N° d'ordre : 113-2003 Année 2003

THESE

Présentée

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

pour l'obtention

du DIPLOME DE DOCTORAT

(arrêté du 25 avril 2002)

Spécialité Génie Electrique
Préparée au sein de

L'ECOLE DOCTORALE
ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE
DE LYON

Par

Frédéric PERISSE
Maître es Sciences EEA.

ETUDE ET ANALYSE DES MODES DE DEFAILLANCES DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES A L'ALUMINIUM ET DES THYRISTORS, APPLIQUEES AU SYSTEME DE PROTECTION DU LHC (LARGE HADRON COLLIDER)

Soutenue le 17 Juillet 2003 devant la commission d'examen

JURY : Messieurs

DANTO. Y	Professeur, IXL	Rapporteur
FERRIEUX. J.P	Professeur, LEG	Rapporteur
COQUERY. G	Directeur de recherche, INRETS	Examinateur
RODRIGUEZ MATEOS. F	Ingénieur Nucléaire, CERN	Examinateur
ROJAT. G	Professeur, CEGELY-UCBL	Examinateur
VENET. P.	Maître de conférence, CEGELY-UCBL	Examinateur

Invités : Messieurs

JOUBERT. C	Maître de conférence, LEM
DENZ. R	Physicien, CERN

A Agathe et Catherine.

Avant propos

Le travail présenté dans ce mémoire à été effectué au CEGELY (Centre de Génie Electrique de Lyon) en collaboration avec le CERN de Genève (Laboratoire Européen pour la Physique des Particules).

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Pascal Venet, Maître de conférence au CEGELY pour m'avoir encadré et guidé tout au long de mes travaux. J'ai aussi apprécié sa bonne humeur constante.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Gérard Rojat Professeur au CEGELY pour son encadrement et ces précieux conseils scientifiques.

Je suis très reconnaissant à Messieurs Félix Rodriguez-Matéos et Reiner Denz du CERN pour leur collaboration fructueuse et pour avoir accepté d'être membre et invité de mon jury.

Je tiens aussi à exprimer ma gratitude pour Monsieur Yves Danto, Professeur au laboratoire IXL à Bordeaux et Monsieur Jean-Paul Ferrieux, Professeur au LEG de Grenoble, pour l'honneur qu'ils m'ont fait d'être rapporteurs de ce mémoire et membres de mon jury de thèse.

Que Monsieur Gérard Coquery, Directeur de recherche à l'INRETS de Paris soit assuré de ma sincère reconnaissance pour avoir été membre de mon jury.

Je remercie également Monsieur Charles Joubert, Maître de conférence au LEM de Montpellier d'avoir accepté d'être invité à mon jury.

Je tiens également à exprimer ma profonde sympathie à :

Messieurs Jean-Pierre Masson et Guy Clerc, Professeurs pour leur accueil au sein du CEGELY-UCBL.

A Monsieur Jean-Marie Rétif, Professeur au CEGELY-INSA pour son aide dans la partie modélisation de ce travail.

Monsieur Daniel Besseyre ingénieur pour son entrain et sa bonne humeur lors de ma dernière année au laboratoire.

Enfin à l'ensemble du personnel du CEGELY-UCBL pour leur sympathie et leur disponibilité.

Table des matières

Avant propos *5*

Table des matières *7*

Nomenclature *13*

Introduction Générale *19*

Chapitre I : Contexte de l'étude et présentation des composants *23*

1.1 Introduction **25**

1.2 Les accélérateurs du CERN. **25**

1.2.1 Présentation 25

1.2.2 Les alimentations des chaufferettes 27

1.2.2.1 Composition des alimentations des chaufferettes. 27

1.2.2.2 Profil de mission des alimentations de chaufferette 29

1.3 Fiabilité, défaillance et durée de vie **30**

1.3.1 Généralité sur la fiabilité 30

1.3.2 Approche normative 32

1.3.2.1 Calcul du taux de défaillance des condensateurs électrolytiques et des thyristors dans les alimentations de chaufferette 33

1.3.2.2 Calcul du MTBF pour l'ensemble des alimentations de chaufferettes .. 35

1.3.3 Approche résistance à la contrainte [11, 65] 39

1.3.3.1 Exemple des condensateurs 39

1.3.3.2 Effet du vieillissement 41

1.3.4 Conclusion 41

1.4 Les condensateurs **42**

1.4.1 Introduction 42

1.4.2 Propriétés générales des condensateurs 43

1.4.2.1 Stockage d'énergie, capacité 44

1.4.3 Caractéristiques électriques 45

1.4.3.1 Schémas électriques 45

1.4.3.2 Influence de la température 48

1.4.4 Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium 48

1.4.4.1 Principe [19, 20] 48

1.4.4.2 Capacité des condensateurs électrolytiques 49
1.4.4.3 Diélectrique (Oxyde d'alumine) 51
1.4.4.4 Electrolyte 51
1.4.4.5 Processus de fabrication des condensateurs électrolytiques à l'aluminium 52
1.4.4.6 Courant de fuite dans les condensateurs électrolytiques 54
1.4.4.7 Modes de défaillance 55
1.4.5 Conclusion 55

1.5 Les thyristors (SCR) 56
1.5.1 Bases théoriques 56
1.5.1.1 Constitution, fonctionnement [23] 56
1.5.1.2 Fabrication du thyristor [24, 25] 57
1.5.1.3 Caractéristiques 59
1.5.2 Modes de défaillance [26, 27] 61

1.6 Conclusion 62

Chapitre II : Analyse technologique des condensateurs électrolytiques aluminium et de leur vieillissement 63

2.1 Présentation des condensateurs en test 65

2.2 Méthodes de mesures 66
2.2.1 Mesures en continu 66
2.2.2 Mesures en fréquence 67

2.3 Analyse technologique des composants 68
2.3.1 Géométrie des différents composants 68
2.3.2 Valeurs moyennes des paramètres électriques des condensateurs neufs 71
2.3.3 Variations des paramètres en fonction de la température 73
2.3.4 Variation des paramètres en fonction de la tension de polarisation 75

2.4 Modes de vieillissement 76
2.4.1 Vieillissement standard 76
2.4.2 Vieillissement par cycles de charge, décharge 77

2.5 Analyse des défaillances et du vieillissement 78
2.5.1 Défaillances catalectiques 79

2.5.1.1 Vieillissement standard 79
2.5.1.2 Vieillissement par cycles 81
2.5.2 Défaillances par dérive 85
2.5.2.2 Modèle de vieillissement de ESR 90
2.5.2.3 Approche statistique 98
2.5.2.4 Comparaison entre le taux de défaillance déterminé et calculé 101
2.5.3 Récapitulatif des modes et causes de défaillance 102
2.6 Conclusion 104
Chapitre III : Modélisation des condensateurs électrolytique aluminium 105
3.1 Introduction 107
3.2 Modèle équivalent 107
3.2.1 Modèle électrique simple 108
3.3 Méthodes d'identification 109
3.3.1 Méthode classique 109
3.3.1.1 Identification en fonction du temps de vieillissement 109
3.3.1.2 Identification en fonction de la température 113
3.3.1.3 Avantages et inconvénients de cette méthode 115
3.3.2 Méthode par algorithme génétique [50, 51, 54] 116
3.3.2.1 Principe 116
3.3.2.2 Présentation des différents éléments de l'algorithme 117
3.3.2.3 Choix de la fonction coût 118
3.3.2.4 Utilisation de l'algorithme 119
3.3.2.5 Identification des paramètres en fonction du temps de vieillissement 119
3.3.2.6 Identification des paramètres en fonction de la température 123
3.3.3 Couplage des modèles en fonction de la température et du temps de vieillissement 133
3.3.4 Influence du vieillissement sur la protection des aimants 134
3.4 Conclusion 136
Chapitre IV : Vieillissement des thyristors 139
4.1 Introduction 141
4.2 Présentation des thyristors en test 141

4.2.1 Caractéristiques technologiques 141
4.2.2 Caractéristiques électriques nominales 143

4.3 Méthodes de mesures 144
4.3.1 Courant de fuite à l'état bloqué 144
4.3.2 Courant, tension d'amorçage par la gâchette 145

4.4 Valeurs des paramètres des thyristors neufs 146
4.4.1 Courant de fuite 146
4.4.2 Puissance de gâchette 147

4.5 Modes de vieillissement 148

4.6 Exploitation des résultats de vieillissement 149
4.6.1 Défaillances progressives 149
4.6.1.1 Evolution du courant de fuite 149
4.6.1.2 Courant, tension d'amorçage par la gâchette 150
4.6.2 Défaillances catalectiques 151

4.7 Conclusion 154

Conclusion Générale 155

Annexes 159

Bibliographie 181

Nomenclature

Fiabilité :

R(t) : fonction de fiabilité décroissante comprise entre 1 et 0

$R_i(t)$: fonction de fiabilité d'un composant i

$R_{ac1}(t)$: fonction de fiabilité d'une alimentation de chaufferette

$R_{tc1}(t)$: fonction de fiabilité de l'ensemble des alimentations de chaufferette

$\lambda(t)$: taux de défaillance en FIT ou en 10^{-6}/heures

$\lambda_t(t)$: taux de défaillance du composant i en FIT ou en 10^{-6}/heures

λ_i : taux de défaillance constant du composant i en FIT ou en 10^{-6}/heures

λ_C : taux de défaillance constant d'un condensateur en FIT ou en 10^{-6}/heures

λ_T : taux de défaillance constant d'un thyristor en FIT ou en 10^{-6}/heures

FIT : Failure In Time en 10^{-9}/heures, unité du taux de défaillance

MTTF : Mean Time To Failure

MTBF : Mean Time Between Failure

F(t) : fonction de distribution de défaillance (F(t)=1-R(t))

f(t) : fonction de densité de probabilité de défaillance

FS : facteur de sécurité

$\overline{C}$: moyenne de la contrainte maximale

σ_C : écart type de la distribution de la contrainte maximale

$\overline{L}$: moyenne de la charge

σ_L : écart type de la distribution de la charge

Condensateur :

E : énergie (J)

Ea : énergie d'activation (eV)

k : constante de Boltzmann (eV/°K)

Q : charge en coulomb (C)

U : tension (V)

U_n : tension nominale en Volts

Uf : tension de formation de la couche d'oxyde d'un condensateur électrolytique à l'aluminium (V)

I_L : courant de fuite en A

ω : pulsation électrique (rad/s)

δ : angle de perte (rad)

C_{AK} : capacité idéale entre anode et cathode en farad (F)

C : capacité équivalente d'un condensateur série simplifié (F)

C_{DC} : capacité équivalente en continue (F)

C_n : capacité nominale en Farad

Csm : capacité série mesurée (F)

Cpm : capacité parallèle mesurée (F)

C_1 : capacité du modèle_1 (F)

C_2 :capacité complémentaire du modèle_2 (F)

C_3 :capacité complémentaire du modèle_3 (F)

Z : impédance en Ω

$Z_1(p)$: impédance complexe dans Laplace du modèle_1

$Z_2(p)$: impédance complexe dans Laplace du modèle_2

$Z_3(p)$: impédance complexe dans Laplace du modèle_3

R_p : résistance parallèle représentant les pertes dans le diélectrique (Ω)

R_l : résistance série des connexions des armatures et de l'électrolyte (Ω)

ESR : résistance équivalente série en Ω

R_{ch} : résistance de charge

Rsm : résistance série mesurée (Ω)

Rpm : résistance parallèle mesurée (Ω)

R_a, R_b, R_c : élement résistif du modèle_1 (Ω)

R_d, R_{2a}: élement résistif du modèle_2 (Ω)

R_{3a}, R_{2c}: élement résistif du modèle_3 (Ω)

ESL : inductance équivalente série (H)

Lpm : inductance parallèle mesurée (H)

L : inductance équivalente série des connexions et des enroulements (H)

Lsm : inductance série mesurée (H)

L_1 : inductance du modèle_1 (H)

L_2 : inductance du modèle_2 (H)

A : surface de l'anode d'un condensateur (m^2)

d : épaisseur du diélectrique d'un condensateur (m)

ε_0 : permittivité absolue du vide ($\varepsilon_0 = 8{,}854.10^{-12}$F/m)

ε_r : permittivité relative du diélectrique (sans dimension)

e_V : rigidité diélectrique (V/m)

H : hauteur intérieure du boîtier

D : diamètre intérieur du boîtier

V : volume intérieur du boîtier

Hi : hauteur du bobinage

Di : diamètre du bobinage

Vi : volume du bobinage

ΔV : volume libre à l'intérieur du condensateur

n_c : nombre de bandes de connections

s_c : section des bandes de connexions (m^2)

J : densité de courant (A/m)

m_b : marge inférieure entre anode et papier

m_{ap} : marge supérieure entre anode et papier

m_{cp} : marge supérieure entre cathode et papier

T : gamme de température en °C

T_v :température de vieillissement (°C)

T' :température extrapolée (°C)

t_v : temps de vieillissement à T (°C)

t' : temps extrapolé à T' (°C)

Tva : température de vieillissement accéléré (°C)

Thyristor :

V_{BO} : valeur maximale de la tension directe à l'état bloqué (V)

V_{RRM} : valeur maximale de la tension inverse répétitive (V)

V_{DRM} : valeur maximale de la tension directe répétitive (V)

V_{RSM} : valeur maximale de la tension inverse non répétitive (V)

V_T : tension à l'état passant (V)

V_g : tension de gâchette nécessaire pour produire le courant d'amorçage(V)

I_D : courant direct à l'état bloqué (A)

I_R : courant inverse à l'état bloqué (A)

I_T : courant principal lorsque le thyristor est à l'état passant (A)

I_{DRM} : valeur maximale du courant de fuite à l'état bloqué (A)

I_{RRM} : valeur maximale du courant de fuite inverse à l'état bloqué (A)

I_H : courant de maintien (A)

I_{d25} : courant de fuite à 25°C (A)

I_g : courant de gâchette nécessaire pour provoquer le passage du thyristor de l'état bloqué à l'état passant (A)

P_g : puissance à fournir à la gâchette pour le déclenchement (couple V_{g}- I_g) (W)

t_{gt} : temps d'amorçage par la gâchette (s)

t_q : temps de désamorçage par commutation (s)

dV/dt : vitesse critique de croissance de la tension, appliquée aux bornes du thyristor à l'état bloqué, qui entraîne l'amorçage (V/s)

T_{vj} : température maximum de jonction (°C)

T_a : température ambiante (°C)

E : source de tension continue variable (V)

Ve : source de tension triangulaire de pente 1,2 V/s

R_g : résistance de gâchette

Q_1 : disjoncteur de protection en cas de passage à l'état passant du thyristor

Introduction Générale

Les systèmes actuels de l'électronique de puissance intègrent un nombre croissant de composants actifs et passifs. Leur fiabilité dépend de deux facteurs principaux qui sont le nombre de composants les constituant et la fiabilité de chacun d'entre eux. Lorsque le nombre de composants ne peut être réduit, la fiabilité de ceux-ci revêt alors une importance primordiale.

Une fiabilité optimale et/ou une connaissance de la durée de vie des composants est nécessaire pour les systèmes où la sécurité des personnes peut être mise en jeu (système de protection de personnes, appareillage médical,…) ou lorsque le coût d'une défaillance est bien supérieur à une maintenance préventive (arrêt d'une chaîne de production due à une détérioration de matériel,…). Pour toutes ces raisons, l'étude des systèmes ainsi que de ses constituants est indispensable. Elle permet d'obtenir une connaissance significative de la fiabilité et donc de la durée de vie d'un système. Dans ce travail, nous nous attachons plus particulièrement à la fiabilité des composants.

Différents travaux concernant l'étude du vieillissement et de la fiabilité de composants actifs et passifs ont été effectués au laboratoire du CEGELY [1, 2, 3, 4]. Ces travaux de recherche ont été prolongés dans le cadre d'une application spécifique au CERN dans laquelle des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et des thyristors sont utilisés comme éléments de protection d'aimants supraconducteurs. Pour des raisons de coût et de temps de réparation la fiabilité de ces éléments doit être optimale et la durée de vie théorique de ceux-ci connue. Le travail présenté dans ce mémoire traite de la fiabilité de ces composants ainsi que de leurs modes de défaillance.

Dans le premier chapitre, nous présentons le contexte dans lequel sont placés les composants à étudier. Le mode de fonctionnement de ceux-ci dans le système nous permet d'effectuer des calculs de fiabilité à partir de divers recueils de données. Les différents résultats donnent une valeur approximative de la durée de vie du système en fonction du recueil considéré. Nous définissons ensuite les caractéristiques générales (principe et fonctionnement) des condensateurs électrolytiques à l'aluminium ainsi que des thyristors (SCR).

Le second chapitre présente une analyse technologique des condensateurs et leurs vieillissements accélérés en tension/température et par cycles de charge décharge des

condensateurs. Ils permettent de déterminer les différents modes de défaillances et d'obtenir des modèles de vieillissement.

Une modélisation des condensateurs est présentée dans le chapitre III. Celle-ci peut être utilisée afin d'évaluer l'influence de leur vieillissement sur un système. Elle est effectuée à partir de schémas électriques simples permettant d'obtenir un ratio simplicité/précision adéquat à une intégration dans divers logiciels de simulation de type circuit ou calcul. L'identification des différents paramètres est effectuée en partie par algorithme génétique. Les résultats obtenus sont utilisés afin d'évaluer l'influence du vieillissement des composants sur la protection des aimants supraconducteurs.

Enfin le dernier chapitre présente les résultats de vieillissement des thyristors ainsi que les causes de défaillances de ceux-ci.

Pour conclure nous rappellerons les différents résultats obtenus, et évoquerons les perspectives possibles à ce travail.

Chapitre I : Contexte de l'étude et présentation des composants

1.1 Introduction

Le CERN (Laboratoire Européen pour la Recherche Nucléaire) est le plus grand centre mondial de recherche en physique de particules. Il conçoit et construit des accélérateurs et des détecteurs de particules mis à la disposition des chercheurs du monde entier.

1.2 Les accélérateurs du CERN.

1.2.1 Présentation

En accélérant des particules à des énergies très élevées et en les fracassant sur des cibles fixes ou les une contre les autres, les physiciens peuvent identifier les forces qui agissent entres-elles. Les accélérateurs utilisent des champs électriques puissants pour injecter de l'énergie dans un faisceau de particules. Des champs magnétiques servent à maintenir une focalisation serrée du faisceau et, dans les machines circulaires, à guider les particules autour de l'anneau.

Après 11 ans de service, l'accélérateur LEP (grand collisionneur électron-positon) a été arrêté en novembre 2000 pour laisser la place à une nouvelle génération d'accélérateurs le LHC (grand collisionneur de hadrons) plus puissant dont la mise en service et prévue pour 2006 (l'énergie de collision étant de 7TeV).

