



HAL
open science

Amélioration de la sûreté de fonctionnement des dispositifs de stockage d'énergie

Pascal Venet

► **To cite this version:**

Pascal Venet. Amélioration de la sûreté de fonctionnement des dispositifs de stockage d'énergie. Energie électrique. Université Claude Bernard - Lyon I, 2007. tel-00249595v2

HAL Id: tel-00249595

<https://theses.hal.science/tel-00249595v2>

Submitted on 15 Oct 2009

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.

Année 2007

Mémoire d'Habilitation à Diriger les Recherches

présenté

devant l'**UNIVERSITE CLAUDE BERNARD – LYON1**

pour l'obtention de

l'HABILITATION à DIRIGER LES RECHERCHES

soutenue le 24 octobre 2007

par

Pascal VENET

Amélioration de la sûreté de fonctionnement
des dispositifs de stockage d'énergie

JURY : Messieurs

COQUERY Gérard	Directeur de Recherche, INRETS	Rapporteur
FERRIEUX Jean-Paul	Professeur des Universités	Rapporteur
OUSTEN Yves	Professeur des Universités	Rapporteur
CLERC Guy	Professeur des Universités	Examineur
COSTA François	Professeur des Universités	Examineur
GUALOUS Hamid	Maître de Conférences HDR	Examineur
ROJAT Gérard	Professeur des Universités	Examineur

REMERCIEMENTS

Ce mémoire est le fruit de mes activités professionnelles de 1995 à 2007 en tant que maître de conférences à l'Université Lyon 1 et plus particulièrement de mes travaux de recherche réalisés au laboratoire AMPÈRE (ex CEGELY).

J'ai souhaité que mon jury soit composé des meilleurs experts dans mon domaine. Gérard COQUERY, Jean-Paul FERRIEUX et Yves OUSTEN m'ont fait l'honneur d'accepter de rapporter ce travail. Je les remercie vivement pour l'important travail d'évaluation qu'ils ont dû fournir. Je remercie également Guy CLERC, François COSTA, Hamid GUALOUS et Gérard ROJAT pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant de le juger.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Laurent NICOLAS, directeur de l'unité, à Guy GRELLET, à Jean-Pierre MASSON et à Guy CLERC, responsables successifs du site Université Lyon 1 du CEGELY ou d'AMPÈRE pour la confiance qu'ils m'ont témoignée et pour leurs encouragements.

Je remercie sincèrement Gérard ROJAT et Guy CLERC pour le travail que nous réalisons ensemble et pour leur soutien constant. La forte expérience de Gérard en électronique de puissance et sa vision éclairée de la recherche nous ont permis de mener à bien un grand nombre de projets. J'ai toujours été admiratif des nombreuses compétences (« liées à ses 3 cerveaux ») et de la disponibilité de Guy. Merci à eux pour leur confiance, leur soutien et leur amitié.

Je n'aurai pas pu présenter ce mémoire sans les travaux de thèse remarquables de Amine LAHYANI, Mohamad-Hussein EL-HUSSEINI, Frédéric PERISSE et Abderrahmane HAMMAR que j'ai co-encadré. Qu'ils reçoivent ici mes plus vifs remerciements et l'expression de mon amicale sympathie.

Merci à « mes thésards actuels » Yasser DIAB, Guven ALCICEK, Karim ABDENNADHER, Paul KRECZANIK et Alaa HIJAZI qui ont contribué aussi aux résultats présentés ici.

Merci aux différents stagiaires et en particulier à Daniel BESSEYRE pour le travail mené en commun et l'excellence de nos relations qui a donné naissance à une amitié indéfectible.

Je tiens à saluer ici tout le personnel du laboratoire pour ses compétences, son appui, sa gentillesse et sa bonne humeur.

L'excellente ambiance qui règne au département GIM de l'IUT B participe des bonnes conditions qui m'ont permis d'effectuer ce travail. Je remercie donc tous mes collègues avec qui il est si agréable de travailler. Je tiens à remercier tout particulièrement Olivier BASSET, Jean-Pierre CHAOMLEFFEL et Gilles POLLET pour m'avoir encouragé constamment à rédiger et soutenir cette habilitation.

Je remercie également tous ceux qui ont participé, de près ou de loin, à mon travail et en particulier les chercheurs avec qui j'ai collaboré.

Mes remerciements les plus tendres vont à Nathalie, mon admirable épouse pour son soutien inconditionnel de tous les instants. Comme le chante si bien Bénabar, c'est « ...un concentré de femme idéale, en la diluant dans l'eau on pourrait faire 10 filles normales... » Merci à Alexia et Thomas, mes enfants pour avoir été adorables cet été 2007 malgré notre immobilité liée à la rédaction de ce mémoire... promis l'année prochaine, nous bougerons !

Table des matières

PARTIE 1 : PRESENTATION	9
PARTIE 2 : PRESENTATION DES TRAVAUX SCIENTIFIQUES	13
1) INTRODUCTION	15
2) LES CONDENSATEURS	18
2.1 GRANDEURS CARACTERISTIQUES.....	18
2.1.1 <i>Présentation</i>	18
2.1.2 <i>Energie et capacité</i>	18
2.1.3 <i>Constante et rigidité diélectriques</i>	19
2.1.4 <i>Epaisseur du diélectrique</i>	20
2.1.5 <i>Surface des armatures en regard</i>	21
2.1.6 <i>Conclusion sur les différentes familles de condensateurs</i>	23
2.2 LES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES A L'ALUMINIUM A ELECTROLYTE LIQUIDE.....	24
2.2.1 <i>Principe et constitution [1], [10], [11]</i>	24
2.2.2 <i>Assemblage et connexions [1]</i>	25
2.3 LES CONDENSATEURS A FILMS POLYPROPYLENE METALLISES	26
2.3.1 <i>Principe et constitution [15]</i>	26
2.3.2 <i>Assemblage et connexions</i>	27
2.4 MODELES ET CARACTERISTIQUES	28
2.4.1 <i>Schémas électriques équivalents</i>	28
2.4.2 <i>Facteurs de pertes, angles de pertes</i>	32
2.4.3 <i>Variation en fonction de la tension des caractéristiques des condensateurs électrolytiques à l'aluminium</i>	34
2.4.4 <i>Variation en fonction de la température ambiante des caractéristiques des condensateurs électrolytiques à l'aluminium</i>	36
2.5 CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.....	40
3) LES SUPERCONDENSATEURS	42
3.1 PRESENTATION	42
3.2 PRINCIPE ET CONSTITUTION	43
3.2.1 <i>Présentation des différentes familles</i>	43
3.2.2 <i>Principe des supercondensateurs à double couche électrique</i>	44
3.2.3 <i>Constitution des supercondensateurs à double couche électrique</i>	45
3.2.4 <i>Assemblage et connexion</i>	45
3.3 MODELISATIONS DES SUPERCONDENSATEURS	46
3.3.1 <i>Méthodes de caractérisation</i>	46
3.3.2 <i>Modélisation de la double couche électrique</i>	47
3.3.3 <i>Modèles prenant en compte la distribution volumique de la capacité</i>	48
3.3.3.1 <i>Modèle à simple pore</i>	48
3.3.3.2 <i>Modèle multi-pores</i>	51
3.3.3.3 <i>Modèle simple pore modifié</i>	53
3.3.3.4 <i>Amélioration des modèles en haute fréquence</i>	54
3.3.3.5 <i>Conclusion</i>	54
3.3.4 <i>Modèles de type circuit</i>	55
3.3.4.1 <i>Modèle à deux branches</i>	55
3.3.4.2 <i>Modèle prenant en compte l'autodécharge</i>	56
3.3.4.3 <i>Conclusion</i>	59
3.4 EQUILIBRAGE DES SUPERCONDENSATEURS.....	60
3.4.1 <i>Présentation</i>	60
3.4.2 <i>Evaluation des performances des circuits d'équilibrage</i>	60
3.4.3 <i>Circuits dissipatifs</i>	61

3.4.4	<i>Circuits non dissipatifs</i>	62
3.5	CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.....	63
4)	LA FIABILITE DES CONDENSATEURS ET DES SUPERCONDENSATEURS	65
4.1	FIABILITE ET DEFAILLANCES DES COMPOSANTS ET DES SYSTEMES	65
4.1.1	<i>Rappels sur les notions liées à la fiabilité</i>	65
4.1.2	<i>Approche normative</i>	67
4.1.3	<i>Approche probabiliste de la théorie « contrainte - résistance »</i>	69
4.2	VIEILLISSEMENT ACCELERE DES COMPOSANTS	71
4.2.1	<i>Présentation</i>	71
4.2.2	<i>Modèle d'Arrhenius</i>	71
4.2.3	<i>Modèle d'Eyring généralisé</i>	72
4.3	FIABILITE ET DEFAILLANCES DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES A L'ALUMINIUM	72
4.3.1	<i>Préambule</i>	72
4.3.2	<i>Les essais de vieillissement accéléré</i>	72
4.3.2.1	<i>Vieillissement standard</i>	72
4.3.2.2	<i>Essai par cycles d'impulsions de courant</i>	73
4.3.3	<i>Analyse des mécanismes de défaillance</i>	73
4.3.3.1	<i>Défaillances liées au diélectrique [1]</i>	73
4.3.3.2	<i>Défaillances liées à la connectique [1]</i>	74
4.3.3.3	<i>Défaillances dues à la corrosion de l'anode [1]</i>	75
4.3.3.4	<i>Défaillances dues à l'évaporation de l'électrolyte</i>	75
4.3.3.5	<i>Récapitulatif des mécanismes et modes de défaillance [1]</i>	76
4.3.4	<i>Modélisation du vieillissement</i>	77
4.3.4.1	<i>Loi de variation de l'ESR avec le vieillissement</i>	77
4.3.4.2	<i>Loi de variation des éléments du schéma équivalent avec le vieillissement</i>	79
4.3.4.3	<i>Approche statistique</i>	80
4.4	FIABILITE ET DEFAILLANCES DES CONDENSATEURS A FILMS POLYPROPYLENE METALLISES	80
4.4.1	<i>Présentation</i>	80
4.4.2	<i>Etude de l'échauffement des condensateurs</i>	80
4.4.3	<i>Les essais de vieillissement accéléré</i>	84
4.4.3.1	<i>Essai en fort courant sinusoïdal [15]</i>	84
4.4.3.2	<i>Vieillissement en tension et température</i>	84
4.4.3.3	<i>Essai par cycles d'impulsions de courant [15]</i>	84
4.4.4	<i>Analyse des mécanismes de défaillance</i>	85
4.4.4.1	<i>Défaillances liées au diélectrique</i>	85
4.4.4.2	<i>Défaillances liées aux claquages du diélectrique</i>	85
4.4.4.3	<i>Défaillances liées aux schoopages et à la connectique [15]</i>	87
4.5	FIABILITE ET DEFAILLANCES DES SUPERCONDENSATEURS	89
4.5.1	<i>Préambule</i>	89
4.5.2	<i>Les essais de vieillissement accéléré</i>	89
4.5.2.1	<i>Vieillissement standard</i>	89
4.5.2.2	<i>Vieillissement par cycles de charge décharge</i>	90
4.5.3	<i>Analyse des mécanismes de défaillance</i>	90
4.5.3.1	<i>Défaillances liées au blocage de la porosité [22]</i>	90
4.5.3.2	<i>Défaillances liées à l'assemblage collecteur charbon actif</i>	90
4.5.4	<i>Résultats des essais de vieillissement accéléré</i>	90
4.5.5	<i>Comparaison des modules vis-à-vis de leur fiabilité</i>	92
4.6	CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.....	93
5)	DIAGNOSTIC DE PANNE DES CONDENSATEURS ET SUPERCONDENSATEURS	96
5.1	MAINTENABILITE ET MAINTENANCE PREDICTIVE.....	96
5.2	DISPOSITIF GLOBAL DE SURVEILLANCE IN SITU DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES A L'ALUMINIUM	97
5.2.1	<i>Présentation</i>	97
5.2.2	<i>Grandeurs à surveiller</i>	97
5.2.3	<i>Principe et méthode pour déterminer l'état de vieillissement des condensateurs</i>	101
5.2.3.1	<i>Préambule</i>	101
5.2.3.2	<i>Principe</i>	101
5.2.3.3	<i>Méthode</i>	103

5.2.4	<i>Avantages et inconvénients du dispositif déterminant l'état de vieillissement des condensateurs....</i>	105
5.3	CONDENSATEUR INTELLIGENT.....	106
5.3.1	<i>Présentation</i>	106
5.3.2	<i>Principe.....</i>	106
5.3.3	<i>Mise en oeuvre</i>	108
5.3.4	<i>Circuit de diagnostic [83].....</i>	109
5.3.5	<i>Alimentation [83].....</i>	109
5.3.6	<i>Avantages et inconvénients du condensateur intelligent.....</i>	110
5.4	CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.....	111
6)	CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....	114
7)	BIBLIOGRAPHIE	118

Partie 1 : Présentation

Cette partie du document présentant mon CV, mes activités d'enseignement, administrative et de recherche a été supprimée de cette version compte tenu de la finalité de celle-ci, à savoir présenter mes travaux scientifiques. Si nécessaire, vous pouvez néanmoins retrouver cette partie dans le mémoire original.

Partie 2 : Présentation des travaux scientifiques

1) Introduction

Les travaux de recherche évoqués dans ce mémoire ont été réalisés entre septembre 1995 et juillet 2007 au sein du Centre de Génie Electrique de Lyon (CEGELY) qui en fusionnant avec un autre laboratoire est devenu le laboratoire AMPERE en début d'année 2007. Ils concernent l'amélioration de la sûreté de fonctionnement (qui est définie par les termes fiabilité, disponibilité, maintenabilité et sécurité) des dispositifs de stockage d'énergie. Les études traitées à ce jour se rapportent aux condensateurs et aux supercondensateurs. Le titre de ce mémoire est volontairement plus général afin de montrer que ces travaux ne demandent plus qu'à être élargis aux accumulateurs électriques.

Compte tenu de leur capacité à stocker de l'énergie sous forme de charges électrostatiques, les condensateurs sont des composants passifs indispensables dans les circuits d'électronique de puissance.

Les condensateurs électrolytiques sont parmi les condensateurs les plus utilisés (plus d'un tiers du marché mondial des condensateurs) car ils associent, une forte capacité par unité de volume, une tension de fonctionnement pouvant atteindre plusieurs centaines de volts et un prix avantageux. Leur principal défaut est leur taux de défaillance relativement élevé par rapport aux autres constituants des circuits électroniques. L'amélioration de leur fiabilité et la pratique de la maintenance prédictive (prévision des pannes) est donc fondamentale pour la disponibilité des systèmes dans lesquels ils sont employés.

Les autres condensateurs largement utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance, grâce à leur faible coût et à leur propriété d'auto-cicatrisation, sont les condensateurs à films polypropylène métallisés. Compte tenu du risque d'inflammation en cas de défaut (dégagement d'acétylène), l'amélioration de la sûreté de fonctionnement de ces composants est primordiale.

Aujourd'hui, le stockage de l'énergie électrique constitue un axe de recherche majeur, notamment dans les applications de la traction électrique dans le cadre d'un développement durable pour les transports. Ainsi le supercondensateur constitue le composant idéal des systèmes nécessitant de stocker et de restituer de l'énergie sur des courtes durées. Comme tous les générateurs électrochimiques, ce composant présente une période d'usure préjudiciable pour leur durée de vie. De plus la majorité de ces composants comporte un électrolyte à base d'acétonitrile, un composé inflammable et explosif. L'étude de leur sûreté de fonctionnement est donc, là aussi, fondamentale.

Deux approches en interaction forte afin de concourir à l'objectif d'amélioration de la sûreté de fonctionnement de ces composants, sont considérées : la fiabilité et le diagnostic. La préoccupation majeure dans la démarche « fiabilité » est de suivre et d'analyser les défauts et le vieillissement des composants. Cette connaissance des défaillances peut alors rétroagir sur la conception afin d'en améliorer la fiabilité. Le diagnostic par l'intermédiaire de mesures et de méthodes adéquates doit assurer la détection de pannes ou du vieillissement des composants, la finalité recherchée étant de prévoir les défaillances grâce à l'application d'une maintenance prédictive.

La sûreté de fonctionnement est fortement liée aux caractéristiques technologiques des composants. Le chapitre 2 présente donc les différents constituants des condensateurs, l'assemblage de ceux-ci et la technologie utilisée pour leur fabrication. Grâce à l'élaboration de schémas électriques équivalents liés aux différents éléments constituant le condensateur, le comportement de ce dernier et les influences des paramètres électriques et thermiques sont analysés.

Le chapitre 3 reprend les mêmes études appliquées au supercondensateur. Ce composant est particulier puisque son principe ne repose pas sur la présence d'un diélectrique mais sur celui de la double couche électrique qui se crée à l'interface entre une électrode solide (matériaux poreux tels que le charbon actif) et un électrolyte liquide en présence d'un champ électrique. Les différentes caractérisations des supercondensateurs permettent de révéler différents phénomènes physiques et de réaliser les modèles électriques correspondants. Enfin, les systèmes d'équilibrage usuels nécessaires pour leur mise en série sont présentés.

Le chapitre 4 aborde le problème de la fiabilité des condensateurs et supercondensateurs. Pour contraindre les différents éléments constituant ces composants, différents tests de vieillissement accéléré sont élaborés et corrélés aux mécanismes de défaillances associés. Ainsi, pour les condensateurs à films polypropylène métallisés par exemple, il est recherché, à qualité de fabrication égale, la meilleure géométrie du composant au regard de la fiabilité. Un des principaux objectifs est aussi de connaître les dérives des paramètres caractéristiques des composants en fonction de leurs mécanismes de vieillissement. Les influences de celles-ci sont reportées sur les schémas équivalents spécifiques aux composants. Pour les supercondensateurs les systèmes d'équilibrage nécessaires pour leur mise en série sont aussi étudiés vis-à-vis de leur fiabilité.

Le chapitre 5 traite de l'aspect diagnostic. Compte tenu de l'existence d'une période d'usure, la défaillance des condensateurs électrolytiques prend un caractère systématique. Afin d'éviter des frais liés à une maintenance préventive systématique effectuée selon un

échancier établi, une maintenance prédictive est appliquée aux composants. Deux systèmes de surveillance sont présentés. Le premier global, permet, grâce à l'acquisition et au traitement des mesures en entrée et sortie d'un convertisseur d'énergie statique et de la température ambiante, de prévoir la panne des condensateurs électrolytiques de filtrage. Le deuxième permet, par l'analyse de la tension, du courant et de la température du boîtier du composant, de connaître son état de santé.

Pour finir, la partie conclusion et perspectives présentent les recherches à envisager pour améliorer la sûreté de fonctionnement des dispositifs de stockage de l'énergie ainsi que des nouvelles applications potentielles liées à l'utilisation des supercondensateurs.

2) Les condensateurs

2.1 Grandeurs caractéristiques

2.1.1 Présentation

Un condensateur est un dispositif permettant de stocker de l'énergie sous forme de charges électrostatiques. Il est composé de deux armatures conductrices (deux électrodes constituant l'anode et la cathode) séparées par un matériau isolant (le diélectrique). Quand une différence de potentiel U est appliquée entre les deux électrodes, une charge électrique Q proportionnelle à la tension appliquée U et à la capacité C_{AK} est emmagasinée dans le condensateur.

2.1.2 Energie et capacité

Pour un condensateur sous une tension U de capacité C_{AK} , l'énergie stockée W est donnée par la relation (2.1) suivante :

$$W = \frac{1}{2} Q.U = \frac{1}{2} C_{AK} . U^2 \quad (2.1)$$

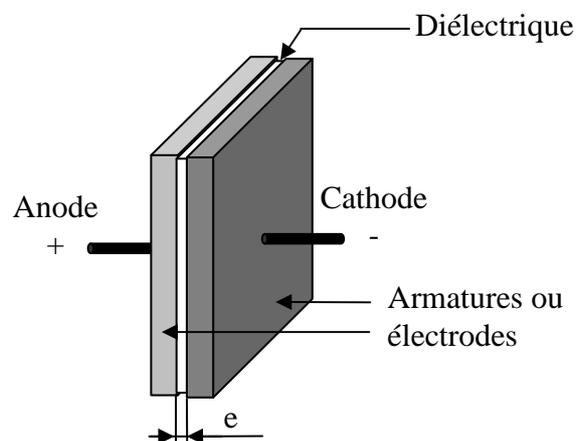


Figure 2.1 : Vue d'un condensateur plan idéal

Dans le cas d'un condensateur plan idéal (cf. figure 2.1), la valeur de la capacité C_{AK} est proportionnelle à la surface S des armatures en regard et inversement proportionnelle à l'épaisseur du diélectrique e (cf. équation (2.2)) :

$$C_{AK} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{e} \quad (2.2)$$

avec : ϵ_0 la permittivité absolue du vide ($\epsilon_0 = 8,854.10^{-12} F/m$),
 ϵ_r la permittivité relative ou constante diélectrique du matériau diélectrique,
 S la surface des armatures en regard (m^2),
 e l'épaisseur du diélectrique (m).

Compte tenu des équations (2.1) et (2.2), l'énergie stockée W dans les condensateurs est donc fonction de quatre paramètres : U , ϵ_r , S et e . Pour accroître l'énergie stockée, il faudra donc augmenter la tension U , la permittivité relative ϵ_r , la surface S et diminuer l'épaisseur e .

2.1.3 Constante et rigidité diélectriques

Les grandeurs U , ϵ_r et e sont interdépendantes entre elles. En effet, une des caractéristiques essentielle du diélectrique est sa tenue en tension en fonction de son épaisseur. Le tableau 2.1 donne les valeurs de la constante diélectrique ϵ_r ainsi que de la rigidité diélectrique e_v de différents matériaux utilisés pour la fabrication des condensateurs [1], [2], [3]. Ces matériaux définissent le type de condensateur. Pour certains matériaux, la rigidité diélectrique n'est pas toujours linéaire en fonction de leur épaisseur [4]. Les contraintes technologiques dues aux matériaux et à la fabrication des condensateurs imposent donc des limitations sur l'épaisseur du diélectrique et sur sa tenue en tension.

Type de condensateur	Matériau diélectrique	Constante diélectrique ϵ_r	Rigidité diélectrique e_v (kV/cm)
Air	Air	1,00059	21
Film	Plastique	2,1 à 6	600 à 4500
	Papier	2 à 6	300 à 600
Electrolytique	Oxyde d'alumine (Al_2O_3) (condensateur électrolytique à l'aluminium)	8 à 10	6600 à 7700
	Oxyde de tantale (Ta_2O_5) (condensateur électrolytique au tantale)	10 à 27	6600 à 10000
Verre, Mica, Céramique	Verre	4,8 à 9,9	100 à 400
	Mica	5,4 à 8,7	600 à 1800
	Céramique	10 à 20000	200 à 400

Tableau 2.1 : Constante et rigidité diélectriques des principaux matériaux utilisés pour la fabrication des condensateurs.

L'utilisation d'un diélectrique donné sous une tension appropriée peut permettre l'obtention de forte capacité. La constante diélectrique associée est donc un facteur clef de cette capacité. Notons que les condensateurs céramiques possèdent une très forte valeur de permittivité relative mais malheureusement, l'épaisseur minimale du diélectrique est relativement importante (cf. ci-dessous).

Cela nous amène à aborder la deuxième grandeur dimensionnante de la capacité, à savoir l'épaisseur du diélectrique.

2.1.4 Epaisseur du diélectrique

L'épaisseur minimale du diélectrique e_{min} est fonction de la rigidité diélectrique e_v et de la tension nominale U_n du composant suivant la relation suivante :

$$e_{min} = \frac{U_n}{e_v} \quad (2.3)$$

Le tableau 2.2 donne pour les différentes familles de condensateur, l'épaisseur minimale du diélectrique e_{min} ([2], [3]) et l'ordre de grandeur de la gamme de tension nominale. Pour les condensateurs électrolytiques, cette épaisseur qui constitue celle de l'oxyde se formant par le processus d'électrolyse est fonction de la tension appliquée lors de ce processus.

Type de condensateur	Matériau diélectrique	Epaisseur minimale du diélectrique e_{min}	Ordre de grandeur des tensions nominales (V)
Film	Plastique	0,9 à 6 μm	10 à 10 ⁴
	Papier	5 à 14 μm	10 ² à 10 ⁵
Electrolytique	Oxyde d'alumine (AL ₂ O ₃) (condensateur électrolytique à l'aluminium)	1,4 nm/V	10 à 500
	Oxyde de tantale (Ta ₂ O ₅) (condensateur électrolytique au tantale)	1,4 nm/V	10 à 500
Verre, Mica, Céramique	Verre	10 μm	10 ² à 10 ³
	Mica	20 μm	10 ² à 10 ⁴
	Céramique	20 μm	10 à 10 ⁴

Tableau 2.2 : Epaisseur minimale des principaux matériaux diélectriques utilisés pour la fabrication des condensateurs et gamme de tension associée.

L'épaisseur du diélectrique est un élément déterminant de la valeur de la capacité. En effet, nous constatons sur le tableau 2.2 que les condensateurs électrolytiques qui peuvent avoir une épaisseur minimale de diélectrique e_{min} jusqu'à 1000 fois inférieure aux autres composants possèdent une très forte capacité en comparaison de ceux-ci.

L'importance de cette épaisseur sera de nouveau mise en évidence plus tard, lors de la présentation des supercondensateurs qui possèdent une très forte capacité grâce à une épaisseur équivalente à e_{min} définie par l'épaisseur de la double couche électrique assimilable au diamètre des molécules du solvant de l'ordre de quelques dixièmes à quelques nanomètres [5], [6].

2.1.5 Surface des armatures en regard

La dernière grandeur importante permettant d'accroître la valeur de la capacité est la surface des armatures en regard S . Pour obtenir une importante surface des armatures pour un volume donné de boîtier, deux procédés sont utilisés.

- ✓ Le matériau diélectrique (ou du support d'électrolyte pour les condensateurs électrolytiques (cf. § 2.2)) est bobiné avec les armatures (cf. figure 2.2). Le boîtier utilisé est le plus souvent cylindrique ou éventuellement en forme de parallélépipède si le bobinage est aplati.
- ✓ Le matériau diélectrique (ou du support d'électrolyte pour les condensateurs électrolytiques (cf. § 2.2)) est empilé avec les armatures en différentes couches pour insertion dans un boîtier en général parallélépipédique (cf. figure 2.3). Suivant le type et la technologie des condensateurs, il existe plusieurs possibilités de connexion entre elles des différentes couches de même nature.

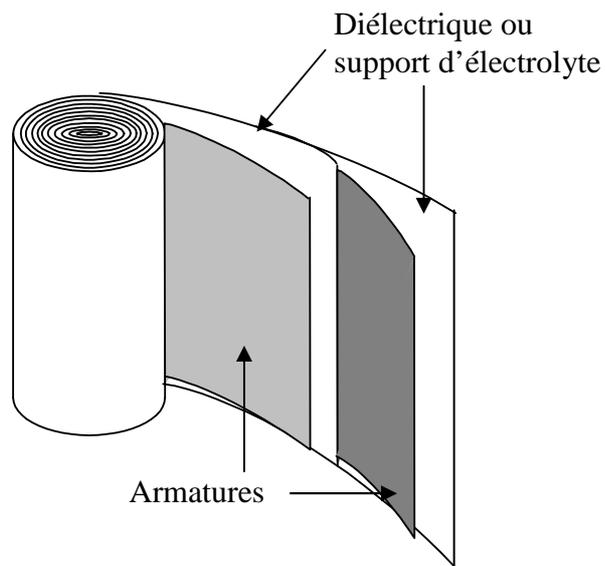


Figure 2.2 : Condensateur bobiné

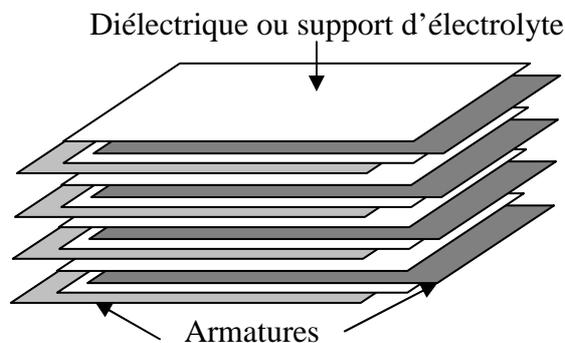


Figure 2.3 : Condensateur sous forme parallélépipédique

Notons que la capacité C_{AK} d'un condensateur cylindrique à une seule couche ayant une longueur l , des armatures de rayon r_1 et r_2 (cf. figure 2.4) est donnée par l'expression suivante :

$$C_{AK} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \quad (2.4)$$

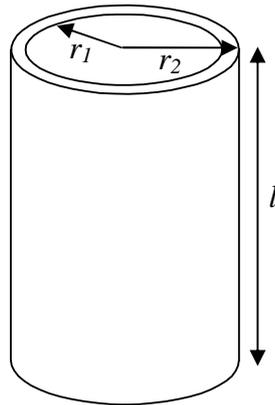


Figure 2

Figure 2.4 : Condensateur cylindrique à une couche.

En général, la différence $r_2 - r_1$, correspondant à l'épaisseur e du diélectrique, est petite devant r_1 . L'expression (2.4) peut donc s'écrire ainsi :

$$C_{AK} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l}{\ln\left(1 + \frac{r_2 - r_1}{r_1}\right)} \approx \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l \cdot r_1}{r_2 - r_1} = \frac{\epsilon_0\epsilon_r S}{e} \quad (2.5)$$

avec $e = r_2 - r_1$ et $S = 2\pi r_1 \cdot l$ correspondant à la surface des électrodes.

La capacité C_{AK} d'un condensateur cylindrique est donc assimilable à celle d'un condensateur plat.

Pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium, la surface de l'armature sur laquelle est déposé par électrolyse l'oxyde est gravée, ce qui permet d'avoir une surface effective plus importante que la surface apparente. Le facteur multiplicatif entre la surface apparente et la surface réelle S peut aller de 20 à 100 suivant la gamme de tension des condensateurs. Notons que la qualité de la gravure a une influence importante sur la capacité du condensateur et qu'elle détermine en grande partie sa marge de tolérance.

2.1.6 Conclusion sur les différentes familles de condensateurs

Les différentes grandeurs détaillées ci-dessus permettent de déterminer les deux principaux paramètres à prendre en compte pour le choix d'un type de condensateur, à savoir la capacité C_{AK} et la tension d'utilisation U du composant. La figure 2.5 représente les ordres de grandeur des gammes de capacité et de tension pour les différentes familles de condensateurs présentes sur le marché [7], [8], [9].

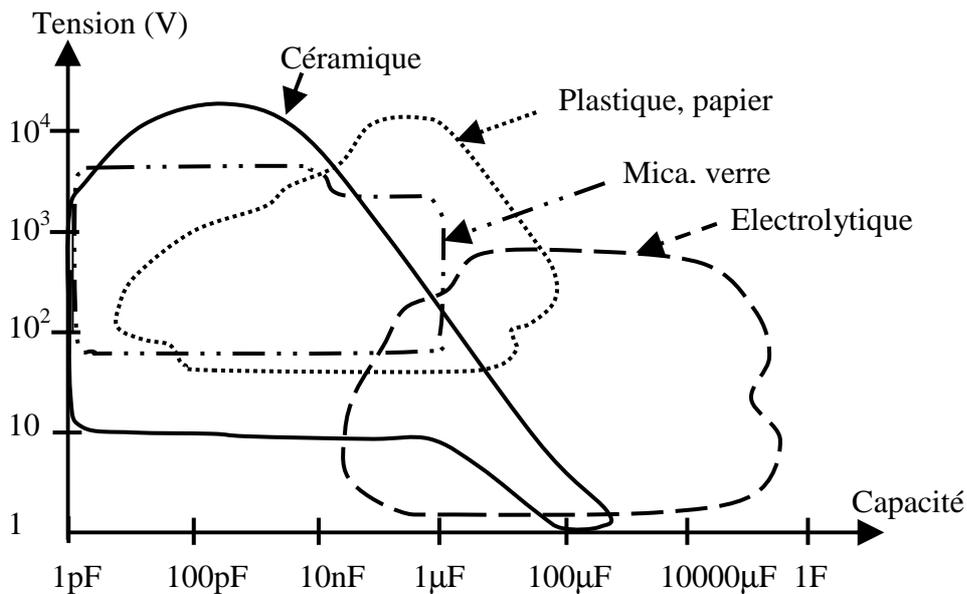


Figure 2.5 : Gammes de capacité et de tension pour les différents types de condensateurs

Les composants présentant la plus forte valeur de capacité volumique sont les condensateurs électrolytiques. A titre d'exemple, le volume théorique v d'un condensateur 4,7mF / 500V en fonction de la technologie employée est le suivant [1] :

- ✓ pour un condensateur électrolytique à l'aluminium : $v \approx 0,4 \text{ dm}^3$,
- ✓ pour un condensateur à films polypropylène : $v \approx 70 \text{ dm}^3$,
- ✓ pour un condensateur au mica : $v \approx 500 \text{ dm}^3$.

Mes travaux de recherche ont porté essentiellement sur les condensateurs électrolytiques à l'aluminium, à films polypropylène métallisés et sur les supercondensateurs présentant tous une structure bobinée. La suite de ce rapport et en particulier les analyses des mécanismes de défaillance seront donc traitées pour ces condensateurs bobinés. Cependant un grand nombre d'interprétations pourra être extrapolé au condensateur parallélépipédique.

Les mécanismes de défaillance des différents types de condensateur nécessitent une bonne connaissance de la constitution de chacun des composants. Pour ce faire, nous allons présenter ci-dessous les différents constituants et leurs assemblages pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium et à films polypropylène métallisés.

2.2 Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium à électrolyte liquide

2.2.1 Principe et constitution [1], [10], [11]

Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium sont constitués de deux feuilles d'aluminium, d'un support d'électrolyte (aussi appelé séparateur) constitué par des feuilles de papier imprégnées de cet électrolyte (en général de l'acide borique dissout dans un solvant) et d'une couche d'oxyde d'alumine (Al_2O_3) constituant le diélectrique et formé sur la surface de la feuille d'anode par électrolyse. La constitution d'un tel condensateur est représentée sur la figure 2.6.

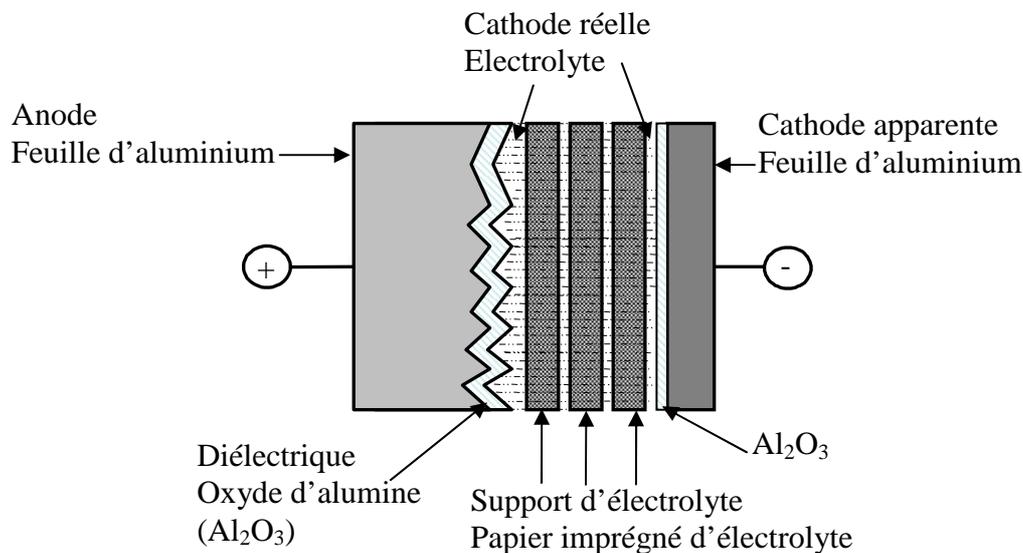


Figure 2.6 : Constitution d'un condensateur électrolytique à l'aluminium

Comme nous l'avons vu ci-dessus, la faible épaisseur de la couche d'oxyde (quelques nm à quelques centaines de nm) et le gravage de la feuille d'aluminium constituant l'anode permet d'obtenir des capacités importantes.

Ce type de condensateur est polarisé et ne peut supporter qu'une très faible tension inverse (quelques volts). Cette tenue en tension inverse est due à une fine couche d'oxyde qui se crée naturellement sur la cathode en aluminium du composant (cf. figure 2.6).

Le diélectrique, c'est-à-dire la couche d'oxyde d'alumine est formé par électrolyse sur l'anode lors du processus de fabrication du composant. L'électrolyse qui imbibe le papier a deux rôles principaux :

- ✓ assurer la meilleure conduction électrique possible entre la feuille d'aluminium portée au potentiel négatif et l'oxyde d'alumine (la cathode réelle est donc constituée par le papier imprégné),
- ✓ régénérer l'intégrité de l'oxyde d'alumine en cas de défaut.

Ces derniers défauts sont liés à la qualité et à l'épaisseur plus ou moins importante de la couche d'oxyde d'alumine. Dans les zones de plus faibles épaisseurs qui peuvent apparaître, le courant de fuite I_L peut augmenter localement. Le courant ainsi créé transforme l'eau de l'électrolyte en oxygène et hydrogène. Ce phénomène électrochimique permet une oxydation de l'anode ce qui élimine les éventuels points faibles de la couche d'oxyde d'alumine. Ce phénomène est appelé auto-régénération de l'oxyde.

2.2.2 Assemblage et connexions [1]

Des bandes de connexion relient le bobinage du condensateur aux bornes sur le boîtier du composant. Ces quelques bandes par électrode sont serties sur l'anode et sur la cathode. La figure 2.7 représente les connexions réalisées sur le bobinage pour un condensateur à sorties radiales. Il y a plusieurs tours de bobinage par bande de connexion. Le chemin du courant entrant par l'anode est donc axial dans les bandes et principalement orthoradial dans les électrodes. La connaissance du sens et de la répartition des courants dans les différents éléments du condensateur est primordiale pour déterminer le champ magnétique à l'intérieur et au voisinage du composant, l'inductance parasite associée, les pertes et les échauffements engendrés. Les travaux de recherche de Charles Joubert en sont une illustration parfaite [12], [13], [14].

