans des conditions expérimentales qui sont cohérentes avec l'application finale (environnement avionique). Par ailleurs, ils définiront le domaine de validité et de pertinence du modèle développé.

2.2 Modèle simplifié d'un condensateur réel

Tous les composants réels, y compris les condensateurs, ont des comportements secondaires non pris en compte dans les modèles idéaux. Ces comportements non évalués peuvent avoir un impact majeur sur les interactions avec le système associé. Ils peuvent être liés aux pertes dans le diélectrique, aux connexions, aux électrodes, mais également à la géométrie du composant finalisé. Un modèle électrique adéquat nécessite donc la compréhension de toutes les sources de perturbations intervenant pour une fréquence donnée. De nombreux modèles ont été développés dans la littérature pour modéliser le comportement fréquentiel des condensateurs films [1-4]. Un modèle simple et prenant en compte un grand nombre de phénomènes parasites est illustré sur la *Figure 2.1*.

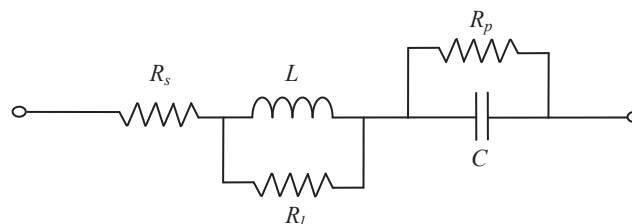


Figure 2.1 Modèle simplifié d'un condensateur film

R_s représente la résistance des connexions et des électrodes ; R_p est la résistance parallèle prenant en compte les fuites entre les électrodes et les pertes diélectriques ; C est la capacité nominale du condensateur ; l'inductance L en parallèle avec la résistance R_l représentent respectivement le comportement inductif dû à l'enroulement du composant et la contribution de l'effet de peau en hautes fréquences. Ce modèle permet de représenter les phénomènes existants dans le composant, propriété indispensable pour analyser les évolutions physiques se manifestant en son sein.

2.3 Caractérisation en fonction de la fréquence

2.3.1 Composants sous test

Les condensateurs étudiés sont dédiés à une utilisation en tant qu'élément de filtrage placés en entrée d'un onduleur suite à un redressement de la tension d'un générateur triphasé (cf. Figure 2.2). Aujourd'hui, des condensateurs 15 μF – 400 V sont utilisés pour cette application. Pour généraliser notre étude à plusieurs types de condensateurs, nous avons étudié une large gamme de composants de mêmes caractéristiques électriques (capacité et tension nominales) de différents fabricants et de différents diélectriques. De cette façon, nous sommes en mesure d'analyser l'influence du type de diélectrique ainsi que les effets des procédés de fabrication sur le comportement des composants lorsqu'ils sont soumis aux mêmes contraintes.

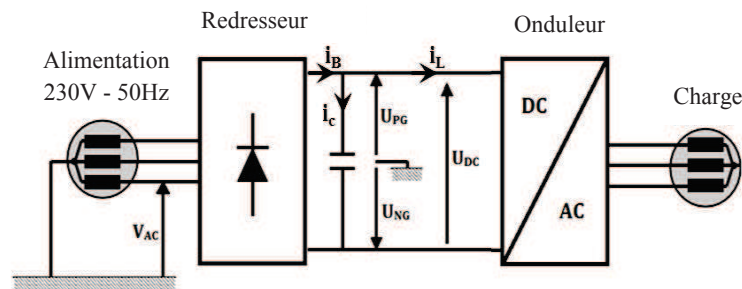


Figure 2.2 Condensateurs films utilisés en tant qu'éléments de filtrage dans un convertisseur statique d'énergie

Les différents types de condensateurs suscitant un intérêt pour notre étude sont présentés dans le *Tableau 2.1*. Il s'agit de condensateurs à films polymère métallisés utilisant le polypropylène et le polyéthylène téréphtalate (polyester) comme diélectrique.

Capacité (μF)	Tension nominale (V)	Type de diélectrique	Fabricant
1	630	PP	A
1	630	PET	A
1	630	PET	B
0.68	630	PP	A
0.68	630	PET	A
0.68	630	PET	B
15	400	PET	C

Tableau 2.1 Présentation des différents condensateurs suscitant un intérêt pour notre étude

2.3.2 Appareils de mesure

Afin de comparer le modèle électrique de la *Figure 2.1* au comportement réel de nos composants, les condensateurs de test ont été caractérisés à l'aide de l'impédancemètre Agilent 4294A à 25 °C. Le choix de l'appareil de mesures dépend fortement de la précision de celui-ci pour une impédance donnée à une fréquence donnée. L'équation (2.1) donne la précision relative en pourcent de l'appareil de mesure pour une impédance Z_x mesurée [5] :

$$E(\%) = E_p' + \left(\frac{Z_s'}{|Z_x|} + Y_0' \cdot |Z_x| \right) \times 100 \quad (2.1)$$

E_p' , Z_s' et Y_0' représentent des termes qui sont fonction de la fréquence, de l'impédance, du niveau de signal ainsi que du mode et du temps de mesure. En remplaçant les conditions de caractérisation respectives dans l'équation (2.1), la précision de mesure sur le module (Z), ainsi que les parties réelles (R) et imaginaires (X) de l'impédance sont calculées en tenant compte des expressions ci-dessous [5] :

$$|Z|_{Accuracy}(\%) = \pm E \quad (2.2)$$

$$X_{Accuracy}(\%) = \begin{cases} \pm E & \text{si } Q_x \geq 10 \\ \pm E \times \sqrt{1 + \frac{1}{Q_x^2}} & \text{si } Q_x < 10 \end{cases} \quad (2.3)$$

$$R_{Accuracy}(\%) = \begin{cases} \pm E & \text{si } Q_x \leq 0.1 \\ \pm E \times \sqrt{1 + \frac{1}{Q_x^2}} \times Q_x & \text{si } 0.1 < Q_x < 10 \\ \pm E \times Q_x & \text{si } Q_x \geq 10 \end{cases} \quad (2.4)$$

avec Q_x le facteur de qualité mesuré, représentant le rapport entre la partie réelle (R) et la partie imaginaire (X) de l'impédance $\underline{Z}$ mesurée.

Les données de mesures sont obtenues en stimulant nos composants à différentes fréquences par des signaux sinusoïdaux de faible amplitude, autour d'une tension de polarisation nulle. On mesure donc un spectre d'impédance complexe qui est représenté par son module et sa phase ou par ses parties réelles et imaginaires (diagrammes de Bode ou respectivement de Nyquist).

En raison du grand nombre de composants étudiés, on se contentera de ne présenter que l'étude sur deux types de condensateurs, les condensateurs à films polypropylène métallisés (*MPPF*) $1\mu F-630V$ et les condensateurs à films polyester métallisés (*MPETF*) $1\mu F-630V$ provenant du même fabricant A. Pour le reste des composants listés dans le *Tableau 2.1*,

une étude comparative est présentée à la fin de ce chapitre pour valider le circuit électrique équivalent retenu pour la modélisation.

Le *Tableau 2.2* montre les erreurs de mesure induites sur le module de l'impédance $\underline{Z}$, ainsi que les erreurs sur les parties réelle et imaginaire des condensateurs testés pour quelques fréquences spécifiques.

Fréquence (Hz)	Précision sur le module de l'impédance $\underline{Z}$ (%)		Précision sur la partie réelle de $\underline{Z}$ (%)		Précision sur la partie imaginaire de $\underline{Z}$ (%)		Facteur de qualité Q	
	<i>MPPF</i>	<i>MPETF</i>	<i>MPPF</i>	<i>MPETF</i>	<i>MPPF</i>	<i>MPETF</i>	<i>MPPF</i>	<i>MPETF</i>
40	0.50	0.50	931	966	0.50	0.50	1170	5639
100	0.30	0.30	713	283	0.30	0.30	2310	973
1 k	0.07	0.07	509	96	0.07	0.07	18400	242
5 k	0.09	0.08	303	10.4	0.09	0.08	6450	128
10 k	0.10	0.09	191	9.10	0.10	0.09	2700	100
50 k	0.15	0.10	93.6	8.26	0.15	0.10	700	55
100 k	0.24	0.14	57.9	7.97	0.24	0.14	250	40
500 k	1.09	0.22	22.1	8.33	1.06	0.22	26	5.0
1 M	6.59	1.76	10.3	8.29	8.56	1.80	3.50	6.6
5 M	0.95	1.10	11.4	8.30	0.95	1.11	12.5	46
10 M	1.24	1.06	15.8	24	1.24	1.06	13	440
50 M	1.54	1.51	50	41	1.54	1.51	38	360
110 M	1.52	1.50	68	176	1.52	1.50	65	172

Tableau 2.2 Précision de l'appareil de mesure

Comme on peut le constater, même si l'erreur induite sur le module de l'impédance Z est presque négligeable pour les deux types de condensateurs testés, elle est très accentuée sur la partie réelle de l'impédance des condensateurs *MPPF*, surtout en basses fréquences. En effet, pour les composants à faibles pertes tel que les condensateurs films, la partie réelle de l'impédance constitue une petite fraction de l'impédance totale Z . Le rapport entre la partie réelle (R) et la partie imaginaire (X) de l'impédance peut être exprimé par le facteur de qualité ($Q = X/R$). Lorsque le facteur de qualité est élevé, cela implique qu'une petite erreur survenant sur la mesure de l'impédance pourrait potentiellement causer une erreur non négligeable sur sa partie réelle. Ainsi, comme le facteur de qualité des condensateurs *MPPF* est plus élevé que celui des *MPETF* (eg. 2700 pour les *MPPF* contre 100 pour les *MPETF* à 10 kHz), il est tout à fait cohérent de trouver une erreur plus accentuée sur leur partie réelle. En effet, les matériaux possédant une permittivité élevée comme le *PET* présentent généralement un fort moment dipolaire permanent, ce qui induit des pertes importantes se traduisant par une plus grande partie réelle R . En opposition, le *PP* présente une plus faible partie réelle R (cf. chapitre 1) induisant des erreurs de mesures sur ce paramètre plus importante.

En se basant sur les résultats du *Tableau 2.2*, nous considérerons la fréquence de 10 kHz comme étant la limite inférieure de notre bande de fréquence de mesure pour le reste de l'étude malgré l'erreur encore assez importante pour les condensateurs *MPPF*. En dessous

de cette fréquence les fortes erreurs induites sur R pourraient complètement masquer le comportement réel du composant.

2.3.3 Identification des paramètres internes du condensateur

Afin de mettre en place une approche d'identification, il nous faut introduire un critère d'optimisation sur lequel la minimisation de l'erreur, entre mesures et modèle, sera basée.

2.3.3.1 Identification par rapport au module de l'impédance

Une approche usuelle utilisée pour identifier les paramètres internes des condensateurs consiste à ajuster les paramètres du modèle considéré, de telle façon à ce que les modules et phases des impédances issues du modèle et des mesures soient les plus proches possible. Le problème d'identification revient donc à un problème d'optimisation, le but étant de trouver les paramètres du modèle qui minimisent la différence entre les mesures expérimentales et le modèle théorique. En considérant le modèle de la *Figure 2.1*, l'impédance complexe du condensateur $\underline{Z}(\omega)$ peut être écrite sous la forme :

$$\begin{aligned}\underline{Z}(\omega) &= (R_s + \frac{R_l L^2 \omega^2}{R_l^2 + L^2 \omega^2} + \frac{R_p}{1 + R_p^2 C^2 \omega^2}) + j(\frac{R_l^2 L \omega}{R_l^2 + L^2 \omega^2} - \frac{R_p^2 C \omega}{1 + R_p^2 C^2 \omega^2}) \\ &= Re(\underline{Z}(\omega)) + j Im(\underline{Z}(\omega))\end{aligned}\quad (2.5)$$

Le module $|\underline{Z}|$ et la phase θ de l'impédance $\underline{Z}(\omega)$ sont alors donnés par les équations ci-dessous :

$$|\underline{Z}(\omega)| = \sqrt{Re(\underline{Z}(\omega))^2 + Im(\underline{Z}(\omega))^2} \quad (2.6)$$

$$\theta = \arctg(\frac{Im(\underline{Z}(\omega))}{Re(\underline{Z}(\omega))}) \quad (2.7)$$

Les paramètres R_s , R_l , R_p , C et L des condensateurs testés sont identifiés à l'aide d'un algorithme d'optimisation basé sur une technique de minimisation de l'erreur quadratique. Le plus souvent, le diagramme de Bode est utilisé pour visualiser le comportement fréquentiel des condensateurs. Il permet grâce à ses deux graphes distincts, d'étudier séparément l'évolution du module et de la phase de l'impédance en fonction de la fréquence. L'avantage de cette approche est de montrer explicitement la façon dont ces éléments sont influencés par une sollicitation fréquentielle.

La *Figure 2.3* représente les diagrammes de Bode théoriques (issus du modèle) et expérimentaux respectivement des condensateurs *MPPF* et *MPETF 1μF-630V* provenant d'un même fabricant. Les traits continus représentent les mesures expérimentales, alors que les traits discontinus correspondent aux modules $|\underline{Z}(\omega)|$ et aux phases θ issues respectivement des équations (2.6) et (2.7).

Comme on peut le remarquer l'accord entre les points expérimentaux et théoriques est convenable ; le modèle de la *Figure 2.1* semble bien refléter le comportement des condensateurs films.

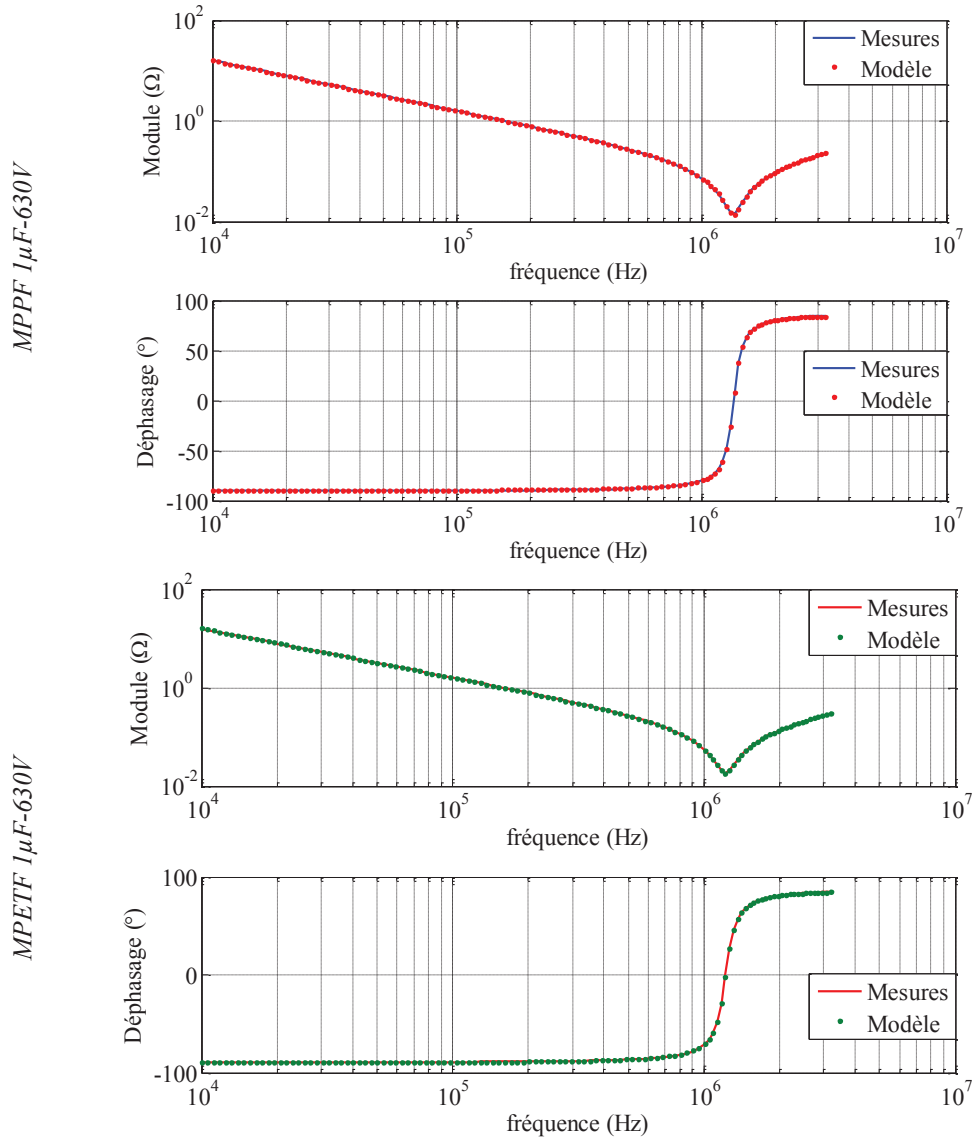


Figure 2.3 Diagrammes de Bode des condensateurs MPPF et MPETF 1μF-630V issus du modèle (en pointillés) et des mesures expérimentales (traits pleins)

Les caractéristiques des condensateurs sont clairement divisées en deux zones. A basses fréquences, les condensateurs ont un comportement principalement capacitif et leurs parties imaginaires sont assimilables aux réactances $-1/(C\omega)$. Cependant avec l'augmentation de la fréquence, l'effet inductif prend de l'ampleur sur le reste des paramètres jusqu'à dominer le comportement de ces composants. Dans ce cas, la réactance des condensateurs est assimilée à $L\omega$. La partie réelle quant à elle, représente toute les pertes dans le composant, et est identifiée à la fréquence de résonance où l'impédance totale $\underline{Z}$ des condensateurs est équivalente à sa partie résistive. Cette dernière donne une vision globale de la variation des pertes dans le composant, mais ne permet pas d'étudier l'évolution individuelle des paramètres le constituant (R_s , R_l et R_p) vis-à-vis des contraintes appliquées.

Par ailleurs, pour les composants à faibles pertes, l'évolution fréquentielle de la partie réelle, très faible devant l'impédance totale du condensateur, n'apparaît pas explicitement sur le diagramme de Bode. Pour cette raison, et afin d'étudier la précision de l'identification des paramètres, nous proposons d'utiliser le diagramme de Nyquist. Cette technique s'est révélée

extrêmement fructueuse car elle permet souvent une identification visuelle aisée des éléments électriques équivalents de l'impédance mesurée. En effet, contrairement au diagramme de Bode, elle permet de mettre en exergue les parties réelle et imaginaire. La *Figure 2.4* montre les diagrammes de Nyquist obtenus avec les mêmes données que celles utilisées pour le diagramme de Bode de la *Figure 2.3*.

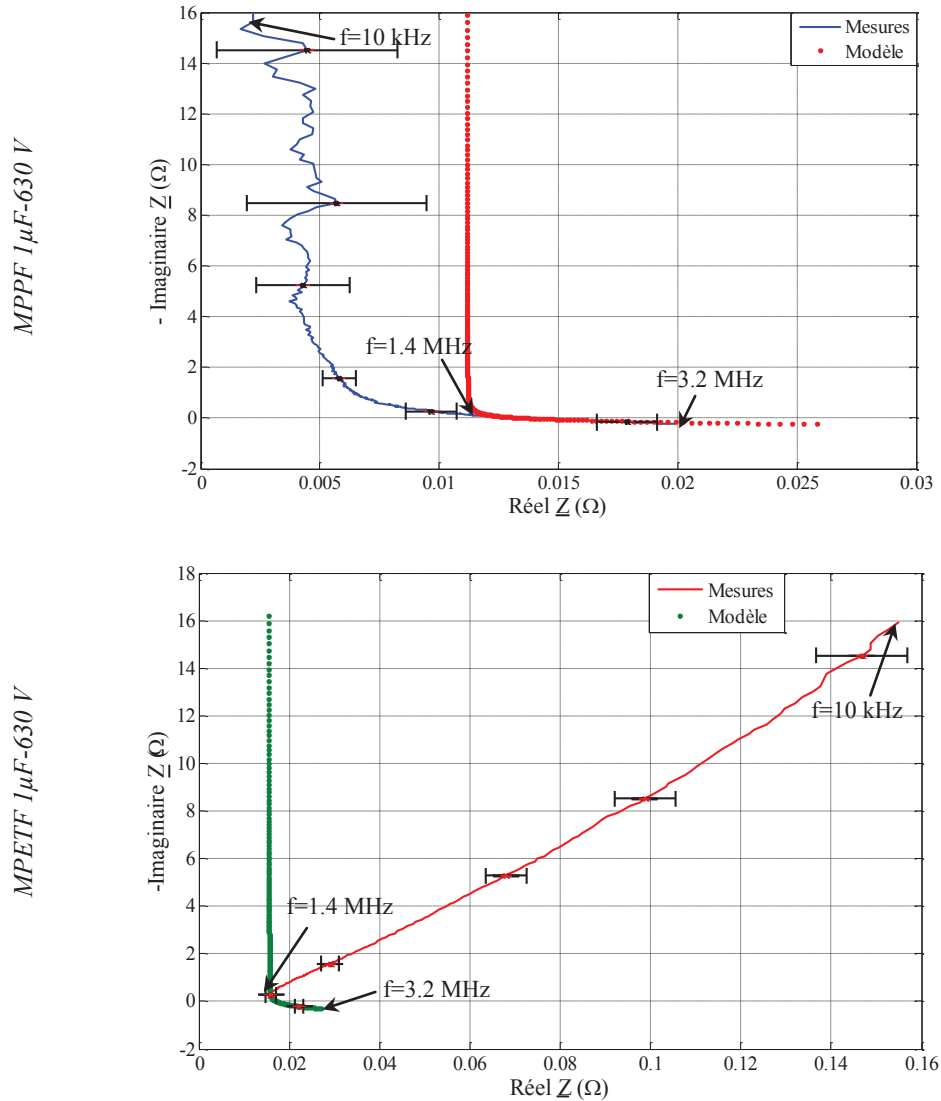


Figure 2.4 Diagrammes de Nyquist des condensateurs MPPF et MPETF 1 μ F-630V issus du modèle (en pointillés) et des mesures expérimentales (traits pleins), les erreurs de mesures sont indiquées avec des barres pour quelques fréquences

Comme on peut le remarquer, un décalage se manifeste entre le comportement du modèle et les mesures expérimentales, en particulier en basses fréquences. En considérant cette différence comme une imprécision dans l'identification des paramètres, nous avons estimé que ces dissimilarités ne permettaient pas une description précise des paramètres électriques. Pour pallier à ce problème, nous proposons d'utiliser, pour l'identification, la forme complexe cartésienne de l'impédance $\underline{Z}(\omega)$.

2.3.3.2 Identification sur la forme complexe de l'impédance

Une amélioration de la précision des paramètres estimés est nécessaire pour représenter finement l'ensemble des phénomènes prenant naissance au sein des condensateurs. Le critère d'optimisation est défini de façon à minimiser la distance quadratique entre les points de mesure et l'expression de l'impédance de l'équation (1.2) pour chaque fréquence d'utilisation.

L'intérêt de cette approche réside dans le changement d'échelle des paramètres électriques à identifier ce qui est visualisable par un changement de la représentation graphique. Cela permet d'harmoniser l'ordre de grandeur des paramètres à identifier (en particulier de la partie réelle qui est très faible devant la partie imaginaire) et d'augmenter ainsi la précision de calcul. L'erreur relative totale entre mesures et modèles dépend donc de l'erreur relative induite sur les parties réelle et imaginaire de $\underline{Z}(\omega)$ (cf. Figure 2.5). L'erreur totale, pour N points de mesures, peut alors être calculée à partir de l'équation ci-dessous :

$$Erreur = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N (R_{mod} - R_{mes})^2 + \sum_{i=1}^N (X_{mod} - X_{mes})^2} \quad (2.8)$$

avec R_{mod} et X_{mod} les parties réelle et imaginaire issues du modèle et R_{mes} et X_{mes} celles issues des mesures.

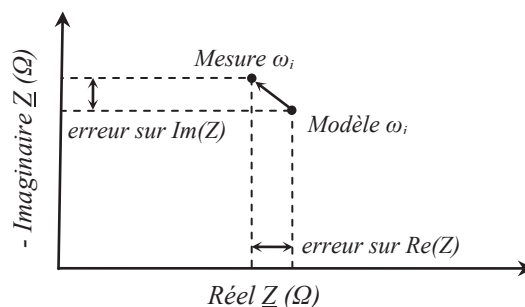


Figure 2.5 Critère d'optimisation basé sur la forme complexe de l'impédance

Les paramètres de condensateurs extraits par l'application de l'algorithme d'optimisation d'une part sur le module de $\underline{Z}(\omega)$ (illustré sur diagramme de Bode), et d'autre part sur sa forme complexe (illustré sur un diagramme de Nyquist), ainsi que les erreurs relatives induites pour chaque approche sont donnés dans le *Tableau 2.3*.

Condensateur	Identification à partir du module de $\underline{Z}$		Identification à partir de la forme complexe cartésienne de $\underline{Z}$	
	MPPF	MPETF	MPPF	MPETF
$R_s (m\Omega)$	11.2	16.5	6.4	26.9
$C (\mu F)$	1.01	0.98	0.99	1.00
$L (nH)$	14.2	17.1	14.4	16.8
$R_p (T\Omega)$	8.8	9.50	5.5	2.50
$R_l (\Omega)$	6.28	9.70	4.1	$1.5 \cdot 10^3$
Erreur (%)	37.5	34.3	27.6	28.3

Tableau 2.3 Comparaison entre les deux techniques d'identification

Les Figure 2.6 et Figure 2.7, montrent les résultats de l'identification sur la forme complexe de $\underline{Z}(\omega)$ des condensateurs *MPPF* et *MPETF* $1\mu F-630 V$.

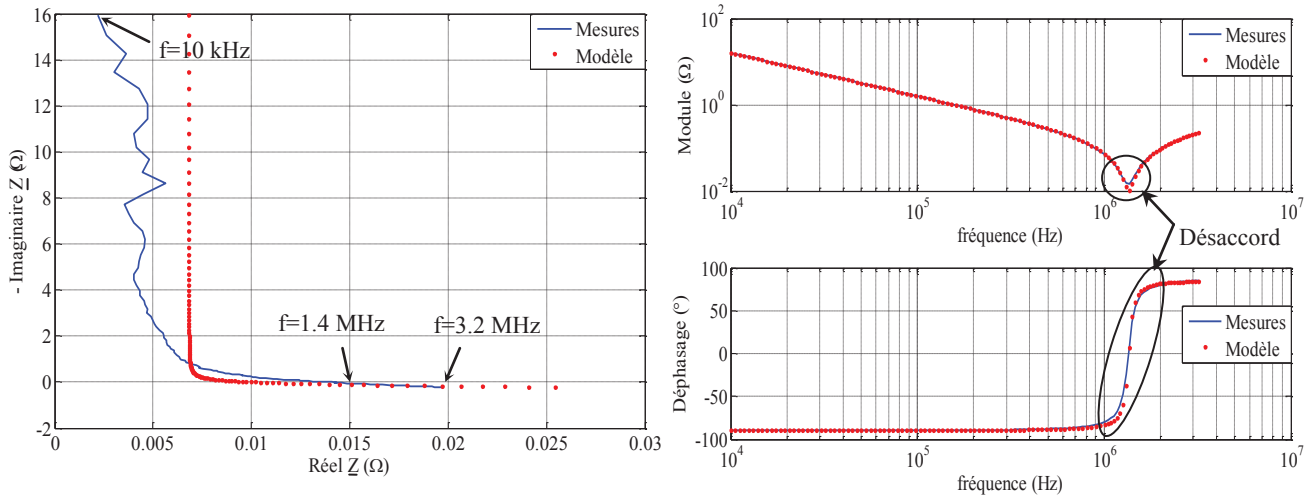


Figure 2.6 Diagrammes de Nyquist et Bode des condensateurs *MPPF* $1\mu F-630V$

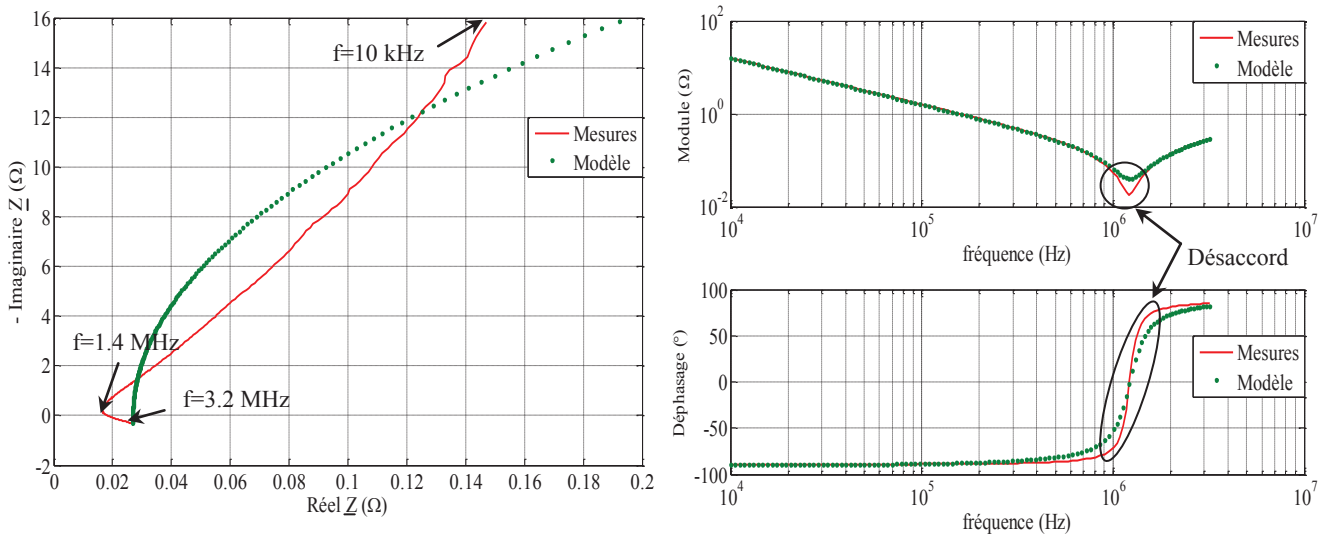


Figure 2.7 Diagrammes de Nyquist et Bode des condensateurs *MPETF* $1\mu F-630 V$

L'application de l'algorithme d'optimisation sur la forme complexe cartésienne de $\underline{Z}(\omega)$ réduit les erreurs entre les mesures et le modèle. Néanmoins, ces dernières restent relativement élevées. Le modèle n'est donc pas capable de suivre les mesures, et cela pour les deux types de condensateurs testés.

Par ailleurs, si nous nous intéressons aux évolutions des parties imaginaires de $\underline{Z}$ en fonction des parties réelles des deux types de condensateurs testés, nous remarquons que les condensateurs *MPPF* et *MPETF* n'ont pas le même comportement en basses fréquences. Cela semble indiqué qu'un phénomène secondaire est à l'origine de cette différence avec différentes intensités selon le type de diélectrique utilisé. Comme les deux condensateurs ont été caractérisés dans les mêmes conditions environnementales, ont les mêmes caractéristiques électriques et proviennent du même fabricant, nous avons attribué cette différence comportementale à la nature du polymère employé.

Ce phénomène secondaire a été expliqué par certains auteurs comme étant lié à l'absorption diélectrique (AD). L'AD aussi appelée «Capacitor soakage» [6, 7] ou charges résiduelles [8], est lié à la polarisation rémanente piégée sur les interfaces du diélectrique. Son intensité est connue pour être proportionnelle au nombre de dipôles électriques qui s'orientent par un champ électrique alors que l'interaction dipôle-dipôle et le processus de relaxation ont tendance à rétablir l'état d'équilibre thermique du système [9]. La dépendance temporelle de ces phénomènes induit des constantes de temps qui varient de l'ordre des nanosecondes jusqu'à quelques minutes selon l'origine des mécanismes de polarisations [10]. Un modèle amélioré de condensateur doit donc comprendre plusieurs capacités (C_{AD_i}) en parallèle avec la capacité principale C dont chaque branche supplémentaire contient son propre mécanisme de pertes (R_{AD_i}) et sa propre constante de temps [11]. Bien que ces phénomènes interviennent à des fréquences bien inférieures à celles mesurées, avoir une description précise de leurs amplitudes s'avère une tâche difficile compte tenu du fait que les erreurs de mesures perturbent énormément les données. Nous avons estimé que par extrapolation de notre modèle vers les basses fréquences il est possible de remonter à l'amplitude de l'absorption diélectrique. Cela nous a permis d'estimer l'intensité de ce phénomène pour les différents diélectriques testés (*cf.* ci-dessous).

2.4 Modèle amélioré des condensateurs à films métallisés

2.4.1 Modèle électrique jusqu'à la résonance

D'un point de vue électrique, si un condensateur est chargé pendant une longue période, puis brièvement court-circuité et remis en circuit ouvert, une tension résiduelle réapparaît progressivement entre ses bornes jusqu'à atteindre un pourcentage fixe de sa valeur initiale. Ce pourcentage, se référant à l'AD du condensateur, peut varier entre 0.02% de la tension de charge pour un condensateur *MPPF* et jusqu'à 0.5% pour un condensateur *MPETF* [12]. Ce phénomène peut affecter, dans certains cas, le fonctionnement de certains appareils électroniques et doit être pris en compte dans le modèle électrique des condensateurs. Cela nous conduit à proposer le schéma équivalent de la *Figure 2.8*.

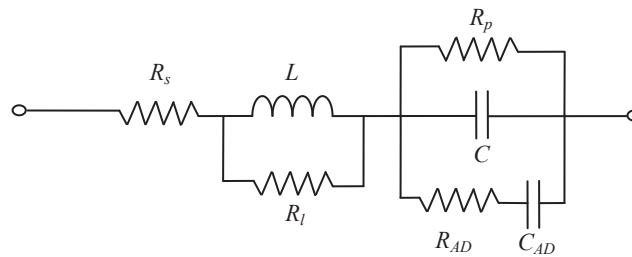


Figure 2.8 Modèle d'un condensateur films prenant en compte l'absorption diélectrique

En considérant le modèle de la *Figure 2.8*, l'impédance du condensateur $\underline{Z}(\omega)$ sera donnée par l'équation qui suit :

$$\underline{Z}(\omega) = \left(R_s + \frac{R_l L^2 \omega^2}{R_l^2 + L^2 \omega^2} + \frac{a}{b^2 + c^2} \right) + j \left(\frac{R_l^2 L \omega}{R_l^2 + L^2 \omega^2} - \frac{d}{b^2 + c^2} \right) \quad (2.9)$$

avec

$$a = R_p^2 R_{AD} C_{AD}^2 \omega^2 + R_p R_{AD}^2 C_{AD}^2 \omega^2 + R_p \quad (2.10)$$

$$b = R_p C_{AD} \omega + R_{AD} C_{AD} \omega + R_p C \omega \quad (2.11)$$

$$c = R_p R_{AD} C_{AD} C \omega^2 - I \quad (2.12)$$

$$d = R_p^2 R_{AD}^2 C_{AD}^2 C \omega^2 + R_p^2 C_{AD} \omega + R_p^3 C \omega \quad (2.13)$$

Les résultats de l'identification avec l'équation (2.9) sont illustrés sur les diagrammes de Nyquist de la *Figure 2.9* pour les condensateurs *MPPF* et *MPETF* $1 \mu F$ -630 V

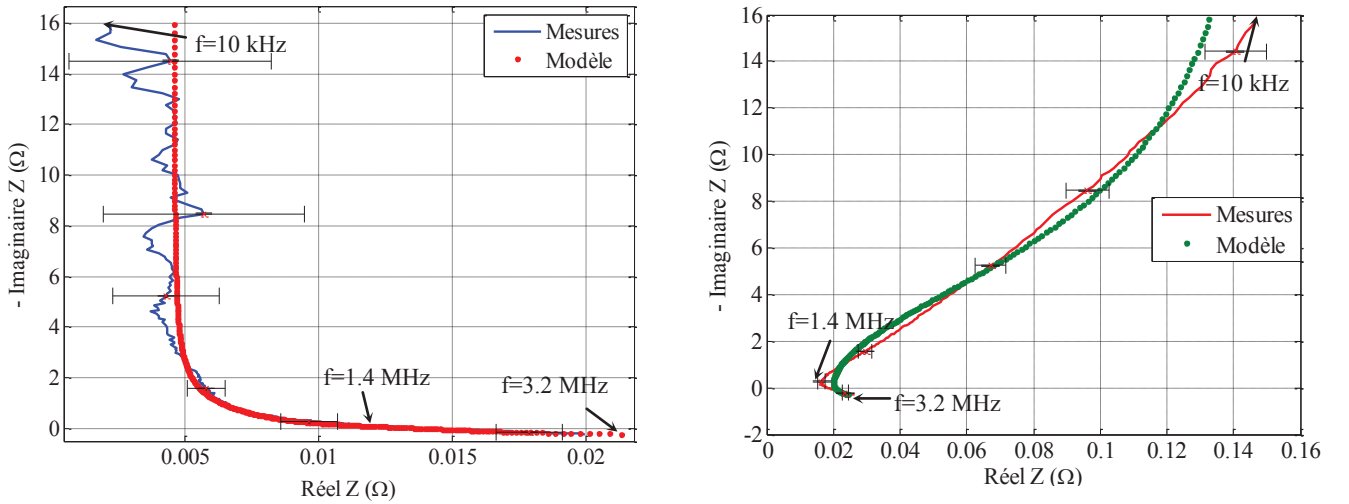


Figure 2.9 Diagrammes de Nyquist des condensateurs MPPF et MPETF $1 \mu F$ -630 V

Le modèle incluant l'absorption diélectrique s'accorde bien avec les mesures, en particulier dans le cas des condensateurs *MPPF* $1 \mu F$ -630V (même si les erreurs de mesures restent élevées à basses fréquences). Le *Tableau 2.4* présente les données identifiées à partir du modèle de la *Figure 2.8*, respectivement, pour les condensateurs *MPPF* et *MPETF*.

Paramètres identifiés	MPPF	MPETF
$R_s (m\Omega)$	5.3	19.6
$C (\mu F)$	0.98	0.97
$L_l (nH)$	14.3	17.1
$R_p (M\Omega)$	163	7.47
$R_l (\Omega)$	$16.3 \cdot 10^{-3}$	24
$R_{AD} (\Omega)$	$1.10 \cdot 10^{-3}$	369
$C_{AD} (F)$	$1.3 \cdot 10^{-12}$	$19.4 \cdot 10^{-9}$
Erreur (%)	11.1	9.3

Tableau 2.4 Paramètres électriques identifiés pour le modèle électrique incluant l'absorption diélectrique

Ce modèle peut encore être amélioré pour décrire le comportement des condensateurs *MPETF*. Cela nécessite l'ajout d'une branche *RC* supplémentaire vu que les constantes de temps prenant place ne sont pas les mêmes pour les condensateurs à polymères polaires (condensateurs *MPETF*) et apolaires (condensateurs *MPPF*). Le modèle électrique proposé

des condensateurs *MPETF* ($1\mu F$ -630V) ainsi que son diagramme de Nyquist sont présentés sur la Figure 2.10.

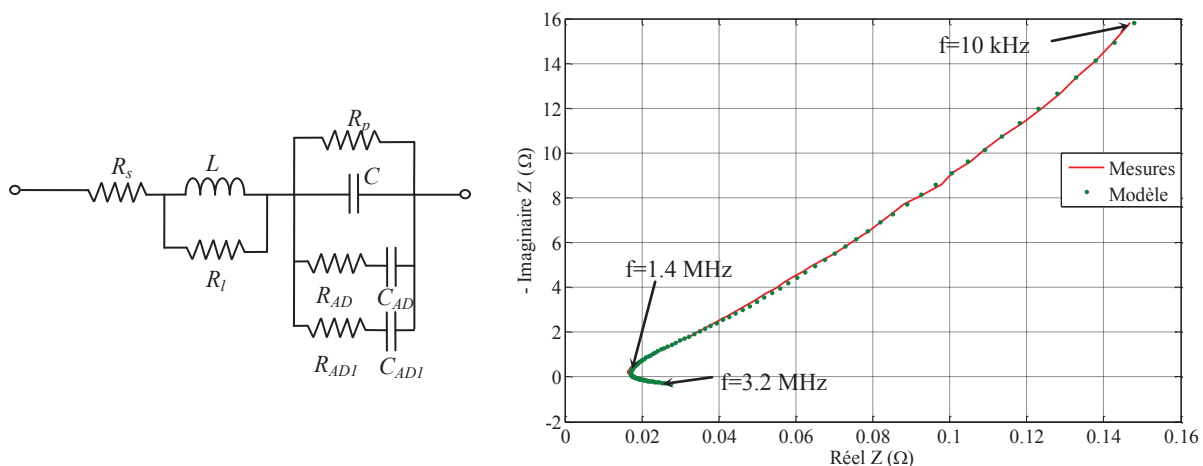


Figure 2.10 Modèle électrique amélioré des condensateurs MPETF $1\mu F$ -630V avec le diagramme de Nyquist associé

Une assez bonne concordance peut être notée entre le modèle et les résultats expérimentaux. Étant donné que les constantes de temps ne sont pas les mêmes selon la nature du polymère employé, il semble logique de s'attendre à ce que, en comparaison avec les condensateurs *MPPF* (polymères apolaires), les condensateurs *MPETF* (polymères polaires) aient besoin d'un niveau supplémentaire de cellules R_{DA} - C_{DA} pour représenter l'absorption diélectrique. Le Tableau 2.5 présente les paramètres du condensateur *MPETF* ($1\mu F$ -630V) identifiés à partir du modèle à deux constantes de temps RC pour représenter le phénomène d'absorption diélectrique.

Paramètres électriques des condensateurs MPETF			
R_s (mΩ)	16.1	R_{AD} (Ω)	165
C (μF)	0.97	C_{AD} (nF)	5.5
L (nH)	17.1	R_{AD1} (kΩ)	1.15
R_p (GΩ)	14.2	C_{AD1} (nF)	12.0
R_l (Ω)	14.1	Erreur (%)	3.2

Tableau 2.5 Paramètres électriques identifiés pour un condensateur MPETF $1\mu F$ -630 V

Comme on peut le remarquer, les tests sur des données expérimentales, illustrés par le calcul d'erreur et la validation graphique sur le diagramme de Nyquist, montrent la pertinence de notre modèle jusqu'à la fréquence de résonance. Les résultats sont probants, néanmoins, il reste à valider sa fiabilité sur une plus grande plage de fréquence.

2.4.2 Modèle haute fréquence

Les condensateurs à films métallisés sont des composants dont les caractéristiques varient considérablement avec la fréquence. Ces variations peuvent avoir une influence mesurable sur le comportement de l'ensemble du circuit dans lesquels ils sont employés. Dans le paragraphe précédent (2.4.1), nous avons développé un modèle qui prend en compte le comportement des condensateurs jusqu'à la résonance. Mais selon l'application, les

condensateurs peuvent être traversés par des courants ayant des harmoniques au-delà de leur fréquence de résonance (notamment pour les applications de filtrage). Pour ces raisons, il est d'une importance capitale que le modèle ainsi développé soit en mesure de donner une bonne approximation des paramètres du condensateur pour une plus large plage de fréquence. La *Figure 2.11* et *Figure 2.12* représentent les diagrammes de Bode des condensateurs *MPPF* et *MPETF* ($1\mu\text{F}$ -630V) de 10 kHz à 35 MHz.

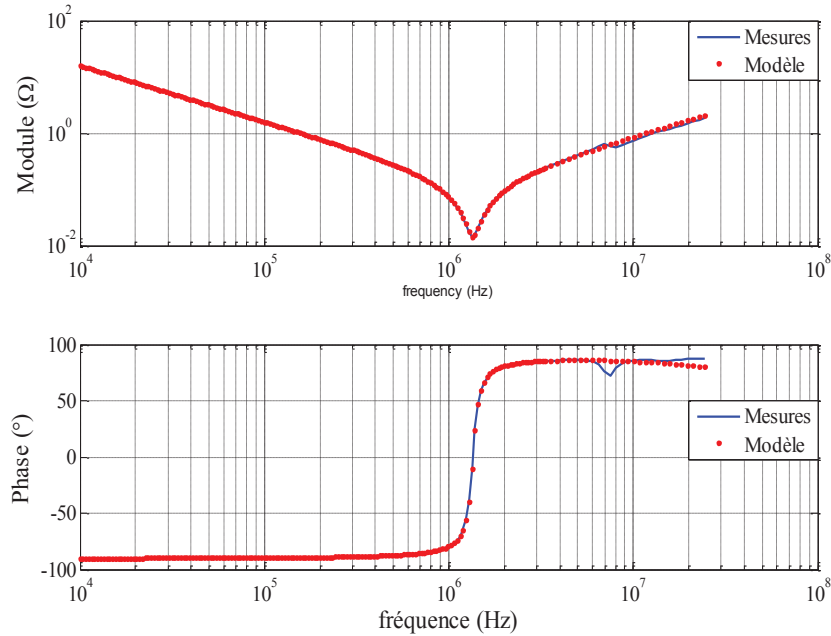


Figure 2.11 Diagramme de Bode des condensateurs MPPF $1\mu\text{F}$ -630V

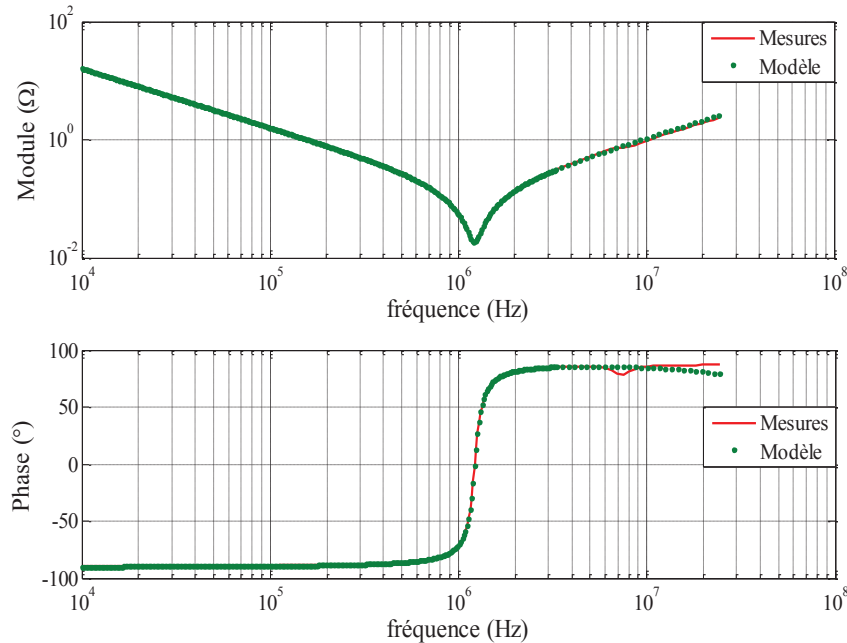


Figure 2.12 Diagramme de Bode des condensateurs MPETF $1\mu\text{F}$ -630V

Avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement, les condensateurs à films métallisés ne sont plus soumis aux mêmes contraintes, cela se manifeste par l'apparition de nouveaux phénomènes physiques au sein de ces composants. Le modèle proposé donne une

approximation satisfaisante jusqu'à leur première fréquence de résonance. Cependant, à 7,5 MHz, une légère dérive peut être observée simultanément sur le module et la phase de l'impédance des deux types de condensateurs testés. En se focalisant sur cette zone (cf. Figure 2.13), nous remarquons que le modèle n'est pas en mesure de prédire le comportement des condensateurs films métallisés pour ces fréquences bien spécifiques. Des études antérieures ont démontré l'existence de boucles de courant qui apparaissent aux alentours de certaines fréquences spécifiques des condensateurs à films métallisés [13] appelées fréquences d'antirésonances. Selon [14], un champ magnétique alternatif induit une force électromotrice créant des courants de Foucault dans le composant. Les schoopages et les métallisations sont donc le siège d'une répartition de courants non homogène influant grandement sur les pertes du composant [15]. En effet, les pertes révélées par la partie réelle de l'impédance du condensateur peuvent être facilement localisées sur un diagramme de Nyquist (cf. Figure 2.14) où, à certaines fréquences spécifiques, la partie réelle augmente considérablement.