Pour créer une collision proton proton, deux faisceaux de particules sont créés puis injectés dans le LHC qui les guide et les accélère en sens inverse l'un de l'autre. La collision est réalisée au niveau de détecteurs qui fourniront les données exploitables par les physiciens. Les principaux éléments du LHC sont des électro-aimants supraconducteurs refroidis par de l'hélium superfluide qui guident les deux faisceaux de particules en sens inverse. Les électroaimants forment un accélérateur de particule de 27km de circonférence à 100m sous terre. Il y a deux principaux types d'électro-aimants : les dipôles au nombre de 1232 et les quadripôles au nombre de 392. Les dipôles servent à orienter le faisceau de particule pour suivre le rayon de courbure de l'ensemble de l'accélérateur. Les quadripôles permettent de concentrer le faisceau.

Ces aimants fonctionnent à température cryogénique de 1,9°K. Le champ magnétique nominal créé pour un courant de 13kA dans leur bobinage est de 8,33T au centre du faisceau de particules. La longueur de la partie magnétique et de 3,10m pour un quadripôle et de 14,3m pour un dipôle. Leur diamètre extérieur est respectivement de 118,6mm et 120,5mm, et le

diamètre intérieur correspondant au passage du faisceau de particule de 56mm. La figure 1-1 représente un dipôle complet en coupe transversale.

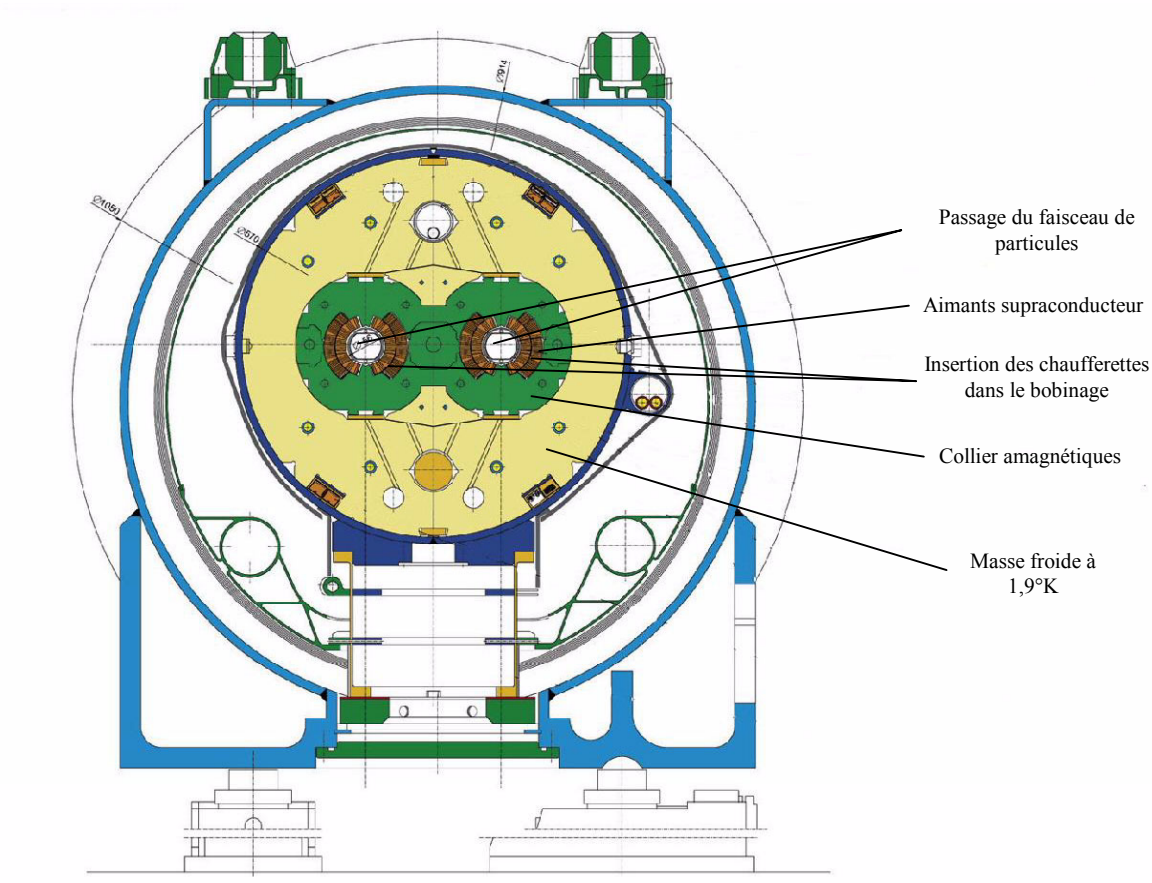


Figure 1-1 : Section standard d'un dipôle du LHC

La protection des aimants contre les défauts est primordiale car les coûts financiers et ceux en temps de remplacement des aimants sont importants.

Lorsqu'un défaut apparaît sur un aimant, il y a un passage de l'aimant de l'état supraconducteur à l'état résistif, ce phénomène est appelé "quench" ou transition résistive. Ces transitions peuvent apparaîtrent si la température, le champ magnétique ou le courant excède une valeur critique. Un simple déplacement d'un conducteur de l'ordre du micromètre dû aux forces de Lorentz peut conduire à un "quench". La propagation naturelle d'un "quench" crée un échauffement pouvant entraîner des surtensions et la destruction du bobinage donc de l'aimant. Pour aider la transition résistive, des chaufferettes sont insérées dans le bobinage des aimants supraconducteurs. Celles-ci sont alimentées lors de la détection d'un "quench", ce qui permet d'effectuer une transition résistive rapide sans détérioration. Les

chaufferettes sont des bandes métalliques isolées de 25µm d'épaisseur et d'environs 12Ω disposées dans le bobinage des aimants supraconducteurs sur toute leur longueur.

L'énergie est fournie aux chaufferettes par des alimentations dont les éléments principaux sont des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et des thyristors. Le nombre approximatif d'alimentations est de 6000, celles-ci étant reparties le long des 27km du LHC.

1.2.2 Les alimentations des chaufferettes.

Chaque alimentation de chaufferette contient un banc de 6 condensateurs (4,7mF/500V) constitué de 2 associations en série de 3 condensateurs en parallèle. La tension d'alimentation des condensateurs étant de 450V, l'énergie stockée par le banc de condensateur est de 2,86kJ. Elle est fournie à la chaufferette par l'intermédiaire de deux thyristors (1800V/80A) lorsqu'un "quench" est détecté.

Chaque aimant est prévu pour subir environs 10 "quench" pendant sa durée de vie [5]. 2 tests de décharges des condensateurs seront effectués par année pour le diagnostic. Au total une moyenne par aimant de 50 décharges pendant les 20 années d'exploitation du LHC est donc prévue. Les alimentations doivent rester opérationnelles et les condensateurs chargés pendant toute cette période, c'est à dire pendant les 175000 heures de fonctionnement. Les alimentations seront exposées à des doses de rayonnement estimées entre 20Gy et 200Gy (le rayonnement naturel étant de l'ordre de quelques mGray par an et un Gray correspond à une énergie déposée de un Joule dans un kilogramme de matière). Chaque composant des alimentations doit donc posséder une tolérance suffisante aux radiations pour garantir un fonctionnement correct de celle-ci. Compte tenu du rayonnement, les possibilités de maintenance des systèmes dans le tunnel du LHC sont réduites. Il est donc primordial d'avoir une fiabilité optimale des composants indispensables à la protection des aimants supraconducteurs.

1.2.2.1 Composition des alimentations des chaufferettes.

On peut distinguer trois parties principales :

- Le banc de condensateurs qui fournit l'énergie nécessaire aux chaufferettes pour la protection des aimants supraconducteurs.
- Le circuit de déclenchement constitué des thyristors et de leur commande qui permet le transfert de l'énergie stockée dans les condensateurs vers la chaufferette.
- Le détecteur de charge qui permet de vérifier la tension aux bornes des condensateurs.

- Banc de condensateurs

Les condensateurs sont montés comme le montre la figure 1-2. Deux diodes de protection sont placées en parallèle sur chaque groupe de trois condensateurs afin de garantir une protection optimum des alimentations lors de la défaillance éventuelle d'un ou plusieurs condensateurs. En effet en considérant par exemple une défaillance par circuit ouvert du condensateur C_1, le groupe de composant dont il fait partie se déchargera plus rapidement que le groupe de condensateurs $C_{4,5,6}$. L'énergie restante dans ceux-ci sera fournie à la chaufferette par l'intermédiaire de la diode qui court-circuite les composants déjà déchargés.

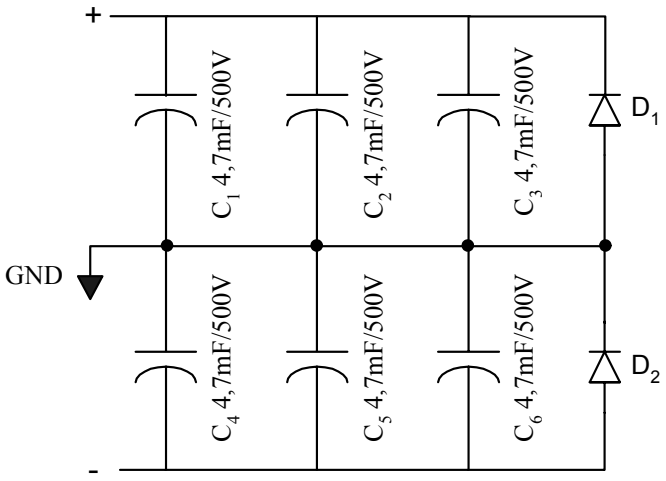


Figure 1-2 : Banc de condensateurs.

- Circuit de déclenchement

Lorsqu'un "quench" est détecté par le système de protection du LHC, on déclenche la fermeture des deux thyristors. Dans le même temps l'alimentation en tension du banc de condensateur est coupée afin de garantir l'extinction naturelle des thyristors après la décharge des condensateurs dans la chaufferette. La figure 1-3 montre le circuit de déclenchement des chaufferettes. Il y a deux thyristors en série pour éviter les déclenchements intempestifs.

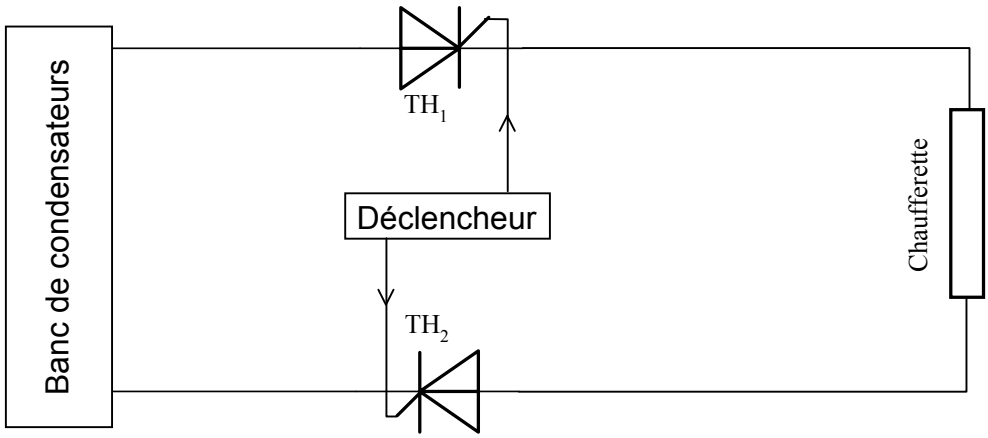


Figure 1-3 : Circuit déclencheur des chaufferettes.

- Détecteur de charge

Ce détecteur signal au système de contrôle du LHC si l'alimentation des chaufferettes est correctement chargée. La tension nominale de charge des condensateurs notée U_c est fixée à 450V. Ceux-ci sont considérés chargés si la tension à leurs bornes est de 90% de U_c, et comme non chargés en dessous de 80% de U_c.

Les principaux composants constituant les alimentations des chaufferettes permettant la protection des aimants supraconducteurs du LHC sont les condensateurs électrolytiques de stockage et les thyristors permettant leur décharge. L'étude de la fiabilité de ces composants s'avère donc primordiale pour le bon fonctionnement du système.

1.2.2.2 Profil de mission des alimentations de chaufferette

Les alimentations de chaufferette sont placées dans le tunnel du LHC à proximité des aimants supraconducteurs. La température pendant les phases de fonctionnement de l'accélérateur est comprise entre 17°C et 24°C et entre 14°C et 17°C pendant les arrêts d'hiver. Le point de rosée est à 12°C. La tension d'alimentation du système est de 450V avec des variations de ±10%. Compte tenu des "quench" attendus ainsi que des vérifications de fonctionnement, le nombre de décharge des condensateurs dans les chaufferettes via les thyristors sera d'environs 5 par ans. Il y a donc deux fonctionnements des alimentations distincts, une phase de décharge et une d'attente. La première est très courte, elle correspond au temps de décharge des condensateurs dans les chaufferettes avec une constante de temps inférieure à 100ms, les thyristors lors de leur mise en conduction supportant un courant maximum de 75A. La seconde correspond au reste du temps pendant lequel les thyristors sont bloqués à 25% de leur tension nominale et les condensateurs sont chargés à 90% de celle-ci. Globalement le champ de contraintes thermique et électrique appliquées aux composants est

faible. La détermination de la fiabilité de ceux-ci est délicate car ce type de fonctionnement n'est pas standard.

1.3 Fiabilité, défaillance et durée de vie

1.3.1 Généralité sur la fiabilité

La fiabilité est l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise pendant un intervalle de temps donné, dans des conditions données [6].

L'entité peut être un composant, un système, matériel ou logiciel. La fonction requise doit être spécifiée dans un cahier des charges avec les tolérances acceptables pour le système dans lequel est inséré l'entité. La fiabilité est donc le maintien des qualités d'un composant dans le temps. C'est une fonction *R(t)* décroissante comprise entre 1 et 0.

Une défaillance est la cessation de l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise. L'entité passe alors à l'état de panne. Deux types de défaillances peuvent être observés : les défaillances par dérive ou dégradation (défaillance partielle ou progressive), et les défaillances catalectiques (défaillance soudaine et complète). La durée de vie d'un composant ou d'un système est le temps pendant lequel il satisfait à la fonction requise.

Pour les condensateurs, la durée de vie est fonction de leurs conditions d'utilisation. Les principaux paramètres affectant cette durée de vie sont la température, l'ondulation de courant et la tension d'utilisation du composant. Les critères permettant d'évaluer l'état des condensateurs sont en général la capacité, la résistance équivalente série (ESR), le facteur de dissipation (tgδ) ou le courant de fuite.

Le taux de défaillance (failure rate) $\lambda(t)$ est une probabilité conditionnelle de défaillance très utilisée en électronique. Il donne une mesure des risques pour qu'un dispositif tombe en panne pendant l'intervalle de temps]t, t+Δt] lorsque Δt tend vers zéro sachant que ce dispositif a survécu jusqu'au temps t. Son unité est le FIT (Failure In Time) qui définit 1 défaillance/10^9heures ; le taux de défaillance est aussi souvent exprimé dans la littérature en 10^{-6}/heure ou 10^{-9}/heure, nous utiliserons par la suite cette dernière notation.

Deux autres grandeurs sont souvent utilisées, le MTTF (Mean Time To Failure) ou MTBF (Mean Time Between Failure) qui sont respectivement l'espérance mathématique de la durée de bon fonctionnement du système jusqu'à la panne ou entre deux pannes pour les systèmes réparables. Ils sont souvent exprimés en heures.

Le taux de défaillance λ(t) suit pour beaucoup de dispositifs, la courbe en baignoire bien connue représentée sur la figure 1-4.

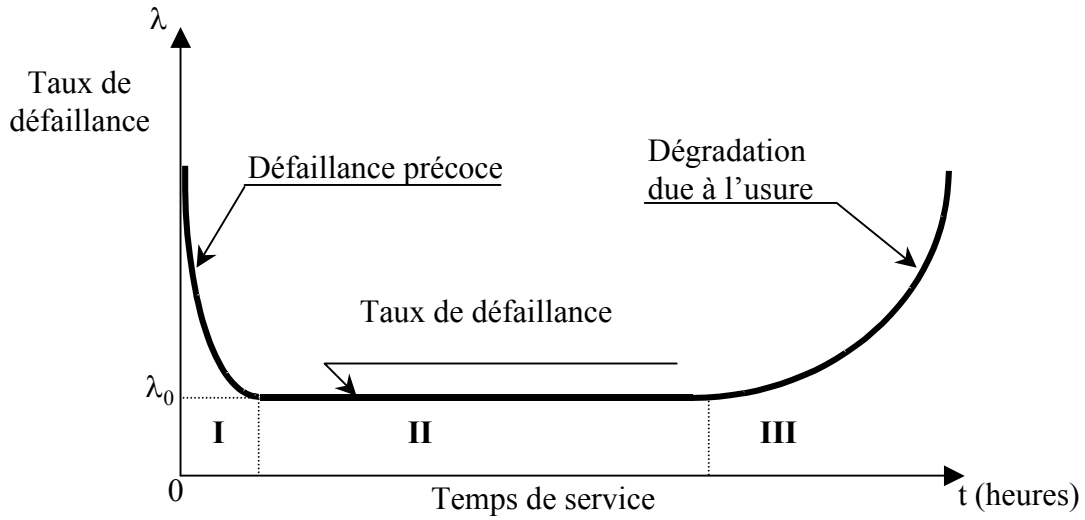


Figure 1-4 : Taux de défaillance λ(t) en fonction du temps.

Cette courbe se décompose en trois parties :

- La période de défaillances précoces **I,** due aux défauts de jeunesse des dispositifs, où le taux de défaillance λ(t) décroît.

- La période intermédiaire **II**, où le taux de défaillance est approximativement constant, correspondant à la durée de vie normale.

- La période d'usure **III**, où le taux de défaillance augmente.

Pour les condensateurs électrolytiques, la période d'usure se traduit principalement par l'évaporation de l'électrolyte et pour les semi-conducteurs en boîtier non hermétique, par la corrosion des surfaces métalliques.

Le taux de défaillance est très souvent modélisé par une loi de Weibull dont la fonction de fiabilité sous sa forme la plus générale est la suivante :

$$R(t) = \exp\left(-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}\right) \qquad (1.1)$$

avec : γ = décalage de l'origine (temps)

η = paramètre d'échelle (temps)

β = paramètre de forme.