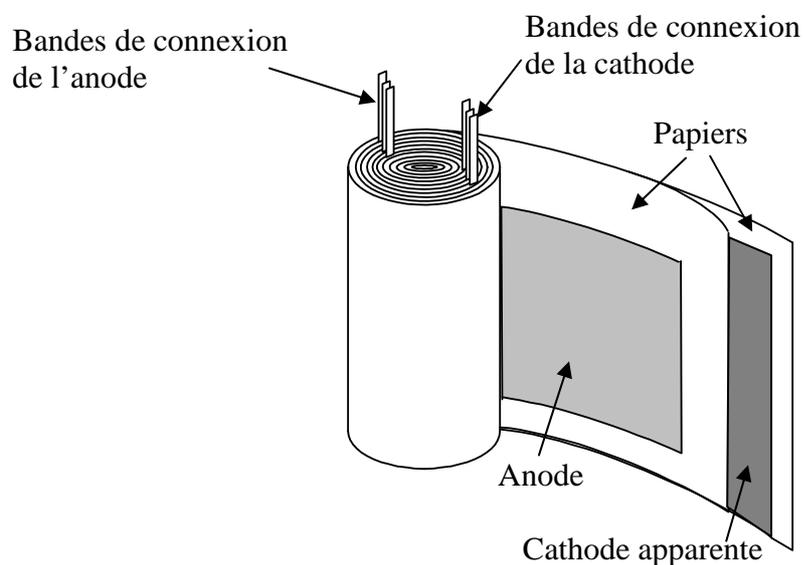


Figure 2.7 : Connexions du bobinage

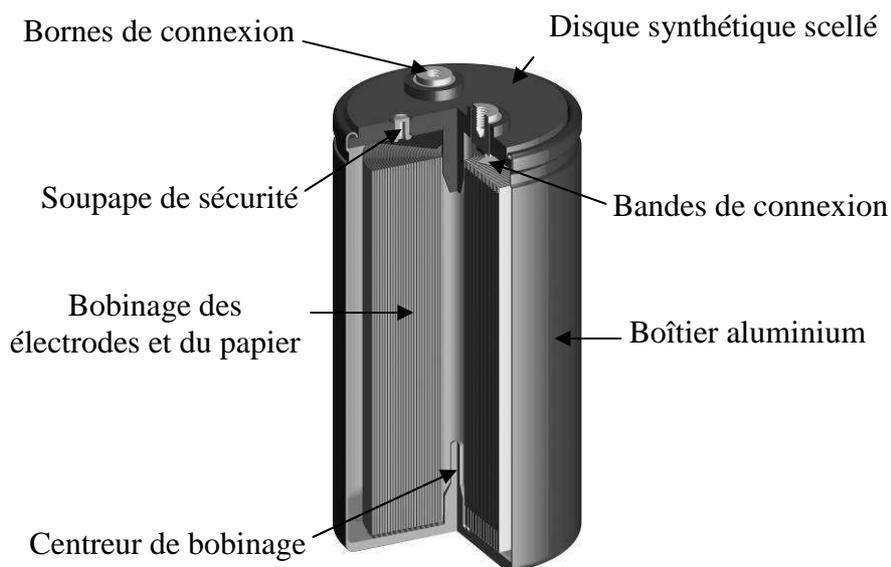


Figure 2.8 : Structure d'un condensateur électrolytique à bornes à vis
(Image courtesy of Vishay Intertechnology, Inc.)

Le bobinage est placé dans un boîtier aluminium étanche et les bandes de connexion sont en général serties ou soudées par points aux bornes de connexion. A titre d'exemple, la figure 2.8 représente la constitution d'un condensateur électrolytique de grande dimension possédant une connectique à bornes à vis. Suivant les boîtiers, un point de rupture ou une soupape de sécurité (cf. figure 2.8) permet l'évacuation d'une éventuelle surpression en cas d'évaporation de l'électrolyte due à un échauffement interne.

2.3 Les condensateurs à films polypropylène métallisés

2.3.1 Principe et constitution [15]

Le diélectrique de ce type de condensateur est un film plastique (le polypropylène en l'occurrence) sur lequel on a déposé sous vide, pour constituer l'électrode, une couche de métal de quelques dizaines de nanomètres d'épaisseur.

Dans le cas de condensateurs de forte valeur de capacité, tels que ceux utilisés en électronique de puissance, une grande surface d'électrode est nécessaire. Celle-ci combinée à la minceur du film utilisé (quelques μm) engendre une grande probabilité d'avoir des décharges à travers le diélectrique. La métallisation des films plastiques permet de rendre ces condensateurs peu sensibles à ces décharges grâce à leur propriété d'auto-cicatrisation présentée ci-après. Comme résultat de la tension appliquée au condensateur, le fort champ électrique présent dans certaines régions peut causer une rupture du diélectrique par claquage. Cette forte valeur du champ électrique dans une région de défaut engendre un claquage qui

vaporise la métallisation au voisinage du défaut compte tenu de sa très faible épaisseur, isolant ainsi le diélectrique défectueux. Ainsi les condensateurs à films métallisés peuvent subir grâce à cette propriété d'auto-cicatrisation un très grand nombre de décharges avec comme seule incidence visible une légère dérive de certains paramètres électriques (cf. § 4).

Sur un bord du film la métallisation est renforcée et une marge m de film non métallisé est laissée sur l'autre bord (cf. figure 2.9). Les deux films métallisés sont enroulés ensemble, avec un décalage d'une distance d de l'un par rapport à l'autre, éventuellement sur un support isolant cylindrique appelé mandrin. Ainsi chacun des deux films dépasse d'un côté du cylindre formé (cf. figure 2.9). Le décalage d et la marge m de sécurité évitent toute possibilité de court-circuit entre les deux électrodes. La métallisation renforcée sur un bord et le décalage des films métallisés facilitent le contact avec les connexions au circuit extérieur.

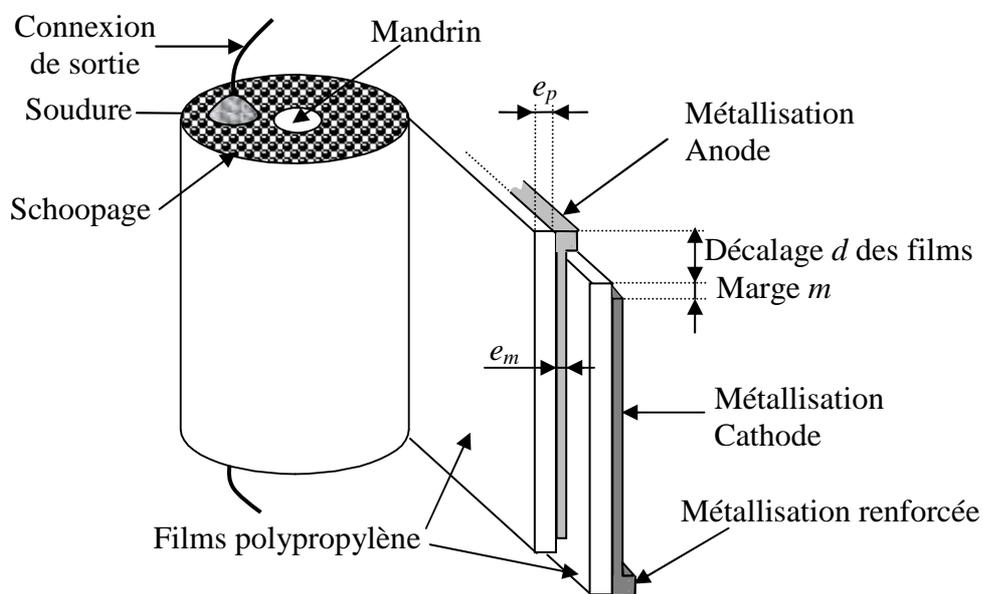


Figure 2.9 : Structure d'un condensateur à films polypropylène métallisés

2.3.2 Assemblage et connexions

Pour assurer le contact électrique au circuit extérieur de chaque côté de la bobine, une pulvérisation à chaud d'un métal, tel que le zinc, est utilisée. Le contact ainsi formé est appelé « schoopage » (cf. figure 2.9).

Les connexions de sortie sont soudées de chaque côté sur le schoopage (cf. figure 2.9). Le condensateur peut être à sorties axiales ou radiales. Les différents types de connexion et la position du conducteur aller par rapport au conducteur retour influent fortement sur la répartition du champ magnétique à l'intérieur et au voisinage du composant [12], [13].

Le condensateur tel que représenté sur la figure 2.9 est placé dans un boîtier et éventuellement enrobé.

2.4 Modèles et caractéristiques

2.4.1 Schémas électriques équivalents

Il existe plusieurs schémas équivalents représentant le comportement fréquentiel des condensateurs. Le modèle le plus utilisé alliant simplicité et relativement bonne précision est représenté sur la figure 2.10 avec les notations suivantes :

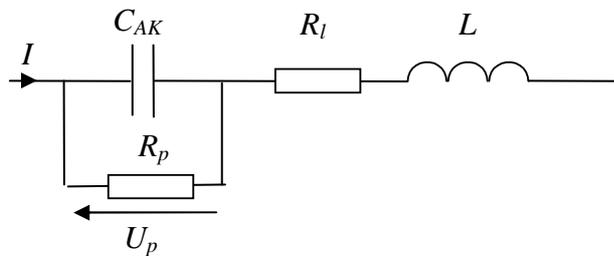


Figure 2.10 : Schéma équivalent d'un condensateur

- ✓ C_{AK} : capacité idéale entre anode et cathode ;
- ✓ R_p : résistance parallèle représentant les pertes dans le diélectrique et les fuites entre les deux électrodes (compte tenu des défauts du diélectrique). Cet élément représentant la résistance d'isolement du condensateur induit un courant de fuite (Leakage current) I_L . Les ordres de grandeurs de ce courant sont variables selon le type de diélectrique et la technologie du condensateur ;
- ✓ R_l : résistance série des connexions, des électrodes (incluant le papier imprégné d'électrolyte pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium) ;
- ✓ L : inductance équivalente série des connexions et des enroulements.

La capacité C_{AK} est fonction de la permittivité relative (cf. équation (2.2)) qui dépend principalement de la température, de la tension appliquée et dans une moindre mesure de la fréquence [16].

La résistance R_p dépend de la tension appliquée et de la température.

La résistance R_l est fonction de la température et de la fréquence (cette dernière variation visible en haute fréquence est due à l'effet de peau et à la répartition non homogène des courants dans les armatures [12]).

Ces différences influencent sur les éléments du schéma seront détaillés ci-dessous (cf. § 2.4.3 et § 2.4.4) dans le cas d'un condensateur électrolytique à l'aluminium.

Nous pouvons simplifier ce schéma suivant la représentation normalisée de la figure 2.11. Il se compose d'éléments fonction de la fréquence à savoir :

- ✓ C , la capacité,

- ✓ *ESR*, la résistance équivalente série (Equivalent Series Resistance) représentant toutes les pertes dans le condensateur,
- ✓ *ESL*, l'inductance équivalente série.

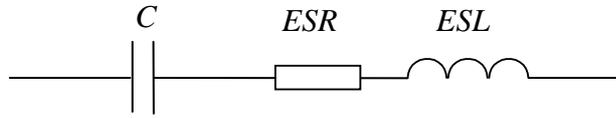


Figure 2.11 : Schéma équivalent normalisé d'un condensateur

De l'égalité des impédances du circuit représenté sur la figure 2.10 et de celui représenté sur la figure 2.11, nous déduisons les relations suivantes :

$$C = C_{AK} \left(1 + \frac{1}{R_p^2 C_{AK}^2 \omega^2} \right) \quad (2.6)$$

$$ESR = R_l + \frac{R_p}{1 + R_p^2 C_{AK}^2 \omega^2} \quad (2.7)$$

$$ESL = L \quad (2.8)$$

ω étant la pulsation électrique.

Cette représentation est importante car elle est peut être déduite quasi directement de la caractérisation du condensateur lors des mesures fréquentielles de l'impédance \underline{Z} . En effet, la résistance *ESR* représente la partie réelle de l'impédance alors que la partie imaginaire est assimilable aux réactances $\frac{1}{C\omega}$ à basse fréquence et $ESL\omega$ à haute fréquence. La fréquence de résonance f_r s'exprime ainsi :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{ESL.C}} \quad (2.9)$$

Un autre intérêt de ce schéma équivalent simplifié est qu'il peut représenter en première approximation le comportement des condensateurs même en négligeant la variation des paramètres C , *ESR* et C en fonction de la fréquence. La figure 2.12 et la figure 2.13 représentant le module Z de l'impédance complexe \underline{Z} en fonction de la fréquence f , respectivement d'un condensateur électrolytique à l'aluminium 4700 μF / 500 V et d'un condensateur à films polypropylène métallisés 10 μF / 250 V, en sont une illustration parfaite.

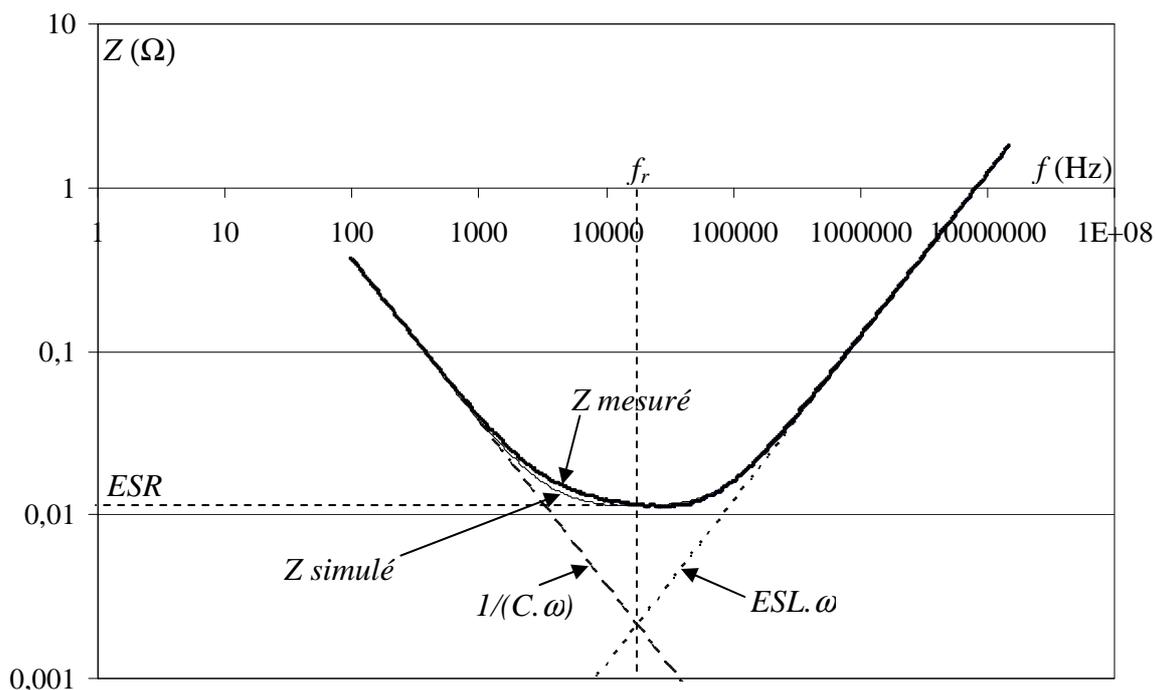


Figure 2.12 : $Z(f)$ pour un condensateur électrolytique à l'aluminium 4700 μF / 500 V.
Valeurs déduites de la mesure : $C = 4350 \mu\text{F}$, $ESR = 11,3 \text{ m}\Omega$, $ESL = 19 \text{ nH}$

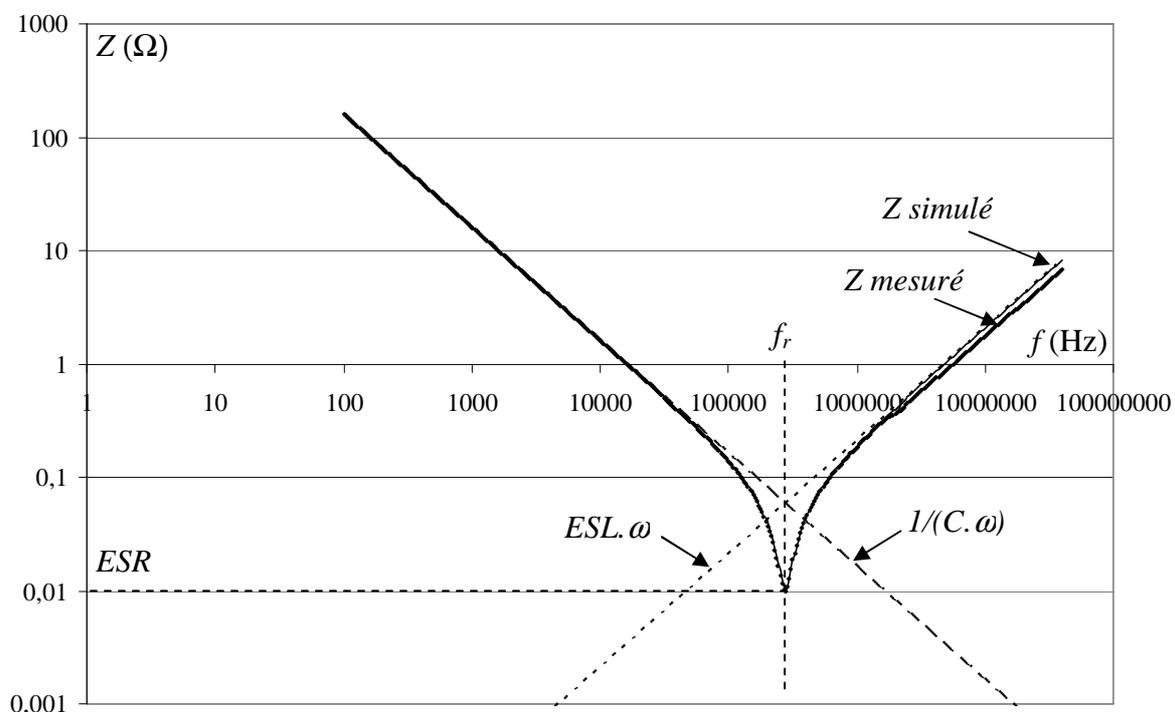


Figure 2.13 : $Z(f)$ pour un condensateur à films polypropylène métallisés 10 μF / 250 V.
Valeurs déduites de la mesure : $C = 9,93 \mu\text{F}$, $ESR = 10,0 \text{ m}\Omega$, $ESL = 32,8 \text{ nH}$

Les équations (2.6) et (2.7) nous montrent que ESR et C peuvent être considérées indépendamment de la fréquence tant que celle-ci n'est pas trop basse. En effet, la résistance R_p n'a une influence qu'aux fréquences basses (inférieures à une dizaine de Hz). C'est ce qui est montré sur la figure 2.14 qui représente, à titre d'exemple, l'influence de R_p en fonction de la fréquence f sur les valeurs de C et ESR pour un condensateur électrolytique ayant une capacité nominale de 4700 μF et une résistance équivalente série nominale de 20 $\text{m}\Omega$.

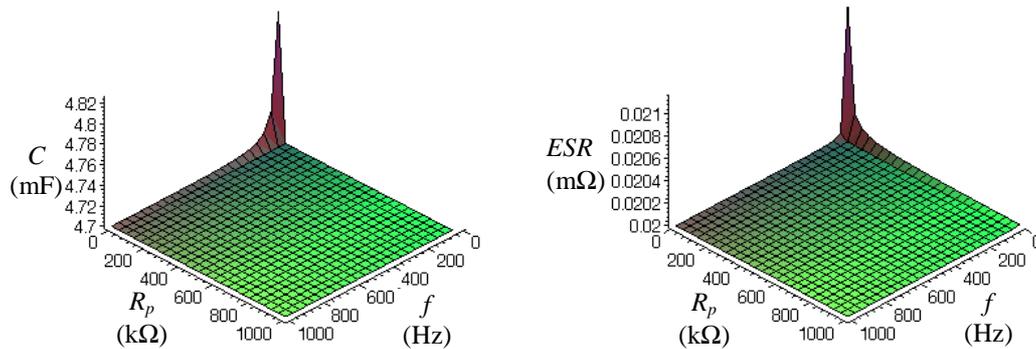


Figure 2.14 : Influence de R_p en fonction de la fréquence f sur C et ESR

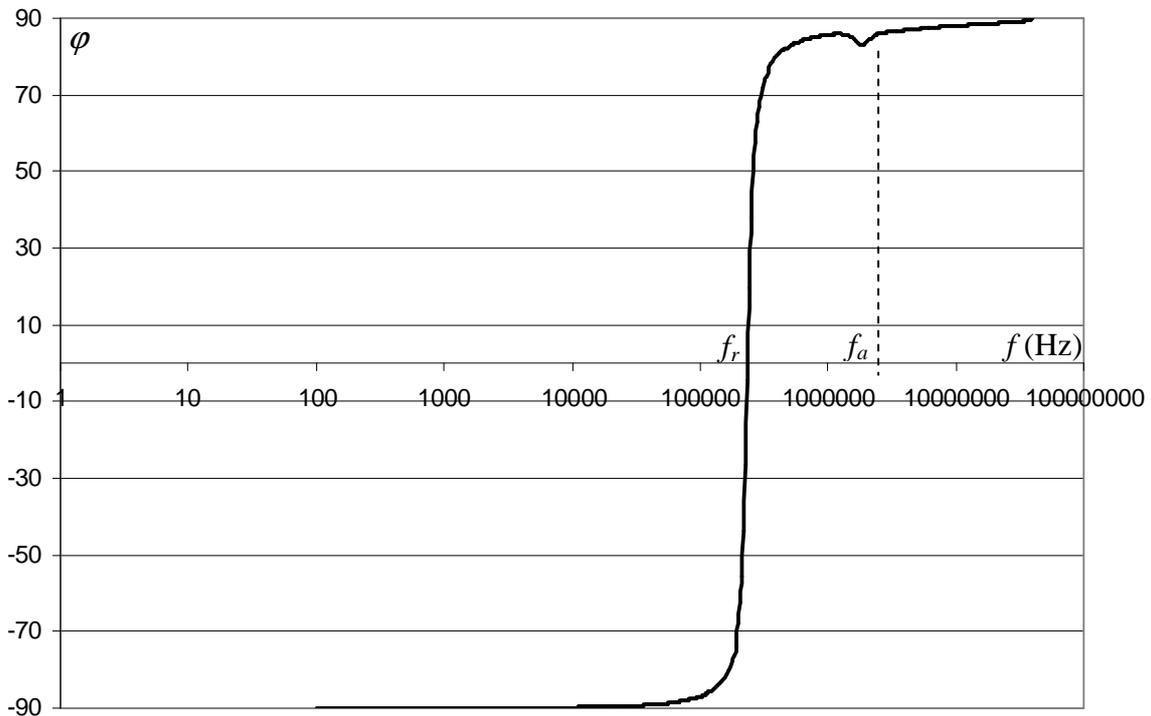


Figure 2.15 : $\varphi(f)$ en degré pour un condensateur à films polypropylène métallisés 10 μF / 250 V

Nous pouvons noter sur la figure 2.13 que le relevé expérimental du module de l'impédance Z en fonction de la fréquence d'un condensateur à films polypropylène métallisés

ne suit pas précisément aux hautes fréquences l'évolution de ce même module donné par le schéma équivalent normalisé. Cette différence s'explique par la présence de fréquences d'antirésonance et de résonances secondaire au-delà de la fréquence de résonance primaire f_r [13]. Une fréquence d'antirésonance f_a (≈ 2 MHz) peut être mise en évidence sur le condensateur à films polypropylène métallisés $10 \mu\text{F} / 250 \text{ V}$ dans la gamme de fréquence observée, en représentant la phase φ de l'impédance complexe \underline{Z} en fonction de la fréquence f (cf. figure 2.15). Des modèles de schémas équivalents de condensateurs de type circuit prenant en compte ces différentes résonances et antirésonances existent dans la littérature [17].

2.4.2 Facteurs de pertes, angles de pertes

Afin de lever un certain nombre de confusions ou d'imprécisions se trouvant dans certaines publications, j'ai souhaité préciser dans ce paragraphe les différentes définitions d'une caractéristique importante des condensateurs, à savoir le facteur de pertes.

Les éléments R_p et C_{AK} du circuit équivalent de la figure 2.10 sont liés directement au diélectrique. En considérant la tension U_p aux bornes de R_p , les pertes dans le diélectrique s'écrivent :

$$P_d = \frac{U_p^2}{R_p} \quad (2.10)$$

Celles-ci sont nulles si la résistance R_p tend vers l'infini, ce qui correspond à un déphasage φ_p du courant dans le condensateur I sur la tension U_p de $-\pi/2$. Dans le cas contraire, le déphasage φ_p est supérieur à $-\pi/2$ et l'angle de pertes du diélectrique δ_d est défini alors comme étant le complément de l'angle de phase φ_p par rapport à $-\pi/2$. Cet angle est visualisable sur le plan complexe en représentant l'admittance complexe Y_p constituée par R_p en parallèle avec C_{AK} (cf. figure 2.16).

Le facteur de pertes (ou de dissipation) du diélectrique est défini en exprimant la tangente de l'angle de pertes du diélectrique ce qui équivaut à exprimer le rapport du courant dans R_p par le courant dans C_{AK} (cf. équation (2.11)).

$$\tan \delta_d = \frac{1}{R_p C_{AK} \omega} \quad (2.11)$$

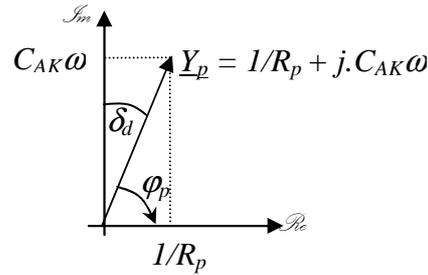


Figure 2.16 : Représentation dans le plan complexe de \underline{Y}_p et de δ_d

Ainsi, en considérant l'équation (2.10), les pertes dans le diélectrique P_d peuvent être exprimées en fonction de ce facteur et de la puissance réactive dissipée dans le diélectrique Q_d :

$$P_d = U_p^2 C_{AK} \omega \cdot \tan \delta_d = Q_d \cdot \tan \delta_d \quad (2.12)$$

Les pertes totales dans le condensateur P sont la somme des pertes dans le diélectrique P_d et des pertes par effet Joule dues à la résistance R_l des connexions et des électrodes. En considérant, I le courant dans le condensateur, les schémas équivalents de la figure 2.10 et de la figure 2.11, elles s'écrivent donc :

$$P = P_d + R_l \cdot I^2 = ESR \cdot I^2 \quad (2.13)$$

Pour un condensateur parfait, il n'y a pas de pertes P , la résistance ESR est nulle et le déphasage φ du courant dans le condensateur I sur la tension aux bornes du composant est de $-\pi/2$. Pour un condensateur réel, le déphasage φ est supérieur à $-\pi/2$ et l'angle de perte δ est défini alors comme étant le complément de l'angle de phase φ par rapport à $-\pi/2$. En négligeant ESL , l'angle de perte δ est visualisable sur le plan complexe en représentant l'impédance complexe équivalente \underline{Z} du circuit de la figure 2.11 (cf. figure 2.17).

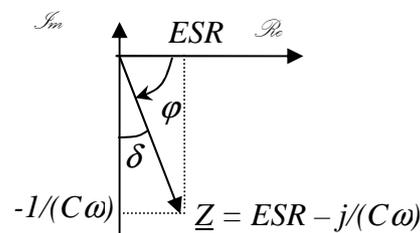


Figure 2.17 : Représentation dans le plan complexe de \underline{Z} et de δ

Le facteur de pertes (ou de dissipation) du condensateur est défini en exprimant la tangente de l'angle de pertes :

$$\tan \delta = ESR.C.\omega \quad (2.14)$$

C'est ce facteur intitulé *DF* (Dissipation Factor) qui est donné par les fabricants de condensateurs. Il permet de déterminer les pertes totales *P* dans le composant en fonction de la puissance réactive totale *Q* compte tenu des équations (2.13) et (2.14) :

$$P = \tan \delta \cdot \frac{I^2}{C\omega} = Q \cdot \tan \delta \quad (2.15)$$

Le facteur de pertes du condensateur $\tan \delta$ ne doit pas être confondu avec le facteur de pertes du diélectrique $\tan \delta_d$. La démarche pour obtenir la relation liant ces deux facteurs est donnée ci-dessous.

En négligeant *ESL*, l'expression de l'égalité des puissances réactives des circuits équivalents de la figure 2.10 et de la figure 2.11 donne une relation entre le courant *I* et la tension U_p :

$$Q = Q_d \Leftrightarrow \frac{I^2}{C\omega} = U_p^2 C_{AK} \omega \quad (2.16)$$

En exprimant les pertes totales dans le condensateur à l'aide des équations (2.13) et (2.15), et en considérant les équations (2.10), (2.11) et (2.16), on trouve la relation entre les deux facteurs de pertes :

$$\tan \delta = \tan \delta_d + R_l.C.\omega \quad (2.17)$$

En ne prenant en compte que les éléments du circuit de la figure 2.10 et l'équation (2.6), cette égalité peut aussi s'écrire ainsi :

$$\tan \delta = \tan \delta_d + R_l.C_{AK} \left(1 + \frac{1}{R_p^2 C_{AK}^2 \omega^2} \right) \cdot \omega \quad (2.18)$$

Il y a égalité entre les deux facteurs seulement si les pertes par effet Joule dues à la résistance R_l sont négligées.

2.4.3 Variation en fonction de la tension des caractéristiques des condensateurs électrolytiques à l'aluminium

Dans le cadre de la thèse de doctorat de Frédéric Perisse, nous avons étudié l'influence de la tension et de la température ambiante sur les éléments du schéma équivalent pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium. Les résultats obtenus sont présentés dans ce

paragraphe (influence de la tension) et dans le suivant (variation en fonction de la température ambiante).

La tension de polarisation U (tension continue) appliquée aux bornes du condensateur a une influence minime (1 ou 2 pourcents au maximum) sur les valeurs de la capacité C_{AK} et de la résistance série des connexions et des électrodes R_l [1]. Par contre son influence est importante sur le courant de fuite I_L et donc sur la résistance R_p qui représente entre autre, ces fuites entre les deux électrodes.

Cette sensibilité à la tension se comprend aisément sachant que plus le champ électrique est important, plus l'électrolyte est capable d'émettre des électrons qui migrent vers l'anode via le diélectrique. Le courant de fuite est donc fonction principalement de ce champ électrique appliqué entre anode et cathode ainsi que de l'épaisseur et de la qualité de l'oxyde. Il est donc plus important pour les condensateurs de forte valeur de capacité, car statistiquement plus la surface du diélectrique est importante, plus grand est le nombre de défauts (impuretés ou irrégularités de la couche) possibles. Notons que le courant de fuite est aussi variable en fonction du temps de polarisation et dépend de l'état antérieur pour les condensateurs à électrolyte liquide. En effet, un condensateur électrolytique à l'aluminium en stockage voit se dégrader sa couche d'oxyde d'alumine. Le courant de fuite lors de sa mise en service peut être important. Il diminue ensuite dans le temps grâce au phénomène d'auto-régénération (cf. § 2.2.1).

Pour un condensateur électrolytique à l'aluminium, ce courant de fuite I_L peut s'écrire en fonction de la tension de polarisation U sous la forme suivante [1], [18] :

$$I_L(U) = \frac{U}{R} + I_{Ln} \cdot \exp[(U - U_n) \cdot \xi] - I_{Ln} \cdot \exp(-U_n \cdot \xi) \quad (2.19)$$

avec :

- ✓ U_n la tension nominale du condensateur,
- ✓ R la résistance du diélectrique considérée constante pour les faibles tensions (inférieures à $U_n/2$),
- ✓ I_{Ln} le courant de fuite à U_n ,
- ✓ ξ un coefficient dépendant du composant.

La figure 2.18 montre le courant de fuite I_L mesuré 5 minutes après le début de la charge pour un condensateur électrolytique à l'aluminium 4700 μ F / 500 V en fonction de la tension de polarisation U appliquée ainsi que la courbe issue de la relation (2.19) ci-dessus [1].

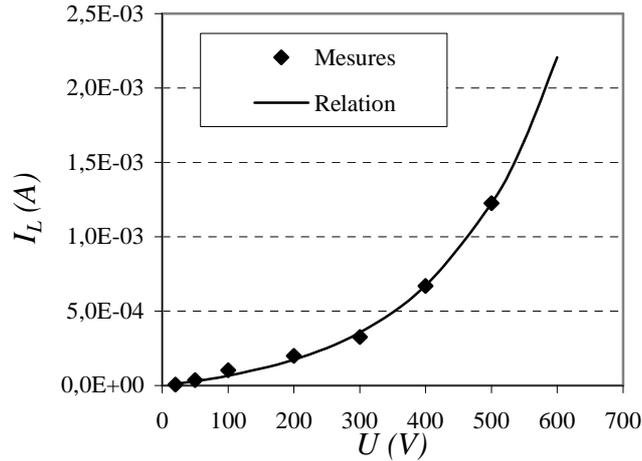


Figure 2.18 : Courant de fuite à 5 min en fonction de la tension de polarisation pour un condensateur 4700 µF / 500 V à 25 °C

La résistance R_p décroît exponentiellement avec la tension U car cette dernière peut s'exprimer ainsi (sachant que la résistance R_l est négligeable devant R_p) :

$$R_p(U) = \frac{U}{I_L(U)} \quad (2.20)$$

2.4.4 Variation en fonction de la température ambiante des caractéristiques des condensateurs électrolytiques à l'aluminium

Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium sont très sensibles aux variations de températures à cause des changements de propriétés de l'électrolyte. A titre d'exemple la figure 2.19 représente le module de l'impédance Z en fonction de la fréquence pour différentes températures ambiantes pour un condensateur 4700 µF / 500 V. Lorsque la température augmente, on note une forte diminution de la résistance équivalente série ESR (correspondant à la valeur de Z à la fréquence de résonance f_r c'est-à-dire au minimum de Z en fonction de f), un décalage (diminution) de la fréquence de résonance dû à une augmentation de la capacité C (cf. équation (2.9)).

Ces variations sont dues avant tout au changement de viscosité de l'électrolyte lorsque la température décroît ce qui diminue sa conductivité. Aux basses températures un phénomène d'épaississement de l'électrolyte induit une mobilité des ions moins importante et conduit à une augmentation de l' ESR [18]. En outre, les variations de la température peuvent engendrer une dilatation des armatures qui modifie aussi la valeur de la capacité.

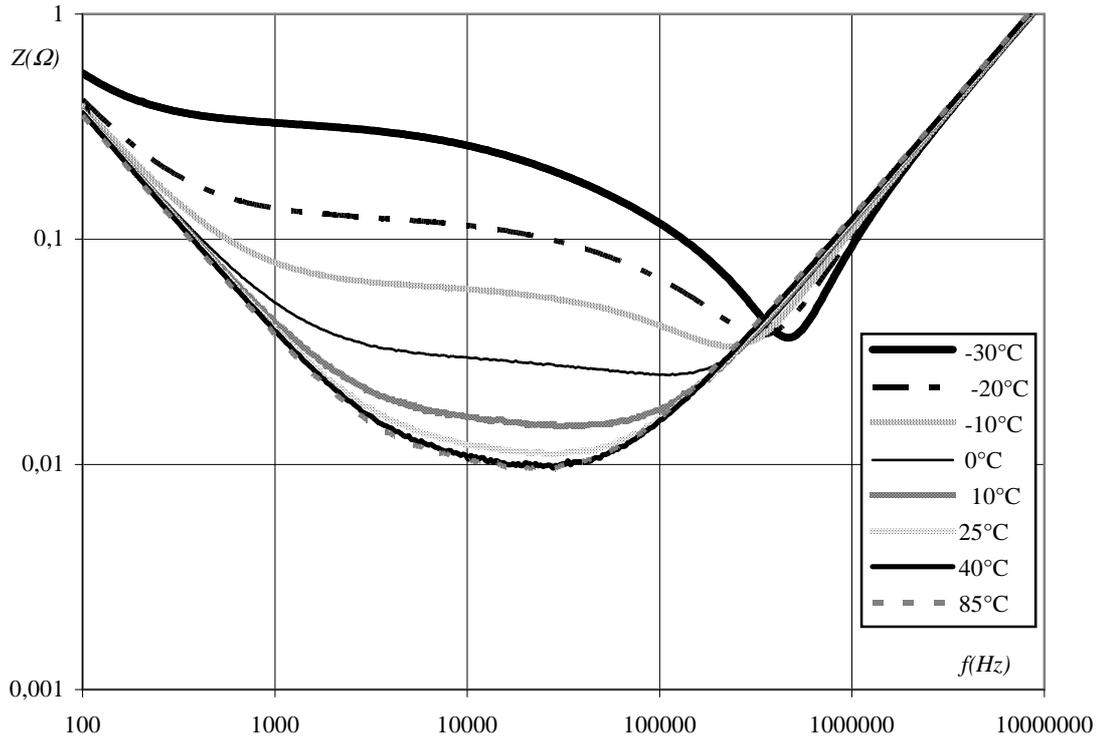


Figure 2.19 : Module Z de l'impédance en fonction de la fréquence paramétré par la température ambiante pour un condensateur $4700 \mu\text{F} / 500 \text{ V}$

ESR décroît de façon exponentielle avec la température T suivant la formule :

$$ESR(T) = \alpha + \beta \cdot \exp(-T / \gamma) \quad (2.21)$$

α , β et γ étant des coefficients dépendants du composant. ESR décroît de quelques dizaines de pourcents entre une température de 0°C et la température maximale admissible par le composant, mais elle peut augmenter d'un facteur de plus de 10 si la température diminue dans les valeurs négatives.

En première approximation, la capacité C augmente linéairement de quelques dizaines de pourcents avec la température.

Le courant de fuite augmente avec la température T suivant une loi exponentielle de la forme :

$$I_L(T) = \chi + \lambda \cdot \exp(T / \theta) \quad (2.22)$$

χ , λ , θ étant des coefficients dépendants du composant. L'accroissement entre les températures négative minimale et positive maximale est important puisqu'il peut atteindre un facteur proche de 100.

Les éléments de la figure 2.10 peuvent être déterminés en fonction de la température grâce à l'utilisation de l'impédance du condensateur en fonction de la fréquence et du courant de fuite mesuré en continu.

La première étape consiste en la détermination de la résistance R_p en fonction des paramètres de polarisation du composant. Comme nous l'avons vu ci-dessus, la valeur de cette résistance, grande devant la réactance $1/(C_{AK}\omega)$, a une influence négligeable sur l'impédance du composant pour les fréquences supérieures à 1 Hz. Elle est donc déterminée via les mesures en tension continue. La résistance R_p représentant le courant de fuite du composant fonction de la tension U appliquée à ses bornes et de la température T peut s'écrire, compte tenu de l'équation (2.19), ainsi :

$$R_p(T) = \frac{U}{\frac{U}{\rho \exp(-T/\tau)} + I_{Ln}(T) \exp[(U - U_n)\xi] - I_{Ln}(T) \exp(-U_n \xi)} \quad (2.23)$$

$I_{Ln}(T)$ est déterminé grâce à l'équation (2.22). Les coefficients ρ , τ et ξ dépendent du composant.

La détermination des autres éléments du modèle de la figure 2.10 est effectuée en identifiant la fonction de transfert du modèle à l'impédance complexe issue des mesures. Pour tout modèle électrique, la fonction de transfert $\underline{H}(p)$ dans le système de Laplace peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\underline{H}(p) = \frac{b_n \cdot p^n + b_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + b_1 \cdot p^1 + b_0}{a_m \cdot p^m + a_{m-1} \cdot p^{m-1} + \dots + a_1 \cdot p^1 + a_0} \quad (2.24)$$

p étant l'opérateur de Laplace et a_i, b_j des coefficients dépendants du composant.