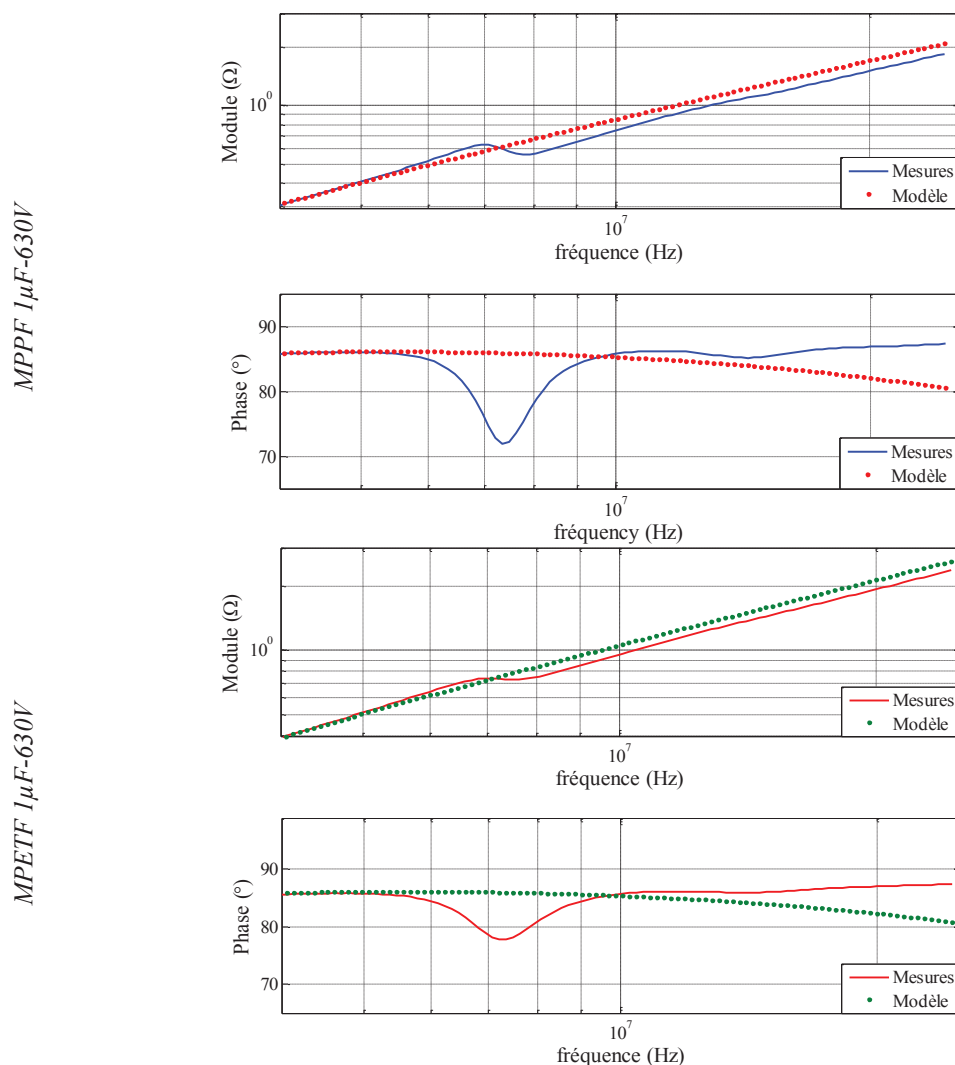


Figure 2.13 Evolution des condensateurs MPPF et MPETF 1µF-630V en hautes fréquences

Ces courbes montrent clairement l'importance de ces phénomènes sur le comportement de nos composants. Les métallisations et les diélectriques sont soumis à des contraintes pouvant engendrer leur dégradation.

Les courants de Foucault peuvent être modélisés par un dipôle $L_{ar} // C_{ar}$ [16]. Mais en raison de la nature résistive de la métallisation, des amortissements sont à considérer. Cela équivaut à ajouter une résistance R_{ar} en série avec la capacité C_{ar} . Plusieurs dipôles $L_{ar} // (C_{ar} - R_{ar})$ peuvent être placés en série selon la répétitivité du phénomène impliqué dans le condensateur. Cependant, les courants de Foucault ne sont pas les seules sources de perte survenant à des fréquences élevées. En se référant à [17], l'effet de peau et de proximité sont aussi à considérer. Notre modèle décrit à la *Figure 2.8* ne prend en compte que la contribution due à l'effet de peau. Toutefois, étant donné que l'effet de proximité provient du couplage inductif entre les conducteurs [18, 19], il est important de les considérer vu que les électrodes des condensateurs films sont extrêmement proches. Cette approche nécessite donc l'utilisation d'une inductance L_2 supplémentaire en série avec $L // R_l$ [20].

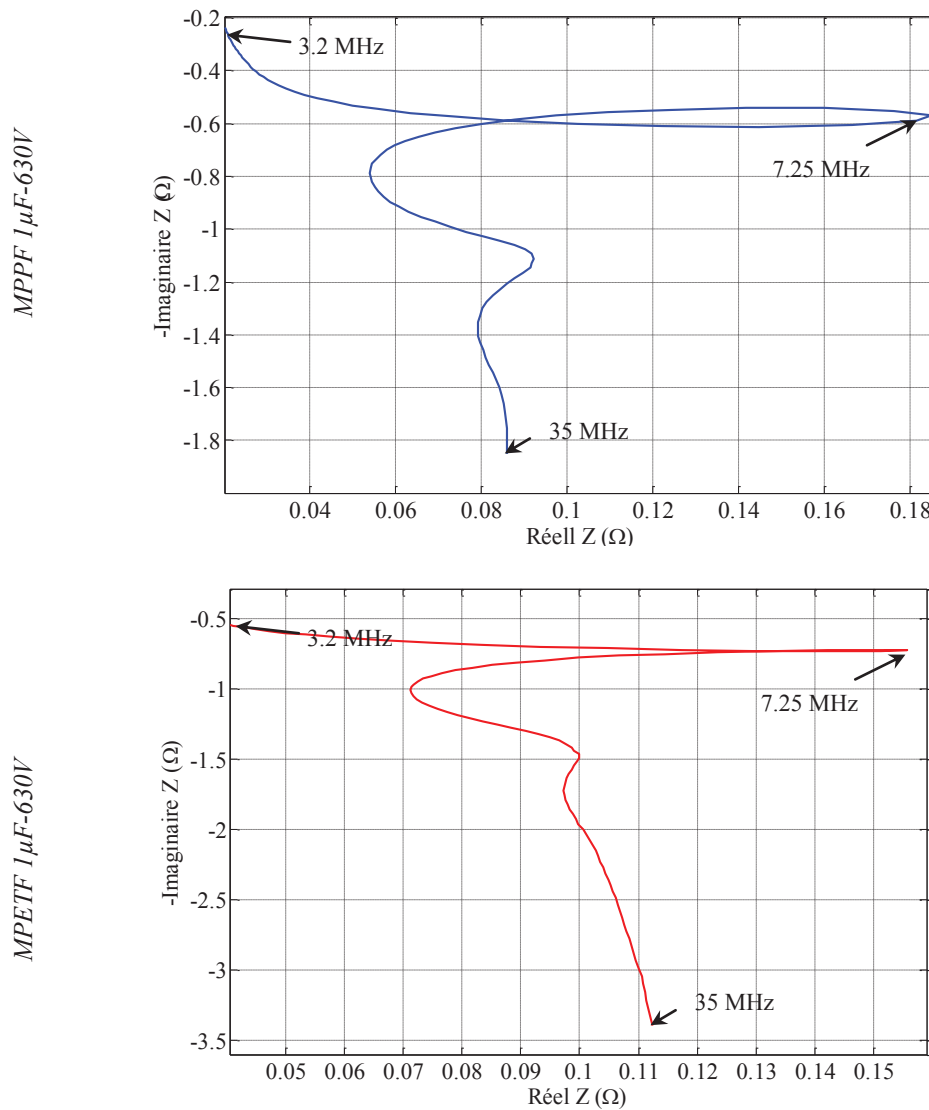


Figure 2.14 Diagramme de Nyquist des condensateurs MPPF et MPETF 1μF-630V entre 3.2MHz et 15.7 MHz

Les modèles finaux basés sur les mesures expérimentales dans le domaine fréquentiel sont représentés sur les *Figure 2.15* et *Figure 2.16* pour les condensateurs *MPPF* et *MPETF*.

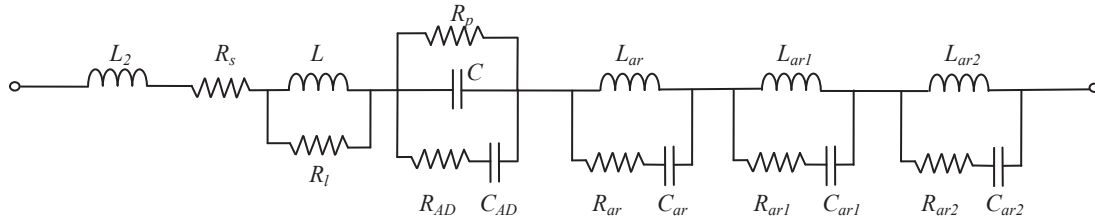


Figure 2.15 Modèle final des condensateurs MPPF

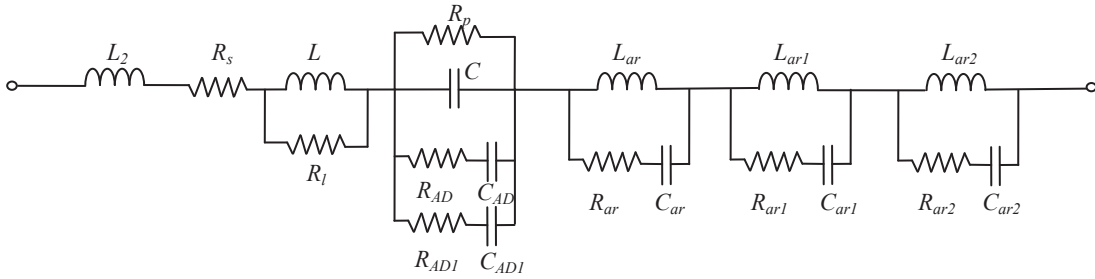


Figure 2.16 Modèle final des condensateurs MPETF

Pour évaluer la précision des circuits équivalents proposés, les diagrammes de Nyquist et de Bode des condensateurs testés ont été tracés sur les *Figure 2.17* et *Figure 2.18*, et comparés aux mesures. Dans le *Tableau 2.6* sont indiqués les paramètres électriques identifiés respectivement pour les condensateurs *MPPF* et *MPETF* $1\mu F-630V$.

Paramètres identifiés	MPPF	MPETF
$R_s (m\Omega)$	5.60	16.2
$C (\mu F)$	0.99	0.98
$L (nH)$	2.04	1.10
$R_p (T\Omega)$	25.5	5.10
$R_l (m\Omega)$	16.1	$10.0 \cdot 10^3$
$L_2 (nH)$	11.9	15.1
$R_{AD} (\Omega)$	262	168
$C_{AD} (F)$	$1.82 \cdot 10^{-12}$	$15.3 \cdot 10^{-9}$
$R_{AD-1} (\Omega)$	-	$1.31 \cdot 10^3$
$C_{AD-1} (F)$	-	$11.8 \cdot 10^{-9}$
$R_{ar} (m\Omega)$	5.50	7.40
$L_{ar} (nH)$	0.64	0.66
$C_{ar} (\mu F)$	0.74	$754 \cdot 10^{-3}$
$R_{ar1} (m\Omega)$	2.70	3
$L_{ar1} (nH)$	0.11	0.09
$C_{ar1} (\mu F)$	1.15	1.3
$R_{ar2} (m\Omega)$	67.4	70
$L_{ar2} (nH)$	0.45	0.47
$C_{ar2} (\mu F)$	0.22	0.22
Erreur (%)	13	1.0

Tableau 2.6 Paramètres électriques identifiés en considérant les modèles finaux des condensateurs

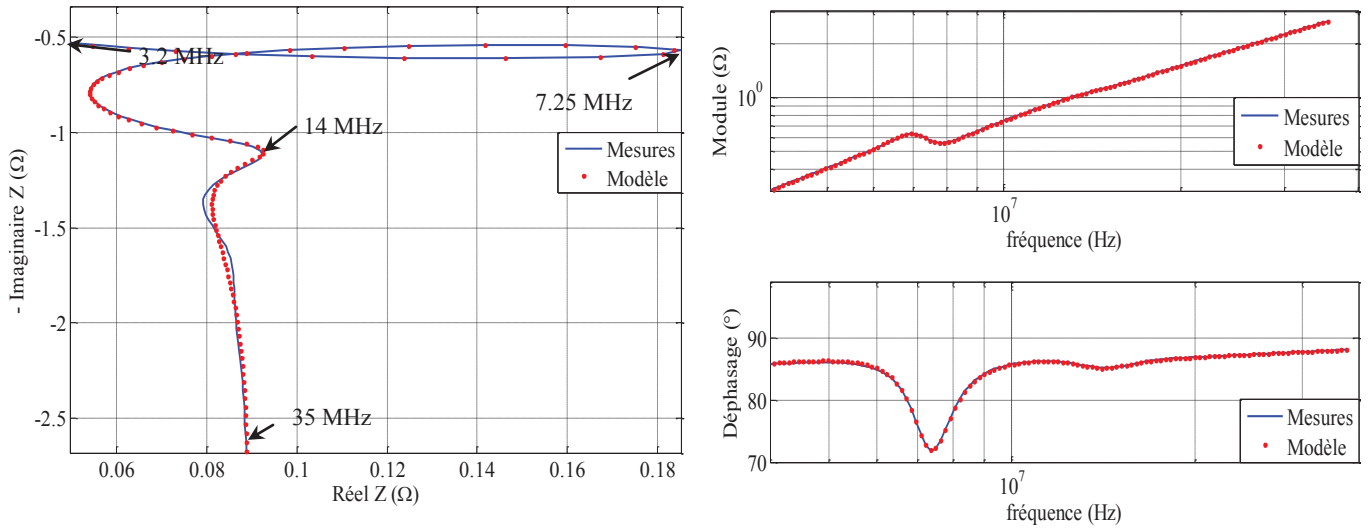


Figure 2.17 Diagrammes de Nyquist et de Bode des condensateurs MPPF 1μF-630V de 3.2MHz à 35 MHz

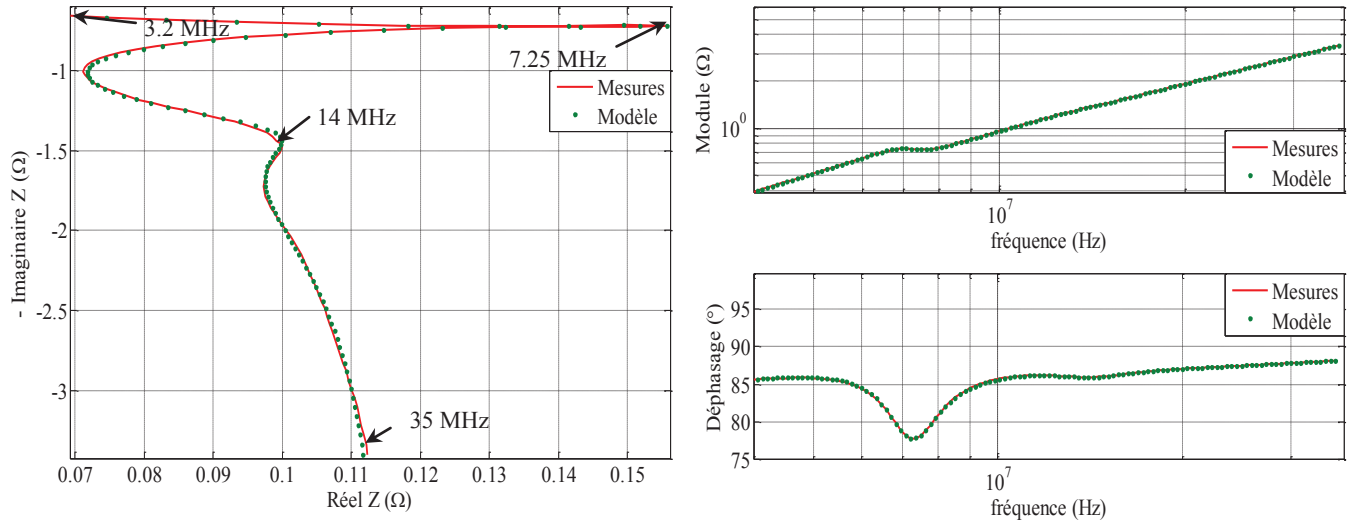


Figure 2.18 Diagrammes de Nyquist et de Bode des condensateurs MPETF 1μF-630V de 3.2MHz à 35 MHz

Afin de valider le modèle sur une large bande de fréquence, plusieurs condensateurs à films métallisés avec différentes valeurs de capacité et différentes tensions nominales ont été testée et comparés aux circuits de la *Figure 2.15* et *Figure 2.16*. Les *Figure 2.19* à la *Figure 2.22* valident notre modèle pour des condensateurs de différentes valeurs de capacité pour ces deux types de diélectriques. Les paramètres des modèles des condensateurs identifiés sont présentés dans le *Tableau 2.7*.

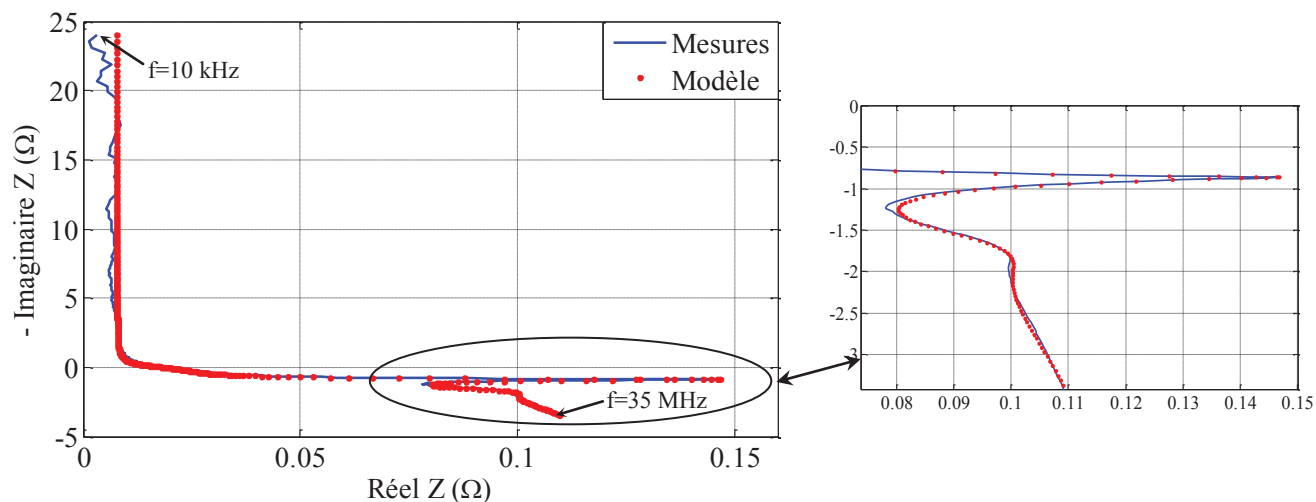


Figure 2.19 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPPF 680nF-630V

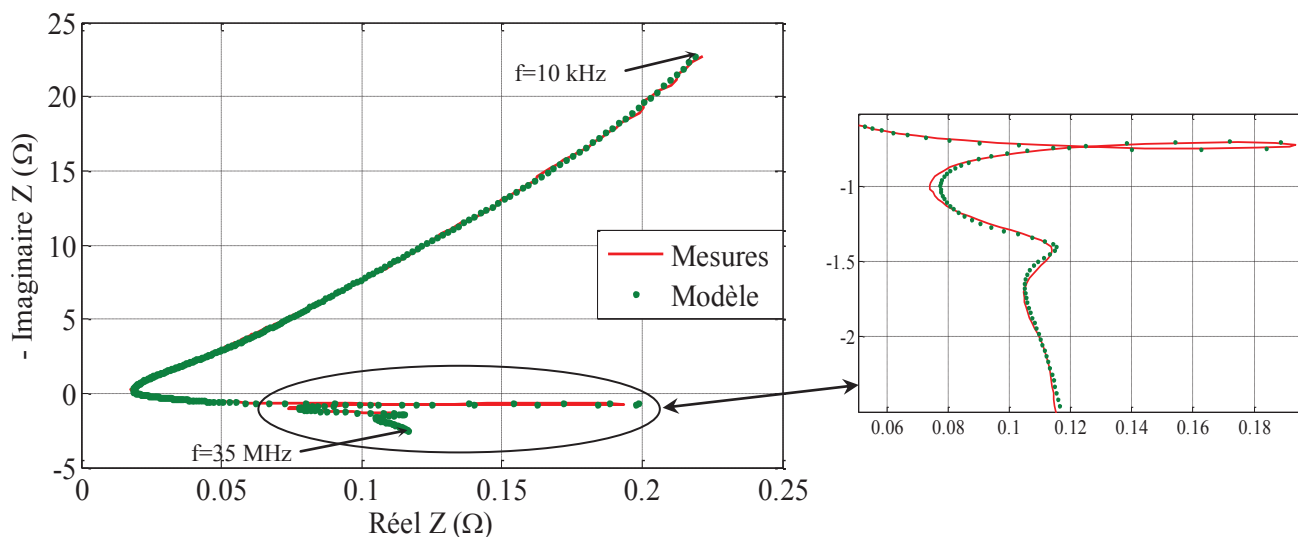


Figure 2.20 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPETF 680nF-630V

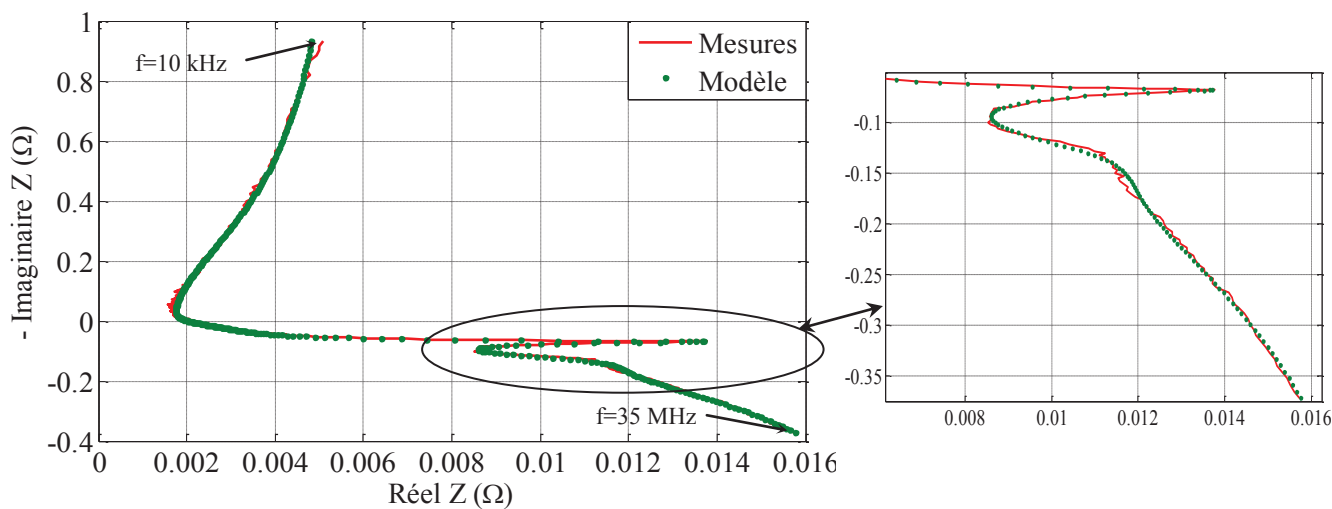


Figure 2.21 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPETF 110μF-75V

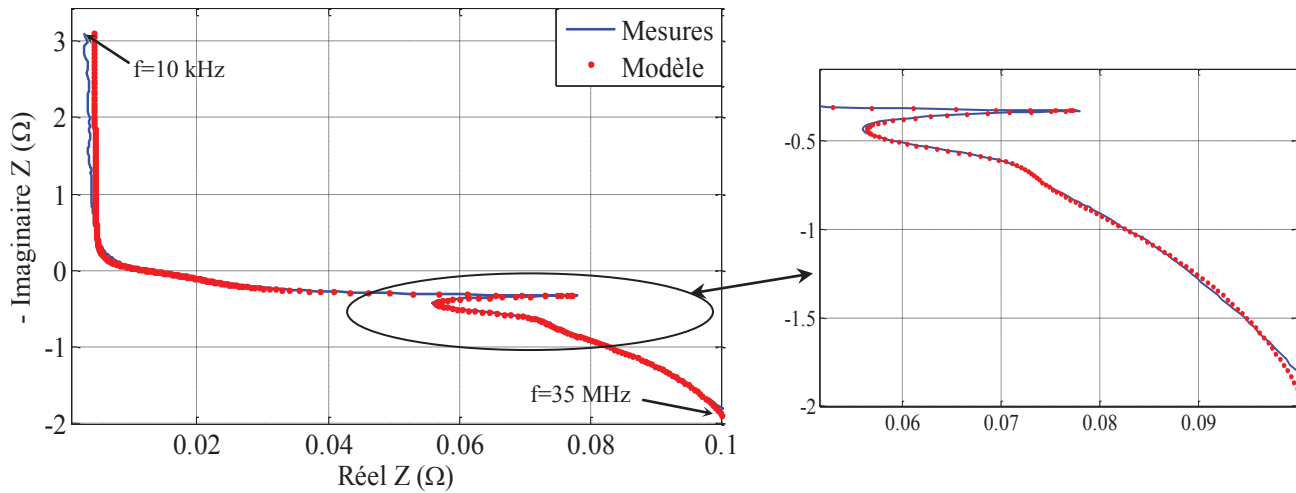


Figure 2.22 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPPF 4.5μF-450V

	MPPF		MPETF	
Caractéristiques des condensateurs	680 nF - 630V	4.7 μF - 450 V	680 nF - 630V	110 μF - 75V
R_s (mΩ)	7.70	4.50	17.3	1.70
C (μF)	0.66	4.83	0.68	105
L (nH)	2.20	4.88	0.89	0.89
R_p (TΩ)	3.78	48.3	0.13	0.51
R_l (mΩ)	16.6	21.0	44.5	14.1
L_2 (nH)	13.1	15.5	10.7	13.8
R_{AD} (Ω)	590	$9.78 \cdot 10^4$	$1.33 \cdot 10^3$	$5.05 \cdot 10^3$
C_{AD} (F)	$0.70 \cdot 10^{-12}$	$1.13 \cdot 10^{-10}$	$9.59 \cdot 10^{-9}$	$33.4 \cdot 10^{-6}$
R_{AD_1} (Ω)	-	-	160	48.8
C_{AD_1} (F)	-	-	$12.3 \cdot 10^{-9}$	$905 \cdot 10^{-9}$
R_{ar} (mΩ)	8.70	3.9	4.6	1.6
L_{ar} (nH)	0.49	0.69	0.41	0.89
C_{ar} (μF)	0.53	4.14	0.59	2200
R_{ar1} (mΩ)	89.4	63.8	52.6	0.88
L_{ar1} (nH)	0.72	1.34	0.25	635
C_{ar1} (μF)	0.96	0.916	0.16	78.4
R_{ar2} (mΩ)	1.50	0.60	1.40	0.90
L_{ar2} (nH)	0.03	43.5	0.05	0.16
C_{ar2} (μF)	1.83	2.20	1.21	71.7
Erreur (%)	8.5	7.2	1.6	2.5

Tableau 2.7 Paramètres électriques identifiés en considérant les modèles finaux des condensateurs pour différents condensateurs

Les modèles retenus modélisent correctement le comportement de nos composants pour une large plage de fréquence. Les données utilisées, jusqu'à présent, sont issues de caractérisation des condensateurs à une température contrôlée de 25°C. Cependant lors de leur fonctionnement réel, les composants sont soumis à un environnement plus critique. Il est donc

nécessaire d'étudier leur comportement vis-à-vis de la température, et d'évaluer nos modèles pour la plage de température liée à l'application considérée.

2.5 Caractérisation en fonction de la température

Indépendamment de l'application, les comportements des condensateurs à films métallisés sont fortement affectés par la température de fonctionnement. Cette dernière peut avoir une influence directe sur leurs performances dans un circuit donné, et elle permet la détermination de leur durée de vie. Pour ces raisons, il est important que les modèles précédemment développés, soient en mesure de décrire le comportement thermique de nos composants. Cela nous permet d'étudier et d'analyser l'évolution des paramètres électriques avec les variations de la température. L'ensemble des condensateurs, dont nous disposons, ont une plage de température de fonctionnement en adéquation avec les applications avioniques d'Airbus qui sont utilisés dans une plage de -40°C à 70°C (jusqu'à 85°C au niveau des composants). Cette plage de température a donc été prise en compte pour notre étude.

2.5.1 Identification des paramètres en fonction de la température

Nos composants sous test, placés dans une enceinte climatique *Vötsch VC 4018* et reliés à un impédancemètre par l'intermédiaire d'un câble coaxial de 2 m de long (cf. *Figure 2.23*), ont été caractérisés en fonction de la fréquence pour différentes températures. Les *Figure 2.24* et *Figure 2.25*, montrent, par l'intermédiaire de diagrammes de Nyquist de leur impédance, les comportements thermiques des condensateurs *MPPF* et *MPETF* ($1\mu\text{F}-630\text{V}$) lorsqu'ils sont soumis à différentes températures. Afin d'améliorer la lisibilité des courbes, on s'est contenté de tracer les formes complexes des impédances jusqu'à la fréquence de résonance des condensateurs, cependant leurs paramètres électriques ont été identifiés sur la plage de fréquence allant de 10 kHz à 35 MHz.



Figure 2.23 Banc expérimental pour la caractérisation des condensateurs en fonction de la température

Comme on peut le remarquer, les modèles électriques sont capables de suivre l'évolution de nos composants pour toute la gamme de température étudiée et donnent une précision satisfaisante lors de l'identification de paramètres électriques (cf. *Tableau 2.8* et *Tableau 2.9*).

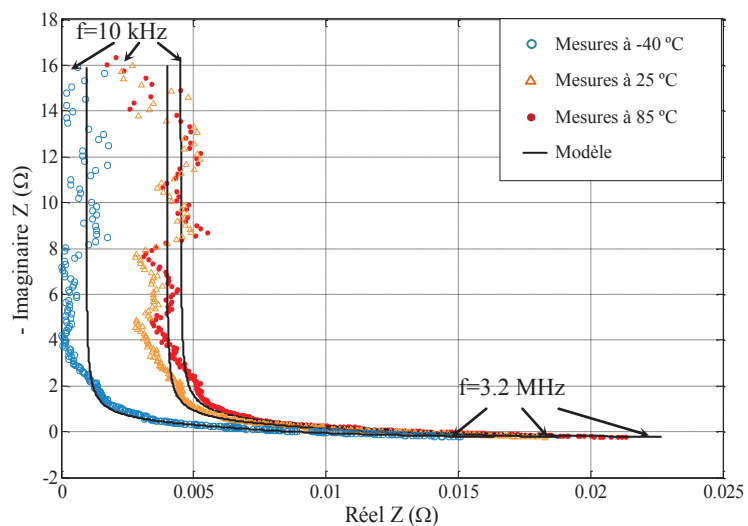


Figure 2.24 Diagramme de Nyquist des condensateurs MPPF 1 μ F-630V à différentes températures

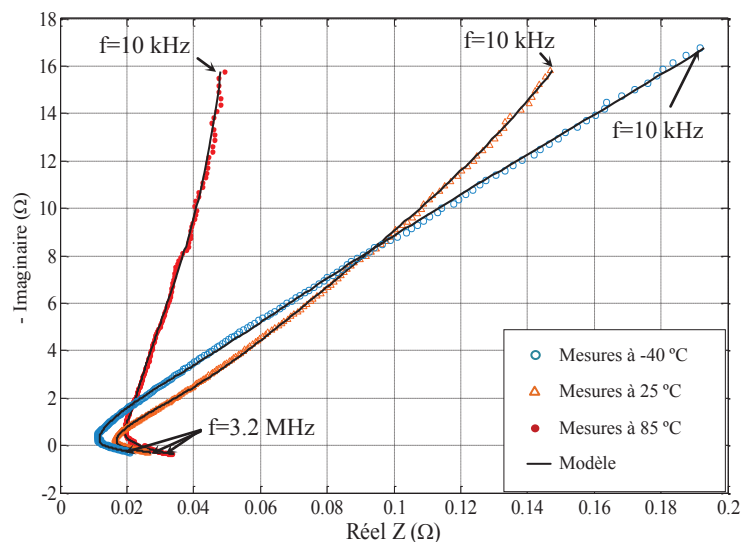


Figure 2.25 Diagramme de Nyquist des condensateurs MPETF 1 μ F-630V à différentes températures

Paramètres identifiés	Températures		
	- 40°C	25°C	85°C
$R_s (m\Omega)$	2.8	4.55	5.38
$C (\mu F)$	0.998	0.982	0.971
$L (nH)$	2.09	1.99	2.18
$R_p(\Omega)$	$7.63 \cdot 10^{12}$	$1.63 \cdot 10^{12}$	$1.22 \cdot 10^{11}$
$R_l (m\Omega)$	10.5	16.3	17.5
$R_{AD} (\Omega)$	$1.82 \cdot 10^3$	$1.10 \cdot 10^3$	825
$C_{AD} (F)$	$6.49 \cdot 10^{-12}$	$1.3 \cdot 10^{-12}$	$5.14 \cdot 10^{-14}$
$R_{ar} (m\Omega)$	4.30	4.70	5.30
$L_{ar} (nH)$	0.64	0.63	0.62
$C_{ar} (\mu F)$	0.75	0.77	0.73
$L_2 (nH)$	14.1	14.3	14.7
$R_{ar1} (m\Omega)$	2.5	2.6	5.7
$L_{ar1} (nH)$	0.13	0.11	0.17
$C_{ar1} (\mu F)$	1.05	0.97	0.73
$R_{ar2} m(\Omega)$	152	54	14.70
$L_{ar2} (nH)$	7.5	4.14	1.53
$C_{ar2} (pF)$	3.78	2.44	0.82
Erreur (%)	13.6	11	14

Tableau 2.8 Paramètres électriques des condensateurs MPPF 1 μ F-630V identifiés à différentes températures

Paramètres identifiés	Températures		
	- 40°C	25°C	85°C
$R_s (m\Omega)$	9.1	13.8	16.2
$C (\mu F)$	0.92	0.97	1.00
$L (nH)$	1.49	1.11	1.51
$R_p(\Omega)$	$3.2 \cdot 10^{10}$	$1.42 \cdot 10^{10}$	$2.14 \cdot 10^9$
$R_l (m\Omega)$	11.6	14.1	18.3
$R_{AD} (\Omega)$	211	165	58.5
$C_{AD} (nF)$	12.7	5.5	0.89
$R_{ADI} (k\Omega)$	1.21	1.15	1.49
$C_{ADI} (nF)$	17.1	12.0	2.77
$R_{ar} (m\Omega)$	6.20	7.10	7.70
$L_{ar} (nH)$	0.65	0.63	0.64
$C_{ar} (\mu F)$	0.71	0.75	0.78
$L_2 (nH)$	15.5	15.4	16.5
$R_{ar1} (m\Omega)$	3.7	2.9	1.4
$L_{ar1} (nH)$	0.11	0.09	0.06
$C_{ar1} (\mu F)$	1.04	1.22	1.13
$R_{ar2} m(\Omega)$	140	92.5	56.3
$L_{ar2} (nH)$	0.13	0.12	0.11
$C_{ar2} (pF)$	2.13	2.22	2.32
Erreur (%)	1.6	1.5	2.6

Tableau 2.9 Paramètres électriques des condensateurs MPETF 1 μ F-630V identifiés à différentes températures

2.5.2 Interprétation de l'évolution des paramètres avec la température

La température de fonctionnement est un paramètre important de dimensionnement. La température maximale admissible pour les condensateurs est limitée par divers facteurs, tels que la composition chimique de la matière plastique constituant le film diélectrique, la géométrie du composant, ainsi que le procédé de fabrication. Les phénomènes physiques et chimiques, à l'origine de cette dépendance, rendent la détermination analytique de chacun des paramètres électriques des modèles en fonction de la température très complexe. Les résultats obtenus ci-dessus sont satisfaisants, mais proposer des lois de variation de ceux-ci avec la température s'avère très difficile puisque tous les paramètres identifiés sont dépendant de la température. Nous avons donc simplifié cette étude en considérant une analyse plus globale. La résistance série équivalente (*ESR*) représentant la partie réelle des condensateurs et la capacité principale *C* du condensateur sont les paramètres les plus couramment utilisés pour suivre l'évolution du comportement des condensateurs avec la température.

2.5.2.1 Evolution de la résistance équivalente série

Comme on peut le noter sur la *Figure 2.26*, l'*ESR* augmente clairement avec l'élévation de la température. On peut interpoler l'évolution de cette résistance en fonction de la température par une droite dont l'expression est donnée par l'équation ci-dessous :

$$ESR(T) = ESR_{25} \cdot (1 + \alpha \cdot (T - 25)) \quad (2.14)$$

où ESR_{25} représente l'*ESR* à 25 °C et est égale à 12 mΩ pour les condensateurs *MPPF* et 16 mΩ pour les condensateurs *MPETF*, α représente les coefficients de température des matériaux constituant les condensateurs et a pour valeur $4.2 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ et $3.4 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, respectivement pour les condensateurs *MPPF* et *MPETF*. Comme les coefficients de température de l'aluminium et le zinc constituant la métallisation des condensateurs de test sont respectivement de $4 \cdot 10^{-3}$ et $3.8 \cdot 10^{-3} \text{ } (^\circ\text{C}^{-1})$, nous pouvons considérer que l'*ESR* (*T*) des deux types de condensateurs est principalement dépendante de la variation de la résistivité de ces métaux avec la température.

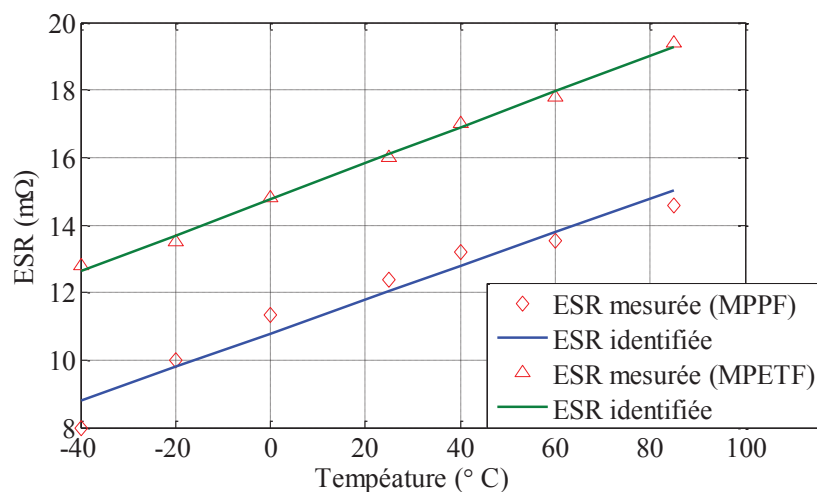


Figure 2.26 Variation de la résistance équivalente série en fonction de la température ambiante

2.5.2.2 Evolution de la capacité principale C

Comme on peut le constater sur la *Figure 2.27*, les capacités principales des deux types de condensateurs ne se comportent pas de la même manière avec la variation de température.

La structure chimique des films diélectrique est à l'origine de ces différences. En effet, comme mentionné dans le *chapitre 1*, les polymères sont divisés en deux grandes catégories, les polymères polaires et les polymères apolaires. Le polypropylène est un polymère hydrocarboné, ne contenant que des atomes de carbone et d'hydrogène dans sa composition chimique, qui présente une faible constante diélectrique peu affectée par la variation de la température et de la fréquence [21]. Contrairement au *PP*, le *PET* appartient au groupe des polymères polaires qui présentent un moment dipolaire électrique permanent dans sa chaîne moléculaire [22, 23]. En se référant à [12], la constante diélectrique, image directe de la capacité des condensateurs, n'évolue pas de la même manière si un polymère présente un caractère polaire ou apolaire. En raison de la diminution de la densité moléculaire avec l'augmentation de la température [24], la constante diélectrique devrait donc diminuer pour les deux types de diélectriques, vu que cette dernière est linéairement dépendante de la densité moléculaire (*cf. Figure 2.28*).

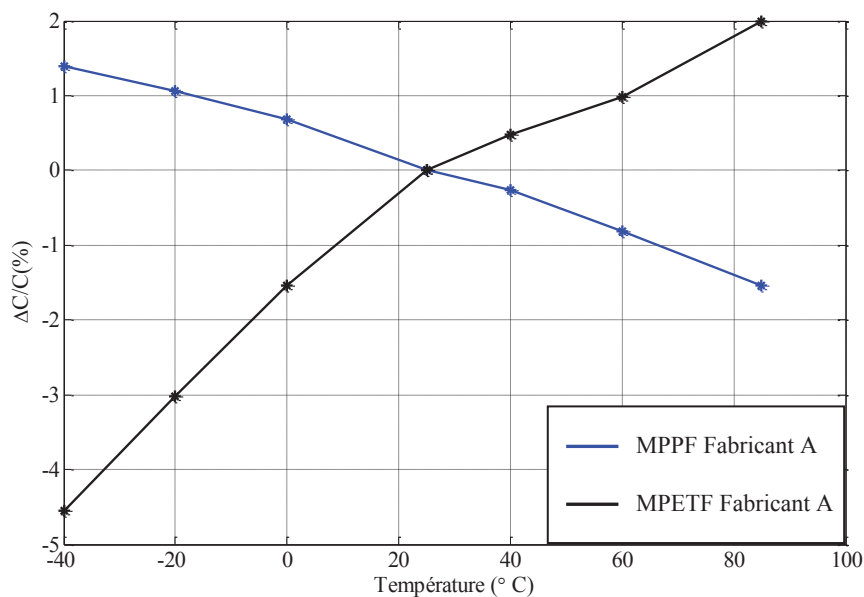


Figure 2.27 Variation de la capacité principale C en fonction de la température

Cependant dans le cas des polymères polaires, les dipôles dont les mouvements étaient limités à basses températures se trouvent de plus en plus libre de suivre les variations du champ électrique appliqué au fur et à mesure que la température augmente. Etant donné que le phénomène d'orientation des dipôles est lié aux phénomènes de relaxations diélectriques, on peut estimer que l'augmentation des capacités des condensateurs à polymères polaires, comme illustrées sur la *Figure 2.27*, sont dus à une orientation plus aisée des dipôles vis-à-vis de l'augmentation de la température. De façon générale, les changements comportementaux de ce type de diélectrique sont liés à l'activation de certains mouvements moléculaires. En effet, avec l'élévation de la température, les forces intermoléculaires reliant les différentes

chaines du polymère sont susceptibles de se rompre et renforcer l'agitation thermique. Le groupe polaire sera donc plus « libre » de s'orienter et de suivre la variation du champ appliqué. A de plus basses températures, ces mouvements sont pratiquement gelés ce qui explique les valeurs de capacité plus faible.

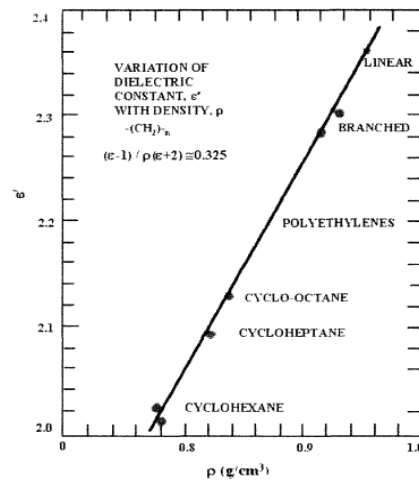


Figure 2.28 Variation de la constante diélectrique en fonction de la densité du matériau [25]

2.6 Caractérisation en fonction de la tension

Des caractérisations sous différentes tensions ont permis d'étudier la dépendance des grandeurs électriques des condensateurs en fonction de la tension continue.

2.6.1 Appareil de mesure

L'impédancemètre *Agilent 4294A*, utilisé pour la caractérisation fréquentielle de nos composants, permet d'appliquer une tension DC maximale de $\pm 42 \text{ Vdc}$. Cependant, cet ordre de grandeur ne nous permet pas de tirer suffisamment d'information sur le comportement de nos composants vis-à-vis de la tension. Pour surmonter ce problème, une maquette expérimentale a été développée et réalisée au laboratoire *Ampère*. Le but est de protéger l'impédancemètre lorsqu'une tension de l'ordre de la tension nominale (plusieurs centaines de volts) de nos composants est appliquée lors des tests. La maquette est présentée sur les *Figure 2.29* et *Figure 2.30*. Elle est constituée d'un impédancemètre hp 4194A, d'une alimentation stabilisée *Keithly 2410* et d'un circuit de protection.



Figure 2.29 Protocole expérimental de la caractérisation en fonction de la tension

La configuration, protection-impédancemètre-composant sous test, limite la plage de fréquence d'étude de 100 kHz à 10 MHz. Cette restriction nous amène à réduire nos modèles précédemment développés jusqu'à la première fréquence d'antirésonance. Les antirésonances représentées par les paramètres R_{ar1} - L_{ar1} - C_{ar1} et R_{ar2} - L_{ar2} - C_{ar2} prenant place à des fréquences au-delà de 10 MHz ne sont donc pas considérées dans les modèles.