Si $\gamma = 0$, la loi de Weibull à deux paramètres et le taux de défaillance s'écrit sous la forme suivante :

$$\lambda(t) = \frac{\beta}{\eta}.\left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta-1} \qquad (1.2)$$

λ décroissant avec t pour $\beta < 1$

λ constant avec t pour $\beta = 1$

λ croissant avec t pour $\beta > 1$.

Les trois périodes de la courbe en baignoire peuvent êtres représentées par différentes valeurs de β.

Lors de la conception d'un système, il est nécessaire de pouvoir prévoir sa fiabilité. Deux approches peuvent être envisagées, l'une normative basée sur les recueils de données, l'autre de type résistance à la contrainte basée sur les conditions d'utilisation des composants.

1.3.2 Approche normative

Il existe des banques de données issues de résultats statistiques obtenus sur des composants à partir de vieillissements accélérés ou en exploitation. Les principales banques de données en électronique sont celle du CNET développé par France Telecom *RDF 93*, le recueil de données de fiabilité de l'UTE *RDF 2000* (nouvelle version du recueil *RDF 93*), la spécification militaire américaine *MIL-HDBK 217F*, le modèle de prédiction *Telcordia* (Bellcore) développé par AT&T, le standard *HRD5* développé par British Telecom ainsi que le *299B Parts Stress* basé sur les normes chinoises *GJB/z299B* [7, 8, 9, 10]. Ces banques fournissent le taux de défaillance pour des composants à taux de défaillance constant (partie II de la figure 1-4). Les périodes concernant les défaillances précoces et les dégradations dues à l'usure sont exclues de ces données.

Le taux de défaillance de base λ_0 est défini pour des conditions de fonctionnement précises. Il existe donc des facteurs correctifs fonction des conditions d'utilisation permettant le calcul du taux de défaillance d'un composant. Selon le type de composant étudié, ces facteurs dépendent de la qualité, des conditions d'environnement, des conditions d'emploi, du type de circuit…

Par exemple pour la spécification *MIL-HDBK 217F* le taux de défaillance constant d'un composant (partie **II** de la figure 1-4) s'écrit :

$$\lambda_i = \lambda_0 . \prod_n \pi_n \qquad (1.3)$$

avec : λ_i = taux de défaillance du composant (en FIT ou 10^{-6}/heure).

λ_0 = taux de défaillance de base.

π_n = facteurs correctifs.

Le calcul du taux de défaillance constant d'un composant permet d'en déduire son espérance mathématique de durée de bon fonctionnement (MTTF) par l'expression :

$$MTTF = \frac{1}{\lambda_i} \qquad (1.4)$$

L'estimation du temps moyen de bon fonctionnement par cette méthode est applicable à tous les composants de l'électronique. Ce temps dépend très fortement des conditions d'utilisation (tension, courant, température…) et de la qualité des composants utilisés.

Les taux de défaillance $\lambda_i(t)$ des différents composants étant indépendants les un des autres, le taux de défaillance $\lambda(t)$ d'un équipement dépend de la configuration du système. Trois configurations sont possibles : série, parallèle ou mixte.

- Configuration série : comme tous les composants sont dépendants entre eux, la défaillance d'un composant entraîne la défaillance du système.
- Configuration parallèle : comme les composants ne sont pas dépendants entre eux, la défaillance d'un composant n'entraîne pas la défaillance du système.
- Configuration mixte : mélange de systèmes série et parallèle. Seulement certaines défaillances des composants entraînent la défaillance du système.

1.3.2.1 Calcul du taux de défaillance des condensateurs électrolytiques et des thyristors dans les alimentations de chaufferette

Le calcul des taux de défaillance peut être effectué selon différentes normes, les détails sont présentés en annexe 1.

Nous explicitons ci-dessous la méthode de calcul à partir des spécifications militaires américaine *MIL-HDBK 217F*.

1.3.2.1.1 Calcul pour un condensateur

Les condensateurs électrolytiques aluminium sont répertoriés selon la spécification *MIL-C-39018* de la spécification *MIL-HDBK 217 F*. Un modèle mathématique faisant intervenir des conditions de température et de charge particulière du condensateur, permettant de calculer un taux de défaillance du composant λ_i est donné. La formule pour les condensateurs électrolytiques aluminium est la suivante :

$$\lambda_C = \lambda_0 . \pi_{CV} . \pi_Q . \pi_E \qquad (1.5)$$

λ_C: taux de défaillance en 10^{-6}/heures. (correspond au λ théorique)

λ_0 : taux de défaillance de base.

π_{CV} : facteur dépendant de la capacité.

π_Q : facteur de qualité.

π_E : facteur d'environnement.

Le choix des différents facteurs π_n et le calcul de λ_0 est présenté en annexe 1.

La figure 1-5 représente le taux de défaillance d'un condensateur électrolytique à l'aluminium 500V/4,7mF pour différentes valeurs de tension appliquée et de température.

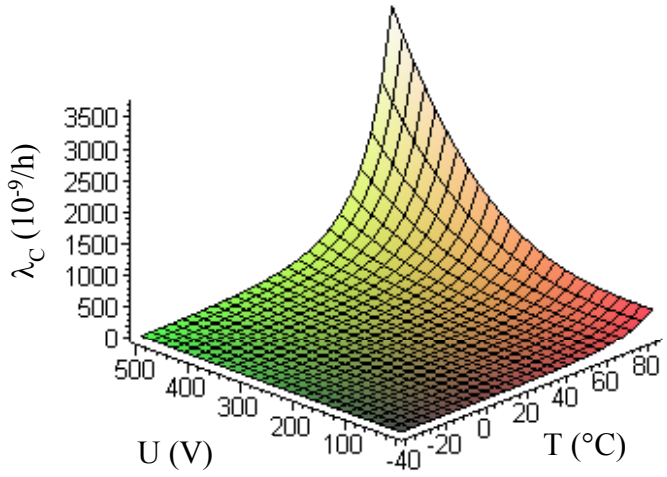


Figure 1-5 : Taux de défaillance de base d'un condensateur
en fonction de sa tension et température de service.

Le taux de défaillance d'un condensateur fonctionnant sous 450V et 20°C est le suivant :

$\lambda_C = 175.10^{-9}$/heures

1.3.2.1.2 Calcul pour un thyristor

Les thyristors sont répertoriés selon la spécification *MIL-S-19500* de la spécification *MIL-HDBK 217* F. Le taux de défaillance λ_T s'écrit :

$$\lambda_T = \lambda_0.\pi_T.\pi_R.\pi_S.\pi_Q.\pi_E \qquad (1.6)$$

λ_T : taux de défaillance en 10^{-6}/heures. (correspond au λ théorique)

λ_0 : taux de défaillance de base.

π_T : facteur dépendant de la température.

π_R : facteur dépendant du courant.

π_S : facteur dépendant de la tension.

π_Q : facteur de qualité.

π_E : facteur d'environnement.

Le choix des différents facteurs π_n est présenté en annexe 1.

La figure 1-6 représente le taux de défaillance d'un thyristor 1800V-80A pour différentes valeurs de température et une tension à ses bornes de 450V :

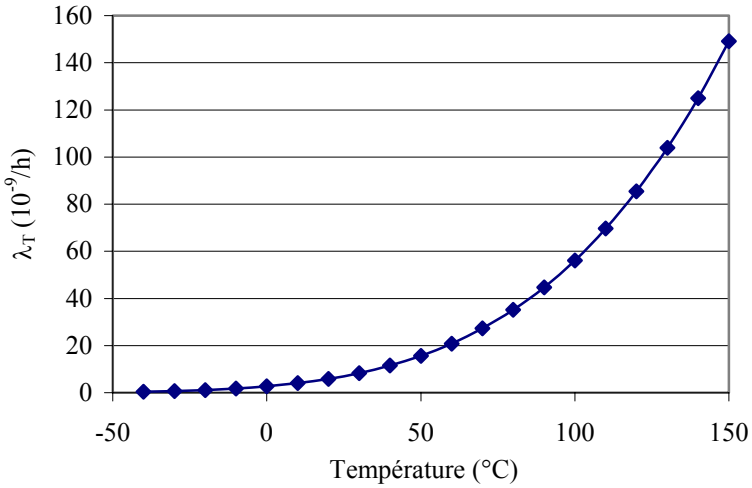


Figure 1-6 : Taux de défaillance d'un thyristor
en fonction de la température.

Le taux de défaillance à 20°C est :

$\lambda_T = 5{,}85.10^{-9}$/heures

1.3.2.2 Calcul du MTBF pour l'ensemble des alimentations de chaufferettes

Nous effectuons le calcul du taux de défaillance des alimentations de chaufferette en ne considérant que leurs éléments principaux c'est à dire les condensateurs et les thyristors. Plusieurs configurations sont possibles selon le type de défaillances des composants (court-circuit ou circuit ouvert). Les spécifications à partir desquelles les calculs des taux de défaillance de chaque composant sont effectués prennent en compte la période ou celui-ci est constant (partie II de la figure 1-4). Les défaillances d'un condensateur électrolytique à l'aluminium dans cet intervalle de temps peuvent conduire soit à un court-circuit, soit à un circuit ouvert. Le mode de défaillance généralement constaté pour les thyristors est un court-circuit. Une alimentation de chaufferette est considérée défaillante si elle ne garantie pas une énergie minimum à la chaufferette de 1,8kJ. Compte tenu des modes de défaillances de chaque composant décrit précédemment, nous prenons en compte les deux cas suivant pour calculer le MTBF de l'ensemble des alimentations de chaufferettes.

Cas n°1 : Défaillance des condensateurs et/ou des thyristors par court-circuit. Ce mode de panne implique qu'aucun condensateur ne soit défectueux, et qu'au moins un thyristor sur deux soit fonctionnel.

Cas n°2 : Défaillance des condensateurs par circuit ouvert et/ou des thyristors par court-circuit. La protection du LHC est assurée si seulement un condensateur dans chaque branche en parallèle (*cf.* Figure 1-2) et/ou un seul thyristor est défaillant.

Le nombre d'alimentations permettant la protection du LHC est de 6000. Elles sont considérées comme un système série car la défaillance de l'une d'entre-elles peut amener à un arrêt de l'ensemble du LHC.

Le taux de défaillance des différents composants est calculé pour une température de 20°C, une tension de 450V à leurs bornes ce qui représente les conditions normales d'utilisation.

1.3.2.2.1 Méthode de calcul

- Cas n°1 :

Aucun condensateur ne devant avoir de défaillance pour garantir le fonctionnement, ils sont tous considérés en série vis à vis de la fiabilité. Un thyristor sur deux doit être fonctionnel, ils sont considérés en parallèle vis à vis de la fiabilité. Nous avons donc à étudier un système mixte pour lesquels le taux de défaillance n'est pas constant en fonction du temps [10, 11] et dont le *MTBF* peut être obtenu par intégration de la fonction de fiabilité du système de zéro à l'infini.

La fonction de fiabilité pour un composant *i* est la suivante si l'on considère une distribution de défaillance des composants selon une loi exponentielle (loi de Weibull simplifiée lorsque $\beta = 1$) :

$$R_i(t) = e^{-\lambda_i t} \tag{1.7}$$

Pour un système série la fiabilité est donnée par :

$$R(t) = \prod_{i=1}^{n} R_i(t) \tag{1.8}$$

avec : $R_i(t)$: fiabilité du composant i

n : nombre de composants en série.

La fiabilité pour un système parallèle ayant des composants identiques est :

$$R(t) = \sum_{j=k}^{n} \binom{n}{j} \left[e^{-\lambda_i .t} \right] . \left[1 - e^{-\lambda_i .t} \right]^{n-j} \qquad (1.9)$$

avec : $$\binom{n}{j} = \frac{n(n-1)\cdots(n-j+1)}{j!} \qquad (1.10)$$

λ_i : taux de défaillance d'un composant

k : nombre minimum de composants nécessaires pour le fonctionnement du système

n : nombre total de composants en parallèle.

Le calcul du *MTBF* ainsi que de la fonction de fiabilité ($R_{ac1}(t)$) pour une alimentation complète sont effectués avec le logiciel de calcul de fiabilité Relex® [10]. Le module bloc diagramme de fiabilité (BDF) permet la représentation schématisée d'une alimentation :

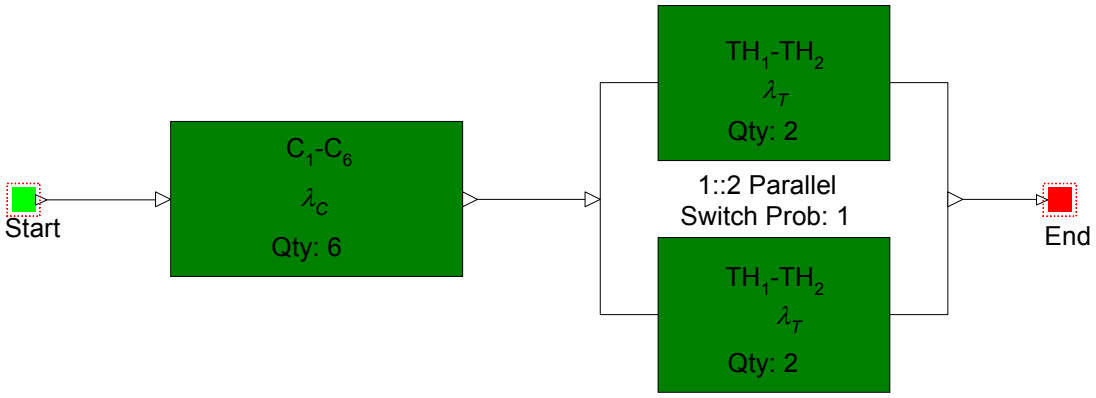


Figure 1-7 : BDF d'une alimentation de chaufferette cas n°1.

Cette représentation comporte les six condensateurs en série nommés C_1-C_6 ainsi que les thyristors nommés TH_1-TH_2 dont un sur deux doit fonctionner. λ_C et λ_T sont les taux de défaillance de chaque composant.

De la fonction de fiabilité d'une alimentation de chaufferette $R_{ac1}(t)$, on en déduira celle correspondant à l'ensemble des alimentations $R_{tc1}(t)$:

$$R_{tc1}(t) = \left(R_{ac1}(t) \right)^n \qquad (1.11)$$

avec : n : nombre d'alimentations en série.

Le *MTBF* du système complet est calculé par intégration de sa fonction de fiabilité :

$$MTBF = \int_0^{\infty} R_{tc1}(t) \qquad (1.12)$$

➢ Cas n°2 :

La méthode de calcul est identique au cas 1. Le bloc diagramme de fiabilité dans cette situation est le suivant :

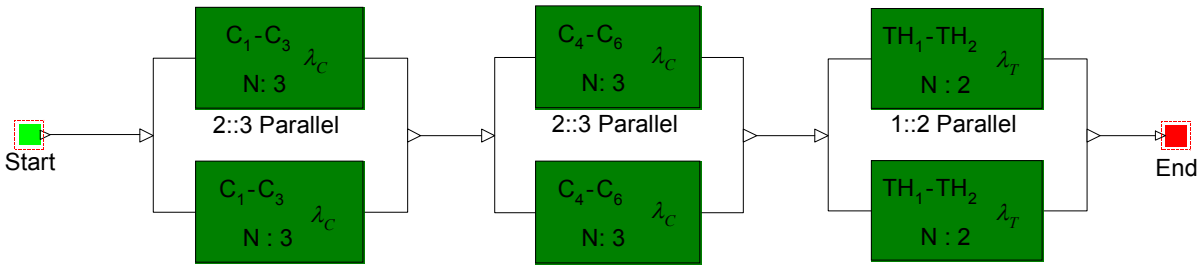


Figure 1-8 : BDF d'une alimentation de chaufferette cas n°2.

Cette représentation comporte deux branches de trois condensateurs nommés C_1-C_3 et C_4-C_6, qui doivent avoir deux composants sur trois en fonctionnement. La dernière branche nommée TH_1-TH_2 comporte deux thyristors dont un sur deux doit fonctionner. λ_C et λ_T sont les taux de défaillance de chaque composant.

1.3.2.2.2 Résultats selon différents recueils de fiabilité

Nous présentons dans le tableau 1-1 un récapitulatif des taux de défaillance calculés des composants ainsi que le MTBF pour une et six mille alimentations. La figure 1-9 représente le MTBF en années de l'ensemble des alimentations pour les deux cas considérés.

	λ composant (10^{-9}/h)		**MTBF Cas1 (h)**		**MTBF Cas2 (h)**	
Recueil de données	λ_C	λ_T	**1 alimentation**	**6000 alimentations**	**1 alimentation**	**6000 alimentations**
Mil HDBK-217F	175	5,85	951.10^3	190	$2,95.10^6$	$26,8.10^3$
RDF93	25,3	43,6	$5,63.10^6$	1012	$15,8.10^6$	151.10^3
RDF2000	0,47	10,9	105.10^6	$17,5.10^3$	134.10^6	$1,05.10^6$
Telcordia	142	86	671.10^3	195	$3,4.10^6$	32.10^3
299B Parts stress	70	292	$1,8.10^6$	405	$3,7.10^6$	$33,8.10^3$
HRD5	100	10	$1,7.10^6$	296	$5,1.10^6$	$46,9.10^3$

Tableau 1-1 : Taux de défaillance et MTBF

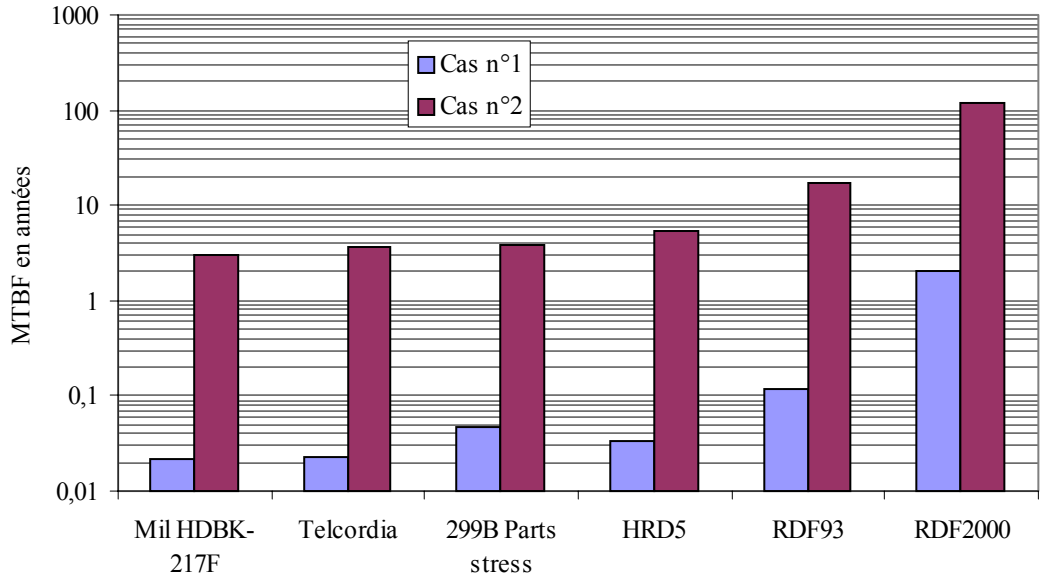


Figure 1-9 : MTBF de l'ensemble des alimentations.