Afin d'avoir une représentation physique du modèle (problème de causalité), l'ordre m du dénominateur doit être supérieur ou égal à l'ordre n du numérateur. Pour satisfaire cette condition, le modèle de la figure 2.10 doit être légèrement modifié en ajoutant une résistance R_m en parallèle avec l'inductance L . Celle-ci, bien qu'indispensable pour avoir une représentation physique du modèle lors de son identification, n'a qu'une influence négligeable sur l'impédance du composant dans le domaine fréquentiel considéré. Dans ce domaine, sa valeur est bien supérieure à la valeur de la réactance $L\omega$.

La fonction de transfert d'ordre 2 correspondant à l'impédance complexe $Z(p)$ est alors la suivante :

$$\underline{Z}(p) = \frac{(R_l R_p LC_{AK} + R_m R_p LC_{AK})p^2 + (R_l R_m R_p C_{AK} + R_l L + R_m L + R_p L)p + R_l R_m + R_m R_p}{R_p LC_{AK} p^2 + (L + R_m R_p C_{AK})p + R_m} \quad (2.25)$$

Celle-ci décrit assez précisément l'impédance des condensateurs électrolytiques en fonction de la fréquence pour les températures positives. Une identification par algorithme génétique [1], nous a permis de déterminer la variation des paramètres du modèle en fonction de la température T . L'inductance L peut être considérée comme constante. Les variations des autres paramètres sont données ci-dessous sachant que les différents coefficients (lettres grecques) dépendent du composant :

$$R_l(T) = \alpha_l + \beta_l \cdot \exp(-T / \gamma_l) \quad (2.26)$$

$$C_{AK}(T) = \kappa + \nu \cdot T \quad (2.27)$$

Le modèle de la figure 2.10 modifié est valable tant que la température est positive. Pour les températures négatives, la figure 2.19 montre que la courbe du module de l'impédance Z en fonction de la fréquence présente un point d'inflexion dû au changement de caractéristique de l'électrolyte. Le modèle de base de la figure 2.10 n'est alors plus satisfaisant et son ordre doit être augmenté par adjonction d'éléments en parallèle ou en série.

Des modèles possibles, représentant correctement le fonctionnement aux températures positives et négatives, ont été développés au cours de la thèse de Frédéric Perisse [1]. Le plus précis correspondant à une fonction de transfert d'ordre 3 est donné sur la figure 2.20.

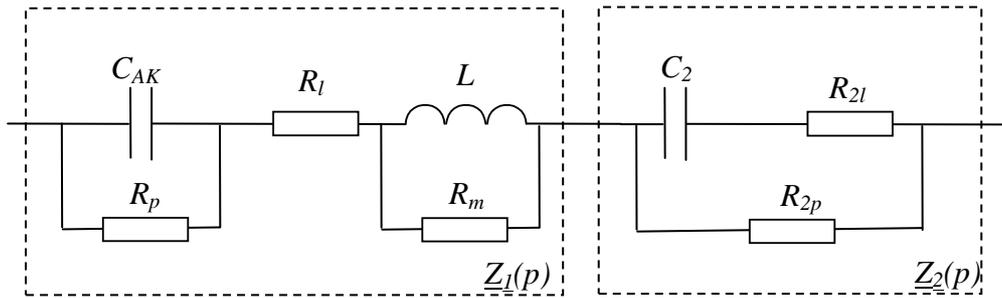


Figure 2.20 : Modèle de condensateur électrolytique valable pour les températures positives et négatives

Ce modèle est constitué des éléments du modèle précédent (C_{AK} , R_l , R_m , R_p , L) considérés dans ce cas fixes en fonction de la température. Des éléments correcteurs (C_2 , R_{2l} , R_{2p}) sont alors ajoutés en série à ce modèle afin de prendre en compte l'influence de la température sur l'impédance.

Les éléments C_{AK} , R_b , R_m , R_p , L constituant l'impédance $\underline{Z}_I(p)$ sont identifiés par algorithme génétique pour la température maximale d'utilisation du composant (85°C pour le condensateur pris en exemple sur la figure 2.19) pour laquelle l'impédance du composant est la plus faible. Les éléments complémentaires sont identifiés en fonction de la température. La résistance R_{2p} a une valeur nulle pour 85°C. Sa variation pour les températures T (en °C) inférieures peut être représentée par une exponentielle de la forme suivante :

$$R_{2p}(T) = (85 - T)\beta_2 \cdot \exp(-T / \gamma_2) \quad (2.28)$$

β_2 et γ_2 étant des coefficients propres au type de composant considéré. Pour les températures supérieures à 0°C, R_{2p} devient faible devant l'impédance du circuit série constitué de R_{2l} et C_2 . Avec la température, R_{2l} peut être considérée comme constante alors que C_2 varie de façon exponentielle :

$$C_2(T) = \alpha_2 \cdot \exp(T / \tau_2) \quad (2.29)$$

avec α_2 et τ_2 coefficients dépendant du composant.

Pour montrer la bonne concordance entre mesures et modèle aussi bien à température positive que négative, nous représentons sur la figure 2.21, à titre d'exemple pour des températures de -10°C et de 40°C, le module de l'impédance Z mesuré et déduit du modèle [1].

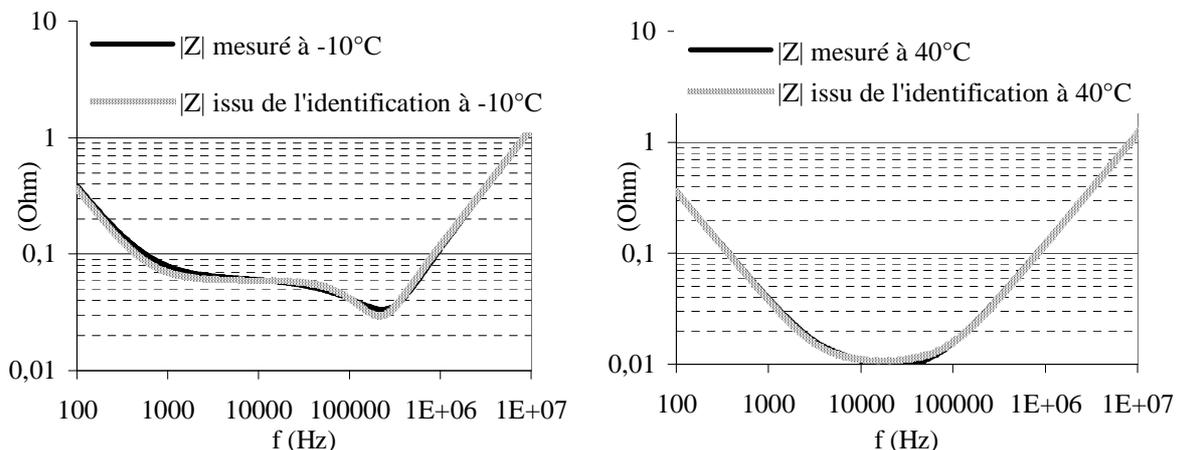


Figure 2.21 : Module Z de l'impédance en fonction de la fréquence par mesures et issu du modèle pour un condensateur 4700 μF / 500 V

2.5 Conclusions et perspectives

Dans le début de ce chapitre, nous avons présenté les différents types de condensateurs en utilisant entre autre la notion d'énergie. Celle-ci est fondamentale pour deux raisons :

- ✓ D'une part elle est à prendre en compte dans un grand nombre d'application. C'est le cas, lorsque les condensateurs sont utilisés uniquement en tant que dispositif de stockage d'énergie (application dans le système de protection du LHC par exemple [1]) ou lorsque des condensateurs de filtrage d'un convertisseur statique permettent de maintenir la tension de sortie en cas de micro-coupures de la tension d'entrée du dit convertisseur, ...
- ✓ D'autre part, avec l'avènement des supercondensateurs que nous traiterons par la suite, c'est la principale grandeur à considérer.

La présentation de la technologie utilisée est importante car elle nous permet la compréhension des différents mécanismes de défaillance et en conséquence l'amélioration de la fiabilité des composants.

Les modèles électriques utilisés nous permettent de caractériser les condensateurs, ce qui, via une connaissance de leur état de fonctionnement, permet l'élaboration de système de diagnostic de panne ou de maintenance prédictive.

Des modèles de type circuit encore plus précis pourraient être étudiés mais leur complexité rendrait assez difficile l'identification des paramètres les constituant. Un bon compromis simplicité précision des modèles a été trouvé ce qui permet une intégration rapide dans un logiciel de simulation. Par contre, une amélioration des modèles proposés consisterait à considérer la technologie et la géométrie des condensateurs dans la détermination de ses éléments. De même l'étude de la dépendance des différents coefficients intervenant dans différentes équations ((2.19), (2.20), (2.21), (2.22), (2.23), (2.26), (2.27), (2.28), (2.29)) avec les paramètres technologiques et les caractéristiques physiques des condensateurs demande à être approfondie.

Des modèles analytiques peuvent permettre de prendre en compte la répartition des courants dans les armatures des composants et par conséquence d'identifier les points faibles où des échauffements locaux peuvent apparaître. Des modèles de condensateurs à film polypropylène ont été développés [12], [13], [14]. Ces modèles considèrent la symétrie du composant, le chemin du courant dans les électrodes de direction axiale et des matériaux homogénéisés. Ceux-ci seraient certainement à envisager dans le cas des condensateurs électrolytiques mais leur élaboration reste complexe compte tenu des dissymétries dues à la position des bandes de connexion sur les armatures (cf. figure 2.7).

3) Les supercondensateurs

3.1 Présentation

J'ai souhaité consacrer un chapitre spécifique aux supercondensateurs compte tenu de ses nombreuses particularités qui le distinguent des condensateurs. En effet :

- ✓ ce composant est particulier puisque son principe ne repose pas sur la présence d'un diélectrique mais sur celui de la double couche électrique qui se crée à l'interface entre une électrode solide et un électrolyte (liquide) en présence d'un champ électrique ;
- ✓ la capacité des supercondensateurs est donc non linéaire et les modèles comportementaux spécifiques à ce composant ;
- ✓ la capacité de ce composant se dégrade très rapidement en fonction de la fréquence, ce qui le réserve au domaine exclusif du stockage d'énergie.

Les supercondensateurs présentent une puissance massique plus importante que celle des accumulateurs et une énergie massique plus grande que celle des condensateurs classiques. Ceci est visualisable sur un diagramme de Ragone (cf. figure 3.1) représentant l'énergie massique en fonction de la puissance massique, pour les systèmes usuels de stockage d'énergie électrique. Les limites des différents domaines ont été laissées volontairement floues car celles-ci sont en permanente évolution, compte tenu des avancées technologiques et sur les matériaux à prévoir dans les années à venir.

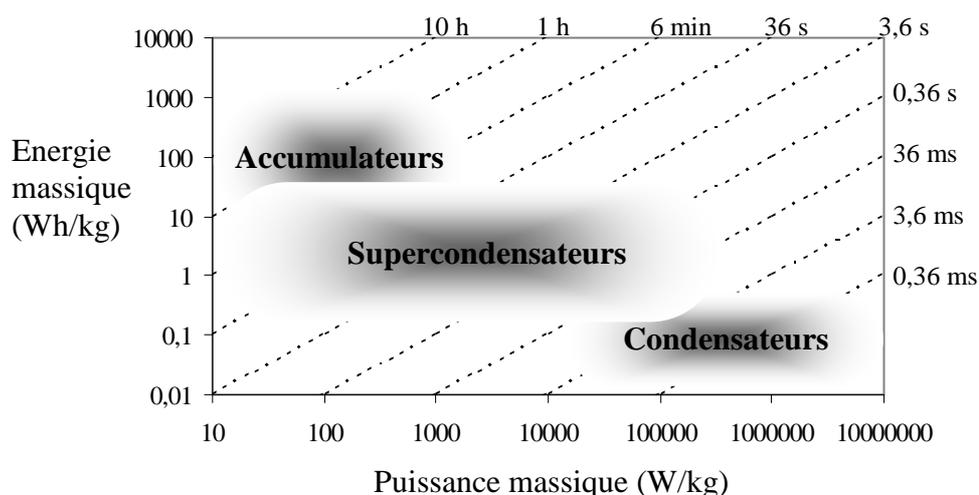


Figure 3.1 : Diagramme de Ragone des dispositifs de stockage d'énergie usuels

Le réseau de droite iso-durée en pointillés peut nous indiquer les constantes de temps caractéristiques du même ordre de grandeur que les temps de charge et décharge des divers dispositifs de stockage. Ainsi les supercondensateurs répondent aux applications faisant appel à des puissances élevées sur des temps courts (de l'ordre de la seconde à quelques dizaines de secondes), ce qui les place à un niveau intermédiaire entre les accumulateurs et les condensateurs (cf. figure 3.1).

3.2 Principe et constitution

3.2.1 Présentation des différentes familles

Comme pour les condensateurs électrolytiques, les supercondensateurs comprennent deux électrodes et un électrolyte.

Il existe trois principales catégories de supercondensateurs qui diffèrent, d'une part par la nature des électrodes (composées de charbon actif, d'oxydes métalliques ou de polymères conducteurs) et d'autre part par leur principe de fonctionnement propre [5], [19], [20], [22], [23]. Les supercondensateurs à base d'oxydes métalliques ou de polymères conducteurs impliquent un transfert de charges contrairement à ceux composés de charbon actif [20].

Lorsque les électrodes sont réalisées en oxydes métalliques, en général le dioxyde de ruthénium (RuO_2) ou le dioxyde d'iridium (IrO_2), le transfert de charges a lieu par oxydoréduction lors des phases de charge décharge [21]. L'inconvénient majeur de ce type de composant est son coût très élevé compte tenu de la rareté des oxydes métalliques concernés, ce qui empêche leur commercialisation à grande échelle [22].

Le transfert de charges des supercondensateurs à base de polymères conducteurs est lié au processus de dopage/dédopage de ceux-ci [20]. L'utilisation de ce type de matériaux n'est pas encore finalisée industriellement car de nombreux problèmes subsistent liés à leur coût de production et à la dégradation de leur performance lors de cyclage [22].

Le stockage d'énergie pour les supercondensateurs à électrodes en charbon actif n'est pas réalisé grâce à un transfert de charges mais grâce aux interactions électrostatiques entre les ions de l'électrolyte liquide et les charges électroniques à la surface des électrodes. Les électrodes en charbon actif sont les plus développées industriellement compte tenu de leur grande surface spécifique (cf. ci-dessous), du faible coût, de la matière première et du procédé industriel de fabrication. Mes travaux de recherche ont donc porté sur ces composants. C'est le principe physique de fonctionnement et la structure de ceux-ci qui seront détaillés ci-dessous.

3.2.2 Principe des supercondensateurs à double couche électrique

Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée entre les deux électrodes, les ions de l'électrolyte, sous l'influence du champ électrique, se dirigent vers l'électrode comportant des charges de signe opposé. Les charges (électroniques du côté de l'électrode et ioniques du côté de l'électrolyte) vont donc s'accumuler de part et d'autre des interfaces entre chaque électrode et l'électrolyte sans possibilité de passage dans l'autre milieu compte tenu de la nature très différente des porteurs de charge mobiles [5]. Comme nous pouvons le constater sur la figure 3.2, il se forme donc aux interfaces une zone de charge d'espace appelée double couche électrique [19], [21].

C'est l'épaisseur de la double couche électrique, de quelques nanomètres (liée aux diamètres des molécules du solvant de l'électrolyte de l'ordre du nanomètre), qui définit la capacité du composant. Cette très faible épaisseur associée à une très grande surface d'électrodes (jusqu'à 2000 à 3000 m²/g) grâce à l'utilisation de matériaux poreux tels que le charbon actif permet d'obtenir des capacités très élevées (de plusieurs milliers de farads pour les plus gros composants). Toutefois, la capacité associée à la double couche est non linéaire.

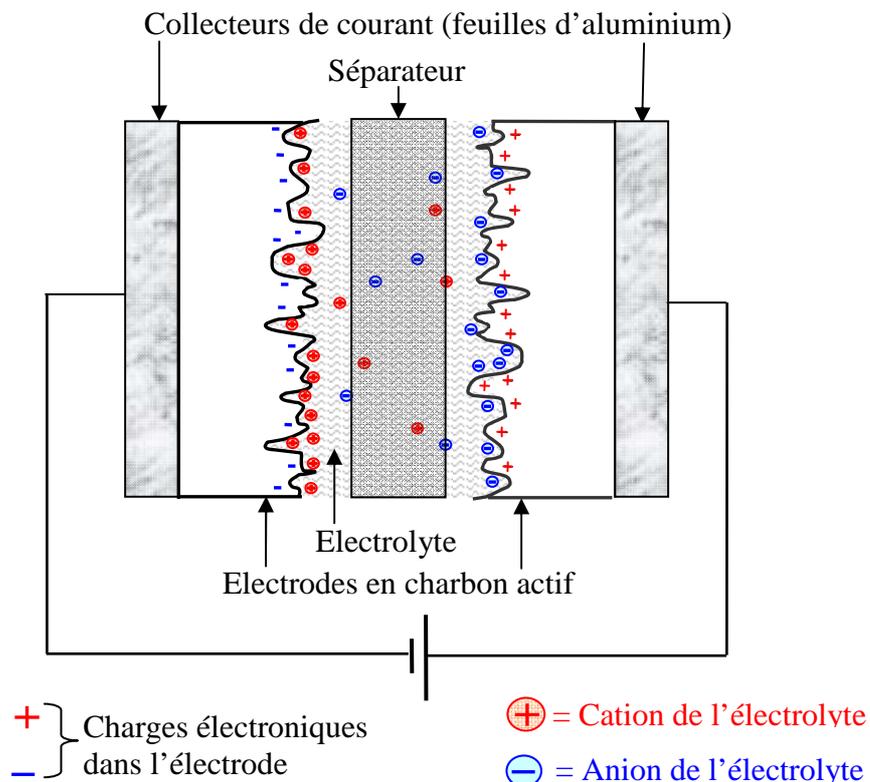


Figure 3.2 : Constitution et répartition des charges d'un supercondensateur à électrodes en charbon actif

Par principe même, la tenue en tension de ce composant est limitée à quelques volts ce qui correspond à la décomposition de l'électrolyte.

3.2.3 Constitution des supercondensateurs à double couche électrique

L'électrolyte utilisé peut être soit aqueux, soit organique. Bien que l'électrolyte aqueux possède une meilleure conductivité ionique, sa tension de décomposition (liée aux réactions d'oxydoréduction) est relativement faible (aux alentours de 1 V) ce qui réduit d'autant sa tension maximale d'utilisation et par conséquent l'énergie stockable dans le composant (cf. équation (2.1)). L'électrolyte le plus employé est donc l'électrolyte organique qui possède une tenue en tension de l'ordre de 3V. L'électrolyte est un sel dissous dans un solvant organique qui est souvent de l'acétonitrile. La présence d'acétonitrile constitue un problème du point de vue sécuritaire car en présence d'air il est inflammable et explosif lorsque sa concentration atteint entre 3 et 16 % du volume de l'air. On comprend donc aisément l'importance que révèle l'étude de la sûreté de fonctionnement d'un tel composant.

Le rôle du séparateur représenté sur la figure 3.2 est d'éviter le contact entre les deux électrodes et donc le court-circuit. C'est un conducteur ionique et un isolant électronique en général poreux afin de faciliter le transfert ionique de l'électrolyte vers les électrodes [19]. Les séparateurs utilisés industriellement sont à base de polymère ou de papier.

Les collecteurs servant d'amenée de courant sont généralement en aluminium. Le charbon actif est fixé par une technique d'enduction [22] (cf. figure 3.2).

3.2.4 Assemblage et connexion

Comme pour les condensateurs classiques, il existe deux possibilités pour augmenter la surface des électrodes : le bobinage ou l'empilement (cf. § 2.1.5). La majorité des supercondensateurs présents sur le marché sont bobinés. Ils ont alors la structure d'un condensateur électrolytique (cf. figures 2.7 et 2.8)

Afin d'étudier la structure interne d'un supercondensateur, nous avons ouvert le boîtier à sorties axiales d'un composant commercialisé 2600 F (cf. figure 3.3) [19]. Le charbon actif est appliqué sur chaque face du collecteur de courant. Le séparateur est constitué par deux feuilles à base de papier. L'ensemble du bobinage est immergé dans un électrolyte organique. Les bandes de connexion permettant de relier le bobinage aux bornes de composant (cf. figures 2.7 et 2.8) sont remplacées par des languettes prolongeant les collecteurs de courant jusqu'aux bornes sur le boîtier. Comme il y a plusieurs languettes par tour de bobinage, le chemin du courant est donc principalement axial comme dans le cas d'un condensateur à

films polypropylène métallisés. Il est alors envisageable d'étudier la compatibilité des modèles pour les condensateurs à films polypropylène métallisés, donnant la répartition des courants et des champs ([12], [13], [14]), avec les supercondensateurs.

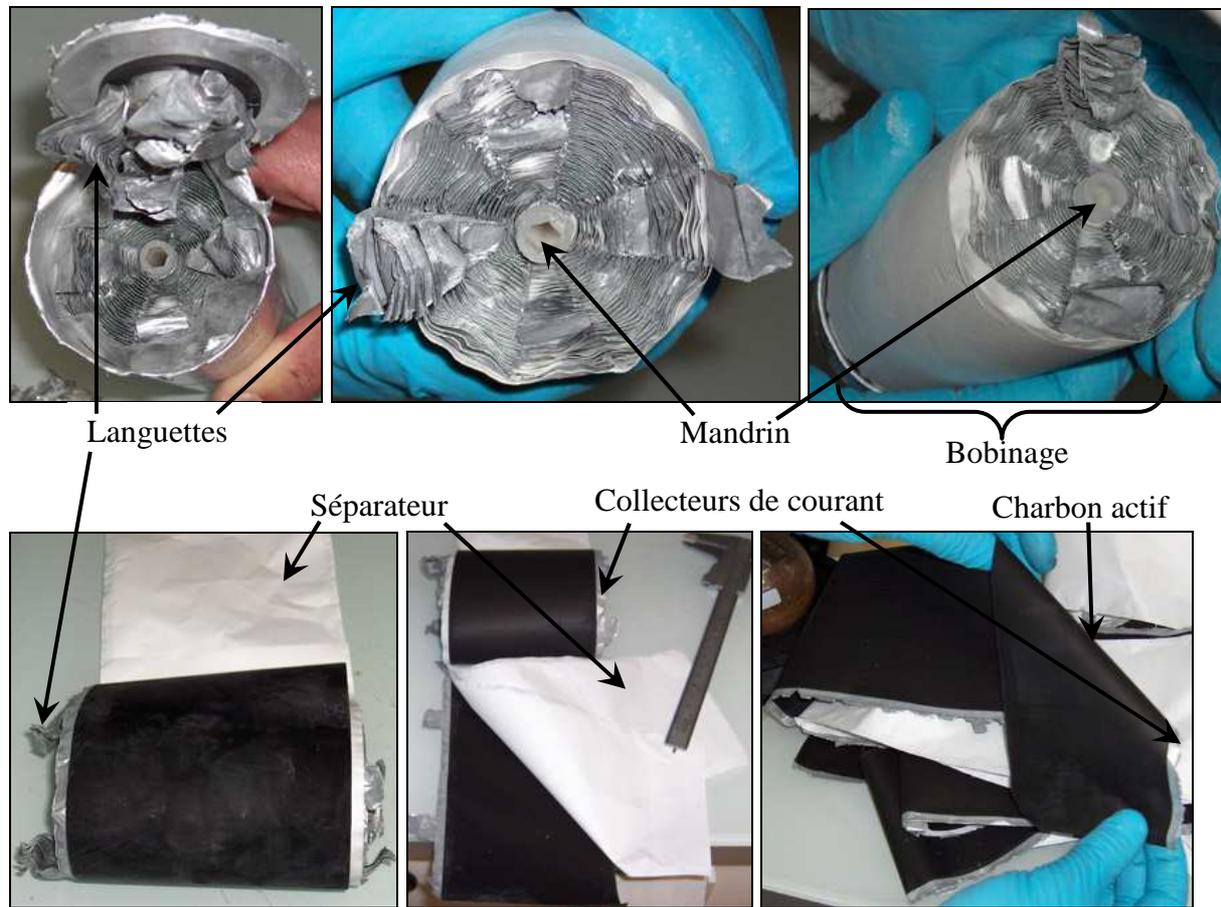


Figure 3.3 : Structure interne d'un supercondensateur 2600 F

Notons que le nombre de languettes influence le chemin du courant et que celui-ci peut aussi avoir des composantes orthoradiales s'il y a plusieurs tours de bobinage par languette.

3.3 Modélisations des supercondensateurs

3.3.1 Méthodes de caractérisation

Deux méthodes sont couramment utilisées pour caractériser les supercondensateurs, la caractérisation fréquentielle et celle temporelle.

La caractérisation temporelle, qui consiste à identifier les paramètres caractéristiques du supercondensateur via des mesures temporelles en courant et en tension, est effectuée grâce à un banc spécifique réalisé au laboratoire. Celui-ci est composé d'une alimentation programmable et d'un ensemble de plans de charge programmables permettant de charger et décharger un supercondensateur de 0 à 3 V jusqu'à 420 A. Nous avons programmé ce banc

afin d'obtenir 4 types d'essai en charge, décharge : à courant constant, à tension constante, à puissance constante et à rampe de tension constante. Cette caractérisation présente les avantages d'être relativement simple à mettre en œuvre et de permettre de faire fonctionner le composant à des niveaux de courant proches des applications dans lesquelles il est utilisé. Par contre, celle-ci ne permet pas de connaître finement les différentes constantes de temps régissant le fonctionnement du supercondensateur.

La caractérisation fréquentielle réalisée grâce à un spectromètre d'impédance permet d'accéder à cette connaissance. Cette caractérisation repose, dans notre cas, sur l'application d'une faible tension sinusoïdale superposée à une tension continue et sur l'analyse de l'amplitude et du déphasage du courant de réponse. Comme lors de cette mesure un large spectre de fréquence peut être balayé, l'impédance en fonction de la fréquence et donc le comportement dynamique du composant peut être déduit. Certaines précautions doivent être prises pour éviter les perturbations électromagnétiques sur les mesures par les signaux du circuit de puissance (constitués de courants de quelques ampères à quelques dizaines ampères pour des fréquences maximales de quelques MHz). Ainsi, dans le cadre de la thèse de doctorat de Abderrahmane Hammar, un boîtier en aluminium spécifique a été conçu pour minimiser l'effet du couplage électromagnétique entre le circuit de puissance et le circuit de mesure [19].

3.3.2 Modélisation de la double couche électrique

Dès la fin du XIXe siècle, Helmholtz étudia et modélisa par une capacité linéaire, la nature capacitive de l'interface entre un conducteur ionique et un conducteur électronique. Au début du XXe siècle, Gouy et Chapman mirent en évidence par leur modèle physique de charges à l'interface, la nature volumique des charges dans l'électrolyte qui se répartissent dans une couche diffuse, et donc la non linéarité de la capacité associée à la double couche électrique. Enfin Stern améliora le modèle précédent en divisant la zone de charge d'espace en deux zones : une couche dite compacte à la surface de l'électrode et une couche diffuse telle que définie par Gouy et Chapman [24].

Comme un supercondensateur est constitué de deux électrodes, il y a deux doubles couches électriques qui se forment lors de son utilisation. La capacité des deux doubles couches C_{dl} (pour double layer capacity) peut alors être exprimée en fonction de la tension aux bornes du supercondensateur U en considérant deux capacités « en série », la capacité C_{comp} des deux couches compactes et la capacité C_{diff} des deux couches diffuses :

$$\frac{1}{C_{dl}} = \frac{1}{C_{Comp}} + \frac{1}{C_{diff}} = \frac{1}{C_{Comp}} + \frac{1}{c_K \cdot ch(U/u_K)} \quad (3.1)$$

c_K et u_K sont des coefficients liés aux caractéristiques physico-chimiques et électriques de l'électrolyte pour une température donnée [25]. La figure 3.4 représente, pour un supercondensateur 2600 F, 2,7 V, à une température ambiante de 25°C, les mesures expérimentales de la capacité C_{dl} déduites d'une caractérisation par spectroscopie d'impédance en fonction de la tension U ainsi que la courbe tirée de la relation (3.1). Avec une capacité $C_{comp} = 3130$ F et des coefficients $c_K = 6660$ F et $u_K = 0,74$ V, il y a une bonne adéquation entre mesures et courbe théorique.

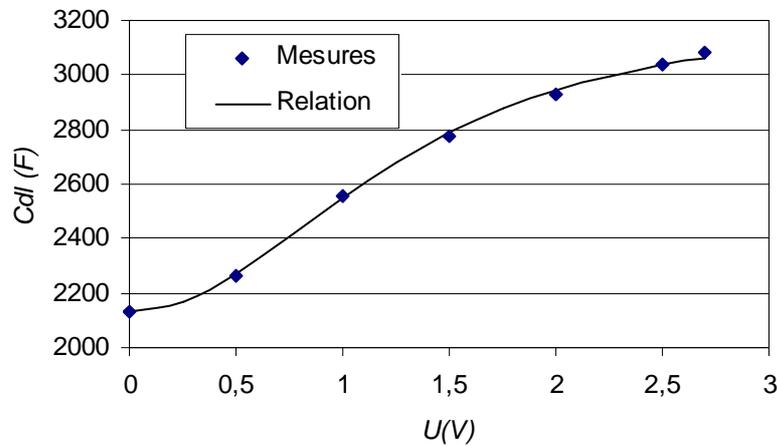


Figure 3.4 : $C_{dl}(U)$ pour un supercondensateur 2600 F, 2,7 V à 25°C

Une seule capacité ne peut modéliser correctement le comportement du supercondensateur. En effet comme le composant est constitué de deux électrodes poreuses comportant des pores de tailles et de formes différentes, seul un réseau de capacités associées à des résistances matérialisant les résistances des différents pores, entre les pores, de l'électrolyte, du séparateur, des collecteurs, de contacts, etc. peut modéliser finement le fonctionnement du supercondensateur [19], [24], [26], [27]. La détermination des différents éléments d'un tel modèle est quasiment impossible sans effectuer un certain nombre d'hypothèses.

3.3.3 Modèles prenant en compte la distribution volumique de la capacité

3.3.3.1 *Modèle à simple pore*

La principale simplification à réaliser concerne la structure du charbon actif [19]. En première approximation, l'électrode poreuse peut être considérée comme constituée de

plusieurs pores identiques en parallèle, cylindriques, de diamètre uniforme très inférieur à leur longueur et non connectés entre eux (cf. figure 3.5).

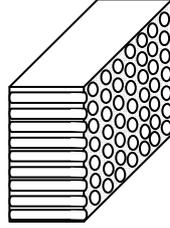


Figure 3.5 : Structure considérée du charbon actif pour le modèle simple pore

Avec ces principales hypothèses, De Levie [28] a montré que l'impédance complexe \underline{Z}_p des électrodes peut être mise sous la forme de l'équation suivante :

$$\underline{Z}_p = \sqrt{\frac{R_{el}}{j\omega \cdot C_{dl}}} \cdot \coth \sqrt{j\omega \cdot C_{dl} R_{el}} \quad (3.2)$$

où ω est la pulsation électrique et R_{el} la résistance liée à l'accessibilité des pores par l'électrolyte [19].

Cette impédance est équivalente à celle d'une capacité C_{dl} en série avec plusieurs branches $R_i C_{dl}/2$ en parallèle (cf. figure 3.6). En ajoutant en série, une l'inductance L représentant les connexions et les enroulements, une résistance R_s pour les résistances du séparateur, de l'électrolyte, des électrodes, des collecteurs, de connexions, de contact, on obtient le schéma équivalent que nous intitulerons « modèle à simple pore » de la figure 3.6 [19], [29], [30].

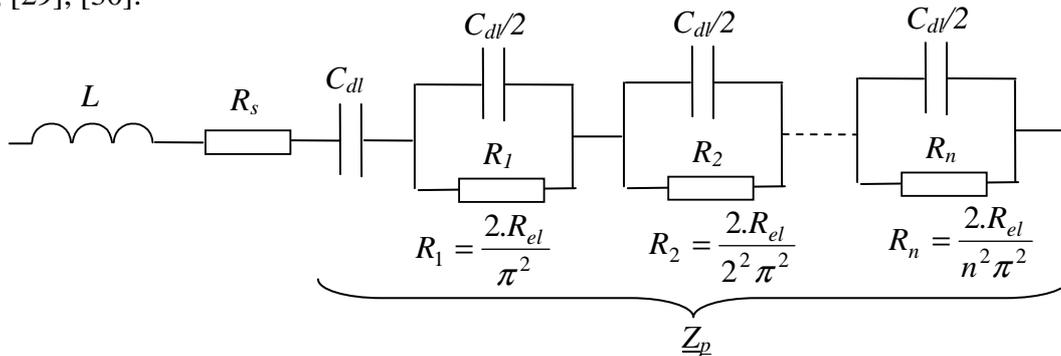


Figure 3.6 : Schéma équivalent du supercondensateur issu du modèle à simple pore

L'identification des éléments de ce schéma nécessite une caractérisation fréquentielle du composant ainsi qu'un tracé d'un diagramme de Nyquist (où est porté en ordonnée l'inverse de la partie imaginaire de l'impédance \underline{Z} du supercondensateur $-\Im(\underline{Z})$) à une tension de polarisation U et une température donnée (cf. figure 3.7) [19], [29], [30]. Expérimentalement, la capacité C_{dl} est déterminée pour la fréquence la plus basse, l'inductance L pour la fréquence la plus haute, la résistance R_s pour la fréquence de résonance

et la résistance $R_{el}/3$ comme la différence entre la partie réelle de l'impédance pour une fréquence très basse et R_s .

Notons que la capacité C_{dl} et la résistance R_{el} sont largement variables avec la tension U aux bornes du supercondensateur [19] et que ces mêmes éléments et la résistance R_s dépendent fortement de la température ambiante.

Enfin nous avons observé que le nombre de branches optimum, à prendre en considération pour obtenir une précision acceptable lors de l'emploi de ce schéma, est de 8 [31].

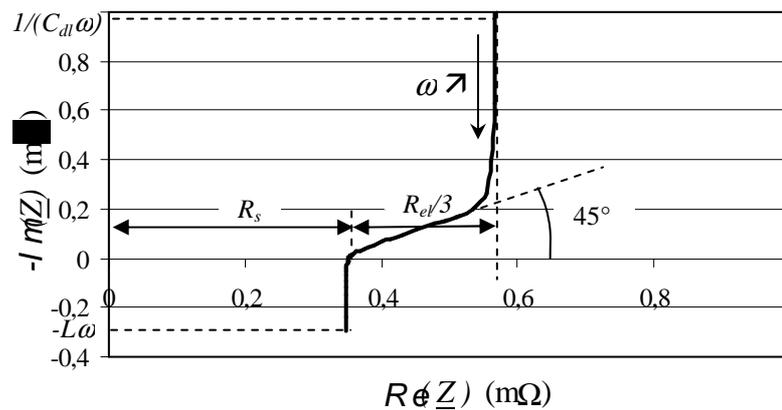


Figure 3.7 : Diagramme de Nyquist d'un modèle à simple pore

La représentation de la tension U en fonction du temps t lors d'un essai de charge décharge d'un supercondensateur 2600 F à courant constant de 400 A montre une bonne concordance entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus grâce à une simulation du modèle à simple pore (cf. figure 3.8).

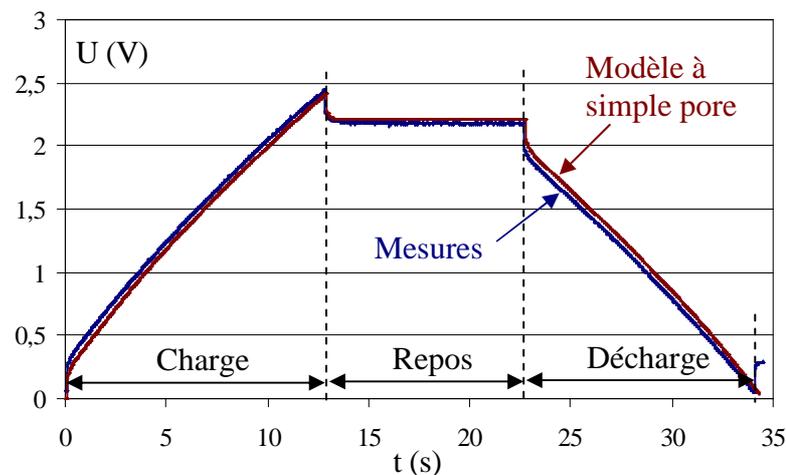


Figure 3.8 : $U(t)$ pour un essai de charge décharge à courant constant de 400 A d'un supercondensateur 2600 F à 25°C

Les résultats d'une caractérisation fréquentielle d'un supercondensateur 2600 F sont représentés sur la figure 3.9 grâce à un diagramme de Nyquist. Nous pouvons vérifier qu'un simple circuit RLC série, pouvant schématiser un condensateur classique (cf. § 2), est loin de pouvoir modéliser la distribution volumique de la capacité d'un supercondensateur. Le modèle simple pore modélise assez bien en première approximation le comportement du composant. Notons que le tracé de diagramme de Nyquist amplifie les écarts, entre modèle et mesure, qui seraient à peine visualisables sur un diagramme de Bode compte tenu de l'écart relatif important entre partie réelle $\Re(Z)$ et partie imaginaire $\Im(Z)$ en basses fréquences.

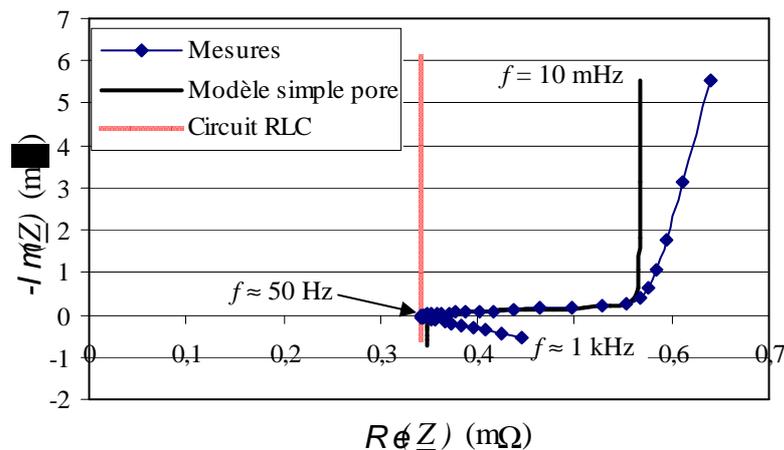


Figure 3.9 : Diagramme de Nyquist d'un supercondensateur 2600 F, 2,5 V pour une tension de polarisation de 2,5 V et une température ambiante de 25°C

Comme nous pouvons le constater sur la figure 3.9, ce modèle peut être amélioré en basses et hautes fréquences.