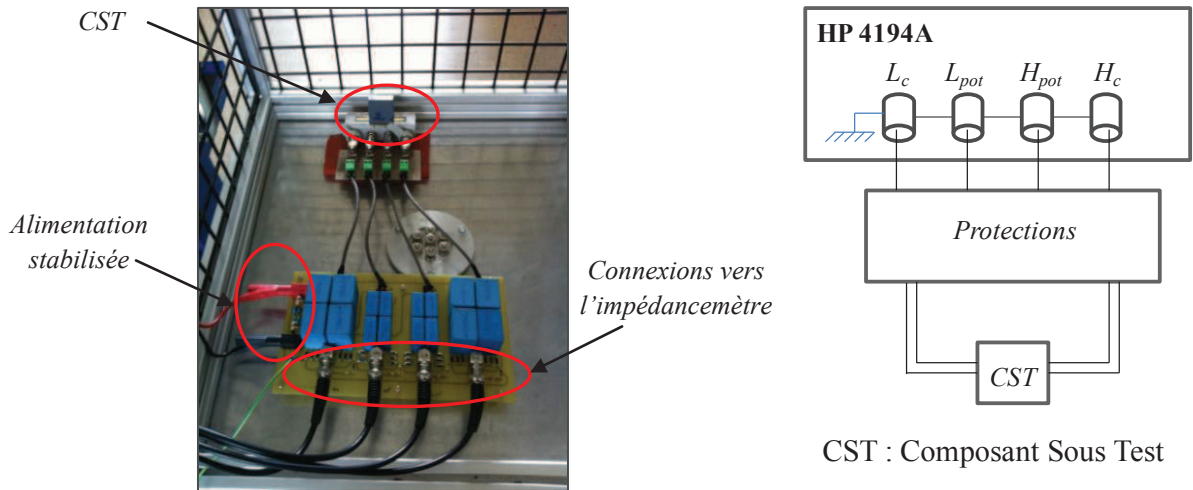


Figure 2.30 Protection entre les composants sous tests et l'impédancemètre

Les condensateurs de tests ont été caractérisés sur la plage de fréquence [100 kHz-10 MHz] en variant la tension continue entre 0 V et leur tension nominale. Nous présentons les résultats des caractérisations sur les condensateurs *MPPF* et *MPETF* $1\mu F$ -630V dans les *Tableau 2.10* et *Tableau 2.11*.

Paramètres identifiés	Tension DC (V)		
	100	300	630
$R_s (m\Omega)$	7.8	7.7	7.7
$C (\mu F)$	0.98	0.98	0.98
$L (nH)$	1.65	1.65	1.65
$R_p(\Omega)$	$12 \cdot 10^{12}$	$1.87 \cdot 10^{12}$	$0.55 \cdot 10^{12}$
$R_l (m\Omega)$	3.03	3.03	3.04
$R_{AD} (\Omega)$	$2.73 \cdot 10^3$	$2.98 \cdot 10^3$	963
$C_{AD} (F)$	$1.29 \cdot 10^{-12}$	$1.88 \cdot 10^{-12}$	$5.80 \cdot 10^{-13}$
$R_{ar} (m\Omega)$	2.7	2.7	2.7
$L_{ar} (H)$	$4.45 \cdot 10^{-10}$	$4.45 \cdot 10^{-10}$	$4.45 \cdot 10^{-10}$
$C_{ar} (F)$	$1.10 \cdot 10^{-6}$	$1.10 \cdot 10^{-6}$	$1.10 \cdot 10^{-6}$
$L_2 (nH)$	14.3	14.4	14.3

Tableau 2.10 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPPF $1\mu F$ -630V pour différentes tensions DC

Paramètres identifiés	Tension DC (V)		
	100	300	630
$R_s (m\Omega)$	13.2	13.3	13.3
$C (\mu F)$	9.70	9.71	9.71
$L (nH)$	1.11	1.11	1.11
$R_p(\Omega)$	$1.95 \cdot 10^{10}$	$3.73 \cdot 10^9$	$1.94 \cdot 10^9$
$R_l (m\Omega)$	3.58	3.58	3.58
$R_{AD} (\Omega)$	78.1	72.9	69.0
$C_{AD} (F)$	$1.9 \cdot 10^{-8}$	$2.4 \cdot 10^{-8}$	$2.6 \cdot 10^{-8}$
$R_{ADl} (\Omega)$	520	$1.4 \cdot 10^3$	$1.2 \cdot 10^3$
$C_{ADl} (F)$	$7.8 \cdot 10^{-9}$	$2.8 \cdot 10^{-9}$	$3.7 \cdot 10^{-9}$
$R_{ar} (m\Omega)$	8.3	8.3	8.2
$L_{ar} (H)$	$6.76 \cdot 10^{-10}$	$6.75 \cdot 10^{-10}$	$6.73 \cdot 10^{-10}$
$C_{ar} (F)$	$7.16 \cdot 10^{-7}$	$7.15 \cdot 10^{-7}$	$7.15 \cdot 10^{-7}$
$L_2 (nH)$	15.4	15.4	15.3

Tableau 2.11 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPETF 1 μ F-630V pour différentes tensions DC

Ces variations nous montrent, à l'exception de R_p et des phénomènes d'absorption diélectrique, que la tension continue n'a pas/ou a peu d'influence sur les paramètres internes des condensateurs à films métallisés. Cependant, vu que ces mécanismes interviennent à des fréquences bien inférieures à celles fixées par notre maquette expérimentales, des conclusions formelles ne peuvent donc pas être déduites sur leurs tendances d'évolution. Néanmoins, cette caractérisation nous a donné une idée claire de la nature de la dépendance des caractéristiques électriques des condensateurs à films métallisés vis-à-vis de la tension DC.

En continu, R_p représente les fuites dans le diélectrique que nous pouvons mesurer à l'aide d'un mégohmmètre. Le principe de mesure consiste à solliciter les condensateurs sous test avec différents niveau de tension DC et d'identifier la valeur de la résistance d'isolement correspondante. La mesure de la résistance d'isolement s'avère extrêmement fluctuante étant donné que cette dernière est dépendante de la température et de l'humidité. Les mesures ont donc été réalisées dans une salle climatisée maintenue à 25 °C et pour une durée relativement longue (24 heures) permettant la stabilisation du courant de conduction. En effet, après l'application d'une tension continue aux bornes des condensateurs films, trois types de courant peuvent exister : le courant d'absorption, le courant de déplacement et le courant de fuite. Le courant d'absorption résulte des polarisations interfaciales entre les électrodes et le film diélectrique. Le courant de déplacement correspond au déplacement des porteurs de charge de sens opposé au champ électrique appliqué, il se réduit à zéro une fois le condensateur chargé. Le courant de fuite quant à lui, dépend du taux d'impuretés présentes dans le diélectrique. Selon [26], les matériaux isolants obéissent également à la loi d'Ohm. La densité de courant J , courant par unité de surface circulant dans le matériau peut être exprimée en fonction du champ électrique par :

$$J = \sigma \cdot E \quad (2.15)$$

avec J la densité de courant (A/m^2), E le champ électrique appliqué (V/m) et σ la conductivité du matériau (S/m).

Les caractéristiques courant-tension peuvent être considérés comme linéaires dans le cas où la conductivité électrique σ du matériau est constante et ne dépend pas du champ appliqué (pour les faibles champs $< 10 V/\mu m$). Cette hypothèse n'est valable dans notre cas. En effet, avec l'augmentation du champ électrique extérieur, la conductivité électrique croît avec l'entrée en action d'impuretés passives jusqu'alors. On obtient dans ce cas, une densité de courant qui croît de manière logarithmique en fonction de $E^{1/2}$. La résistance d'isolement quant à elle, en considérant la loi d'Ohm, décroît en fonction du champ appliqué.

La mesure de la résistance d'isolation (équivalente à R_p en tension continue) est donnée dans le tableau suivant pour différentes tension continues :

Mesure de la résistance d'isolement ($T\Omega$)	Tension DC (V)		
	100	300	630
$R_p (T\Omega)$	30	8.5	0.8

Tableau 2.12 valeurs de la résistance d'isolement R_p d'un condensateur MPPF $1\mu F-630V$ mesurées à l'aide d'un mégohmmètre pour différentes tensions

Les valeurs obtenues sont plus importantes que les valeurs de R_p identifiées suite aux essais avec une composante alternative, ce qui est cohérent. En effet, dans le cas général (composante continue associée avec une composante alternative) R_p représente la résistance d'isolation mais aussi la majorité des pertes diélectriques.

2.7 Caractérisation en fonction du vieillissement

Il est important de noter que le développement de ces modèles électriques vise à surveiller la dégradation des paramètres électriques des condensateurs films avec le vieillissement dans le but d'étudier ce dernier. L'étape suivante de notre travail consiste donc à étudier les mécanismes et modes de défaillance des condensateurs films ainsi que leurs cinétiques de dégradation grâce à l'analyse de l'évolution de leurs paramètres électriques. Les modèles électriques précédemment développés constituent des outils de base pour suivre les dégradations des condensateurs à films polymère métallisés. Ils permettront également d'identifier les signatures de défaillance ; une étape primordiale pour mener au diagnostic des pannes. Pour parvenir à nos objectifs, l'étude de la pertinence de nos modèles vis-à-vis du temps de vieillissement est donc nécessaire. Les *Figure 2.31* et *Figure 2.32* représentent respectivement les diagrammes de Nyquist des condensateurs de test pour différents temps de vieillissement lorsqu'ils sont soumis à des contraintes en tensions et températures fixes (dans cet exemple les contraintes $100^\circ C$ et $1.1 \cdot U_N$ VDC ont été considérées). Les paramètres identifiés sont illustrés respectivement dans les *Tableau 2.13* et *Tableau 2.14* (voir Annexe A pour le reste des condensateurs étudiés).

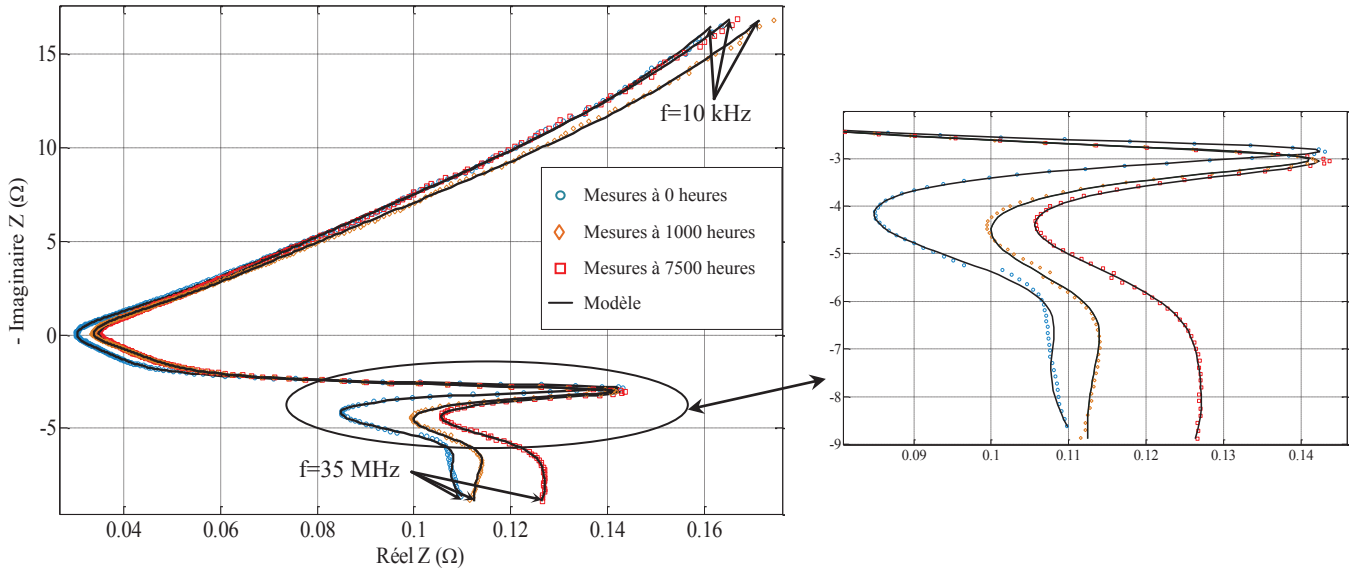


Figure 2.31 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPETF 1μF-630V fabricant B pour différents temps de vieillissement

Paramètres identifiés	0 heures	1000 heures	7500 heures
R_s (mΩ)	29	32.2	33.6
C (μF)	0.94	0.93	0.91
L (nH)	0.83	1.05	0.98
R_p (Ω)	$2.9 \cdot 10^8$	$1.8 \cdot 10^9$	$2.9 \cdot 10^9$
R_l (mΩ)	17.8	17.8	21.1
L_2 (nH)	55.9	57.6	57.6
R_{AD} (Ω)	131	138	159
C_{AD} (F)	$14.2 \cdot 10^{-9}$	$13.5 \cdot 10^{-9}$	$12.2 \cdot 10^{-9}$
R_{AD_1} (Ω)	941	943	$1.05 \cdot 10^3$
C_{AD_1} (F)	$12.69 \cdot 10^{-9}$	$12.9 \cdot 10^{-9}$	$12.0 \cdot 10^{-9}$
R_{ar} (mΩ)	9.8	11.4	14.4
L_{ar} (nH)	0.62	0.60	0.69
C_{ar} (μF)	0.67	0.66	0.57
R_{ar1} (mΩ)	16	55.2	26.9
L_{ar1} (nH)	0.24	0.41	0.33
C_{ar1} (μF)	0.41	0.36	0.30
R_{ar2} (mΩ)	21.8	5.50	33.0
L_{ar2} (nH)	0.14	0.41	0.98
C_{ar2} (μF)	0.22	0.97	1.07
Erreur (%)	2.8	3.1	2.8

Tableau 2.13 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPETF 1μF-630V fabricant B pour différents temps de vieillissement

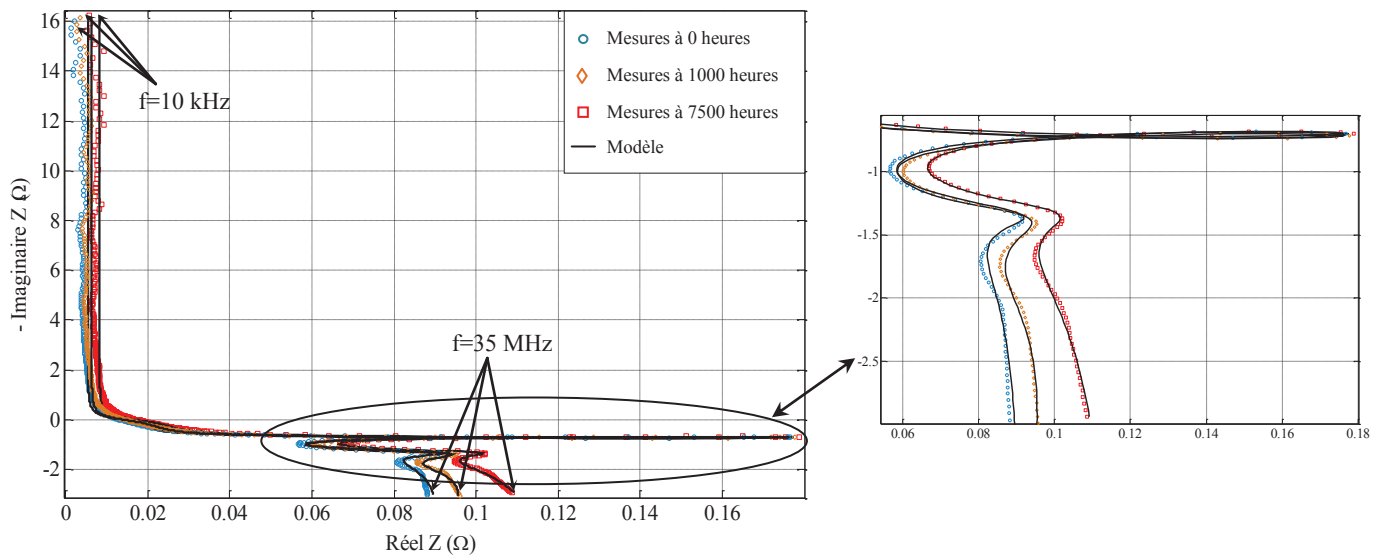


Figure 2.32 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPPF 1μF-630V fabricant A pour différents temps de vieillissement

Paramètres identifiés	0 heures	1000 heures	7500 heures
R_s (mΩ)	5.39	6.29	8.40
C (μF)	0.990	0.982	0.978
L (nH)	2.06	2.06	2.21
R_p (TΩ)	12.8	3.26	2
R_l (mΩ)	16.9	18.9	20.1
L_2 (nH)	14.8	14.9	14.3
R_{AD} (Ω)	$3.48 \cdot 10^3$	$5.26 \cdot 10^3$	$1.63 \cdot 10^3$
C_{AD} (F)	$1.47 \cdot 10^{-12}$	$3.43 \cdot 10^{-12}$	$0.65 \cdot 10^{-12}$
R_{ar} (mΩ)	5.84	6.50	6.34
L_{ar} (nH)	0.65	0.68	0.66
C_{ar} (μF)	0.74	0.70	0.72
R_{ar1} (mΩ)	59.6	47.7	79.2
L_{ar1} (nH)	0.46	0.32	0.55
C_{ar1} (μF)	0.26	0.19	0.21
R_{ar2} (mΩ)	1.70	6.36	2.50
L_{ar2} (nH)	0.07	0.18	0.09
C_{ar2} (μF)	1.61	0.39	1.36
Erreur (%)	12.0	9.0	8.7

Tableau 2.14 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPPF 1μF-630V fabricant A pour différents temps de vieillissement

Ces résultats montrent la fiabilité de nos modèles pour différents temps de vieillissement, nous permettant ainsi d'étudier la dégradation de nos composants sous test en suivant l'évolution de leurs paramètres électriques.

La combinaison des forts champs électriques maintenus au sein des condensateurs en combinaison avec la contrainte en température engendrent une grande probabilité d'avoir des

claquages du diélectrique dans certaines zones du polymère où des impuretés existent. Cependant, comme vu dans le *chapitre 1*, grâce à la faculté d'auto-cicatrisation, les défauts peuvent être isolés et les condensateurs films métallisés restent alors opérationnels. L'auto-cicatrisation a pour conséquence une légère perte de surface qui se traduit par une augmentation de la résistance des électrodes et de contact R_s et par une légèrement diminution de la capacité principale C du condensateur. Avec l'élimination progressive des défauts dans le diélectrique, la résistance R_p augmente en début de vieillissement puis diminue compte tenu de la dégradation progressive du film sous les contraintes thermiques et électriques appliqués. Les coupures de chaînes moléculaires lors de la dégradation des polymères engendrent l'apparition de dipôles électriques dans les macromolécules provoquant ainsi une augmentation du facteur de pertes diélectriques et une diminution de la rigidité diélectrique du matériau polymère [27]. Cela explique l'augmentation des constantes de temps de l'absorption diélectrique $R_{ADi} \cdot C_{ADi}$.

L'évaporation des gaz issus de la scission des chaînes macromoléculaires a pour conséquence, d'une part un rétrécissement des macromolécules constituant le matériau, d'autre part la formation de bulles gazeuses, responsables de décharges partielles.

Les effets de peau et de proximité se trouvent peu affectés par le vieillissement du composant. Cependant, la partie résistive croît légèrement avec la perte de surface due au phénomène d'auto-cicatrisation. Le même processus peut être également noté sur l'évolution des paramètres R_{ar} , R_{ar1} , et R_{ar2} liés aux phénomènes d'antirésonances. Les fréquences pour lesquelles ces derniers phénomènes interviennent sont légèrement décalées d'où la variation des valeurs de leurs parties capacitives (C_{ar} , C_{ar1} , C_{ar2}) et inductives (L_{ar} , L_{ar1} et L_{ar2}).

2.8 Conclusion

Deux modèles électriques ont été développés dans ce chapitre afin de représenter le comportement fréquentiel des condensateurs à films métallisés selon le matériau diélectrique employé (*PP* ou *PET*). L'approche de modélisation proposée s'appuie sur une technique simple et précise permettant d'identifier les paramètres électriques et de quantifier les comportements indésirables survenant au sein des condensateurs films pour une large gamme de fréquences (10 kHz à 35 MHz) et de température (-40 °C à 85 °C). Les résultats expérimentaux ont montré que, en comparaison avec la technique d'identification traditionnelle basée sur l'étude du module de l'impédance $\underline{Z}$ du condensateur, sa forme cartésienne complexe est plus précise en particulier dans l'identification des paramètres électriques. Les caractérisations en fonction de la tension DC et du vieillissement ont montré leurs impacts sur les paramètres électriques des condensateurs films.

2.9 Références

- [1] R. W. Brown, "Equivalent series and parallel equivalent circuits for metallized film capacitors," in *TENCON 2007 - 2007 IEEE Region 10 Conference*, 2007, pp. 1-4.
- [2] G. Specchiulli, "A degradation model for metallized polyester capacitors," *Microelectronics Reliability*, vol. 27, pp. 145-163, 1987.
- [3] R. W. Brown, "Modeling of Capacitor Parameters Related to the Metal Film Layer With Partial Edge Disconnection," *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 774-780, 2007.
- [4] B. Seguin and J. P. Ferrieux, "Etude et modélisation de la résistance série équivalente ESR des condensateurs utilisés en électronique de puissance. Application au calcul des pertes en régime non sinusoïdal," *EDF'96 Grenoble*, 1996.
- [5] "Agilent 4294A," Precision Impedance Analyser, Agilent technologies Service Manual, Third Edition, May 2009.
- [6] R. A. Pease, "Understand Capacitor Soakage To Optimize Analog System," *Electronic Design News*, vol. 27, pp. 125-132, 1982.
- [7] R. A. Pease, "What's All This Soakage Stuff, Anyhow?," *Electronic Design News*, Vol. 46, pp. 125-128, 1998.
- [8] C. L. B. Shuddemagen, "Residual Charges in Dielectrics," *Proceedings of the American Academy of Arts and Sciences*, vol. 44, pp. 467-521, 1909.
- [9] M. D. Glinchuk and I. V. Kondakova, "Theory of dielectric absorption line shape in dielectrics and ferroelectrics," *Ferroelectrics*, vol. 239, pp. 63-70, 2000.
- [10] J. C. Kuenen and G. C. M. Meijer, "Measurement of dielectric absorption of capacitors and analysis of its effects on VCOs," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 89-97, 1996.
- [11] C. Iorga, "Compartmental analysis of dielectric absorption in capacitors," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 7, pp. 187-192, 2000.
- [12] J. Bryant, W. Jung, and W. Kester, "Passive Components," *Hardware Design Techniques, Analog-Digital Signal*
- [13] E. L. Nativel, T. Talbert, T. Martire, C. Joubert, N. Daude, and P. Falgayrettes, "Near-field electromagnetic tomography applied to current density reconstruction in metallized capacitors," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 11-16, 2005.
- [14] C. Joubert, A. Beroual, and G. Rojat, "Magnetic field and current distribution in metallized capacitors," *Journal of Applied Physics*, vol. 76, pp. 5288-5293, 1994.
- [15] R. P. Wojda and M. K. Kazimierzczuk, "Analytical Optimization of Solid ;Round-Wire Windings," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 1033-1041, 2013.
- [16] S. Siامي, C. Joubert, and C. Glaize, "High frequency model for power electronics capacitors," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 157-166, 2001.
- [17] N. J. Oh and a. S. G. Lee, "A simple Parameter Extraction Methodology for an On-Chip Spiral Inductor," *Electronics and Telecommunications Research Institute Journal*, Vol. 28, pp. 115-118, 2006..
- [18] M. Shizhong and Y. I. Ismail, "Modeling skin and proximity effects with reduced realizable RL circuits," *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 437-447, 2004.
- [19] R. Wrobel, A. Mlot, and P. H. Mellor, "Contribution of End-Winding Proximity Losses to Temperature Variation in Electromagnetic Devices," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 848-857, 2012.

- [20] N. Idir, Y. Weens, and J. J. Franchaud, "Skin effect and dielectric loss models of power cables," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 147-154, 2009.
- [21] T. Fahmy and a. M. T. Ahmed, "Dielectric Relaxation Spectroscopy of a Poly(Acrylonitrile-Butadiene-Styrene)/Styrene-Acrylonitrile Polymer Blend," *Journal of Korean Physical Society*, vol. 58, pp. 1654-1659, 2011.
- [22] V. S. Yadav and a. D. K. Sahu, "Dielectric Investigation of Doped Poly (methyl acrylate) (PMA) Conducting Polymer Films," *World Congress Eng. Computer Sci.*, Vol. II, pp. 639-642, 2011.
- [23] D. Stuerga, "Microwave-Material Interactions and Dielectric Properties, Key Ingredients for Mastery of Chemical Microwave Processes," in *Microwaves in Organic Synthesis*, ed: Wiley-VCH Verlag GmbH, pp. 1-61, 2008.
- [24] M. Lindner, "Poling and Characterization of Nonpolar and Polar Polymers for Electromechanical and Optical Applications," *Universität Johannes Kepler, Linz*, 2003.
- [25] "Polarization and Static Dielectric Constant," in *Dielectrics in Electric Fields*, ed: CRC Press, 2003.
- [26] C. Guillermin, "Vieillissement électrique et thermique d'un composite résine époxyde-silice : étude des charges d'espace et de la conduction," *Thèse, Université Joseph Fourier Grenoble I*, 2004.
- [27] D. Bouguedad, "Influence du Vieillissement Thermique sur les Propriétés de l'ethylene Propylene Diene Monomère (EPDM)," *Thèse, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou*, 2010.

3. Vieillissements accélérés des condensateurs à films métallisés

3.1 Introduction

La fiabilité et la maintenabilité sont deux exigences fondamentales pour le bon fonctionnement d'un système et sont principalement liées aux caractéristiques technologiques des composants qui le composent [1]. Des études antérieures ont montré que l'une des causes les plus fréquentes de la panne des convertisseurs statiques d'énergie résulte de la défaillance des condensateurs [2]. Même si les condensateurs à films métallisés sont des composants plutôt fiables en raison de leur faculté d'auto-cicatrisation, ils ne sont pas exempts de défaillances [3]. La défaillance de ceux-ci peut entraîner de graves avaries. Ces défaillances peuvent être attribuées à des conditions d'exploitation défavorables, telles que des hautes températures, des surtensions et surcourants, mais peuvent également être liées à leur conception. Une meilleure compréhension des lois de vieillissement, des cinétiques de dégradation et des différents facteurs accélérant ces dernières pourrait permettre de prévenir les condensateurs de la défaillance. Dans ce chapitre, une loi de vieillissement des condensateurs à films polymères métallisés a été établie en fonction de la tension et de la température de fonctionnement. Les effets des contraintes en tension DC et en température sont étudiés sous la forme de facteurs d'accélération du vieillissement. Cependant, comme ces contraintes ne sont pas toujours représentatives des conditions réelles de vieillissement, les cinétiques d'évolution des paramètres électriques des condensateurs, sous contraintes en tensions DC et températures constantes, ont été comparées à celles où le condensateur est sollicité par de fortes ondulations de courants ou lorsqu'une combinaison d'une tension DC avec une ondulation de courant lui sont appliquées. Ces essais ont ainsi mis en évidence que les mécanismes de défaillance impliqués sont différents selon les conditions d'utilisation.

3.2 Essais de vieillissements

Les essais de vieillissement accéléré sont utilisés comme un moyen pour évaluer les effets du processus de dégradation dans le temps. La surveillance et l'analyse de la dégradation des composants sous test fournissent des informations sur leur comportement sous des sollicitations spécifiques et peuvent permettre l'identification des différents mécanismes de défaillance. Ces informations peuvent éventuellement aussi être utilisées comme un moyen pour rétroagir sur la conception du composant afin d'en améliorer sa fiabilité [4].

De nombreux travaux ont été menés dans le but de développer des modèles prédictifs et des techniques analytiques pertinentes permettant d'évaluer la durée de vie des composants électroniques en se basant sur des essais de vieillissement accélérés. Une loi de vieillissement, pour qu'elle soit représentative de la dégradation réelle du composant, doit se baser principalement sur des phénomènes physiques liés au changement d'état des matériaux constituant le composant. Bien que la défaillance des condensateurs soit largement attribuée au claquage du diélectrique, d'autres constituants tels que la couche de métallisation et la connectique électrode-schoopage, sous des sollicitations spécifiques, peuvent également être à l'origine des défaillances.

3.2.1 Paramètres affectant la durée de vie des condensateurs

Au cours de leur durée de vie utile, les condensateurs sont soumis à une multitude de sollicitations qui peuvent dégrader de manière irréversible leurs propriétés avec le temps. Cela

provoque ce qu'on appelle le «vieillissement» des composants. Parmi les facteurs de vieillissement rencontrés, bien souvent deux sont prédominants, à savoir, la tension (principale contrainte électrique) et la température (appelé aussi la contrainte thermique).

3.2.1.1 Effet de la température

La température a un effet déterminant sur les performances des condensateurs pour une application donnée. Garantir un bon fonctionnement des condensateurs nécessite le maintien de la contrainte en température en dessous de la température pour laquelle le polymère perd toutes ses propriétés physiques et diélectriques.

En effet, l'élévation de la température peut engendrer des changements dans la structure chimique du polymère suite à l'activation thermique de certaines réactions chimiques inactive à basses températures. La dégradation des polymères peut résulter d'un apport d'énergie aux macromolécules ; lorsque cette énergie est concentrée sur une liaison et qu'elle est supérieure à son énergie d'activation, la rupture survient [5]. Le plus souvent, les réactions chimiques impliquées suivent le processus du « radical libre ». Cette appellation est donnée à une molécule qui a perdu un ou plusieurs électrons de sa couche externe suite à une réaction chimique. Divers contraintes peuvent être à l'origine de l'initiation de tels phénomènes, à savoir les hautes températures, les radiations ionisantes, les ultra-violets ou mêmes des impuretés pouvant agir comme des déclencheurs chimiques. En effet, la présence d'un électron célibataire ou radical libre, confère à la molécule une grande instabilité. Cela engendre, pour rétablir la loi de l'octet, une grande probabilité d'avoir des réactions chimiques avec d'autres composés qui l'entourent tels que par exemple l'oxygène absorbé (oxydation) ou l'humidité (hydrolyse) [6], ou encore des réactions entre les différentes chaînes du polymère (dépolymérisation, donnant naissance à de nouveaux produits, souvent les monomères) causant ainsi la scission ou la réticulation de sa chaîne principale [7]. Ces réactions entraînent :

- la diminution progressive de la masse moléculaire du polymère causée par la cassure et le rétrécissement de la taille de ses chaînes moléculaires. Cela a un effet direct sur sa tenue en tension face au champ électrique appliqué, qui décroît avec sa masse moléculaire.
- La propagation d'un enchainement de réactions chimiques (par oxydation et hydrolyse) entraînant la détérioration progressive des propriétés diélectriques du polymère.

Ainsi, que ce soit par propagation d'un enchainement de réactions chimiques ou par diminution progressive de la masse moléculaire, le radical libre se trouve à l'origine de la dégradation des macromolécules des polymères [8].

Très souvent, pour les dispositifs de stockage d'énergie, y compris les condensateurs, il est reconnu que le processus de défaillance est équivalent à une réaction chimique. La vitesse de la réaction v , conformément à la loi d'Arrhenius, est fonction de la température absolue T [9] :

$$v = v' \exp\left[-\frac{E_a}{kT}\right] \quad (3.1)$$

où, E_a représente l'énergie d'activation de la réaction impliquée, k la constante de Boltzmann ($8.62 \cdot 10^{-5}$ eV/K), v' le facteur d'Arrhenius (s^{-1}) et T la température absolue en Kelvin.

Selon Dakin, la température ne fait qu'augmenter la vitesse de la réaction chimique. Ainsi, la relation entre la vitesse de dégradation d'un dispositif et la température est proportionnelle à la vitesse d'une réaction chimique [10]. De ce fait, la vitesse de la réaction chimique sera accélérée, et par conséquent, la durée de vie τ , quant à elle, lui est inversement proportionnelle. Son équation est donnée par la relation ci-dessous :

$$\tau = \frac{I}{v} = A \exp\left[\frac{B}{T}\right] \quad (3.2)$$

avec :

$$A = \frac{I}{v'} \quad (3.3)$$

$$B = \frac{E_a}{k} \quad (3.4)$$

La loi d'Arrhenius illustrée par l'équation (3.2), permet l'extrapolation de la durée de vie sous la température de test jusqu'à n'importe quelle autre température d'utilisation. Elle donne une bonne approximation de la durée de fonctionnement d'un composant, mais se limite à l'unique effet de la température. Cette estimation dépend également de l'intervalle de l'extrapolation (de la température) ; les durées de vie étant d'autant plus précises que le ΔT est faible.

3.2.1.2 Effet de la tension DC

En se basant sur des études préliminaires, de nombreux chercheurs [11, 12] ont conclu que les molécules des polymères se dissocient sous l'effet du champ électrique. Le processus de dissociation est considéré comme une étape de préparation à la rupture du polymère. Ce processus est suivi par une diminution de la rigidité diélectrique de l'isolant [13]. Cependant, les mécanismes engendrant la dissociation de ces macromolécules sous l'effet d'une tension *DC* demeure incertains. Selon [14], pour n'importe quel polymère, comme résultat de l'application d'une tension *DC* aux bornes du condensateur, il existe des zones où l'intensité du champ électrique dépasse celle que peut supporter le matériau isolant. Ce phénomène est causé en premier lieu par les aspérités de la surface de l'électrode.

Par ailleurs, la défaillance de certaines zones du diélectrique (décharges partielles, ...), va créer des plasmas localisés se manifestant par des interactions localisées avec la surface du polymère. Le claquage des diélectriques survient dans ce cas à des seuils de champ électrique inférieurs à ceux prévus en raison des inclusions gazeuses et des charges d'espace pouvant conduire à des renforcements locaux du champ électrique [15]. En effet lorsqu'en certains points du diélectrique, le champ électrique devient important, de nombreux phénomènes peuvent se produire dans les films ou même à l'interface diélectrique/électrode tels que la

libération de gaz dissous, des décharges électriques accompagnées de la destruction de certaines liaisons moléculaires, ou la formation de microbulles [16].

Divers modèles ont été développés dans le but de modéliser l'effet de la tension sur la dégradation du diélectrique. Les plus utilisés sont le 'modèle à puissance inverse' (*Inverse Power Model*) et la loi exponentielle. Ils sont illustrés respectivement par les équations ci-dessous [17] :

$$L_E = C \cdot \left(\frac{E}{E_0} \right)^{-n} \quad (3.5)$$

$$L_E = k \cdot \exp[-h(E - E_0)] \quad (3.6)$$

où, L_E représente la durée de vie sous le champ électrique E , E_0 le champ de seuil, au-dessus duquel le vieillissement est effectif, et C , n , k et h sont des constantes.

Les contraintes thermiques et électriques peuvent, selon les conditions d'utilisation de l'application, être seules ou combinées entre-elles pour créer dans ce cas une situation de « multi-stress » au niveau du composant. Selon [18], l'application de « multi-stress » au niveau du composant engendre des mécanismes de défaillance différents de ceux déterminés avec des contraintes séparément appliquées. De ce fait des lois prenant en compte des contraintes multiples sont donc nécessaires.

3.2.2 Modèle d'Eyring

La théorie d'Eyring généralise la loi d'Arrhenius à plusieurs facteurs autres que la température [19] ; chaque nouveau terme est attribué à une contrainte supplémentaire. L'équation d'Eyring à deux contraintes autre que la température est donnée par l'équation ci-dessous :

$$\tau_{Eyring}(T_i, S_{1i}, S_{2i}) = A_E T_i^\alpha \cdot \exp\left(\frac{E_a}{kT_i} + \left(B_E + \frac{C_E}{T_i}\right)S_{1i} + \left(D_E + \frac{E_E}{T_i}\right)S_{2i}\right) \quad (3.7)$$

où, τ_{Eyring} représente la durée de vie (s), T_i la température en K, E_a l'énergie d'activation (eV), k la constante de Boltzmann ($8.617 \cdot 10^{-5}$ eV/K), S_{1i} et S_{2i} les contraintes considérées, et α , A_E , B_E , C_E , D_E et E_E différentes constantes.

Les contraintes supplémentaires S_{1i} et S_{2i} , sont deux variables correspondantes chacune à une contrainte différente influençant la durée de vie. La particularité de cette théorie réside dans l'interdépendance entre la température (T_i) et les différentes contraintes par le biais des constantes α , C_E et E_E . Il est aussi possible de rendre ces différentes contraintes indépendantes les uns des autres en mettant ces derniers coefficients à 0 [20].

En considérant la tension continue comme la seule contrainte supplémentaire ($S_{1i} = U_{ci}$) et indépendante de la température ($C_E = \alpha = 0$), le modèle d'Eyring est réduit à l'équation ci-dessous :

$$\tau_{Eyring}(T_i, U_{ci}) = A_E \cdot \exp\left(\frac{E_a}{kT_i} + B_E U_{ci}\right) \quad (3.8)$$

L'équation exprimant la température en degré Celsius sera donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned}
 \tau_{Eyring}(\theta_i, U_{Ci}) &= A_E \cdot \exp \left(\frac{E_a}{kT_0 \left(1 + \frac{\theta_i}{T_0} \right)} + B_E U_{Ci} \right) \\
 &\approx A_E \cdot \exp \left(\frac{E_a}{kT_0} \cdot \left(1 - \frac{\theta_i}{T_0} \right) + B_E U_{Ci} \right) \\
 &\approx A_E \cdot \exp \left(\frac{E_a}{kT_0} - \frac{E_a \theta_i}{kT_0^2} + B_E U_{Ci} \right)
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

avec $T_0 = 273$ °C.

Le passage de la première à deuxième ligne de l'équation (3.9) se fait en considérant le

développement limité : $\frac{1}{1 + \frac{\theta_i}{T_0}} \approx 1 - \frac{\theta_i}{T_0}$.

En tenant compte du changement de variable, la durée de vie suivant le modèle d'Eyring peut être approximée par :

$$\tau_{Eyring}(\theta_i, U_{ci}) \approx \tau_0 \cdot \exp \left(-\frac{\theta_i}{\theta_0} - \frac{U_{Ci}}{U_0} \right) \tag{3.10}$$

avec :

$$\tau_0 = A_E \cdot \exp \left(\frac{E_a}{kT_0} \right) \tag{3.11}$$

$$\theta_0 = \frac{kT_0^2}{E_a} \tag{3.12}$$

$$U_0 = -\frac{I}{B_E} \tag{3.13}$$

τ_0 est une constante (s), θ_0 et U_0 représentent les facteurs d'accélération respectifs de la température (°C) et de la tension (V).

En admettant donc ce modèle d'Eyring illustré par l'équation (3.10), il est possible d'estimer la durée de vie d'un composant pour différentes températures et différentes tensions :

$$\begin{aligned}
 \tau_{Eyring}(\theta_i + \Delta\theta, U_{ci} + \Delta U) &\approx \tau_0 \cdot \exp \left(-\frac{\theta_i + \Delta\theta}{\theta_0} - \frac{U_{Ci} + \Delta U}{U_0} \right) \\
 &\approx \tau_{Eyring}(\theta_i, U_{ci}) \cdot \exp \left(-\frac{\Delta\theta}{\theta_0} - \frac{\Delta U}{U_0} \right)
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Ce modèle sera retenu pour notre étude afin d'exploiter les essais expérimentaux réalisés au laboratoire.

3.3 Présentation des essais de vieillissement

Les essais de vieillissements accélérés permettent d'évaluer l'endurance des composants et d'identifier la majorité des phénomènes à l'origine de leur défaillance. Notre étude se base principalement sur deux types d'essais de vieillissement, il s'agit de :

- Vieillissements standards par « floating », à température et tension fixes. Cela permet d'analyser le comportement des paramètres des condensateurs en fonction du temps et de déterminer les facteurs d'accélération de la tension d'une part et de la température d'autre part.
- Vieillissements par ondulation de courant :
 - avec application d'une tension à composante continue nulle. Ce type de vieillissement engendre, à priori, principalement la dégradation de la métallisation par corrosion électrochimique [21, 22].
 - avec superposition d'une tension continue à l'ondulation de courant précédemment citée. Cet essai combine, à priori, les contraintes des essais précédemment cités (essais avec application d'une ondulation de courant et par « floating ») et consiste à faire subir au condensateur des contraintes similaires à celles rencontrées lors de l'utilisation de celui-ci dans une application d'électronique de puissance. Il permet d'étudier l'impact d'une utilisation en tant qu'élément de filtrage d'un convertisseur statique d'énergie.

Ces différents essais ont été réalisés sur une série de condensateurs dont les caractéristiques sont données dans le tableau ci-dessous.

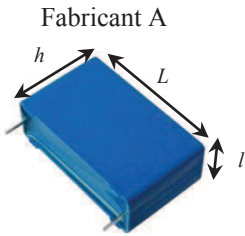
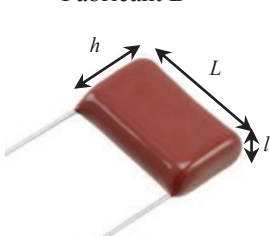
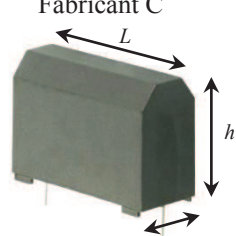
Capacité (μF)	Tension nominale (V)	Type de diélectrique	Fabricant	Nombre d'échantillons par essai de vieillissement	Tolérance sur la capacité (%)	Dimensions : l x L x h (mm)	Epaisseur du film (μm)
0.68	630	PP	A	3	10	11 x 21 x 31.5	8
0.68	630	PET	A	3	10	12 x 22 x 26.5	8
0.68	630	PET	B	3	10	11.5 x 22.5 x 26	7
1	630	PP	A	3	10	13.5 x 23 x 31.5	8
1	630	PET	A	3	10	14 x 24.5 x 31.5	8
1	630	PET	B	3	10	12.5 x 27.5 x 31	7
15	400	PET	C	3	10	21 x 24.5 x 31.3	3
Boitier Fabricant A  Fabricant B  Fabricant C 							

Tableau 3.1 Présentation des différents condensateurs utilisés pour notre étude

Les condensateurs ont été choisis de sorte qu'ils aient les mêmes caractéristiques électriques (capacité et tension nominales), mais différents types de diélectriques et / ou différents fabricants. De cette façon, nous serons davantage en mesure de déterminer l'influence du type de diélectrique ainsi que l'effet des choix de conception du constructeur sur le comportement des composants lorsqu'ils sont soumis aux mêmes contraintes électriques et thermiques. Il est à noter que ce jeu de composants a été utilisé pour chaque essai de vieillissement.

3.3.1 Vieillissements standards par « floating »

Les vieillissements par « floating » sont des essais de vieillissements qui consistent à appliquer des tensions et des températures constantes aux bornes des composants sous test. Trois essais de vieillissements par « floating » sont nécessaires pour parvenir à nos objectifs, et sont résumés sur la figure ci-dessous :

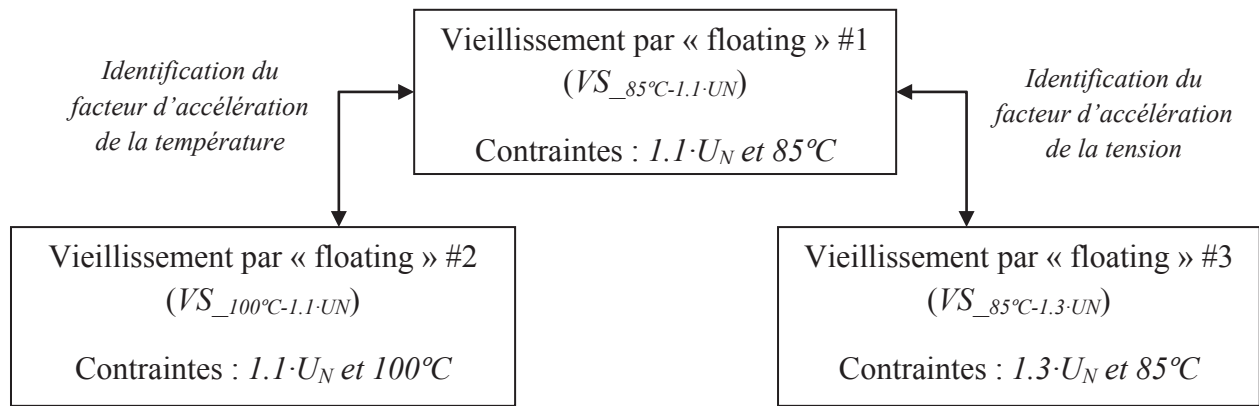


Figure 3.1 Présentation des essais de vieillissements calendaires retenus pour notre étude

Trois composants de chaque type de condensateurs listés dans le *Tableau 3.1* ont été soumis à des contraintes en tension et température suivant l'essai de vieillissement voulu. Au total, 21 condensateurs ont été utilisés pour chaque essai.

La comparaison de la vitesse de dégradation des paramètres électriques des condensateurs pour les contraintes électrothermiques appliquées nous permet d'identifier les facteurs d'accélération de la tension et de la température, *i.e.*, la comparaison des résultats des essais $VS_{85^{\circ}\text{C}-1.1\cdot U_N}$ avec celles du vieillissement $VS_{100^{\circ}\text{C}-1.1\cdot U_N}$ nous permet de déterminer le facteur d'accélération de la température, alors qu'une comparaison des $VS_{85^{\circ}\text{C}-1.1\cdot U_N}$ avec les $VS_{85^{\circ}\text{C}-1.3\cdot U_N}$ nous permet de déterminer le facteur d'accélération de la tension.

3.3.1.1 Paramètres à surveiller

Comme on l'a vu dans la section précédente, sous l'effet de la tension et de la température, de nombreux phénomènes ainsi qu'une grande diversité de réactions chimiques sont impliqués dans la dégradation des condensateurs à films métallisés. Cette dernière engendre une détérioration graduelle des paramètres électriques des condensateurs. Les modèles équivalents des condensateurs *MPPF* et *MPETF* développés dans le *chapitre 2* ont été validés, et leur pertinence pour différents niveaux de dégradation a été montrée. Ces

modèles nous permettent de suivre les évolutions individuelles de chaque paramètre et d'identifier les signatures de vieillissement. Pour tous les composants testés, les vieillissements des composants ont montré une grande similitude comportemental tels que l'augmentation de leurs parties résistives et une diminution de leurs parties capacitives. Les parties inductives quant à elles restent invariantes face aux différentes sollicitations.

L'évolution des paramètres électriques entraîne donc l'élévation de la résistance globale du condensateur (représentée par la résistance équivalente série *ESR*) et la diminution de sa capacité totale *C*. En se basant sur ce raisonnement et pour la suite du manuscrit, seules les évolutions de *C* et de l'*ESR* identifiés respectivement à 10 kHz et à la fréquence de résonance de chaque composant seront présentées. La fréquence de 10 kHz choisie représente la fréquence de commutation des modules de puissance de l'onduleur utilisés pour notre application (à cette fréquence le condensateur a un comportement capacitif), alors que la fréquence de résonance est retenue puisqu'à cette fréquence particulière l'impédance du condensateur est assimilée à son *ESR* (la partie imaginaire étant nulle). Ces deux paramètres sont également choisis pour leur facilité d'identification ; identifier *ESR* et *C* à ces fréquences spécifiques s'avère être plus adaptée pour les applications de diagnostic de panne, l'accès à l'impédance du condensateur permettant de remonter aux paramètres électriques du condensateur.

Un condensateur films est considéré comme arrivé à sa fin de vie lorsque sa capacité diminue de 5 % [23-26] de sa valeur initiale et/ou sa résistance équivalente série *ESR* est doublée. Même si en dehors de ces limites le condensateur reste toujours opérationnel, des défaillances catastrophiques peuvent survenir au-delà de ces limites. Ces valeurs sont donc retenues pour notre étude afin de définir nos lois de vieillissement.