Nous constatons des différences importantes entre les différents recueils de données de fiabilité. Celles-ci peuvent être en partie expliquées par le fait qu'elles privilégient plus ou moins certains facteurs d'influence [12] comme les contraintes électriques, la qualité, l'environnement, la température. De plus le recueil RDF2000 prend fortement en compte le profil de mission qui dans notre cas est quasi statique. La diversité de ces résultats confirment l'intérêt d'effectuer des vieillissements accélérés dans des conditions les plus proches du profil de mission du système.

1.3.3 Approche résistance à la contrainte [11, 65]

Cette approche est basée sur le concept de stockage d'énergie des composants introduit en fiabilité par Haviland [66]. Nous détaillons ci-dessous les bases de ce concept pour des composants sains.

Un composant stocke de l'énergie lorsqu'on lui applique une charge, la nature de cette énergie pouvant être électrique, thermique, mécanique etc.… L'énergie stockée dans le composant est le stress induit par la charge et par l'environnement. Ce stress peut être comparé à la contrainte maximum que peut supporter le composant.

1.3.3.1 Exemple des condensateurs

Nous considérons trois cas distincts, le premier pour lequel la charge est représentée par la tension appliquée au composant, le second par la température, et le dernier par l'énergie

stockée dans le composant. Dans tous les cas nous représentons la charge selon une loi de distribution normale.

1er cas : la charge appliquée au composant est définie par la tension de charge qui est de 450V±10%, la contrainte maximale est définie par les fabricants à 115% de la tension nominale.

2ème cas : la charge est définie par la température de l'environnement. La contrainte maximale est de 85°C et la charge appliquée à une distribution normale dont la moyenne est de 20,5°C hors période d'arrêt.

3ième cas : la charge appliquée est définie par l'énergie stockée E fonction de la tension d'alimentation et de la capacité nominale du composant qui est ici de 4,7mF.

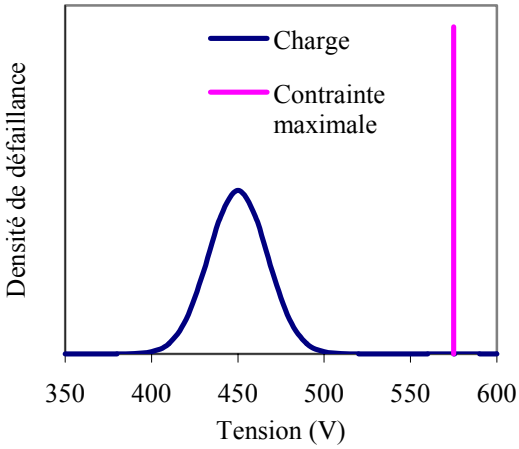


Figure 1-10 : Distribution charge et contrainte en fonction de la tension

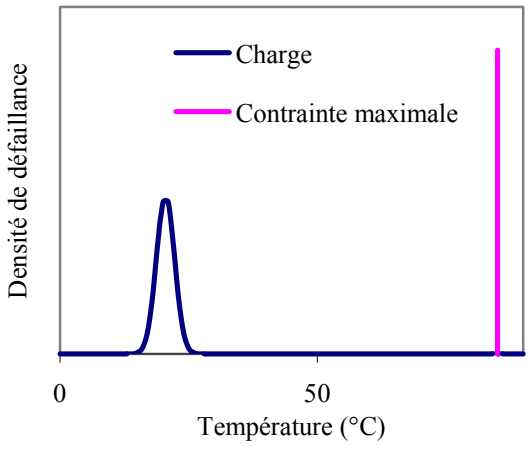


Figure 1-11 : Distribution charge et contrainte en fonction de la température

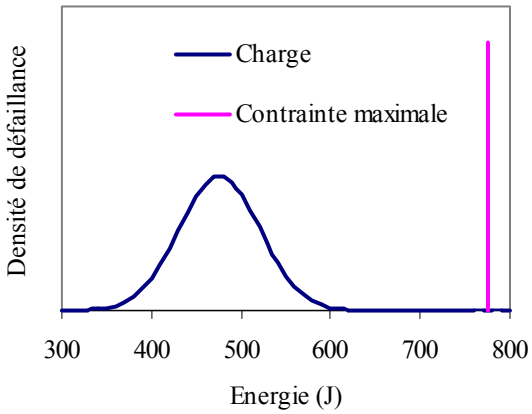


Figure 1-12 : Distribution charge et contrainte en fonction de l'énergie

Les courbes des figures 1-10 à 1-12 montrent qu'il n'y a pas de superposition de la charge et de la contrainte maximum. Il ne devrait donc pas y avoir de défaillance pour des composants sains. On peut en déduire un facteur de sécurité FS qui représente la séparation de la charge et de la contrainte maximale :

$$FS = \frac{\overline{C} - \overline{L}}{\sqrt{\sigma_C^2 + \sigma_L^2}} \qquad (1.13)$$

avec : $\overline{C}$: moyenne de la contrainte maximale

σ_C : écart type de la distribution de la contrainte maximale

$\overline{L}$: moyenne de la charge

σ_L : écart type de la distribution de la charge

1.3.3.2 Effet du vieillissement

Le vieillissement d'un composant a pour effet de diminuer la valeur de la contrainte maximum. Pour garantir la fiabilité, on doit s'assurer qu'il n'y a pas de chevauchement de la courbe de charge et de la courbe de contrainte. Si c'est le cas on peut alors déterminer la probabilité de défaillance due à celui-ci.

1.3.4 Conclusion

Les taux de défaillance de chaque composant dans la période ou ceux-ci sont constants sont définis à partir de différentes normes. Le MTBF du système de protection des aimants supraconducteurs relatif aux condensateurs et aux thyristors est calculé selon deux modes de défaillance envisagés (court-circuit, circuit ouvert). Les deux cas étudiés donnent les valeurs extrêmes du MTBF pour le système complet. Une défaillance du système de protection est donc probable entre 190 heures et 17 années de fonctionnement selon le mode de défaillance et le recueil de fiabilité considéré. Cependant il faut être prudent quant à l'utilisation de ces normes, car leurs calculs sont basés sur un taux de défaillance constant, les périodes de défaillances précoces et de dégradations dues à l'usure étant complètements ignorées. De plus ces banques de données statistiques ne reflètent pas forcement la fiabilité propre d'un composant précis. Une nouvelle approche consisterait à prendre en compte la modélisation physique des défaillances, ce qui permettrait de prendre en compte la période d'usure dans l'estimation du taux de défaillance.

1.4 Les condensateurs

1.4.1 Introduction

Les condensateurs sont utilisés dans de nombreux domaines de l'électronique, leurs utilisations principales sont les suivantes [13, 14, 15] :

- ✓ Stockage d'énergie (sauvegarde de données, protection de systèmes…)
- ✓ Correction du facteur de puissance
- ✓ Régulation de la tension de sortie des alimentations à découpage
- ✓ Filtrage d'entrée ou de sortie des convertisseurs statiques
- ✓ Réduction des impédances des lignes
- ✓ Protection, démarrage des moteurs électriques
- ✓ etc.…

Les contraintes électriques, thermiques et mécaniques liées à l'utilisation de ses composants sont très diverses. Il existe donc différents types de condensateurs qui permettent de couvrir l'ensemble des besoins des utilisateurs. Les paramètres technologiques sur les matériaux et les dimensions d'un composant ont une influence importante sur son fonctionnement et ses caractéristiques. Le choix d'un condensateur le mieux adapté au système peut s'avérer très important car il est responsable dans certaines applications de la plupart des défaillances [1]. On peut distinguer trois principaux types de condensateurs qui couvrent l'ensemble des besoins des utilisateurs :

- ✓ Les condensateurs à films plastique ou papier
- ✓ Les condensateurs céramique, mica ou verre
- ✓ Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium ou au tantale

Les deux principaux facteurs à prendre en compte pour le choix d'un type de condensateur sont : la capacité et la tension d'utilisation du composant. La figure 1-10 et 1-11 représentent les ordres de grandeur de capacité et tension en fonction du type de technologie des différents condensateurs présents sur le marché.

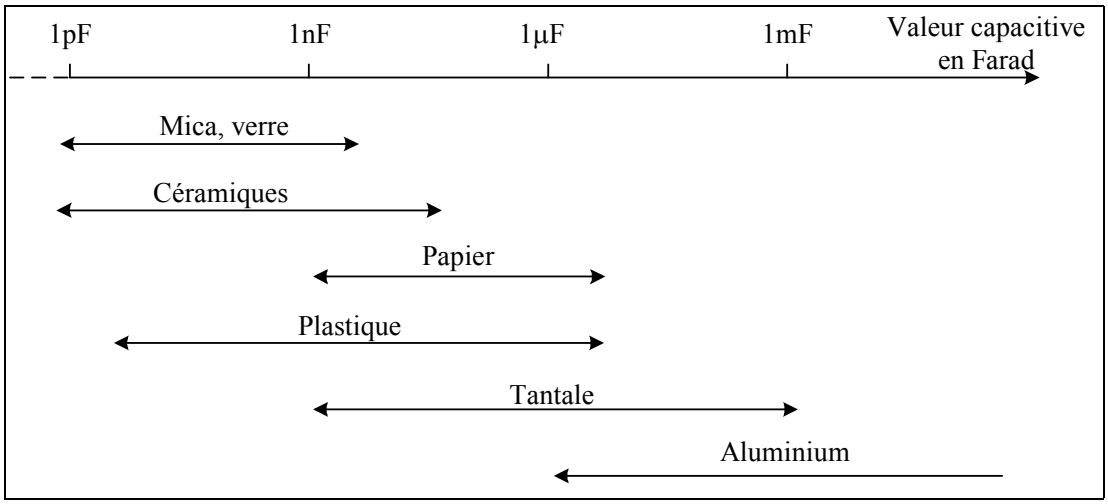


Figure 1-13 : Famille de condensateur en fonction de leur capacité.

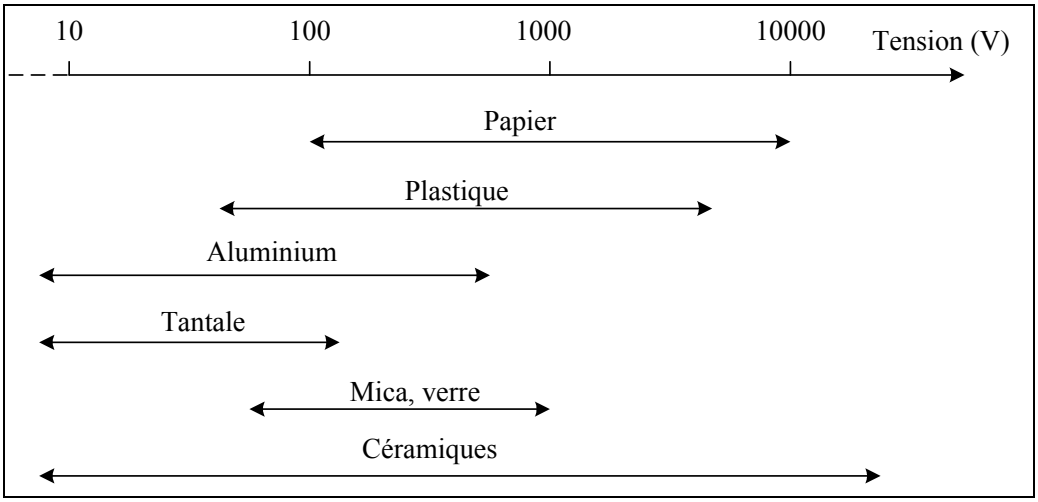


Figure 1-14 : Gamme de tension nominale pour différentes familles de condensateurs.

1.4.2 Propriétés générales des condensateurs

Un condensateur est un dispositif pouvant stocker de l'énergie électrostatique. Il est composé de deux plaques conductrices (électrodes) séparées par un matériel isolant (diélectrique). Quand une différence de potentiel est appliquée entre les deux plaques conductrices, une charge électrique proportionnelle à la tension appliquée et à la capacité s'accumule dans le condensateur.

1.4.2.1 Stockage d'énergie, capacité

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

$$E = \frac{1}{2} Q.U = \frac{1}{2} C_{AK}.U^2 \qquad (1.14)$$

La figure ci-dessous représente un condensateur plan idéal :

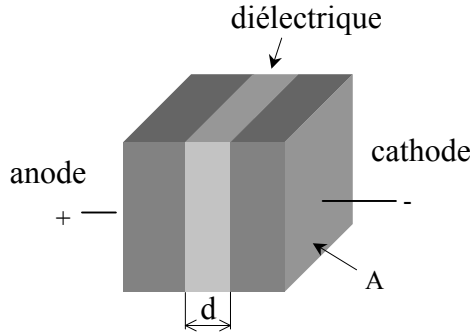


Figure 1-15 : Condensateur plan idéal.

La valeur de la capacité C_{AK} est directement proportionnelle à la surface de l'anode et inversement proportionnel à l'épaisseur du diélectrique :

$$C_{AK} = \varepsilon_0 . \varepsilon_r . \frac{A}{d} \qquad (1.15)$$

avec : ε_0 = permittivité absolue du vide ($\varepsilon_0 = 8{,}854.10^{-12} F/m$)

ε_r = permittivité relative du diélectrique (sans dimension)

A = surface de contact anode-diélectrique en m²

d = épaisseur du diélectrique en m.

La valeur de la capacité d'un condensateur dépend donc fortement de la valeur de la constante diélectrique du matériau isolant utilisé et de l'épaisseur de ce celui-ci. Une autre des caractéristiques essentielles du diélectrique est sa tenue en tension fonction de son épaisseur. Le tableau 1-2 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. Pour certains matériaux la rigidité diélectrique n'est pas toujours linéaire en fonction de l'épaisseur [17].

Les contraintes technologiques dues aux matériaux et à la fabrication des condensateurs imposent des limitations sur l'épaisseur du diélectrique et sur sa tenue en tension.

Type de condensateur	Matériaux diélectriques	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	Aluminium Oxyde d'alumine (AL_2O_3)	8 à 10	6600 à 7700
	Tantale Oxyde de tantale (Ta_2O_3)	10 à 26	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	12 à 20000	200 à 400

Tableau 1-2 : Constante et rigidité diélectrique des principaux matériaux utilisés pour la fabrication des condensateurs.

Les condensateurs à air sont peu utilisés actuellement.

Les condensateurs à film ont un bon comportement aux courants et tensions élevés.

Les condensateurs électrolytiques possèdent une épaisseur de diélectrique faible donc une capacité volumique élevée. Par contre, leurs caractéristiques sont fortement dépendantes de la température et du temps de vieillissement.

Les condensateurs céramiques peuvent avoir une très forte valeur de permittivité relative mais ne peuvent posséder des couches fines de diélectrique. De plus leur tenue en température est mauvaise. Notons qu'il existe trois classes différentes en fonction de la constante diélectrique.

Les condensateurs au mica utilisés pour les faibles valeurs de capacité ont une très bonne tenue en température. Ils sont parfois remplacés par les condensateurs au verre compte tenu de leurs coûts.

1.4.3 Caractéristiques électriques

1.4.3.1 Schémas électriques

Le schéma équivalent d'un condensateur peut être mis sous différentes formes. Un des modèles les plus utilisé est représenté sur la figure 1-13 :

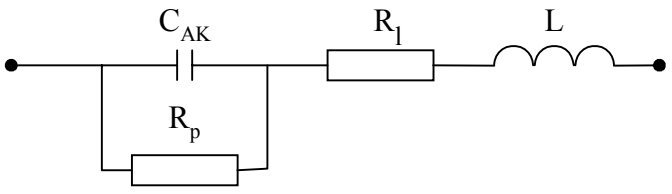


Figure 1-16 : Schéma équivalent d'un condensateur.

avec : C_{AK} = capacité idéale entre anode et cathode

R_p = résistance parallèle représentant les pertes dans le diélectrique

R_l = résistance série des connexions des armatures et de l'électrolyte

L = inductance équivalente série des connexions et des enroulements.

La capacité C_{AK} est fonction de la constante diélectrique ainsi que de la surface des électrodes et de l'épaisseur du matériau diélectrique employé. Elle dépend principalement de la température et de la tension.

La résistance R_p varie en fonction de la tension appliquée à ses bornes et de la température.

La résistance R_l ainsi que l'inductance L varient en fonction de la température.

Nous pouvons simplifier ce schéma selon la représentation normalisée de la figure 1-14 qui ne prend pas en compte la résistance R_p représentant principalement le courant de fuite :



Figure 1-17 : Schéma équivalent série simplifié du condensateur.

avec :

C = capacité.

ESR = résistance équivalente série représentant toutes les pertes dans le composant.

ESL = inductance équivalente série.

Ces trois valeurs sont dépendantes de la fréquence ainsi que de la température du condensateur.

Ce modèle est utilisé pour un fonctionnement en filtrage, c'est aussi le modèle définissant les valeurs nominales du condensateur [17, 18].

L'identification des impédances (Z_a et Z_b) des deux schémas équivalents précédents nous permet d'établir les relations suivantes entre les paramètres :

$$Z_a = \frac{R_l + R_p + R_l.R_p^2.C_{AK}^2.\omega^2}{1 + C_{AK}^2.R_l^2.\omega^2} + j.\frac{L\omega - C_{AK}.R_p^2.\omega + L.C_{AK}^2.R_p^2.\omega^3}{1 + C_{AK}^2.R_p^2.\omega^2} \qquad (1.16)$$

$$Z_b = ESR + j.(ESL.\omega - \frac{1}{C.\omega}) \qquad (1.17)$$

$$C = C_{AK} + \frac{1}{C_{AK}.\omega^2.R_p^2} \qquad (1.18)$$

$$ESR = R_l + \frac{R_p}{1 + C^2.\omega^2.R_p^2} \tag{1.19}$$

$$ESL = L \tag{1.20}$$

ω étant la pulsation électrique.

En négligeant $ESL.\omega$, on exprime aussi un autre paramètre qui est la tangente de l'angle de perte définie par :

$$tg\delta = ESR.C.\omega \tag{1.21}$$

le diagramme de Fresnel représenté sur la figure 1-15 indiquant l'angle de perte δ :

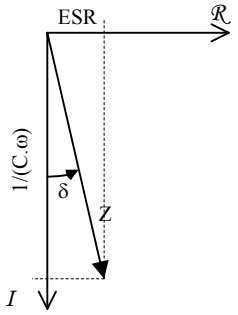


Figure 1-18 : Diagramme de Fresnel.