3.3.3.2 Modèle multi-pores

Le modèle simple pore considère l'hypothèse que le charbon actif ne contient que des pores de même taille. Le phénomène de redistribution des charges entre les pores de tailles différentes est donc négligé. Ce phénomène se traduit par une légère décroissance de la tension $U(t)$ lorsque le temps de repos après une charge du composant est de quelques minutes. Lorsque ce comportement est négligé la tension U reste constante pendant ce temps de repos (cf. figure 3.8). Cette phase correspond à une constante de temps proche de quelques minutes et se rapporte donc à la partie basse fréquence du diagramme de Nyquist.

Suite aux travaux de recherche de Abderrahmane Hammar effectués en collaboration avec Gérard Coquery et Richard Lallemand de l'INRETS, un modèle multi-pores a été étudié [19]. Celui-ci reprend les mêmes hypothèses que le modèle simple pore exceptée celle liée à l'identité des pores. Il considère donc que le charbon actif est constitué d'un certain nombre

de classes de pores de tailles (ou de pénétrabilités) différentes. Ainsi en considérant 3 classes de pores de pénétrabilités différentes, chacune correspond à une impédance différente (Z_{p1} , Z_{p2} , Z_{p3}) en parallèle (cf. figure 3.10), le schéma équivalent du modèle multi-pores correspond donc à celui représenté sur la figure 3.11.

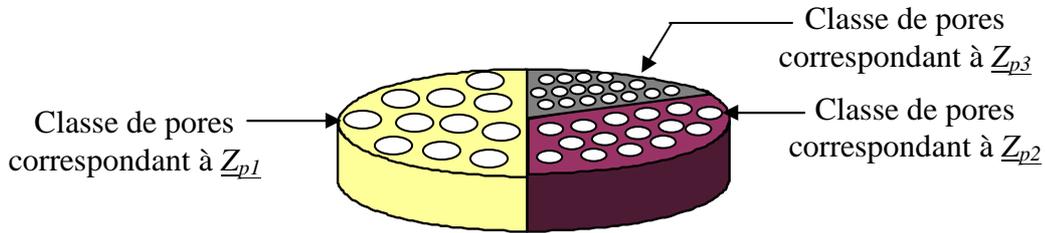


Figure 3.10 : Représentation des classes de pores de tailles différentes

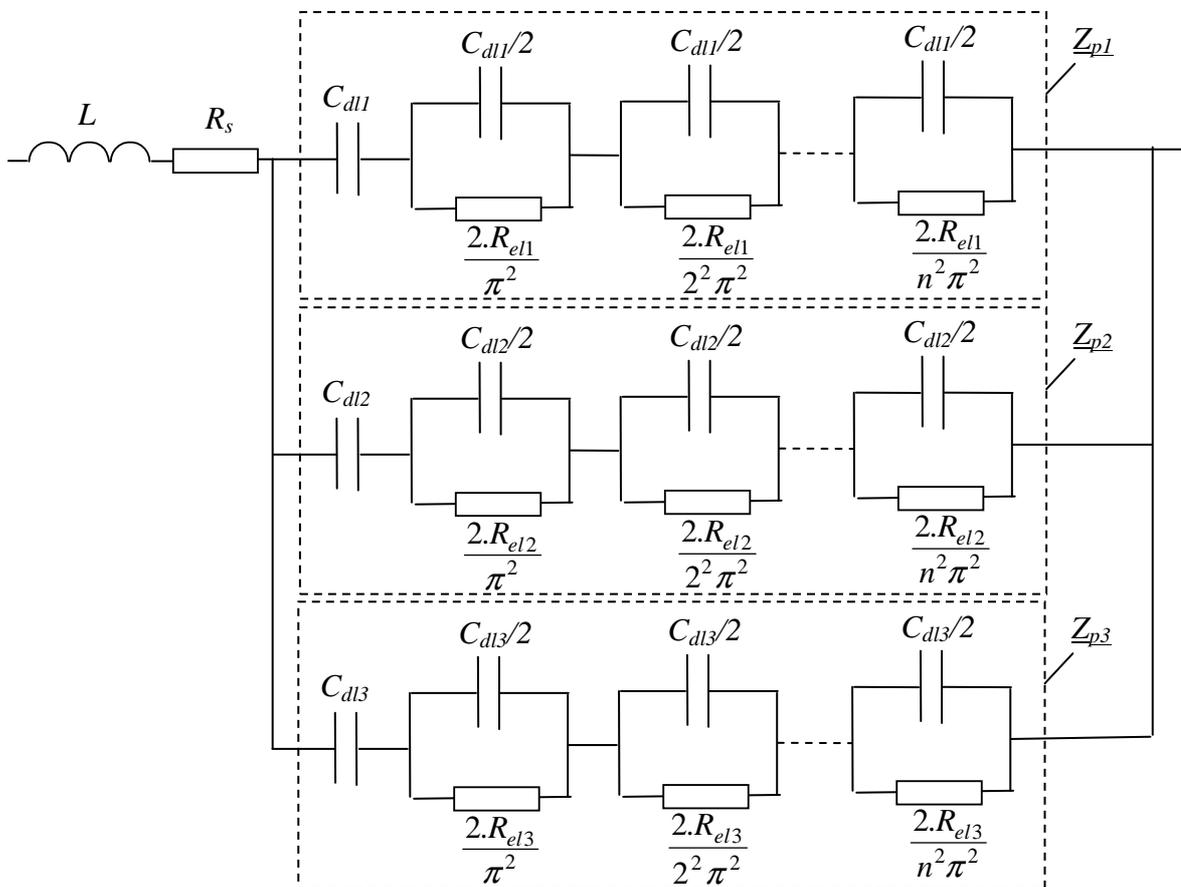


Figure 3.11 : Modèle multi-pores

Comme nous pouvons le voir sur la figure 3.12 [19], ce schéma équivalent pour 3 classes de pores reproduit correctement le comportement basse fréquence du supercondensateur. La phase de redistribution des charges entre les pores de tailles différentes est donc prise en compte. Le principal problème de ce modèle réside dans la difficulté d'identifier les paramètres supplémentaires ramenés par celui-ci. Pour chaque classe de pores,

une pulsation correspond au coude apparaissant lors du tracé de Nyquist de son impédance Z_{pi} (cf. figure 3.7). Compte tenu de l'angle de 45° caractéristique du tracé de Nyquist pour le modèle simple pore, la pulsation propre au coude peut être évaluée ainsi :

$$\omega_i \approx \frac{1}{\frac{R_{eli}}{3} \cdot C_{dli}} \quad (3.3)$$

La recherche de ces pulsations correspondant aux changements de pente ou aux points d'inflexion de l'impédance totale Z tracée dans le plan de Nyquist, permet donc la détermination des couples R_{eli} , C_{dli} [19]. Ces paramètres sont variables avec la tension et la température. La détermination de ces éléments reste délicate surtout lorsque plus de 2 classes de pores sont considérées.

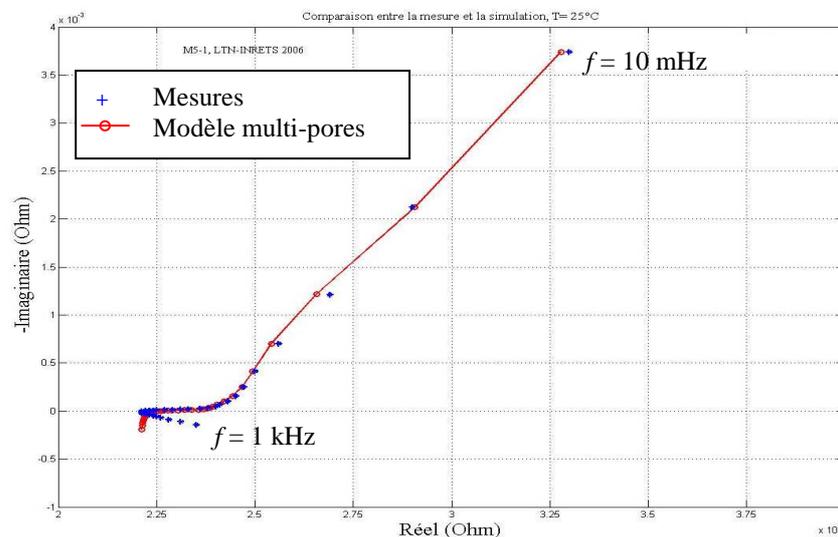


Figure 3.12 : Tracés de Nyquist expérimental et du modèle multi-pores pour un supercondensateur 2600 F, 2,7 V à tension constante et température de 25 °C [19]

3.3.3.3 Modèle simple pore modifié

Un modèle plus simple pour corriger l'écart entre le modèle simple pore et les mesures expérimentales en base fréquence consiste à placer en parallèle avec l'impédance Z_p du modèle simple pore (cf. figure 3.6) un seul circuit RC série [31], [32]. Ce circuit représente les pores difficilement accessibles, non pris en compte par le modèle à simple pore et le phénomène de redistribution interne de charges. Ce modèle que nous intitulerons « modèle simple pore modifié » donne aussi de bons résultats (cf. figure 3.13) même s'il modélise moins bien les phénomènes physiques que le modèle multi-pores.

3.3.3.4 Amélioration des modèles en haute fréquence

Nous pouvons constater sur la figure 3.9 et sur la figure 3.12, que le comportement haute fréquence du composant n'est pas correctement modélisé. Pourtant comme les supercondensateurs sont généralement associés à une électronique de puissance fonctionnant à hautes fréquences, il est primordial de prendre en compte ce phénomène si l'on souhaite modéliser correctement l'ensemble supercondensateur, électronique de puissance. Nous proposons, afin d'améliorer les modèles en haute fréquence, d'ajouter en parallèle avec l'inductance L , représentant les connexions et les enroulements, une résistance pour décrire ainsi l'augmentation de la résistance du supercondensateur avec la fréquence qui résulte de l'effet de peau [31]. La figure 3.13 représente dans le plan de Nyquist, les résultats de l'impédance \underline{Z} issus des mesures expérimentales et du modèle simple pore modifié avec ajout d'une résistance en parallèle avec L , pour un composant 2600 F à une tension de 2,5 V. Le comportement basse et haute fréquence du supercondensateur est correctement modélisé.

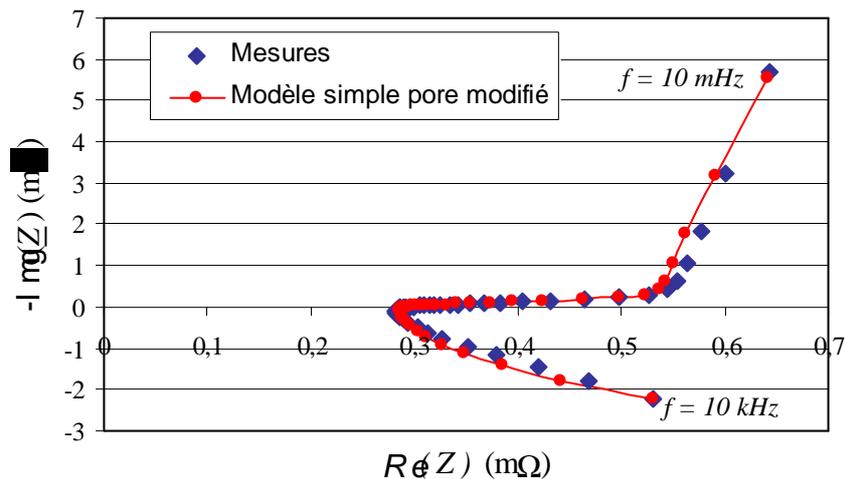


Figure 3.13 : Tracés de Nyquist expérimental et du modèle simple pore modifié pour un supercondensateur 2600 F, 2,5 V à une tension de 2,5 V et une température de 25°C

3.3.3.5 Conclusion

Les modèles électriques présentés ci-dessus sont très intéressants car ils sont précis et très proches du comportement physique du supercondensateur. Ils seront à ce titre très utiles pour la compréhension des différents mécanismes de défaillances.

Leurs principaux inconvénients résident dans la difficulté de les mettre en œuvre, par une caractérisation qui se fait à relativement bas niveau de courant (quelques dizaines d'ampères au maximum), ce qui peut ne pas refléter parfaitement le comportement du

composant dans certains cas et par la nécessité d'une caractérisation fréquentielle nécessitant un appareillage coûteux : un spectromètre d'impédance.

3.3.4 Modèles de type circuit

Pour un grand nombre d'utilisateurs, une modélisation temporelle du comportement du supercondensateur est suffisante. Une caractérisation temporelle peut alors suffire. Les modèles présentés dans ce paragraphe peuvent tous être établis complètement grâce à une caractérisation simple consistant à relever la tension et le courant lors d'un cycle de charge repos décharge du supercondensateur.

3.3.4.1 Modèle à deux branches

Le modèle présenté dans ce paragraphe a été établi dans son principe par L. Zubieta et R. Bonert [33]. Il contient deux branches distinctes : une branche rapide (dite aussi principale) constituée par RC et une branche lente comprenant $R_r C_r$ (cf. figure 3.14).

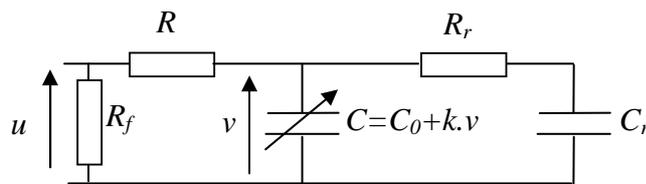


Figure 3.14 : Modèle à 2 branches

La branche rapide modélise le comportement du composant lors des phases de charge et de décharge. La capacité C varie avec la tension pour matérialiser la non linéarité de la capacité d'une double couche électrique (cf. § 3.3.2). Par souci de simplification lors de son identification, la loi de variation avec la tension est considérée linéaire :

$$C = C_0 + k.v \quad (3.4)$$

C_0 et k étant des éléments dépendant du composant.

Cette hypothèse revient à rapprocher l'équation (3.1) d'une droite et donc la courbe correspondante de la figure 3.4 à cette même droite. La résistance R peut-être assimilée à la résistance équivalente série (ESR) du composant.

La branche lente constituée par R_r et C_r modélise le phénomène de redistribution des charges entre les pores, intervenant quelques minutes après la charge pendant la phase de repos.

La résistance R_f symbolise l'autodécharge (fuite) du supercondensateur qui prend place après la phase de redistribution des charges.

Une inductance L , associée éventuellement avec une résistance parallèle pour modéliser l'effet de peau, peut être ajoutée en série avec R .

L'identification des différents éléments est effectuée grâce à une caractérisation temporelle à courant constant. Le relevé de la tension aux bornes du supercondensateur en fonction du temps $u(t)$, suffit à déterminer l'ensemble des paramètres. Cette identification est largement détaillée par plusieurs auteurs [19], [31], [33], [34]. L'ensemble des éléments du schéma de la figure 3.14 varie avec la température.

Comme nous pouvons le voir sur la figure 3.15 qui représente la tension $u(t)$ lors d'une phase de charge décharge d'un supercondensateur 450 F à courant constant de 20 A, le modèle à deux branches modélise correctement le fonctionnement du composant lors de ces événements.

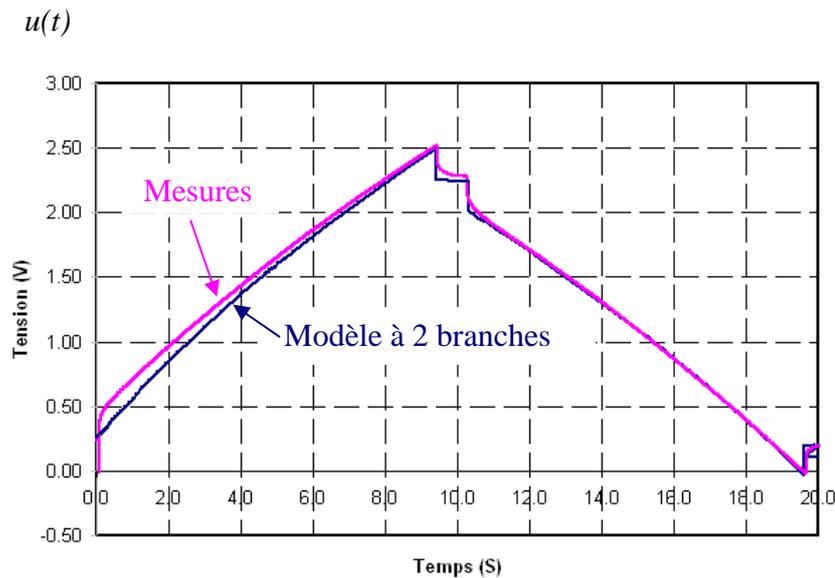


Figure 3.15 : Charge décharge d'un supercondensateur 450 F à courant constant de 20 A et 25°C

Par contre ceci n'est plus vérifié en cas d'autodécharge du composant (cf. figure 3.16). Nous avons donc étudié, en collaboration avec Hamid Gualous du L2ES de Belfort, un modèle présenté dans le paragraphe ci-dessous qui prend en compte précisément l'autodécharge du composant [35].

3.3.4.2 *Modèle prenant en compte l'autodécharge*

L'autodécharge est très importante à prendre en considération car elle permet de connaître la durée de disponibilité de l'énergie stockée. De plus, elle peut générer des forts

déséquilibres en tension qui influent directement sur la durée de vie des supercondensateurs lorsque plusieurs composants sont placés en série.

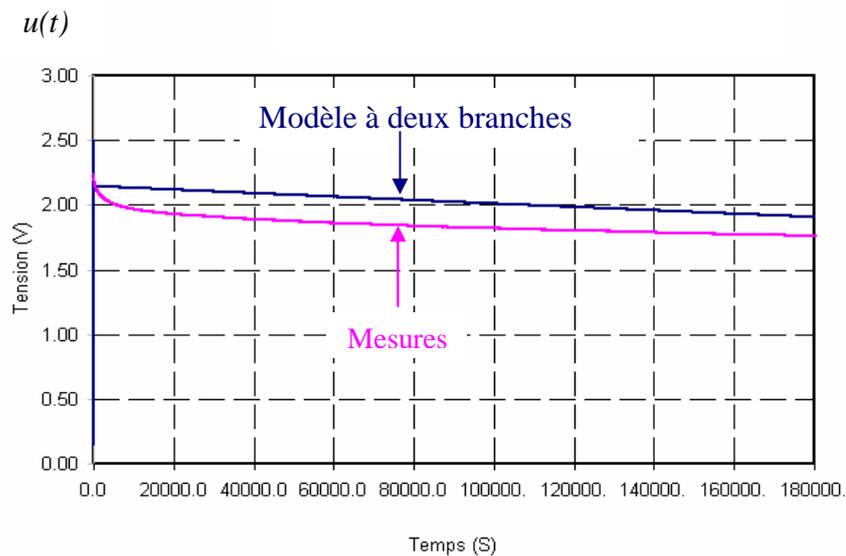


Figure 3.16 : Autodécharge d’un supercondensateur 450 F à courant constant de 20 A et 25°C

Le modèle à 2 branches présenté sur la figure 3.14 considère, lors de la phase de l’autodécharge, une décroissance de la tension suivant une seule exponentielle comme pour un condensateur classique. Or l’autodécharge d’un supercondensateur, liée aux imperfections des électrodes et de l’électrolyte et à la présence d’impuretés dans ces mêmes éléments peut être assimilée à deux principaux phénomènes [36].

Le premier mécanisme est causé par des réactions d’oxydoréduction qui prennent place à l’interface électrodes électrolyte. La décroissance de la tension liée à ce phénomène peut être décrite grâce à l’équation suivante :

$$u(t) = U_0 - m\sqrt{t} \quad (3.5)$$

U_0 étant la tension initiale aux bornes du supercondensateur et m le paramètre de diffusion [36]. Cette phase a une durée de quelques heures. Ce phénomène directement lié à la valeur de la tension de charge devient négligeable pour les faibles tensions.

Le deuxième mécanisme prenant place est l’autodécharge propre causée par la perte des charges à travers la double couche électrique provenant par exemple, de contacts entre les deux électrodes, ou de groupes de surfaces [22], [36]. La décroissance de la tension liée à ce mécanisme est purement exponentielle et sa constante de temps est généralement importante (plusieurs centaines à plusieurs milliers d’heures).

Afin de pouvoir modéliser l'autodécharge d'un composant à l'aide d'un modèle de type circuit nous avons supposé que les deux mécanismes engendraient des décroissances de type exponentiel. Comme nous pouvons le constater sur la figure 3.17, cette hypothèse est complètement vérifiée puisque la tension aux bornes d'un supercondensateur $u(t)$ est très voisine de la somme des deux tension $u_1(t)$ (associée au premier mécanisme d'autodécharge) et $u_2(t)$ (associée au deuxième mécanisme d'autodécharge) qui varient tous les deux suivant une exponentielle.

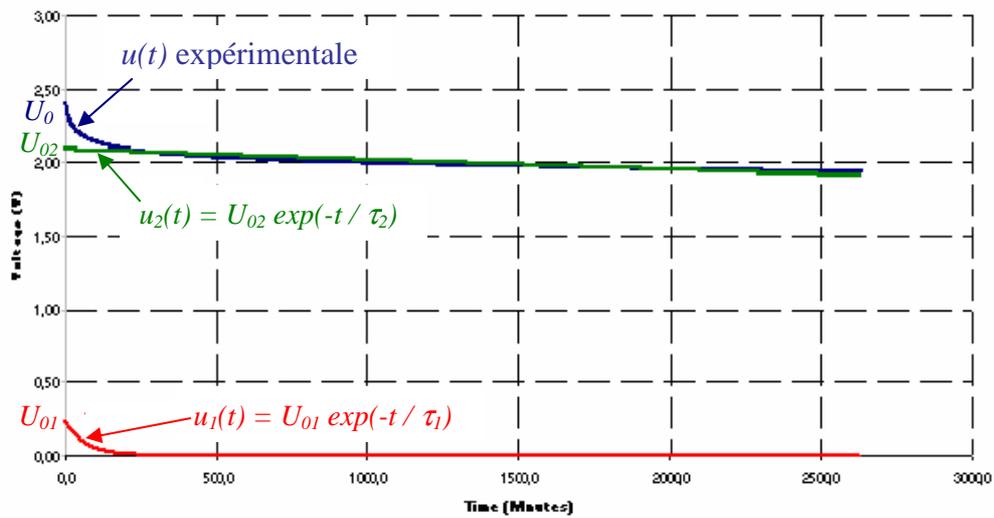


Figure 3.17 : Modélisation de l'autodécharge d'un supercondensateur par 2 exponentielles

Le modèle à 2 branches est donc complété comme représenté sur la figure 3.18.

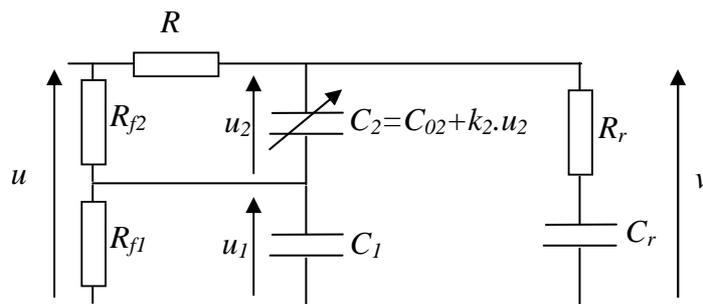


Figure 3.18 : Modèle prenant en compte l'autodécharge

La branche rapide est composée par R en série avec une capacité équivalente C composée de C_1 et C_2 alors que la branche lente matérialisant la redistribution des charges est constituée de R_r et de C_r . L'identification des éléments de C (cf. équation (3.4)), de R , R_r et C_r est réalisée comme pour le modèle à deux branches grâce à un essai de charge repos décharge à courant constant [35].

La nouvelle branche constituée par C_1 et R_{f1} représente le premier mécanisme d'autodécharge associé au phénomène d'oxydoréduction de constante de temps τ_1 (cf. figure 3.17). La branche incluant R_{f2} et C_2 (R est négligeable devant R_{f2}) de constante de temps τ_2 est associée au deuxième mécanisme d'autodécharge. La variation de ces éléments en fonction de la tension est en cours d'étude. Un test d'autodécharge (par exemple pendant la phase de repos de l'essai précédent) est nécessaire pour déterminer R_{f1} , R_{f2} et discriminer C_1 et C_2 de la valeur de C [35].

3.3.4.3 Conclusion

Les modèles de type circuit présentés ci-dessus ont l'avantage de demander relativement peu de moyens expérimentaux pour les établir. Le modèle prenant en compte le courant de fuite permet de bien modéliser les différents comportements des supercondensateurs. L'inconvénient de ce dernier modèle réside dans le placement série des capacités C_1 et C_2 qui n'a pas de véritable sens physique. En effet ce placement engendre des valeurs de capacités élevées non représentatives du fonctionnement physique du composant.

Afin qu'une capacité modélise seule la capacité de la double couche électrique (C) et qu'une autre modélise seule les réactions d'oxydoréduction dues aux impuretés dans l'électrolyte et les électrodes (C_{ox}), nous étudions, dans le cadre de la thèse de doctorat de Yasser Diab, un modèle où ces deux éléments sont placés dans des branches en parallèle (cf. figure 3.19)

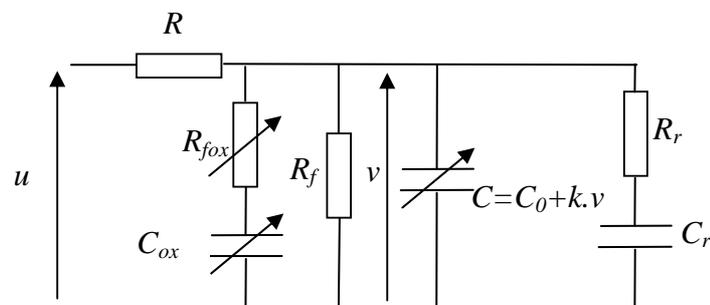


Figure 3.19 : Modèle de type parallèle prenant en compte l'autodécharge

Les éléments R_{fox} et C_{ox} varient avec la tension car comme nous l'avons vu précédemment le mécanisme d'autodécharge lié aux réactions d'oxydoréduction est largement dépendant de la tension. L'étude de ces variations ainsi que celles liées à la température sont en cours.

3.4 Equilibrage des supercondensateurs

3.4.1 Présentation

La tension maximale d'utilisation d'un supercondensateur à électrolyte organique est limitée autour de 3 V car au-delà l'électrolyte se décompose par oxydo-réduction. Dans la plupart des applications, plusieurs supercondensateurs doivent donc être placés en série pour obtenir un système de stockage utilisable (le dit système étant alors appelé module).

Pour différentes raisons chaque composant peut avoir des caractéristiques intrinsèques (capacité, ESR, courant de fuite) différentes. Ces dispersions peuvent engendrer des surtensions aux bornes de certains supercondensateurs lorsqu'ils sont placés en série, phénomène qui peut engendrer une diminution de la durée de vie ou la destruction du composant. Pour cette raison, un circuit d'équilibrage doit être utilisé.

Les dispersions des caractéristiques entre chaque composant peuvent être dues principalement à trois raisons :

- ✓ la première est liée aux tolérances sur les paramètres compte tenu du procédé de fabrication,
- ✓ une autre raison possible est la différence de température à laquelle peuvent être soumis deux composants d'un même module,
- ✓ enfin, la dernière est associée à l'éventuelle non similitude du vieillissement entre les composants d'un même module.

Différents circuits d'équilibrage peuvent être utilisés [38] : des circuits dissipatifs où l'énergie liée à la surtension apparaissant aux bornes d'un supercondensateur est dissipée dans une résistance, et les circuits non dissipatifs où cette même énergie est transférée, via un convertisseur d'énergie, aux autres supercondensateurs pour équilibrer l'ensemble.

3.4.2 Evaluation des performances des circuits d'équilibrage

Une partie des travaux de recherche menés par Yasser Diab concerne l'étude des différents systèmes d'équilibrage vis-à-vis de la fiabilité du système de stockage d'énergie. Pour ce faire, l'influence du déséquilibre sur la durée de vie et sur les paramètres des supercondensateurs est analysée. L'optimisation des systèmes d'équilibrage est étudiée en terme de fiabilité mais aussi en terme de performance. Cette dernière peut-être évaluée grâce au rendement énergétique du système que nous avons défini ainsi :

$$\eta = \frac{W_{sc} - W_{eq}}{W_{sc}} \quad (3.6)$$

W_{sc} étant l'énergie emmagasinée par les supercondensateurs et W_{eq} l'énergie dissipée dans le système d'équilibrage.

Un aperçu des résultats de cette étude est donné dans le chapitre 4 consacré entre autre à la fiabilité des systèmes de stockage par supercondensateurs.

3.4.3 Circuits dissipatifs

Il existe deux principaux types de circuits dissipatifs : les passifs purs où une simple résistance est placée aux bornes de chaque supercondensateur (cf. figure 3.20) et ceux à résistances commandées où c'est une résistance en série avec un interrupteur commandable qui sont placés en parallèle aux bornes de chaque composant (cf. figure 3.21). Afin d'examiner les performances de chaque circuit d'équilibrage, nous avons débuté notre étude par la mise en série de seulement deux supercondensateurs.

Avec des résistances de faible valeur, le temps pour équilibrer le système est réduit mais en contrepartie le rendement de l'ensemble est moindre. L'avantage du circuit à résistances commandées réside dans le fait que, des résistances de faible valeur peuvent être mises en parallèle avec les supercondensateurs présentant des surtensions temporairement afin de réduire le temps d'équilibrage sans que le rendement n'en soit trop affecté (cf. § 4).

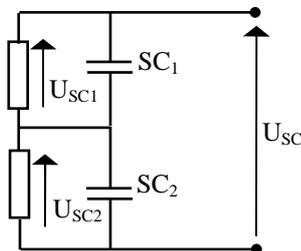


Figure 3.20 : Circuit d'équilibrage purement passif

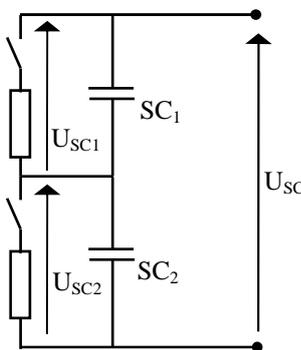


Figure 3.21 : Circuit d'équilibrage à résistances commandées

Différentes stratégies peuvent être adoptées pour commander les interrupteurs commandables. Nous recherchons actuellement la meilleure stratégie de commande vis-à-vis de la durée de vie des supercondensateurs.

Les circuits dissipatifs sont aujourd'hui les plus utilisés dans l'industrie car ce sont les plus faciles à mettre en œuvre et les moins coûteux.

3.4.4 Circuits non dissipatifs

Les circuits non dissipatifs utilisent des hacheurs à stockage inductif (de type Buck-Boost) avec ou sans transformateur [39], [40], [41], [42].

Un circuit sans transformateur est représenté sur la figure 3.22. L'équilibrage est réalisé dès qu'une différence de tension significative apparaît entre deux supercondensateurs : le surplus d'énergie, présent aux bornes du supercondensateur présentant une surtension, est stocké dans un premier temps dans l'inductance avant d'être transféré dans le supercondensateur sous alimenté.

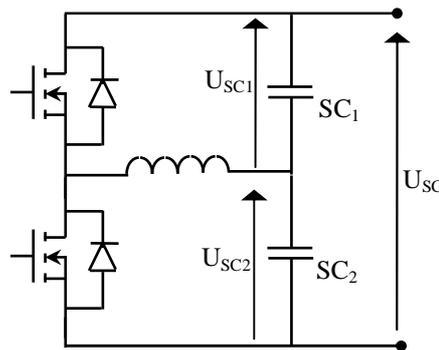


Figure 3.22 : Circuit d'équilibrage avec convertisseur Buck-Boost

La durée d'équilibrage est très rapide si les transistors MOSFET sont commandés dès la charge des supercondensateurs. C'est ce que nous pouvons vérifier grâce aux résultats d'une simulation (cf. figure 3.23) qui donne les tensions pour deux supercondensateurs, dont un (SC_2) présente une capacité 20 % inférieure à l'autre (SC_1), lors d'une charge à courant constant suivie d'une phase de repos.

Bien que ce circuit soit qualifié de non dissipatif, il existe des pertes associées à chaque composant. Cependant, le rendement d'un tel système est excellent.

Un des inconvénients de ce système est lié au transfert indirect de l'énergie qui engendre un « glissement » de la surtension entre le supercondensateur suralimenté et celui sous alimenté lorsqu'un grand nombre d'éléments est en série.

Comme ce système est assez onéreux, il est peu utilisé industriellement.

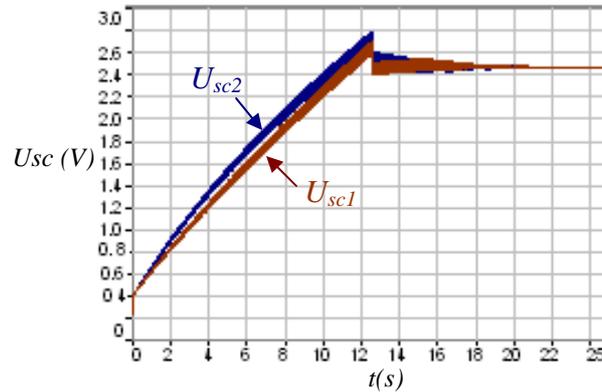


Figure 3.23 : Tensions U_{sc1} et U_{sc2} issues d'un circuit d'équilibrage de type Buck-Boost (courant d'équilibrage = 60 A, fréquence de commutation = 10kHz, inductance = 0,5 μ H)

Nous n'avons pas jugé utile d'étudier, dans un premier temps, les circuits d'équilibrage avec transfert direct d'énergie qui exige l'utilisation d'un transformateur avec un secondaire multi enroulements. En effet, ces circuits de type Flyback ou Forward nécessitent autant d'enroulements secondaires que d'éléments en série [41], [42]. Ils sont donc très onéreux et par conséquent très peu utilisés dans l'industrie.

3.5 Conclusions et perspectives

Comme pour les condensateurs classiques, la présentation de la structure interne des supercondensateurs est fondamentale pour la compréhension des différents mécanismes de défaillance pouvant intervenir et celle des modèles est indispensable pour une bonne connaissance de leur état de santé.

Concernant les caractérisations possibles, une caractérisation qui mériterait d'être approfondie est celle par voltampérométrie cyclique. Celle-ci consiste à tracer la caractéristique courant I tension U du composant lors de cycles de charge décharge avec une vitesse de balayage dU/dt constante de telle façon à avoir l'image de la capacité en ordonnée. Cette méthode est par exemple bien adaptée pour identifier les potentiels auxquels commencent à apparaître les phénomènes d'oxydoréduction [5].

Certains types de modèles proposés peuvent en fait, être présentés, comme des évolutions l'un de l'autre. Par exemple, (hors éléments représentant les comportements de l'autodécharge et en haute fréquence), le modèle intitulé simple pore modifié (cf. § 3.3.3.3) peut être considéré comme une évolution du modèle à deux branches. Il permet, en considérant que la capacité C du modèle à simple pore est identique à la capacité de la double couche C_{dl} , de prendre en compte la nature volumique de la capacité par ajout du réseau $R_i (C_{dl}/2)$. D'autre part, les branches matérialisant les différents mécanismes de

l'autodécharge de la figure 3.19 (R_f et R_{fox} en série avec C_{ox}) peuvent être ajoutées en parallèle avec l'impédance Z_p du modèle simple pore ou les impédances Z_{pi} du modèle multi-pores pour modéliser l'autodécharge des composants.

La dépendance de l'ensemble des éléments constituant les modèles avec la tension et la température n'est pas toujours connue avec précision. Des lois décrivant l'ensemble de ces variations ainsi que l'influence de la technologie des composants sur celles-ci restent à découvrir.

L'utilisation d'un modèle thermique des supercondensateurs ([19], [44]) est envisagée pour évaluer la température propre de chaque composant afin d'en déduire les dispersions de température éventuelles lorsqu'ils sont placés dans un module.

Concernant les modules, un des problèmes à résoudre à l'avenir concerne la recherche d'un modèle représentatif de plusieurs composants en série.

Même si un certain nombre des présentations effectuées dans ce chapitre est généralisable, elles ne sont valables qu'à l'instant présent et devront être prise avec précaution à l'avenir. En effet, les supercondensateurs sont des composants, qui ne sont pas encore arrivés à maturité technologiquement et qui sont donc en constante évolution.

Ainsi, certains résultats récents de recherche sur les électrodes en charbon actif ont remis en cause le fait que des pores de taille plus petite que celle des ions ne peuvent contribuer au stockage de l'énergie [43]. En effet avec des ions de taille de l'ordre du nanomètre, une structure poreuse avec des pores de taille de 0,6 nm présente une densité énergétique 50% supérieure à celle d'un supercondensateur standard (effet probablement lié à la déformation de la couche de solvation entourant l'ion) [43].

Par ailleurs, un grand nombre de recherches est aujourd'hui effectué sur des nouveaux matériaux d'électrodes tel que les structures à nanotubes de carbone qui fournissent des capacités surfaciques encore plus importantes que celle des électrodes à charbon actif.

4) La fiabilité des condensateurs et des supercondensateurs

4.1 Fiabilité et défaillances des composants et des systèmes

4.1.1 Rappels sur les notions liées à la fiabilité

La fiabilité est un des attributs de la sûreté de fonctionnement. Comme la maintenabilité que nous analyserons dans le chapitre 5, elle concourt à la disponibilité du composant ou du système. De plus, elle peut contribuer indirectement à la sécurité du composant. En effet, en fonctionnement, un composant fiable sera sécurisé ce qui est recherché entre autre pour les condensateurs à films polypropylène métallisés où un risque d'inflammation existe en cas de défaut et pour les supercondensateurs qui comportent de l'acétonitrile, composé inflammable et explosif sous certaines conditions (cf. § 3.2.3).

Mathématiquement, la fiabilité d'un composant ou d'un système est une fonction $R(t)$ (pour Reliability) définie comme la probabilité qu'il puisse accomplir une fonction requise dans des conditions données pendant un intervalle de temps donné $[0, t]$. C'est donc une fonction décroissante comprise entre 1 et 0.

La défaillance quant à elle est définie comme la cessation de l'aptitude d'un composant ou d'un système à accomplir une fonction requise. Deux types de défaillance peuvent être observés en fonction de leur rapidité de manifestation et de leur amplitude :

- ✓ les défaillances catalectiques qui sont des défaillances soudaines et complètes (disparition complète de la fonction requise).
- ✓ les défaillances par dégradation (ou par dérive) qui sont progressives (dues à une évolution dans le temps des caractéristiques) et partielles (n'entraînant pas obligatoirement une disparition complète de la fonction requise). En général, à terme les défaillances par dégradation se transforment en défaillances catalectiques.

D'autres grandeurs mathématiques liées à la fiabilité sont le taux de défaillance $\lambda(t)$ et la durée moyenne de fonctionnement avant défaillance ou *MTTF* (Mean Time To Failure).