3.3.1.2 Résultats expérimentaux

Les paramètres *ESR* et *C* présentant des signatures de vieillissement claires, l'étude des cinétiques de dégradation de ces deux paramètres électriques sous différentes sollicitations est donc primordiale. Les courbes ci-dessous illustrent les évolutions moyennées de ces deux paramètres pour trois échantillons de chaque type de composant testé. Les résultats des trois vieillissements $VS_{85^{\circ}C-1.1-UN}$, $VS_{100^{\circ}C-1.1-UN}$ et $VS_{85^{\circ}C-1.3-UN}$ sont affichés.

Evolution de C en fonction du temps

Evolution de l'ESR en fonction du temps

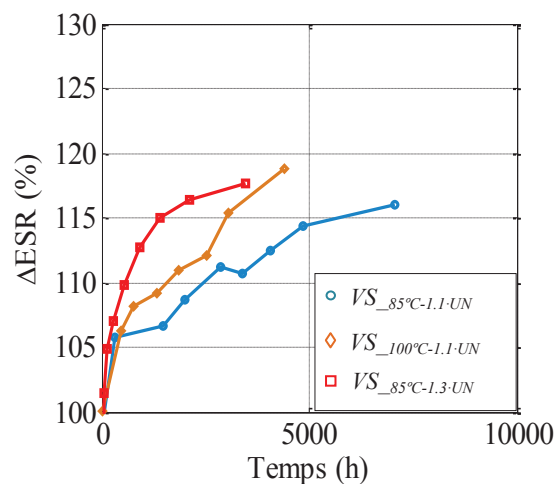
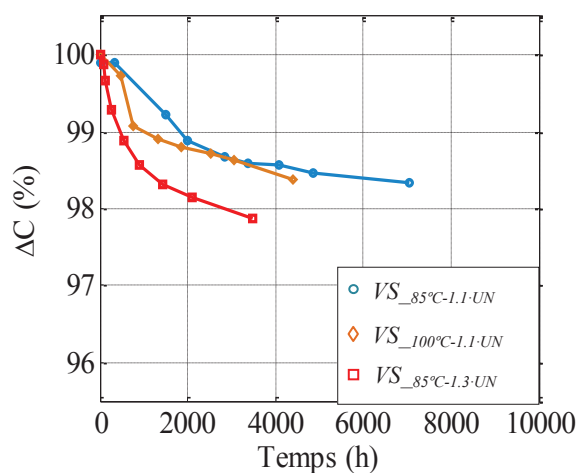
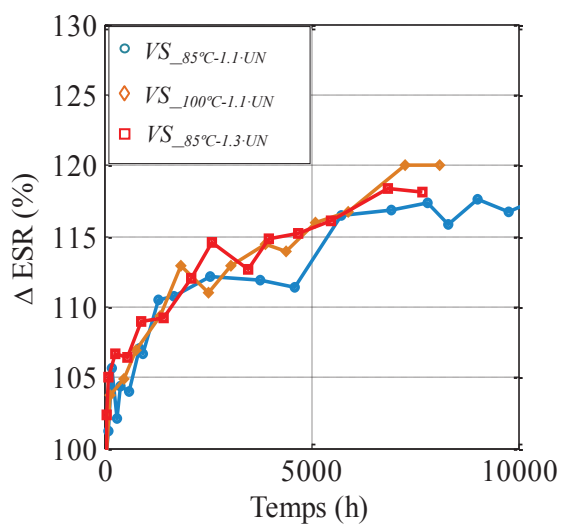
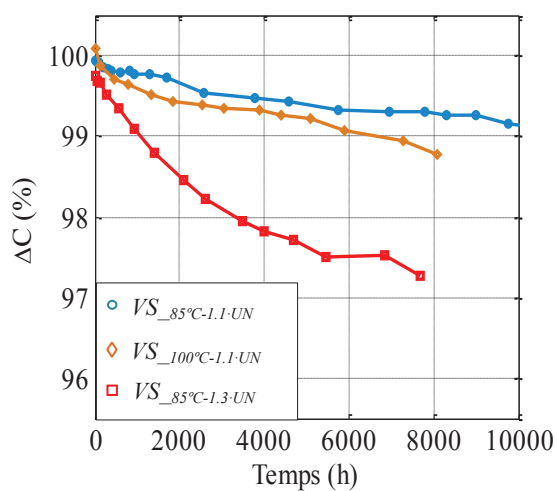
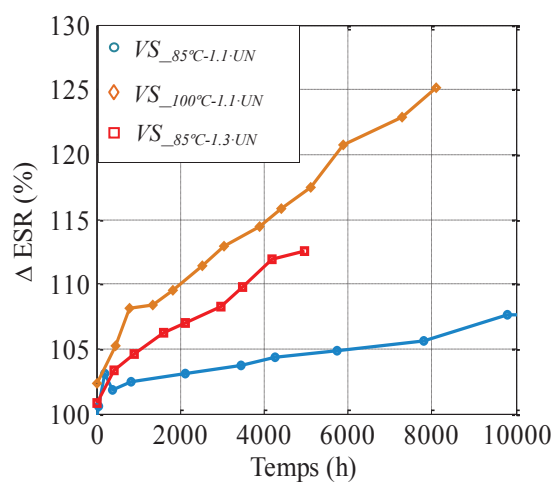
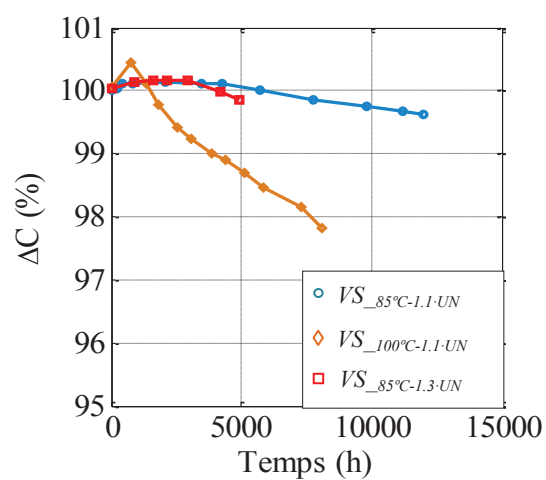
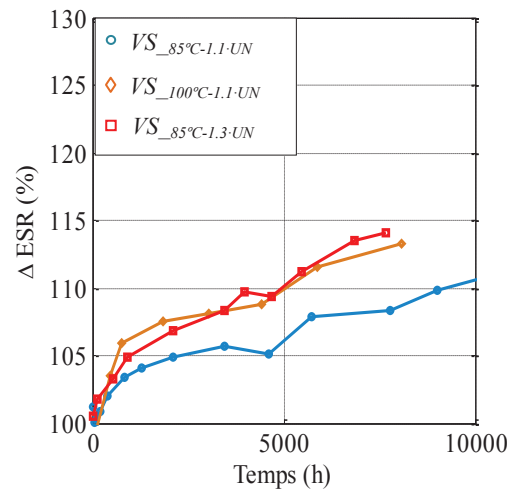
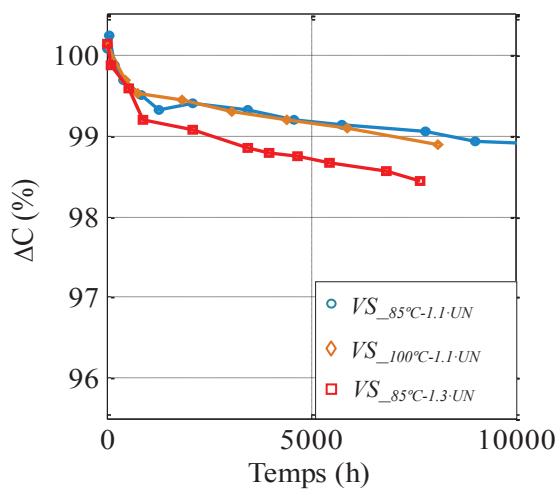
MPETF 0.68 μ F-630V Fabricant AMPETF 0.68 μ F-630V Fabricant BMPPF 0.68 μ F-630V Fabricant A

Figure 3.2 Evolution des paramètres ESR et C des condensateurs MPPF et MPETF 0.68 μ F-630V en fonction du temps de vieillissement pour différentes contraintes

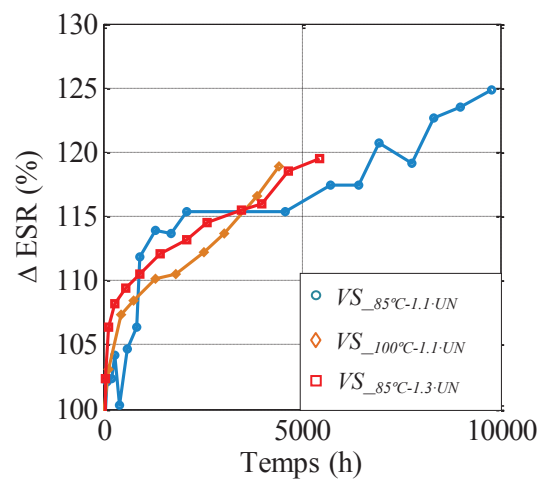
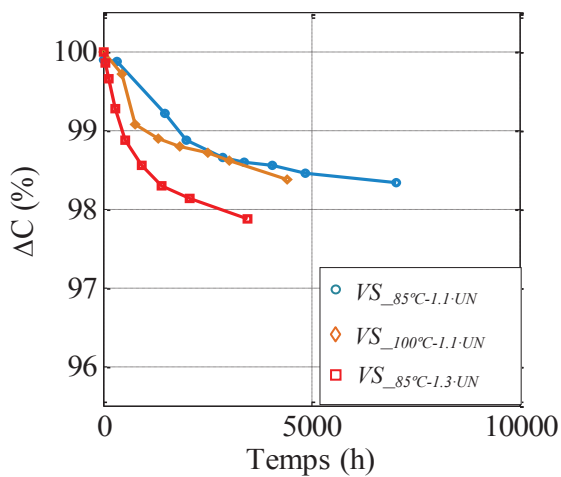
Evolution de C en fonction du temps

Evolution de l'ESR en fonction du temps

MPETF 1 μ F-630V Fabricant A



MPETF 1 μ F-630V Fabricant B



MPPF 1 μ F-630V Fabricant A

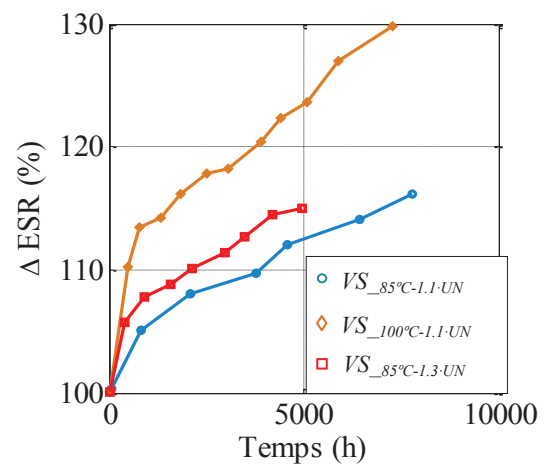
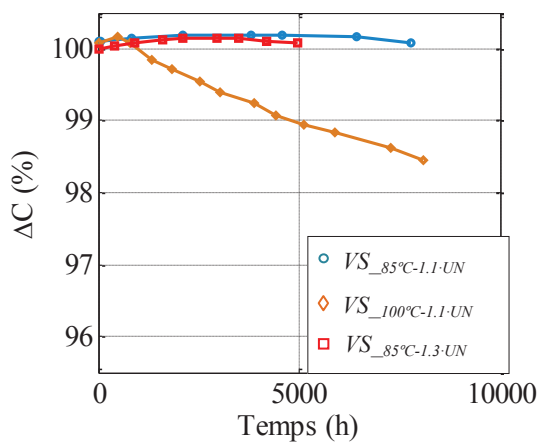


Figure 3.3 Evolution des paramètres ESR et C des condensateurs MPPF et MPETF 1 μ F-630V en fonction du temps de vieillissement pour différentes contraintes

Evolution de C en fonction du temps

Evolution de ESR en fonction du temps

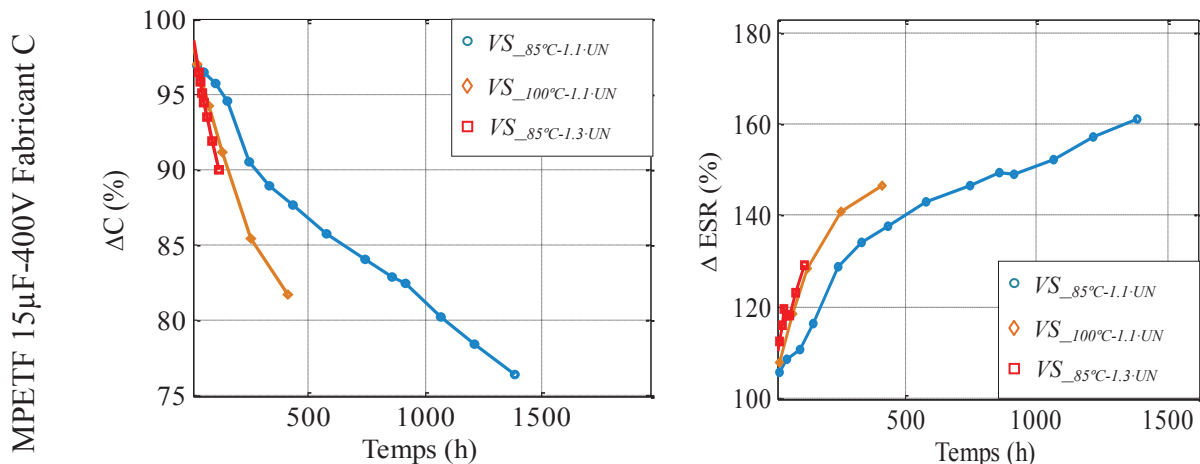


Figure 3.4 Evolution des paramètres ESR et C des condensateurs MPETF de 15µF-400V en fonction du temps du vieillissement pour différentes contraintes

Comme on peut le remarquer, le rajout d'une tension ΔU ou d'une température ΔT au vieillissement calendaire $VS_{85^\circ\text{C}-1.1-UN}$ ne fait qu'accélérer la dégradation des paramètres électriques des condensateurs sous test. Cependant la cinétique n'est pas la même selon le diélectrique utilisé ou même selon le fabricant ; les condensateurs provenant des fabricants C voient leurs paramètres électriques se dégrader beaucoup plus rapidement que ceux des fabricants A et B. Etant donné que les caractéristiques électriques du composant provenant du fabricant C sont différentes des autres condensateurs testés, une étude plus approfondie mérite d'être effectuée.

En considérant l'équation (3.15), les énergies volumiques E_v (énergie stockée par unité de volume) des différents composants testés ont été calculées :

$$E_v = \frac{1}{2} \frac{CV^2}{Volume} \quad (3.15)$$

Le *Tableau 3.2* donne les énergies volumiques appliquées lors de l'essai de vieillissement calendaires $VS_{85^\circ\text{C}-1.3-UN}$, ainsi que les champs électriques appliqués aux différents condensateurs MPETF :

Condensateur	E_v (J/l)	Epaisseur du diélectrique (μm)	Champ électrique ($\text{V}/\mu\text{m}$)
MPETF 0.68µF-630V Fabricant A	36	8	100
MPETF 0.68µF-630V Fabricant B	50	7	117
MPETF 1µF-630V Fabricant A	34	8	100
MPETF 1µF-630V Fabricant B	50	7	117
MPETF 15µF-400V Fabricant C	113	3	173

Tableau 3.2 Energies volumiques et champs électriques appliqués aux condensateurs MPETF lors du vieillissement calendaire $VS_{85^\circ\text{C}-1.3-UN}$.

Ces valeurs montrent bien que les condensateurs du fabricant *C* ont été sollicités par des énergies volumiques de 69% plus élevées et des champs électriques de 42% plus élevés que les autres composants, ce qui explique les dégradations plus accélérées.

3.3.2 Lois de vieillissement

3.3.2.1 Lois préliminaires basées sur le modèle d'Eyring

En considérant les critères de vieillissement, la réduction de la capacité de 5% et/ou du doublement de l'*ESR* par rapport à leurs valeurs initiales, l'identification de la fin de vie des condensateurs a été effectuée par extraction des différents paramètres de l'équation (3.10).

Cela nous ramène aux durées de vie présentées dans le *Tableau 3.3*. Etant donné que seuls les condensateurs *15μF-400V* du fabricant *C* ont atteint expérimentalement leur fin de vie, l'identification de cette dernière pour le reste des composants étudiés est effectuée par des extrapolations linéaires de *ESR* et *C* jusqu'à atteindre les limites considérés comme fin de vie.

Condensateur	Fin de vie par rapport à l' <i>ESR</i> (heures)			Fin de vie par rapport à <i>C</i> (heures)		
	VS _{85°C-1.1·UN}	VS _{100°C-1.3·UN}	VS _{85°C-1.3·UN}	VS _{85°C-1.1·UN}	VS _{100°C-1.1·UN}	VS _{85°C-1.3·UN}
MPPF 0.68μF-630V Fabricant A	77500	42500	70400	71100	36600	64000
MPETF 0.68μF-630V Fabricant A	45500	25900	18800	40810	28500	15800
MPETF 0.68μF-630V Fabricant B	61000	43000	40100	68925	37600	22000
MPPF 1μF-630V Fabricant A	79000	43700	70600	158801	51000	98000
MPETF 1μF-630V Fabricant A	111000	67100	59600	106028	71000	51700
MPETF 1μF-630V Fabricant B	43000	29500	27100	51371	33000	18000
MPPF 15μF-400V Fabricant C	2100	840	810	190	95	56

Tableau 3.3 Durée de fin de vie des condensateurs MPPF et MPETF en prenant *ESR* ou *C* comme critère de vieillissement

En considérant la résistance *ESR* ou *C* comme critères de fin de vie, on définit le facteur d'accélération comme étant le rapport entre les différentes durées de vie lorsqu'un ΔT ou un ΔU sont appliqués. Les facteurs d'accélération de la tension (FA_U) et de la température (FA_T) identifiés pour nos composants sont listés dans les tableaux ci-dessous.

Condensateur	FA_T ($\Delta T=5^\circ\text{C}$)	FA_U ($\Delta U=80\text{ V}$ soit 20% de U_N)
MPPF 15μF-400V Fabricant C	2	3.39

Tableau 3.4 Facteurs d'accélération de la tension et de la température des condensateurs MPETF 15μF-400V

Condensateur	FA_T ($\Delta T=15^\circ C$)	FA_U ($\Delta U=126 V$ soit 20% de U_N)
MPPF 0.68 μ F-630V Fabricant A	1.94	1.11
MPETF 0.68 μ F-630V Fabricant A	1.57	2.58
MPETF 0.68 μ F-630V Fabricant B	1.61	2.76
MPPF 1 μ F-630V Fabricant A	1.80	1.11
MPETF 1 μ F-630V Fabricant A	1.58	2.05
MPETF 1 μ F-630V Fabricant B	1.56	2.8

Tableau 3.5 Facteurs d'accélération de la tension et de la température des condensateurs MPPF et MPETF

3.3.2.1.1 Identification des paramètres de la loi d'Eyring

Les résultats présentés dans le *Tableau 3.5* peuvent être utilisés pour prédire la durée de vie. L'équation de la durée de vie en fonction de la température et de la tension peut être exprimée à l'aide de l'expression d'Eyring (3.10). Comme précédemment mentionné, considérer une diminution de la durée de vie pour une augmentation de la température ou de la tension permet respectivement de déterminer les constantes θ_0 et U_0 . Le paramètre τ_0 représente la durée de vie théorique pour un vieillissement calendaire à 0V et 25°C qui peut être obtenu par extrapolation des données sources. Cela nous mène à l'identification suivante pour les constantes de l'équation de la durée de vie :

$$\theta_0(^{\circ}C) = \frac{\Delta T}{\ln(FA_T)} \quad (3.16)$$

$$U_0(V) = \frac{\Delta U}{\ln(FA_U)} \quad (3.17)$$

Les paramètres de l'équation d'Eyring pour les différents types de diélectrique sont illustrés dans le *Tableau 3.6*.

Condensateur	τ_0 (heures)	U_0 (V)	θ_0 (°C)
MPPF 0.68 μ F-630V Fabricant A	$9.1 \cdot 10^6$	327	22.2
MPETF 0.68 μ F-630V Fabricant A	$41.6 \cdot 10^6$	140	27.55
MPETF 0.68 μ F-630V Fabricant B	$73.3 \cdot 10^6$	131	26.68
MPPF 1 μ F-630V Fabricant A	$10.1 \cdot 10^6$	327	23.8
MPETF 1 μ F-630V Fabricant A	$36.9 \cdot 10^6$	176	27.3
MPETF 1 μ F-630V Fabricant B	$52.6 \cdot 10^6$	129	27.69
MPPF 15 μ F-400V Fabricant C	$2.14 \cdot 10^{14}$	64.15	4.05

Tableau 3.6 Paramètres de l'équation d'Eyring calculés pour différents condensateurs

En remplaçant les paramètres du *Tableau 3.6* dans l'équation d'Eyring (3.10), on obtient pour différentes températures et tensions, les estimations de durée de vie des condensateurs à films polymères illustrées sur les figures ci-dessous.

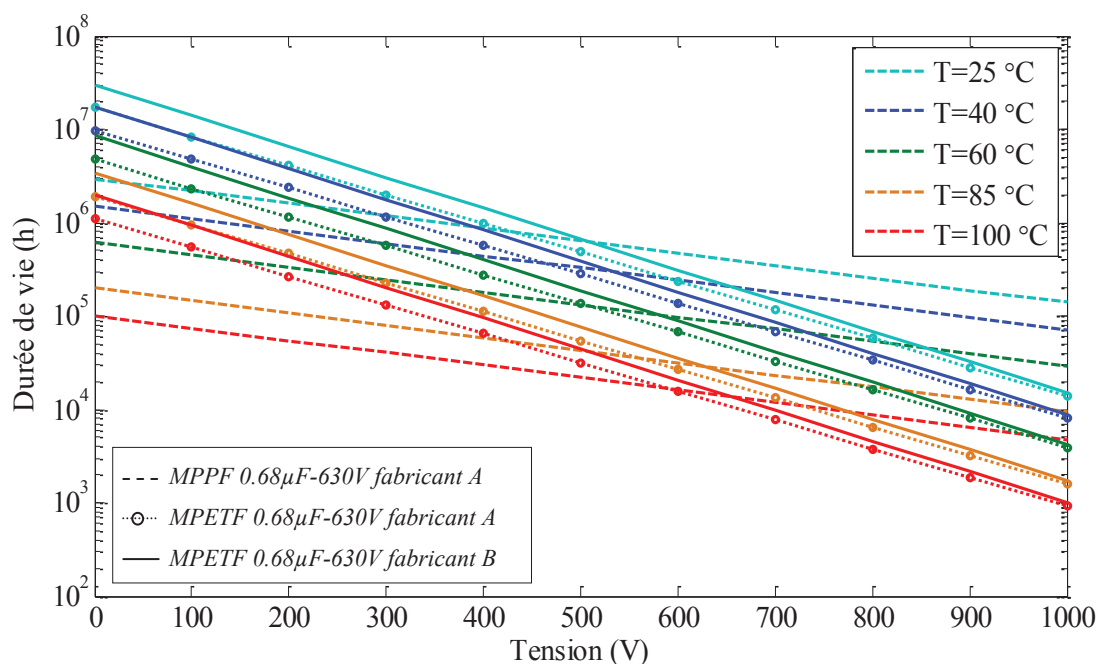


Figure 3.5 Estimation de la durée des condensateurs MPPF et MPETF 0.68 μF -630V en fonction de la tension et pour différentes températures

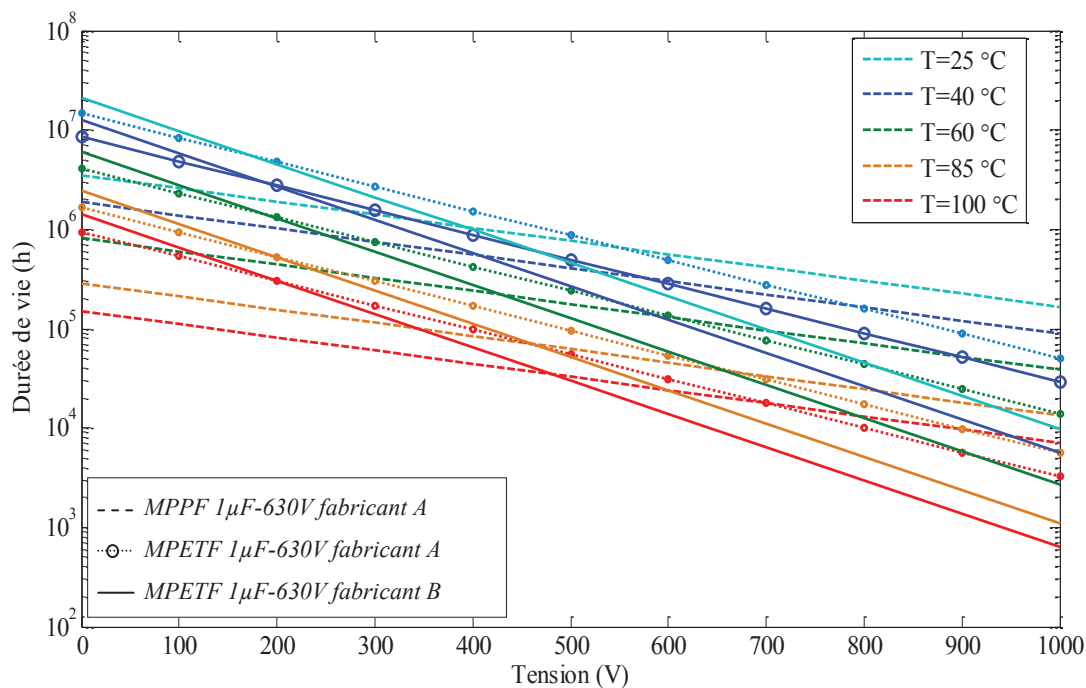


Figure 3.6 Estimation de la durée des condensateurs MPPF et MPETF 1 μF -630V en fonction de la tension et pour différentes températures

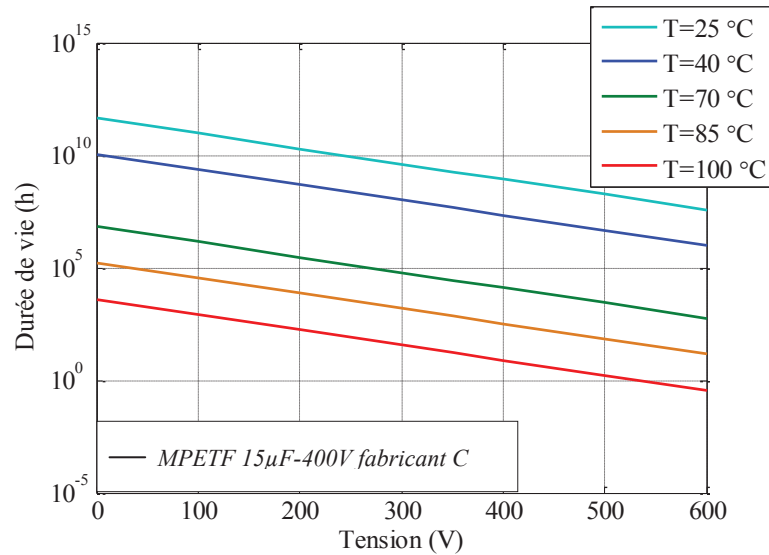


Figure 3.7 Estimation de la durée des condensateurs MPETF 15 μ F-400V en fonction de la tension et pour différentes températures

Comme on peut le remarquer, mêmes si les sollicitations en tension et en températures ont les mêmes effets sur l'évolution des paramètres électriques des condensateurs (augmentation de ESR et diminution de C), il est clair que les cinétiques de dégradation impliqués peuvent évoluer fortement d'un type de condensateur à un autre, et d'un fabricant à un autre. Les condensateurs du fabricant C montrent de grande durée de vie sous faibles sollicitations. Ceci est lié à la forte dépendance de la durée de vie aux contraintes thermiques et électriques appliquées ; une élévation de 5 °C de la température d'utilisation ou une augmentation de $0.2 \cdot U_N$ aux bornes de ces composants engendre respectivement la diminution de leur durée de vie d'un facteur de 2 et de 3.39. De même, réduire les contraintes améliore grandement leur durée de vie, ce qui explique l'allure de la courbe de la *Figure 3.7*.

Les lois d'Eyring des condensateurs à films polymère métallisés ne suivent donc pas les mêmes cinétiques d'évolutions selon la nature du diélectrique employé et/ou selon le fabricant. Il s'avère que contrairement aux condensateurs *MPPF*, les condensateurs utilisant le polyéthylène téréphtalate comme diélectrique sont plus affectés par la tension *DC* appliquée que par la température d'utilisation (cf. *Figure 3.5* et *Figure 3.6*). Cela est dû principalement aux caractéristiques physiques du matériau isolant. Le *PET*, grâce au cycle aromatique présent dans sa chaîne moléculaire, lui confère une plus grande immunité face aux sollicitations en température. Néanmoins, vu que sa rigidité diélectrique est légèrement en dessous de celle du *PP*, pour une même épaisseur du diélectrique, il est plus sensible aux champs électriques appliqués.

Les durées de vie présentées ci-dessus sont basées sur trois essais : à deux différentes températures et deux différentes tensions. Les durées de vie obtenues par extrapolations vers des conditions d'utilisation, différentes de celles issues des essais peuvent diverger des valeurs réelles. Un troisième point aurait amélioré et/ou validé ces estimations, néanmoins vu la longueur de ces essais, un quatrième essai de vieillissement n'a pas pu être réalisé.

Un léger décalage pourrait être également noté entre deux condensateurs ayant les mêmes caractéristiques électriques, le même diélectrique, mais provenant de différents fabricants. Ceci est lié directement au processus de fabrication : l'épaisseur de la métallisation

et du film, la qualité de surface de la métallisation ainsi que la nature de l'imprégnant peuvent influencer la durée de vie des composants. Ainsi, on peut remarquer que les condensateurs du fabricant A ont des durées de vie supérieures à celles des fabricants B.

Cependant, pour pouvoir comparer la fiabilité des condensateurs du fabricant C à celle des condensateurs *MPETF* provenant d'autres fabricants et ayant différentes caractéristiques électriques, une estimation de leur durée de vie doit être établie en considérant les mêmes contraintes en champ électrique. Ainsi, considérer un champ électrique égal à $100 \text{ V}/\mu\text{m}$ (cf. *Tableau 3.2*) revient à diminuer la contrainte en tension de 42%. En se référant à l'estimation de la durée de vie des condensateurs *MPETF* $15\mu\text{F}$ -400V de la *Figure 3.7* pour une contrainte en tension de 300V (équivalent à $100 \text{ V}/\mu\text{m}$) et une température de 85°C , la fin de vie est estimée à 24130 heures, ce qui est tout à fait comparable aux durées de vie des composants *MPETF* provenant des fabricants A et B.

3.3.2.1.2 Interprétation des résultats

Les graphiques d'évolution de la résistance équivalente série (*ESR*) et de la capacité *C* pour différentes sollicitations en tension et températures ont montré une décroissance de la capacité de l'ordre de quelques pourcents accompagnée d'une croissance de l'*ESR* de quelques dizaines de pourcents (cf. *Figure 3.2* et *Figure 3.3*). Pour pouvoir expliquer cette augmentation significative de l'*ESR* au regard de la faible diminution en capacité, remonter à l'équation de l'*ESR* est nécessaire. En effet, l'*ESR* représentant toutes les pertes dans le condensateur peut donc être écrite sous la forme :

$$ESR = \text{réelle}(\underline{Z}) \quad (3.18)$$

où, $\underline{Z}$ représente l'impédance complexe du condensateur.

ESR étant mesurée à la fréquence de résonance du condensateur, à cette fréquence les résistances représentant les pertes dans le diélectrique (basse fréquence) et les effets de peau et de proximité (haute fréquence) peuvent être négligées. Le terme R_s est donc le terme prédominant de *ESR* à la fréquence de résonance. L'évolution de cette dernière reflète la résistance de la métallisation et des contacts électrodes-schoopage. Il est donc raisonnable d'associer la détérioration de l'*ESR* à celles de la métallisation et du contact schoopage-électrode.

Comme précédemment mentionné, l'application d'une tension combinée avec une température relativement haute entre les deux électrodes d'un condensateur peut causer une décharge partielle ou un claquage du diélectrique. Il est admis que pendant la durée de vie d'un condensateur films, les décharges partielles et les claquages du diélectrique contribuent à la diminution de la capacité du condensateur suite à l'évaporation d'une petite portion de la métallisation [27].

Si l'on considère que le phénomène d'auto-cicatrisation est le processus dominant la dégradation de la métallisation sous les contraintes appliquées, une variation de $\Delta C/C_0$ entraîne une augmentation de $\Delta R_s/R_{s0}$ (voir Annexe B). Cependant, les résultats expérimentaux présentés dans les figures *Figure 3.2*, *Figure 3.3* et *Figure 3.4* montrent des croissances assez importantes de la résistance équivalente série qui ne peut être seulement due

à démétallisation du film. Cela met en cause la connectique électrode-schoopage qui peut se dégrader au cours du temps.

Cette dégradation se produit rarement dans les applications sous tensions alternatives en régime stationnaire [28], elle survient plus fréquemment lors des applications transitoires variables où les contraintes électriques, thermiques ou/et mécaniques sont critiques. Les causes du détachement de la connexion électrode-schoopage sont nombreuses [29, 30], néanmoins, on va réduire notre étude au cas précis de notre essai, où seules les contraintes en tension et température sont impliquées.

Comme résultat de l'application de forts champs électriques au sein du condensateur, une série de décharges partielles peut se produire à l'intérieur du composant. Ces phénomènes sont accompagnés d'un dégagement gazeux à l'intérieur du bobinage et peuvent causer l'élévation de la pression gazeuse au niveau du bobinage du condensateur [31]. Les phénomènes d'auto-cicatrisation survenant surtout sur les enroulements extérieurs du bobinage, le gaz dégagé lors de tels phénomènes va créer une pression mécanique sur la connexion électrode-schoopage et engendrer le détachement des connexions des enroulements externes du bobinage [32].

Par ailleurs, il a été démontré par [33] que l'amplitude du champ électrique à proximité de la connexion électrode-schoopage est beaucoup plus intense que la valeur moyenne dans le reste du bobinage en raison des irrégularités de contact dans cette zone. La probabilité d'avoir des décharges partielles à proximité de cette région est alors plus importante.

Selon [22], la corrosion atmosphérique pourrait contribuer également à la dégradation de la connexion électrode-schoopage et est souvent lié à l'infiltration de l'humidité atmosphérique par les extrémités du condensateur vers le cœur du composant (suivant une direction axiale). En raison d'une plus grande pression mécanique sur les films internes du bobinage, la corrosion a tendance à être plus avancée sur les enroulements extérieurs [21].

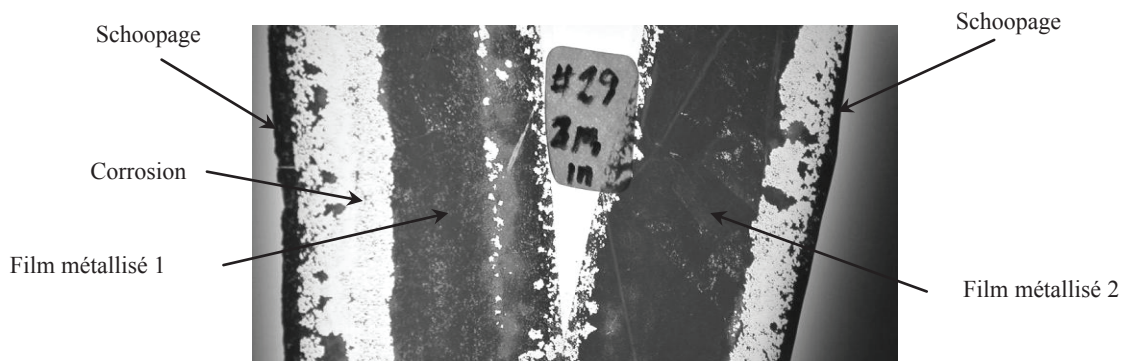


Figure 3.8 Corrosion du contact électrode-schoopage sur les enroulements externes du condensateur [22]

Comme on peut le voir sur la figure ci-dessus, la corrosion de la métallisation va engendrer l'isolation graduelle des électrodes du schoopage à différents niveaux du bobinage. Ces phénomènes accompagnés par un dégagement gazeux vont rétroagir directement sur le contact électrode-schoopage et le dégrader partiellement au cours du temps. Ainsi, le contact s'affaiblit et entraîne l'augmentation graduelle de R_s .

3.3.2.2 Durées de vie basées sur des lois probabilistes

Etant donné que les phénomènes d'auto-cicatrisation sont des phénomènes aléatoires liés au nombre d'impuretés présents au niveau du diélectrique, une modélisation de la diminution de la capacité en fonction du temps serait entre autre liée à une loi probabiliste dépendante du nombre de défauts dans le film métallisé. Ces défauts aléatoires dépendent fortement des processus de fabrication et se manifestent plus fréquemment en tout début du vieillissement. Comme on peut le constater sur les *Figure 3.2*, *Figure 3.3* et *Figure 3.4*, en raison de la présence d'un grand nombre d'impuretés en début de vieillissement, la perte de capacité croît rapidement en début d'essai puis ralentit avec le temps. La baisse de la capacité peut donc être associée au nombre d'auto-cicatrisation survenant au sein du condensateur qui est lié aux impuretés et à la dégradation progressive du film métallisé.

En se basant sur ce raisonnement, une loi probabiliste décrit au mieux ce phénomène. Considérons $C(t)$ la valeur de la capacité à l'instant t , et C_0 la valeur initiale de la capacité pour $t=0$. Deux hypothèses peuvent être définies :

- $S(t)$ est le nombre d'auto-cicatrisations se produisant à un instant $t \geq 0$. Admettons que le processus d'auto-cicatrisation est un phénomène non homogène qui suit une loi de probabilité de type exponentielle : celle-ci décrit le comportement du nombre d'événements se produisant dans un laps de temps ne dépendant pas du temps écoulé. La densité de probabilité de tels événements peut être donnée par l'équation [34] :

$$f(t) = \lambda \exp(-\lambda t) \quad (3.19)$$

- D_j ($j = 1, 2, 3, \dots$) étant la diminution d'une portion de la capacité lorsque la $j^{\text{ème}}$ auto-cicatrisation survient. La perte de capacité jusqu'à l'instant t est de la forme :

$$C(t) = C_0 - \sum D_j \quad (3.20)$$

L'équation (3.19) est l'une des plus adaptées pour modéliser des phénomènes naturels issus de plusieurs événements aléatoires tels que les phénomènes d'auto-cicatrisation.

En considérant ces hypothèses, l'évolution de la capacité en fonction du temps peut être donnée par la relation ci-dessous :

$$C(t) = A + \lambda_1 \cdot \lambda_2 \cdot \exp(-\lambda_1 \cdot t) \quad (3.21)$$

où A est un paramètre dépendant du composant et λ_1 (s^{-1}), λ_2 (F.s) des paramètres qui dépendent du composant et des contraintes appliquées sur celui-ci.

L'adéquation de la décroissance de la capacité à l'équation (3.21) est illustrée sur la *Figure 3.9* pour quelques condensateurs sous test.

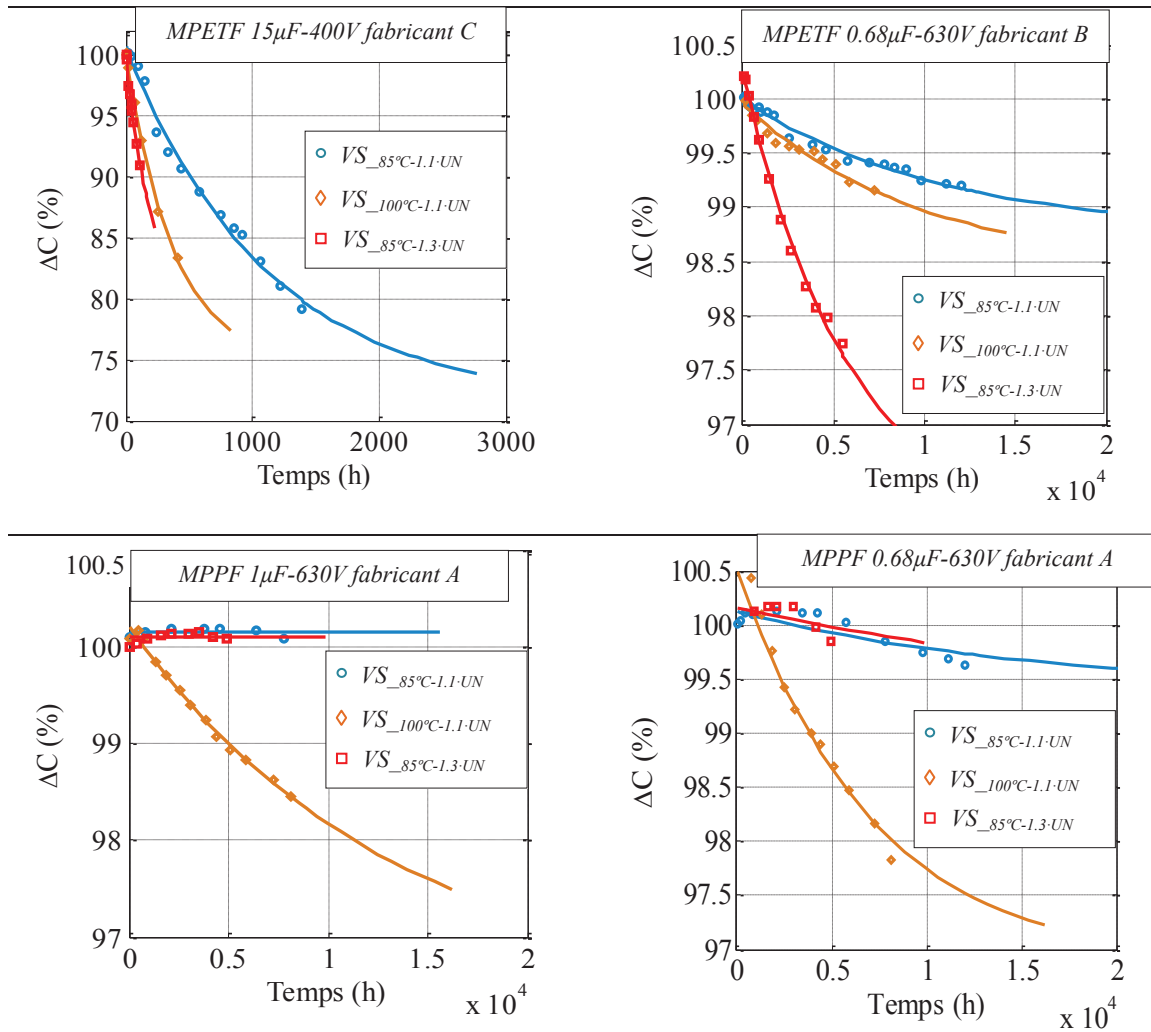


Figure 3.9 Evolution de la capacité sous différentes contraintes en considérant une loi probabiliste

Cette loi est en mesure de suivre la décroissance de la capacité, mais présente des limites face à l'augmentation potentielle de la capacité en tout début du vieillissement. En effet, au départ, l'application de forts champs électriques aux bornes des condensateurs engendre de fortes pressions électrostatiques cause une légère diminution de l'épaisseur du diélectrique se traduisant par une petite remontée de la capacité C . En prenant en compte la participation de ce phénomène à l'évolution de la capacité, la variation de $C(t)$ au cours du temps peut prendre la forme suivante :

$$C(t) = A + \exp(-\lambda_1 \cdot t) \cdot (\lambda_1 \cdot \lambda_2 - \lambda_3 \exp(-\lambda_4 \cdot t)) \quad (3.22)$$

avec λ_3 (F) et λ_4 (s^{-1}) des constantes dépendantes des contraintes et du type de condensateur. L'adéquation de l'équation (3.22) avec les variations de la capacité pour les vieillissements calendaires $VS_{85^\circ C-1.1-UN}$, $VS_{100^\circ C-1.1-UN}$ et $VS_{85^\circ C-1.3-UN}$ est montrée sur les *Figure 3.10* et *Figure 3.11*.

Evolution de C en fonction du temps

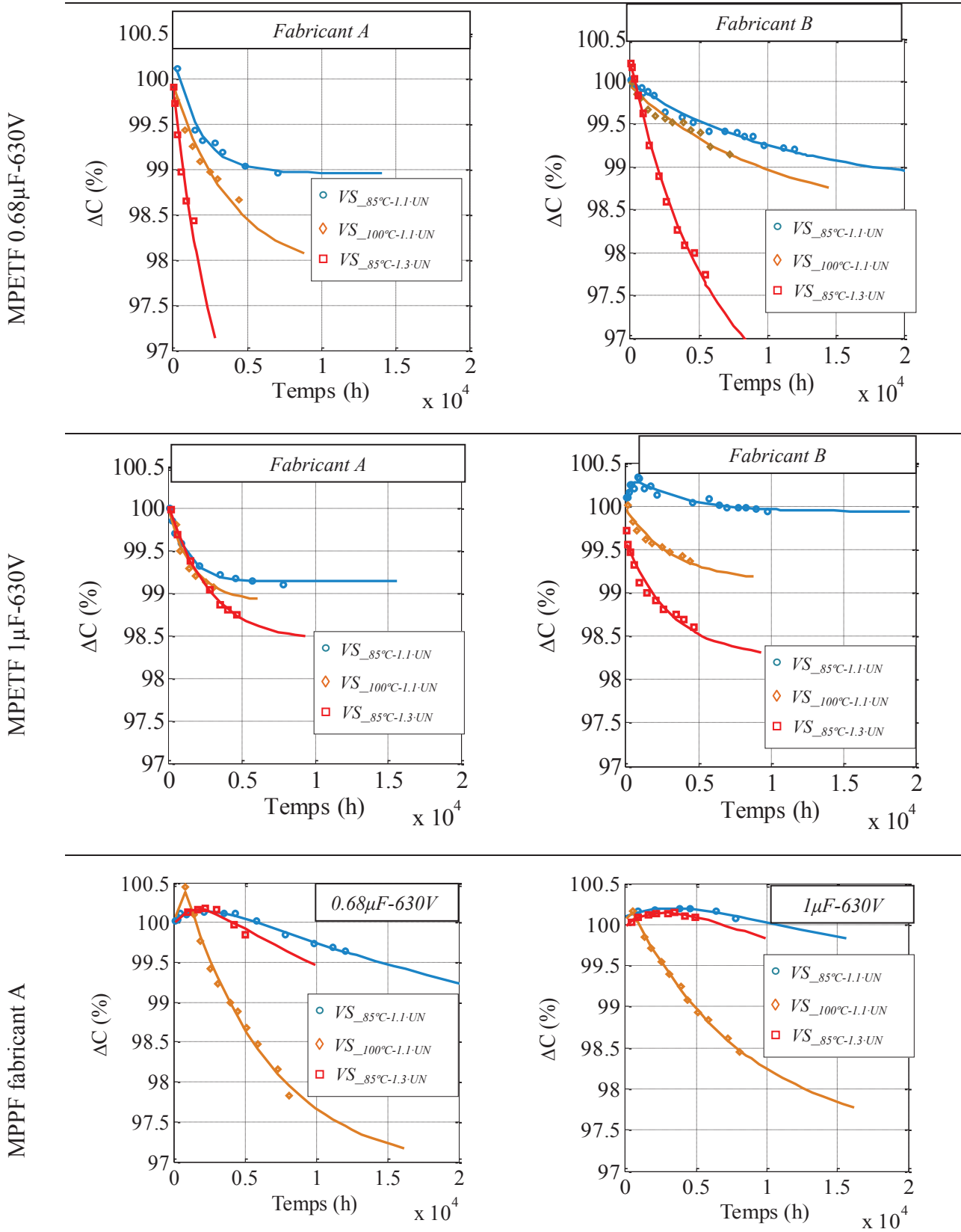


Figure 3.10 Comparaison entre les valeurs expérimentales et le modèle d'évolution de la capacité C des condensateurs MPPF et MPETF 0.68μF et 1μF – 630V pour les trois vieillissements standards

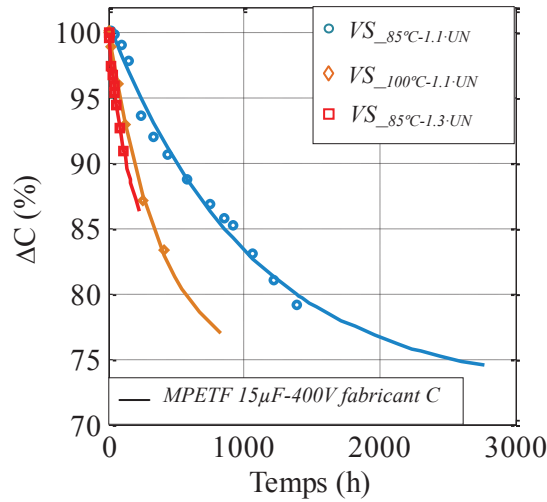


Figure 3.11 Comparaison entre valeurs expérimentales et le modèle d'évolution de la capacité C des condensateurs MPETF 15 μ F – 400V pour les trois vieillissements standards

Par identification des paramètres de l'équation grâce aux trois essais de vieillissement calendaire, une loi généralisée de l'évolution de la capacité en fonction du temps peut être déduite en considérant la tension et la température comme des facteurs d'accélération :

$$C(t) = A + \exp(-\lambda_1(U, T) \cdot t) \cdot (\lambda_1(U, T) \cdot \lambda_2(U, T) - \lambda_3(U, T) \exp(-\lambda_4(U, T) \cdot t)) \quad (3.23)$$

Les paramètres λ_1 , λ_2 , λ_3 et λ_4 dépendent de la tension et de la température d'utilisation.