Pour effectuer la caractérisation en fréquence d'un condensateur, on peut négliger la résistance R_p si sa valeur et la fréquence de mesure sont suffisamment grandes.

La figure 1-19 montre l'influence de R_p en fonction de la fréquence sur les valeurs de C et ESR pour un condensateur électrolytique ayant une capacité nominale de 4,7mF et une résistance équivalente série nominale de 20mΩ.

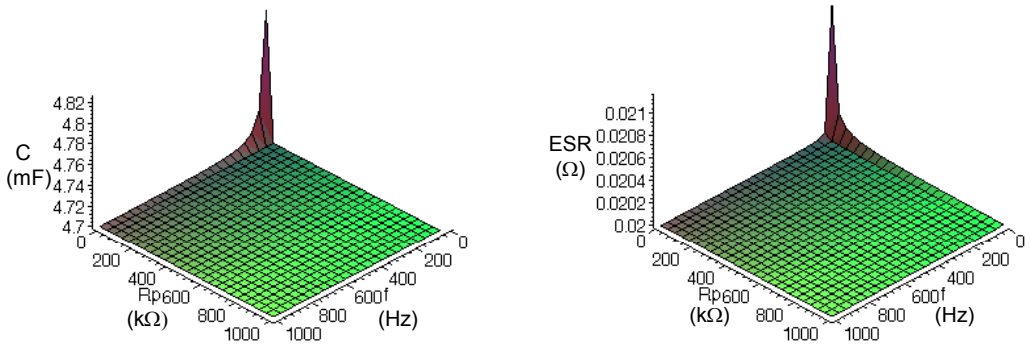


Figure 1-19 : Influence de R_p en fonction de la fréquence f sur C et ESR.

Les deux graphiques ci-dessus montrent que suivant les valeurs du couple R_p, f, l'approximation selon la figure 1-14 est valable pour les mesures en fréquence.

La résistance R_p représentant la résistance d'isolement du condensateur est fonction de la tension continue à ses bornes, de la température et du temps de polarisation. Cette résistance induit un courant appelé courant de fuite qui dépend des mêmes paramètres. Les ordres de grandeurs de ce courant sont variables selon le type de diélectrique et la technologie du condensateur.

Pour une utilisation des condensateurs en stockage d'énergie, le schéma équivalent de la figure 1-13 peut être simplifié par le schéma de la figure 1-20. L'inductance L peut être négligée ainsi que la résistance R_l petite devant R_p. C'est le schéma utilisé en continu.

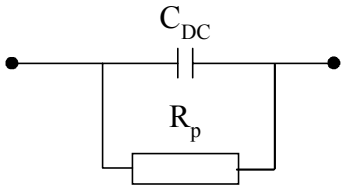


Figure 1-20 : Schéma équivalent simplifié en continu

avec : C_{DC} = capacité continue ($C_{DC} \approx C_{AK}$).

R_p = résistance parallèle représentant les pertes dans le diélectrique.

1.4.3.2 Influence de la température

Les principales caractéristiques des condensateurs sont en général dépendantes de la température, de la fréquence et de la tension. La dépendance à la température est très variable selon le type de diélectrique et la technologie de fabrication du composant. Par exemple pour les condensateurs électrolytiques les températures d'utilisation sont limitées par l'électrolyte et non par le diélectrique. Les valeurs de températures minimum et maximum d'utilisation sont fixées selon deux critères : la tenue des matériaux aux températures spécifiées et les limites de variation des valeurs électriques du composant.

1.4.4 Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium

1.4.4.1 Principe [19, 20]

Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium sont constitués d'une cathode et d'une anode en feuille d'aluminium, de papiers imprégnés d'électrolyte et d'une couche d'oxyde d'alumine (AL_2O_3) constituant le diélectrique et formé sur la surface de la feuille d'anode.

La couche d'oxyde formé par un processus d'oxydation électrochimique permet d'avoir une bonne constante et rigidité diélectriques (*cf.* Tableau 1-2). De plus l'épaisseur de la couche d'oxyde est faible (quelques nm à quelques centaines de nm) ce qui permet d'obtenir des capacités importantes. Afin d'augmenter la valeur de la capacité du composant, la feuille d'aluminium constituant l'anode est gravée. La surface utile est donc plus importante que la surface visible de l'électrode.

La constitution d'un condensateur électrolytique à l'aluminium est représentée ci-dessous :

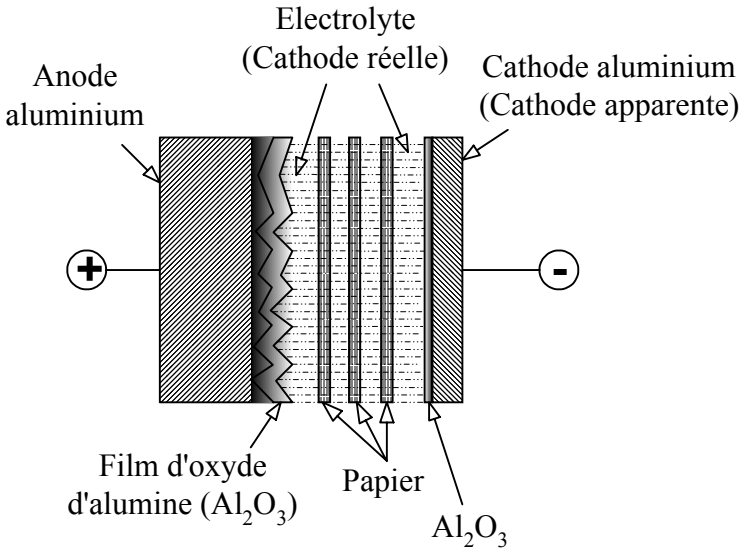


Figure 1-21 : Constitution d'un condensateur électrolytique aluminium.

Ce type de condensateur ne peut supporter qu'une très faible tension inverse de 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. La tension maximum de fonctionnement en direct sera inférieure à la tension appliquée sur la feuille d'anode pour la génération par électrolyse de l'oxyde d'alumine.

1.4.4.2 Capacité des condensateurs électrolytiques

Pour un condensateur cylindrique ayant une longueur λ une anode de rayon R_2 et une cathode de rayon R_1 (*cf.* Figure 1-22), la capacité anode cathode (C_{AK}) est donnée par l'expression [21] :

$$C_{AK} = \frac{2\pi.\varepsilon_0.\varepsilon_r.\lambda}{\ln(R_2/R_1)} \qquad (1.22)$$

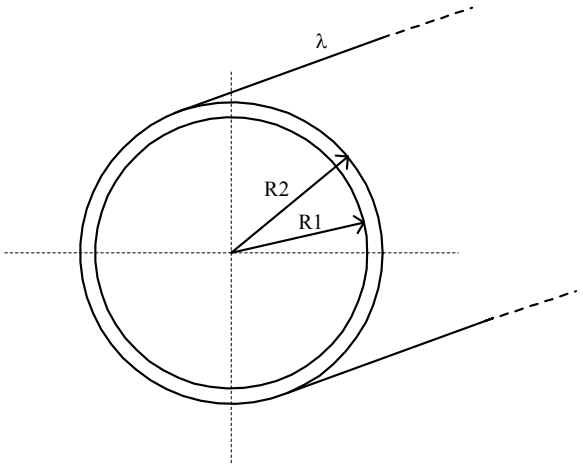


Figure 1-22: Condensateur cylindrique.

Pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium, l'épaisseur du diélectrique (*R2-R1*) étant petite devant R_1, la capacité peut donc s'écrire :

$$C_{AK} = \frac{2.\pi.\varepsilon_0.\varepsilon_r.\lambda}{\ln(1+\frac{R_2-R_1}{R_1})} \approx \frac{2.\pi.\varepsilon_0.\varepsilon_r.\lambda.R_1}{R_2-R_1} = \frac{\varepsilon_0.\varepsilon_r.A}{d} \qquad (1.23)$$

avec :

$A=2.\pi.\lambda.R_1$: surface des électrodes

$d=R_2-R_1$: épaisseur du diélectrique.

Elle est donc égale à celle d'un condensateur plat.

Pour obtenir une capacité C_{AK} importante, la constante diélectrique ε_r, la surface A doivent être importantes et l'épaisseur du diélectrique d petite. Pour les condensateurs électrolytiques, l'oxyde d'alumine a une très bonne tenue en tension (*cf*. Tableau 1-2). Son épaisseur est fonction de la tension nominale du condensateur. La surface de la feuille d'aluminium 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 peut être de 80 à 100 pour les condensateurs faible tension et de 20 à 40 pour les condensateurs moyenne et haute tension. La qualité de la gravure a une influence importante sur la capacité du condensateur et détermine en grande partie sa marge de tolérance. La gravure est effectuée sur des feuilles d'aluminium très pur par un procédé électrochimique dans une solution de chlorure avec un courant continu ou alternatif. L'électrolyse en courant alternatif est généralement employée pour les condensateurs basse tension, et l'électrolyse en courant continu est employée pour les condensateurs moyenne et haute tension.

Les condensateurs électrolytiques font partie des composants ayant la plus forte valeur de capacité volumique pour une tension de fonctionnement donnée. A titre d'exemple, le volume théorique d'un condensateur 4,7mF/500V en fonction de la technologie de fabrication employée est le suivant :

Condensateur électrolytique aluminium ≈ 400cm^3

Condensateur polypropylène ≈ 67000cm^3

Condensateur mica ≈ 472000cm^3

Le détail des calculs est présenté en annexe 2. La constante diélectrique ε_r n'est pas forcément le facteur le plus important à prendre en compte. La tenue en tension du diélectrique ainsi que les contraintes technologiques de fabrication dues aux différents constituants ont une influence importante sur les caractéristiques du composant.

1.4.4.3 Diélectrique (Oxyde d'alumine)

La feuille d'aluminium d'anode porte le diélectrique du condensateur. Le diélectrique est une fine couche d'oxyde d'alumine (Al_2O_3) formée par un processus d'électrolyse. Une fois la feuille d'aluminium trempée dans un bain d'électrolyte, une tension est appliquée entre le bain et cette feuille. Il se crée alors une couche d'oxyde d'alumine (Al_2O_3) sur la surface de la feuille d'aluminium. La réaction chimique créant le diélectrique s'exprime de la façon suivante :

1) $Al^{3+}+6H_2O \rightarrow [Al(H_2O)_6]^{3+}$

2) $[Al(H_2O)_6]^{3+} \rightarrow Al(OH)_3+3H_2O+3H^+$

3) $2Al(OH)_3 \rightarrow Al_2O_3+3H_2O$

L'épaisseur de la couche d'oxyde dépend de la tension appliquée lors de ce processus. Cette tension est appelée tension de formation (U_f). On obtient une épaisseur d'oxyde d'environ 1,3 à 1,5 nm/V. La tension de formation est généralement de 135% à 200% de la valeur de tension nominale voulue du condensateur.

1.4.4.4 Electrolyte

Une feuille d'anode et de cathode séparée par l'oxyde d'alumine et le papier constitue un condensateur élémentaire dans lequel le diélectrique est représenté par l'oxyde et le papier. La capacité de cet élément est faible. Le condensateur est ensuite imprégné du liquide électrolytique qui permet d'établir le lien électrique entre la feuille d'anode et de cathode, le diélectrique étant alors la couche d'oxyde d'alumine présente sur l'anode. Le papier imprégné d'électrolyte fait fonction de cathode. L'électrolyte est un milieu conducteur dans lequel le

déplacement du courant s'effectue par migration des ions. Les caractéristiques principales que doit avoir une solution électrolytique sont les suivantes :

- bonne conductivité électrique
- propriété de formation de l'oxyde pour rétablir l'intégrité de la couche d'oxyde d'alumine en cas de défaut
- stabilité chimique avec les feuilles d'anode et de cathode et les autres éléments du composant
- propriétés d'imprégnation importante
- stabilité en température.

Le type d'électrolyte employé dépend principalement de la tension nominale et de la température d'utilisation des condensateurs. Il est constitué par une solution conductrice (acide borique,…) qui est dissoute dans un solvant. Les solvants couramment utilisés sont l'éthylène glycol (EG), le dimenthylformamide (DMF), le gammabutyrolactone (GBL), le N-méthylpyrrolidinone (Nmp) ou un mélange.

1.4.4.5 Processus de fabrication des condensateurs électrolytiques à l'aluminium

Les différentes étapes du processus de fabrication d'un condensateur à électrolytique liquide sont détaillées ci-dessous :

- Gravure des feuilles d'aluminium :

La feuille d'anode de 0,05mm à 0,11mm d'épaisseur et éventuellement la feuille de cathode de 0,02mm à 0,05mm d'épaisseur sont gravées par un procédé électrochimique dans une solution de chlorure avec un courant continu ou alternatif.

- Formation de la couche d'oxyde :

La couche d'oxyde d'alumine constituant le diélectrique du condensateur est formée sur l'anode gravée par électrolyse sous la tension continue U_f supérieure à la tension nominale désirée du composant.

- Découpe des feuilles :

Les feuilles d'aluminium sont coupées selon la valeur de capacité et les dimensions géométriques voulues.

- Bobinage :

L'anode et la cathode sont bobinées avec le papier garantissant l'absence de court circuit entre les électrodes. Des bandes de connexion réparties sur le bobinage sont serties sur l'anode et la cathode. La figure 1-20 représente le bobinage d'un condensateur électrolytique.

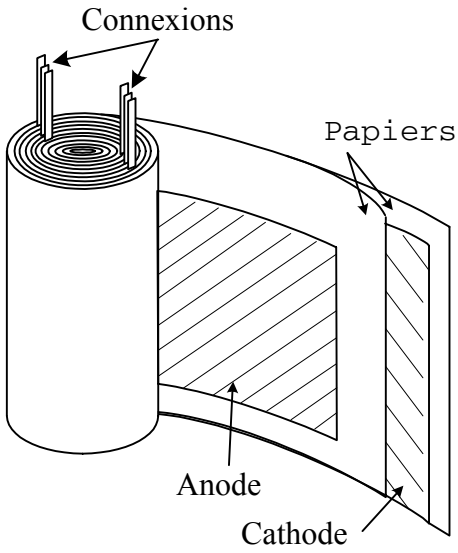


Figure 1-23 : Bobinage d'un condensateur électrolytique.

- Imprégnation :

Le bobinage est imprégné avec l'électrolyte pour imbiber le papier et pénétrer la gravure afin d'effectuer un bon contact électrique entre l'oxyde d'alumine et la cathode. L'imprégnation est effectuée par immersion avec des cycles de pression dépression avec ou sans chauffage.

- Assemblage, finition :

Le bobinage est assemblé dans un boîtier aluminium étanche. Le type de boîtier ainsi que les connexions externes diffèrent selon la taille du composant. La figure 1-21 [22] ci-dessous représente la constitution d'un condensateur complet de grande dimension avec une connectique à bornes. La soupape de sécurité permet l'évacuation d'une éventuelle surpression en cas d'évaporation de l'électrolyte due à un échauffement interne. Le boîtier est en général relié à la cathode par contact entre elle et le fond du boîtier. Le type des bornes de connexions à vis permet le passage d'un courant plus important que les bornes à souder.

- Reformation :

On applique une tension continue supérieure à la tension nominale aux bornes du composant mais inférieure à la tension de formation de l'oxyde. En général cette tension est appliquée à température maximale du condensateur ou à la température ambiante. Cette étape permet de reformer ou de réparer la couche d'oxyde qui a pu être détériorée localement lors de l'assemblage.

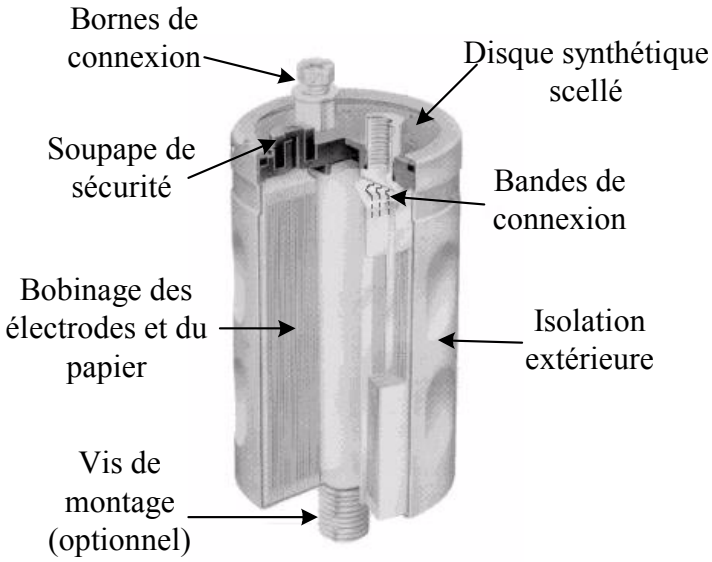


Figure 1-24 : Condensateur électrolytique à vis.

1.4.4.6 Courant de fuite dans les condensateurs électrolytiques

Le courant de fuite d'un condensateur électrolytique soumis à une tension continue est un paramètre important à prendre en compte principalement lors d'une utilisation en stockage d'énergie. La mesure de ce courant est spécifiée dans la norme IEC 384-1 et 384-4. C'est la valeur du courant traversant le condensateur 5 minutes après l'application de la tension à ses bornes à travers une résistance de protection d'environ 100Ω pour les tensions inférieures à 100V et 1000Ω pour les tensions supérieures à 100V.

L'électrolyte étant capable d'émettre quelques électrons, sous l'influence d'un champ électrique, ils migrent vers l'anode par le film d'oxyde d'alumine. Le courant de fuite est donc fonction du champ électrique appliqué entre anode et cathode, de l'épaisseur du film d'oxyde d'alumine et dans une moindre mesure de la conductivité de l'électrolyte.

La qualité et l'épaisseur de la couche d'oxyde d'alumine réalisée par électrolyse sur l'anode ne peuvent être garanties sur toute la surface de l'électrode. Des points de plus faibles épaisseurs peuvent apparaître localement. En ceux-ci, le courant de fuite peut augmenter localement. Le courant ainsi créé sépare 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. On appelle ce phénomène auto-régénération de l'oxyde d'alumine.

Ce phénomène dissociant l'eau de l'électrolyte peut être dommageable lorsqu'un champ électrique excessif dans son amplitude et dans le temps est appliqué entre anode et cathode.

La quantité d'hydrogène créé dans l'ensemble du composant fait augmenter la pression à l'intérieur du boîtier et peut conduire à une défaillance.