La première $\lambda(t)$ est une probabilité conditionnelle par unité de temps. $\lambda(t)$ est souvent exprimée en 10^{-6} /heure ou 10^{-9} /heure (sous-entendu : défaillance/ 10^6 h ou défaillance/ 10^9 h) et quelquefois en FIT (Failure in Time) sachant qu'un FIT est égal à 1 défaillance/ 10^9 h. $\lambda(t)$ donne une mesure des risques pour qu'un dispositif tombe en panne pendant l'intervalle de temps $]t, t + \Delta t]$ lorsque Δt tend vers zéro, sachant que ce dispositif a survécu jusqu'au temps t .

La seconde grandeur, le *MTTF* (souvent exprimé en heures), est l'espérance mathématique de la durée de bon fonctionnement. Elle est souvent confondue avec le *MTBF* (Mean Time Between Failures), qui est la durée moyenne entre deux défaillances consécutives définie pour les systèmes réparables.

Le taux de défaillance $\lambda(t)$ suit pour beaucoup de dispositifs, la courbe en baignoire représentée sur la figure 4.1.

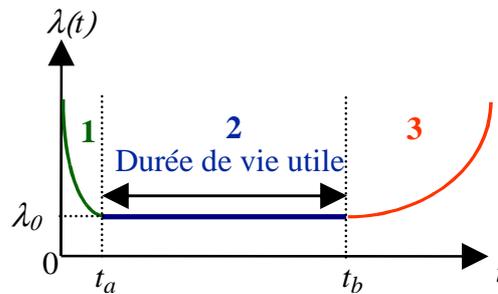


Figure 4.1 : Taux de défaillance $\lambda(t)$ en fonction du temps

Cette courbe se décompose en trois parties :

- ✓ La période (1) de défaillance précoce ($t \leq t_a$), due aux défauts de jeunesse des dispositifs, où le taux de défaillance $\lambda(t)$ décroît. Pour éliminer ces défaillances, on fait subir au produit un déverminage.
- ✓ La période intermédiaire (2) ($t \in]t_a, t_b[$), où le taux de défaillance est approximativement constant, correspondant à la durée de vie utile. Les défaillances survenant pendant cette période sont généralement catalectiques.
- ✓ La période d'usure (3) ($t \geq t_b$) où le taux de défaillance augmente. Ce sont les défaillances par dégradation qui apparaissent en général durant cette phase. Pour les composants à électrolyte liquide, cette phase correspond entre autre à l'évaporation de l'électrolyte.

Il est très fréquent de modéliser le taux de défaillance en fonction du temps par une loi, la plus utilisée étant la loi de Weibull. Elle s'écrit sous la forme suivante [45] :

$$\lambda(t) = \alpha c t^{c-1} \quad (4.1)$$

avec une fonction de fiabilité $R(t)$ de la forme :

$$R(t) = \exp(-\alpha t^c) \quad (4.2)$$

où c est un paramètre de forme ($c > 0$) et α un paramètre d'échelle ($\alpha \geq 0$).

Des valeurs de c supérieures à 1 indiquent un vieillissement des dispositifs (partie (3) de la courbe en baignoire), et des valeurs de c inférieures à 1, une défaillance précoce (partie (1) de la courbe en baignoire).

Une valeur de c égale à 1 correspond au cas particulier où le taux de défaillance $\lambda(t)$ est indépendant du temps ($\lambda(t) = \lambda$). A ce cas particulier est associé le modèle exponentiel appelé ainsi à cause de la dépendance temporelle de sa fonction de fiabilité (cf. équation (4.2) avec $c = 1$). Dans ce cas le *MTTF* du composant (ou le *MTBF* d'un système réparable) peut s'écrire :

$$MTTF = 1/\lambda \quad (4.3)$$

Souvent le temps de bon fonctionnement *MTTF* est confondu à tort avec la durée de vie utile définie sur la figure 4.1.

4.1.2 Approche normative

Une donnée importante pour les fabricants et les utilisateurs des équipements électroniques est le *MTBF* de ceux-ci. L'évaluation de la fiabilité d'un système nécessite un grand nombre de données liées à la fiabilité de chaque composant le constituant. Pour les équipements électroniques, il existe des banques de données issues de résultats statistiques obtenus sur des composants à partir de vieillissements accélérés ou en exploitation. Des normes telles que la spécification américaine militaire MIL-HDBK-217F, le guide FIDES 2004 élaboré par un consortium d'industriels français, les recueils de données de fiabilité de France Telecom RDF 93 ou de l'UTE RDF 2000, le modèle de prédiction Telcordia (Bellcore), la norme HRD5 développée par British Telecom, la norme chinoise 299B Parts Stress, permettent d'effectuer des calculs de prévision de fiabilité d'équipements électroniques [46], [47], [48], [49], [50].

Les normes citées ci-dessus procurent des données de fiabilité pour des composants électroniques à lois de survie exponentielles, donc à taux de défaillance constant. Les composants concernés sont donc supposés déverminés, de sorte que toute éventualité de défaillance précoce se trouve exclue, et n'ayant pas encore atteint la période d'usure. Ainsi, le domaine d'âge de ces composants se situera dans la partie plate de la courbe en baignoire représentée sur la figure 4.1, là où le taux de défaillance $\lambda(t)$ est constant.

Pour chaque composant, la majorité de ces normes donne un modèle mathématique permettant de calculer un taux de défaillance de base qui fait intervenir des conditions de température et de charge particulières du composant dans l'équipement. Ce taux de défaillance

de base est ensuite modulé en le multipliant par des facteurs correctifs dépendant de la qualité, des caractéristiques technologiques, des conditions d'environnement, des conditions d'emploi, etc.

Le taux de défaillance de l'équipement λ dépend de celui de ses composants λ_i et de la configuration série ou parallèle (si redondance) des composants dans l'équipement vis-à-vis de la fiabilité. Dans le cas d'une configuration série, où la défaillance d'un seul composant provoque la défaillance du système, il est facilement démontrable, que pour un modèle exponentiel, le taux de défaillance de l'équipement λ est obtenu simplement en effectuant la somme des taux de défaillance élémentaires λ_i de ses divers composants. Le *MTBF* de l'équipement est alors obtenu en considérant l'équation (4.3).

Comme ces normes ne considèrent pas la période d'usure des composants, les résultats de ces calculs doivent être considérés avec une extrême précaution surtout si le *MTBF* trouvé de l'équipement est supérieur à la durée de vie utile d'un des composants constituant celui-ci.

Dans le cadre des travaux de recherche menés par Frédéric Perisse, nous avons calculé, en utilisant ces différentes normes, le *MTBF* de l'ensemble des alimentations des chaufferettes protégeant les aimants supraconducteurs du LHC (CERN) [1]. Celles-ci comportaient des condensateurs électrolytiques à l'aluminium 4700 μ F, 500V utilisés sous 450 V et à une température de 20°C [1]. La figure 4.2 représente le taux de défaillance, calculé à l'aide des différents recueils de données de fiabilité, d'un de ces condensateurs.

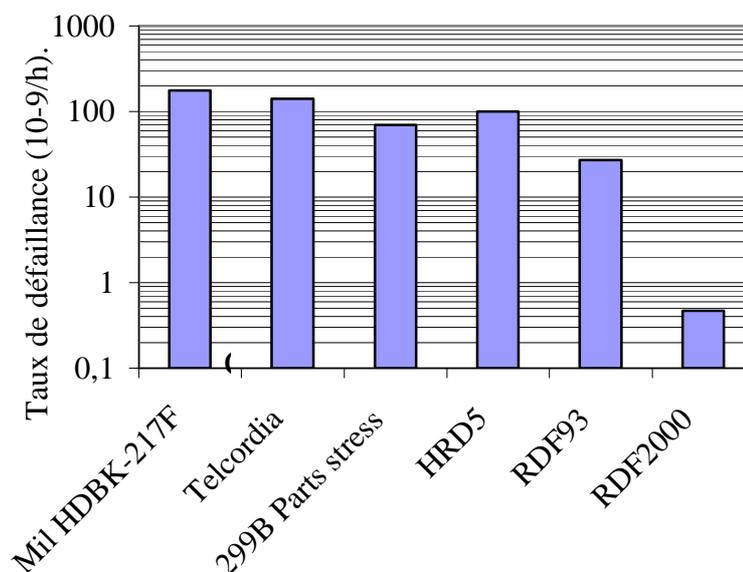


Figure 4.2 : Taux de défaillance λ d'un condensateur électrolytique à l'aluminium 4700 μ F, 500V utilisé dans une alimentation de chaufferette

Nous pouvons constater des disparités importantes entre les résultats fournis par les différentes normes. Celles-ci peuvent être en partie expliquées par le fait que les normes privilégient plus ou moins certains facteurs d'influence comme ceux liés aux contraintes électriques, à la qualité du composant, à l'environnement, à la température [51]. Par exemple, le taux de défaillance trouvé grâce au recueil de données de fiabilité RDF2000 est très faible car, contrairement aux autres normes, il prend fortement en compte le profil de mission qui dans le cas des alimentations des chaufferettes est quasi statique.

La diversité de ces résultats confirme qu'ils doivent être considérés avec prudence. Ces recueils peuvent néanmoins être utiles pour comparer la fiabilité des composants entre eux avec une même norme ou pour inclure ces données dès la conception d'un équipement.

Nous l'avons par exemple utilisé tel quel :

- ✓ pour montrer que plus de la moitié des pannes liées aux composants de puissance d'une alimentation à découpage est imputable aux condensateurs électrolytiques à l'aluminium [52].
- ✓ pour utiliser la fiabilité comme critère de choix lors des dimensionnements de convertisseurs continu-continu [53].

L'approche normative pour évaluer la fiabilité d'un composant ou d'un équipement présente donc beaucoup d'inconvénients puisque la période d'usure du composant n'est pas considérée, les résultats obtenus sont fonction des normes utilisées et les différences technologiques fines non prises en considération.

Une autre approche pour évaluer la fiabilité évitant ces inconvénients est issue de la théorie « contrainte - résistance ».

4.1.3 Approche probabiliste de la théorie « contrainte - résistance »

La fiabilité dépend de contraintes diverses (thermique, électrique, mécanique, etc.) que subit le composant ou le système. Celles-ci sont rarement fixes et peuvent donc être mises sous forme de loi de probabilité.

Ces contraintes doivent rester inférieures à une valeur limite sous peine de défaillance. Cette valeur limite est désignée par « résistance » dans l'approche « contrainte - résistance » qui est d'origine mécanique [54]. Cette résistance n'a pas toujours une valeur fixe et peut être mise sous forme de distribution.

La fiabilité $R(t)$ est définie par la probabilité pour que la résistance soit supérieure à la contrainte appliquée. Plusieurs méthodes de calculs de cette probabilité sont possibles suivant la nature des distributions de la contrainte et de la résistance [54].

Reprenons pour illustrer cette approche, les condensateurs électrolytiques à l'aluminium 4700 μ F, 500V utilisés dans le système de protection des aimants supraconducteurs du LHC [1].

La contrainte en tension qu'ils subissent est de 450 V \pm 10%. Celle-ci peut être représentée par une loi de distribution normale (cf. figure 4.3).

La résistance est définie par les fabricants de condensateur à 115% de la tension nominale soit 575 V [1]. Cette limite fixe est représentée sur la figure 4.3 par la ligne en pointillés. Celle-ci, théorique, pourrait être élargie pratiquement par une fonction de distribution normale (cf. figure 4.3). Cette distribution de résistance, donnée sur la figure à titre d'exemple, nécessite d'effectuer des essais expérimentaux pour la déterminer.

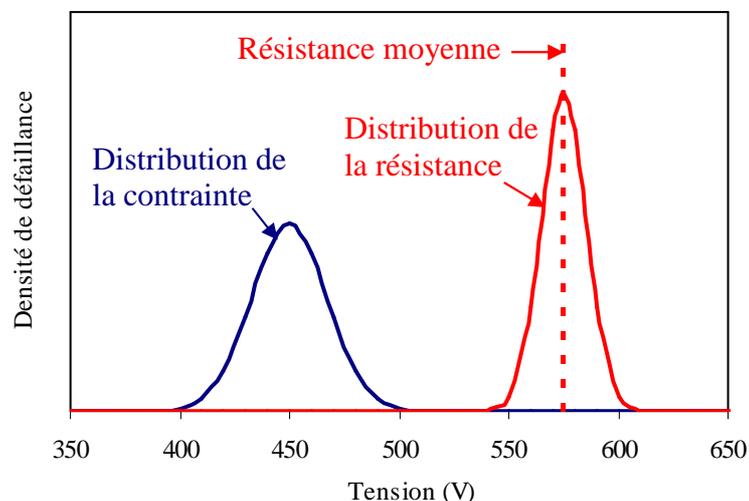


Figure 4.3 : Distributions de la contrainte et de la résistance pour condensateurs électrolytiques 4700 μ F, 500V utilisés dans une alimentation de chaufferette

Comme il n'y a pas de superposition des deux distributions, il ne devrait pas avoir de défaillance pour des condensateurs sains par la contrainte de tension.

Un diagramme similaire peut être tracé pour l'ensemble des contraintes. Dans tous les cas, lors de la conception d'un système il est important qu'il n'y ait pas de chevauchement entre les distributions de la contrainte et de la résistance. Un facteur de sécurité peut-être à cet effet calculé [1].

D'une façon générale, l'effet du vieillissement sur un composant a pour effet de diminuer la valeur moyenne ou d'augmenter l'écart type de la distribution de la résistance. Lorsqu'il y a chevauchement des distributions on peut calculer la probabilité de défaillance du composant [54].

4.2 Vieillessement accéléré des composants

4.2.1 Présentation

Les tests de vieillissement accéléré appliqués aux composants ont pour but de révéler leurs mécanismes de défaillance afin d'évaluer leur fiabilité et leur durée de vie utile dans un temps relativement court. Afin d'accélérer les phénomènes se produisant en exploitation normale, on procède à une élévation des contraintes qui doit quand même rester mesurée si on ne souhaite pas voir l'apparition de phénomènes totalement différents.

La principale contrainte à prendre en considération pour les composants électroniques est la température car elle a une influence majeure sur leur taux de défaillance. La température du composant à considérer est fonction de la température ambiante et de la dissipation de puissance dans le composant.

4.2.2 Modèle d'Arrhenius

Très souvent, pour les dispositifs de stockage d'énergie, il est admis que le processus de panne est équivalent à une réaction chimique. Or, la constante de vitesse de réaction chimique est dépendante de la température absolue T , suivant la loi d'Arrhenius :

$$\text{Constante de réaction proportionnelle à } \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \quad (4.4)$$

E_a étant l'énergie d'activation de la réaction exprimée en électronvolt et k la constante de Boltzmann ($k = 8,62 \cdot 10^{-5}$ eV/K). A titre d'exemple, l'énergie d'activation E_a est de l'ordre de 0,4 eV pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium.

La vitesse de dégradation d'un composant est donc proportionnelle à cette même exponentielle alors que le temps d'apparition de la défaillance est lui inversement proportionnel à celle-ci.

Pour accélérer la défaillance d'un temps t_1 à une température T_1 (°K) jusqu'au temps t_2 avec une température T_2 (°K), on utilise le facteur d'accélération AF :

$$AF = \frac{t_1}{t_2} = \exp\left(\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)\right) \quad (4.5)$$

Cette loi est très intéressante mais elle ne fait intervenir que la température.

D'autres modèles d'accélération faisant intervenir plusieurs contraintes existent [54], [55].

4.2.3 Modèle d'Eyring généralisé

Par exemple le modèle d'Eyring améliore la loi d'Arrhenius car il peut prendre en compte d'autres contraintes que la température (humidité, tension, ...). En considérant la contrainte S_1 , le temps d'apparition de la défaillance t_d peut s'écrire suivant cette relation :

$$t_d = A.T^n . \exp \left[\frac{E_a}{k.T} + \left(B + \frac{C}{T} \right) S_1 \right] \quad (4.6)$$

A , B , C et n étant des coefficients dépendant du type de composant, de l'essai et de la défaillance.

Ce modèle présente l'avantage de pouvoir considérer plusieurs contraintes. En effet, avec une autre contrainte S_2 , il suffit d'ajouter à l'intérieur de l'exponentielle un terme $(D+E/T)S_2$. L'inconvénient de ce modèle est le nombre important de paramètres à identifier. Par contre dans un très grand nombre de cas, ce modèle peut être simplifié en considérant certains coefficients nuls.

4.3 **Fiabilité et défaillances des condensateurs électrolytiques à l'aluminium**

4.3.1 Préambule

Pendant plus d'une dizaine d'années, nous avons fait subir à un grand nombre de condensateurs électrolytiques à l'aluminium à électrolyte liquide des essais de vieillissement accéléré. Les résultats présentés ci-dessous sont donc issus de ces travaux et plus particulièrement de la dernière thèse soutenue qui fut celle de Frédéric Perisse [1].

4.3.2 Les essais de vieillissement accéléré

Afin de révéler l'ensemble des mécanismes de défaillance, nous avons fait endurer aux condensateurs électrolytiques à l'aluminium deux types d'essais de vieillissement accéléré distincts, à savoir, un vieillissement standard à tension nominale et température maximale d'utilisation et un vieillissement par cycles.

4.3.2.1 *Vieillissement standard*

Les composants sont placés dans une enceinte climatique à tension nominale et température maximale d'utilisation. Ce vieillissement permet de mettre en évidence les conséquences liées à l'évaporation de l'électrolyte. Comme ce phénomène se produit pendant la période d'usure de la courbe en baignoire (cf. figure 4.1), il est inévitable et classé dans les défaillances par dégradation.

4.3.2.2 *Essai par cycles d'impulsions de courant*

Dans cet essai, les composants sont chargés lentement à tension nominale et déchargés dans une impédance de très faible valeur.

L'énergie totale dissipée dans le condensateur sur un cycle est négligeable et ne crée pas d'échauffement global du composant. La forte densité de courant en certains points peut toutefois créer des échauffements localisés dans le composant. Par exemple les densités de courant dans les bandes de connexion (cf. figures 2.7 et 1.8) peuvent atteindre quelques milliers d'ampères par millimètre carré suivant leur section et leur nombre.

Ce type d'essai, qui peut être aussi considéré comme un test d'endurance, permet de tester d'une part la qualité de la connectique au niveau de la liaison entre les bornes du condensateur et les bandes de connexion (cf. figure 2.8) et d'autre part la qualité du dépôt de la couche d'oxyde d'alumine (cf. figure 2.6).

4.3.3 Analyse des mécanismes de défaillance

4.3.3.1 *Défaillances liées au diélectrique [1]*

Les défauts liés au diélectrique sont donc mis en évidence grâce à l'essai par cycles d'impulsions de courant. Celui-ci révèle des défaillances par dégradation correspondant à une augmentation du courant de fuite I_L .

Le courant de fuite I_L dépend de l'intégrité de la couche d'oxyde d'alumine qui doit être homogène sur toute la surface des électrodes. L'augmentation du courant de fuite traduit une dégradation de cette couche. La figure 4.4 montre l'évolution de ce courant en fonction du nombre de cycles pour plusieurs composants 4700 μF , 500 V de différents fabricants [1].

L'augmentation du courant de fuite peut être expliquée par l'absence du phénomène d'auto-régénération de la couche d'oxyde d'alumine (cf. § 2.2.1). En effet ce dernier est possible seulement si la zone de défaut est petite et si la dissipation locale d'énergie n'est pas trop importante. L'auto-régénération n'est donc pas toujours possible lors de l'essai par cycles d'impulsions de courant car les densités de courant dans les électrodes sont très importantes.

La figure 4.5 représente la photo grossie 200 fois d'une partie de l'anode d'un condensateurs 4700 μF , 500 V se trouvant à proximité des bandes de connexion. Dans cette partie, la concentration des courants circulant dans l'électrode est forte et donc l'auto-régénération qui devrait reformer la couche d'oxyde d'alumine, dans les zones où celle-ci est mince, est impossible. On observe donc des zones où la couche de diélectrique a disparu.

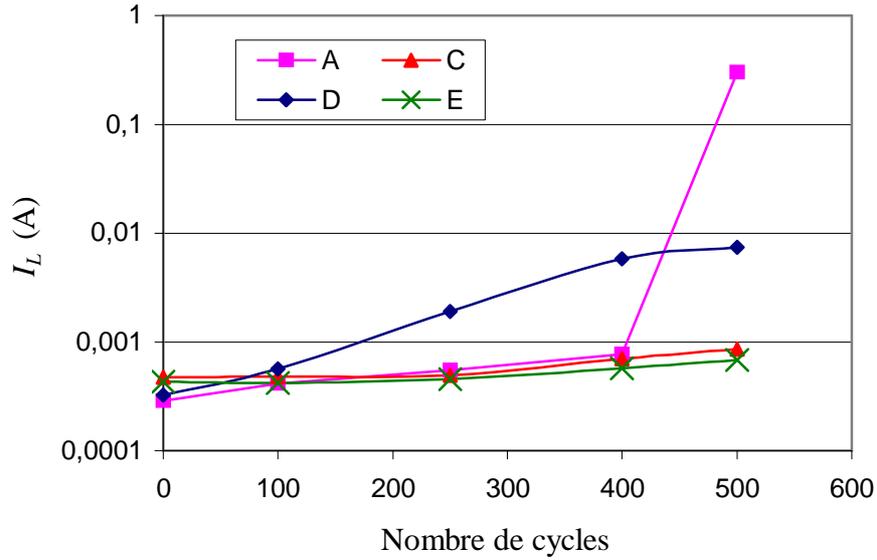


Figure 4.4 : Courant de fuite mesuré à 5 minutes en fonction du nombre de cycles pour des condensateurs 4700 μ F, 500 V [1]



Figure 4.5 : Anode d'un condensateur 4700 μ F, 500 V, après 500 cycles (X200) [1]

La seule signature visible de ce défaut est l'augmentation du courant de fuite I_L . Comme lors de ce test il n'y a pas d'échauffement global du composant, l'électrolyte ne s'évapore pratiquement pas et les indicateurs propres à cette évaporation (cf. § 4.3.3.4) restent inchangés. Quant à la capacité, elle est très peu affectée car la surface d'électrode endommagée reste très faible par rapport à la surface totale [1].

A terme, ce type de défaillance par dégradation évolue en défaillance catalectique [1].

4.3.3.2 Défaillances liées à la connectique [1]

Les fortes densités de courant dans les bandes de connexion mettent à rude épreuve l'assemblage, qui peut être soudé ou serti, entre celles-ci et les bornes de connexions (cf. figure 2.8). Ces forts courants engendrant d'une part, des échauffements locaux

importants et d'autre part des forces électrodynamiques peuvent entraîner l'arrachement de cette liaison [1].

4.3.3.3 Défaillances dues à la corrosion de l'anode [1]

Le vieillissement accéléré standard peut révéler un mécanisme de défaillance particulier attribué à la corrosion des bandes de connexion d'aluminium par des ions halogènes [56], [57]. Ces ions halogènes proviennent de la dégradation d'un solvant halogène mis en contact avec les bornes du composant lors du processus de fabrication. La photo sur la figure 4.6 montre cette corrosion.



Figure 4.6 : Corrosion de l'anode d'un condensateur 4700 μ F, 500 V [1]

4.3.3.4 Défaillances dues à l'évaporation de l'électrolyte

L'évaporation de l'électrolyte est associée au vieillissement naturel du composant.

La qualité et la quantité d'électrolyte imprégnant le papier (cf. figures 2.6 et 1.7), la quantité d'électrolyte laissée libre à l'intérieur du composant, l'étanchéité et les caractéristiques géométriques du boîtier sont autant de paramètres influençant ce mécanisme de défaillance [1].

Outre une légère diminution de la masse du composant de quelques grammes, cette défaillance par dégradation induit une augmentation importante de la résistance équivalente série (*ESR*) (qui peut atteindre plusieurs centaines de pourcents) et une diminution de la capacité *C* (pouvant décroître de quelques dizaines de pourcents). Par contre, comme la couche d'oxyde d'alumine ne se dégrade pas, le courant de fuite I_L n'est pas affecté par ce type de vieillissement.

Une surpression trop importante à l'intérieur du composant n'entraînant pas une évacuation des gaz par la soupape de sécurité (cf. figure 2.8) peut engendrer des défaillances cataclysmiques telles que, par exemple, un court-circuit interne entre les deux armatures [1].

4.3.3.5 Récapitulatif des mécanismes et modes de défaillance [1]

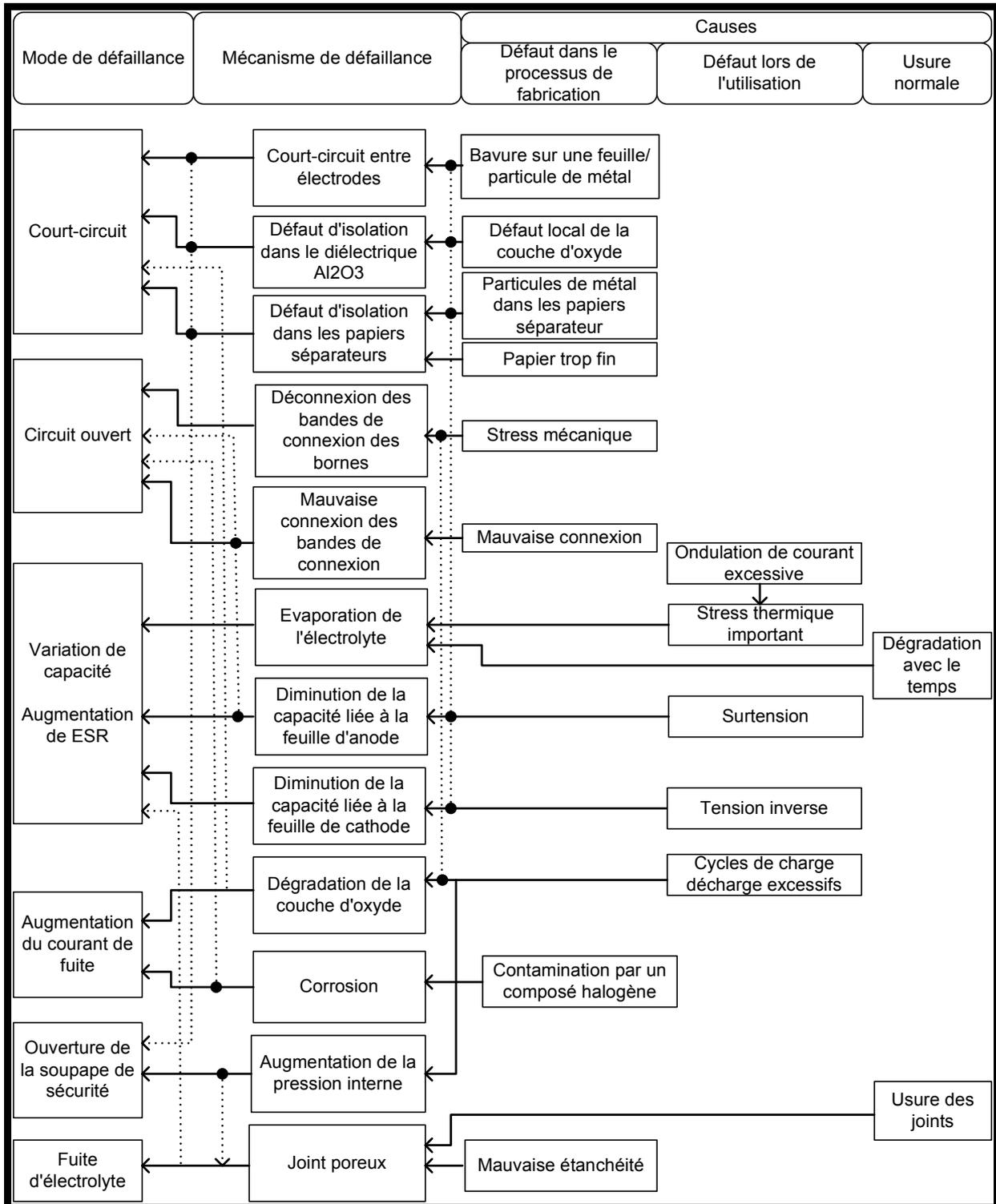


Figure 4.7 : Récapitulatif des défaillances et de leurs causes [1]

Compte tenu des informations fournies par les fabricants [58], [59], [60] et des vieillissements effectués dans notre laboratoire, nous avons résumé les différents mécanismes, modes et causes de défaillance possibles sur le diagramme représenté sur la figure 4.7.

4.3.4 Modélisation du vieillissement

4.3.4.1 *Loi de variation de l'ESR avec le vieillissement*

Le vieillissement des condensateurs à électrolyte liquide par évaporation de l'électrolyte est inéluctable. Un composant ne présentant pas de défauts de fabrication et ne subissant pas de défaillance accidentelle atteindra la période d'usure de la courbe en baignoire.

Modéliser ce vieillissement est donc très important pour la sûreté de fonctionnement de ces composants. La forte augmentation de l'ESR, liée principalement à la résistivité de l'électrolyte, permet l'utilisation de ce paramètre comme signature du vieillissement.

Un modèle en $1/ESR$ en fonction du temps de vieillissement a été développé par Rhoades et Smith [61] :

$$\frac{1}{ESR(t_v)} = \frac{1}{ESR(0)} \cdot \left[1 - A_0 \cdot t_v \cdot \exp\left(-\frac{E_a}{k \cdot T_v}\right) \right] \quad (4.7)$$

t_v étant le temps de vieillissement à la température T_v , $ESR(t_v)$ la valeur de ESR au temps t_v , $ESR(0)$ la valeur de ESR au temps $t_v = 0$, A_0 une constante dépendant du composant, E_a l'énergie d'activation, k la constante de Boltzmann et T_v la température de vieillissement en °K.

Ce modèle a deux inconvénients : il manque de précision pour certains composants (cf. ci-dessous) et il présente une discontinuité lorsque la quantité $A_0 \cdot t_v \cdot \exp\left(-\frac{E_a}{k \cdot T_v}\right)$ est égale à 1.

Nous avons donc développé plusieurs modèles continus qui suivent une loi exponentielle [1]. Pour une température de vieillissement T_v , le modèle présentant le meilleur compromis, simplicité précision, est donné par la relation suivante :

$$ESR(t_v) = ESR(0) \cdot (A_1 + B_1 \cdot \exp(C_1 \cdot t_v)) \quad (4.8)$$

A_1 , B_1 et C_1 représentant des constantes dépendant du composant.

Dans le cas, où l'on souhaite que le modèle passe par le point $ESR(0)$ à l'instant initial ($t_v = 0$), la condition suivante est ajoutée :

$$A_1 = 1 - B_1 \quad (4.9)$$

La relation (4.8) établie pour une température de vieillissement T_v peut être généralisée à une température T par utilisation de la loi d'Arrhenius (cf. équation (4.5)). Pour une température quelconque T , l'évolution de $ESR(t)$ s'exprime alors ainsi :

$$ESR(t) = ESR(0) \cdot \left[A_1 + B_1 \cdot \exp \left(C_1 \cdot t \cdot \exp \left(\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_v} - \frac{1}{T} \right) \right) \right) \right] \quad (4.10)$$

Pour comparer les deux modèles présentés, nous les avons appliqués à une large gamme de composants de différents fabricants, de valeurs distinctes et ayant subi des tests de vieillissement accéléré à des températures différentes (cf. figure 4.8).



Condensateur W :
2200 μ F / 10V, $T_v = 105^\circ\text{C}$

Condensateur X :
680 μ F / 200V, $T_v = 110^\circ\text{C}$

Condensateur Y :
33000 μ F / 63V, $T_v = 85^\circ\text{C}$

Condensateur Z :
4700 μ F / 500V, $T_v = 85^\circ\text{C}$

Figure 4.8 : Caractéristiques des condensateurs considérés

L'estimation de l'erreur entre modèle et mesures est effectuée grâce à une distance euclidienne relative définie ainsi :

$$d(ESRm, ESRc) = \left(\frac{\sum_{i=1}^n (ESRm_i - ESRc_i)^2}{\sum_{i=1}^n ESRm_i^2} \right)^{1/2} \quad (4.11)$$

n étant le nombre de points de mesure, $ESRm_i$ la valeur de l' ESR mesurée pour le point i , $ESRc_i$ la valeur de l' ESR calculée pour le point i .

Les figures 4.9 à 4.12 représentent pour les quatre condensateurs considérés l'identification des mesures par les deux modèles (modèle $1/ESR$ et modèle exponentiel) et indiquent la distance euclidienne relative correspondante. Notons que l' ESR considérée est mesurée à une fréquence de 100 Hz. Bien que l' ESR est un paramètre qui varie avec la fréquence, les lois d'évolutions évoquées ci-dessus restent valables [1].

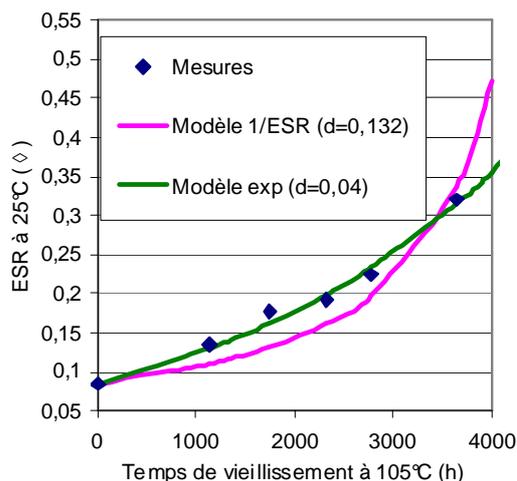


Figure 4.9 : Composant W

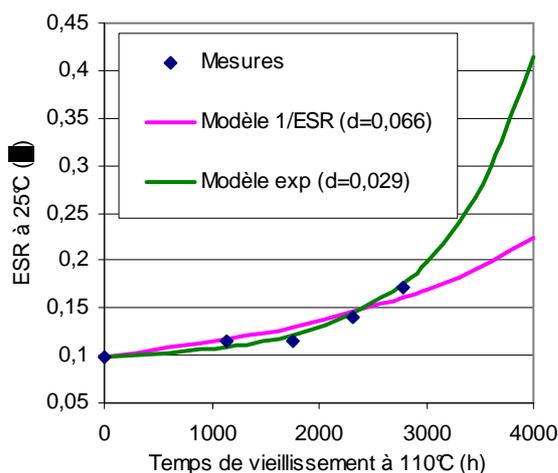


Figure 4.10 : Composant X

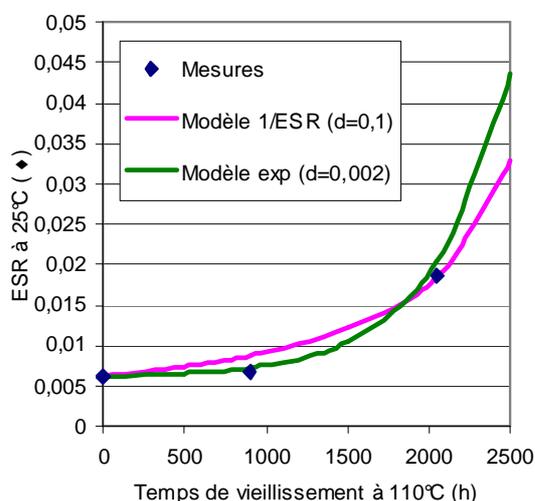


Figure 4.11 : Composant Y

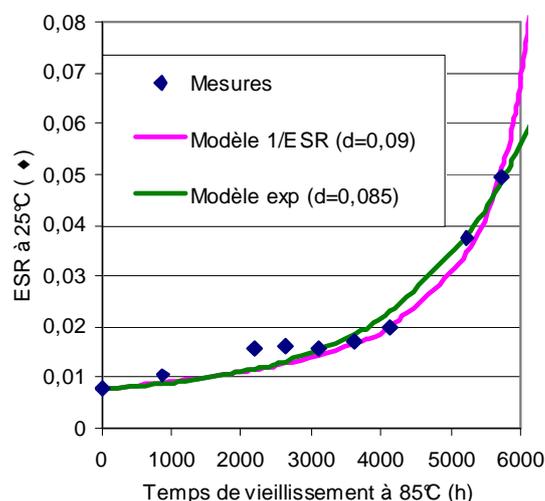


Figure 4.12 : Composant Z

Le modèle suivant une loi exponentielle est incontestablement plus précis mais l'identification des paramètres est plus difficile que le modèle en $1/ESR$.

4.3.4.2 Loi de variation des éléments du schéma équivalent avec le vieillissement

Nous avons vu dans le chapitre 2 le schéma équivalent d'un condensateur (cf. figure 2.10). Ce schéma comporte une résistance R_l représentant la résistance des connexions et des électrodes qui peut être assimilée à ESR si la fréquence n'est pas trop basse. La variation de cette résistance est donc complètement similaire à celle de l' ESR . L'autre élément du schéma variant lors du vieillissement est la capacité idéale entre anode et cathode qui décroît linéairement [1].

4.3.4.3 Approche statistique

En considérant comme critère de fin de vie l'augmentation de l'ESR d'un facteur 2, nous avons montré que le taux de défaillance lié à l'évaporation de l'électrolyte, pour des condensateurs 4700 μF , 500 V, suivait une loi de Weibull avec un paramètre de forme c de 3,5 (cf. équations (4.1) et (4.2)), ce qui correspond bien à un vieillissement des composants (partie (3) de la courbe en baignoire)).

4.4 Fiabilité et défaillances des condensateurs à films polypropylène métallisés

4.4.1 Présentation

Dans le cadre de la thèse de doctorat de Mohamad-Hussein El-Husseini intitulée « Amélioration de la fiabilité des condensateurs à films polypropylène métallisés », nous avons collaboré avec un fabricant de condensateurs, ce qui nous a permis d'obtenir des composants à la demande. Ainsi nous avons pu tester différentes géométries de condensateurs vis-à-vis de la fiabilité. Plusieurs séries de condensateurs cylindriques à films métallisés au zinc de mêmes propriétés physiques mais de hauteur h différente, possédant une capacité de 10 μF et une tension efficace nominale (U_n) de 250 V ont été considérées pour cette étude (cf. quelques prototypes sur la figure 4.1).



Figure 4.13 : Photo de quelques condensateurs utilisés

Les résultats présentés dans ce paragraphe sont ceux issus de la thèse de Mohamad-Hussein El-Husseini [15].

4.4.2 Etude de l'échauffement des condensateurs

Le paramètre principal influençant la fiabilité des composants est la température.

Les températures propres au composant sont liées à son échauffement et à la température ambiante. Ce dernier est fonction des pertes totales P dans le condensateur qui est la somme des pertes dans le diélectrique et par effet Joule (cf. § 2.4.2).

Afin de connaître les températures de chaque série de condensateurs, il faut donc calculer ces pertes P . Comme celles-ci sont proportionnelles à la résistance équivalente série ESR (cf. équation (2.13)), il faut commencer dans un premier temps par étudier l'influence de la géométrie des condensateurs sur sa valeur.

Les mesures du module Z de l'impédance et la phase φ sont représentées pour des condensateurs de hauteur h différentes en fonction de la fréquence sur la figure 4.14.