A titre d'exemple, la variation de ces paramètres en fonction de la tension pour différentes température est illustrée sur la *Figure 3.12* et la *Figure 3.13* pour les condensateurs MPETF 15 μ F-400 V.

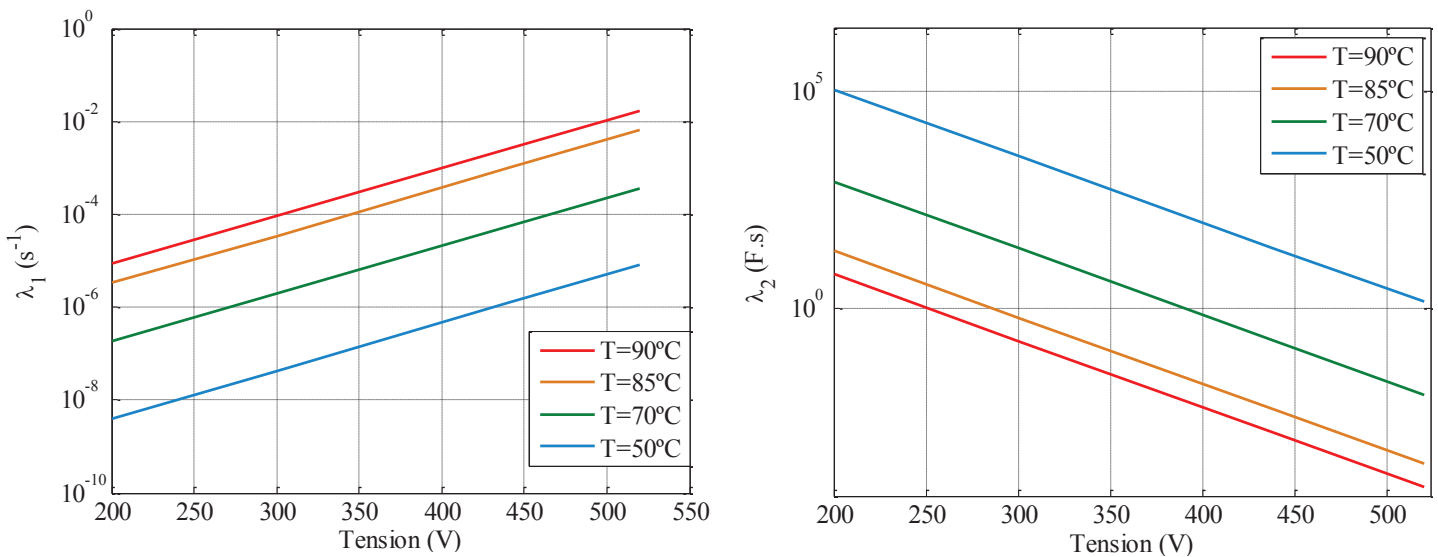


Figure 3.12 Evolution des paramètres λ_1 et λ_2 de l'équation de la capacité d'un condensateur 15 μ F - 400 V pour différentes tensions et températures d'utilisation

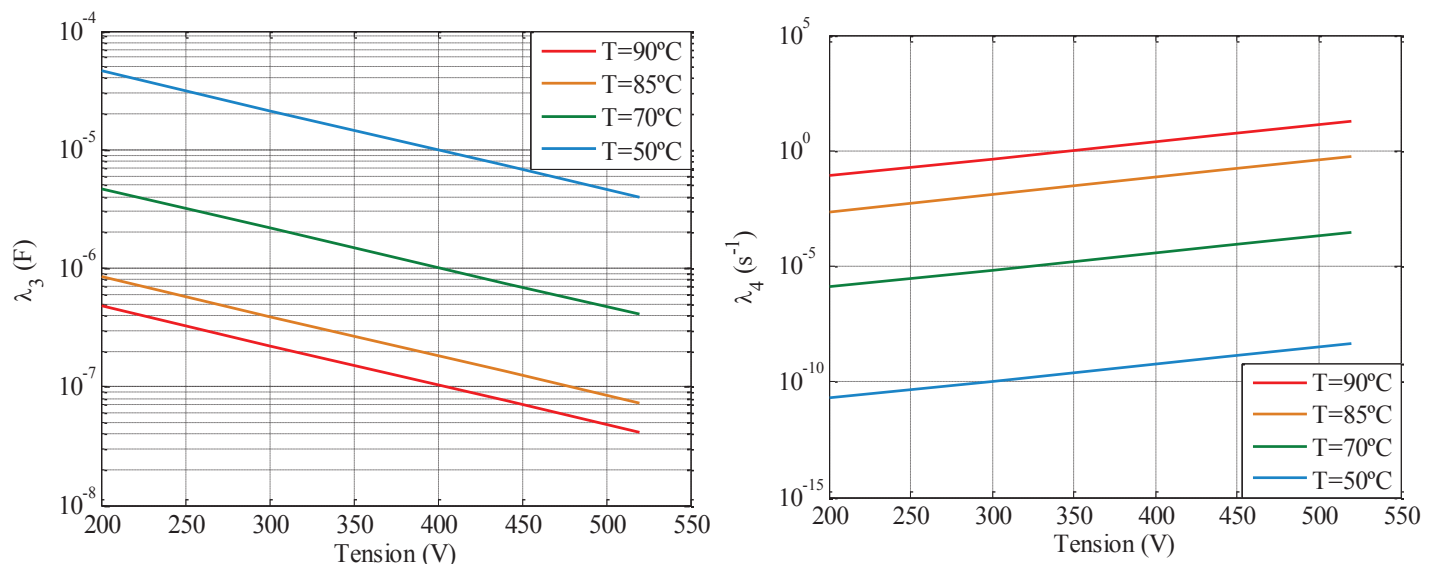


Figure 3.13 Evolution des paramètres λ_3 et λ_4 de l'équation de la capacité d'un condensateur 15 μ F - 400 V pour différentes tensions et températures d'utilisation

Les évolutions des différents paramètres présentés ci-dessus ont été extrapolées exponentiellement pour différentes tensions et températures en se basant sur deux points expérimentaux. Cette hypothèse étant très forte, afin d'examiner la pertinence de notre extrapolation, nous avons comparé les durées de vie d'un condensateur 15 μ F – 400 V issues de l'équation (3.23) avec celles de la loi d'Eyring précédemment développée (cf. *paragraphe 3.3.2.1*) lorsque le composant est sollicité par les mêmes contraintes thermique et électrique (cf. *Figure 3.7*).

Par lecture graphique sur les courbes des *Figure 3.12* et *Figure 3.13* des valeurs des paramètres k , λ_1 , λ_2 et λ_3 pour une tension et une température données, en considérant une baisse de capacité de 5 %, on peut identifier la durée de vie qu'aurait un condensateur sous différentes contraintes en tension et température d'utilisation grâce à l'équation (3.23).

Le *Tableau 3.7* illustre les durées de vie t_{fv} pour différentes tensions et températures d'utilisation issues du modèle d'Eyring et de l'équation (3.23) :

Contraintes en tension et en températures	t_{fv} estimée par l'équation de l'évolution de C (h)	t_{fv} estimée par la loi d'Eyring (h)
0.6 UN - 70°C	$2.3 \cdot 10^4$	$2.6 \cdot 10^4$
0.5 UN - 85°C	6900	5900
1.1 UN - 70°C	1800	1520

Tableau 3.7 Comparaison des durées de vie issues de l'équation de l'évolution de la capacité et de la loi d'Eyring

Cette comparaison montre la concordance des durées de vie issues des deux modèles, ce qui valide notre extrapolation. Néanmoins des points expérimentaux supplémentaires auraient pu encore améliorer ces estimations. Cependant ces contraintes ne sont pas toujours représentatives du vieillissement réel de ces composants. Il est donc intéressant d'étudier si la capacité présente la même cinétique de dégradation lorsque les condensateurs sont soumis à des contraintes qui se rapprochent de celles rencontrées lors d'un fonctionnement réel.

3.4 Vieillissement accéléré à fort courant

Lors de leur fonctionnement réel, les condensateurs sont généralement soumis à des gradients de température en raison des contraintes électriques appliquées. Étant donné que les essais de vieillissement calendaires classiques ne reflètent pas ces conditions réelles de vieillissement, nous proposons dans cette partie un banc d'essai, dont le but est d'imposer de fortes ondulations de courant seules ou en combinaison avec une tension continue aux bornes de ces composants. De cette façon, on est en mesure de reproduire, d'une manière plus représentative, le vieillissement de ces composants et ainsi de faire une analyse comparative avec les essais de vieillissement traditionnels par « floating ».

3.4.1 Auto-échauffement des condensateurs films

Les condensateurs étudiés sont utilisés en tant qu'élément de filtrage placés en entrée d'un onduleur suite à un redressement de la tension d'un générateur triphasé (cf. Figure 3.14). Ils peuvent donc subir des ondulations de courants relativement élevées. La fréquence du fondamental des grandeurs électriques en sortie d'un redresseur triphasé de 300 Hz et la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de 10 kHz vont créer des harmoniques à travers les condensateurs du bus DC et provoquer leurs dégradations [35]. L'aptitude d'un condensateur à supporter un courant *RMS* dépend de la fréquence du signal électrique appliqué et de leur faculté à évacuer l'énergie thermique produite. La puissance générée par le condensateur doit être maintenue en dessous de la puissance qui peut être dissipée par la surface d'échange disponible sous peine de majorer l'auto-échauffement et ainsi dégrader le composant par emballement thermique.

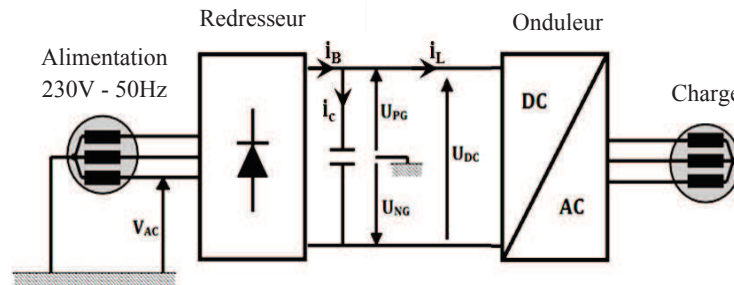


Figure 3.14 Condensateurs films utilisés en tant qu'éléments de filtrage dans un convertisseur statique d'énergie

La puissance maximale que peut dissiper un condensateur sans dégradation dépend donc de ses propriétés d'évacuation de la chaleur. En considérant T_a la température de l'air ambiant entourant le condensateur, T_b la température de son boîtier sera donnée par l'équation ci-dessous :

$$T_b = T_a + \Delta T \quad (3.24)$$

où ΔT est l'auto-échauffement. Il dépend de la résistance équivalente série (*ESR*) du composant, du courant efficace le traversant et de la résistance thermique entre le boîtier et le milieu ambiant comme indiqué par la relation ci-dessous :

$$\Delta T = \frac{ESR.I^2}{HS} \quad (3.25)$$

H est le coefficient de transfert thermique par unité de surface, et S la surface externe d'échange de la chaleur entre le condensateur et l'air ambiant.

Etant donné que l' ESR est dépendante de la température et de la fréquence, ΔT est donc spécifiée pour une fréquence, une température, une géométrie et un courant efficace.

3.4.2 Répartition de la température dans les condensateurs films

Bien que ce soit la température T_b du boîtier du composant qui est mesurée (facile d'accès et non intrusive), c'est la température T_c du cœur du condensateur qui détermine réellement sa durée de vie. Ainsi pour remonter à la température T_c , des simulations thermiques de ces composants ont été réalisées par l'intermédiaire du logiciel Flux 2D. Ces simulations nous ont permis d'avoir une idée claire de la répartition de la température à l'intérieur de nos composants, et de contrôler, par mesure de la température du boîtier, la température du cœur du composant.

3.4.2.1 Homogénéisation du bobinage

La méthode employée, pour déterminer la répartition de la température, consiste à homogénéiser les paramètres microscopiques pour une structure macroscopique qui décrit le comportement des éléments constitutifs du condensateur [36]. On considère ainsi le bobinage du condensateur comme un matériau homogénéisé possédant une conductivité thermique et une conductivité électrique. Ces caractéristiques, généralement anisotropes, reflètent les propriétés du polymère et de la métallisation sans leur être toutefois identiques. Cette technique permet de déduire les coefficients de conduction du matériau homogénéisé et les coefficients de convection et de rayonnement associés à une géométrie et un environnement bien déterminés.

Le transfert de chaleur dans le bobinage d'un condensateur à films polymère métallisés dépend de la conductivité thermique de l'ensemble du film diélectrique (PP ou PET) et de la métallisation ainsi que de la géométrie du bobinage. Vu l'alternance entre polymère et métal dans un échantillon de la bobine, la conductivité thermique macroscopique est une grandeur tensorielle. Un flux de chaleur orienté parallèlement à l'axe de révolution du condensateur, et donc suivant la largeur du film, circulera facilement d'un schoopage à l'autre dans les couches de métallisation de conductivité thermique élevée. En revanche, la chaleur radiale transmise suivant l'axe e_r (cf. *Figure 3.15*) traversera principalement des épaisseurs de polymère à résistance thermique élevée.

3.4.2.2 Calcul des conductivités thermiques [37]

Pour calculer la conductivité thermique macroscopique de la bobine, nous avons pris comme échantillon l'élément du bobinage présenté dans la *Figure 3.15*. Cet élément est formé d'un seul film polymère métallisé.

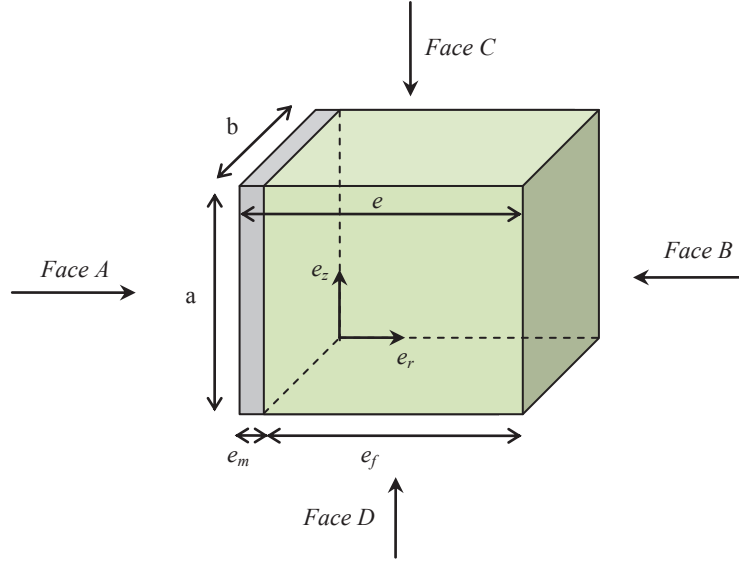


Figure 3.15 Éléments constitutifs d'une seule couche du bobinage des condensateurs métallisés

La résistance thermique de l'élément de la bobine entre les faces A et B est donné par :

$$R_{AB} = \frac{1}{\lambda_f} \frac{e_f}{a \cdot b} + \frac{1}{\lambda_m} \frac{e_m}{a \cdot b} \quad (3.26)$$

où λ_f , λ_m , e_f et e_m représentent respectivement la conductivité thermique du film polymère, la conductivité thermique du métal, l'épaisseur du film et celle du métal. La conductivité thermique suivant l'axe e_r est alors :

$$\lambda_r = \frac{1}{R_{AB}} \frac{e}{a \cdot b} = \frac{e}{\frac{e_f}{\lambda_f} + \frac{e_m}{\lambda_m}} \quad (3.27)$$

a et b représentant les longueurs des côtés de l'échantillon.

Comme l'épaisseur de la métallisation est très petite comparée à l'épaisseur e du film et que la conductivité du métal est très grande devant celle du polymère :

$$e_m \ll e \text{ et } \lambda_m \gg \lambda_f \quad (3.28)$$

Nous déduisons que la conductivité radiale du bobinage est proche de celle du polymère seul :

$$\lambda_r \approx \lambda_f \quad (3.29)$$

La résistance thermique du même élément du bobinage, prise maintenant entre les faces C et D, est donnée par :

$$R_{CD} = \left[\lambda_f \frac{e_f \cdot b}{a} + \lambda_m \frac{e_m \cdot b}{a} \right]^{-1} \quad (3.30)$$

La conductivité thermique suivant l'axe e_z (cf. *Figure 3.15*) est donc :

$$\lambda_z = \frac{I}{R_{CD}} \frac{a}{b \cdot e} = \frac{e_f \lambda_f + e_m \lambda_m}{e_f + e_m} = \lambda_f + \frac{e_m}{e_f} \lambda_m \quad (3.31)$$

3.4.2.3 Simulation sous Flux 2D

Les simulations thermiques sous Flux2D ont été réalisées pour une section transversale des condensateurs comme illustrées sur les *Figure 3.16* et *Figure 3.17*. Les paramètres d'entrée pour la simulation étant les dimensions géométriques des composants, les coefficients de conduction radiale (λ_r) relatifs à chaque type de diélectrique, et le coefficient de convection lorsque nos composants sont entourés d'un air ambiant de 25°C. Nous faisons l'hypothèse simplificatrice que la puissance dissipée est considérée comme uniformément répartie dans le bobinage. Dans la réalité des légères hétérogénéités existent compte tenu des courants de Foucault [38].

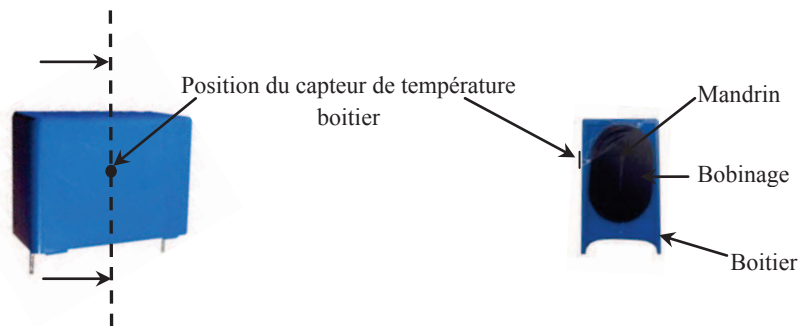


Figure 3.16 Coupe transversale d'un condensateur MPPF 1µF-630V

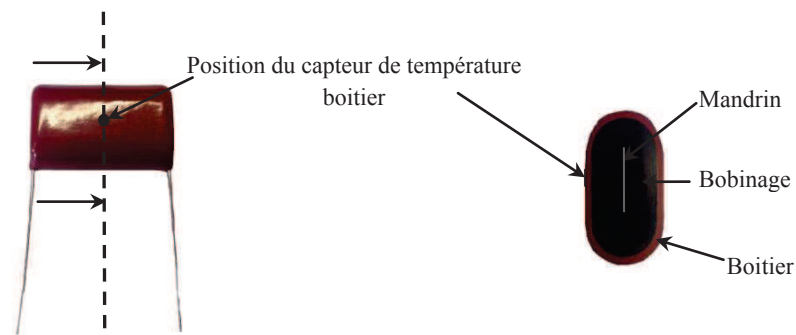


Figure 3.17 Coupe transversale d'un condensateur MPETF 1µF-630V

Les résultats des simulations sont présentés sur la *Figure 3.18*.

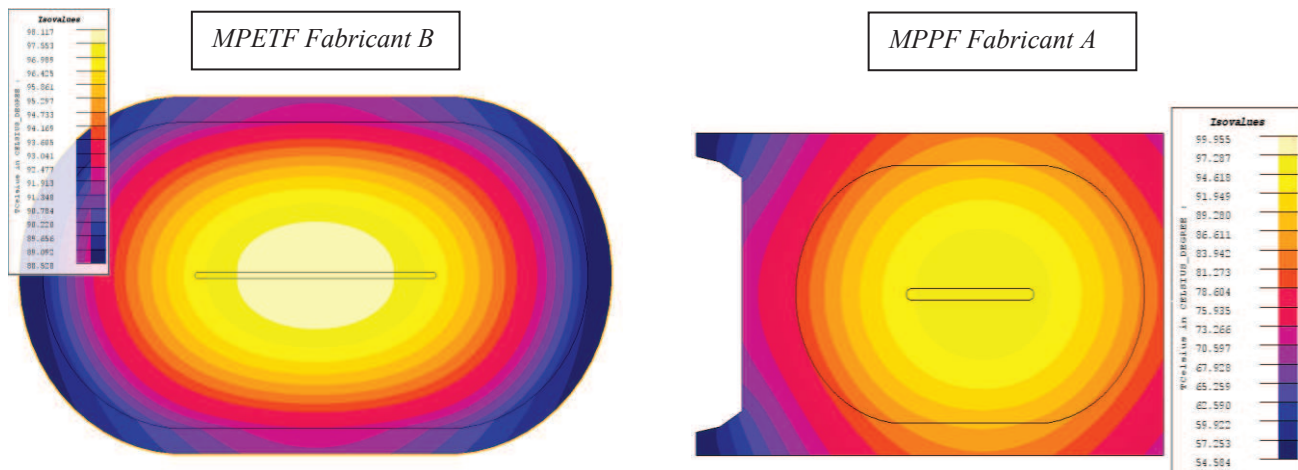


Figure 3.18 Répartition de la température à l'intérieur des condensateurs à films métallisés (1µF-630V)

Comme illustré sur la *Figure 3.18*, les simulations montrent les gradients de température auxquels sont soumis nos condensateurs. La différence entre la température du cœur et celle du boîtier peut varier de 14 °C pour le condensateur simulé *MPPF 1µF-630V*, et de 8°C pour les condensateurs simulé *MPETF 1µF-630V*. Ces différences sont principalement dues aux différentes conductivités thermiques des films diélectriques les constituant (*cf. Tableau 3.8*).

	<i>PP</i>	<i>PET</i>
Conductivité thermique ($\text{Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$)	0.25	0.32

Tableau 3.8 Conductivités thermiques du Polypropylène (PP) et du polyéthylène téréphtalate (PET)

Nous avons utilisé ces informations pour la réalisation du banc de vieillissement, et c'est sur ces données que nos algorithmes de régulations de courant ont été basés. L'objectif principal est de comparer deux types d'essais de vieillissements (calendaire et par ondulation de courant) lorsque la température du cœur des composants est maintenue à 100°C. Ainsi, on est en mesure de pouvoir estimer l'influence de l'ondulation de courant sur les mécanismes de dégradation.

3.4.3 Présentation du banc de test

Afin de comparer les deux types de vieillissement, nous avons mis au point un banc de vieillissement accéléré permettant de reproduire des contraintes thermiques représentatives d'un vieillissement réel. La fréquence et l'amplitude des contraintes électriques ont été soigneusement choisies et seront justifiées dans la suite du manuscrit. Une attention particulière a été également consacrée à l'aspect dimensionnement des différents éléments constituant le banc d'essai. Celui-ci est constitué par un onduleur à résonance série, un transformateur à point milieu et les condensateurs à tester. Le schéma bloc du banc de vieillissement est donné par la *Figure 3.19*. Ce dernier donne l'architecture du circuit de vieillissement de deux condensateurs seulement. Dans les faits, 14 composants sont vieillis simultanément et donc nous avons reproduit 7 fois le schéma présenté. Il reste à noter que la source de tension VDC1 alimente en fait les 7 onduleurs à résonance en série.

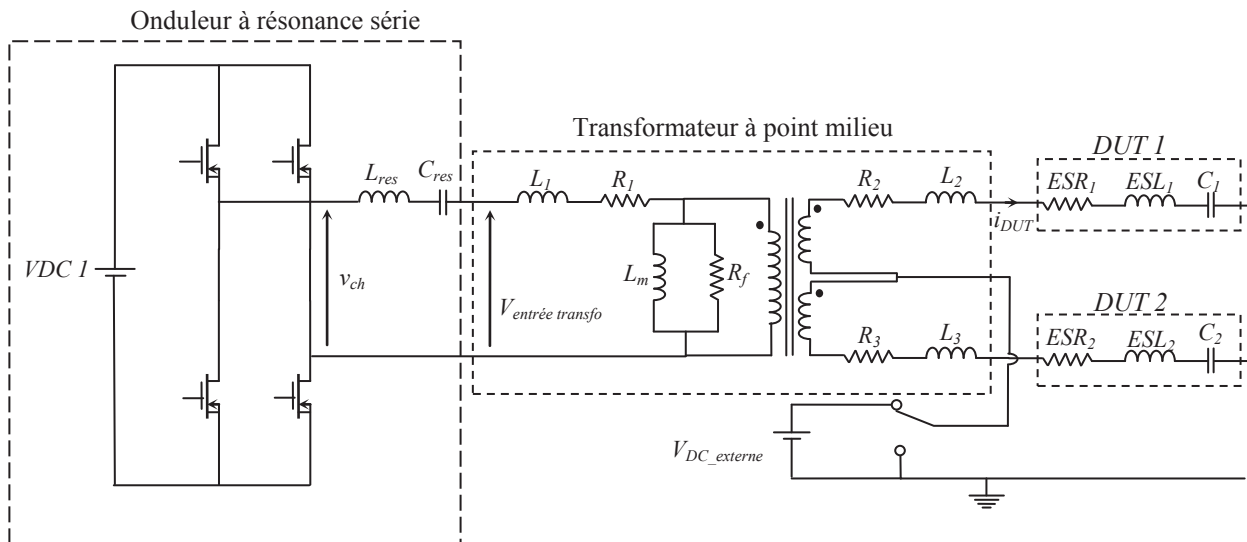


Figure 3.19 Schéma bloc du banc dédié au vieillissement accéléré des condensateurs films métallisés

3.4.3.1 Transformateur à point milieu

Comme mentionné précédemment, étant donné que la fréquence de commutation de l'onduleur de la *Figure 3.14* est égale à 10 kHz , nous considérons, pour nos tests, que les courants harmoniques prédominants dans les condensateurs sont ceux de la fréquence de commutation de l'onduleur. En se basant sur l'expression de l'équation (3.25), les transformateurs à points milieux ont été dimensionnés de sorte qu'ils soient en mesure de livrer une ondulation de courant suffisamment élevée pour induire un auto-échauffement d'environ 75 °C au sein des condensateurs à la fréquence de 10 kHz . La température ambiante T_a est maintenue et contrôlée à 25 °C donnant lieu à une température T_c de 100 °C aux cœurs de nos composants. Un transformateur à point milieu a été choisi volontairement pour remplir deux objectifs principaux. D'une part, il permet de soumettre simultanément deux condensateurs présentant les mêmes caractéristiques électriques aux mêmes contraintes électriques, et ainsi d'effectuer deux essais de vieillissement avec un seul onduleur. D'autre part, lorsque le point milieu du transformateur est relié à la masse, les condensateurs sous test (*DUT*) sont uniquement soumis à une ondulation de courant, alors que lorsqu'il est connecté à une alimentation continue externe $V_{DC_externe}$ les condensateurs sont soumis à la combinaison d'une ondulation de courant et d'une tension continue.

Cependant, en raison des contraintes appliquées, l'impédance des condensateurs va évoluer avec le temps de vieillissement. Afin de maintenir les mêmes contraintes électriques au cours de l'essai, un algorithme de régulation du courant a été intégré dans le système. Il rétroagit en permanence sur le déphasage de l'onduleur assurant ainsi une température T_c de 100 °C au cœur des composants.

3.4.3.2 Onduleur à résonance série

Afin de concevoir un système avec les propriétés désirées, un onduleur à résonance série a été utilisé. Le circuit comprend une alimentation $VDC1$, un onduleur en pont complet et un circuit résonnant (L_{res}, C_{res}). Le principe de base consiste à alimenter la charge, vu

depuis la sortie de l'onduleur, avec une tension alternative carrée. Lorsque l'onduleur commute à la fréquence de résonance de la charge, l'impédance totale du circuit devient purement résistif. Le courant est alors maximal et en phase avec la tension à ses bornes. La charge correspondante est constituée des éléments de circuit résonant (L_{res} , C_{res}), d'un transformateur à point milieu et des condensateurs sous test. Les éléments L_{res} et C_{res} sont utilisés comme moyens de réglage pour atteindre la résonance. La *Figure 3.20* représente le schéma équivalent du banc d'essai, où R_{eq} , L_{eq} et C_{eq} sont respectivement la résistance, l'inductance et la capacitance équivalentes de la charge vues par l'onduleur.

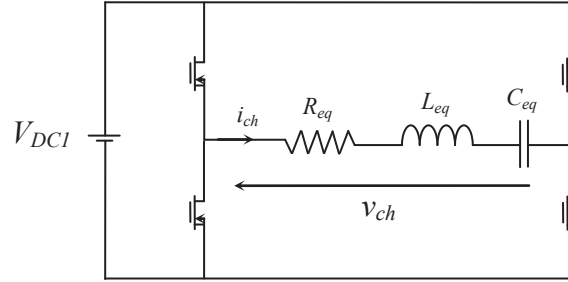


Figure 3.20 Circuit électrique équivalent du banc d'essai mono-onduleur

Le fonctionnement des convertisseurs à résonance série est directement lié à la fréquence de commutation du convertisseur côté primaire et au circuit résonnant $R_{eq}L_{eq}C_{eq}$, définissant des paramètres importants tels que le coefficient d'amortissement z , la fréquence de résonance f_0 , et la pseudo fréquence f_{pp} .

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \quad (3.32)$$

$$z = \frac{R_{eq}}{2} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{eq}}} \quad (3.33)$$

$$f_{pp} = f_0 \sqrt{1 - z^2} \quad (3.34)$$

Pour atteindre la résonance, l'objectif consiste donc à ajuster les paramètres du circuit $R_{eq}L_{eq}C_{eq}$ de sorte que la relation (3.35) soit vérifiée :

$$f_{pp} \approx f_0 \approx f_s \approx 10kHz \quad (3.35)$$

Comme mentionné précédemment, le circuit $R_{eq}L_{eq}C_{eq}$ est à sa fréquence de résonance f_0 lorsque la puissance active moyenne fournie par le générateur pour une tension donnée est maximale, dans ce cas, la réactance de l'impédance de la charge totale devient nulle. L'objectif est de définir les valeurs des composants L_{res} - C_{res} résonants de sorte que la résonance puisse se produire. Pour faciliter cette opération, nous proposons de remplacer le transformateur et les condensateurs sous test par une impédance équivalente totale Z_{tot} comme décrit sur la *Figure 3.21*.

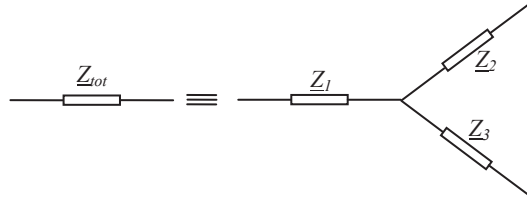


Figure 3.21 Impédance équivalente d'un transformateur point milieu avec celle d'un DUT

$\underline{Z}_1$ représente l'impédance équivalente de l'enroulement primaire du transformateur à point milieu, alors que $\underline{Z}_2$ et $\underline{Z}_3$ représentent les impédances équivalentes ramenées au primaire des enroulements secondaires en combinaison avec les circuits équivalents des dispositifs sous test.

En identifiant $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$ et $\underline{Z}_3$ et en considérant les *Figure 3.20* et *Figure 3.21*, nous obtenons :

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jL_1\omega + \left(\frac{jL_m\omega R_f}{jL_m\omega + R_f} \right) \quad (3.36)$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{(ESR_1 + R_2) + j(L_2\omega + ESL_1\omega - \frac{1}{C_1\omega})}{m_{12}^2} \quad (3.37)$$

$$\underline{Z}_3 = \frac{(ESR_2 + R_3) + j(L_3\omega + ESL_2\omega - \frac{1}{C_2\omega})}{m_{13}^2} \quad (3.38)$$

où m_{12} et m_{13} sont respectivement les rapports de transformation des enroulements du transformateur à point milieu.

A partir des équations (3.36) à (3.38), $\underline{Z}_{tot}$ peut être déduite :

$$\underline{Z}_{tot} = R_1 + jL_1\omega + \frac{\left(\frac{\underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \right) \cdot \left(\frac{jL_m\omega R_f}{jL_m\omega + R_f} \right)}{\left(\frac{\underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \right) + \left(\frac{jL_m\omega R_f}{jL_m\omega + R_f} \right)} \quad (3.39)$$

Une fois l'impédance $\underline{Z}_{tot}$ calculée, et en fixant C_{res} , nous pouvons en déduire L_{res} à la résonance en tenant compte de l'équation ci-dessous :

$$\text{Im}(R_{eq}L_{eq}C_{eq}) = (L_{eq}\omega - \frac{1}{C_{eq}\omega}) = (L_{res}\omega - \frac{1}{C_{res}\omega}) + \text{Im}(\underline{Z}_{tot}) = 0 \quad (3.40)$$

où $\text{Im}(\underline{Z}_{tot})$ et $\text{Im}(R_{eq}L_{eq}C_{eq})$ représentent respectivement la réactance de $\underline{Z}_{tot}$ et du circuit équivalent $R_{eq}L_{eq}C_{eq}$.

Le *Tableau 3.9* illustre la valeur de L_{res} identifiée pour une série de deux condensateurs $1\mu F$ - $630V$ testés lorsque C_{res} est fixé à $40\mu F$ ($C_{res} \gg C_1$). La tension mesurée au primaire du transformateur à point milieu ainsi que le courant traversant les composants sous test et la tension aux bornes de la charge v_{ch} (cf. mesures sur la *Figure 3.19*) sont représentés sur la *Figure 3.22* lorsque l'onduleur est alimenté par une tension continue de $10 VDC$.

Paramètres	Valeur	Paramètres	Valeur
$ESR_1 (m\Omega)$	19.7	$R_2 (m\Omega)$	28.5
$ESL_1 (nH)$	10.9	$L_2 (\mu H)$	0.98
$C_1 (\mu F)$	1.01	$R_3 (m\Omega)$	28.5
$ESR_2 (m\Omega)$	19.2	$L_3 (nH)$	0.98
$ESL_2 (nH)$	11	$R_l (m\Omega)$	223
$C_2 (\mu F)$	1.03	$L_l (\mu H)$	62.2
m_{12}	0.186	$R_f (M\Omega)$	0.5
m_{13}	0.186	$L_m (mH)$	32.6
$C_{res} (\mu F)$	40	$L_{res} (mH)$	3.7

Tableau 3.9 Valeurs des paramètres électriques d'un banc de test

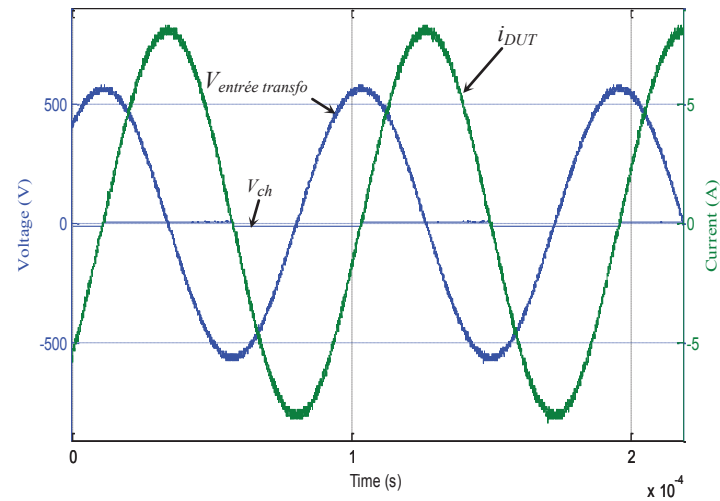


Figure 3.22 Mesures des tensions en entrée du transformateur ($V_{\text{entrée transfo}}$), aux bornes de la charge (v_{ch}) ainsi que le courant traversant les condensateurs sous test (i_{DUT}) MPETF 1 μ F-630V fabricant A

Le banc de vieillissement réalisé est montré sur la *Figure 3.23*.

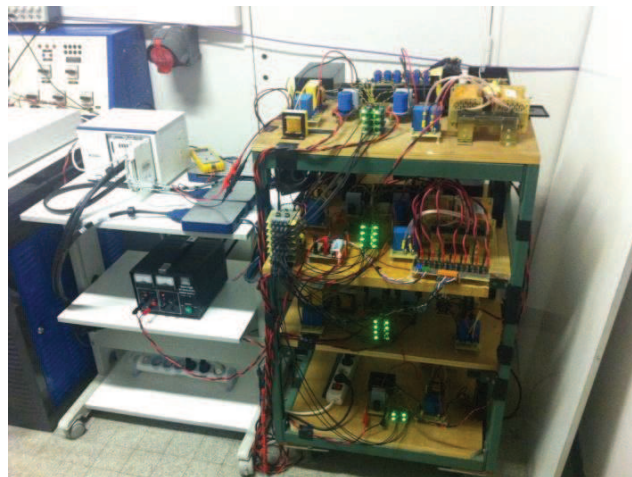


Figure 3.23 Banc d'essai de vieillissement accéléré à fort courant

Le tableau ci-dessous donne les courants et tensions appliqués aux bornes des condensateurs afin d'avoir un échauffement de 100 °C au cœur du composant.

Condensateur	Caractéristiques	Fabricant	Courant RMS (A)	Tension RMS (V)
MPETF	0.68μF-630V	A	3	70
MPETF	0.68μF-630V	B	2	45
MPPF	0.68μF-630V	A	9	210
MPETF	1μF-630V	A	3	47
MPETF	1μF-630V	B	2.7	40
MPPF	1μF-630V	A	7	110
MPETF	15μF-400V	C	12	12

Tableau 3.10 Courants et tensions appliqués aux bornes des différents condensateurs lors de l'essai ondulation de courant

Ces essais nous permettent d'étudier l'impact de l'ondulation de courant seule (OS), et de comparer les dégradations des condensateurs films à celles obtenues lors d'un vieillissement calendaire $VS_{100^{\circ}C-1.1-UN}$.

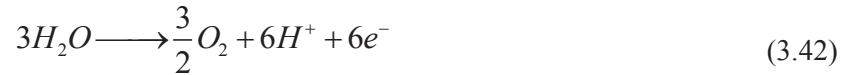
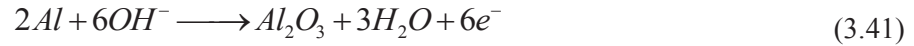
3.4.3.3 Effet des ondulations de courant

Les fortes ondulations de courant et tension combinées avec la minceur de la métallisation engendrent la dégradation de cette dernière par corrosion électrochimique. La corrosion électrochimique est caractéristique des condensateurs films métallisés à l'aluminium qui se manifeste par une démétallisation de l'aluminium sous forme de cercles transparents. L'aluminium est converti en alumine Al_2O_3 alors que le diélectrique reste intact. Le nombre de tâche dépend de l'homogénéité de la surface du polymère, de l'épaisseur et de la qualité de la métallisation ainsi que de la nature de l'imprégnant employé. Des essais ont montré [22] que ces tâches sont liées à la transformation d'aluminium en Al_2O_3 .

Le processus de corrosion implique la migration de l'oxygène et/ou de l'humidité du polymère vers l'interface polymère/métallisation. Le polymère demeurant intact joue donc le rôle de transporteur de l'oxygène et/ou de l'humidité. L'implication de la nature du polymère dans ces phénomènes est incertaine. Mais selon [39], le problème dépend fortement de la perméabilité du polymère à l'oxygène et à l'humidité et surtout de la qualité de l'interface polymère/électrode où des bulles d'air à l'échelle microscopique viennent se poser.

La corrosion électrochimique nécessite l'application d'une tension alternative ainsi qu'une concentration du champ électrique. Cette dernière condition est remplie par une simple irrégularité de la surface de métallisation. Ces irrégularités sont généralement causées par des fibrilles saillantes du polymère à travers la couche de métal ou par de la poussière ou des irrégularités dans la métallisation.

La réaction chimique impliquée nécessite une séquence de polarités positives et négatives au niveau de l'irrégularité. Compte tenu de l'humidité, les produits formés (Al_2O_3) au cours de l'alternance positive ne sont pas complètement restaurés durant l'alternance négative. Les équations régissant ce phénomène sont :



Deux conditions sont nécessaires pour le développement et l'extension de la corrosion électrochimique :

- un champ électrique doit être maintenu concentré sur une zone démetallisée,
- la présence d'humidité.

La corrosion augmente avec la température, la tension alternative appliquée et la fréquence. Une tension continue, équivalente à la valeur crête de la tension alternative, ne peut ni initier ni assister la réaction de corrosion.

La perte de capacité augmente avec la rugosité de la surface de la face du film métallisé.

Pour limiter le développement de la corrosion électrochimique, les fabricants peuvent déposer du zinc sur la couche d'aluminium car celui-ci n'est pas atteint par la corrosion électrochimique.

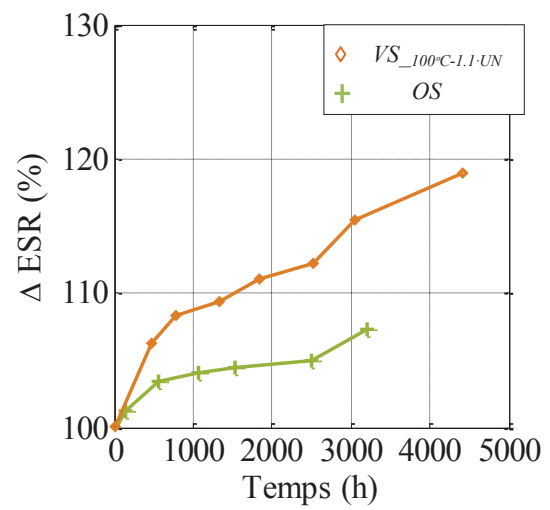
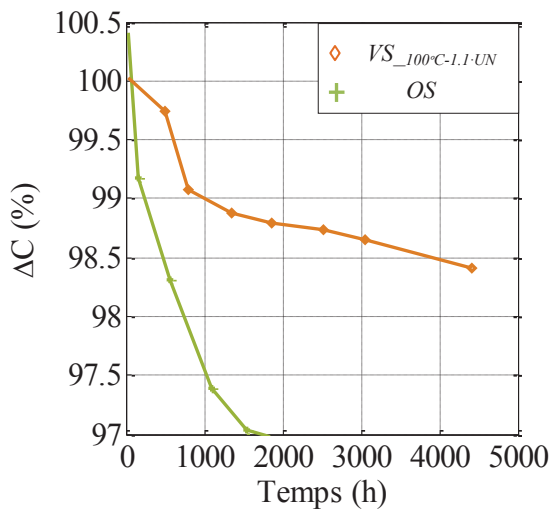
3.4.3.4 Résultats expérimentaux

Les *Figure 3.24* et *Figure 3.25* montrent l'effet de l'ondulation de courant sur les paramètres *C* et *ESR* en comparaison avec le vieillissement calendaire $VS_{100^\circ C-1.1 \cdot UN}$. Etant donné que les tensions appliquées sont faibles (*cf. Tableau 3.10*) par rapport aux valeurs nominales fixées par le fabricant, il est admis que les phénomènes d'auto-cicatrisation ne sont pas impliqués dans le vieillissement lors de cet essai.