Le courant de fuite est variable en fonction du temps de polarisation et dépend de l'état antérieur du composant. Un condensateur électrolytique 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.

La tension de polarisation ainsi que la température ont une influence importante sur le courant de fuite.

Le courant de fuite augmente avec la tension de polarisation. Il devient très important pour des valeurs de tension continue supérieures à la tension nominale du composant.

1.4.4.7 Modes de défaillance

Il existe deux principaux types de défaillance, par dégradation et catastrophique. Ces deux types sont définis ci-dessous :

- Défaillance par dégradation :

Elle est définie par un changement des caractéristiques du composant ne garantissant plus la fonctionnalité auquel il est destiné. Les dégradations les plus courantes sont une augmentation de la résistance équivalente série et une diminution de la capacité.

- Défaillance catastrophique :

Une défaillance catastrophique pour un condensateur est le plus souvent caractérisée par un court-circuit ou un circuit ouvert. Un défaut visible tel qu'une fuite d'électrolyte ou une détérioration matérielle du composant sera ici considéré comme une défaillance catastrophique même si dans ces conditions, la fonction requise peut être assurée encore un certain temps.

1.4.5 Conclusion

Le choix d'un type de condensateur et de ces caractéristiques dépendent de l'application dans lequel il est intégré. La protection des aimants supraconducteurs nécessitant un stockage d'énergie important, les composants les plus aptes à remplir cette fonction compte tenu de leur forte capacité volumique sont des condensateurs électrolytiques à l'aluminium. Les inconvénients majeurs à l'utilisation de ceux-ci sont leur dépendance importante à la température, leur courant de fuite relativement important et leur fiabilité moyenne.

1.5 Les thyristors (SCR)

1.5.1 Bases théoriques

1.5.1.1 Constitution, fonctionnement [23]

Le terme thyristor désigne une famille de composant semi-conducteur à plusieurs couches PN. Leur fonctionnement comprend deux états stables bien définis : l'état passant et l'état bloqué. Ils peuvent être unidirectionnel ou bidirectionnel en courant. Les principaux composants commandables constituant cette famille sont :

- les thyristors SCR (Silicon Controlled Rectifier) de type unidirectionnel ;
- les triacs (Triode for Alternative Current) de type bidirectionnel ;
- les thyristors blocables GTO (Gate Turn-Off Switch) de type unidirectionnel.

Les composants utilisés dans notre application sont des thyristors SCR constitués de quatre couches semi-conductrices mises en série P.N.P.N (*cf.* Figure 1-25) :

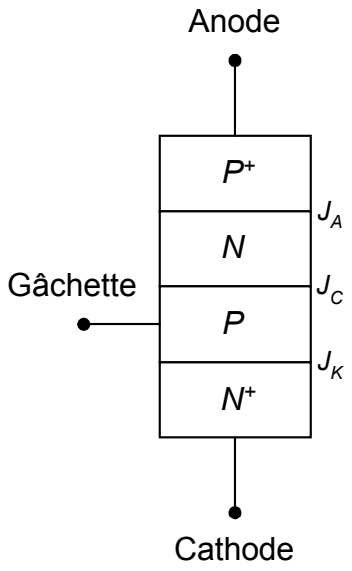


Figure 1-25 : Couches semi-conductrices d'un SCR.

Les couches N et P du milieu sont faiblement dopées, les couches externes le sont plus fortement. Si l'on polarise en direct le thyristor seule la jonction J_C est polarisée en inverse et supporte toute la tension appliquée. Le courant direct est très faible. La jonction J_C supporte la tension directe jusqu'à une valeur appelée tension de retournement qui déclenche le phénomène d'avalanche, le thyristor devenant alors conducteur. Ce phénomène ne détruit pas le composant. La jonction incriminée se reconstitue lorsque le thyristor est désamorcé par l'annulation du courant et l'application d'une tension inverse. Lorsqu'on polarise le thyristor

en inverse, la jonction J_C est polarisée en direct, la tension inverse est supportée principalement par la jonction J_A et dans une moindre mesure par J_k. Un courant inverse très faible circule dans le thyristor.

Quand le thyristor est polarisé en direct, l'envoi de courant dans la gâchette polarise la jonction J_K ce qui a pour effet d'injecter des électrons de la zone N+ vers la zone P. Les électrons traversent J_C puis la zone N (déplacement de majoritaires). La jonction J_A injecte des trous depuis P+ vers la couche N. Les trous se diffusent, atteignent J_C et contribuent à la polarisation en direct de J_K.

Il peut aussi y avoir mise en conduction du thyristor par un amorçage parasite en l'absence de courant dans la gâchette, ce phénomène peut se produire dans trois cas :

- Croissance de la tension directe entre anode et cathode (V_D) trop importante qui déclenche un phénomène d'avalanche à la jonction J_C, on appelle cette tension limite tension de retournement V_{BO}.
- Augmentation de la température importante qui peut déclencher l'auto polarisation.
- Augmentation trop rapide de la tension directe qui crée un courant de déplacement dans la jonction J_C, on obtient le même résultat que par un amorçage par la gâchette.

Le blocage du thyristor (extinction) se fait par diminution du courant sous une valeur de courant I_H appelé courant de maintien.

1.5.1.2 Fabrication du thyristor [24, 25]

On distingue trois principales méthodes utilisées pour la fabrication des pastilles de semi-conducteur des thyristors. La méthode par alliage diffusion qui est une technique ancienne encore utilisée pour la fabrication de certains thyristors de grande puissance, la méthode par diffusion et le procédé Planar. Ces trois méthodes sont détaillées ci-dessous.

- Méthode par alliage et diffusion :

La partie principale est une pastille de silicium de type N. Deux jonctions sont obtenues par diffusion d'impuretés de type P sur les deux faces de la pastille. La jonction J_k et obtenue par alliage grâce à un contact or-antimoine. Les contacts d'anode et de cathode sont réalisés avec des disques de molybdène ou de tungstène ayant des coefficients de dilatation voisins de celui du silicium. La gâchette est constituée par un fil d'aluminium fixé sur la couche intermédiaire de type P. La figure 1-26 représente un thyristor réalisé par cette méthode.

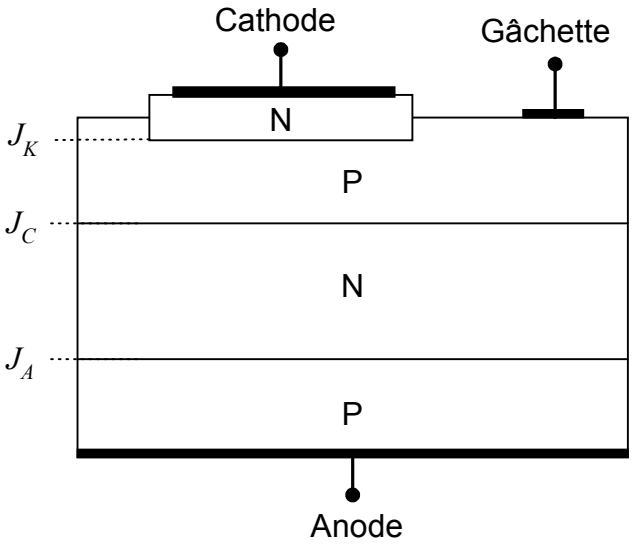


Figure 1-26 : Méthode par alliage et diffusion.

- Méthode par diffusion seulement :

La fabrication des pastilles débute par diffusion d'impuretés de type P sur les deux faces d'une rondelle de silicium de type N. On applique ensuite un masque pour effectuer la diffusion d'impuretés de type N constituant la cathode. La figure 1-27 représente un thyristor réalisé par cette méthode.

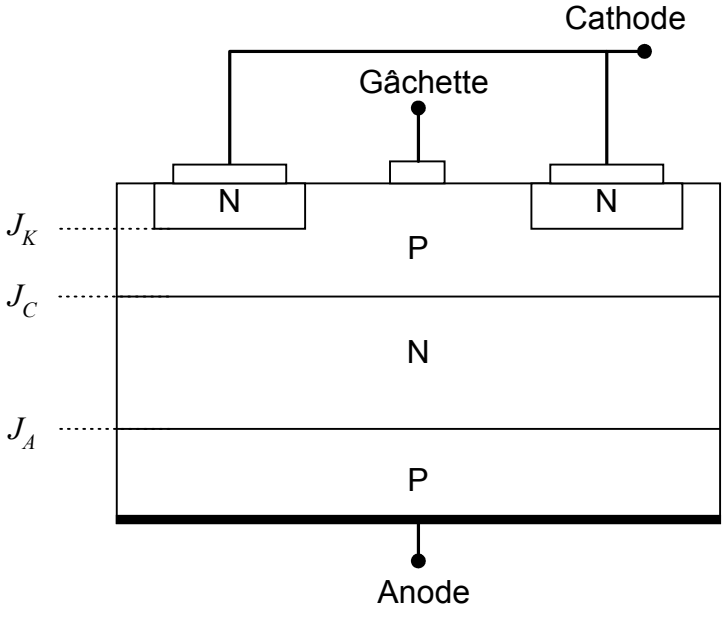


Figure 1-27 : Méthode par diffusion seulement.

- Procédé Planar :

Les jonctions sont réalisées à partir d'une rondelle de silicium de type N. Pour obtenir les différentes couche P et N, on utilise un procédé de diffusion sélective et successive d'impuretés appropriées avec l'aide d'un jeux de masque. Les jonctions sont recouvertes d'une couche d'oxyde isolant, ce qui limite la valeur du courant de fuite. La figure 1-28 représente un thyristor réalisé par cette méthode.

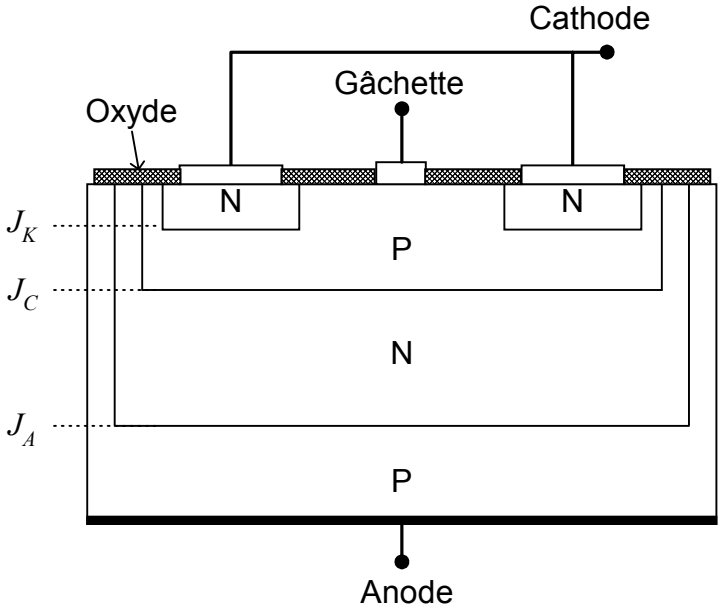


Figure 1-28 : Procédé Planar.

Deux types de contacts sont utilisés pour effectuer la connexion des électrodes avec l'extérieur, les contacts par soudure et les contacts à pression.

1.5.1.3 Caractéristiques

- Caractéristiques statiques :

La caractéristique courant-tension du SCR comporte trois parties :

- thyristor bloqué en polarisation inverse
- thyristor en conduction en polarisation directe
- thyristor bloqué en polarisation directe

La figure ci-dessous montre ces différentes parties avec les valeurs significatives de courant et de tension associés.

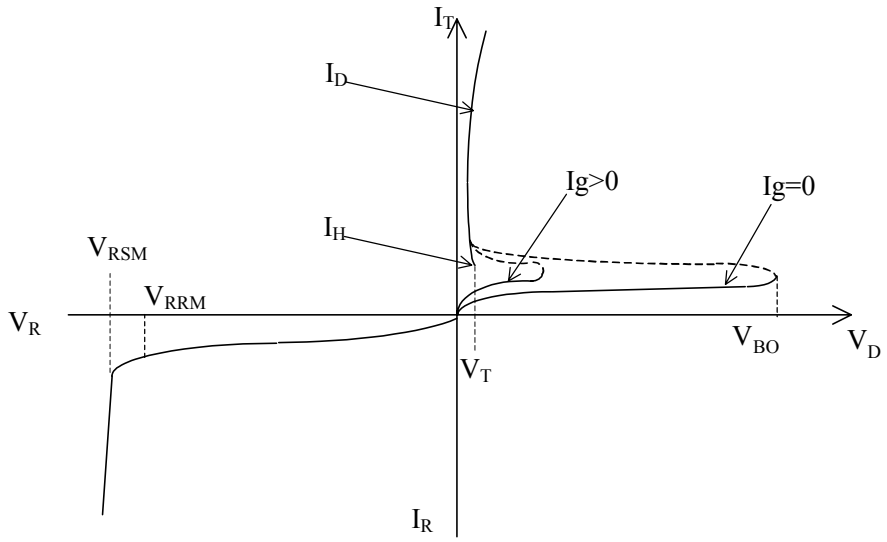


Figure 1-29 : Caractéristiques courant-tension d'un SCR.

Les paramètres principaux étant les suivants :

V_{BO} : valeur maximale de la tension directe à l'état bloqué.

V_{RRM} : valeur maximale de la tension inverse répétitive.

V_{RSM} : valeur maximale de la tension inverse non répétitive.

V_T : tension à l'état passant.

I_D : courant direct.

I_R : courant inverse.

I_T : courant principal lorsque le thyristor est à l'état passant.

I_H : courant de maintien.

V_g : tension de gâchette nécessaire pour produire le courant d'amorçage.

I_g : courant de gâchette nécessaire pour provoquer le passage du thyristor de l'état bloqué à l'état passant.

P_g : puissance à fournir à la gâchette pour le déclenchement (couple V_g- I_g)

t_{gt} : temps d'amorçage par la gâchette.

t_q : temps de désamorçage par commutation.

dV/dt : vitesse critique de croissance de la tension, appliquée aux bornes du thyristor à l'état bloqué, qui entraîne l'amorçage.

T_{vj} : température maximum de jonction.

Les caractéristiques en régime dynamique ne sont pas pris en compte dans notre étude car les temps de commutation à l'amorçage des thyristors sont bien inférieurs aux temps de commutation dus à la commande de ceux-ci.

Les principaux paramètres à prendre en compte pour les alimentations des chaufferettes sont les suivants :

- Courant de fuite I_D, courant de maintien I_H.
- Tension d'utilisation
- Couple tension courant de gâchette assurant le déclenchement. ($P_g = V_g.I_g$ à l'amorçage)

1.5.2 Modes de défaillance [26, 27]

La défaillance d'un thyristor peut être classifiée selon deux types qui sont, soit une dégradation, soit une défaillance catastrophique du composant. Ces deux types de défaillances sont définis ci-dessous :

- Défaillance par dégradation :

Elle est définie par un changement significatif des caractéristiques à l'état passant, bloqué, de commutation ou des conditions d'amorçages. Les dégradations les plus courantes sont une diminution de la tenue en tension en direct, une augmentation du courant direct à l'état bloqué ainsi que de la puissance à fournir pour garantir l'amorçage du thyristor. De fortes tension et température d'utilisation sont des facteurs favorisant ce type de défaillance.

- Défaillance catastrophique :

Une défaillance catastrophique peut survenir en cas d'utilisation du composant au dessus des ses caractéristiques nominales ou s'il comporte des défauts de jeunesse. Dans la plupart des cas, ce type de défaillance entraîne un court-circuit entre l'anode et la cathode créé par un phénomène d'avalanche de la jonction J_C (non destructif) ou par un claquage des isolants dans le boîtier du composant. Il peut arriver que le court-circuit ainsi créé brûle les parties internes du composant et conduise en définitive à un circuit ouvert.

De nombreux facteurs autre qu'électrique interviennent dans les mécanismes de défaillances. Ils peuvent être dus à la corrosion, à la contamination par un matériau étranger, à une mauvaise étanchéité du boîtier.

1.6 Conclusion

Le LHC dispose pour la protection de ses aimants supraconducteurs des chaufferettes alimentées par des alimentations spécifiques appelées alimentation de chaufferette. La fiabilité de celle-ci doit être maximale afin d'éviter toute destruction d'un aimant qui engendrerait des coûts de remise en état important. Les principaux éléments des alimentations des chaufferettes sont des condensateurs électrolytiques à l'aluminium utilisés pour le stockage d'énergie et des thyristors permettant le transfert de l'énergie aux chaufferettes. L'étude de la fiabilité des ces principaux composants s'avère importante pour garantir un niveau de fiabilité maximum. Une attention plus particulière est portée aux condensateurs car ce sont les éléments dont la fiabilité est la plus faible.

Chapitre II :

Analyse technologique des condensateurs électrolytiques aluminium et de leur vieillissement

2.1 Présentation des condensateurs en test

Les condensateurs utilisés pour notre étude sont du type aluminium à électrolytique liquide. Leurs valeurs nominales principales sont de 4,7mF/500V pour une gamme de température d'utilisation standard de - 40°C à 85°C.

Ce type de condensateurs est principalement utilisé pour le filtrage dans les convertisseurs statiques et pour le stockage d'énergie.

Les composants en test sont issus de plusieurs fabricants et présentent des caractéristiques électriques et géométriques différentes. Nous montrons par la suite que la fiabilité de ces composants est directement liée à ces différences.

Différents tests de vieillissement sont effectués. L'évolution des caractéristiques des divers composants ainsi que leurs défaillances éventuelles permet d'évaluer la fiabilité et les qualités de ceux-ci.

Les différents condensateurs issus de divers fabricants sont notés A, B, C, D, E et F.

Les caractéristiques nominales principales fournies par les constructeurs sont récapitulées dans le tableau ci-dessous :

Fabriquant	C_n	Tolérance sur C_n	U_n	T	ESR_{Max} à 20°C 100Hz	Z_{Max} à 20°C 10kHz	I_{LMax}
A	4,7mF	±20%	500V	-40°C, 85°C	37mΩ	24mΩ	14,10mA
B	4,7mF	-	500V	-40°C, 85°C	-	-	-
C	4,7mF	±20%	500V	-40°C, 85°C	22<mΩ<33	17<mΩ<24	7,05mA
D	4,7mF	±20%	500V	-40°C, 85°C	15<mΩ<27	27mΩ	8,65mA
E	4,7mF	-10% +30%	500V	-40°C, 85°C	-	-	-
F	4,7mF	±20%	500V	-40°C, 85°C	38mΩ	24mΩ	14,10mA

Tableau 2-1: Données constructeur.

avec :

C_n : capacité nominale à 100Hz et 20°C.

U_n : tension nominale continue.