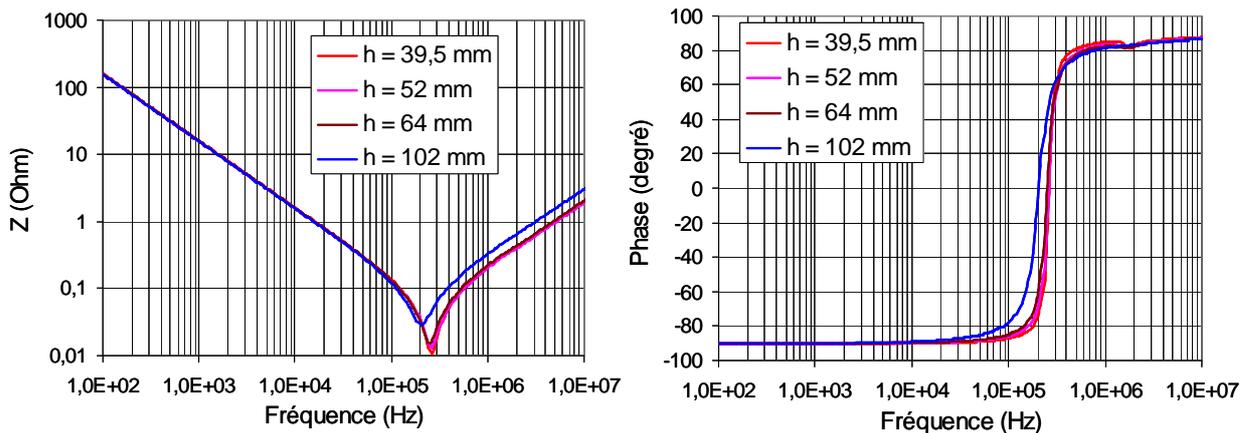


Figure 4.14 : Module de l'impédance Z et phase φ mesurés des 4 condensateurs [15]

La fréquence de résonance primaire f_r est aux alentours de 250 kHz. Au-delà de celle-ci une fréquence d'antirésonance peut être visible sur certains composants en représentant par exemple l' ESR en fonction de la fréquence (cf. figure 4.15). Comme à basse fréquence l' ESR , qui correspond à la partie réelle de l'impédance du condensateur est très inférieure à $1/(C.\omega)$, les mesures effectuées à l'aide d'un impédancemètre sont très imprécises. En conséquence, l' ESR en fonction de la fréquence est donnée pour des fréquences supérieures à 100 kHz.

Comme nous l'avons vu dans le § 2, l' ESR augmente avec la fréquence compte tenu de l'effet de peau et de la répartition non homogène des courants dans les armatures.

La valeur de l' ESR est plus importante pour les condensateurs longs car la distance entre schoopages est plus importante et le nombre d'armatures coaxiales en parallèle est plus faible (cf. figure 2.9).

L'effet d'antirésonance est atténué au fur et à mesure que la longueur du condensateur augmente puisque l'augmentation de l' ESR des condensateurs avec celle de leur hauteur joue le rôle d'amortissement dans ce phénomène.

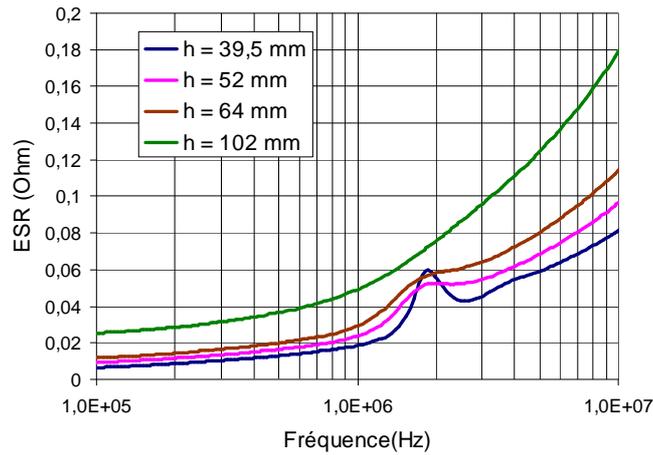


Figure 4.15 : *ESR* mesurée en fonction de la fréquence pour 4 condensateurs de hauteurs h différentes [15]

La figure 4.16 représente les pertes totales P mesurées pour plusieurs hauteurs de condensateurs pour une fréquence de fonctionnement de 40 kHz et un courant efficace de 10,5 A.

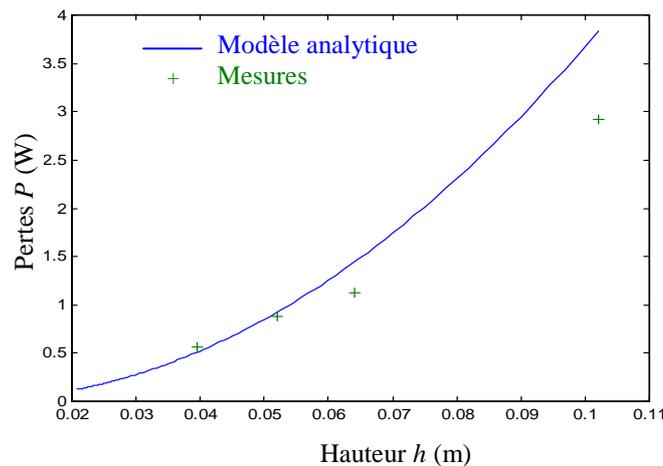


Figure 4.16 : Pertes en fonction de la hauteur des condensateurs [15]

Notons que la courbe présentée sur ce graphique est issue d'un modèle analytique conçu par Charles Joubert [12]. Ce dernier nécessite une phase d'homogénéisation des matériaux du condensateur car ses constituants ont des dimensions qui varient dans de larges proportions (dimensions du condensateur de l'ordre du cm ; films de quelques μm d'épaisseur pour une longueur de plusieurs dizaines à quelques centaines de mètres correspondant à plusieurs centaines de tours ; épaisseur de la couche de métallisation des films de l'ordre de la dizaine de nanomètres). L'homogénéisation revient à remplacer la structure réelle du composant (alternance de couches différentes isotropes) par un matériau fictif, possédant les mêmes propriétés à grande échelle mais des caractéristiques généralement anisotropes [12], [13].

Les mesures expérimentales des pertes totales ainsi que le modèle indique un accroissement de celles-ci avec la hauteur des composants.

En prenant en compte les équations de transfert thermique de la conduction, de la convection et du rayonnement et en considérant une puissance dissipée P uniformément répartie dans un bobinage homogénéisé, nous avons simulé par éléments finis la répartition de la température au sein du condensateur. Compte tenu de la symétrie du composant, la simulation a été faite pour plusieurs composants, sur une section à deux dimensions d'un demi bobinage (cf. figure 4.17).

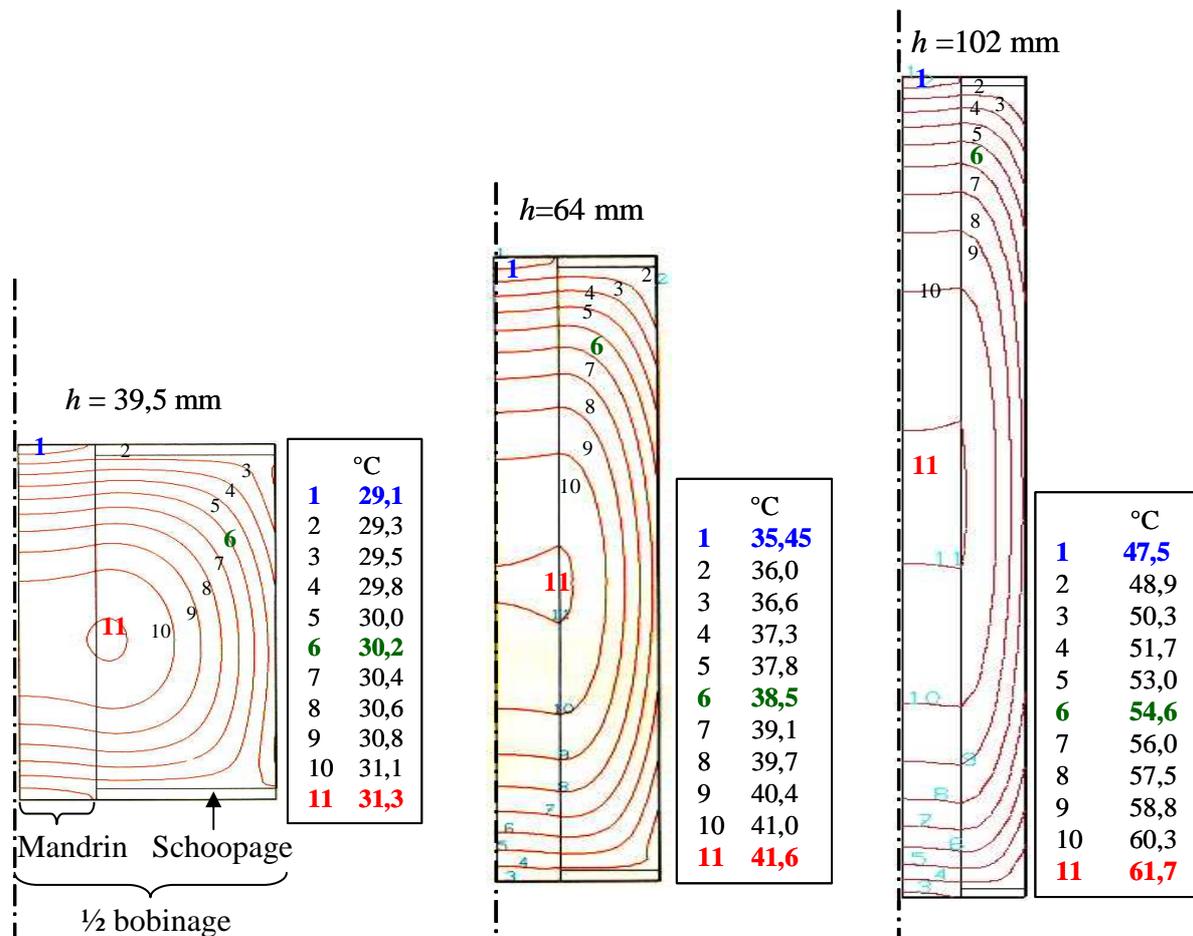


Figure 4.17 : Répartition de la température dans des condensateurs de différentes hauteurs h pour une température ambiante de 24°C [15]

Nous observons que l'échauffement du condensateur long est plus important qu'un condensateur plat pour les mêmes contraintes électriques (courant efficace de 10,5 A pour une fréquence de 40 kHz). Cela s'explique simplement sachant que le condensateur long a une *ESR* plus importante que le condensateur plat.

Nous avons validé cette simulation en mesurant la température à la surface des composants. A 3 degrés Celsius près, celle-ci était similaire à celle indiquée sur l'isotherme 1 des simulations effectuées sur la figure 4.17.

La suite de ce paragraphe va confirmer la forte influence de l'échauffement du composant sur sa fiabilité.

4.4.3 Les essais de vieillissement accéléré

Plusieurs tests de vieillissement accéléré ont été élaborés afin de révéler le plus grand nombre de mécanismes de défaillance possible.

4.4.3.1 Essai en fort courant sinusoïdal [15]

Afin de connaître l'influence de l'échauffement sur le vieillissement du composant, nous avons réalisé un essai original consistant à placer le composant sous fort courant sinusoïdal, à relativement basse tension et à haute fréquence. L'intérêt de ce test est de faire subir au condensateur des contraintes similaires à celles rencontrées lors d'un fonctionnement normal (distribution non homogène de la température, sollicitation de certaines parties du condensateur,...). La valeur efficace maximale du courant est choisie de telle manière que la température maximale interne du composant ne dépasse pas une centaine de degrés Celsius, limite à laquelle le film en polypropylène commence à avoir des changements dans ces propriétés mécaniques et chimiques, et par conséquent, électriques. Les mécanismes de défaillance sont donc associés au diélectrique.

4.4.3.2 Vieillissement en tension et température

Les condensateurs sont placés dans une enceinte climatique à une tension importante ($1,3$ à $1,5.U_n$) et à la température maximale d'utilisation. La combinaison forte tension forte température engendre des dégradations liées aux décharges partielles, aux claquages du diélectrique [62], [63], [64], [65], et plus rarement à la corrosion des électrodes [66], [67].

4.4.3.3 Essai par cycles d'impulsions de courant [15]

Dans cet essai, les composants sont chargés lentement par une forte tension continue ($> 1,5.U_n$) et déchargés dans une impédance de très faible valeur. Les impulsions de courant lors des décharges se rapprochent de celles rencontrées dans les applications de l'électronique de puissance. Des échauffements locaux importants peuvent être induits par les fortes densités de courant apparaissant dans certaines zones du composant telles celles au niveau du

schoopage. Ce type d'essai sollicite donc principalement la connectique du composant et entre autre la liaison électrode schoopage.

4.4.4 Analyse des mécanismes de défaillance

Dans le but de trouver le composant le plus fiable, nous avons fait subir aux condensateurs de différentes hauteurs, les essais de vieillissement accéléré détaillés ci-dessus.

4.4.4.1 *Défaillances liées au diélectrique*

Des condensateurs de différentes géométries ont subi l'essai en fort courant sinusoïdal. Celui-ci a été dimensionné de telle façon que la température interne maximale soit aux alentours de 100°C pour les composants s'échauffant le plus. Seuls les condensateurs longs ont été sensibles à ce test avec pour effet une légère diminution de leur capacité C et un accroissement de leur ESR [15]. Nous avons attribué ce phénomène à une dégradation des caractéristiques du film polypropylène qui se rétracte à partir de 100°C. Cette détérioration peut alors engendrer les mécanismes de défaillance détaillés ci-dessous.

4.4.4.2 *Défaillances liées aux claquages du diélectrique*

Les condensateurs de forte valeur de capacité tels que ceux utilisés en électronique de puissance possède une grande surface d'électrode qui combinée avec la minceur du film utilisé engendre une grande probabilité d'avoir des décharges à travers le diélectrique.

Comme nous l'avons vu dans le § 2.3.1, une décharge à travers le diélectrique produit à l'endroit de celle-ci une évaporation immédiate des couches de métal ce qui confère au composant une propriété d'auto-cicatrisation.

Suite au test de vieillissement accéléré en tension et température, nous avons déroulé les films métallisés d'un composant vieilli afin d'observer ce mécanisme de claquage. La figure 4.18 est une photo grossie 100 fois qui montre une zone démétallisée de film suite à un claquage du diélectrique.

Un grand nombre de claquages induit une diminution de la capacité série C et une augmentation de l' ESR . Pour visualiser ces effets, nous avons fait subir à plusieurs composants de géométries différentes (condensateur plat $h = 39,5$ mm ; condensateur moyen $h = 52$ mm ; condensateur long $h = 102$ mm) un vieillissement accéléré sous une tension de $1,5.U_n$ à une température maximale d'utilisation de 85°C pendant 2250 heures. La figure 4.19 représente la capacité C et la résistance ESR en fonction de la fréquence pour trois hauteurs de condensateurs avant et après test.

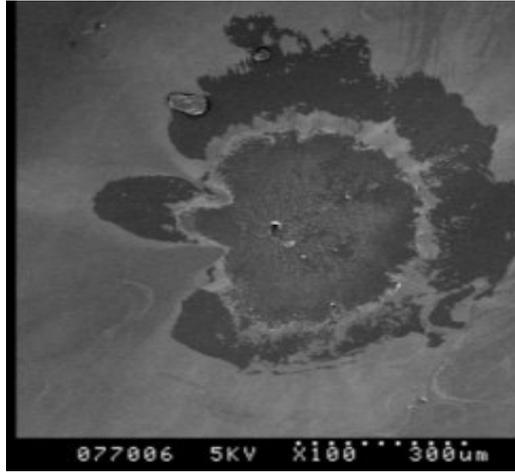


Figure 4.18 : Photo d'un site de claquage (X100) [15]

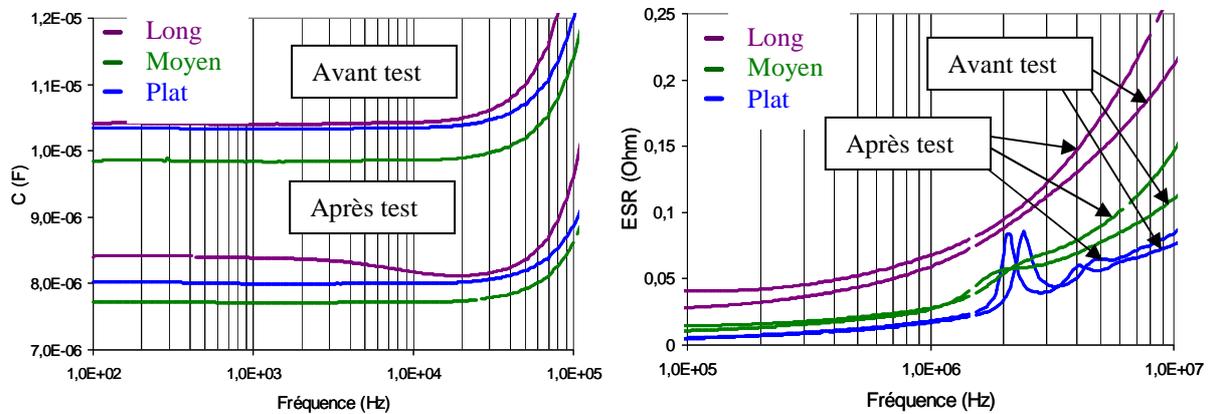


Figure 4.19 : C et ESR en fonction de la fréquence pour trois hauteurs de condensateurs ($h = 39,5$ mm, $h = 52$ mm, $h = 102$ mm) avant et après test [15]

Nous constatons sur cette figure une forte diminution de la capacité C . Notons que les mesures pour les condensateurs sains sont légèrement différentes pour les trois séries compte tenu de la tolérance admise sur la valeur de la capacité. Cette diminution s'explique par la démétallisation du film suite aux claquages électriques favorisés par la température.

Nous observons sur la figure 4.19 un accroissement de l' ESR plus important pour le condensateur long, celui-ci ayant tendance à s'accroître vers les hautes fréquences.

Pour comprendre cette différence entre condensateurs, nous avons analysé le film d'un composant.

Nous avons prélevé des films sur les couches internes (au voisinage du mandrin), moyennes, et externes d'un condensateur vieilli afin de les comparer à un film sain (cf. figure 4.20). Nous remarquons sur cette figure que plus les films sont prélevés sur les couches externes, plus ceux-ci ont souffert de démétallisation.

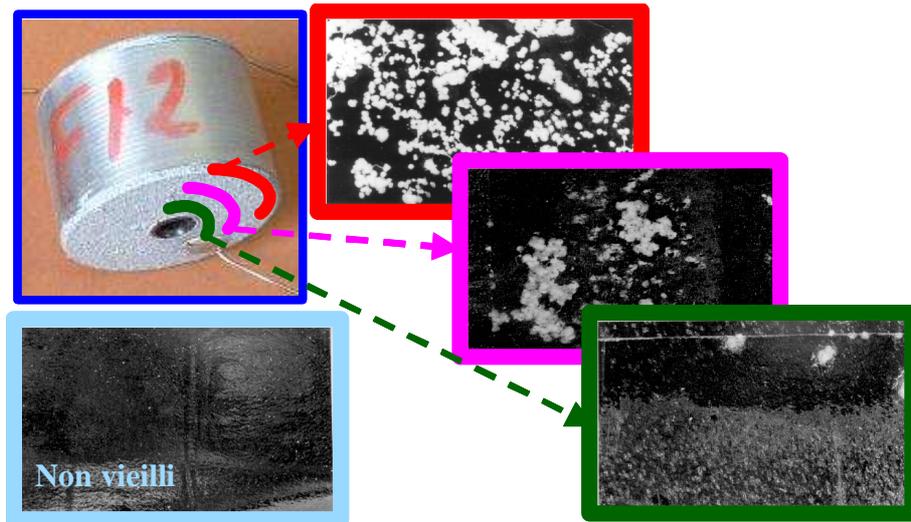


Figure 4.20 : Photos (X6) de films prélevés sur les couches internes, moyennes, et externes d'un condensateur vieilli et photo d'un film sain

Pour comprendre l'origine de ce phénomène, il faut remonter au procédé de fabrication. Lors de l'enroulement des films sur le mandrin (cf. figure 2.9), ceux-ci sont tirés avec une tension mécanique constante. Une fois le bobinage constitué, la pression est donc plus importante sur les enroulements internes que sur les enroulements externes. Or des auteurs ont observé qu'un film ne subissant pas de pression mécanique souffre d'une démétallisation par claquage deux à dix fois plus qu'un film sous pression [68], [69], [70].

Par ailleurs, sous pression relativement faible, les couches externes peuvent héberger des interstices d'air et des molécules gazeuses qui sont des zones « diélectriquement » faibles et peuvent par conséquent favoriser l'apparition de décharges partielles [15].

Ces remarques permettent de comprendre la dégradation plus importante du film prélevé sur les couches externes d'un condensateur vieilli. Elle explique aussi la plus forte augmentation de l'*ESR* pour les condensateurs longs qui possèdent moins de couches sous pression qu'un condensateur plat.

En considérant comme critère de fin de vie une réduction de 5 % de la capacité, nous avons montré que le taux de défaillance associé aux claquages du diélectrique suivait une loi de Weibull avec un paramètre de forme c de 25 ce qui correspond bien à un vieillissement des composants (partie (3) de la courbe en baignoire) [15].

4.4.4.3 Défaillances liées aux schoopages et à la connectique [15]

Les défauts au niveau de la connectique et de la liaison électrode schoopage du composant peuvent être révélés grâce à un essai par cycles d'impulsions de courant. Quatre

séries de condensateurs 10 μ F, 250 V, de différentes formes géométriques ont été considérées pour cette étude.

Les forts courants de décharge (jusqu'à plusieurs milliers d'ampères pour les composants testés) engendrent des échauffements locaux importants dans les zones où il y a une forte concentration de courants telle que celle au voisinage d'un schoopage. Comme la constante de temps thermique des matériaux isolants constituant le condensateur est importante, l'évacuation de la chaleur est lente et l'augmentation de la température produite par effet Joule dans la résistance formée par le contact schoopage électrodes est alors très forte [71], [72].

Une température localisée dans cette partie supérieure à 100°C entraîne un rétrécissement des films polypropylène qui détériore alors l'assemblage électrodes schoopage.

De plus l'existence de forces électrodynamiques dues à la présence de champs magnétiques et de passages de courants peut entraîner un détachement progressif du film, et donc des électrodes, du schoopage.

Ce type d'essai permet donc de tester la qualité de l'accroche du schoopage. Celle-ci dépend d'un grand nombre de paramètres tels que, la présence d'une métallisation renforcée suffisante au bord du film (cf. figure 2.9), une projection à bonne température du zinc lors du processus de schoopage, [15]...

Cette catégorie de défaut n'est pas liée directement à la géométrie du composant mais dépend du processus de fabrication.

Par contre, l'essai par cycles d'impulsions de courant a révélé un autre défaut lié à la géométrie des composants.

Dans le cas d'un condensateur long, la surface de contact schoopage électrode est plus petite que pour un composant plat. De plus, la soudure à température élevée d'un fil de connexion sur le schoopage d'un condensateur cause le rétrécissement et donc la dégradation des films polypropylène métallisés situés directement en dessous de la soudure (cf. figure 4.21). Pour un condensateur long, le point de soudure occupe une partie importante de la surface du schoopage amoindrissant ainsi la surface effective de contact schoopage électrode. Cet inconvénient est minimisé dans le cas du condensateur plat, compte tenu de sa grande surface de contact électrode schoopage.

Compte tenu de ces différents points, la concentration des courants est très forte sur une surface relativement petite dans le cas du condensateur long, ce qui peut provoquer la détérioration des films métallisés comme décrit ci-dessus.

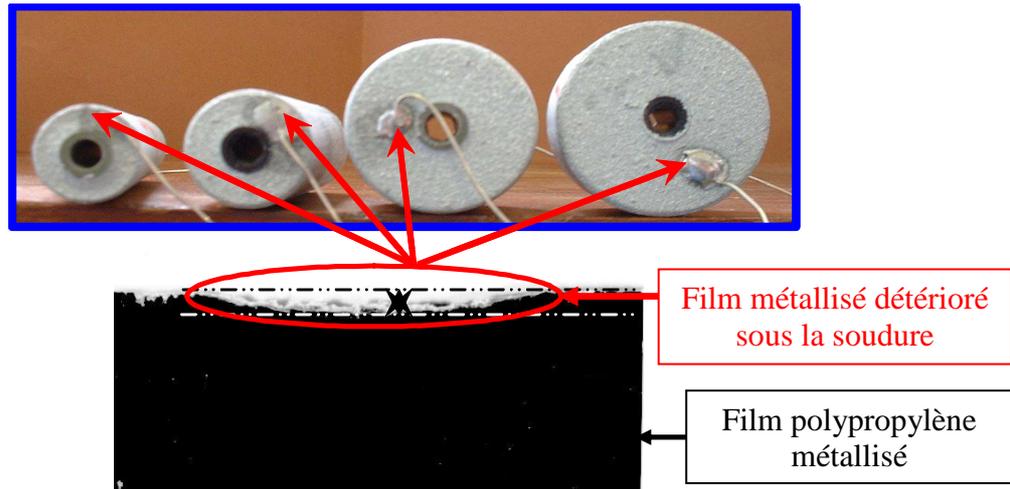


Figure 4.21 : Photos des surfaces de contact schoopage électrode, des soudures et d'une zone de film métallisée sous la soudure

L'ensemble des défaillances liées aux défauts présentés ci-dessus induisent une augmentation de l'*ESR* [15].

4.5 Fiabilité et défaillances des supercondensateurs

4.5.1 Préambule

Ce paragraphe est consacré aux mécanismes de défaillance des supercondensateurs. Compte tenu de la jeunesse de ces composants et de la méconnaissance actuelle d'un certain nombre de phénomènes physiques associés aux vieillissements, la présentation des essais de vieillissement et des mécanismes associés ne peut être que partielle.

4.5.2 Les essais de vieillissement accéléré

Deux grandes catégories d'essais de vieillissement accéléré sont appliquées aux supercondensateurs : l'essai de vieillissement standard et celui par cycles de charge décharge.

4.5.2.1 *Vieillissement standard*

Le vieillissement accéléré standard est similaire à celui des condensateurs électrolytiques c'est-à-dire que le composant est soumis à sa tension nominale sous sa température maximale d'utilisation.

Les premiers résultats de ce test effectué par Guven Alcicek au L2ES de Belfort dans le cadre de sa thèse de doctorat, dirigé par Hamid Gualous et co-encadré par moi-même, sont présentés ci-dessous.

4.5.2.2 Vieillessement par cycles de charge décharge

Le vieillissement accéléré par cycles de charge décharge consiste à charger et décharger le composant avec un relativement fort courant. Souvent les essais sont effectués à courant de charge et décharge constant mais ceux-ci peuvent être aussi caractéristiques à l'application. Ainsi, lors de la thèse de Abderrahmane Hammar effectuée en collaboration avec l'INRETS dans le cadre d'un contrat industriel passé avec la SNCF, un essai par cycle de charge décharge spécifique à l'application du transport ferroviaire et inspiré d'un enregistrement sur une ligne de RER a été réalisé [19]. Celui-ci comportait un courant de charge constant, une période de repos, une décharge suivant une rampe de courant et pour finir le cycle une autre période de repos.

4.5.3 Analyse des mécanismes de défaillance

4.5.3.1 Défaillances liées au blocage de la porosité [22]

L'un des problèmes majeurs posé par les électrodes en charbon actif est leur teneur importante en eau adsorbée par les pores et provenant de leur procédé de fabrication. Or lorsque la tension entre les bornes du supercondensateur dépasse 1,23V, il y a l'électrolyse de l'eau et donc dégagement d'hydrogène et d'oxygène. L'eau et les gaz produits ont pour effet de boucher les pores du matériau actif et du séparateur.

De plus, la dégradation de l'électrolyte et des impuretés éventuelles engendre des dégagements gazeux entraînant les mêmes effets.

Ces réactions entraînent une augmentation de la résistance équivalente série *ESR* (équivalente à *R* sur la figure 3.14) et une diminution de la capacité du composant.

4.5.3.2 Défaillances liées à l'assemblage collecteur charbon actif

La dégradation du liant permettant l'assemblage du collecteur de courant avec le charbon actif (cf. figures 3.2 et 3.3) peut provoquer le détachement de ces deux éléments [22].

Il s'en suit un accroissement de l'*ESR* et plus particulièrement de la résistance R_s des modèles simple pore ou multi-pores (cf. § 3.3.3).

4.5.4 Résultats des essais de vieillissement accéléré

Les études sur ces composants n'étant pas encore à maturité, j'ai préféré ne pas associer les essais de vieillissement accéléré décrit précédemment aux mécanismes de défaillance détaillés ci-dessus.

Comme attendu, lors de l'essai de vieillissement standard, l'*ESR* a augmenté fortement et la capacité a diminué [73]. A titre d'exemple, nous représentons sur la figure 4.22 l'augmentation de l'*ESR* mesurée à 1 kHz pour trois composants 2600 F, 2,7 V, lors d'un vieillissement à 2,7 V, 65°C.

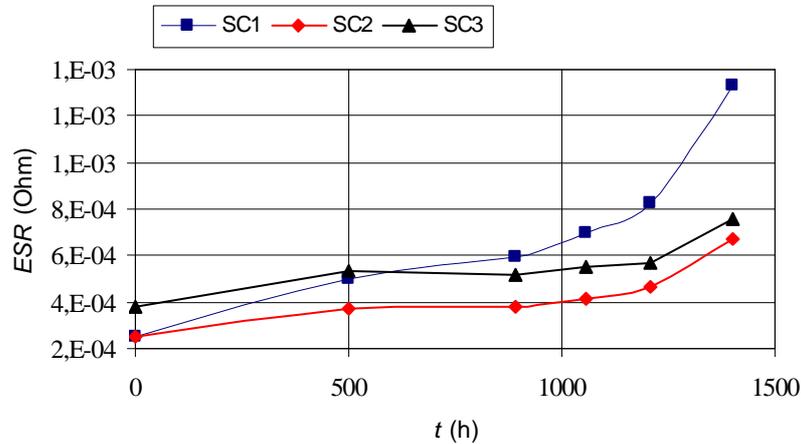


Figure 4.22 : *ESR* mesurée à 1 kHz et 25°C en fonction du temps pour 3 composants 2600 F, 2,7 V subissant un vieillissement standard à 2,7 V, 65 °C

Nous avons réalisé des essais de vieillissement standard à deux températures différentes afin de pouvoir calculer l'énergie d'activation (cf. § 4.2). Celle-ci a été évaluée à 0,8 eV [73].

Les indicateurs de vieillissement lors des cycles de charge décharge sont identiques à ceux d'un vieillissement standard, c'est-à-dire un accroissement de l'*ESR* et une dégradation de la capacité. L'évolution du tracé de Nyquist lors d'un cyclage spécifique pour un composant 2600 F, 2,7 V est montrée sur la figure 4.23 [19].

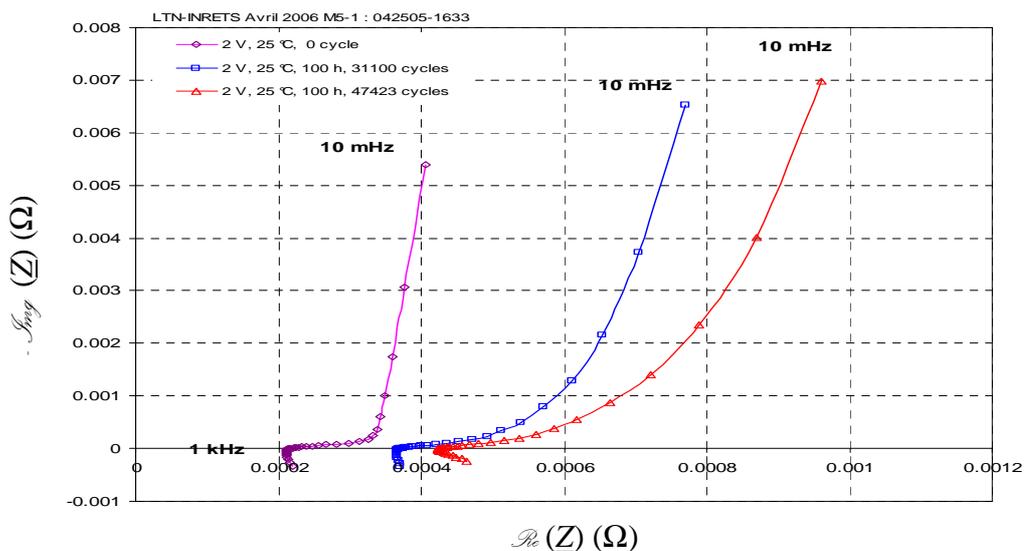


Figure 4.23 : Evolution du tracé de Nyquist en fonction du nombre de cycles pour un composant 2600 F, 2,7 V mesuré à la tension de 2 V et 25°C [19]

4.5.5 Comparaison des modules vis-à-vis de leur fiabilité

Nous avons comparé les circuits d'équilibrage en considérant leur performance et la fiabilité d'un module simplifié constitué par deux composants en série.

L'évaluation de la durée de vie d'un supercondensateur a été réalisée grâce à des données issues d'un constructeur qui donne celle-ci en fonction de la tension et de la température (cf. figure 4.24) [74].

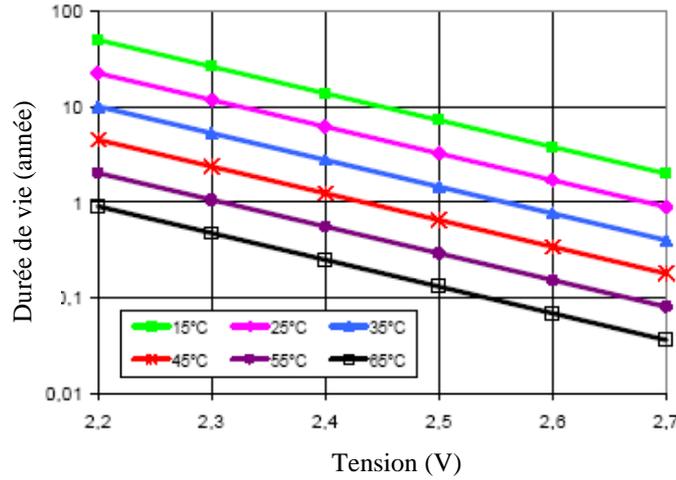


Figure 4.24 : Durée de vie d'un composant en fonction de la tension et de la température

Ce graphique résulte d'un modèle d'Eyring (cf. équation (4.6)) avec $n=0$ et $C=0$ et donc la durée de vie $t_d(T,V)$ peut s'écrire, en considérant V la tension aux bornes du supercondensateur et T sa température, ainsi :

$$t_d(T,V) = A \cdot \exp\left[\frac{E_a}{k.T} + B.V\right] \quad (4.12)$$

La détermination des paramètres A , B et E_a est possible grâce à la figure 4.24. Le calcul de la durée de vie moyenne $t_d(T,v(t))$ lorsque la tension aux bornes $v(t)$ du composant est périodique de période $t_1 - t_0$ s'effectue grâce à la relation suivante [75] :

$$t_d(T,v(t)) = \frac{t_1 - t_0}{\int_{t_0}^{t_1} A^{-1} \cdot \exp\left[-\left(\frac{E_a}{k.T} + B.V\right)\right]} \quad (4.13)$$

Pour un cycle défini d'une heure, comprenant une charge à courant constant rapide jusqu'à une tension maximale de 2,8 V, suivie d'une autodécharge, nous avons comparé les différents systèmes d'équilibrage usuels (cf. § 3.4) pour une température ambiante de 25°C. Nous avons supposé un déséquilibre, créé par un supercondensateur (SC2) possédant une

capacité de 20 % inférieure à son voisin (SC1), de 0,3 V entre les deux composants. Les circuits d'équilibrage commandés sont pilotés tant qu'une des tensions aux bornes d'un composant est supérieure à 2,5 V. Les résultats des simulations réalisées sont donnés dans le tableau 4.1.

Type de Système d'équilibrage	Sans système d'équilibrage		Circuit passif avec $R=50 \Omega$		Circuit à résistances commandées $R=1 \Omega$		Convertisseur Buck-Boost	
	SC1	SC2	SC1	SC2	SC1	SC2	SC1	SC2
Composant	SC1	SC2	SC1	SC2	SC1	SC2	SC1	SC2
Durée de vie (années)	17	1,4	37	3,5	16	6,0	6,2	6,0
Durée de vie du module (années)	1,4		3,5		6,0		6,0	
η %	100	100	79	76	100	83		
η module %	100		77		91		93	

Tableau 4.1 : Performance et durée de vie des différents systèmes d'équilibrage

La valeur de la résistance choisie pour le circuit purement passif l'a été de telle façon à obtenir un rendement et une durée de vie du module acceptable. Avec une trop forte valeur, le temps d'équilibrage est très long et par conséquent la durée de vie du module très dégradée et avec une résistance trop faible le rendement est médiocre.

Le circuit d'équilibrage avec convertisseur Buck-Boost est le plus performant mais il est onéreux. Le circuit à résistances commandées présente donc un bon compromis coût, performances, durée de vie.

4.6 Conclusions et perspectives

Plutôt que d'écrire une conclusion en fin de chaque paragraphe relatif au composant concerné, j'ai préféré réunir l'ensemble de ces conclusions dans ce paragraphe pour avoir la possibilité de généraliser les connaissances sur la fiabilité acquises pour un composant particulier aux autres éléments.

Nous avons établi pour les condensateurs électrolytiques des modèles de vieillissement permettant d'évaluer la dérive d'un paramètre caractéristique de celui-ci en fonction du temps et de la température. Ces modèles incluent des coefficients qu'il serait intéressant de corrélérer, dans la limite du possible, avec la technologie et la géométrie des composants.

De tels modèles sont envisageables pour tous les composants présentant une période d'usure. Nous avons vu par exemple que le vieillissement par claquages du diélectrique des

condensateurs polypropylène démetallisait les films. Des calculs peuvent permettre de relier la surface démetallisée avec la capacité et l'*ESR*. Concevoir des lois temporelles paramétrées par la température et la tension décrivant les variations des indicateurs de vieillissement semble donc concevable. De telles lois doivent pouvoir aussi être mises à jour pour les supercondensateurs.

La modélisation thermique des condensateurs à films polypropylène métallisés a permis de mettre en évidence que l'échauffement d'un composant long était plus important qu'un composant plat. Celle-ci a été réalisée en considérant une répartition homogène des pertes. Une répartition non uniforme de la puissance devrait être envisagée si le condensateur est amené à travailler à haute fréquence.

Nous avons vu que, quelque soit le mécanisme de défaillance, le condensateur plat présentait toujours la plus haute fiabilité. La question que l'on peut être amené à se poser est la suivante : plat jusqu'à quelle limite ? Des limites technologique et physique existent. Par exemple au voisinage du bord d'une électrode le champ électrique est renforcé ce qui ne favorise pas l'utilisation d'un condensateur trop plat. Le rapport optimal diamètre sur hauteur du condensateur reste donc à trouver.