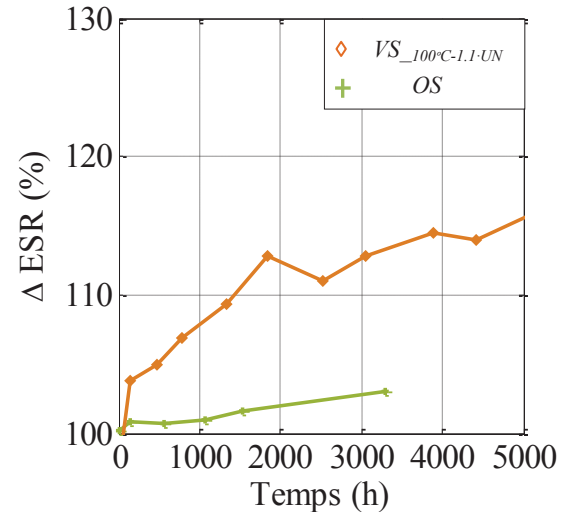
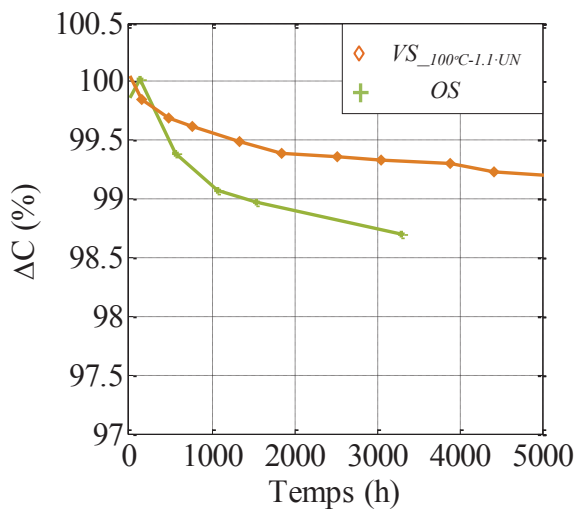
Evolution de C en fonction du temps

Evolution de l'ESR en fonction du temps

MPETF 0.68 μ F-630V Fabricant A



MPETF 0.68 μ F-630V Fabricant B



MPPF 0.68 μ F-630V Fabricant A

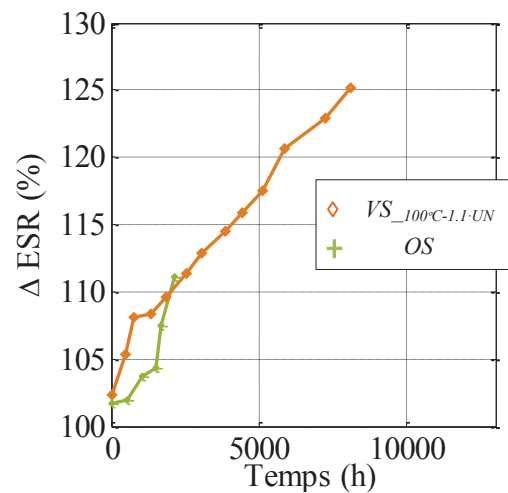
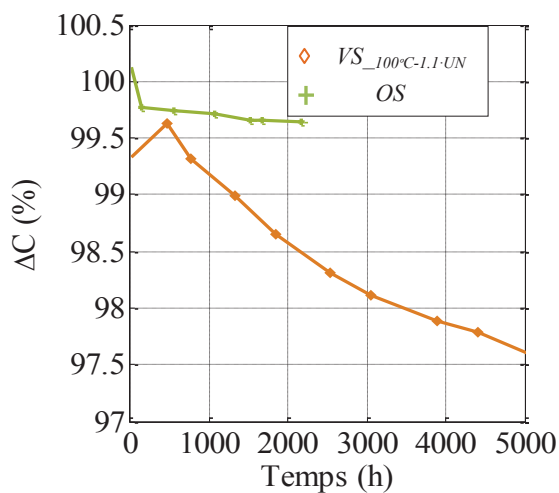


Figure 3.24 Comparaison entre les essais de vieillissements calendaires $VS_{100^{\circ}C-1.1-UN}$ et le vieillissement par ondulation de courant pour les condensateurs films 0.68 μ F-630V

Evolution de C en fonction du temps

Evolution de l'ESR en fonction du temps

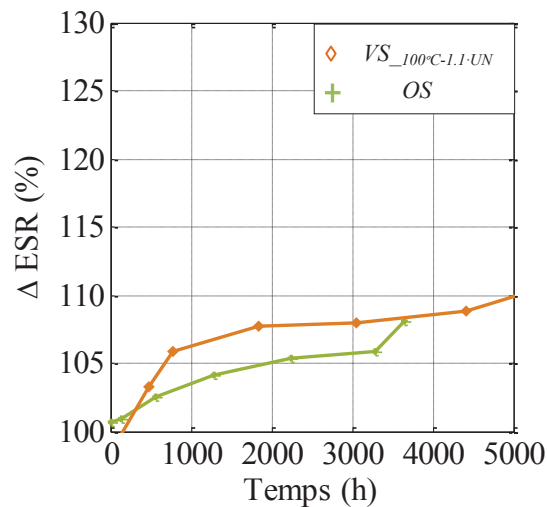
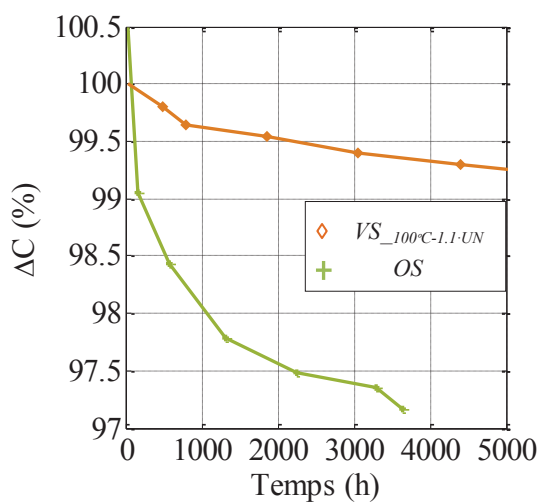
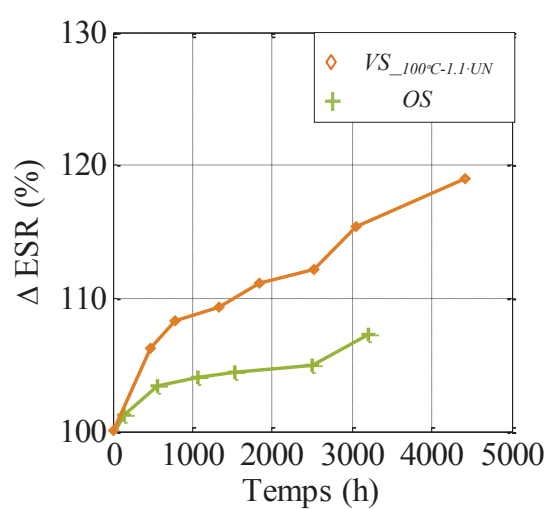
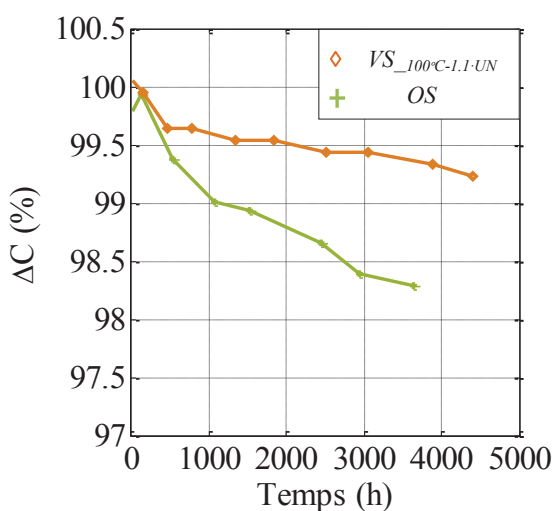
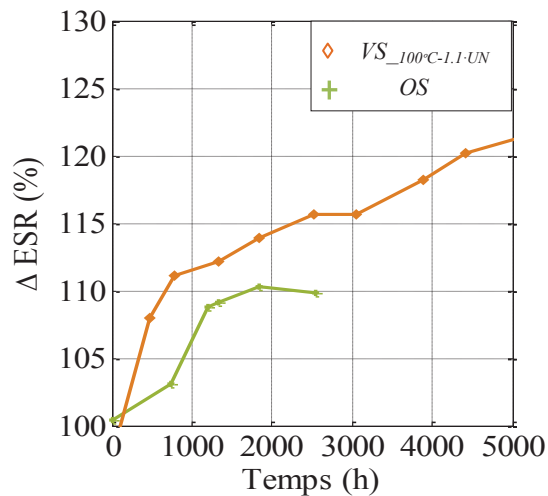
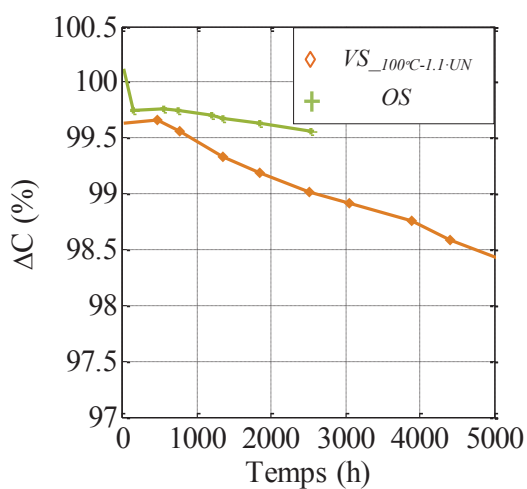
MPETF 1 μ F-630V Fabricant AMPETF 1 μ F-630V Fabricant BMPPF 1 μ F-630V Fabricant A

Figure 3.25 Comparaison entre les essais de vieillissements calendaires $VS_{100^{\circ}C-1.1-UN}$ et le vieillissement par ondulation de courant pour les condensateurs films 1 μ F-630V

L'application d'une ondulation de courant a bien mis en évidence l'implication des films diélectriques dans l'oxydation de la métallisation. En effet, comme on peut le remarquer sur les figures ci-dessus, les condensateurs *MPPF* sont moins affectés par les ondulations de courants que les condensateurs *MPETF*. Cette différence peut être reliée à la structure chimique du film employé. Etant donné que le PP est hydrophobe en raison des liaisons pendantes CH_2 et CH_3 , il est donc admis que l'oxydation de la métallisation est due à la présence des impuretés dans l'interface électrode-diélectrique, qui malgré les traitements effectués lors du processus de fabrication peuvent persister. Par ailleurs, le PET, appartenant à la famille des polymères hydrophile, présente une très faible immunité contre l'humidité. Il joue donc, entre autre, le rôle de transporteur d'humidité de l'environnement extérieur vers les électrodes et cause leur corrosion. La diminution de la capacité pour ce type de condensateur est donc plus accentuée en raison de la nature du diélectrique employé et de la qualité du contact entre diélectrique et métallisation.

La non ou très petite variation temporelle de l'*ESR* dans ce type d'essai met en évidence que la diminution de la capacité est liée à l'augmentation de l'épaisseur de l'interface électrode (métallisation) - diélectrique et non pas à une perte de surface. Au fur et à mesure que la surface d'oxyde augmente, la distance entre la métallisation et le diélectrique augmente, entraînant ainsi la diminution progressive de la capacité. En effet, l'oxydation de la métallisation initiée par l'incorporation de l'humidité sur la surface du métal (aluminium) représente un cas particulier de transition de phase qui implique non seulement le changement de propriété physique mais également un changement chimique permanent de la matière.

Les processus d'oxydation ont été activement étudiés dans la littérature et sont à présent relativement bien compris. La cinétique des couches d'oxyde suit approximativement une loi parabolique. Elle peut être décrite, au moins qualitativement, par la théorie de la cinétique d'oxydation de Wagner, dans lequel la diffusion à travers le film d'oxyde correspond à un processus à taux limitatif. Les travaux de Wagner montrent que le développement d'une couche d'oxyde à l'interface entre métal et gaz suit une cinétique en racine carrée du temps [40] :

$$\Delta x(t) = k \cdot \sqrt{t} \quad (3.44)$$

avec, $\Delta x(t)$ l'évolution de la couche d'oxyde en fonction du temps ; k la constante de croissance associée, caractéristique de chaque type de condensateur testé.

La constante k est donc reliée à la vitesse de diffusion du gaz à travers la couche d'oxyde. En effet, au fur et à mesure de l'avancement de la transformation, l'épaisseur de la couche d'oxyde augmente ce qui rallonge le temps de diffusion. Ainsi la cinétique de la réaction devient de plus en plus faible au cours du temps.

Pour essayer d'adapter le modèle de croissance de la couche d'oxyde, afin d'expliquer le vieillissement des condensateurs, nous nous sommes permis de subdiviser le condensateur en plusieurs condensateurs de capacités équivalents C_i placés en parallèles. On considère l'hypothèse qu'en cas de défaut, la surface de la métallisation d'un condensateur C_i correspond à celle de l' Al_2O_3 . La *Figure 3.26* illustre cette adaptation.

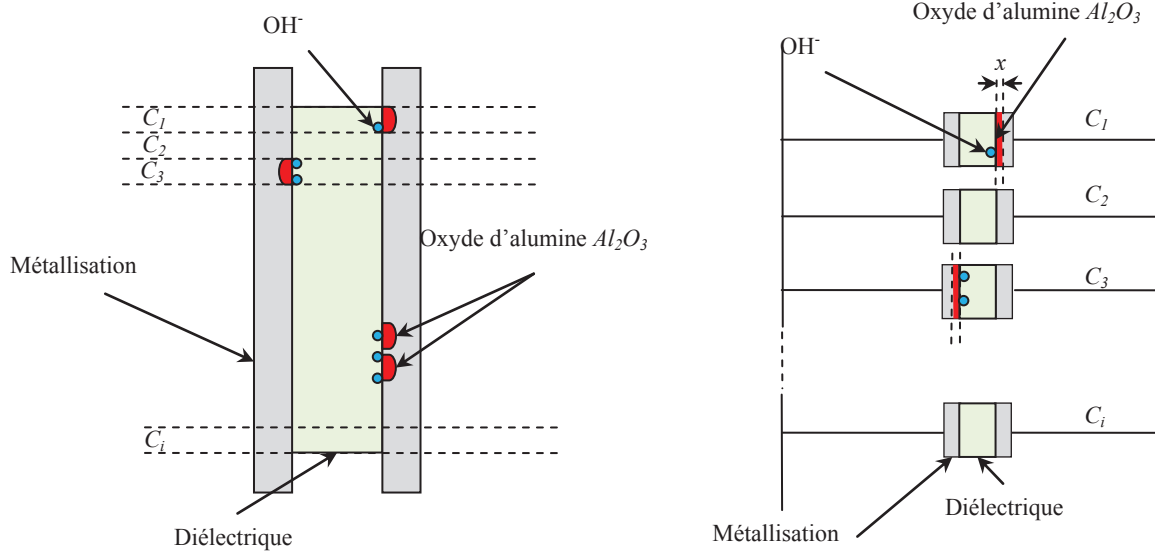


Figure 3.26 Comparaison de l'état de surface de la métallisation avant et après oxydation

En se basant sur ce raisonnement, la dégradation de la capacité suit donc l'expression illustrée par l'équation (3.45) :

$$\Delta C(\%) = \frac{C_0 - k \cdot \sqrt{t}}{C_0} \cdot 100 \quad (3.45)$$

avec FA, le pourcentage de perte de capacité au cours du temps.

Etant donné que la capacité est le seul paramètre fortement impacté par cet essai, on se limite à l'étude de la dégradation de C avec le temps. La *Figure 3.27* montre l'adéquation de la dégradation de la capacité basée sur l'équation (3.45) pour les condensateurs *MPPF* et *MPETF 1μF-630V*.

Evolution de C en fonction du temps

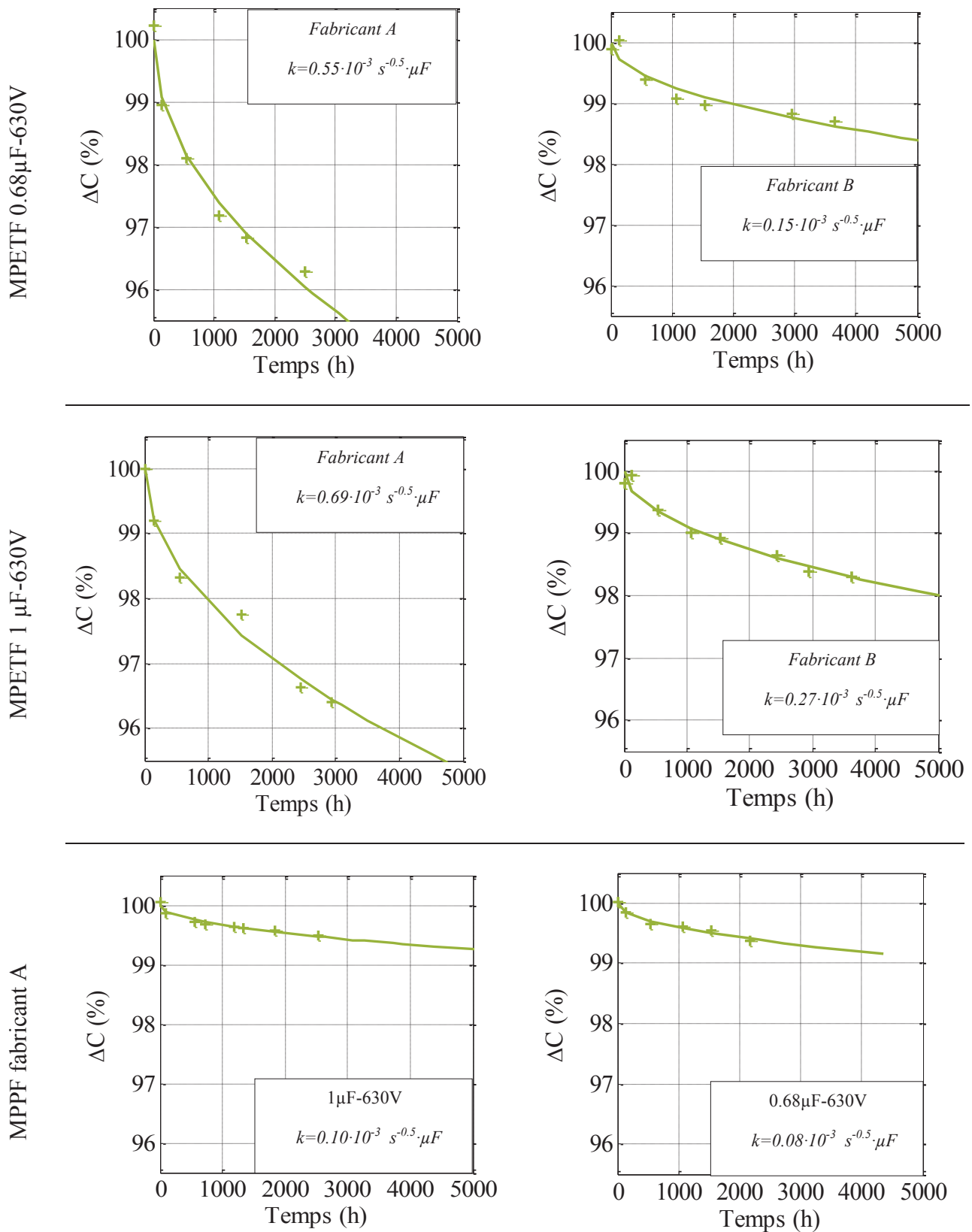


Figure 3.27 Dégénération de la capacité en fonction du temps et modèle associé à la croissance de la couche d'oxyde

L'effet de l'ondulation de courant sur l'oxydation de la métallisation est bien mis en évidence. Cet effet est moins apparent lors des essais de vieillissement calendaire où la présence des impuretés (oxygène) aux interfaces diélectrique/métallisation déclenche très souvent le phénomène d'auto-cicatrisation [41].

3.4.3.5 Effet d'une ondulation de courant superposée avec une tension DC

Lors de leur utilisation dans des applications de filtrage, les condensateurs sont soumis à diverses contraintes électriques tels que les tensions DC , des impulsions de courant et des harmoniques qui dégradent leurs performances.

Dans les paragraphes précédents, les effets des tensions et températures fixes ainsi que l'effet de l'ondulation de courant ont été étudiés séparément. Il a été démontré que ces contraintes n'induisent pas les mêmes mécanismes de dégradation que ce soit au niveau de la capacité C ou de l' ESR . Le but de cette partie est d'étudier l'impact d'une combinaison de contraintes électriques sur la dégradation des caractéristiques des condensateurs films.

3.4.3.5.1 Description de l'essai

Le choix des contraintes de cet essai combine à priori celles des essais de vieillissement par « floating » (VS) et par ondulations de courant (OS) précédemment réalisés. Le but est d'étudier l'effet combinatoire de ces deux vieillissements sur les performances des condensateurs à films polymère métallisés. Cet essai sera intitulé ' ODC ' dans la suite du manuscrit.

Afin de réaliser cet essai, les points milieux des transformateurs de la *Figure 3.19* sont dans ce cas reliés à une source de tension externe $V_{DC_externe}$.

Le choix du niveau de tension de $V_{DC_externe}$ est primordial pour pouvoir comparer les résultats des différents essais de vieillissement. Pour notre étude, les vieillissements $VS_{100^\circ C-1.1 \cdot UN}$ et OS ont été pris comme références. Deux conditions doivent donc être respectées :

- L'application de l'ondulation de courant doit créer un échauffement de $100^\circ C$ au cœur des composants sous test. A priori l'ondulation de courant appliquée est la même que celle utilisée dans l'essai OS .
- L'amplitude maximale de la tension ne doit pas dépasser la tension continue appliquée dans l'essai calendaire $VS_{100^\circ C-1.1 \cdot UN}$. La relation ci-dessous doit donc être satisfaite :

$$V_{DUT_max} = V_{VS_100^\circ C-1.1 \cdot UN} \leq V_{DC_externe} + V_{OS_max_100^\circ C} \quad (3.46)$$

où : V_{DUT_max} représente la tension maximal aux bornes des condensateurs sous test, $V_{VS_100^\circ C-1.1 \cdot UN}$ est la tension maximale du vieillissement calendaire $VS_{100^\circ C-1.1 \cdot UN}$, $V_{DC_externe}$ représente la tension DC de la source externe de l'essai ODC , et $V_{OS_max_100^\circ C}$ est la valeur maximale de l'ondulation de tension nécessaire pour créer un échauffement de $100^\circ C$ au cœur des condensateurs sous test.

La *Figure 3.28* résume les contraintes imposées.

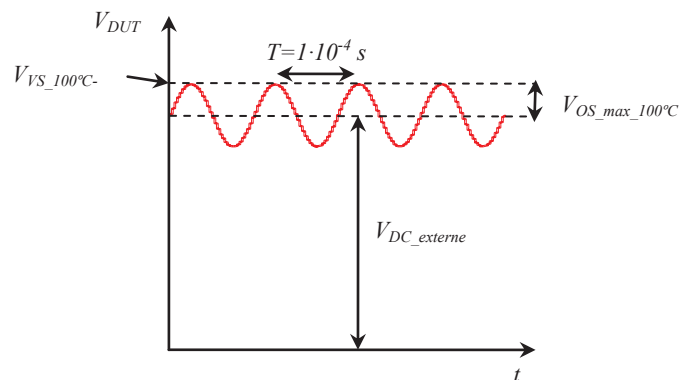


Figure 3.28 Profil de tension retenu pour le vieillissement par ondulation de courant combiné avec une tension DC

En raison de la grande disparité des amplitudes des ondulations de courant nécessaires pour l'échauffement des condensateurs à 100°C (cf. *Tableau 3.10*), l'ajout d'une tension DC commune à tous les composants aboutit à des contraintes différentes.

Une seule tension $V_{DC_externe}$ a été choisie et fixée à 400V pour notre étude afin de limiter le besoin en source de tension. Bien que ce choix ne nous permet pas de comparer finement les résultats de l'essai ODC avec le vieillissement calendaire $V_{S_100°C-1.1UN}$, il reste intéressant puisqu'il permet l'étude du comportement des condensateurs lorsque V_{DUT} est inférieure ou proche de la tension nominale des composants.

Les tensions appliquées aux bornes de nos composants sous test (V_{DUT}) sont résumées dans le *Tableau 3.11*.

Condensateur	Caractéristiques	Fabricant	V_{DUT} (V)	$V_{VS_100°C-1.1UN}$ (V)
MPETF	0.68μF-630V	A	500	693
MPETF	0.68μF-630V	B	463	693
MPPF	0.68μF-630V	A	696	693
MPETF	1μF-630V	A	466	693
MPETF	1μF-630V	B	456	693
MPPF	1μF-630V	A	555	693
MPETF	15μF-400V	C	417	440

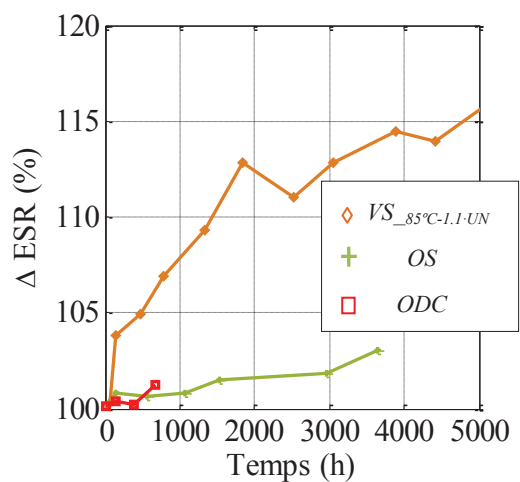
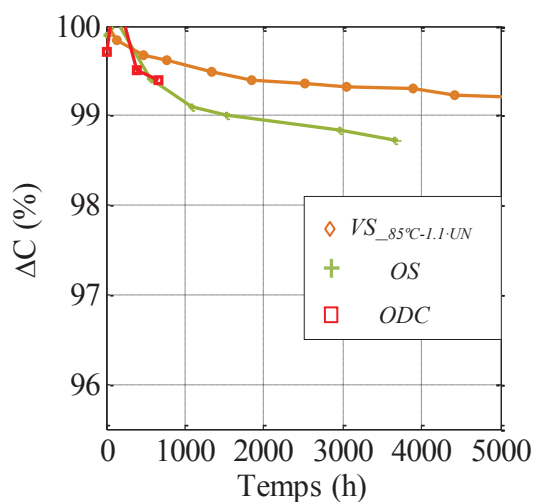
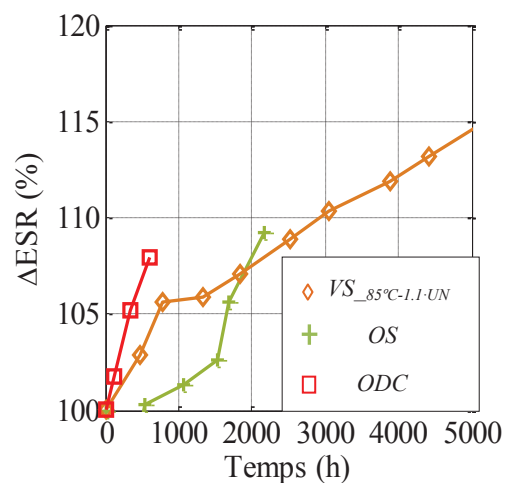
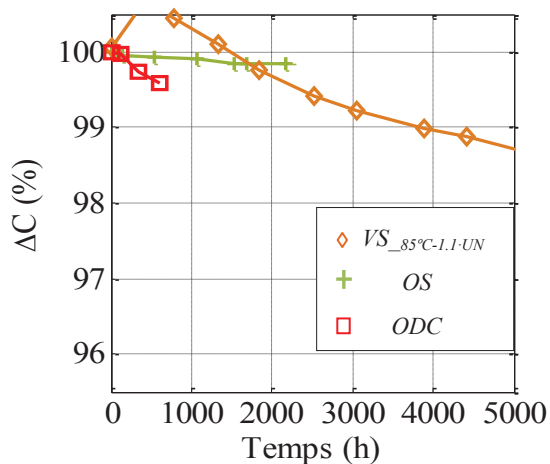
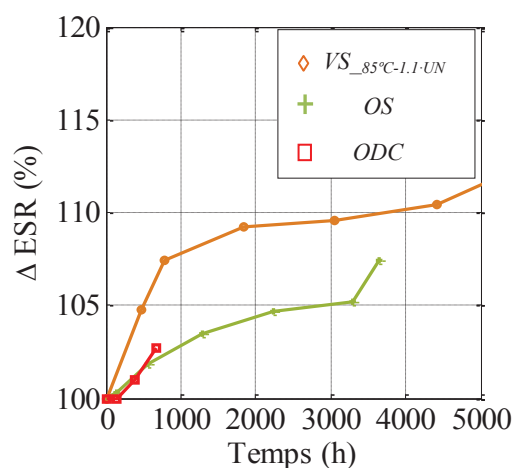
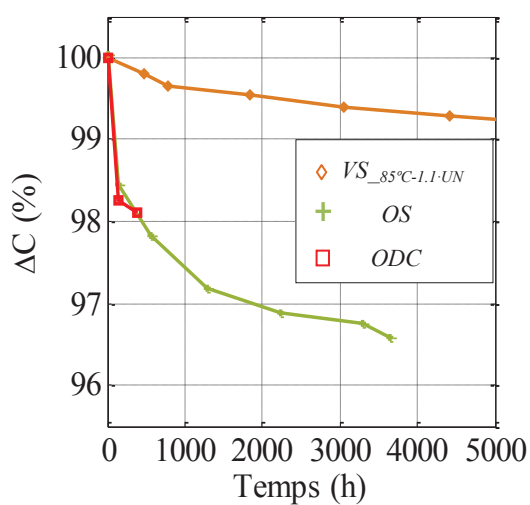
Tableau 3.11 Valeurs des tensions appliquées aux bornes des condensateurs V_{DUT} lors de l'essai ODC

3.4.3.5.2 Résultats expérimentaux préliminaires

Les courbes d'évolution de la capacité C et de l' ESR pour une série de condensateur sont illustrées sur la *Figure 3.29*. Etant donné que les vieillissements ODC n'ont pas pu démarrer avant la fin du vieillissement par OS, les résultats mentionnés resteront des résultats préliminaires vu que seulement ~700 heures de vieillissement se sont écoulées depuis leur lancement.

Evolution de C en fonction du temps

Evolution de l'ESR en fonction du temps

MPETF 0.68 μ F-630V fabricant BMPPF 0.68 μ F-630V fabricant AMPETF 1 μ F-630V fabricant AFigure 3.29 Variation des paramètres électriques ESR et C pour les vieillissements $VS_{100^\circ\text{C}-1.1-\text{UN}}$, OS et ODC

Il est clair que la superposition d'une ondulation de tension avec une tension DC affecte significativement les paramètres électriques du composant. C'est la valeur maximale de la tension qui détermine la cinétique de dégradation du composant. Cela est justifié par le fait que les condensateurs où les tensions maximales ne dépassent pas $VS_{100^{\circ}C-1,1 \cdot UN}$ ou même restent inférieures à leur tension nominale, la probabilité d'avoir une rupture au niveau du diélectrique est très faible. Pour la majorité des composants testés, la cinétique de vieillissement des essais ODC suit celle du vieillissement OS vu que le niveau de la tension appliquée V_{DUT} reste inférieure à la tension nominale du composant.

Ce raisonnement nous conduit à formuler l'hypothèse que pour chaque type de contraintes appliquées un mécanisme de défaillance prédominant engendre la dégradation du condensateur. Dans le cas de la combinaison d'une tension DC avec une ondulation de courant, si la valeur maximale de la tension ne dépasse pas la tension nominale de fonctionnement, c'est la corrosion de la métallisation qui engendre la dégradation de la capacité. Par ailleurs, si la tension V_{DUT} est proche ou au-delà de la tension nominale de fonctionnement du condensateur, ce sont les phénomènes d'auto-cicatrisation qui prédominent. L'implication des phénomènes d'auto-cicatrisation peut être justifiée par la croissance de l'ESR. Dans le cas où, cette dernière est peu ou pas dégradée, la perte de capacité est expliquée par la corrosion de la métallisation.

Cependant cette analyse reste préliminaire et des résultats à des temps de vieillissements plus avancés seraient nécessaires pour valider ce raisonnement.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, l'impact de la tension et de la température sur la cinétique de dégradation des paramètres électriques des condensateurs films a été étudié sous forme de facteur d'accélération. Une loi d'Eyring a été appliquée aux données expérimentales des vieillissements calendaires afin d'estimer la durée de fin vie des condensateurs à films polymère métallisés. Par ailleurs, une équation de la variation de la capacité au cours du temps et pour différentes contraintes en tension et en température a été établie en se basant sur des lois probabilistes et a prouvé sa validité pour tous les composants testés.

L'application de contraintes similaires à celles rencontrées lors du fonctionnement d'un convertisseur statique d'énergie a montré que les mécanismes de défaillance sont différents de ceux identifiés avec les essais standards.

Dans le prochain chapitre, les données expérimentales issues des différents vieillissements seront utilisées pour pouvoir identifier l'état de santé des condensateurs films en ligne dans un convertisseur statique d'énergie.

3.6 Références

- [1] J. G. Choi and P. H. Seong, "Reliability of Electronic Components," in *Reliability and Risk Issues in Large Scale Safety-critical Digital Control Systems*, P. H. Seong, Ed., ed: Springer London, pp. 3-24, 2009.
- [2] R. Orsagh, *et al.*, "Prognostic health management for avionics system power supplies," in *Aerospace Conference, IEEE*, pp. 3585-3591, 2005.
- [3] A. Wechsler, B. C. Mecrow, D. J. Atkinson, J. W. Bennett, and M. Benarous, "Condition Monitoring of DC-Link Capacitors in Aerospace Drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 1866-1874, 2012.
- [4] M. H. El-Husseini, P. Venet, A. Al-Majid, M. Fathallah, G. Rojat, and J. A. Ferreira, "Manufacturing technology effect on current pulse handling performance of metallized polypropylene film capacitors," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 36, pp. 2295-2303, 2003.
- [5] M. Fontanille and Y. Gnanou, *'Chimie et physico-chimie des polymères'* Dunod, 2001.
- [6] P. Paloniemi, "Theory of Equalization of Thermal Ageing Processes of Electrical Insulating Materials in Thermal Endurance Tests I: Review of Theoretical Basis of Test Methods and Chemical and Physical Aspects of Ageing," *IEEE Trans. Electr. Insulation*, pp. 1-6, vol. EI-16, 1981.
- [7] K. Uchida and N. Shimizu, "The effect of temperature and voltage on polymer chain scission in high-field region," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 271-277, 1991.
- [8] A. Gadoum, B. Gosse, and J. P. Gosse, "Accelerated AC degradation of impregnated PP films," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 1075-1082, 1995.
- [9] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, and P. J. Viverge, "Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 1199-1207, 1998.
- [10] G. C. Montanari, G. Mazzanti, and L. Simoni, "Progress in electrothermal life modeling of electrical insulation during the last decades," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 730-745, 2002.
- [11] J. P. Crine, "On the interpretation of some electrical aging and relaxation phenomena in solid dielectrics," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 1089-1107, 2005.
- [12] P. Conner, J. P. Jones, J. P. Llewellyn, and T. J. Lewis, "A mechanical origin for electrical ageing and breakdown in polymeric insulation," in *Conduction and Breakdown in Solid Dielectrics, 1998. ICSD '98. Proceedings of the 1998 IEEE 6th International Conference on*, pp. 434-438, 1998.
- [13] C. W. Reed and S. W. Cichanowskil, "The fundamentals of aging in HV polymer-film capacitors," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 1, pp. 904-922, 1994.
- [14] V. A. Zakrevskii, N. T. Sudar, A. Zaopo, and Y. A. Dubitsky, "Mechanism of electrical degradation and breakdown of insulating polymers," *JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, vol. 93, pp. 2135-2139, 2003.
- [15] M. Nemamcha, J. P. Gosse and B. Gosse "Discharges in All-PP Film Model Capacitors," *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, pp. 315-323, vol. 28, 1993.
- [16] F. Coupan, "Etude Des Phénomènes de Décahrge Partielle Dans Les Conndesateurs à Films Diélectriques Métallisés," *DEA d'Electonique : Somposants et Systèmes, Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc-*, 2003-2004.

- [17] *Electrical Degradation and Breakdown in Polymers*, 1992, Available: <http://digital-library.theiet.org/content/books/cs/pbed009e>
- [18] P. Cygan and J. R. Laghari, "Models for insulation aging under electrical and thermal multistress," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 923-934, 1990.
- [19] H. Endicott, B. Hatch, and R. Sohmer, "Application of the Eyring Model to Capacitor Aging Data," *Component Parts, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 34-41, 1965.
- [20] P. Kreczanik, "Étude de la fiabilité et du vieillissement d'un système de stockage par supercondensateurs pour l'alimentation partielle et ponctuelle d'un trolleybus grâce à la récupération de l'énergie de freinage. Approche du composant au système de stockage," *Thèse, Université de Lyon*, 2012.
- [21] C. Brinkmann, "Corrosion phenomena on evaporated metal layers under electric stress," *Journal of Materials Science*, vol. 21, pp. 1615-1624, 1986.
- [22] R. W. Brown, "Electrical and Thermal Modelling of Low Power Metallised Polypropylene Capacitors," *Thèse, RMIT University*, 2007.
- [23] L. Hua, C. Yaohong, L. Fuchang, P. Bo, L. Fei, Z. Miao, *et al.*, "The capacitance loss mechanism of metallized film capacitor under pulsed discharge condition," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 2089-2094, 2011.
- [24] L. Zhiwei, L. Hua, L. Fuchang, C. Yaohong, L. De, W. Bowen, *et al.*, "Lifetime Prediction of Metallized Film Capacitors Based on Capacitance Loss," *Plasma Science, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1313-1318, 2013.
- [25] J. Zhao and F. Liu, "Reliability assessment of the metallized film capacitors from degradation data," *Microelectronics Reliability*, vol. 47, pp. 434-436, 2007.
- [26] H. Wang and F. Blaabjerg, "Reliability of capacitors for DC-link applications 2014; An overview," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*, pp. 1866-1873, 2013.
- [27] Bo Peng, Hua Li, Yaohong Chen, Miao Zhang and Fei Lv, "Calculation and Measurement of Metalized Film Capacitor's Inner Pressure and Its Influence on Self-healing Characteristics," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, pp. 1612-1618, vol. 17, 2010.
- [28] L. Fuchang, D. Xin, Y. Zonggan, and L. Jin, "Research on electrode-end contact degradation of metallized polypropylene capacitors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 353-356, 2003.
- [29] A. Borghetti, C. A. Nucci, G. Pasini, S. Pirani, and M. Rinaldi, "Tests on self-healing metallized polypropylene capacitors for power applications," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 556-561, 1995.
- [30] H. Q. S. Dang, M. R. Corfield, A. Castellazzi, C. M. Johnson, and P. Wheeler, "Repetitive high peak current pulsed discharge film-capacitor reliability testing," *Microelectronics Reliability*, vol. 52, pp. 2301-2305, 2012.
- [31] C. Guillermin, O. Dujou, and J. M. Lupin, "Metallized Film Power Capacitors End-of-Life Study Through Monitored Destruction Tests," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 368-375, 2013.
- [32] R. W. Brown, "Modeling of Capacitor Parameters Related to the Metal Film Layer With Partial Edge Disconnection," *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 774-780, 2007.
- [33] P. Bo, L. Fuchang, L. Hua, D. Ling, C. Yaohong, and H. Yongxia, "Calculation of Electric Field in Safety Film Capacitors," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 882-886, 2009.
- [34] P. Venet, "Surveillance d'alimentations à découpage. Application à la Maintenance Prédictive.," *Thèse, Université Claude Bernard - Lyon1*, 1993.

- [35] D. Rendusara, E. Cengelci, P. Enjeti, and D. C. Lee, "An evaluation of the DC-link capacitor heating in adjustable speed drive systems with different utility interface options," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, pp. 781-787 vol.2, 1999.
- [36] M.-H. El-Husseini, "Amélioration de la fiabilité des condensateurs à films polypropylène métallisés," Thèse, Université de Lyon, 2001.
- [37] C. Joubert, "Etude des Phénomènes Electromagnétiques dans les Condensateurs à Films Métallisés - Nouvelle Génération de Condensateurs," Thèse, Université de Lyon, 1996.
- [38] C. Joubert, "Etude des Phénomènes Electromagnétiques dans les Condensateurs à Films Métallisés - Nouvelle Génération de Condensateurs," Thèse, Université de Lyon, 1996.
- [39] D. F. Taylor, "On the Mechanism of Aluminum Corrosion in Metallized Film AC Capacitors," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, pp. 288-293, vol. EI-19, 1984.
- [40] J. E. Nimsch and C. R. G. Gallrapp, "AME Corrosion, Corrosion à Haute Température," 2005.
- [41] C. Yaohong, L. Hua, L. Fuchang, L. Fei, Z. Li, and Z. Miao, "Effect of interlayer air on performance of dry-type metalized film capacitor in DC, AC and pulsed applications," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 1301-1306, 2011.

4. Surveillance de l'état de santé des condensateurs à films métallisés

4.1 Introduction

La majorité des systèmes de l'aéronef d'aujourd'hui contiennent des composants électroniques exécutant des tâches primordiales à bord, tels que le contrôle de l'avion, la communication, la navigation et les systèmes radar, [1], etc. Garantir le bon fonctionnement des équipements est nécessaire dans la mesure où un défaut survenant à bord peut avoir des conséquences catastrophiques au niveau humain et financier. Actuellement, les composants passifs constituent 75 % des éléments électroniques utilisés en avionique dont la moitié correspond à des condensateurs [2]. L'amélioration apportée par les modules électroniques, utilisés dans le but d'augmenter les performances et les capacités du système, peut être entachée par le fait que se sont également ces éléments qui peuvent présenter les premières défaillances. Afin de prévenir ces défaillances, notre étude se focalise sur la surveillance de l'état de santé des condensateurs films dédiés aux applications de filtrage dans un environnement avionique. La surveillance s'avère primordiale afin de garantir la continuité de service et d'optimiser les coûts de maintenance associés.

L'objectif du présent chapitre réside dans le développement d'une technique de surveillance en ligne de ces composants en se basant sur les données expérimentales d'évolution de leurs paramètres électriques, à savoir *ESR* et *C*. Cette opération, par des mesures et des techniques adéquates, doit assurer l'analyse de la dégradation de ces composants afin de prédire sa durée de vie restante.

4.2 Contexte

La durée de vie restante d'un composant peut être déterminée par l'analyse de la dégradation de ses paramètres électriques engendrant des signatures de vieillissement. La surveillance de l'état de santé des composants peut donc être assurée par l'évaluation de la dégradation ou de la déviation de leurs comportements électriques actuels de ceux attendus.

L'information fournie par les techniques de surveillance permet d'aider les opérateurs à prendre des décisions afin de réparer ou de remplacer les éléments avant leur défaillance totale. Une maintenance prédictive peut donc être appliquée. La méthode consiste à acquérir des variations des signatures de vieillissement et les analyser en temps réel pour prédire l'imminence d'une panne. Etant donné que la majorité des défaillances d'un condensateur peuvent être détectées à travers l'évolution de leur résistance équivalente série (*ESR*) et de leur capacité *C*, on s'intéresse ci-dessous à la surveillance de ces deux paramètres électriques.

4.2.1 Techniques basées sur l'estimation de l'*ESR*

L'estimation en temps réel des paramètres internes du condensateur est largement répandue dans la littérature pour les condensateurs électrolytiques [3-11], mais peu d'articles concernent les condensateurs à films métallisés [12-14]. La dégradation des condensateurs électrolytiques qui est essentiellement dominée par l'évaporation de l'électrolyte sous l'effet de la température et de la tension, engendre une forte croissance de la résistance équivalente série (*ESR*) accompagnée d'une décroissance plus faible de la capacité *C*.

Cette vaste différence comportementale entre les deux paramètres électriques fait que la majorité des techniques de surveillance de l'état de santé des condensateurs présentes dans

la littérature est basée principalement sur l'étude du seul paramètre *ESR*. Ce dernier pouvant être estimé en ligne ou à l'arrêt du système.

Plusieurs études se sont concentrées sur la surveillance de l'*ESR* des condensateurs électrolytiques, cependant plusieurs facteurs tels que la tension, le courant, et la température nécessitent d'être mesurés.

Harada et al. [3] utilisent la méthode d'état moyen (*state average method*) dans le but d'identifier *ESR*. Cette dernière représente le rapport entre la tension aux bornes du condensateur surveillé et le courant traversant la charge.

Dans des travaux similaires [4], Sankaran, et al. utilisent l'approche consistant à déterminer le volume de l'électrolyte par mesure de la température du condensateur. La valeur de l'*ESR* liée au volume de l'électrolyte est ainsi déduite. Cependant, la relation entre la température et le volume de l'électrolyte peut être erroné selon les conditions d'utilisation, et varie d'un type d'électrolyte à un autre.

Lahyani et al. [5] ont proposé une méthode automatisée permettant d'estimer plus précisément la valeur de l'*ESR* des condensateurs de filtrage d'un convertisseur statique d'énergie. L'approche réside dans la surveillance de la valeur moyenne redressée du fondamental de l'ondulation de la tension de sortie du convertisseur. Cette valeur reflète une image fidèle de l'*ESR* à la fréquence de commutation du convertisseur et permet de s'affranchir de la composante transitoire due aux variations de la charge des convertisseurs. Cette technique nécessite une phase de caractérisation initiale assez précise qui permet de relier la valeur de l'ondulation de tension et la température ambiante à la valeur d'*ESR* du condensateur à son état sain. Ainsi pour un instant $t > 0$ les mesures seront comparées à celle qu'aurait un condensateur sain soumis aux mêmes contraintes. Le temps restant avant la défaillance est ensuite déduit en utilisant des lois de vieillissement reliant *ESR* au temps d'utilisation pour différentes températures [15].

Par ailleurs, dans le but d'identifier le niveau de dégradation d'un condensateur électrolytique, Venet et al. dans [6] ont développé une méthode de surveillance individuelle par composant, dénommé condensateur intelligent. Cette technique consiste à comparer la valeur mesurée de l'*ESR* à celle pré-calculée. L'*ESR* mesurée est identifiée par des mesures d'ondulations de courant et de tension aux bornes du composant, et est comparée à la valeur théorique qu'aurait le condensateur surveillé s'il était neuf. Cette dernière est calculée en mesurant la température du boîtier. Si cette différence est importante, un avertissement est envoyé et le condensateur est remplacé.

Dans des études similaires, Amaral et Cardoso [7] ont proposé une technique de surveillance pour estimer l'*ESR* dans un convertisseur d'énergie. Le principe de l'approche est basé sur l'identification de la relation liant la valeur moyenne de l'ondulation de la tension de sortie du convertisseur et l'ondulation du courant durant la phase de conduction.

Une autre approche proposée par Gasperi et al. [8] où ils développent une approche permettant d'identifier la valeur de l'*ESR* par mesure de la pression de vapeur dans le condensateur.

Toutes les techniques précédemment mentionnés sont basées sur l'estimation du seul paramètre *ESR*, ce qui les rend peu applicables pour les applications utilisant les condensateurs à films métallisés étant donné que la surveillance de la capacité *C* pour ce type de condensateurs est primordiale. En effet, les essais de vieillissements menés au laboratoire

sur les condensateurs films (vieillissements standards en « floating », ondulations forts courants) ont montré que les paramètres internes d'un condensateur sous test, à savoir l'*ESR* et sa capacité principale *C*, sont susceptibles d'évoluer différemment selon la nature des contraintes électriques auxquelles il est soumis. Ainsi, une technique de surveillance efficace et fiable doit se baser sur la double estimation des paramètres électriques *ESR* et *C*.

4.2.2 Techniques basées sur l'estimation de l'*ESR* et de *C*

Parmi les techniques de surveillance des condensateurs électrolytiques, on peut citer celles effectuée par [9] et [10], qui ne se limitent pas à la simple estimation de l'*ESR* mais également à celle de la capacité *C*. Néanmoins, pour bien mener l'identification de ces deux grandeurs, il est nécessaire d'injecter un signal extérieur au système dans [9], ou de forcer une configuration spécifique de fonctionnement dans [10]. Cela rend la généralisation de telles techniques peu probable dans le cas où les systèmes étudiés sont différents.