T : gamme de températures d'utilisation.

ESR_{Max} : résistance équivalente série maximum à 100Hz et 20°C.

Z_{Max} : impédance maximum à 10kHz et 20°C.

I_{LMax} : courant de fuite maximum selon la norme *IEC 384-4*.

Afin de pouvoir étudier le vieillissement des condensateurs, différentes mesures sont réalisées.

2.2 Méthodes de mesures

Les condensateurs sont caractérisés selon deux méthodes distinctes : en continu et en fréquence. Les mesures en continu permettent d'acquérir la valeur de la capacité C_{DC} fonction de l'énergie stockée dans le condensateur et le courant de fuite I_L mesuré 5 minutes après la charge du condensateur à travers une résistance de 1kΩ [28, 29]. Les mesures fréquentielles permettent d'acquérir les paramètres en fonction de la fréquence selon différents schémas équivalents simples.

2.2.1 Mesures en continu

Les mesures du courant de fuite I_L ainsi que de la capacité C_{DC} s'effectuent via le circuit ci-dessous :

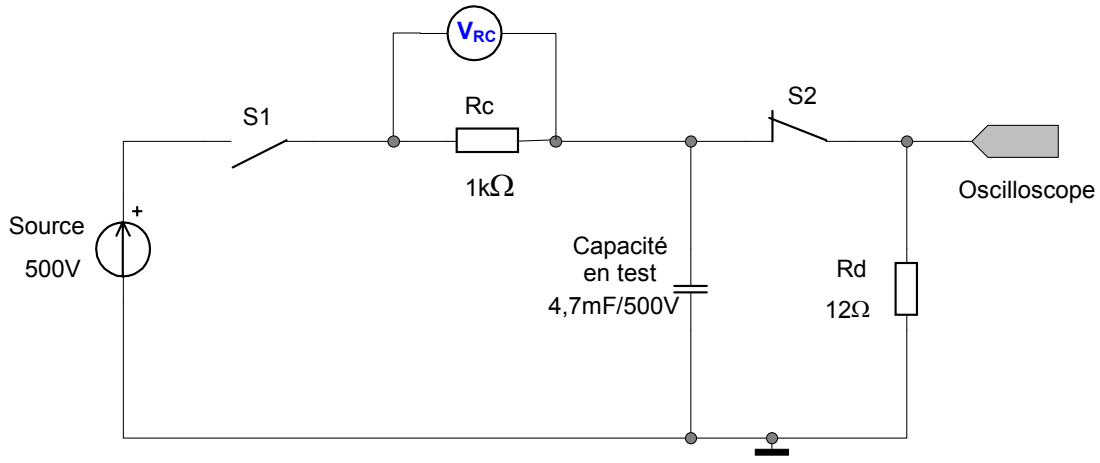


Figure 2-1 : Circuit de charge décharge d'un condensateur.

Les acquisitions sont effectuées selon le cycle de mesure suivant :

1. Charge du condensateur : ouverture de S2 et fermeture de S1
2. Acquisition du courant de fuite à 5 min (image de la tension aux bornes de Rc)
3. Décharge du condensateur : Ouverture de S1, fermeture de S2, le condensateur se décharge dans Rd, le signal de décharge étant enregistré via l'oscilloscope.

Le courant de fuite I_L est obtenu par le calcul du courant dans Rc 5 min après le début de la charge du condensateur :

$$I_L = V_{Rc} / Rc \qquad (2.1)$$

V_{Rc} étant la tension aux bornes de la résistance Rc

La capacité C_{DC} du condensateur est calculée à partir du signal de décharge du condensateur. En considérant que le condensateur se décharge sur une résistance parfaite, il y a conservation de l'énergie ce qui se traduit par :

$$U.dq+\frac{U^2}{R}.dt=0 \qquad (2.2)$$

avec : $dq=C_{DC}.dU$

On a donc **:**

$$-\int_{U}^{0} C_{DC}.U.dU=\int_{t=0}^{\infty}\frac{U^2}{R}dt \qquad (2.3)$$

d'où :

$$C_{DC}=\frac{2.W}{U^2} \qquad (2.4)$$

avec : C_{DC} : capacité du condensateur.

U : tension de charge aux bornes du condensateur.

W : énergie fournie par le condensateur lors de la décharge.

2.2.2 Mesures en fréquence

Les mesures sont effectuées avec un impédance-mètre HP4284A permettant l'acquisition du module de l'impédance et de la phase des condensateurs. La plage des fréquences de mesure est de 20Hz à 1MHz avec une tension de polarisation et d'oscillation maximale respectives de 40V continu et 20V efficace.

Les valeurs de capacité, d'inductance ou de résistance déduite des mesures d'impédance et de phase sont fournies selon un schéma équivalent série ou parallèle à deux éléments. Selon que la fréquence de mesure est inférieure ou supérieure à la fréquence de résonance *fr* du composant en test, on utilise un schéma composé d'une résistance avec un condensateur ou d'une résistance avec une inductance.

Rappelons que la fréquence de résonance *fr* s'exprime ainsi en considérant le schéma série de la figure 1-17 :

$$fr = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{ESL.C}} \qquad (2.5)$$

Les figures suivantes représentent les schémas équivalents série ou parallèle utilisés pour les mesures par l'impédance-mètre en fonction de la fréquence.

- Schéma équivalent série :

Avant la résonance

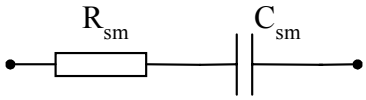


Figure 2-2

Après la résonance

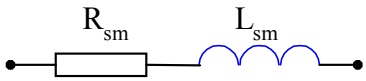


Figure 2-3

Du schéma équivalent série simplifié du condensateur nous en déduisons : R_{sm} = ESR

- Schéma équivalent parallèle :

Avant la résonance du condensateur

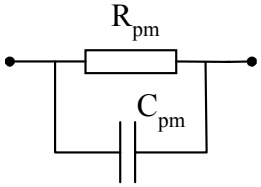


Figure 2-4

Après la résonance du condensateur

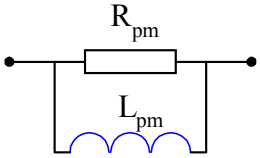


Figure 2-5

Afin d'obtenir une bonne précision sur les mesures, nous les effectuons en imposant une tension de polarisation de 31V continue et une tension d'oscillation de 7V efficace.

2.3 Analyse technologique des composants

Les caractéristiques sont de deux types, électriques et géométriques. Les caractéristiques électriques des composants sont variables en fonction de la tension, de la fréquence, de la température et du temps de vieillissement. Les caractéristiques géométriques sont constantes en fonction des contraintes extérieures et du temps mais ont une influence importante sur l'évolution des caractéristiques électriques du composant.

2.3.1 Géométrie des différents composants

Les caractéristiques géométriques des composants sont très différentes selon les fabricants pour des valeurs nominales électriques sensiblement identiques (*cf.* Figure 2-6).

Ces différences peuvent avoir une influence sur la fiabilité du composant. Les deux parties principales d'un condensateur électrolytique sont le bobinage et le boîtier. Leurs dimensions propres et les dimensions de l'une par rapport à l'autre sont détaillées dans le tableau 2-2 et représentées sur la figure 2-7.

Le volume ΔV représente la capacité d'absorption d'une surpression pouvant être créée par un échauffement du composant dû à une augmentation de ESR ou à un courant de fuite trop important. On peut noter des écarts très importants entre les différents composants.

Le bobinage se compose de deux couches de papier et de deux électrodes enroulées comme le montre la figure 2-8.

Les valeurs des marges m_{cp}, m_{ap} et m_b représentent des facteurs importants de sécurité contre les risques de court-circuit aux extrémités. Le nombres de bandes de connexion (n_c) disposées le long du bobinage varie de 3 à 5 par électrode selon les composants. La méthode de fixation de ces bandes aux bornes de connexion est de deux types : soudée ou sertie. Le tableau 2-3 récapitule ces différentes caractéristiques. Le détail des caractéristiques géométriques des différents composants est présenté en annexe 4.



Figure 2-6 :Géométrie des différents composants.

Fabriquant	H (mm)	D (mm)	V(cm^3)	Hi (mm)	Di (mm)	Vi (cm^3)	ΔV(mm^3)
A	206	73,2	150,79	200	73,1	146,20	459
B	130	86,12	111,96	130	86,1	111,93	3
C	206	86,6	178,4	202	63,6	128,47	4993
D	206	85,3	175,72	195	68,9	134,35	4137
E	184	87,4	160,82	180	75,12	135,21	2561
F	130	86,12	111,96	130	86,1	111,93	3

Tableau 2-2 : Caractéristiques géométriques des condensateurs.

avec:

H : hauteur intérieure du boîtier.

D : diamètre intérieur du boîtier.

V : volume intérieur du boîtier.

Hi : hauteur du bobinage.

Di : diamètre du bobinage.

Vi : volume du bobinage.

ΔV : volume libre à l'intérieur du condensateur.

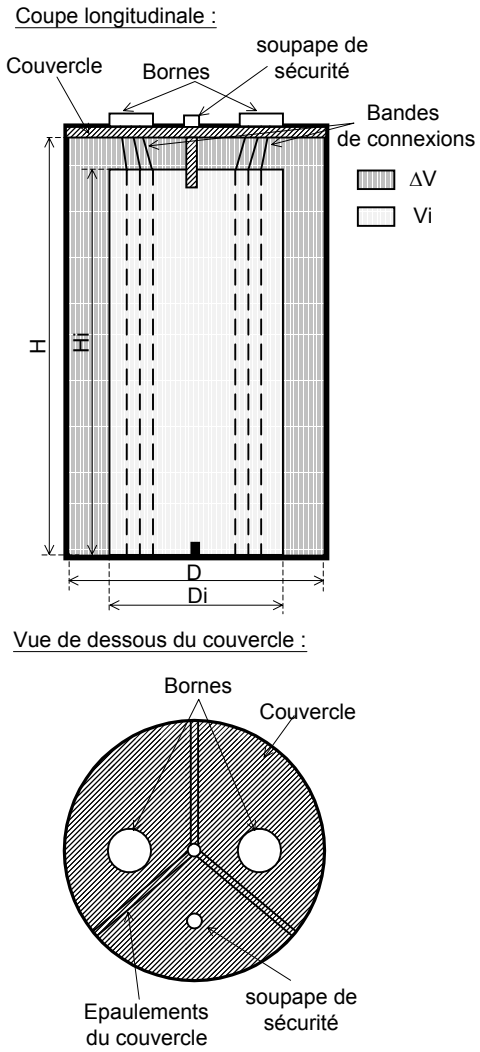


Figure 2-7 : Représentation des dimensions d'un condensateur.

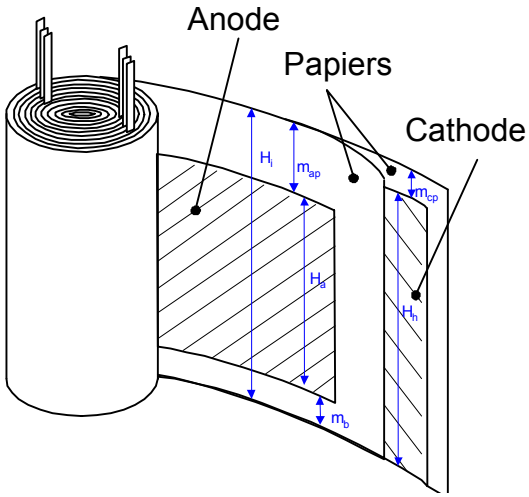


Figure 2-8 : Dimensions des éléments du bobinage.

Fabriquant	Nombre de bandes (n_c)	Fixation	m_b (mm)	m_{ap} (mm)	m_{cp} (mm)
A	3	Sertie	10	15	15
B	3	Sertie	5	6	6
C	3	Soudée	10	14	4
D	6	Sertie	6	6	3
E	5	Sertie	4	6	6
F	3	Sertie	5	6	6

Tableau 2-3 : Caractéristiques concernant le bobinage.

2.3.2 Valeurs moyennes des paramètres électriques des condensateurs neufs

Le tableau ci-dessous représente les valeurs moyennes des principaux paramètres électriques des condensateurs neufs mesurés à une température de 25°C dans les conditions décrites précédemment.

Fabriquant	C_{sm} à 100Hz	C_{DC} à 500V	ESR 100Hz	I_L à 5 minutes
A	4,49mF	4,6mF	13,96mΩ	0,727mA
B	4,8mF	5,08mF	15mΩ	1.55mA
C	4,3mF	4,47mF	22mΩ	0,358mA
D	3,98mF	4,09mF	11,82mΩ	0,293mA
E	4,58mF	4,79mF	11,4mΩ	0,668mA
F	4,82mF	5,08mF	14,46mΩ	0,8mA

Tableau 2-4 : Valeurs moyenne mesurées.

Afin d'évaluer la maîtrise de fabrication des différents constructeurs, nous montrons sur les figures 2-9 et 2-10 les courbes de dispersion selon une loi normale de la capacité Csm et de l'ESR à 100Hz pour les différents types de condensateurs.

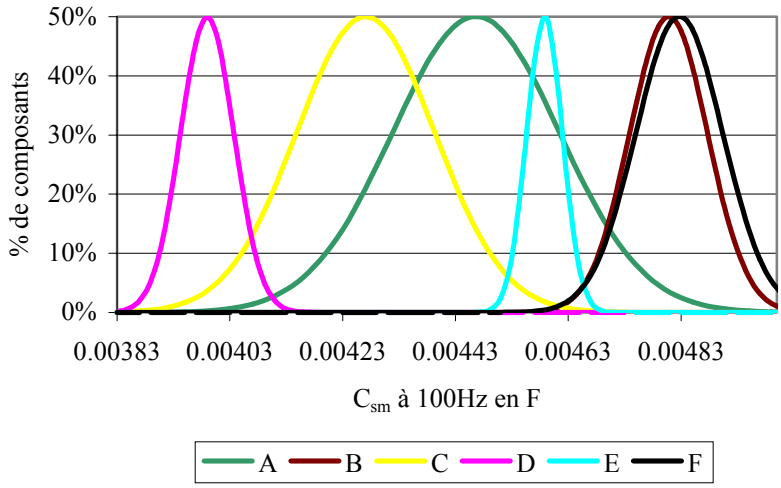


Figure 2-9 : Distribution de C_{sm} à 100Hz pour des composants sain.

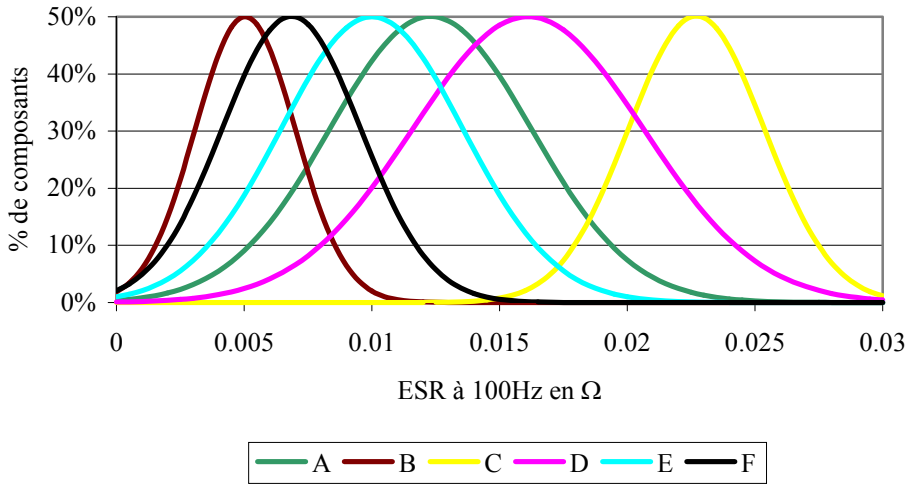


Figure 2-10 : Distribution de l'ESR à 100Hz pour des composants sain.

Les différences peuvent être importantes pour la valeur de la capacité et de l'ESR entre les différents fabricants et les différentes séries de composants. Pour la capacité, ces différences sont principalement dus à la qualité de la gravure de l'anode qui influence dans de fortes proportions la valeur de celle-ci. Les variations de l'ESR sont surtout dues à la qualité de l'électrolyte et de la connectique. Les dispersions entre Csm et ESR n'étant pas liées au même phénomène ne sont pas reliées entre elles. En considérant les marges de tolérance des fabricants sur la capacité comprise entre ±20%, tous les composants satisfont à la valeur nominale de capacité et la valeur de ESR est dans tous les cas inférieure aux données maximale constructeur. Nous analyserons par la suite ces dispersions en fonction des défaillances constatées sur les différents composants.

2.3.3 Variations des paramètres en fonction de la température

Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium sont très sensibles aux variations de températures. La figure 2-11 représente la variation de C_{sm}, ESR et du module de Z en fonction de la fréquence pour différentes températures pour un condensateur du fabriquant A. On note une forte variation de la capacité C_{sm} avec les températures négatives. Cette variation entraîne une modification de la fréquence de résonance du composant. La résistance équivalente série varie de façon très importante avec la température. Les propriétés de l'électrolyte constituant en grande partie cette résistance en sont la cause. Aux basses températures un phénomène d'épaississement de l'électrolyte [30] induit une mobilité des ions moins importante et conduit à une augmentation de l'ESR.

Nous représentons sur la figure 2-12 la variation de ESR en fonction de la température à une fréquence de 100Hz d'un condensateur du fabriquant D. Cette variation peut s'exprimer par une loi exponentielle de la forme :

$$ESR(T)=\alpha+\beta.\exp(-T/\gamma) \qquad (2.6)$$

avec : α β γ : coefficients dépendant du composant

T : température du composant en °C.

Les paramètres α, β, γ sont déterminés par la méthode des moindres carrés non linéaire de Levenberg Marquardt qui permet une approximation fine du modèle.

On obtient pour cet exemple : α= 8,86.10^{-3} Ω, β=3,60.10^{-3}Ω, γ=6,58°C

La figure 2-13 montre la variation du courant de fuite à 5mn d'un condensateur du fabriquant D sous tension nominale en fonction de la température. Cette variation peut s'exprimer par une loi exponentielle de la forme :

$$I_L(T)=\chi+\lambda.\exp(T/\nu) \qquad (2.7)$$

avec : χ, λ, ν : coefficients dépendant du composant

T : température du composant en °C.

La méthode d'identification des paramètres est identique à celle utilisée pour ESR en fonction de la température.