La généralisation de ce type d'étude aux autres composants serait certainement riche d'enseignement.

L'essai en fort courant sinusoïdal qui permet une augmentation de la température interne du composant (cf. § 4.4.3.1) mériterait certainement d'être appliqué aux condensateurs électrolytiques afin de pouvoir comparer ses effets à ceux d'un essai standard qui engendre une évaporation de l'électrolyte (cf. § 4.3.2.1).

La durée de vie des supercondensateurs suit un modèle d'Eyring. Ce type de modèle est manifestement aussi applicable aux condensateurs. L'utilisation de ces lois nécessite de déterminer un certain nombre de coefficients trouvé expérimentalement grâce à plusieurs essais de vieillissement accéléré.

Dans le cadre des travaux de recherche de Paul Kreczanik intitulés « Etude de l'intégration et de la sûreté de fonctionnement d'un système de stockage par supercondensateurs pour l'alimentation des auxiliaires d'un bus » et effectués dans le cadre d'un contrat avec la société IRISBUS (IVECO France), nous souhaitons déterminer la durée de vie du système de stockage. Un grand nombre de composants (aux alentours de 200) doivent donc subir des essais de vieillissement accéléré, ce qui nous l'espérons, nous permettra d'avancer dans la détermination de modèles de vieillissement.

Pour les supercondensateurs, deux essais types de vieillissement accéléré sont fréquemment utilisés. Les mécanismes de défaillance associés à ceux-ci ne semblent pas très différenciés au premier abord. Il serait donc souhaitable de trouver les éventuelles corrélations entre ces deux tests.

Concernant les systèmes d'équilibrage, afin d'avoir le meilleur compromis rendement, temps d'équilibrage, durée de vie, nous recherchons actuellement la valeur de résistance optimale à placer dans les circuits dissipatifs et la meilleure commande à appliquer pour les circuits pilotables.

Une modélisation thermique des supercondensateurs est envisagée afin de connaître les différentiels thermiques entre les composants et donc les surtensions engendrées qui peuvent augmenter en fonction du vieillissement de ceux-ci.

Enfin, pour l'ensemble des composants, l'approche probabiliste de la théorie « contrainte - résistance » serait à approfondir par la réalisation d'essais expérimentaux pour déterminer la distribution de la résistance (cf. § 4.1.3).

5) Diagnostic de panne des condensateurs et supercondensateurs

5.1 Maintenabilité et maintenance prédictive

Après la fiabilité, l'autre grandeur permettant d'améliorer la disponibilité d'un système est la maintenabilité. Celle-ci est une caractéristique du matériel et une mesure de son aptitude à être maintenu en état de marche ou réparé [76]. Elle permet aussi d'augmenter la sécurité car un système bien maintenu est plus sécurisé.

A la maintenabilité est associée la maintenance qui est une activité dont le but est d'assurer le maintien en bon fonctionnement du système [76]. On distingue plusieurs types de maintenance. Celle à laquelle nous nous intéressons dans ce chapitre est la maintenance prédictive. Celle-ci permet, grâce à la connaissance de l'état de vieillissement du dispositif, sa réparation ou son changement qui peut être programmé à un moment opportun. Elle évite donc les frais liés à une maintenance préventive systématique effectuée selon un échéancier établi.

Le diagnostic est utilisé au niveau de cette maintenance pour reconnaître les symptômes de panne. Par l'intermédiaire de mesures et de méthodes adéquates, il analyse le vieillissement pour diagnostiquer une panne future.

La maintenance prédictive est donc applicable sur les composants présentant une période d'usure dont les signatures du vieillissement sont connues.

Les dispositifs de stockage d'énergie présentant les lois de vieillissement les plus connues sont les condensateurs électrolytiques à électrolyte liquide. Or, ces derniers constituent des éléments à risque puisqu'ils sont responsables de plus de la moitié des pannes liées aux composants de puissance des alimentations à découpage, qui sont elles-mêmes la cause de 30% des défaillances des équipements électroniques [52].

La pratique d'une maintenance prédictive sur les condensateurs électrolytiques s'avère donc possible et primordiale afin de garantir la continuité de service et d'optimiser les coûts de maintenance associés.

Notre première approche pour effectuer cette maintenance fut globale car nous souhaitons, dans le cadre d'un contrat industriel avec CENTRALP Automatismes fabricant de convertisseurs d'énergie, réaliser un système de surveillance, dans un premier temps des condensateurs et capable à terme d'être élargi à l'ensemble des composants à risque constituant les convertisseurs d'énergie.

5.2 Dispositif global de surveillance in situ des condensateurs électrolytiques à l'aluminium

5.2.1 Présentation

Pour effectuer cette surveillance, nous nous étions fixés de minimiser le nombre de signaux à traiter en ne considérant que les courants et les tensions d'entrée et de sortie des convertisseurs d'énergie et la température ambiante.

Deux alimentations à découpage industrielles furent prises en exemple pour réaliser cette étude : une continue-continue de type Forward demi pont asymétrique (convertisseur d'énergie CE1) et une autre alternative-continue de type Forward symétrique en demi pont (convertisseur d'énergie CE2) [77].

Les condensateurs sur lesquels nous souhaitions prévoir les pannes étaient ceux de filtrage des tensions d'entrée et de sortie des deux convertisseurs. Le diagnostic devait être réalisé in situ.

Les travaux de recherche concernant cette approche globale, résumé ci-dessous, ont été effectués dans le cadre de la thèse de doctorat d'Amine Lahyani [77].

5.2.2 Grandeurs à surveiller

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 4, le vieillissement des condensateurs électrolytiques à l'aluminium se traduit par une forte augmentation de leur résistance équivalente série (*ESR*).

La seule grandeur électrique modifiée significativement dans le convertisseur lorsque les condensateurs vieillissent est l'ondulation de la tension à leurs bornes qui croît quasi linéairement avec l'*ESR*. Cette augmentation s'explique aisément car la fréquence des ondulations de tension (aux alentours de quelques kHz à quelques centaines de kHz en général), correspondant soit à la fréquence de découpage soit au double de celle-ci suivant les convertisseurs, se trouve dans la bande de fréquences autour de la résonance du composant où l'impédance est très proche de l'*ESR*. Cette dernière affirmation est vérifiable, aussi bien pour un composant sain que vieilli, sur la figure 5.1 qui représente le module Z de l'impédance et l'*ESR* en fonction de la fréquence pour un condensateur 2200 μF , 10 V sain et après 3640 h de vieillissement standard.

Sur le principe, la surveillance des ondulations de tensions d'entrée et de sortie des convertisseurs d'énergie peut donc permettre la détermination de la valeur de l'*ESR* des condensateurs de filtrage et donc l'état de vieillissement de ces composants.

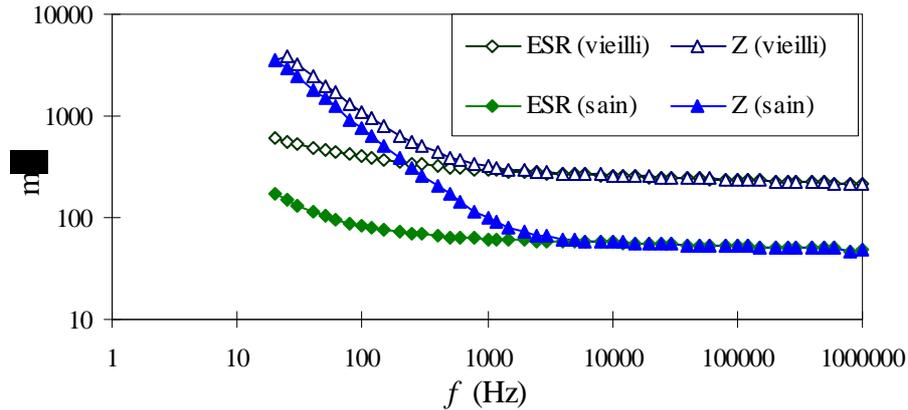


Figure 5.1 : Z et ESR en fonction de la fréquence pour des condensateurs $2200 \mu\text{F}$, 10 V sains et après 3640 h de vieillissement standard [77]

Dans le cas courant où plusieurs condensateurs sont associés en parallèle pour filtrer une tension, une augmentation de l' ESR pour un seul condensateur induit, dans un rapport moindre, un accroissement de l'ondulation de tension [45]. La surveillance de cette dernière peut, par conséquent, ne pas toujours permettre de remonter à celle du condensateur vieilli si plusieurs composants sont en parallèle. Néanmoins, comme l'essentiel pour l'utilisateur de l'alimentation à découpage est la surveillance de la fonction de filtrage, celle de l'ondulation de la tension suffit à assurer ce rôle.

Cependant, plusieurs difficultés sont à résoudre pour assurer un bon diagnostic. Un des principaux problèmes réside dans le fait que les ondulations de tensions dépendent non seulement de l' ESR des condensateurs, mais aussi du courant de sortie et de la tension d'entrée des convertisseurs d'énergie, ainsi que de la température ambiante.

Une autre difficulté est liée aux transitoires de l'ondulation de tension qui apparaissent en cas de variation brusque de la charge du convertisseur. Cet effet est illustré sur la figure 5.2 qui représente les ondulations de la tension de sortie Δv_s pour les deux convertisseurs CE1 et CE2 lors d'une variation de leur courant de sortie I_s [77]. Nous observons, lors d'une variation du courant de sortie, une augmentation transitoire de la valeur de Δv_s qui peut être mise en équation [77].

Cette augmentation transitoire de Δv_s ne doit pas être traduite par un accroissement de ESR correspondant à un vieillissement des condensateurs de filtrage.

Pour pallier à ce problème, nous avons choisi comme indicateur d'usure des condensateurs, le fondamental Δv_{sf} de l'ondulation de la tension de sortie. Notons que le choix de la valeur moyenne du signal redressé comme indicateur de défaillance, préconisé par certains auteurs ([78], [79]) est équivalent au signal Δv_{sf} en régime permanent mais ne permet

pas de s'affranchir de la composante transitoire et engendre en conséquence une mauvaise déduction de l'ESR.

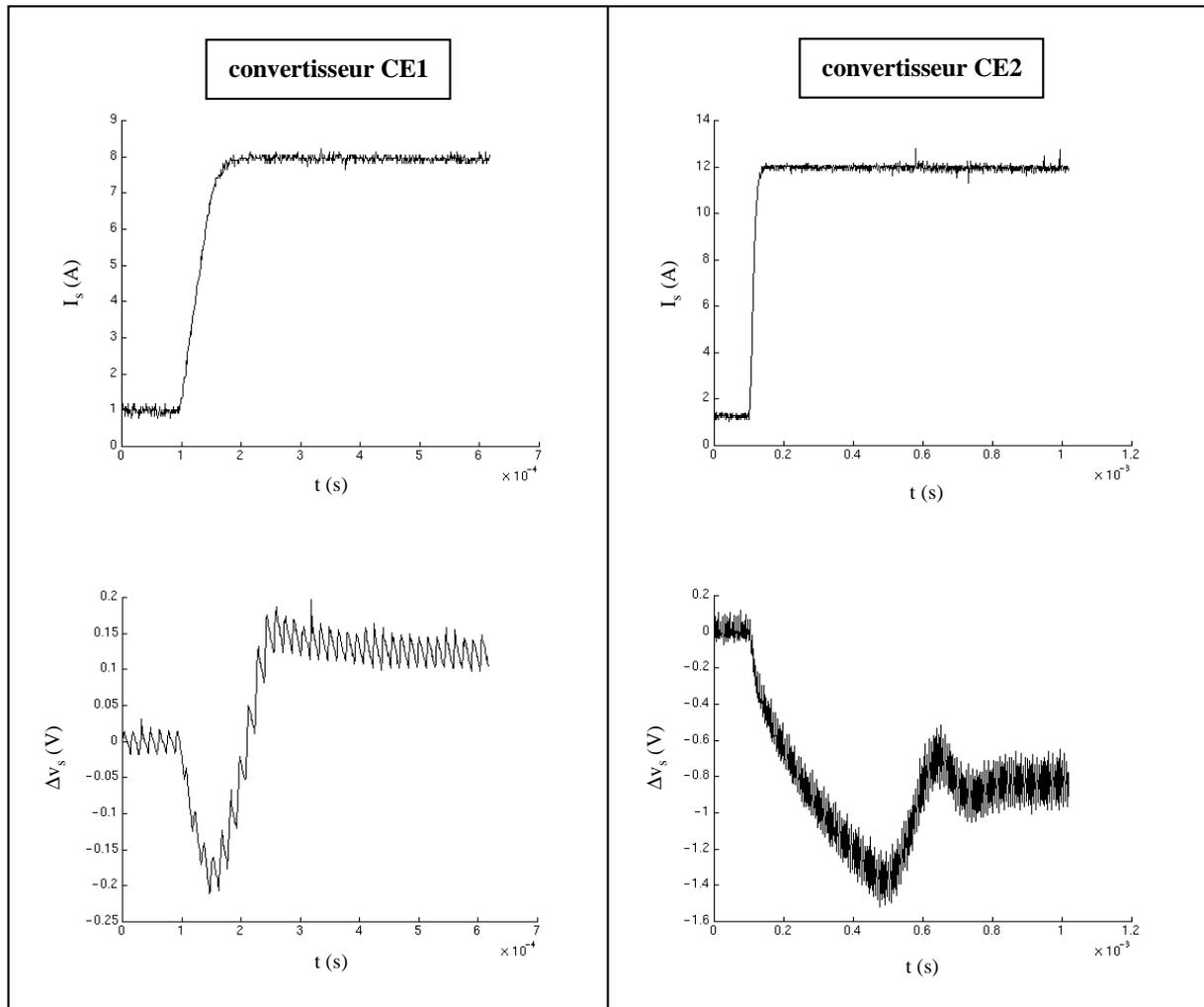


Figure 5.2 : Influence d'une charge variable sur l'ondulation de la tension de sortie Δv_s [77]

Une image fidèle de l'ESR peut être la valeur efficace ou la valeur moyenne du signal Δv_{sf} redressé. Pour des raisons de facilité de traitement [77], c'est cette dernière grandeur, que nous noterons δv_{sf} , que nous avons choisi comme indicateur de défaillance.

La figure 5.3 représente, lors d'une variation du courant de sortie, le signal fondamental Δv_{sf} (courbe 1.a pour le convertisseur CE1 et 2.a pour le convertisseur CE2), le signal moyen redressé de Δv_{sf} (courbe 1.b pour CE1 et courbe 2.b pour CE2) et le signal moyen redressé de Δv_s (courbe 1.c pour CE1 et 2.c pour CE2).

Nous pouvons noter que la valeur transitoire de Δv_s est totalement retranscrite par les courbes 1.c et 2.c, mais beaucoup plus atténuée avec les courbes 1.b et 2.b. Compte tenu des fortes variations des courbes 1.c et 2.c lorsque le courant de sortie I_s varie brusquement, leur choix comme indicateur de défaillance est à proscrire. Les courbes 1.b et 2.b ne subissent

qu'une légère variation lors d'un transitoire et en conséquence ne sont fonction que de la valeur du courant de sortie. Elles traduisent donc plus fidèlement l'état d'usure des condensateurs.

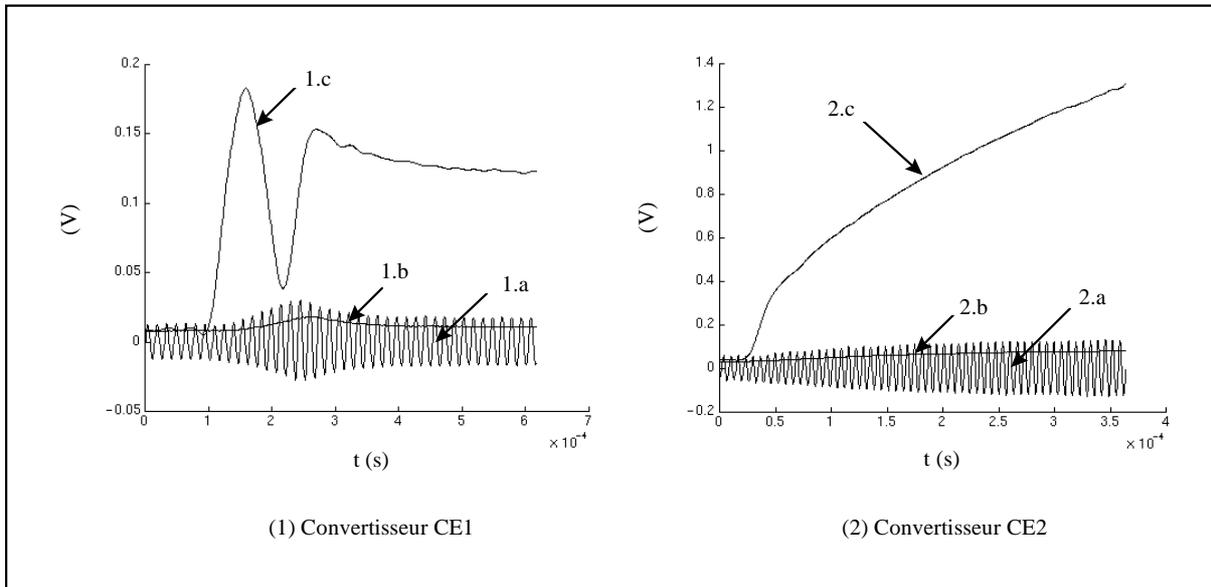


Figure 5.3 : Valeur moyenne du signal Δv_s redressé, fondamental de l'ondulation Δv_{sf} et valeur moyenne du signal Δv_{sf} redressé lors d'une variation brusque de la charge [77]

L'effet du vieillissement des condensateurs sur l'ondulation de tension Δv_s et sur l'indicateur de vieillissement choisi δv_{sf} est donné à titre d'exemple sur la figure 5.4 qui représente ces signaux en fonction du temps lors de la variation de charge vue précédemment, avec des condensateurs sains ($ESR_{filtre} = 27 \text{ m}\Omega$) et vieillis ($ESR_{filtre} = 71 \text{ m}\Omega$).

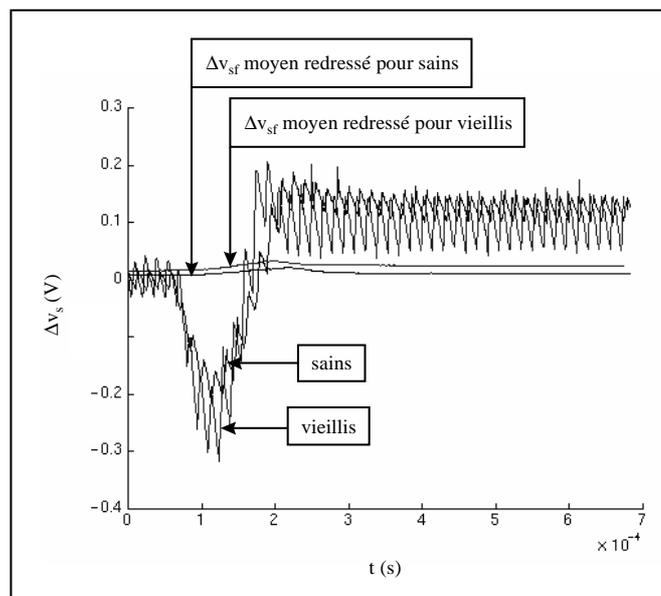


Figure 5.4 : Variation de l'ondulation de tension Δv_s et de l'indicateur de vieillissement δv_{sf} lors d'une variation de charge pour des condensateurs sains et vieillis [77]

Tous les phénomènes décrits ci-dessus pour les ondulations des tensions de sortie sont transposables aux ondulations d'entrée.

5.2.3 Principe et méthode pour déterminer l'état de vieillissement des condensateurs

5.2.3.1 *Préambule*

Sachant que très peu de dispositifs de maintenance prédictive existent aujourd'hui, j'ai souhaité dans ce paragraphe présenter le principe et la méthode utilisés pour le système conçu qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet compte tenu de son originalité [80].

Le système de prévision de la panne des condensateurs que nous avons élaboré, déduit le temps restant avant la panne, à partir des mesures, de l'ondulation de la tension présente aux bornes des condensateurs à surveiller, de la température ambiante T_a , du courant de sortie I_s et de la tension d'entrée V_e du convertisseur.

Pour des condensateurs donnés, nous souhaitons que ce système soit auto adaptatif au convertisseur d'énergie. Ainsi, la fonction liant l'ondulation de tension et la résistance ESR est déterminée expérimentalement, compte tenu des paramètres électriques cités précédemment.

5.2.3.2 *Principe*

Reprenons le cas de la surveillance des condensateurs de filtrage de la tension de sortie pour expliquer le principe de la méthode utilisée.

L'ondulation de la tension de sortie est proportionnelle à l' ESR des condensateurs et au courant les traversant. Or le courant dans un condensateur de filtrage est fonction de la tension d'entrée V_e et du courant de sortie I_s du convertisseur considéré [77]. Donc en considérant δV_{sf} (la valeur moyenne redressée du fondamental de l'ondulation de tension en sortie des convertisseurs), nous pouvons écrire δV_{sf} comme une fonction de ESR , V_e et I_s :

$$\delta V_{sf} = f(I_s, V_e, ESR) \quad (5.1)$$

Comme la résistance ESR dépend de la température T_b du boîtier du condensateur (cf. équation (2.21)), nous pouvons donc exprimer ESR sous la forme suivante :

$$ESR = f(T_b) \quad (5.2)$$

Or, pour ESR donnée, la température T_b est liée à la température ambiante T_a et à l'échauffement du composant qui est fonction de la valeur efficace du courant le traversant, qui dépend elle-même de I_s et de V_e . Par conséquent, nous pouvons écrire :

$$T_b = f(I_s, V_e, T_a) \quad (5.3)$$

L'équation (5.2) devient alors :

$$ESR = f(I_s, V_e, T_a) \quad (5.4)$$

De plus, nous pouvons fusionner les relations (5.1) et (5.4) ainsi :

$$\delta V_{sf} = f(I_s, V_e, T_a) \quad (5.5)$$

Connaissant δV_{sf} et le couple (I_s, V_e) , nous pouvons déduire à partir de la relation (5.5) la température T_a , puis à partir de l'équation (5.3) la température T_b et la valeur de la résistance ESR à partir de l'équation (5.2). Comme illustré sur la figure 5.5, la fonction $\delta V_{sf} = f(ESR)$ peut être alors déduite.

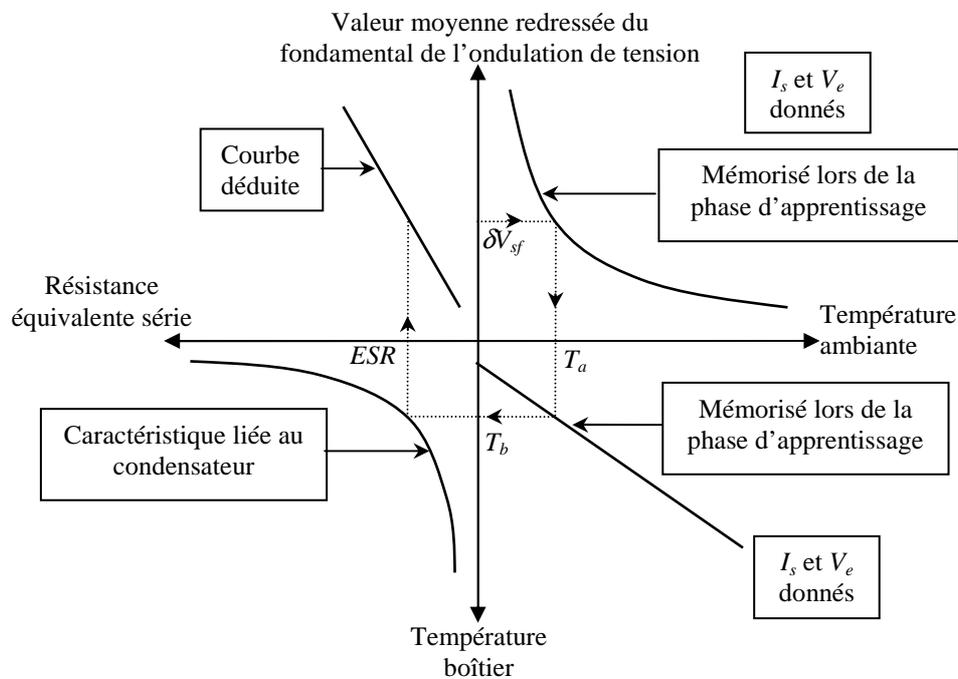


Figure 5.5 : A I_s et V_e donnés, détermination de la fonction $\delta V_{sf} = f(ESR)$ à partir de $\delta V_{sf} = f(T_a)$, $T_b = f(T_a)$ et $ESR = f(T_b)$

Lorsque le condensateur vieillit sous des contraintes de temps et de température, la fonction reliant δV_{sf} et ESR est inchangée car le courant dans le condensateur reliant ces deux grandeurs ne dépend pas de leur état d'usure, mais seulement de I_s et de V_e [77].

Comme le montre la figure 5.5, la lecture de δV_{sf} , de I_s et de V_e suffit donc, à tout moment de la vie du condensateur, pour déduire la valeur de l' ESR .

5.2.3.3 Méthode

La méthode de maintenance prédictive que nous avons adoptée repose sur trois phases essentielles :

Une phase de saisie initiale ($t = 0$) incluant celle :

- ✓ de la fonction $ESR = f(T_b)$ qui est propre au condensateur ;
- ✓ de la loi de variation de l' ESR avec le temps d'utilisation (cf. équations (4.7) ou (4.10)) ;
- ✓ du facteur multiplicatif acceptable de l' ESR des condensateurs (habituellement, un facteur 2 est permis). Comme pour l'utilisateur du convertisseur, la définition de la durée de vie dépend de l'ondulation tolérable sur les alimentations des équipements électroniques, le facteur multiplicatif limite permis de l'ondulation de tension peut être renseigné à la place de celui de l' ESR .

Une phase d'apprentissage automatique ($t = 0$) pour le convertisseur utilisant des condensateurs de sortie sains comprenant :

- ✓ la captation des signaux δV_{sf} , I_s , V_e , T_a et T_b ;
- ✓ le stockage de la relation (5.5) c'est à dire δV_{sf} en fonction de I_s , V_e et T_a ;
- ✓ le stockage de la relation (5.3) c'est à dire T_b en fonction de I_s , V_e et T_a (ce qui oblige à mesurer initialement la température du boîtier des composants) ;

Une phase de traitement des données pendant le fonctionnement du convertisseur ($t > 0$), incluant :

- ✓ la captation des signaux δV_{sf} , I_s , V_e et T_a ;
- ✓ le traitement numérique permettant de déduire la valeur de l' ESR des condensateurs à cet instant et donc le temps avant leur panne.

Supposons qu'à l'instant $t > 0$, le convertisseur fonctionne avec des condensateurs vieilliss pour un couple (I_s, V_e) . Notons respectivement par T_a^t et δV_{sf}^t les valeurs mesurées à l'instant t , de la température ambiante et de l'image de l'ondulation de tension. Comme représenté sur la figure 5.6, nous remarquons que le point de fonctionnement $(\delta V_{sf}^t, T_a^t)$ est alors placé au dessus de la courbe $\delta V_{sf} = f(T_a)$ acquise lors de la phase d'apprentissage, compte tenu de l'augmentation de l' ESR des condensateurs.

Le programme conçu calcule à tout instant les valeurs suivantes :

- ✓ T_a^0 qui représente la température ambiante qu'il y aurait pour des condensateurs sains si δV_{sf} était égale à δV_{sf}^t (cf. figure 5.6) ;

- ✓ δV_{sf}^0 qui donne l'ondulation δV_{sf} qu'il y aurait pour des condensateurs sains si la température ambiante T_a était égale à celle mesurée T_a^t (cf. figure 5.6) ;
- ✓ δV_{sf}^l qui donne la limite de l'ondulation tolérable (cf. figure 5.6) : lorsque l'utilisateur a saisi un facteur F , alors $\delta V_{sf}^l = F \cdot \delta V_{sf}^0$
- ✓ T_a^l la température ambiante limite qui est déduite de δV_{sf}^l (cf. figure 5.6).

A partir des valeurs des températures ambiantes T_a^t , T_a^0 et T_a^l et de la courbe $T_b = f(T_a)$ acquise lors de la phase d'apprentissage, le programme calcule comme le montre la figure 5.6, les valeurs des températures boîtier correspondantes.

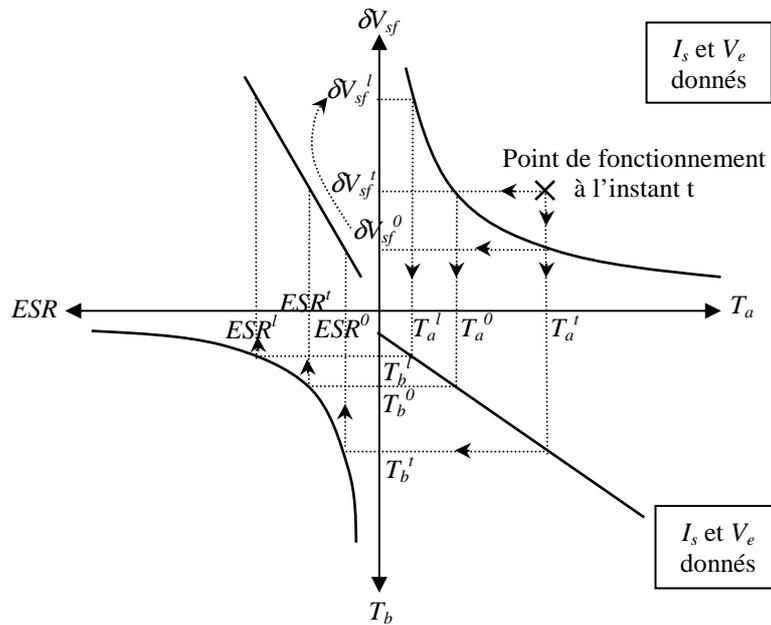


Figure 5.6 : Méthode de surveillance des condensateurs de sortie

Grâce à la caractéristique $ESR = f(T_b)$ les valeurs suivantes sont calculées :

- ✓ ESR^0 , la valeur de l'ESR que les condensateurs devraient avoir pour la température ambiante mesurée à l'instant t T_a^t ;
- ✓ ESR^t qui représente la valeur réelle de l'ESR des condensateurs à l'instant t correspondant à l'ondulation mesurée δV_{sf}^t ;
- ✓ ESR^l qui traduit la limite admise pour l'ESR dans les conditions de fonctionnement (I_s , V_e , T_a^t) considérées.

Le temps restant avant l'apparition de la panne t_p pour des conditions de fonctionnement (I_s , V_e , T_a^t) données peut donc être déduit simplement (cf. figure 5.7) de la loi donnant la variation de l'ESR avec le temps d'utilisation (cf. équations (4.7) ou (4.10)).

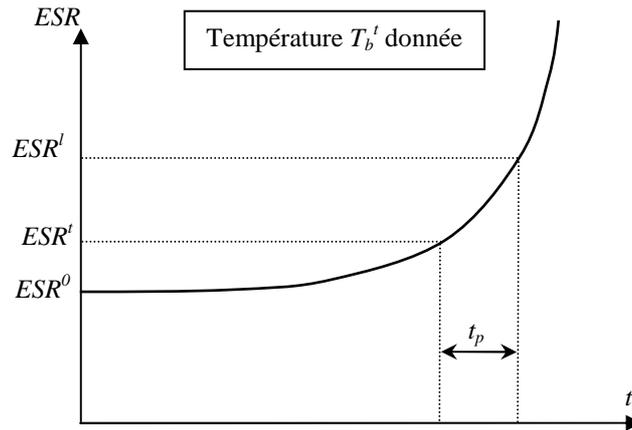


Figure 5.7 : Dédution du temps restant avant la panne

5.2.4 Avantages et inconvénients du dispositif déterminant l'état de vieillissement des condensateurs

Les avantages d'un tel système sont la réduction des coûts de maintenance par la suppression du remplacement périodique et systématique de la totalité des condensateurs électrolytiques, et par la possibilité de programmer le remplacement des éléments défectueux, réduisant ainsi les pertes imputables aux arrêts d'exploitation intempestifs.

L'inconvénient majeur de ce dispositif est son prix de revient. En effet, d'un point de vue matériel, le système de diagnostic nécessite l'utilisation d'un micro ordinateur, ainsi que d'une carte d'acquisition de signaux analogiques. De plus, pour chaque type de convertisseur d'énergie à équiper, une phase d'apprentissage assez fastidieuse nécessitant une enceinte climatique est nécessaire.

Enfin comme le principe de surveillance est basé sur un diagnostic global, l'information donnée ne peut permettre l'identification d'un composant défaillant seul si un grand nombre de condensateurs sont associés en parallèle. Cela engendre deux désagréments :

- ✓ une étape supplémentaire de diagnostic pour identifier le composant défaillant avant son remplacement,
- ✓ un problème de sécurité peut intervenir si le composant présentant une défaillance par dégradation évolue en défaillance catalectique qui peut, dans de rare cas, devenir catastrophique en entraînant des dégâts importants [1].

5.3 Condensateur intelligent

5.3.1 Présentation

Nous avons donc repensé le principe du diagnostic des condensateurs électrolytiques en cherchant à le simplifier. L'objectif était d'en réduire la complexité, donc le coût, et d'en optimiser les performances en élargissant son domaine d'utilisation.

La solution adoptée consiste à ne plus faire une surveillance globale, mais à décliner celle-ci au niveau du composant même, toujours en se basant sur l'évolution de la valeur de la résistance équivalente série *ESR*. La mesure de cette dernière est alors réalisée à partir des valeurs des ondulations de tension et courant aux bornes du condensateur, autour de la fréquence de résonance de celui-ci, c'est à dire lorsque les actions de la capacité et de l'inductance équivalente série, sur l'impédance du composant (cf. figure 5.1) se compensent. Le calcul de l'*ESR* se réduit donc à l'application de la loi d'Ohm.

Dès lors, le diagnostic des condensateurs ne dépend plus du convertisseur, mais uniquement des courant, tension et température du composant. La constitution d'un référentiel, propre à chaque équipement, devient de ce fait obsolète. De plus, le circuit de diagnostic est beaucoup plus simple à concevoir et permet d'éviter l'emploi d'un ordinateur, ce qui engendre un coût de réalisation beaucoup plus abordable.

Le principe détaillé du dispositif de diagnostic individuel baptisé « condensateur intelligent » a fait l'objet d'un dépôt de brevet [81], [82], et est exposé au paragraphe suivant.

5.3.2 Principe

Le principe est basé sur le calcul de l'*ESR* à partir de la division de la valeur du fondamental de l'ondulation de tension (Δv_{cf}) présente aux bornes du condensateur, qui est superposée à la composante continue de cette même tension, et de celle du fondamental du courant (i_{cf}) le traversant. La condition à satisfaire pour pouvoir effectuer ce calcul est d'obtenir l'égalité entre *ESR* et impédance du composant, ce qui est approximativement vérifié dans une plage de fréquence autour de la fréquence de résonance du composant (cf. figure 5.1).

Pour être applicable, le principe du condensateur intelligent suppose donc qu'il existe, aux bornes du composant surveillé, une ondulation de tension dont la fréquence du fondamental est suffisamment élevée pour avoir l'équivalence entre impédance et résistance équivalente série. Cette présence est en général vérifiée pour les condensateurs de filtrage

employés dans les convertisseurs d'énergie à découpage qui sont soumis à la fréquence de commutation qui est généralement de l'ordre de quelques kHz à une centaine de kHz.

Pour cette raison, sa mise en œuvre sera appelée diagnostic passif, par opposition au diagnostic actif qui intégrerait l'injection d'une ondulation de courant par le circuit de surveillance.

D'un point de vue traitement, lorsqu'elles existent, la prise en compte des informations de tension et de courant consiste à en extraire les composantes dans les bandes de fréquences adéquates, sans modifier le comportement du condensateur notamment en ce qui concerne la mesure du courant. La valeur de la résistance équivalence série ainsi obtenue est appelée $ESR_{mesurée}$.

Elle doit ensuite être comparée à la valeur qu'aurait théoriquement le condensateur surveillé s'il était neuf. Cette dernière est déduite de l'équation (2.21) qui exprime l' ESR en fonction de la température, qui peut être assimilée à celle du boîtier du composant. Notons que cette équation est en bonne adéquation avec les mesures expérimentales comme nous pouvons le constater sur la figure 5.8.

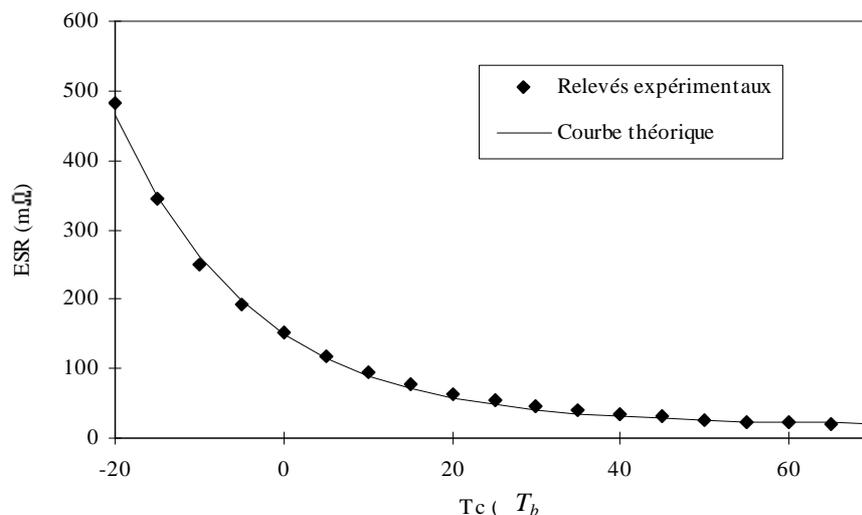


Figure 5.8 : ESR en fonction de la température boîtier T_b pour un condensateur 2200 μ F, 10 V

Le résultat du diagnostic concernant l'état du vieillissement du condensateur surveillé, dépend alors du rapport entre $ESR_{mesurée}$ et $ESR_{théorique}$, sachant que le seuil limite, au-delà duquel le composant sera signalé comme étant hors d'usage, est à fixer soit par le concepteur du système, soit par l'utilisateur s'il en a la possibilité. Un choix judicieux de cette valeur limite permet d'anticiper une défaillance prochaine du condensateur, optimisant ainsi une maintenance prédictive appliquée à ce dernier.

Le synoptique fonctionnel mettant en œuvre le principe décrit ci-dessus est présenté sur la figure 5.9.