Dans des travaux similaires [16], l'identification des deux paramètres électriques *ESR* et *C* se fait séparément sur deux bandes de fréquences différentes. En effet, pour des fréquences d'utilisation inférieures à la fréquence de résonance du condensateur, ce dernier peut être représenté par le schéma électrique équivalent série illustré sur la *Figure 4.1* :

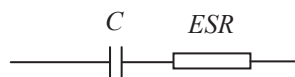


Figure 4.1 Schéma électrique équivalent d'un condensateur jusqu'à la résonance

En effet, à basse fréquence, les condensateurs ont un comportement capacitif et leur partie imaginaire est assimilable à leur réactance $-1/(C\omega)$. La partie réelle (*ESR*), quant à elle, représente toutes les pertes dans le composant, et est identifiée aux alentours de la fréquence de résonance où l'impédance totale $\underline{Z}$ des condensateurs peut être assimilée à sa partie résistive. Pour ce faire, des filtres passe-bandes sont utilisés. Ces travaux ont permis une estimation précise (erreur < à 5%), robuste et répétitive des paramètres *ESR* et *C* dans des conditions réelles de fonctionnement des convertisseurs. Néanmoins, cette technique nécessite l'utilisation des cartes d'interfaces (filtres passe haut, filtres passe bande, gains variables) avec des fréquences d'échantillonnages relativement élevées, ainsi qu'un contrôleur numérique dans lequel un algorithme des moindres carrés récursifs (cas particulier du filtre de Kalman) est introduit afin d'estimer *ESR* et *C*. Cette technique nécessite donc l'utilisation d'un matériel sophistiqué qui était présent dans le cas de l'étude car cette dernière était appliquée à une alimentation sans interruption de forte puissance.

Dans [14] et [17], l'*ESR* et la capacité *C* ont été déterminés en temps réel dans des hacheurs élévateurs.

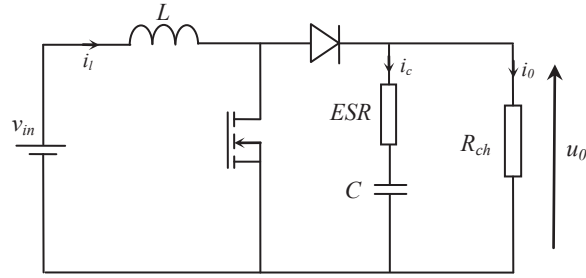


Figure 4.2 Schéma électrique équivalent d'un hacheur élévateur

Pour ce type de convertisseur, il est possible d'évaluer séparément les paramètres du condensateur suivant l'état discret de l'interrupteur : la capacité est évaluée durant l'état passant de l'interrupteur (où la valeur de l' ESR est très petite devant celle de la charge), puis ayant calculé C , l' ESR est estimée durant l'état bloqué de l'interrupteur. Cette approche nécessite la mesure du courant d'entrée $i_i(t)$ et de la tension de sortie $u_o(t)$. ESR et C sont estimés selon les différents états du convertisseur en utilisant l'algorithme du moindre carré LMS (*Least Mean Square*).

Cette technique a été testée sur des condensateurs électrolytique, cependant elle a montré ses limites pour les condensateurs à films plastiques en raison de la résistance équivalente série qui est de l'ordre du $m\Omega$ et est perturbée par la charge du convertisseur.

La technique qui a été retenue pour notre application est inspirée des techniques de mesures des séries temporelles. Elle permet une estimation des paramètres ESR et C durant le fonctionnement réel d'un convertisseur avec une simple carte d'acquisition à faible fréquence d'échantillonnage.

4.2.3 Techniques basée sur des séries temporelles [18]

La prédiction basée sur les séries temporelles est une technique qui établit un modèle de prédiction d'un paramètre de surveillance à partir de séries temporelles d'observations. Elle utilise un modèle de prévision pour prédire à court et à long termes l'évolution de la dégradation du système sous surveillance.

La prédiction de séries temporelles peut être formulée comme étant une série temporelle d'observations $\{x_t, x_{t-r}, x_{t-2r}, x_{t-3r}, \dots, x_{t-(n-1)r}\}$, la prédiction de x à l'instant $(t+p)$ notée $\hat{x}_{t+p}$, sera de la forme :

$$\hat{x}_{t+p} = f(x_t, x_{t-r}, x_{t-2r}, x_{t-3r}, \dots, x_{t-(n-1)r}) \quad (4.1)$$

où p représente l'horizon de prédiction, r désigne le pas de prédiction et $(n-1)$ définit le nombre de pas précédents. Un des modèles de prédiction les plus utilisés est le Réseau de Neurones Artificiels (RNA). Les réseaux de neurones constituent un cas particuliers des réseaux adaptatifs, ils peuvent modéliser et reproduire des phénomènes non-linéaires sans connaissance a priori.

Néanmoins les RNAs sont des boîtes noires et il n'est pas possible d'expliquer et d'analyser la relation entre les entrées et les sorties. Ainsi, pour remédier à ces faiblesses, des recherches ont souligné l'importance des systèmes combinant l'aspect connectique des RNAs

avec des techniques de raisonnement. Ceci a mené à l'élaboration d'un système hybride nommé Système Neuro-Flou (SNF). L'utilisation combinée des réseaux de neurones et de la logique floue permet de prendre les avantages des deux méthodes : la capacité d'apprentissage de la première et la facilité de compréhension linguistique (connaissance de la relation liant l'entrée à la sortie) du système à base de règles floues de la seconde.

Nous avons utilisé une approche basée sur un système neuro-flou appelé « neurone néo-flou » NNF pour la prédiction de séries temporelles. Celle-ci a été mise au point avec Abdenour Soualhi, doctorant au laboratoire Ampère travaillant sur le sujet « Du diagnostic au pronostic de pannes des entraînements électriques ». Introduite par Uchino et Yamakawa [19], l'architecture d'un NNF est assez proche d'un réseau de neurones artificiel à n entrées. Cependant, à la place des poids synaptiques habituels, elle contient des synapses non linéaires SYN_i , $i = 0, 1, \dots, n-1$.

4.2.3.1 Technique basée sur la méthode neurone neo-flou

L'intérêt de construire des systèmes de prédiction intégrant les réseaux de neurones et les systèmes d'inférence floue réside dans l'intégration de leurs caractéristiques complémentaires. Les propriétés des neurones sont utilisées pour apprendre la structure floue et d'en adapter les paramètres en conséquence.

La structure d'un « neurone neo-flou » est montrée sur la *Figure 4.3* où les poids synaptiques ne sont pas des fonctions constantes mais des fonctions non-linéaires des entrées. Ces dernières sont représentées par des modèles de logique floue basés sur une collection de règles « Si – Alors ». Cette structure dispose d'un point qui somme les sorties du modèle associé à chaque entrée.

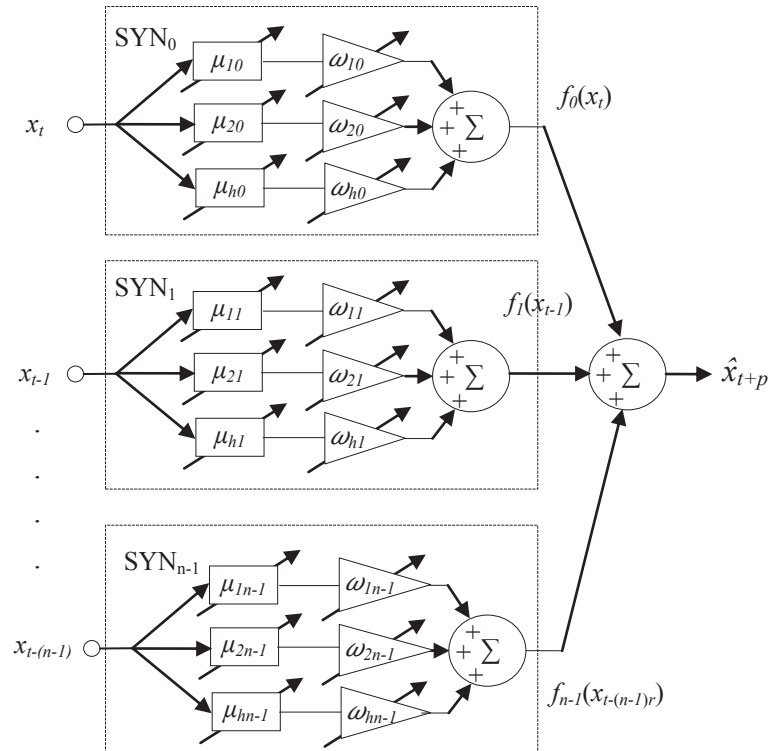


Figure 4.3 Architecture du prédicteur NNF

Pour la prédiction de séries temporelles $\{x_t, x_{t-r}, x_{t-2r}, x_{t-3r}, \dots, x_{t-(n-1)r}\}$, la sortie du prédicteur NNF est définie par la formule suivante :

$$\hat{x}_{t+p} = \sum_{i=0}^{n-1} f_i(x_{t-ir}) \quad (4.2)$$

où x_{t-ir} est la $i^{\text{ième}}$ entrée ($i=0, 1, 2, \dots, n-1$), $\hat{x}_{t+p}$ est la sortie du système. $f_i(x_{t-ir})$ est une fonction non linéaire qui transforme la $i^{\text{ième}}$ variable d'entrée sous cette forme :

$$f_i(x_{t-ir}) = \sum_{j=1}^h \omega_{ji} \cdot \mu_{ji}(x_{t-ir}) \quad (4.3)$$

où μ_{ji} est une fonction d'appartenance floue, ω_{ji} est un poids synaptique.

Les fonctions d'appartenance utilisées ici sont des fonctions triangulaires comme le montre la Figure 4.4.

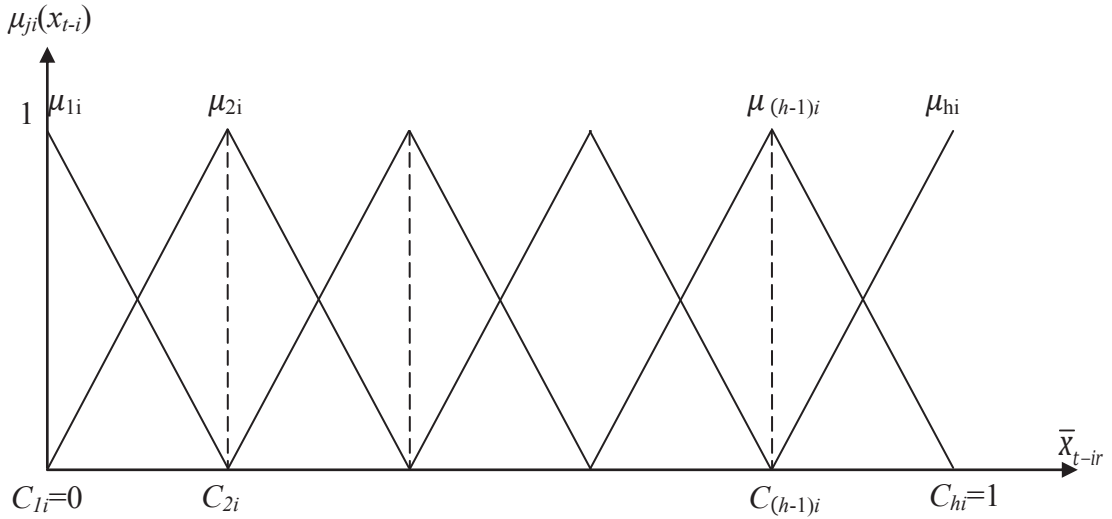


Figure 4.4 Fonctions d'appartenance triangulaires

Pour des variables d'entrée normalisées $\bar{x}_{t-ir}$ ($0 \leq \bar{x}_{t-ir} \leq 1$), les fonctions d'appartenance peuvent être exprimées par la formule ci-dessous :

$$\mu_{ji}(x_{t-ir}) = \begin{cases} \frac{x_{t-ir} - c_{j-1,i}}{c_{j,i} - c_{j-1,i}}, & \text{Si } x_{t-ir} \in [c_{j-1,i}, c_{j,i}] \\ \frac{c_{j+1,i} - x_{t-ir}}{c_{j+1,i} - c_{j,i}}, & \text{Si } x_{t-ir} \in [c_{j,i}, c_{j+1,i}] \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (4.4)$$

où les paramètres C_{ji} sont des centres sélectionnés correspondant aux fonctions d'appartenance. En considérant la Figure 4.4, ces derniers sont équidistants sur un intervalle de [0-1].

Une variable d'entrée x_{t-ir} active seulement deux fonctions d'appartenance qui sont voisines et dont la somme est égale à 1, par exemple :

$$\mu_{ji}(x_{t-ir}) + \mu_{j+1,i}(x_{t-ir}) = 1 \quad (4.5)$$

Ainsi, la fonction non linéaire $f_i(x_{t-ir})$ peut être donnée sous cette forme simplifiée :

$$f_i(x_{t-ir}) = \omega_{ji} \cdot \mu_{ji}(x_{t-ir}) + \omega_{j+1,i} \cdot \mu_{j+1,i}(x_{t-ir}) \quad (4.6)$$

Donc, notre objectif est de former des réseaux adaptatifs pour être capable d'approximer des fonctions inconnues par le biais des données d'apprentissage et ensuite de trouver les valeurs précises des poids synaptiques.

Le principe de notre approche a été inspiré du fonctionnement des neurones neo-floues lors de la détermination des séries temporelles afin de l'appliquer à l'évolution de l'impédance des condensateurs films dans le domaine fréquentiel. En effet, si on trace les diagrammes de Bode d'un condensateur MPETF $15 \mu F - 400 V$ à différents états de vieillissements, on remarque, comme le montre la *Figure 4.5*, que les deux zones fréquentielles dominées par les paramètres ESR et C sont distinctes.

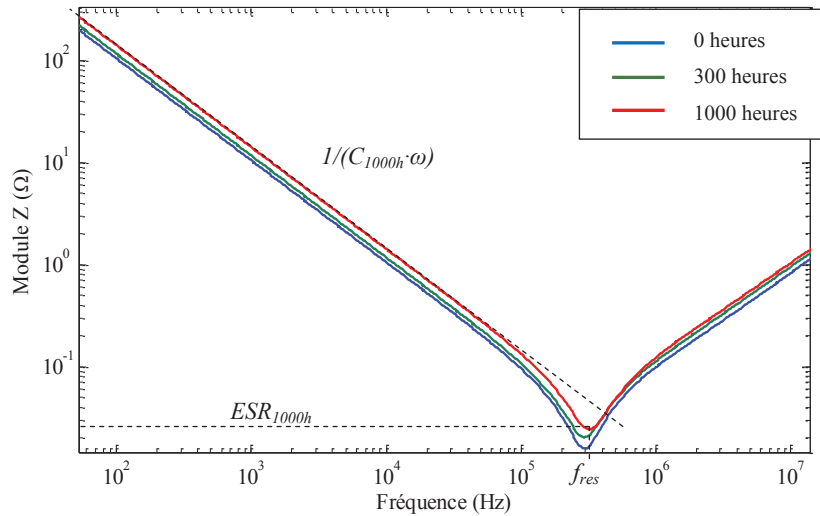


Figure 4.5 Evolution du module de l'impédance en fonction de la fréquence d'un condensateur MPETF $15 \mu F - 400 V$ pour différents temps de vieillissement

Par ailleurs, ces différentes courbes révèlent que pour chaque état de vieillissement, les valeurs des paramètres ESR et C sont différentes. Cela revient à dire qu'il existe une relation entre l'impédance à basse fréquence et à la résonance du condensateur qui, par l'intermédiaire de la technique du neurone neo-flou, peut être déterminée.

En se basant sur ce raisonnement, les entrées et la sortie du système sont liées par l'équation ci-dessous :

$$(\hat{Z}_{f_{resonance}})_t = \hat{ESR}_t = f(Z_{f_1}, Z_{f_2}, Z_{f_3}, Z_{f_4})_t \quad (4.7)$$

où Z_{f1} , Z_{f2} , Z_{f3} et Z_{f4} représentent les impédances du composant testé à l'instant t pour différentes basses fréquences (200, 300, 400 et 500 Hz dans notre cas), alors que $Z_{frésonance}$ est la sortie estimée par le NNF qui correspond à la résistance équivalente série $E\hat{S}R_t$ à la fréquence de résonance (autour de 1 MHz). Le problème se résume donc à l'identification de l'impédance de notre composant en basses fréquences.

- C est identifiée en utilisant l'équation (4.8), à des fréquences où $1/(C\omega) \gg ESR$:

$$C = \frac{1}{|Z| \cdot \omega} \quad (4.8)$$

- ESR est estimée grâce au neurone neo-flou.

Comme on peut avoir de fortes différences sur les valeurs de ESR (dues aux résistances de connexions et de contacts), un nouveau paramètre en entrée de l'algorithme du NNF a été introduit, à savoir ESR_0 , la résistance équivalente série du composant surveillé à son état neuf ($t = 0$). Généralement, les méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance de l'état sain du composant quelle que soit la grandeur physique exploitée. Cette étape est nécessaire afin d'étudier la dégradation du composant par rapport à son état initial. Cela nous amène au schéma bloc de la *Figure 4.6* illustrant les entrées et la sortie du NNF :

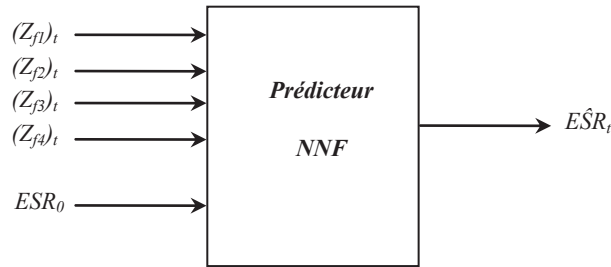


Figure 4.6 Entrées et sortie de l'algorithme du neurone néo-flou

L'efficacité d'une telle technique réside dans la qualité de l'acquisition des données et dans la phase d'apprentissage.

4.2.4 Acquisition des données

Le choix du principe d'acquisition des données est entre autre lié à la structure du système dans lequel les condensateurs sont insérés et au cahier de charge de l'exploitation. Nous allons donc procéder ci-dessous à la présentation du banc.

4.2.4.1 Présentation de la maquette de validation de la méthodologie

Comme l'onduleur pour application avionique n'a pu être fonctionnel pour valider nos résultats, le banc de test choisi comme support pour notre approche est une alimentation à découpage. L'alimentation prise en exemple est un convertisseur AC/DC (230V AC /24 V DC, 0- I_{Smax}) dénommée DAC 1-380. La *Figure 4.7* illustre son schéma de principe.

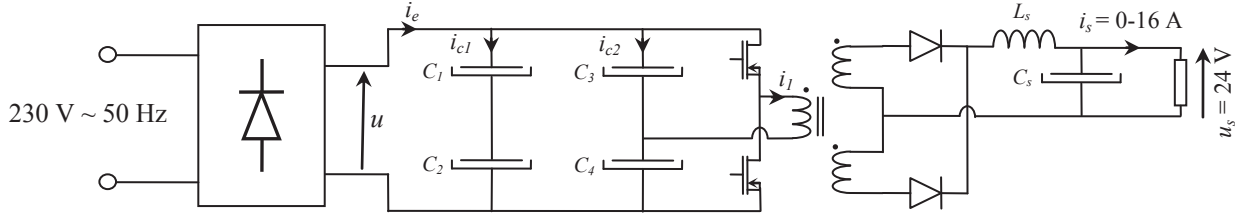


Figure 4.7 Vue d'ensemble de l'alimentation à découpage DAC 1-380

Les condensateurs d'entrée C_1 , C_2 , C_3 et C_4 , sont constitués chacun de deux condensateurs $15 \mu\text{F} - 400 \text{ V}$ du fabricant C en parallèle.

4.2.4.1.1 Composants sous test

Le courant de sortie maximal admissible (de la charge) I_{Smax} , dépend de la valeur équivalente de la capacité C et de l'ondulation Δu admissible sur le bus DC .

Une ondulation de 20% de la tension du bus DC est une grandeur maximale que l'on adopte afin de déterminer le courant de sortie maximal admissible pour l'application.

En notant C la capacité totale du bus DC , i_c le courant dans le condensateur équivalent et dq la charge transférée par les condensateurs, nous avons :

$$dq = i_c \cdot dt = C \cdot du \quad (4.9)$$

$$u \cdot i_c \cdot dt = u \cdot C \cdot du \quad (4.10)$$

En intégrant les deux membres de l'égalité :

$$\int_0^{\Delta T} u \cdot i_c \cdot dt = \int_{u_{min}}^{u_{max}} C \cdot u \cdot du \quad (4.11)$$

où u_{max} et u_{min} représentent respectivement les valeurs maximales et minimales de l'ondulation u sur un intervalle de temps ΔT . En faisant l'hypothèse que pendant l'intervalle de temps $[0, \Delta T]$ aucun courant n'est appelé par la charge, on a :

$$i_e = i_c \quad \text{pour} \quad t \in [0, \Delta T[\quad (4.12)$$

$$i_e = 0 \quad \text{pour} \quad t \in [\Delta T, T[\quad (4.13)$$

alors :

$$\int_0^{\Delta T} u \cdot i_c \cdot dt = \int_0^T u \cdot i_e \cdot dt \quad (4.14)$$

Or en notant P_e la puissance d'entrée et en faisant l'hypothèse que les éléments en amont des condensateurs sont parfaits, nous avons :

$$\int_0^T u \cdot i_c \cdot dt = P_e \cdot T \quad (4.15)$$

Compte tenu des expressions précédentes :

$$\int_{u_{min}}^{u_{max}} C \cdot u \cdot du = P_e \cdot T \quad (4.16)$$

L'intégration de cette expression nous donne :

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot u_{max}^2 - \frac{1}{2} \cdot C \cdot u_{min}^2 = P_e \cdot T \quad (4.17)$$

Sachant qu'en notant P_s la puissance de sortie, I_s le courant de sortie, u_s la tension de sortie et η le rendement du convertisseur nous avons :

$$P_e = \frac{P_s}{\eta} = \frac{u_s \cdot I_s}{\eta} \quad (4.18)$$

donc :

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot (u_{max}^2 - u_{min}^2) = \frac{u_s \cdot I_s}{\eta \cdot f} \quad (4.19)$$

avec f la fréquence (Hz).

L'ondulation de la tension d'entrée Δu_e peut être calculée à l'aide des formules suivantes en considérant que u_{max} dépend peu de C :

$$\Delta u_e = u_{max} - u_{min} \quad (4.20)$$

avec :

$$u_{min} = \sqrt{u_{max}^2 - \frac{2 \cdot u_s \cdot I_s}{\eta \cdot f \cdot C}} \quad (4.21)$$

Ainsi pour une ondulation de tension de 20 %, et sachant que $u_s = 24 \text{ V}$, $f = 100 \text{ Hz}$, $\eta \sim 0.8$, $C = 30 \mu\text{F}$ et $u_{max} \approx 320 \text{ V}$, nous pouvons calculer la valeur du courant de sortie I_{Smax} :

$$I_{Smax} = \frac{C \cdot \eta \cdot f \cdot (u_{max}^2 - u_{min}^2)}{2 \cdot u_s} \approx 2 \text{ A} \quad (4.22)$$

La *Figure 4.8* illustre l'emplacement des condensateurs 15μF-400V en entrée du hacheur de l'alimentation à découpage :

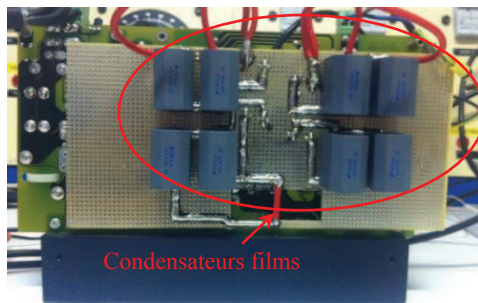


Figure 4.8 Condensateurs films utilisés comme éléments de filtrage dans une alimentation à découpage

4.2.4.2 Principe de détection des défauts

En considérant le schéma électrique de principe de l'entrée de l'alimentation *DAC 1-380* de la *Figure 4.9*, il est clair que les condensateurs d'entrée ne sont pas soumis aux mêmes contraintes électriques. Les condensateurs C_1 et C_2 sont placés à la sortie d'un pont de Gräetz et par conséquent filtrent une tension ondulée à 100 Hz suite à un redressement de la tension du secteur 230 V ~ 50 Hz. Les condensateurs C_3 et C_4 quant à eux forment le demi-pont capacitif de l'alimentation à découpage. Ainsi, la tension u du bus DC est constituée d'une composante basse fréquence due au redressement et de composantes hautes fréquences dont le fondamental à une fréquence de $2f_s$ due à la commutation des interrupteurs de puissance (avec $f_s = 75 \text{ kHz}$). Comme conséquence, les condensateurs C_1 - C_2 et C_3 - C_4 sont sollicités par des courants RMS différents ; leurs cinétiques de dégradation sont donc différentes.

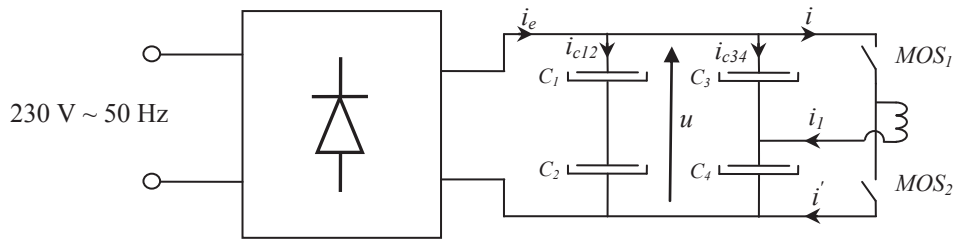


Figure 4.9 Schéma électrique de principe de l'entrée du hacheur de l'alimentation DAC 1-380

La *Figure 4.10* montre les courants respectifs des condensateurs C_1 - C_2 et C_3 - C_4 lorsque le courant i_s est de 2 A en sortie.

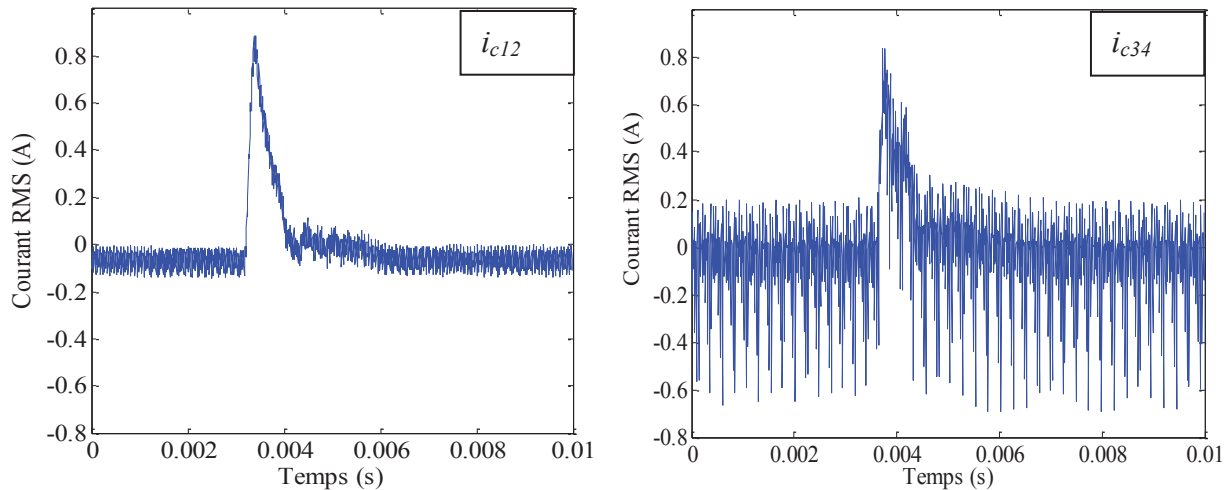


Figure 4.10 Courants traversant les différents condensateurs d'entrée

Les résultats des vieillissements standards (par 'floating') issus du *chapitre 3* ont montré que la fin de vie des condensateurs est provoquée par des phénomènes de défaillances internes qui se manifestent par une diminution de la capacité C accompagnée d'une croissance de l'*ESR*. La majorité des pannes peut être ainsi être détectée à travers l'évolution de ces deux paramètres électriques. Selon [11], une variation δC à la fréquence de 100 Hz entraîne une variation $\delta(\Delta U)$ de l'ondulation de tension. Cette variation peut être utilisée comme une signature de vieillissement. Ainsi, par un traitement de l'ondulation ΔU , il est possible de

savoir le niveau de dégradation des condensateurs sous tests ; le pourcentage d'augmentation du rapport $\delta(\Delta U)/\Delta U$ est pratiquement égale à la baisse en capacité $\delta C/C$. Cette technique est assez intéressante mais ne donne pas une information suffisante sur l'*ESR* étant donné qu'à ces fréquences, l'évolution de cette dernière est masquée par l'impédance $1/(C\omega)$:

$$\frac{1}{C\omega} \gg ESR \quad (4.23)$$

Ainsi, une augmentation de l'*ESR* des condensateurs d'entrée n'aurait aucune influence visible sur les différents signaux électriques de l'alimentation en basses fréquences. C'est le cas en particulier pour les condensateurs C_1 et C_2 (cf. *Figure 4.10*). Une analyse de l'ondulation de la tension à la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance est nécessaire pour avoir des informations suffisantes sur la cinétique de dégradation de ce paramètre. Cela nécessite l'utilisation de cartes d'acquisitions avec des fréquences d'échantillonnages assez élevées, et ne correspond donc pas à notre cahier de charge.

Afin de surmonter ses problèmes, nous proposons une technique d'identification utilisant une simple carte d'acquisition NI 9205 avec une fréquence de 125 k échantillon par seconde. La capacité C est alors identifiée en basse fréquence alors qu'*ESR* est estimée en utilisant la technique du neurone neo-flou. Cela s'explique aussi par le fait qu'à travers les mesures utilisées pour l'identification des paramètres, nous pouvons calculer la valeur de l'impédance du condensateur qui correspond au rapport entre la valeur de l'ondulation de tension et du courant à basse fréquence, tandis que la valeur de l'*ESR* à ces fréquences forme une petite portion de l'impédance et par la suite ne peut être calculée directement. La technique d'identification des paramètres *ESR* et C peut être résumée par le schéma bloc de la *Figure 4.11*.

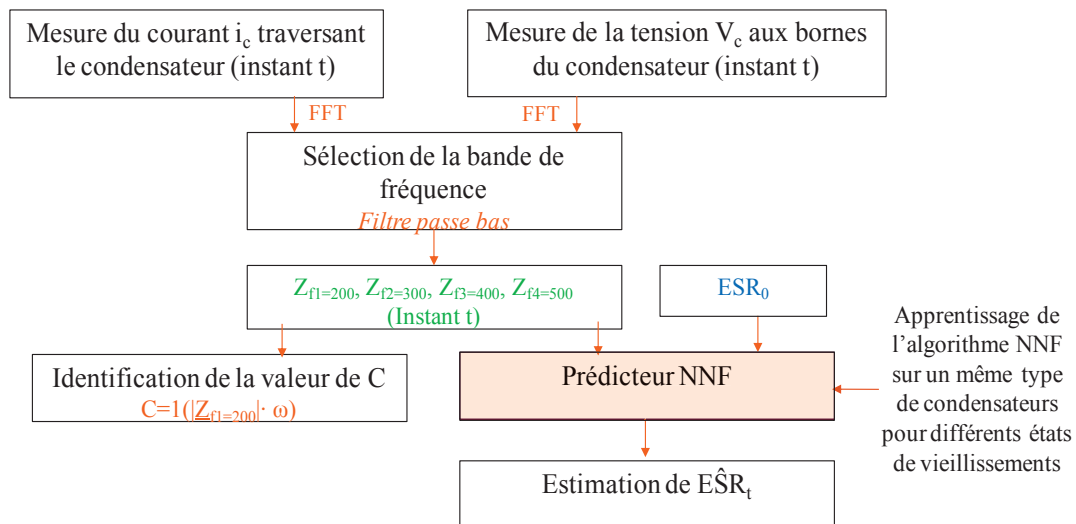


Figure 4.11 Méthode d'identification de l'*ESR* et de C retenue pour notre étude

Le seul inconvénient d'une telle technique repose sur la phase d'apprentissage. Cette étape est en fait primordiale pour l'identification de la résistance équivalente série.

4.2.5 Apprentissage du neurone néo flou

Lorsqu'une série fréquentielle $\{x_{f-(n-1)r}(l), \dots, x_{f-3r}(l), x_{f-2r}(l), x_{f-r}(l), x_f(l)\}$ (où $l=1,2,\dots$ est le numéro d'itération) est insérée à l'entrée de l'algorithme NNF, la sortie est déterminée à la fois par les fonctions d'appartenance $\mu_{ji}(x_{f-ir}(l))$ et les poids synaptiques ajustables $\omega_{ji}(l-1)$, qui ont été obtenus à partir de la précédente itération ($l-1$) :

$$\hat{x}_{t+p}(l) = \sum_{i=0}^{n-1} f_i(x_{f-ir}(l)) = \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^h \omega_{ji}(l-1) \mu_{ji}(x_{f-ir}(l)), \quad r \geq 1 \quad (4.24)$$

par conséquent, il y a $h \times (n-1)$ poids synaptiques à déterminer.

Le critère d'apprentissage est la fonction d'erreur quadratique suivante :

$$E(l) = \frac{1}{2} (x_{f+p}(l) - \hat{x}_{f+p}(l))^2 = \frac{1}{2} e(l+1)^2 = \frac{1}{2} \left(x_{f+p}(l) - \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^h \omega_{ji}(l-1) \mu_{ji}(x_{f-ir}(l)) \right)^2 \quad (4.25)$$

L'erreur quadratique est minimisée par l'algorithme de descente du gradient (retro propagation) qui permet la mise à jour des poids par la formule suivante :

$$\begin{aligned} \omega_{ji}(l+1) &= \omega_{ji}(l) + \eta e(l+1) \mu(x_{f-ir}(l+1)) \\ &= \omega_{ji}(l) + \eta \left(x_{f+p}(l+1) - \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^h \omega_{ji}(l) \mu_{ji}(x_{f-ir}(l+1)) \right) \mu(x_{f-ir}(l+1)) \end{aligned} \quad (4.26)$$

avec η : le paramètre d'apprentissage qui détermine la rapidité de convergence.

4.2.6 Résultats expérimentaux

Afin de vérifier la validité de la méthode proposée, un apprentissage sur l'évolution de l'impédance d'un condensateur $15 \mu F-400 V$ ayant suivi un vieillissement calendaire $VS_{85^\circ C-1.1 UN}$ a été effectué. Pour notre étude, les données de vieillissements à 0 heures, 150 heures, 350 heures, 850 heures et 1380 heures ont été exploitées, les poids synaptiques correspondant à chaque état de vieillissement ont été identifiés.

4.2.6.1 Validation de l'approche

Pour valider notre approche nous avons commencé à appliquer la technique de l'algorithme NNF sur des données issues des mesures hors ligne. Cette technique, par des mesures d'impédance adéquates, permet de suivre l'évolution des paramètres électriques du condensateur au cours du temps et d'en déduire son niveau de dégradation. L'inconvénient majeur de cette technique réside dans la nécessité d'arrêter le système dans lequel les composants à tester sont insérés. De plus, cette technique ne prend pas en compte la température de fonctionnement ou le courant efficace au niveau des composants qui ont des effets non négligeables sur leurs dégradations.

Les résultats des vieillissements accélérés standards réalisés dans le *chapitre 3* ont été utilisés pour tester la méthode. Seuls les résultats $VS_{85^{\circ}C-1.1 \cdot UN}$, $VS_{100^{\circ}C-1.1 \cdot UN}$, et $VS_{85^{\circ}C-1.3 \cdot UN}$ réalisés sur les condensateurs $15 \mu F - 400 V$ sont présentés ici.

Plusieurs composants $15 \mu F - 400 V$ pour différents niveaux de dégradation et ayant subis différentes contraintes électriques et thermiques ont été testés. Le *Tableau 4.1* résume les différents condensateurs de test.

Condensateurs	Essai de vieillissement appliqué
$PET 15 \mu F - 2$	$VS_{85^{\circ}C-1.1 \cdot UN}$
$PET 15 \mu F - 4$	$VS_{100^{\circ}C-1.1 \cdot UN}$
$PET 15 \mu F - 6$	$VS_{85^{\circ}C-1.3 \cdot UN}$

Tableau 4.1 Condensateurs ayant subits différents vieillissements calendaires utilisés pour l'essai hors ligne

Le but recherché est de pouvoir, à partir de la mesure d'impédance en basse fréquence, identifier la valeur de la capacité C , et estimer la résistance ESR à la fréquence de résonance par l'intermédiaire de la technique à base du NNF comme l'illustre la figure ci-dessous.

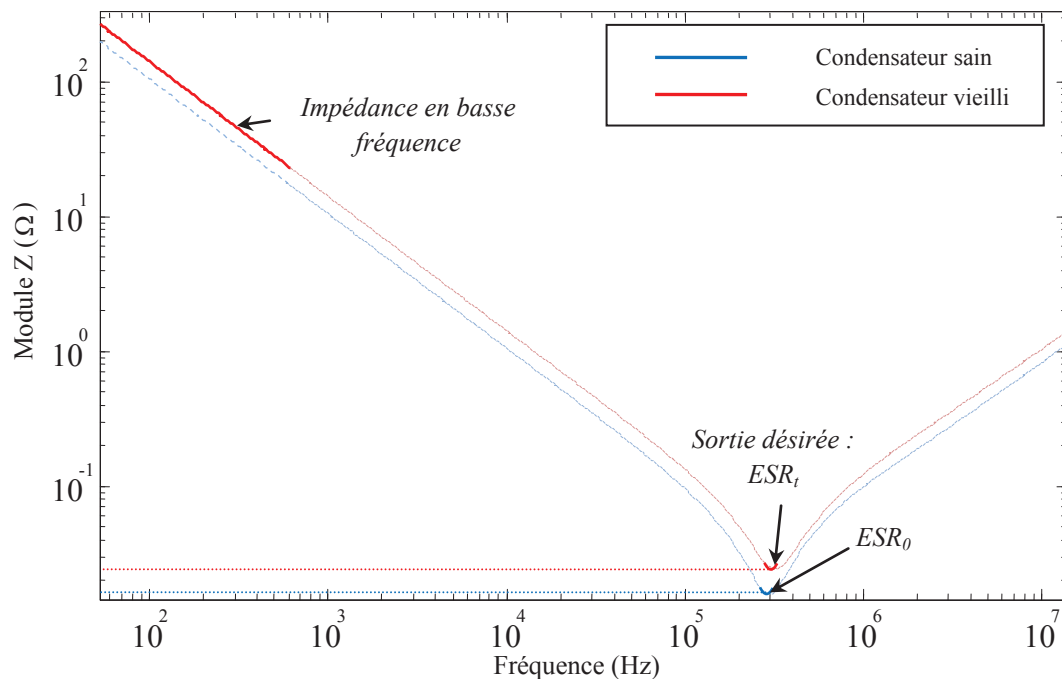


Figure 4.12 Illustration schématique des entrées et sorties de la technique d'estimation par NNF

Dans le cas d'une surveillance hors ligne où l'on a directement accès à l'impédance du composant à tester, l'identification de C se fait directement à l'aide de l'équation (4.8), et dans ce cas il n'y a donc pas d'erreur sur l'estimation.

- Estimation de l' ESR

Pour aboutir à l'estimation de l'*ESR* à n'importe quel temps de vieillissement, une phase d'apprentissage est nécessaire. Le tableau suivant illustre les données sur lesquels notre apprentissage s'est basé :

Impédance pour quelques fréquences spécifiques (Ω)		Impédance mesurée à 0 heures	Impédance mesurée à 150 heures	Impédance mesurée à 350 heures	Impédance mesurée à 850 heures	Impédance mesurée à 1380 heures
<i>Entrée</i>	Z_{f1}	52.17	54.55	59.31	64.37	70.21
	Z_{f2}	34.71	36.31	39.47	42.84	46.72
	Z_{f3}	25.82	27.00	29.35	31.86	34.75
	Z_{f4}	20.67	21.63	23.51	31.86	27.83
<i>Sortie</i>	$Z_{fres} = ESR$	0.015	0.018	0.021	0.022	0.023

Tableau 4.2 Donnée utilisée pour la phase d'apprentissage du NNF

Z_{f1} , Z_{f2} , Z_{f3} , Z_{f4} et Z_{f5} , correspond aux impédances du condensateur testé aux fréquences respectives : 200, 300, 400 et 500 Hz ; alors que Z_{fres} correspond à la valeur de la résistance *ESR* à la résonance.

Les résultats de l'estimation de l'*ESR* et de *C* réalisés sur les composants du *Tableau 4.1* sont donnés dans le tableau ci-dessous :

Condensateur issu du vieillissement $VS_{85^{\circ}C-1.1-UN}$			Condensateur issu du vieillissement $VS_{100^{\circ}C-1.1-UN}$			Condensateur issu du vieillissement $VS_{85^{\circ}C-1.3-UN}$		
Temps (heures)	Valeur réelle (m Ω)	Erreur d'estimation (%)	Temps (heures)	Valeur réelle (m Ω)	Erreur d'estimation (%)	Temps (heures)	Valeur réelle (m Ω)	Erreur d'estimation (%)
50	15.5	2.5	3	15.9	2.5	5	14.1	2.3
150	17.2	2.2	25	16.9	0.18	26	16.3	1.8
350	20.3	5.8	74	18.6	3.4	43	17.4	5.0
850	21.7	0.9	256	22.4	1.5	85	17.9	0.6
1300	22.5	3.8	413	23.5	1.8	116	18.8	1.4

Tableau 4.3 Erreur d'estimation de la résistance équivalente série pour des condensateurs 15 μ F-400 V pour différents temps et types de vieillissements

Les résultats de la surveillance hors ligne ont montré des erreurs d'estimation inférieure à 5 % pour l'*ESR* ce qui montre la viabilité de la technique.

Il reste à appliquer cette technique en ligne, lors d'un fonctionnement de l'alimentation à découpage. La surveillance en ligne, par des mesures adéquates, aboutit à une technique flexible (ne dépend pas de la charge) et robuste (répétitive).

4.2.6.2 Surveillance en ligne

Lors de la surveillance en ligne, des capteurs de courant et de tension sont intégrés dans le système et effectuent des vérifications régulières dans des phases durant laquelle le condensateur est opérationnel.

Pour valider expérimentalement notre approche, une série de condensateurs sains et vieillis ont été installés en entrée du bus DC pour le filtrage. Pour chaque essai, un seul condensateur sur les huit condensateurs d'entrée a été remplacé par un composant vieilli (ayant subi un des vieillissements calendaires $VS_{85^{\circ}C-1.1-UN}$, $VS_{100^{\circ}C-1.1-UN}$ ou $VS_{85^{\circ}C-1.3-UN}$).

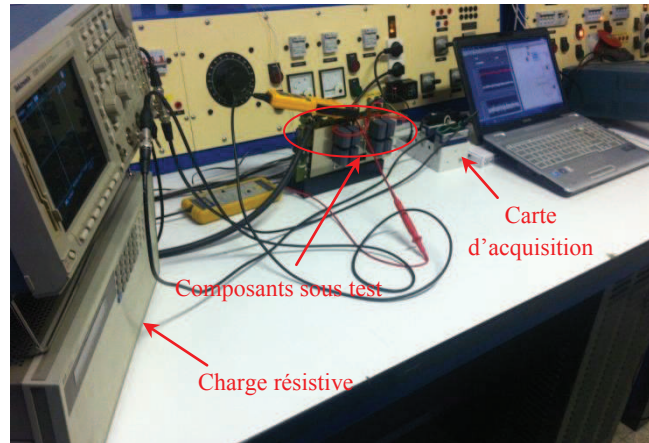


Figure 4.13 Banc de test utilisé pour identifier l'ESR et le C des condensateurs films utilisés pour des applications de filtrage

Une étape indispensable dans la détermination de l'impédance du condensateur est la mesure du courant et de la tension aux bornes du condensateur à surveiller. Les figures ci-dessous illustrent le courant et la tension aux bornes du condensateur C_3 (cf. *Figure 4.9*) pris comme exemple, ainsi que leurs FFT respectives.

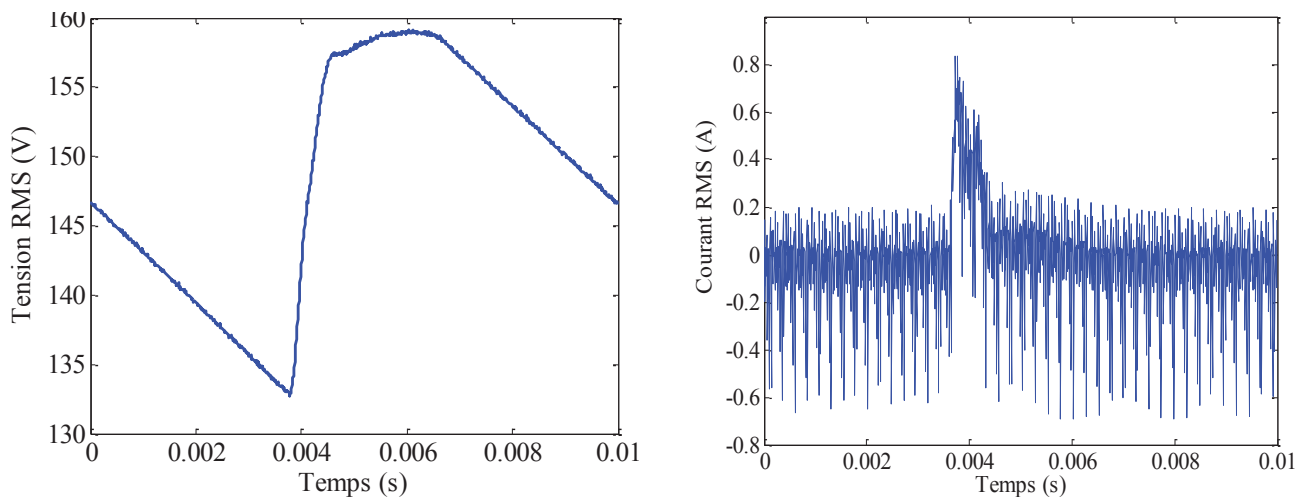


Figure 4.14 Tension, courant aux bornes du condensateur surveillé

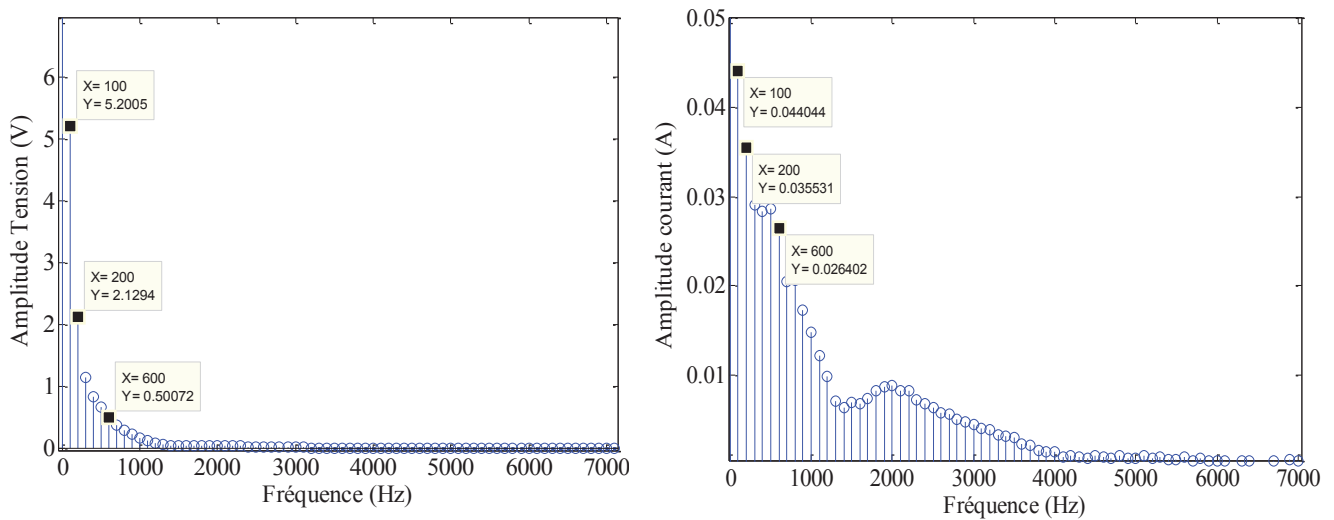


Figure 4.15 FFT de la tension et du courant aux bornes du condensateur surveillé

L'estimation de la valeur de l' ESR à la fréquence de résonance est faite grâce à l'algorithme du NNF à l'aide du calcul de l'impédance du condensateur surveillé pour des fréquences spécifiques (200 Hz, 300 Hz, 400 Hz et 500 Hz) ainsi que l' ESR_0 pour un composant sain. L'impédance identifiée à partir des FFT de courant et de tension aux bornes des condensateurs sous test est montrée sur la Figure 4.16.