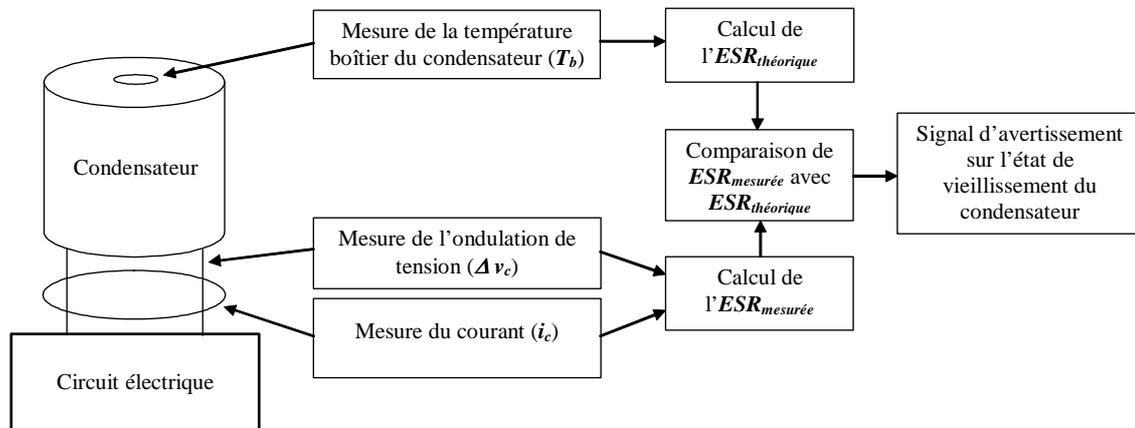


Figure 5.9 : Schéma bloc fonctionnel du condensateur intelligent

5.3.3 Mise en oeuvre

D'un point de vue réalisation pratique, et compte tenu du nombre relativement réduit de composants électroniques à mettre en œuvre, nous avons conçu un dispositif à implanter sur le boîtier de chaque condensateur.

Un contrat de collaboration a été signé avec la firme italienne FACON qui produit des condensateurs électrolytiques pour évaluer les potentialités du condensateur intelligent en aboutissant à une première réalisation pré-industrielle.

L'objectif était d'intégrer le système de diagnostic sur leurs gammes de condensateurs les plus onéreux (de l'ordre de quelques dizaines d'Euros à 150 Euros l'unité pour un composant dont le produit capacité tension nominale est entre 1 et 5) afin que l'option rajoutée ne représente pas une part trop importante du prix de l'ensemble (un supplément d'une quinzaine d'Euros était prévu). Les condensateurs concernés avaient une plage de tension nominale s'étendant de 63 V à 450 V, ainsi que des valeurs de capacité allant de 3300 μF à 33000 μF .

Nous souhaitons aussi que la carte de diagnostic soit autonome et intègre sa propre alimentation en puisant l'énergie nécessaire aux bornes du condensateur à surveiller.

La mise en oeuvre d'un prototype a été possible grâce à plusieurs stages de fin d'étude d'ingénieur et plus particulièrement grâce aux travaux de Daniel Besseyre effectués dans le cadre de son mémoire d'ingénieur CNAM [83].

5.3.4 Circuit de diagnostic [83]

Afin que la carte de diagnostic à concevoir puisse fonctionner avec plusieurs types de condensateurs et que le rapport entre les résistances équivalentes séries mesurée et théorique puisse être paramétrable, nous avons choisi, pour le traitement des informations, une solution basée sur une structure numérique. Afin de respecter les objectifs financiers du projet, nous avons sélectionné un microcontrôleur à jeu d'instructions limité à très bas coût comprenant entre autre un convertisseur analogique numérique 10 bits [83]. Par contre, les opérations de mesure et de filtrage des ondulations de tension et de courant sont conçues en électronique analogique pour répondre à un bon compromis précision vitesse coût [83]. La structure générale du circuit de diagnostic est représentée sur la figure 5.10.

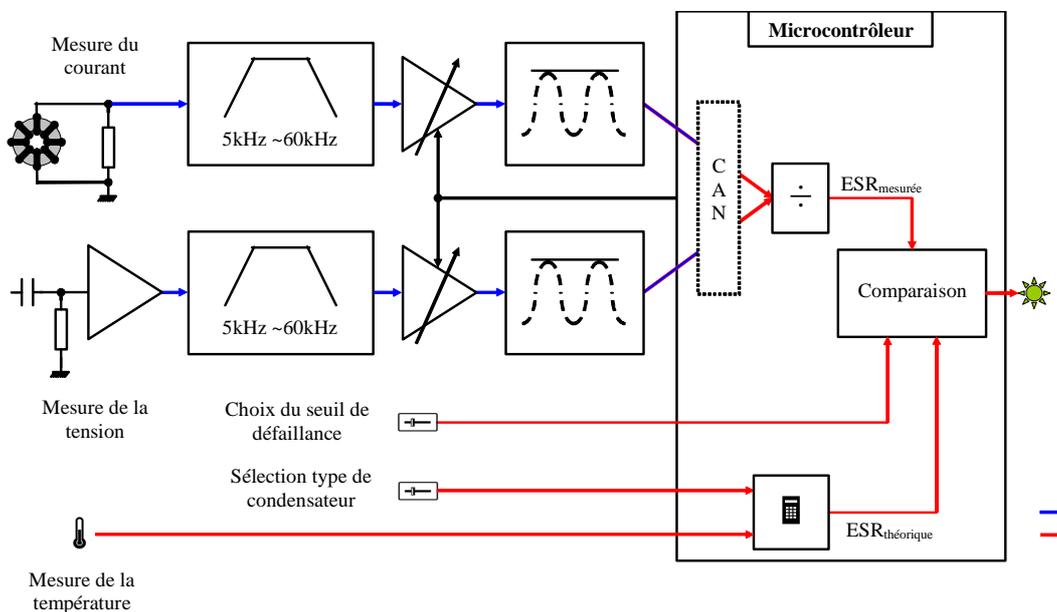


Figure 5.10 : Structure générale du circuit de diagnostic

La dynamique des signaux mesurés étant de 250 (ondulations prévues de tension entre 10 mV à 2,5 V et de courant entre 200 mA à 50 A), l'amplification des plus faibles valeurs avant l'étape de conversion analogique numérique est indispensable pour obtenir une précision acceptable. Celle-ci est réalisée grâce à des amplificateurs à gain commandé (cf. figure 5.10).

5.3.5 Alimentation [83]

L'alimentation que nous avons conçue pour le circuit de diagnostic devait fournir +10 V, -10 V (alimentation des contrôleurs PWM et d'amplificateurs opérationnels) et +5 V (alimentation du microcontrôleur et du capteur de température). La dynamique de la tension d'entrée était relativement importante puisque nous avons considéré, compte tenu de la

gamme de tension nominale des condensateurs à surveiller, que celle-ci pouvait varier entre 30V et 450V. De plus, le dispositif de mesure de l'ondulation de tension nous imposait de conserver une référence commune à la borne négative du condensateur. Enfin nous souhaitons que peu de perturbations soient induites sur le condensateur du fait de l'énergie puisée.

Nous avons exclu de notre étude la solution basée sur la conception d'un seul circuit dont les deux sorties symétriques sont obtenues par l'emploi d'un transformateur à point milieu, compte tenu du coût lié au transformateur et de la nécessité de conserver une référence commune à la borne négative du condensateur. La structure globale de l'alimentation est donc donnée sur la figure 5.11.

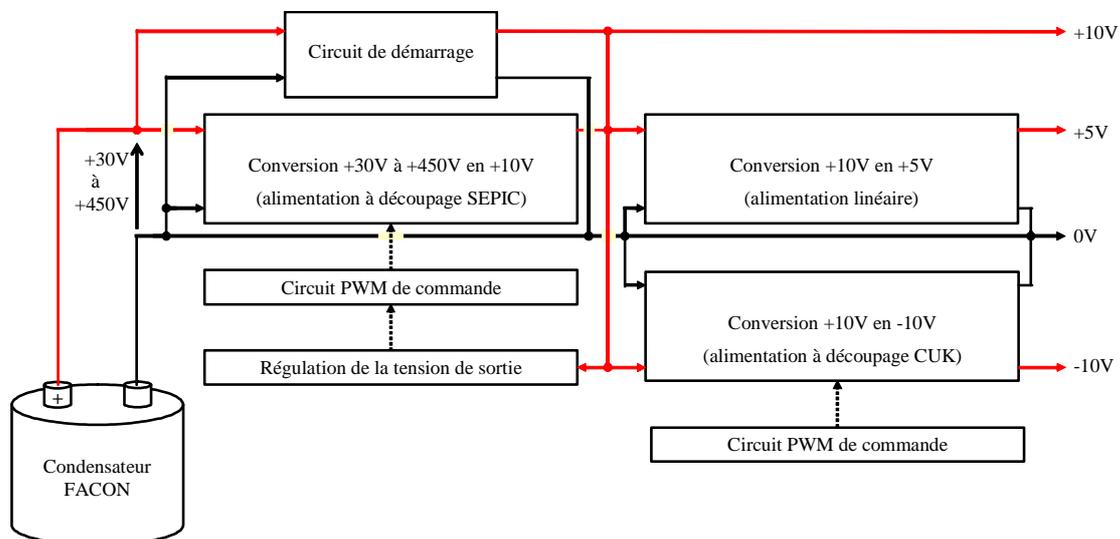


Figure 5.11 : Structure générale de l'alimentation

L'alimentation à découpage en amont fournissant le 10V a été choisie de type SEPIC pour limiter les perturbations induites sur le fonctionnement du condensateur.

Un circuit de démarrage permet à partir de la tension présente aux bornes du condensateur de produire, à la mise sous tension du système, les potentiels nécessaires à la mise en fonctionnement des contrôleurs PWM et du circuit de régulation.

5.3.6 Avantages et inconvénients du condensateur intelligent

Les avantages du condensateur intelligent sont nombreux. En effet, le diagnostic prédictif de défaillance peut permettre, non seulement, d'intervenir avant la panne, préservant ainsi la disponibilité de l'équipement mis en cause, mais aussi de supprimer la maintenance préventive (échange systématique et périodique de tous les condensateurs électrolytiques) dont les coûts de composants et de main d'œuvre ont un impact fort sur les budgets

correspondants. De plus comme chaque condensateur possède un système de diagnostic le vieillissement d'un composant parmi plusieurs en parallèle est détectable.

L'inconvénient de ce système est qu'il nécessite la présence d'une ondulation de tension de quelques kHz à quelques centaines de kHz pour diagnostiquer l'état de vieillissement du condensateur. C'est ce qui arrive dans la majorité des applications d'électronique de puissance où une fréquence de commutation ou des harmoniques de celle-ci entraînent une ondulation d'amplitude suffisante dans cette bande de fréquences aux bornes du composant. Cependant, il existe quelques applications, de redressement réseau notamment, où les seuls harmoniques ne présentent pas une fréquence suffisante pour réaliser un diagnostic passif du composant. C'est le cas, par exemple, pour les condensateurs électrolytiques utilisés comme dispositifs de stockage d'énergie dans les alimentations des chaufferettes protégeant les aimants supraconducteurs du LHC (CERN) [1].

5.4 Conclusions et perspectives

L'utilisation d'une surveillance basée sur un diagnostic actif (injection d'un signal électrique adéquat par le dispositif de surveillance) est envisageable. Néanmoins, ce dernier est délicat à mettre en œuvre car il doit être non perturbant pour le fonctionnement du convertisseur et de plus il ne doit pas dépendre du montage électrique du condensateur.

La mise en œuvre considérée pour le condensateur intelligent doit certainement être adaptée pour les installations utilisant de nombreux composants. Il serait alors nécessaire, pour le succès du produit, d'effectuer la mise en réseau soit des cartes de diagnostic, soit de l'ensemble des mesures en provenance des condensateurs qui seraient alors traitées par un seul circuit de diagnostic. L'avantage d'un tel système serait sa capacité à surveiller l'ensemble des composants. Son prix pourrait alors aussi devenir un inconvénient compte tenu du grand nombre de mesures à considérer.

Un système global de surveillance peut alors redevenir intéressant à condition de supprimer son principal inconvénient, c'est-à-dire son coût important inhérent à l'emploi d'un ordinateur et surtout celui lié à la nécessité de la réalisation d'une phase d'apprentissage laborieuse.

Ainsi, dans le cadre de la thèse de doctorat de Karim Abdennadher effectuée en collaboration industrielle avec MGE UPS SYSTEMS, nous étudions depuis un an la possibilité de réaliser une surveillance globale au moindre coût. L'entreprise MGE UPS SYSTEMS produit des convertisseurs statiques de type « Uninterruptible Power Systems » (Alimentations Sans Interruption). Or la commande de ces convertisseurs est réalisée à l'aide

de DSP. Comme cette possibilité de traitement des informations existe au sein du dispositif, elle peut être utilisée, en remplacement de l'ordinateur, moyennant quelques lignes de codes supplémentaires pour réaliser la surveillance des condensateurs. Au sein de ces convertisseurs, les mesures du courant de sortie et de celui parcourant l'inductance de lissage en amont des condensateurs de filtrage sont réalisées pour la régulation du système. Le courant dans l'ensemble des condensateurs peut, par conséquent, être déduit de celles-ci. Grâce à la mesure de la tension aux bornes des condensateurs qui est présente aussi dans les Alimentations Sans Interruption, nous pouvons donc, réaliser une identification de la fonction de transfert des composants afin de remonter aux éléments d'un schéma équivalent série composé d'une capacité en série avec une résistance *ESR*. La mesure de la capacité est une option pouvant être intéressante car elle peut permettre de révéler un certain nombre de défauts des condensateurs non liés directement au vieillissement (cf. figure 4.7 et équation (2.6)).

Les méthodologies utilisées ci-dessus pour les condensateurs électrolytiques peuvent être transposables aux supercondensateurs au prix de quelques adaptations. Les signatures du vieillissement, c'est-à-dire forte augmentation de l'*ESR* et diminution de la capacité, sont très semblables pour ces deux types de composants. D'autre part, il existe une large bande de fréquence dans laquelle l'impédance des supercondensateurs est proche de l'*ESR* (cf. [74] et diagrammes de Nyquist sur les figures 3.7 et 3.9 où un grand nombre de points sont concentrés autour de la fréquence de résonance). Or, comme dans cette bande de fréquence l'*ESR* peut être assimilée à la résistance R_s (cf. figures 3.7 et 3.9) et que la variation de cette dernière avec la température est principalement liée aux changements de propriétés de l'électrolyte, la relation $ESR = f(T)$ est complètement similaire à celle des condensateurs électrolytiques (cf. [74], figure 5.8 et équation (2.21)).

Un supercondensateur intelligent peut donc, en théorie, être imaginé sur le même principe que celui du condensateur intelligent. Il reste cependant une difficulté majeure à résoudre, liée à la présence d'une ondulation dans la bande de fréquence autour de la fréquence de résonance. En effet, comme pour les supercondensateurs cette plage s'étend d'environ quelques mHz à quelques Hz [74], la présence d'une ondulation adéquate est peu probable et un diagnostic actif doit donc être envisagé.

Une surveillance globale d'un module de supercondensateurs en utilisant une méthode d'identification des paramètres comme nous le développons actuellement pour les condensateurs électrolytiques reste à étudier et est envisageable.

Concernant les condensateurs à films polypropylène métallisés, leur vieillissement est surtout lié aux phénomènes de claquages. Ces derniers peuvent être détectables par analyse sonore ou électromagnétique du champ au voisinage du composant [13]. Ces méthodes sont néanmoins difficilement utilisables in situ.

L'augmentation de l'*ESR* ou la diminution de la capacité liée au vieillissement peut être détectable mais le principe du condensateur intelligent est difficilement transposable au condensateur polypropylène. En effet il n'existe pas de plage de fréquences étendue où l'impédance est égale à l'*ESR* compte tenu entre autre de la forme particulière, liée à la relativement faible valeur de la capacité, de l'impédance en fonction de la fréquence (cf. figures 2.12 et 2.13 pour comparaison).

6) Conclusion et perspectives

Les principales activités de recherche que j'ai réalisées jusqu'à ce jour sont présentées dans ce document que j'ai découpé en quatre parties. Chacun de ceux-ci finit par un paragraphe intitulé « Conclusions et perspectives » où sont exposées les perspectives de recherche que je souhaite effectuer concernant les travaux spécifiques développés dans le chapitre concerné. Un aperçu des projets de recherche plus globaux que j'envisage d'effectuer est exposé ci-dessous.

Le chapitre 2 présente les grandeurs caractéristiques principales des condensateurs à considérer pour augmenter leur capacité à stocker de l'énergie, à savoir la constante et la rigidité diélectriques, l'épaisseur de l'isolant et la surface des armatures en regard, et les possibilités technologiques existantes pour permettre cet accroissement. Le rappel sur la constitution et la technologie des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et à film polypropylène métallisés, est nécessaire pour la compréhension de leurs mécanismes de défaillance. Les schémas électriques équivalents paramétrables par la tension et la température développés sont représentatifs du fonctionnement des condensateurs et par conséquent sont utilisables pour la mise au point de systèmes de surveillance. Ces modèles sont perfectibles et des travaux de recherche sont encore nécessaires pour que l'ensemble des lois de variations des éléments des schémas avec la température et la tension soit ajustable avec la technologie et la géométrie des composants.

Une démarche similaire au chapitre 2 a été utilisée pour présenter les supercondensateurs. Par contre, comme ce composant est récent la technologie présentée est amenée à subir des modifications. Les caractérisations temporelle et fréquentielle des supercondensateurs permettent de révéler différents phénomènes physiques, sachant que d'autres caractérisations telles que celle par voltampérométrie cyclique restent à approfondir. Compte tenu de la jeunesse du composant et de la relative difficulté de modéliser son principe de fonctionnement, les modèles électriques conçus grâce notamment à nos travaux de recherche restent à améliorer, d'autres modèles restent à explorer et enfin la dépendance de ceux-ci, avec les grandeurs électriques, thermiques et avec la technologie des supercondensateurs, reste à perfectionner. La mise en série de supercondensateurs est souvent indispensable et l'étude d'un modèle fiable global d'un module est aussi à envisager.

Pour déterminer la fiabilité des condensateurs, l'utilisation des différents recueils est possible mais ceux-ci fournissent des résultats fort disparates et ne considèrent pas la période

d'usure qui est pourtant déterminante pour les composants considérés. Les essais de vieillissement accéléré sont donc indispensables pour déterminer la fiabilité et la durée de vie des condensateurs et des supercondensateurs et pour révéler les différents mécanismes de défaillance associés. Ces derniers sont donc présentés ainsi que les indicateurs de vieillissement qui peuvent être, suivant le composant et le mécanisme de défaillance, une augmentation du courant de fuite, une diminution de la capacité ou un accroissement de la résistance équivalente série. Des lois de vieillissement quantifiant ces variations ont été ou sont à établir pour les différents composants. Une des difficultés à résoudre est la dépendance de ces lois avec la géométrie et la technologie des composants. Nous avons constaté, que compte tenu d'un échauffement moindre, les condensateurs à film polypropylène métallisés plats sont plus fiables que les longs. Il serait évidemment intéressant d'étendre ce précepte à l'ensemble des dispositifs de stockage d'énergie. Cela passera par une modélisation thermique qui reste à réaliser finement pour les condensateurs électrolytiques et les supercondensateurs. L'estimation, d'une part de la durée de vie à l'aide de modèles adéquats de type Eyring ou autres, d'autre part de la fiabilité à l'aide de la théorie « contrainte – résistance » doit être effectuée ou affinée pour l'ensemble des composants. Enfin, pour les supercondensateurs, l'étude de nouveaux systèmes d'équilibrage ou l'optimisation de ceux existant, vis-à-vis de la fiabilité reste à approfondir.

Le chapitre 5 présente les systèmes de surveillance individuelle ou globale des condensateurs électrolytiques à l'aluminium. Les deux systèmes présentés utilisent un diagnostic passif. Sachant que les indicateurs de vieillissement sont identiques pour l'ensemble des composants considérés, les méthodes utilisées de surveillance globale peuvent être transposables alors que celles relatives au composant intelligent nécessitent d'être adaptées par l'utilisation d'un diagnostic actif.

Un certain nombre de principes et de méthodes présentés dans ce mémoire pour les condensateurs et les supercondensateurs ne manque plus qu'à être extrapolé aux autres dispositifs de stockage d'énergie usuels, à savoir les accumulateurs électriques. C'est dans cette optique que nous avons débuté des travaux de recherche dans le cadre de la thèse de doctorat de Karim Abdennadher intitulée « Etude et Elaboration d'un système de maintenance prédictive pour les condensateurs et les batteries des Alimentations Sans Interruption » et effectuée en collaboration avec l'entreprise MGE UPS. La sûreté de fonctionnement des Alimentations Sans Interruption doit être irréprochable car elles permettent d'assurer sans interruption la distribution de l'énergie électrique dans une salle d'opération chirurgicale, une

salle informatique, une tour de contrôle, etc. Une maintenance sévère et rigoureuse doit donc être appliquée sur les composants à risques que sont les batteries et les condensateurs.

Comme l'ensemble des batteries des différentes technologies (plomb, lithium ion, nickel cadmium, nickel métal hydrure, etc.) ont des durées de vie réduites, l'amélioration de leur sûreté de fonctionnement demeure un axe de recherche à privilégier.

Les supercondensateurs sont souvent associés aux batteries, car ils permettent de les assister lors des appels de puissance, ce qui est nécessaire dans certaines applications et ce qui a pour effet d'allonger la durée de vie des batteries qui subissent moins d'à coups de puissance. L'ensemble supercondensateurs, batteries ainsi que le convertisseur d'énergie les pilotant doit aussi être étudié. Une surveillance globale s'avère alors nécessaire pour minimiser le nombre d'informations à considérer pour surveiller l'ensemble du système.

Outre les condensateurs électrolytiques, nous avons étudié les défaillances des composants à durée de vie limitée, que sont les optocoupleurs et les transistors de puissance, et les conséquences de celles-ci sur le fonctionnement du convertisseur [45], [84], [85], [86]. La détection du vieillissement des optocoupleurs est réalisable car comme pour les condensateurs, une signature fiable du vieillissement existe, à savoir son Rapport de Transfert de Courant (CTR) [84]. Par contre, celle-ci est moins aisée pour les transistors de puissance compte tenu de l'existence de beaucoup de mécanismes de défaillances n'engendrant pas les mêmes effets et qui n'ont pas les mêmes signatures [45], [85], [86]. Dans le cas d'une surveillance globale d'un équipement, la connaissance des signatures des composants à risque potentiels du convertisseur est importante et doit donc être considérée.

Optimiser la charge des supercondensateurs et des batteries au regard des pertes occasionnées et de leur fiabilité constitue un objectif de recherche à examiner. La recherche de l'optimum de charge doit être corrélée avec l'étude de la meilleure stratégie d'équilibrage des différents éléments associés en série.

L'avènement industriel des supercondensateurs de forte puissance permet d'envisager de nouveaux concepts d'application de stockage d'énergie. Par exemple, l'utilisation des supercondensateurs permet :

- ✓ dans le domaine du transport, d'envisager des tramways sans caténaire se rechargeant en station [19], la récupération de l'énergie de freinage des véhicules roulants, etc.
- ✓ dans le domaine industriel, le démarrage des groupes électrogènes, le remplacement total ou partiel des batteries des Alimentations Sans Interruption ce qui réduit leur volume et augmente leur durée de vie, etc.

De notre côté, nous venons d'effectuer l'étude de la faisabilité d'une roue d'un bus intégrant les supercondensateurs, le convertisseur d'énergie et une machine synchrone à aimants permanents, permettant de recharger les supercondensateurs durant les phases de freinage et de soutenir le moteur thermique de traction en phase d'accélération [87].

Il existe de nombreuses applications restant à trouver. Ainsi, il me semble qu'il est souhaitable de continuer l'exploration des applications potentielles de récupération de l'énergie « gratuite ». Citons par exemple, comme perspective les études de faisabilité :

- ✓ d'un système de récupération de l'énergie liée au passage de véhicules sur des infrastructures urbaines de type dos d'âne,
- ✓ la récupération de l'énergie d'amortissement des véhicules qui permettrait l'utilisation très prometteuse des suspensions électromagnétiques gourmandes en énergie.

Ces orientations futures de mes recherches sont dans la continuité des travaux que j'ai menés jusqu'alors et s'inscrivent dans les priorités scientifiques que s'est définie l'unité de recherche au sein de laquelle je travaille. Comme elles sont pluridisciplinaires, elles ne pourront être menées à bien qu'avec des collaborations universitaires et industrielles qui sont nécessaires pour faire progresser notre savoir.

7) Bibliographie

- [1] 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 de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, Juillet 2003.
- [2] R. Besson, « Technologie des composants électroniques » Tome 1, Editions Radio, Paris, 1990.
- [3] A. Lagrange « Condensateurs », Techniques de l'Ingénieur, traité Electronique, E 2 060, Editions TI, 1996.
- [4] C. Menguy, « Mesure des caractéristiques des matériaux isolants solides », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique D 2 310, Editions TI, 1997.
- [5] J.C. Lassègues « Supercondensateurs », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique, D 3 334, Editions TI, 2001.
- [6] B.E. Conway, V. Birss, J. Wojtowicz, «The role and utilization of pseudocapitance for energy storage by supercapacitors», Journal of Power Sources, 66, 1997.
- [7] Electronique International Hebdo, « Les condensateurs évoluent à leur rythme », 2004.
- [8] W.J. Sarjeant, J. Zirnheld, F.W. MacDougall, « Capacitors », IEEE Transactions on Plasma Science, Vol. 26, n°5, October 1998.
- [9] B.W. Williams, « Power Electronics: Devices, Drivers, Applications and Passive Components », 2ème édition, Editions ELBS, Hong Kong 1992.
- [10] B. Alvsten, « Electrolytic capacitors theory and application », Rifa Electrolytic Capacitors, Sweden, 1995.
- [11] <http://www.faradnet.com>, « Faradnet, The Capacitor Resource ».
- [12] C. Joubert, « Etude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs à films métallisés - Nouvelle génération de condensateurs », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Décembre 1996.
- [13] C. Joubert, « Du composant au système : quelques exemples d'intégration en électronique de puissance », Rapport de synthèse d'Habilitation à Diriger des Recherches, Université Montpellier II, Novembre 2004.
- [14] P. Perret, « Mise en œuvre des composants électroniques de puissance », Paris, Editions Hermes Science, 2005.

- [15] M.H. El-Husseini, « Amélioration de la fiabilité des condensateurs à films polypropylène métallisés », Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, Décembre 2001.
- [16] P. Robert, « Matériaux de l'électrotechnique », Traité d'électricité, St Saphorin, Editions Georgi, Vol II, 1979.
- [17] P. Siami, C. Joubert, C. Glaize « High Frequency Model for Power Electronics Capacitors », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, n°2, March 2001.
- [18] Rifa, « Electrolytic Capacitors Theory and Application », 1995.
- [19] A. Hammar, « Modélisation du supercondensateur et étude de son vieillissement : Utilisation dans les applications de traction ferroviaire », Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, Juillet 2006.
- [20] A. Laforgue, « Synthèse et caractérisation de polymères conducteurs, application au stockage de l'énergie », Thèse de Doctorat, Université Paris XII Val de Marne, Mars 2001.
- [21] R. Kötz, M. Carlen, « Principles and applications of electrochemical capacitors », *Electrochimica Acta*, vol. 45, 2000.
- [22] P. Azais, « Recherche des causes du vieillissement de supercondensateurs à électrolyte organique à base de carbones activés », Thèse de Doctorat, Université d'Orléans, Novembre 2003.
- [23] A. Burke, « Ultracapacitors: why, how, and where is the technology », *Journal of Power Sources*, n° 91, 2000.
- [24] S. Raël, B. Davat, F. Belhachemi, « Supercondensateurs à couche double électrique : principes de fonctionnement et comportement électrique », Journées Electrotechniques du club EEA, Cachan, Mars 2002.
- [25] B.E. Conway, « Electrochemical supercapacitors - Scientific fundamentals and technological applications », Kluwer Academic / Plenum Publishers, New York, 1999.
- [26] M. Frank Rose, C. Johnson, T. Owens and B. Stephens « Limiting factors for carbon-based chemical double-layer capacitors », *Journal of Power Sources*, n° 47, 1994.
- [27] M.Y. Ayad, « Mise en œuvre des supercondensateurs dans les sources hybrides continues », Thèse de Doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Lorraine, Décembre 2004.
- [28] R. De Levie, « Electrochemical response of porous and rough electrodes, *Advances in electrochemistry and electrochemical engineering* », vol. 6, Wiley Interscience, New York, London, Sydney, 1967.

- [29] S. Buller, E. Karden, D. Kok, R.W. De Donker, « Modeling the dynamic behaviour of supercapacitors using impedance spectroscopy », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, n° 06, Nov/Dec 2002.
- [30] E. Karden, S. Buller, R.W. De Doncker, « A frequency-domain approach to dynamical modeling of electrochemical power sources », *Electrochimica Acta*, Vol. 47, n° 13, 2002.
- [31] A. Hijazi, « Etude des différentes modélisations du supercondensateur », Mémoire de Master Recherche SIDS, Spécialité Composants et Systèmes Electriques, Université Claude Bernard Lyon 1, Juillet 2007.
- [32] N. Rizoug, « Modélisation électrique et énergétique des supercondensateurs et méthodes de caractérisation : Application au cyclage d'un module de supercondensateurs basse tension en grande puissance », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille et Université des Sciences et Technologies de Lille, Février 2006.
- [33] Zubieta, R. Bonert, « Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, n° 1, Jan/Feb 2000.
- [34] F. Belhachemi, « Modélisation et caractérisation des super-condensateurs à couche double électrique utilisés en électronique de puissance » Thèse de Doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Lorraine, Décembre 2001.
- [35] P. Venet, Z. Ding, A. G. Rojat, H. Gualous, « Modelling of the supercapacitors during self-discharge » *EPE Journal*, Vol. 17, n° 1, March 2007.
- [36] B.W. Ricketts, C. Ton-That, « Self discharge of carbon based supercapacitors with organic electrolytes », *Journal of Power Sources*, n° 89, 2000.
- [37] B.E. Conway, W.G. Pell, T.C. Liu, « Diagnostic analyses for mechanisms of self-discharge of electrochemical capacitors and batteries », *Journal of Power Sources*, n° 65, 1997.
- [38] Y. Diab, P. Venet, G. Rojat « Comparison of the different circuits used for balancing the voltage of supercapacitors: Studying performance and lifetime of supercapacitors », 2nd European Symposium on Super Capacitors & Applications, Lausanne, ESSCAP 2006.
- [39] J.P. Ferrieux, F. Forest, « Alimentations à découpage, Convertisseurs à résonance - Principes - Composants - Modélisation », 2^e édition, Paris, Editions Masson, 1994.
- [40] V.V. Härrri, E. Egger « All-purpose circuitry concept "SAM", Applications and networking for supercapacitors », 2nd Boostcap Meeting, Fribourg, March 2001.

- [41] P. Barrade, S. Pittet, and A. Rufer, « Energy storage system using a series connection of supercapacitors, with an active device for equalising the voltages », 4th International Power Electronics Conference, Tokyo, 2000.
- [42] P. Barrade, « Series connection of supercapacitors: Comparative study of solutions for the active equalization of the voltages », 7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Montréal, Electrimacs 2002.
- [43] J. Chmiola, G. Yushin, Y. Gogotsi, C. Portet, P. Simon, P.L. Taberna « Anomalous increase in carbon capacitance at pore sizes less than 1 nanometer », Science, Vol. 313, n° 5794, September 2006.
- [44] H. Gualous, « Stockage et gestion de l'énergie électrique dans des systèmes hybrides : application au transport terrestre », Rapport de synthèse d'Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Franche Comté, Décembre 2005.
- [45] P. Venet, « Surveillance d'alimentation à découpage. Application à la maintenance prédictive », Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, Décembre 1993.
- [46] Centre National d'Etudes des Télécommunications, « Recueil de données de fiabilité des composants électroniques RDF93 », Juin 1993.
- [47] Union Technique de l'Electricité et de la communication, « Recueil de Données de Fiabilité : RDF 2000. Modèle universel pour le calcul de la fiabilité prévisionnelle des composant, cartes et équipements électroniques », UTE C 80-810, Juillet 2000.
- [48] U.S. MIL SPECS, « Military Handbook Reliability Prediction of Electronic Equipment, MIL-HDBK-217F », notice 1 : Juillet 1992, notice 2 : Février 1995.
- [49] Relex Software, « Online documentation », Relex Reliability V7.5, Demo version, 2002.
- [50] Groupe FIDES, « Guide FIDES 2004 – Méthodologie de fiabilité pour les systèmes électroniques », Edition A, 2004.
- [51] J. Jones, J Hayes, « A comparison of electronic-Reliability prediction models », IEEE Transaction on Reliability, Vol. 48, n° 2, June 1999.
- [52] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, P.J. Viverge, « Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply.» IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, n° 6, November 1998.
- [53] A. Lahyani, P. Venet, K. Louati, J. Ben Hadj Slama, « Etude et comparaison de la fiabilité de deux convertisseurs DC-DC » Congrès Electronique de Puissance du Futur, Toulouse, 2004.

- [54] O. Tebbi, « Estimation des lois de fiabilité en mécanique par les essais accélères », Thèse de Doctorat, Université d'Angers, Mars 2005.
- [55] National Institute of Standards and Technology SEMATECH, « e-Handbook of Statistical Methods », <http://www.itl.nist.gov/div898/handbook/>.
- [56] V. Cassanta, J.D. Pollack, « Identification of halogens in the positive tab corrosion of aluminum electrolytic capacitors and study of corrosion products », 15th Capacitor And Resistor Technology Symposium, March 1995.
- [57] R.L. MaSaitis, A.J. Muller, R.L. Opila, L.A. Psota-Kelty, « Characterisation and reliability of electrolytic capacitors exposed to halogenated solvents », 42nd Electronic Components and Technology Conference, 1992.
- [58] Elna, Ltd, « Reliability of aluminum electrolytic capacitors », <http://www.elna.co.jp/en/>.
- [59] United Chemi-Con, « Understanding aluminum electrolytic capacitors », <http://www.chemi-con.com>.
- [60] Hitachi AIC, « Aluminum electrolytic capacitors », Technical Report.
- [61] G.E. Rhoades, A.W.H. Smith, « Expected life of capacitor with non-solid electrolyte », 34th Component Conference Proc, 1984.
- [62] T. Umemura, K. Akiyama, « Accelerated-life testing of power capacitor dielectric systems », IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-22, n° 3, June 1987.
- [63] G.C. Montanari, D. Fabiani, « Searching for the factors which affect self-healing capacitor degradation under non-sinusoidal voltage », IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 6, n° 3, June 1999.
- [64] E. Sibillotte, S. Theoleyre, S. Said, B. Gosse, J.-P. Gosse, « ac degradation of impregnated polypropylene films », IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 27, n° 3, June 1992.
- [65] K. Uchida, N. Shimizu, « The effect of temperature and voltage on polymer chain scission in high-field region », IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 26, n° 2, April 1991.
- [66] D.F. Taylor, « On the mechanism of aluminium corrosion in metallized film ac capacitors », IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-19, n° 4, August 1984.
- [67] A. Yializis, S.W. Cichanowski, D.G. Shaw, « Electrode corrosion degradation in metallized polypropylene capacitors », Proceedings of International Symposium on Electrical Insulation, Boston, June 1980.

- [68] C.W. Reed, S.W. Cichanowski, « The fundamentals of aging in HV polymer-film capacitors », IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 1, n° 5, Octobre 1994.
- [69] D.G. Shaw, S.W. Cichanowski, A. Yializis, « A changing capacitor technology – Failure mechanisms and design innovations », IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-16, n° 3, Octobre 1981.
- [70] S. Tandon, R.J. Farris, « Characterization of metalized polypropylene film used in capacitors and the effect of compression on the dielectric breakdown strength », 17th Capacitor and Resistor Technology Symposium, Mars 1997.
- [71] C.A. Nucci, S. Pirani, M. Rinaldi, « Pulse Withstand Capability of Self-healing Metalized Polypropylene Capacitors in Power Applications », IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 26, n° 1, February 1991.
- [72] A. Borghetti, C. A. Nucci, G. Pasini, S. Pirani, M. Rinaldi « Tests on Self-Healing Metalized Polypropylene Capacitors For Power Applications », IEEE, Transactions On Power Delivery, Vol. 10, n° 1, January 1995.
- [73] G. Alcicek, H. Gualous, P. Venet, R. Gallay, A. Miraoui, « Experimental study of temperature effect on ultracapacitor ageing », 12th European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, September 2007.
- [74] EPCOS, « UltraCapTM double layer capacitors - A new energy storage device for peak power applications », Product Profile, 2002.
- [75] D. Linzen, S. Buller, E Karden, R.W. De Doncker, « Analysis and evaluation of charge-balancing circuits on performance, reliability and lifetime of supercapacitor systems », Transactions on Industry Applications, Vol. 41, n° 5, Sept. Oct. 2005.
- [76] C. Guyot, C. Ringard, J.P. Cortet, D. Krakowski, P. Mériaux « Maintenabilité des équipements électroniques », Techniques de l'Ingénieur, traité Electronique, E 1 430, Editions TI, 1986.
- [77] A. Lahyani, « Surveillance et diagnostic d'état des condensateurs électrolytiques dans les convertisseurs statiques », Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, Février 1998.
- [78] K. Harada, A. Katsuki, M. Fujiwara, « Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, n° 4, October 1993.
- [79] K. Harada, « Life detector for smoothing capacitor », Patent of Japan, Vol. 12, n° 313, 1988.

- [80] P. Venet, G. Grellet, A. Lahyani, « Procédé et dispositif pour prévoir la défaillance d'un condensateur » Brevet français, n° de dépôt 97 11 335, 1997.
- [81] P. Venet, F. Perisse, G. Grellet, G. Rojat, « Condensateur intelligent », Brevet français, 1999, n° de dépôt 99 10 292, date de dépôt : 04/08/1999, numéro de publication : FR2797345, date de publication : 09/02/2001.
- [82] P. Venet, F. Perisse, G. Grellet, G. Rojat, « Condensateur intelligent » Brevet européen, 2000 PCT/FR 00/02 215, n° de dépôt 00 956 592.0, date de dépôt : 02/08/2000, numéro de publication : WO0111377, date de publication : 15/02/2001.
- [83] D. Besseyre, « Développement d'un condensateur intelligent », Mémoire d'ingénieur CNAM, Lyon, 2003.
- [84] P. Venet, P.J. Viverge, M. Echecherki, G. Grellet, J.P. Chante, « L'optocoupleur : vieillissement et conséquences sur le fonctionnement d'un convertisseur à découpage », Electronique de Puissance du Futur, Grenoble, 1996.
- [85] P. Venet, P.J. Viverge, G. Grellet, « Le transistor MOSFET : vieillissement et conséquences sur le fonctionnement d'un convertisseur à découpage », Electronique de Puissance du Futur, Grenoble, 1996.
- [86] J. Ben Hadj Slama, H. Hellali, A. Lahyani, K. Louati, P. Venet, G. Rojat, « Optocouplers Ageing Process: Study and Modeling » International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies, Hammamet, 2007.
- [87] A. Gimeno, « Etude de faisabilité d'un système de récupération d'énergie au freinage sur un bus », Mémoire de Master Recherche SIDS, Spécialité Composants et Systèmes Electriques, Université Claude Bernard Lyon 1, Juillet 2007.