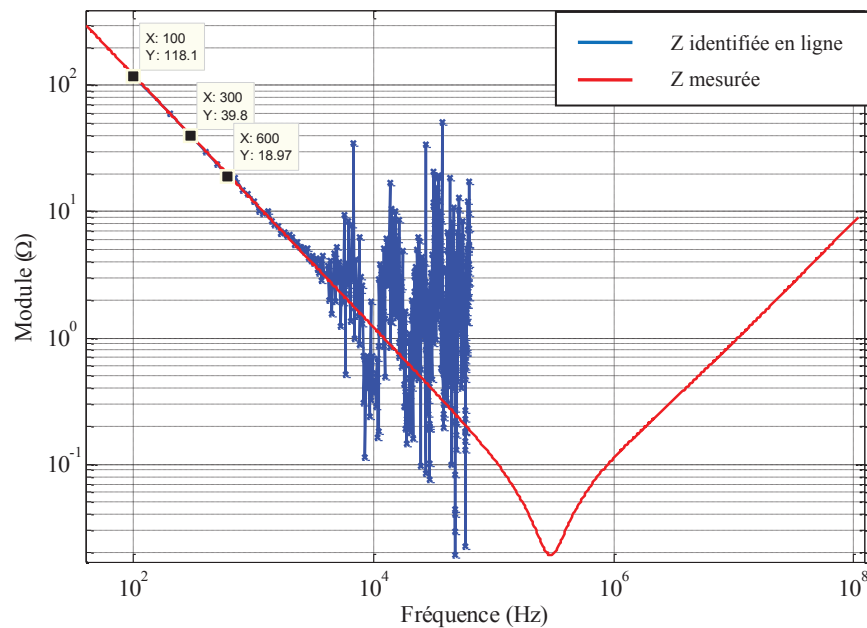


Figure 4.16 Comparaison entre l'impédance Z d'un condensateur identifiée en ligne avec celle issue d'une mesure hors ligne (à l'aide d'un impédancemètre)

Comme on peut le remarquer, l'impédance du condensateur issue des transformées de Fourier du courant et de la tension aux bornes du composant testé montre une bonne concordance avec celle mesurée hors ligne pour les fréquences en dessous de 500 Hz. Plus on monte en fréquence et plus le signal est perturbé en raison des amplitudes faibles des harmoniques (le fondamental étant à 100 Hz du fait du redressement de la tension du secteur), et donc l'erreur sur l'impédance devient importante.

Comme seules les basses fréquences sont traitées pour l'identification respective de C et de l' ESR à la résonance, la précision obtenue à ces basses fréquences est suffisante. En considérant les résultats issus des mesures d'impédancemètre comme étant les valeurs réelles des composants testés, les erreurs relatives sur C et ESR ont été calculées et sont données dans le tableau ci-dessous :

Paramètres électriques	Condensateur issu du vieillissement $VS_{85^{\circ}C-1.1-UN}$ à 1300 heures			Condensateur issu du vieillissement $VS_{100^{\circ}C-1.1-UN}$ à 413 heures			Condensateur issu du vieillissement $VS_{85^{\circ}C-1.3-UN}$ à 116 heures		
	Valeur réelle	Valeur estimée	Erreur (%)	Valeur réelle	Valeur estimée	Erreur (%)	Valeur réelle	Valeur estimée	Erreur (%)
$C (\mu F)$	12.63	12.57	0.47	12.56	12.35	1.6	14.02	13.8	1.8
$ESR (m\Omega)$	22.5	21.9	2.45	23.5	23.01	2.1	18.8	18	4.4

Tableau 4.4 Erreur d'estimation des paramètres ESR et C des condensateurs 15 μF -400 V pour différents temps et types de vieillissements

Les résultats du *Tableau 4.4* montrent que les valeurs de l' ESR et de C estimés sont en cohérence avec celle mesurées avec un impédancemètre ce qui prouve l'efficacité de notre approche.

4.2.7 Estimation de la durée de fin de vie

L'estimation du nombre d'heures restant avant la panne nécessite la connaissance de la température du composant, de la tension aux bornes du condensateur ainsi que la valeur de sa capacité C (cf. chapitre 3) Rappelons que la capacité avec le temps de vieillissement varie suivant l'équation suivante :

$$C(t) = A + \exp(-\lambda_1(U, T) \cdot t) \cdot (\lambda_1(U, T) \cdot \lambda_2(U, T) - \lambda_3(U, T) \cdot \exp(-\lambda_4(U, T) \cdot t)) \quad (4.27)$$

avec, A une constante qui dépend de la capacité à l'état initial (C_0) et λ_1 , λ_2 , λ_3 et λ_4 , des paramètres liés au condensateur qui sont dépendant de la tension U et de la température T d'utilisation.

Par identification de l'état actuel de la capacité, on peut identifier le temps de vie restant avant la défaillance. Le nombre d'heures restant avant la fin de vie se fait donc suivant plusieurs étapes :

- Identification des différents paramètres de l'équation (4.27) de $C(t)$ selon la température et la tension d'utilisation ;
- Calcul du temps nécessaire t_{vf} qu'aurait mis un condensateur neuf pour atteindre une perte de 5% de capacité (valeur communément acceptée pour définir la fin de vie) sous les mêmes contraintes électrique et thermique ;
- Identification de la valeur de C par mesure du courant et de la tension et aux bornes du condensateur à surveiller ;
- Calcul du temps actuel du vieillissement t_v ;
- Calcul de la différence entre t_{fv} et t_v .

Pour un condensateur $15\mu\text{F} - 400\text{V}$ sollicité par une tension de 240V et une température de 70°C , et connaissant les valeurs de λ_1 , λ_2 , λ_3 et λ_4 , sous ces conditions, la courbe d'évolution de C peut être déduite comme décrit sur la figure ci-dessous :

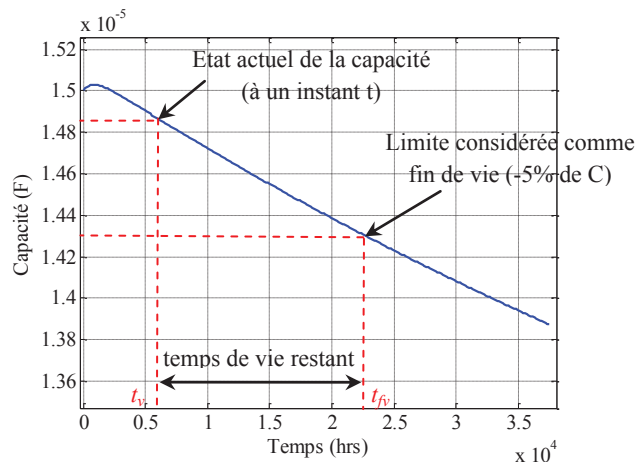


Figure 4.17 Principe de calcul de la durée de vie restante avant la défaillance

Le temps de vie restant peut donc être déduit par cette méthode.

En ce qui concerne la surveillance de l'*ESR*, celle-ci est importante car certains mécanismes de vieillissement peuvent engendrer seulement une augmentation de ce paramètre sans variation de la capacité C [20, 21]. Une estimation de ce paramètre avec la capacité C permet donc une surveillance sûre et complète des condensateurs films métallisés.

4.3 Conclusion

Une nouvelle méthode de surveillance de l'état de santé des condensateurs films a été proposée. Cette dernière, inspirée des techniques de surveillance basées sur des données temporelles et la logique flou, a permis une estimation robuste et précise des deux paramètres que sont la résistance équivalente série et la capacité C des condensateurs films métallisés. L'application d'une telle approche nécessite une simple carte d'acquisition, ainsi qu'une phase d'apprentissage sur un condensateur sain et vieilli.

Par ailleurs, grâce à la loi de l'évolution de la capacité avec le temps, il est possible d'estimer le temps de vie restant avant la défaillance.

4.4 Références

- [1] C. Kulkarni, C. Jose, G. Biswas, and K. Goebel, "Physics Based Electrolytic Capacitor Degradation Models for Prognostic Studies under Thermal Overstress," in *1st European Conference of the Prognostics and Health Management Society*, Dresden, Germany, pp. 1-9, 2012.
- [2] S. Gu, "Capacitor Selection in Aviation Equipment," in *CARTS USA 2008, proceedings Electronic Components Industry Association*, pp. 1-7, 2008.
- [3] K. Harada, A. Katsuki, and M. Fujiwara, "Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 8, pp. 355-361, 1993.

- [4] V. A. Sankaran, F. L. Rees, and C. S. Avant, "Electrolytic capacitor life testing and prediction," in *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, 1997, pp. 1058-1065 vol.2.
- [5] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, and P. J. Viverge, "Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 1199-1207, 1998.
- [6] P. Venet, F. Perisse, M. H. El-Husseini, and G. Rojat, "Realization of a smart electrolytic capacitor circuit," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 8, pp. 16-20, 2002.
- [7] A. M. R. Amaral and A. J. M. Cardoso, "Use of ESR to predict failure of output filtering capacitors in boost converters," in *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, pp. 1309-1314 vol. 2, 2004.
- [8] M. L. Gasperi, "Life prediction modeling of bus capacitors in AC variable frequency drives," in *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2005. Conference Record of 2005 Annual*, pp. 141-146, 2005.
- [9] K.-J. L. D.-C. Lee, J.-K. Seok and J.-W. Choi, "Online capacitance estimation of DC-link electrolytic capacitors for three-phase AC/DC/AC PWM converters using recursive least squares method," *IEEE Proc-Electr. Power Appl*, pp. 1503-1508, vol. 152, 2005.
- [10] K. L. Myungchul Kim, Jangho Yoon, Sang Bin Lee, Jiyeon Yoo, "Condition Monitoring of DC Link Electrolytic Capacitors in Adjustable Speed Drives," in *IEEE Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting.*, pp. 237-243, 2007.
- [11] P. Venet, A. Lahyani, G. Grellet, and A. Ah-Jaco, "Influence of aging on electrolytic capacitors function in static converters: Fault prediction method," *The European Physical Journal - Applied Physics*, vol. 5, pp. 71-83, 1999.
- [12] G. M. Buiatti, J. A. Martin-Ramos, A. M. R. Amaral, P. Dworakowski, and A. J. Marques Cardoso, "Condition Monitoring of Metallized Polypropylene Film Capacitors in Railway Power Trains," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 3796-3805, 2009.
- [13] A. Wechsler, B. C. Mecrow, D. J. Atkinson, J. W. Bennett, and M. Benarous, "Condition Monitoring of DC-Link Capacitors in Aerospace Drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 1866-1874, 2012.
- [14] G. M. Buiatti, J. A. Martin Ramos, C. H. R. Garcia, A. M. R. Amaral, and A. J. M. Cardoso, "An Online and Noninvasive Technique for the Condition Monitoring of Capacitors in Boost Converters," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 2134-2143, 2010.
- [15] F. Perisse, 'Etude et analyse des modes de défaillances des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et des thyristors: appliquées au système de protection du LHC (Large Hadron Collider)', Thèse Université de Lyon, 2003.
- [16] K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, Re, x, J. M. tif, *et al.*, "A Real-Time Predictive-Maintenance System of Aluminum Electrolytic Capacitors Used in Uninterrupted Power Supplies," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 1644-1652, 2010.
- [17] G. M. Buiatti, A. M. R. Amaral, P. Dworakowski, and A. J. M. Cardoso "Condition Monitoring of Metallized Polypropylene Film Capacitors in Railway Power Trains," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, Vol. 58, pp. 3796-3805, 2009.
- [18] A. Soualhi, "Du diagnostic au pronostic de pannes des entraînements électriques," *Thèse, Université de Lyon*, Septembre 2013.

- [19] E. Uchino and T. Yamakawa, "Neo-fuzzy-neuron based new approach to system modeling, with application to actual system," in *Tools with Artificial Intelligence, 1994. Proceedings., Sixth International Conference on*, pp. 564-570, 1994.
- [20] L. Fuchang, D. Xin, Y. Zonggan, and L. Jin, "Research on electrode-end contact degradation of metallized polypropylene capacitors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 353-356, 2003.
- [21] A. Borghetti, C. A. Nucci, G. Pasini, S. Pirani, and M. Rinaldi, "Tests on self-healing metallized polypropylene capacitors for power applications," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 556-561, 1995.

Conclusion Générale

En raison de l'évolution de l'industrie aéronautique vers un avion plus électrique, le remplacement graduel des systèmes hydrauliques et pneumatiques par des systèmes électriques impose de nouvelles contraintes d'utilisation sur les différents composants électriques et électroniques les constituant. Dans le cadre de cette thèse, on s'est particulièrement intéressé à l'étude des condensateurs à films polymères (polyester ou polypropylène) métallisés utilisés en tant qu'élément de filtrage dans des convertisseurs statiques d'énergie. Notre étude a consisté à identifier les mécanismes et modes de défaillance des condensateurs films métallisés et à surveiller leur état de santé dans le but d'améliorer la disponibilité des systèmes dans lesquels ils sont employés.

Dans un premier temps, nous avons réalisé un tour d'horizon bibliographique concernant les différentes technologies de condensateurs existantes actuellement sur le marché ainsi que les principaux avantages et inconvénient de chacune d'elles. In fine, l'intérêt s'est focalisé sur les condensateurs à films métallisés utilisant le polyester (PET) ou le polypropylène (PP) comme diélectrique. Après une étude détaillée des différents constituants, des procédés de fabrication ainsi que des différents paramètres qui pourraient contribuer à la défaillance de ces derniers, les différents comportements diélectriques de ces deux polymères ont été présentés et interprétés au niveau macroscopique et microscopique. Ces études ont montré que la permittivité relative d'un matériau diélectrique dépend fortement du caractère polaire ou apolaire de sa structure moléculaire. Ainsi, les matériaux possédant une permittivité élevée présentent généralement un fort moment dipolaire permanent, ce qui induit des pertes importantes et une mauvaise stabilité de la capacité avec la fréquence. De « bonnes » caractéristiques électriques sont dues à la structure faiblement polaire des polymères utilisés, mais ne peuvent être obtenues qu'au prix d'une permittivité relative faible. Il semble donc extrêmement difficile de réunir toutes les propriétés recherchées dans un même condensateur. Ces caractéristiques structurelles ainsi que les processus de fabrication font que le comportement d'un condensateur ne peut être généralisé d'une technologie à l'autre ou d'un type de diélectrique à un autre.

Dans le but de modéliser et quantifier l'amplitude des phénomènes indésirables prenant place dans les deux types de condensateurs précités, deux modèles fins de condensateurs films ont été développés. Ces modèles peuvent être intégrés dans des logiciels de simulation de type circuit (Simulink, Simplorer,...) et permettent de représenter assez précisément les phénomènes impliqués sur une large gamme de fréquence, de tension, de température et pour différents états de dégradation du composant. Le principe de modélisation est basé sur l'étude de la forme complexe de l'impédance $\underline{Z}$ des condensateurs, qui est plus révélateur que la technique traditionnelle basée sur l'étude du module de $\underline{Z}$. Une représentation graphique de $\underline{Z}$ (illustrée par le diagramme de Nyquist) a mis en valeur des phénomènes existant en basse et haute fréquences, dont les effets sont amoindris ou complètement masqué lors d'une représentation traditionnelle (illustrée par le diagramme de Bode). Cela a permis de mettre en évidence l'implication du type du diélectrique sur le comportement fréquentiel des condensateurs films (notamment en basse fréquence) et de

déterminer d'une manière plus aisée les phénomènes prenant place en haute fréquence (fréquence d'antirésonance).

Dans le troisième chapitre, l'étude du vieillissement des condensateurs films a été abordée. Une meilleure compréhension des lois de vieillissement, des cinétiques de dégradation et des différents facteurs accélérant ces dernières nous permet de prévenir les condensateurs de la défaillance. Dans cette partie, deux lois de vieillissements (basées sur la loi d'Eyring et une loi probabiliste) des condensateurs à films polymères métallisés ont été établies en fonction de la tension et de la température de fonctionnement. Les effets des contraintes en tension DC et en température ont été étudiés sous la forme de facteurs d'accélération du vieillissement. Cependant, comme ces contraintes ne sont pas toujours représentatives des conditions réelles de vieillissement, les cinétiques d'évolution des paramètres électriques des condensateurs, sous contraintes en tensions DC et températures constantes, ont été comparées à celles où le condensateur est sollicité par de fortes ondulations de courant ou lorsqu'une combinaison d'une tension DC avec une ondulation de courant lui sont appliquées. Ces essais ont ainsi mis en évidence que les mécanismes de défaillance impliqués sont différents selon les conditions d'utilisation. Une loi d'évolution de la capacité principale C a été également proposée dans le cas où nos composants sont soumis à de fortes ondulations de courant seules. La perte de capacité due à la corrosion électrochimique de la métallisation des électrodes a été modélisée par une loi qui dépend de la racine carré du temps.

La dernière partie de notre travail consistait à explorer les résultats expérimentaux issus des essais de vieillissement dans le but de surveiller l'état de santé des condensateurs films. L'estimation en temps réel des paramètres internes du condensateur est largement répandue dans la littérature mais est basée principalement sur l'étude du seul paramètre ESR. Les essais de vieillissement menés au laboratoire sur les condensateurs films (vieillissements standards en « floating », ondulations forts courants) ont montré que les paramètres internes d'un condensateur films, à savoir l'ESR et sa capacité principale C , sont susceptibles d'évoluer différemment selon la nature des contraintes électriques auxquelles ils sont soumis. Ainsi, pour augmenter la précision de la surveillance de l'état de santé de ces composants, nous avons procédé à une double identification de l'ESR et de C . Cette identification est basée sur une analyse fréquentiel (FFT) des tensions et courants des condensateurs du bus DC d'un convertisseur statique. Par traitement de ces signaux, il est possible de remonter à l'identification de C (en basse fréquence) et de déduire la valeur de l'ESR. Le but recherché était de pouvoir, à partir de la mesure d'impédance en basse fréquence, d'identifier la valeur de la capacité C , et d'estimer la valeur la résistance ESR à la fréquence de résonance par l'intermédiaire de l'approche basée sur la technique NNF. L'efficacité de la méthode a été confortée par des essais expérimentaux.

Il reste cependant les travaux de recherche suivant à accomplir :

- confirmer la validité de la méthode de surveillance des condensateurs pour différentes applications et différents types de sollicitations ;

- réaliser des essais de vieillissement supplémentaires permettant d'améliorer les estimations des durées de vies développées dans notre étude ;
- établir, si possible, une loi d'évolution temporelle de la résistance équivalente série sous différentes sollicitations.

Annexes

Annexe A : Diagrammes de Nyquist des condensateurs films pour différents temps de vieillissement

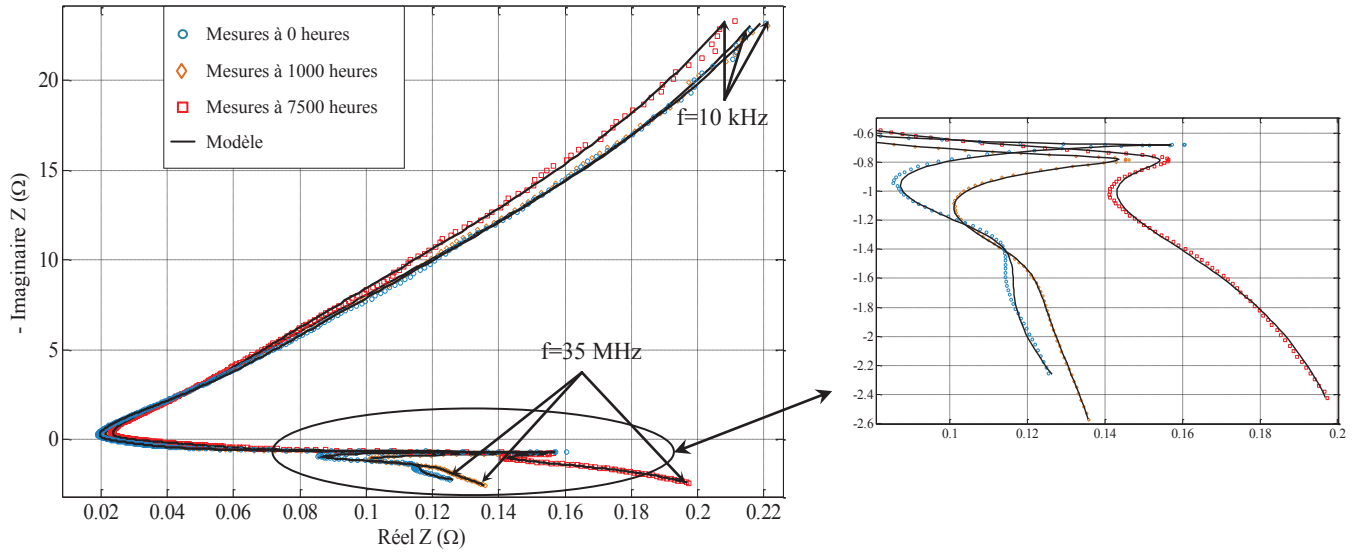


Figure A.1 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPETF 0.68 μ F-630V fabricant A pour différents temps de vieillissement

Paramètres identifiés	0 heures	1000 heures	7500 heures
R_s (m Ω)	16.8	17.1	20.2
C (μ F)	0.70	0.69	0.67
L (nH)	1.06	1.19	1.36
R_p (T Ω)	87.1	56.1	18.1
R_l (m Ω)	24.3	25.4	28.5
L_2 (nH)	11.3	12.2	12.0
R_{DA} (Ω)	$1.25 \cdot 10^3$	$1.24 \cdot 10^3$	$1.43 \cdot 10^3$
C_{DA} (F)	$9.24 \cdot 10^{-9}$	$9.08 \cdot 10^{-9}$	$8.56 \cdot 10^{-9}$
R_{DA_1} (Ω)	$1.79 \cdot 10^2$	$1.85 \cdot 10^2$	$2.06 \cdot 10^2$
C_{DA_1} (F)	$9.84 \cdot 10^{-9}$	$9.14 \cdot 10^{-9}$	$8.96 \cdot 10^{-9}$
R_{ar} (m Ω)	9.54	11.5	15.9
L_{ar} (nH)	0.54	0.57	0.60
C_{ar} (μ F)	0.45	0.43	0.41
R_{ar1} (m Ω)	10.3	11.7	21.1
L_{ar1} (nH)	0.17	0.18	0.23
C_{ar1} (μ F)	0.39	0.35	0.27
R_{ar2} (m Ω)	57.8	70.7	70.9
L_{ar2} (nH)	0.26	0.27	0.25
C_{ar2} (μ F)	0.10	0.06	0.76
Erreur (%)	0.81	1.07	0.81

Tableau A.1 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPETF 0.68 μ F-630V fabricant A pour différents temps de vieillissement

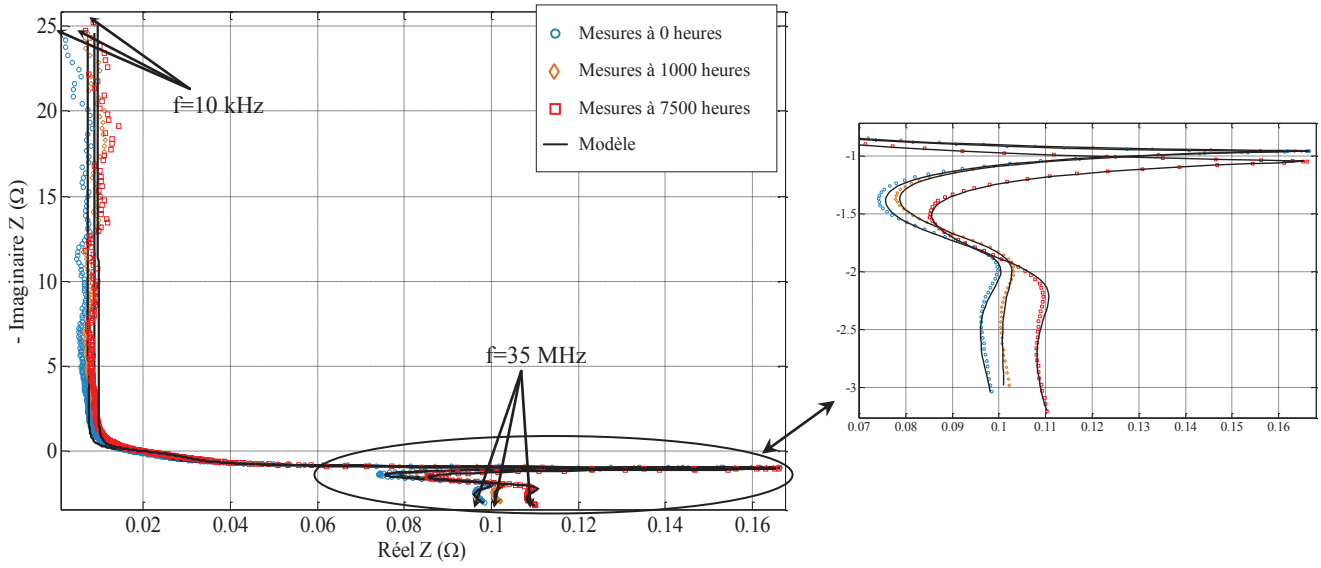


Figure A.2 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPPF 0.68μF-630V fabricant A pour différents temps de vieillissement

Paramètres identifiés	0 heures	1000 heures	7500 heures
$R_s (m\Omega)$	7.29	8.68	10.2
$C (\mu F)$	0.66	0.64	0.63
$L (nH)$	2.19	2.00	2.11
$R_p(\Omega)$	$4.61 \cdot 10^{12}$	$5.99 \cdot 10^{12}$	$4.33 \cdot 10^{12}$
$R_l (m\Omega)$	18.4	22.4	24.1
$L_2 (nH)$	14.8	14.6	15.6
$R_{DA} (\Omega)$	$5.10 \cdot 10^4$	$5.23 \cdot 10^4$	$5.03 \cdot 10^5$
$C_{DA} (F)$	$4.05 \cdot 10^{-13}$	$6.74 \cdot 10^{-13}$	$4.38 \cdot 10^{-13}$
$R_{ar} (m\Omega)$	8.79	9.83	10.7
$L_{ar} (nH)$	0.55	0.57	0.57
$C_{ar} (\mu F)$	0.48	0.45	0.43
$R_{ar1} (m\Omega)$	8.54	55.6	100
$L_{ar1} (nH)$	0.45	0.32	0.43
$C_{ar1} (\mu F)$	0.45	0.21	0.30
$R_{ar2} (m\Omega)$	4.41	3.78	6.45
$L_{ar2} (nH)$	0.08	0.07	0.10
$C_{ar2} (\mu F)$	0.75	0.89	0.57
Erreur (%)	11.0	8.70	7.7

Tableau A.2 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPPF 0.68μF-630V fabricant A pour différents temps de vieillissement

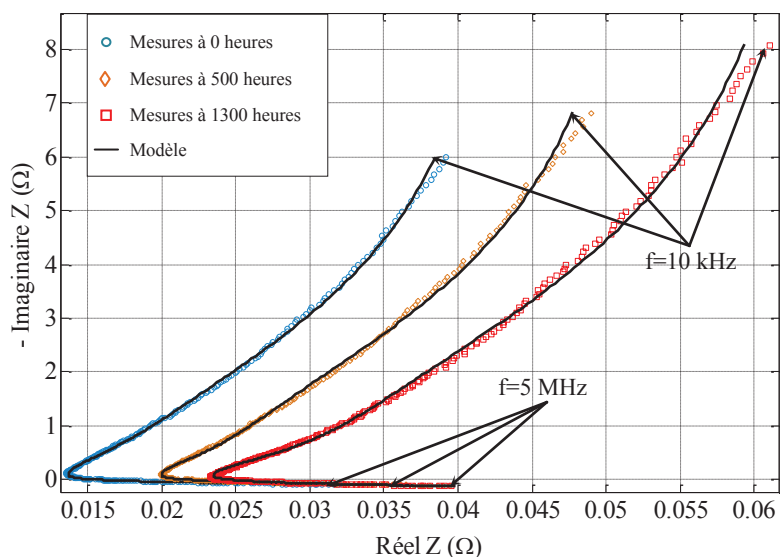


Figure A.3 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPETF 15µF-400V fabricant C pour différents temps de vieillissement

Paramètres identifiés	0 heures	500 heures	1300 heures
$R_s (m\Omega)$	13.1	19.4	22.7
$C (\mu F)$	14.8	13.0	10.9
$L (nH)$	5.58	6.43	7.1
$R_p(\Omega)$	$3.58 \cdot 10^{12}$	$1.41 \cdot 10^{13}$	$7.79 \cdot 10^{12}$
$R_l (m\Omega)$	38.7	56.8	109
$L_2 (nH)$	13.6	15.2	15.0
$R_{DA} (\Omega)$	$3.60 \cdot 10^4$	561	561
$C_{DA} (F)$	$1.26 \cdot 10^{-7}$	$9.71 \cdot 10^{-8}$	$8.84 \cdot 10^{-8}$
$R_{DA} (\Omega)$	57	54	31.0
$C_{DA} (F)$	$1.30 \cdot 10^{-7}$	$1.47 \cdot 10^{-7}$	$1.99 \cdot 10^{-7}$
Erreur (%)	0.6	0.5	0.6

Tableau A.2 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPETF 15µF-400V fabricant C pour différents temps de vieillissement

Annexe B : Influence de la diminution de la capacité sur la valeur de R_s :

A l'état sain du condensateur, notons R_{s0} la résistance initiale de R_s et C_0 la capacité initiale de C.

R_{s0} représente la résistance des connexions et des électrodes :

$$R_{s0} = \rho \frac{l}{S_0}$$

où ρ , l et S_0 représentent respectivement la résistivité de la métallisation, l son épaisseur et S_0 la surface initiale des électrodes.

Comme vu dans le *chapitre 1*, la capacité d'un condensateur cylindrique peut être assimilée à celle d'un condensateur plan. Elle peut être écrite sous la forme :

$$C_0 = \varepsilon \frac{S_0}{d}$$

où ε et d représentent respectivement la permittivité relative du diélectrique et l'épaisseur de ce dernier.

Des équations précédentes, R_{s0} peut être écrite sous la forme :

$$R_{s0} = \varepsilon \rho \frac{l}{C_0 d}$$

De la même manière, on peut écrire la résistance R_s , résistance des connexions et des électrodes à un instant t du vieillissement en fonction de la capacité principale C :

$$R_s = \varepsilon \rho \frac{l}{C d}$$

On considérant les paramètres ε , ρ et d comme invariant au cours du vieillissement et donc que seule la surface est affectée, la variation ΔR_s après un temps t de vieillissement est :

$$\begin{aligned} \Delta R_s &= \varepsilon \rho \frac{l}{d} \left(\frac{1}{C} - \frac{1}{C_0} \right) \\ &= \varepsilon \rho \frac{l}{d} \left(\frac{C_0 - C}{C \cdot C_0} \right) \\ &= R_{s0} \cdot \frac{\Delta C}{C} \end{aligned}$$

On peut donc écrire, en prenant comme hypothèse que la variation de capacité « ΔC » reste faible devant C_0 , que :

$$\frac{\Delta R_s}{R_{s0}} = \frac{\Delta C}{C} \approx \frac{\Delta C}{C_0}$$

Liste des figures :

Figure 1.1 Consommation mondiale par type de condensateur (2012) [14].....	12
Figure 1.2 Ordre de grandeur des tensions et capacités des technologies de condensateurs les plus usuelles	13
Figure 1.3 Constitution global d'un condensateur plan	14
Figure 1.4 Géométrie cylindrique (à gauche) et en cerfeuil (à droite) des condensateurs réels	14
Figure 1.5 Schéma électrique équivalent d'un condensateur	15
Figure 1.6 Déphasage entre i_c et u d'un condensateur réel	16
Figure 1.7 Taux de défaillance en fonction du temps [23].....	22
Figure 1.8 Durée de vie relative des condensateurs à films polypropylène en fonction du nombre d'éléments et du facteur de forme m [48]	24
Figure 1.9 Taux de défaillance des condensateurs films en fonction de la tension et de la température.....	25
Figure 1.10 Structure générale des condensateurs à films métallisés	26
Figure 1.11 Structure chimique du PET et du PP	27
Figure 1.12 Une illustration de l'effet combiné de la masse moléculaire et du taux de tacticité sur la cristallinité des échantillons [61].....	28
Figure 1.13 Différentes structures macromoléculaires du polypropylène	29
Figure 1.14 Corrélation entre le degré d'isotacticité et la température de fusion (T_m) pour les polypropylènes isotactiques. ($\diamond$) = échantillons réalisés avec des catalyseurs métallocènes; ($\blacklozenge$) données obtenues grâce à des échantillons réalisés avec des catalyseurs du type Ziegler-Natta [64].....	30
Figure 1.15 Variation du module d'Young du PET et des PET métallisés en fonction de la température [76].....	32
Figure 1.16 Variations de la capacité d'un condensateur à diélectrique apolaire (polypropylène), et à diélectrique polaire (polyéthylène téréphtalate)	34
Figure 1.17 Processus de métallisation et de renforcement des bords à travers différentes largeurs de fente [88].....	36
Figure 1.18 Phénomène d'auto-cicatrisation.....	38
Figure 1.19 Phénomène d'auto-cicatrisation sur le site de claquage [92].....	38
Figure 1.20 Structure segmentée de la métallisation.....	40
Figure 2.1 Modèle simplifié d'un condensateur film	48
Figure 2.2 Condensateurs films utilisés en tant qu'éléments de filtrage dans un convertisseur statique d'énergie	49
Figure 2.3 Diagrammes de Bode des condensateurs MPPF et MPETF 1 μ F-630V issus du modèle (en pointillés) et des mesures expérimentales (traits pleins)	53
Figure 2.4 Diagrammes de Nyquist des condensateurs MPPF et MPETF 1 μ F-630V issus du modèle (en pointillés) et des mesures expérimentales (traits pleins), les erreurs de mesures sont indiquées avec des barres pour quelques fréquences.....	54
Figure 2.5 Critère d'optimisation basé sur la forme complexe de l'impédance	55
Figure 2.6 Diagrammes de Nyquist et Bode des condensateurs MPPF 1 μ F-630V	56
Figure 2.7 Diagrammes de Nyquist et Bode des condensateurs MPETF 1 μ F-630 V.....	56

Figure 2.8 Modèle d'un condensateur films prenant en compte l'absorption diélectrique.....	57
Figure 2.9 Diagrammes de Nyquist des condensateurs MPPF et MPETF 1 μ F-630 V.....	58
Figure 2.10 Modèle électrique amélioré des condensateurs MPETF 1 μ F-630V avec le diagramme de Nyquist associé.....	59
Figure 2.11 Diagramme de Bode des condensateurs MPPF 1 μ F-630V	60
Figure 2.12 Diagramme de Bode des condensateurs MPETF 1 μ F-630V.....	60
Figure 2.13 Evolution des condensateurs MPPF et MPETF 1 μ F-630V en hautes fréquences	61
Figure 2.14 Diagramme de Nyquist des condensateurs MPPF et MPETF 1 μ F-630V entre 3.2MHz et 15.7 MHz.....	62
Figure 2.15 Modèle final des condensateurs MPPF	63
Figure 2.16 Modèle final des condensateurs MPETF	63
Figure 2.17 Diagrammes de Nyquist et de Bode des condensateurs MPPF 1 μ F-630V de 3.2MHZ à 35 MHz.....	64
Figure 2.18 Diagrammes de Nyquist et de Bode des condensateurs MPETF 1 μ F-630V de 3.2MHZ à 35 MHz.....	64
Figure 2.19 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPPF 680nF-630V	65
Figure 2.20 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPETF 680nF-630V	65
Figure 2.21 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPETF 110 μ F-75V	65
Figure 2.22 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPPF 4.5 μ F-450V.....	66
Figure 2.23 Banc expérimental pour la caractérisation des condensateurs en fonction de la température.....	67
Figure 2.24 Diagramme de Nyquist des condensateurs MPPF 1 μ F-630V à différentes températures.....	68
Figure 2.25 Diagramme de Nyquist des condensateurs MPETF 1 μ F-630V à différentes températures.....	68
Figure 2.26 Variation de la résistance équivalente série en fonction de la température ambiante	70
Figure 2.27 Variation de la capacité principale C en fonction de la température	71
Figure 2.28 Variation de la constante diélectrique en fonction de la densité du matériau [25]	72
Figure 2.29 Protocole expérimental de la caractérisation en fonction de la tension.....	72
Figure 2.30 Protection entre les composants sous tests et l'impédancemètre.....	73
Figure 2.31 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPETF 1 μ F-630V fabricant B pour différents temps de vieillissement.....	76
Figure 2.32 Diagramme de Nyquist d'un condensateur MPPF 1 μ F-630V fabricant A pour différents temps de vieillissement.....	77
Figure 3.1 Présentation des essais de vieillissements calendaires retenus pour notre étude....	88
Figure 3.2 Evolution des paramètres ESR et C des condensateurs MPPF et MPETF 0.68 μ F-630V en fonction du temps de vieillissement pour différentes contraintes	90
Figure 3.3 Evolution des paramètres ESR et C des condensateurs MPPF et MPETF 1 μ F-630V en fonction du temps de vieillissement pour différentes contraintes	91
Figure 3.4 Evolution des paramètres ESR et C des condensateurs MPETF de 15 μ F-400V en fonction du temps du vieillissement pour différentes contraintes.....	92
Figure 3.5 Estimation de la durée des condensateurs MPPF et MPETF 0.68 μ F-630V en fonction de la tension et pour différentes températures	95

Figure 3.6 Estimation de la durée des condensateurs MPPF et MPETF 1 μ F-630V en fonction de la tension et pour différentes températures.....	95
Figure 3.7 Estimation de la durée des condensateurs MPETF 15 μ F-400V en fonction de la tension et pour différentes températures	96
Figure 3.8 Corrosion du contact électrode-schoopage sur les enroulements externes du condensateur [22]	98
Figure 3.9 Evolution de la capacité sous différentes contraintes en considérant une loi probabiliste.....	100
Figure 3.10 Comparaison entre les valeurs expérimentales et le modèle d'évolution de la capacité C des condensateurs MPPF et MPETF 0.68 μ F et 1 μ F – 630V pour les trois vieillissements standards	101
Figure 3.11 Comparaison entre valeurs expérimentales et le modèle d'évolution de la capacité C des condensateurs MPETF 15 μ F – 400V pour les trois vieillissements standards	102
Figure 3.12 Evolution des paramètres λ_1 et λ_2 de l'équation de la capacité d'un condensateur 15 μ F - 400 V pour différentes tensions et températures d'utilisation.....	102
Figure 3.13 Evolution des paramètres λ_3 et λ_4 de l'équation de la capacité d'un condensateur 15 μ F - 400 V pour différentes tensions et températures d'utilisation.....	103
Figure 3.14 Condensateurs films utilisés en tant qu'éléments de filtrage dans un convertisseur statique d'énergie	104
Figure 3.15 Éléments constitutifs d'une seule couche du bobinage des condensateurs métallisés	106
Figure 3.16 Coupe transversale d'un condensateur MPPF 1 μ F-630V.....	107
Figure 3.17 Coupe transversale d'un condensateur MPETF 1 μ F-630V	107
Figure 3.18 Répartition de la température à l'intérieur des condensateurs à films métallisés (1 μ F-630V)	108
Figure 3.19 Schéma bloc du banc dédié au vieillissement accéléré des condensateurs films métallisés.....	109
Figure 3.20 Circuit électrique équivalent du banc d'essai mono-onduleur.....	110
Figure 3.21 Impédance équivalente d'un transformateur point milieu avec celle d'un DUT	111
Figure 3.22 Mesures des tensions en entrée du transformateur ($V_{\text{entrée transfo}}$), aux bornes de la charge (v_{ch}) ainsi que le courant traversant les condensateurs sous test (i_{DUT}) MPETF 1 μ F-630V fabricant A.....	112
Figure 3.23 Banc d'essai de vieillissement accéléré à fort courant	112
Figure 3.24 Comparaison entre les essais de vieillissements calendaires $VS_{100^\circ\text{C}-1.1\cdot UN}$ et le vieillissement par ondulation de courant pour les condensateurs films 0.68 μ F-630V	115
Figure 3.25 Comparaison entre les essais de vieillissements calendaires $VS_{100^\circ\text{C}-1.1\cdot UN}$ et le vieillissement par ondulation de courant pour les condensateurs films 1 μ F-630V	116
Figure 3.26 Comparaison de l'état de surface de la métallisation avant et après oxydation .	118
Figure 3.27 Dégradation de la capacité en fonction du temps et modèle associé à la croissance de la couche d'oxyde.....	119
Figure 3.28 Profil de tension retenu pour le vieillissement par ondulation de courant combiné avec une tension DC.....	121
Figure 3.29 Variation des paramètres électriques ESR et C pour les vieillissements $VS_{100^\circ\text{C}-1.1\cdot UN}$, OS et ODC.....	122

Figure 4.1 Schéma électrique équivalent d'un condensateur jusqu'à la résonance	130
Figure 4.2 Schéma électrique équivalent d'un hacheur élévateur.....	131
Figure 4.3 Architecture du prédicteur NNF	132
Figure 4.4 Fonctions d'appartenance triangulaires	133
Figure 4.5 Evolution du module de l'impédance en fonction de la fréquence d'un condensateur MPETF 15 μ F-400 V pour différents temps de vieillissement.....	134
Figure 4.6 Entrées et sortie de l'algorithme du neurone néo-flou.....	135
Figure 4.7 Vue d'ensemble de l'alimentation à découpage DAC 1-380	136
Figure 4.8 Condensateurs films utilisés comme éléments de filtrage dans une alimentation à découpage.....	137
Figure 4.10 Courants traversant les différents condensateurs d'entrée.....	138
Figure 4.9 Schéma électrique de principe de l'entrée du hacheur de l'alimentation DAC 1-380	138
Figure 4.11 Méthode d'identification de l'ESR et de C retenue pour notre étude.....	139
Figure 4.12 Illustration schématique des entrées et sorties de la technique d'estimation par NNF	141
Figure 4.13 Banc de test utilisé pour identifier l'ESR et le C des condensateurs films utilisés pour des applications de filtrage.....	143
Figure 4.14 Tension, courant aux bornes du condensateur surveillé	143
Figure 4.15 FFT de la tension et du courant aux bornes du condensateur surveillé	144
Figure 4.16 Comparaison entre l'impédance Z d'un condensateur identifiée en ligne avec celle issue d'une mesure hors ligne (à l'aide d'un impédancemètre)	144
Figure 4.17 Principe de calcul de la durée de vie restante avant la défaillance	146

Liste des tableaux :

Tableau 1.1 Comparaison des caractéristiques des différents diélectriques utilisés dans les condensateurs	19
Tableau 1.2 Comparaison du taux de défaillance des différentes technologies de condensateurs	24
Tableau 1.3 Liste des polymères les plus utilisés dans les condensateurs à films métallisés ..	27
Tableau 1.4 Composition de la phase gazeuse et pourcentage du carbone se déposant sous forme de graphite, *pourcentage en volume, **pourcentage en mole	39
Tableau 1.5 Causes de la dégradation de la métallisation	40
Tableau 2.1 Présentation des différents condensateurs suscitant un intérêt pour notre étude .	49
Tableau 2.2 Précision de l'appareil de mesure	51
Tableau 2.3 Comparaison entre les deux techniques d'identification	55
Tableau 2.4 Paramètres électriques identifiés pour le modèle électrique incluant l'absorption diélectrique	58
Tableau 2.5 Paramètres électriques identifiés pour un condensateur MPETF 1 μ F-630 V	59
Tableau 2.6 Paramètres électriques identifiés en considérant les modèles finaux des condensateurs	63
Tableau 2.7 Paramètres électriques identifiés en considérant les modèles finaux des condensateurs pour différents condensateurs	66
Tableau 2.8 Paramètres électriques des condensateurs MPPF 1 μ F-630V identifiés à différentes températures	69
Tableau 2.9 Paramètres électriques des condensateurs MPETF 1 μ F-630V identifiés à différentes températures	69
Tableau 2.10 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPPF 1 μ F-630V pour différentes tensions DC	73
Tableau 2.11 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPETF 1 μ F-630V pour différentes tensions DC	74
Tableau 2.12 valeurs de la résistance d'isolement R_p d'un condensateur MPPF 1 μ F-630V mesurées à l'aide d'un mégohmmètre pour différentes tensions	75
Tableau 2.13 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPETF 1 μ F-630V fabricant B pour différents temps de vieillissement	76
Tableau 2.14 Identification des paramètres électriques d'un condensateur MPPF 1 μ F-630V fabricant A pour différents temps de vieillissement	77
Tableau 3.1 Présentation des différents condensateurs utilisés pour notre étude	87
Tableau 3.2 Energies volumiques et champs électriques appliqués aux condensateurs MPETF lors du vieillissement calendaire VS _{85°C-1.3·UN}	92
Tableau 3.3 Durée de fin de vie des condensateurs MPPF et MPETF en prenant ESR ou C comme critère de vieillissement	93
Tableau 3.4 Facteurs d'accélération de la tension et de la température des condensateurs MPETF 15 μ F-400V	93
Tableau 3.5 Facteurs d'accélération de la tension et de la température des condensateurs MPPF et MPETF	94
Tableau 3.6 Paramètres de l'équation d'Eyring calculés pour différents condensateurs	94

Tableau 3.7 Comparaison des durées de vie issues de l'équation de l'évolution de la capacité et de la loi d'Eyring	103
Tableau 3.8 Conductivités thermiques du Polypropylène (PP) et du polyéthylène téréphtalate (PET)	108
Tableau 3.9 Valeurs des paramètres électriques d'un banc de test	112
Tableau 3.10 Courants et tensions appliqués aux bornes des différents condensateurs lors de l'essai ondulation de courant.....	113
Tableau 3.11 Valeurs des tensions appliquées aux bornes des condensateurs V_{DUT} lors de l'essai ODC	121
Tableau 4.1 Condensateurs ayant subits différents vieillissements calendaires utilisés pour l'essai hors ligne.....	141
Tableau 4.2 Donnée utilisée pour la phase d'apprentissage du NNF.....	142
Tableau 4.3 Erreur d'estimation de la résistance équivalente série pour des condensateurs 15 μ F-400 V pour différents temps et types de vieillissements	142
Tableau 4.4 Erreur d'estimation des paramètres ESR et C des condensateurs 15 μ F-400 V pour différents temps et types de vieillissements	145