On obtient pour cet exemple : χ=-0,155.10^{-3}A, λ=0,544.10^{-3}A, ν=34.10^{-3}°C

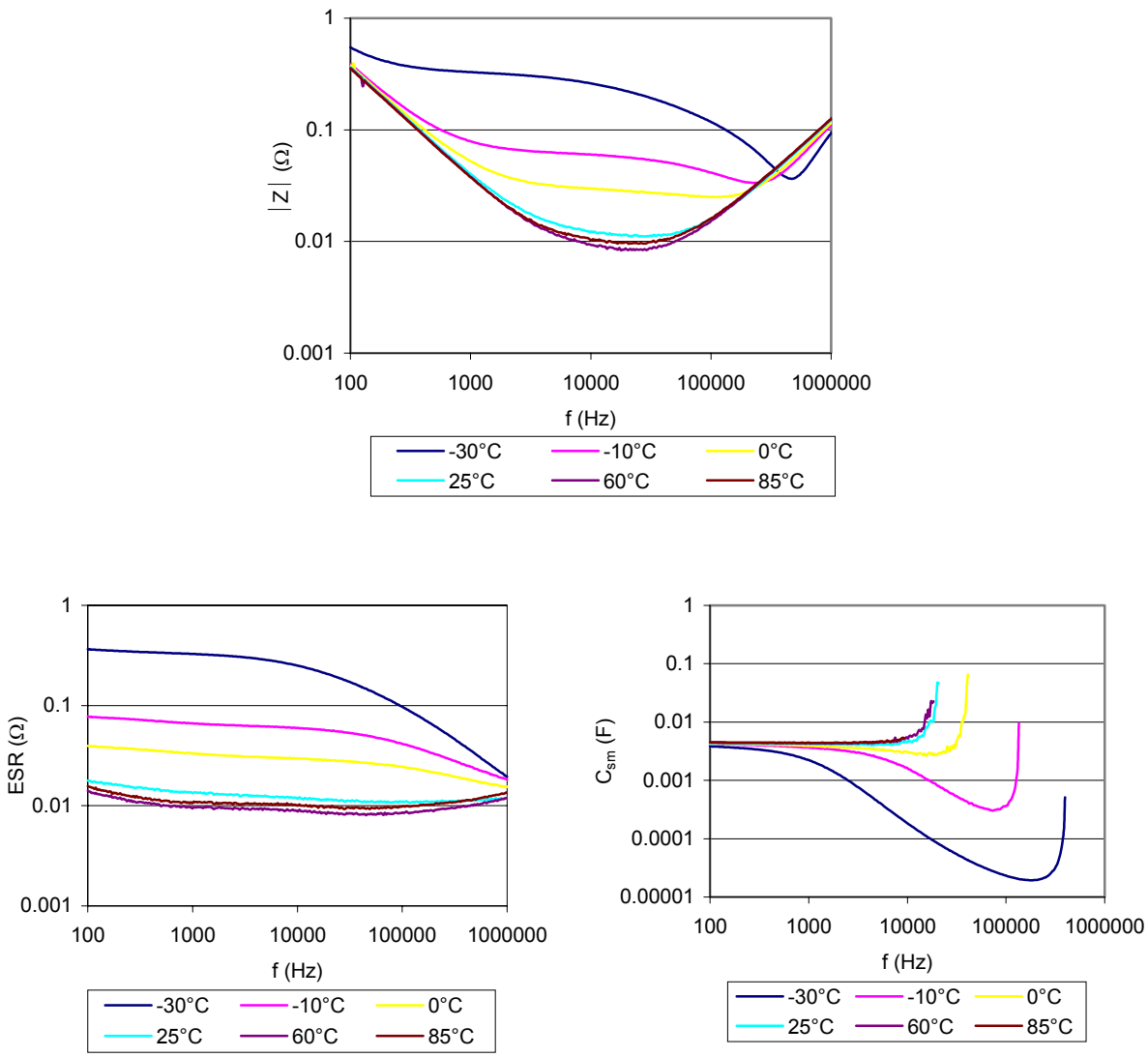


Figure 2-11 : Variation des paramètres pour différentes températures.

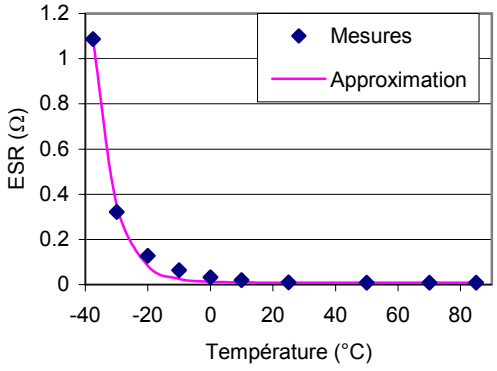


Figure 2-12 : Variation de ESR à 100Hz.

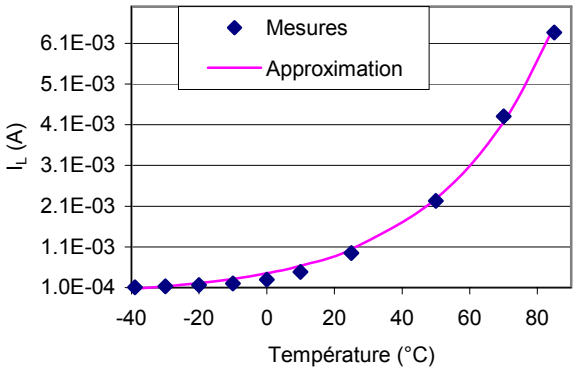


Figure 2-13 : Variation du courant de fuite I_L

2.3.4 Variation des paramètres en fonction de la tension de polarisation

La tension de polarisation (U) appliquée aux bornes du composant a une influence minime sur les valeurs de C_{sm}, ESR ou Z. Par contre son influence est importante sur le courant de fuite qui dépend principalement de la tenue en tension du diélectrique. Ce courant de fuite peut s'écrire sous la forme suivante [30] :

$$I_L = \frac{U}{R} + I_0.\exp\left[(U - U_n).k\right] - I_0.\exp(-U_n.k) \qquad (2.8)$$

avec : I_L = courant de fuite (A)

U = tension de polarisation (V)

U_n = tension nominale du condensateur (V)

R = résistance du diélectrique considérée constante pour les faibles tensions (inférieures à $U_n/2$) (Ω)

I_0 = courant de fuite à U_n (A)

k = coefficient dépendant du composant

La figure 2-14 montre le courant de fuite mesuré 5mn après le début de la charge pour un condensateur du fabricant D en fonction de la tension de polarisation appliquée ainsi qu'une approximation issue de l'équation ci-dessus.

On obtient pour cet exemple : R=7,57.10^{6}Ω, I_0=4,29.10^{-3}A, k=5,83.10^{-3}V^{-1}

Le courant de fuite augmente fortement lorsque l'on atteint des valeurs proches de la tension nominale du composant. Il peut y avoir claquage du diélectrique si une tension trop importante est appliquée pendant une période trop importante.

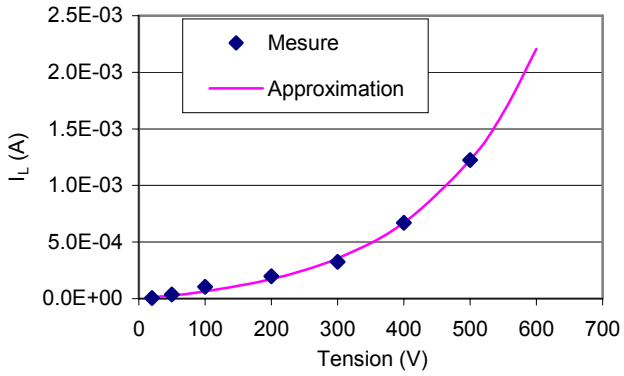


Figure 2-14 : Courant de fuite à 5mn en fonction de la tension de polarisation pour un condensateur D.

2.4 Modes de vieillissement

Deux modes de vieillissement distincts sont effectués :

- Un vieillissement nommé standard en température.
- Un vieillissement nommé par cycles de charge décharge.

Ils permettent d'évaluer la fiabilité des différents composants par l'analyse de l'évolution de leurs paramètres. Des défaillances fonction des choix technologiques des fabricants peuvent être ainsi mises en évidence.

2.4.1 Vieillissement standard

Il consiste à contraindre les condensateurs sous leur tension nominale et température maximale d'utilisation [29]. Les condensateurs sont placés dans une enceinte climatique à température constante de 85°C (*cf*. Figure 2-15). La tension d'alimentation des condensateurs est amenée progressivement à 500V afin de limiter le courant de charge des condensateurs mis en parallèle pour le vieillissement. Le temps de vieillissement est comptabilisé lorsque la tension de 500V et la température de 85°C sont atteintes.

Ce type de vieillissement a pour principal effet l'évaporation de l'électrolyte. Comme ce vieillissement est assimilable à une réaction chimique, la loi d'Arrhenius est utilisable. La durée de vieillissement à 85°C peut alors être extrapolée à un vieillissement à 25 °C par la relation (2.9) [2, 32]. L'énergie d'activation (E_a) a été estimée par Rhoades [38] grâce à un vieillissement d'environs 500 condensateurs à différentes températures sur une période de 10000 heures avec comme indicateur de vieillissement l'ESR. La valeur de E_a peut être légèrement différente selon le type de condensateur, il serait intéressant d'effectuer ces vieillissements pour les condensateurs étudiés. Cependant compte tenu des moyens disponibles notamment en enceintes climatiques et des dimensions importantes des composants cette étude ne sera pas réalisée et nous prendrons en première approximation la valeur de E_a déterminée par Rhoades.

$$\frac{t'}{t_v} = \exp\left[\frac{E_a}{k}\frac{T_v - T'}{(T_v + 273)(T' + 273)}\right] \qquad (2.9)$$

T_v = température de vieillissement (85°C).

T' = température extrapolée (25°C).

t_v = temps de vieillissement à T (85°C).

t' = temps extrapolé à T' (25°C).

E_a = énergie d'activation (E_a estimée à 0,405 eV)

k = constante de Boltzmann's ($8{,}617.10^{-5}$ eV/°K)

Ce qui donne les équivalences de vieillissement suivantes avec un facteur d'accélération (AF) pour un vieillissement à 85°C extrapolé à 25°C de 14 :

⇨ 2 ans à 25°C ≈ 620h à 85°C

5 ans à 25°C ≈ 3115h à 85°C.

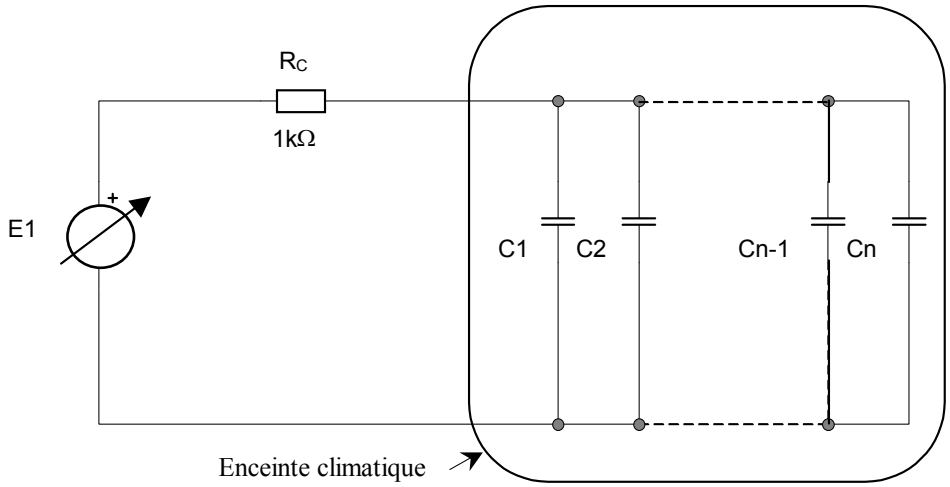


Figure 2-15 : Banc de vieillissement standard.

2.4.2 Vieillissement par cycles de charge, décharge

Afin de contraindre différemment les condensateurs, un second type de vieillissement par cycles de charge, décharge est proposé. Chaque composant est chargé via une résistance de charge R_{ch} de 1kΩ à tension nominale U_n et déchargé dans un circuit de très faible impédance Z_d (résistance d'environ 20mΩ en série avec une inductance d'environ 1µH). La figure ci-dessous représente le banc de vieillissement par cycles de charge décharge des condensateurs.

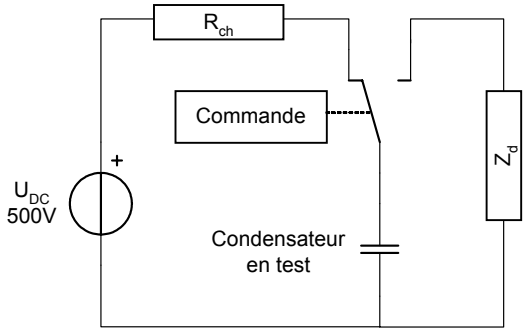


Figure 2-16 : banc de cycles de charge décharge.

Le cycle complet de charge-décharge est de 70s avec un temps de charge de 60s. L'énergie totale dissipée dans le condensateur sur un cycle de charge-décharge 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 qui peuvent induire des défaillances.

Le courant maximum dans les condensateurs lors de la décharge est de l'ordre de 15kA. Ce courant induit une densité de courant dans les bandes de connexion qui dépend de leur section S_c et de leur nombre. Le tableau 2-5 représente la densité de courant maximum J_{max} par bande de connexion pour chaque condensateur.

Composant du fabricant :	n_c	S_c (mm^2)	J_{max} (A/mm^2)
A	5	2	1500
B	3	2	2500
C	3	1,7	2947
D	6	2	1250
E	3	1,6	3125
F	3	2	2500

Tableau 2-5 : Densité de courant dans les bandes de connexion.

Ce type de vieillissement permet de tester la qualité de la connectique au niveau de la liaison entre les bornes du condensateur et les bandes de connexion qui peuvent être serties ou soudées par points. Il permet aussi d'évaluer la qualité du dépôt de la couche d'oxyde d'alumine qui peut se détériorer rapidement si elle possède des points faibles sur le bobinage.

2.5 Analyse des défaillances et du vieillissement

On distingue deux principaux types de défaillances :

- Les défaillances catalectiques ou catastrophiques liées à un défaut ne permettant pas au composant d'effectuer la fonction requise par ces caractéristiques.

- Les défaillances progressives induisant une dégradation graduelle des paramètres électriques du composant.

Les résultats sont différenciés selon ces deux modes de défaillances.

2.5.1 Défaillances catalectiques

2.5.1.1 Vieillissement standard

Quatre principaux types de défauts ont étés identifiés lors du vieillissement en tension et température :

- Fuite d'électrolyte par la soupape de sécurité du couvercle refermant le boîtier.
- Cassure du couvercle du boîtier.
- Court-circuit interne.
- Corrosion de l'anode.

Ces défauts survenus sur différents composants sont détaillés ci-dessous :

Fuite d'électrolyte : six composants du fabricant A sur neuf ont eu une fuite d'électrolyte plus ou moins importante par la soupape de sécurité après des temps de vieillissement inférieurs au temps préconisé par les normes (2000 heures). La figure 2-17 montre un composant ayant subi une fuite d'électrolyte importante.

Cassure du couvercle du boîtier : trois composants du fabricant F mis en vieillissement ont présenté rapidement ce type de défaut avec une fuite d'électrolyte par les fentes créées sur le couvercle (*cf.* Figure 2-18). Un composant du fabricant E a eu son couvercle fendu avec éjection de la soupape de sécurité et projection d'électrolyte.

Court-circuit interne : un composant du fabricant B a explosé après une heure de vieillissement dans l'enceinte climatique suite à un court-circuit entre les deux armatures à l'extrémité supérieure du bobinage. Un second du même fabricant a présenté ce défaut après cinq cents heures de vieillissement sur la partie inférieure du condensateur ce qui a provoqué une déformation du boîtier. La figure 2-19 représente le bobinage d'un composant E après explosion.

Corrosion de l'anode : trois composants A ont présenté cette corrosion ce qui a conduit à un circuit ouvert pour deux des composants et à un court-circuit pour le troisième par contact entre anode et cathode suite à la cassure d'une bande de connexion. La figure 2-20 représente cette corrosion pour un composant du fabricant A. Un composant du fabricant B a présenté ce même type de défaillance.

Les composants des fabricants C, D et E n'ont pas eu de défaillances catalectiques.



Figure 2-17 : Fuite d'électrolyte sur un composant A.



Figure 2-18 : Fentes sur un composant F.



Figure 2-19 : Composant B après explosion.



Figure 2-20 : Corrosion de l'anode d'un composant A.

2.5.1.1.1 Cause des défaillances

Corrosion de l'anode : ce mécanisme de défaillance peut être attribué à l'attaque des bandes de connexion d'aluminium par des ions halogènes [33, 34]. Ces ions halogènes peuvent avoir été générés par la dégradation d'un solvant halogène mis en contact avec les bornes du composant lors d'un nettoyage ou lors du processus de fabrication. Cette défaillance implique deux types de défaut : le plus courant étant une mise en circuit ouvert du composant dommageable pour la fonction requise mais non pour la sécurité du système ; le second défaut est un court-circuit par contact entre anode et cathode suite à la cassure d'une bande de connexion pouvant induire dans le pire des cas une explosion du composant dommageable au système.

Autres défauts (fuite d'électrolyte, claquage par court-circuit) : ces défaillances liées à l'évaporation de l'électrolyte dépendent des caractéristiques géométriques des composants et de leur fabrication [35]. La température de vieillissement (85°C) crée une surpression à

l'intérieur du composant liée à l'évaporation de l'électrolyte. Pour les composants ayant un faible volume de sécurité ou d'absorption ΔV (*cf.* Figure 2-21), la suppression devient vite trop importante. Elle doit normalement être évacuée par la soupape de sécurité prévue à cet effet sur le couvercle du condensateur comme cela a été le cas pour les condensateurs du fabricant A. Pour les composants B et F, la soupape de sécurité n'ayant pas joué son rôle la surpression a causé une détérioration du couvercle des composants.

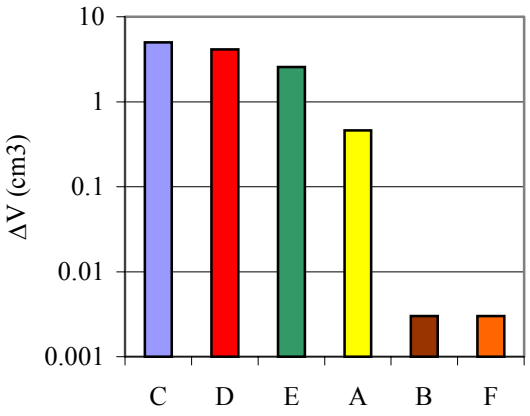


Figure 2-21 : Volume de sécurité ΔV.

Un autre facteur lié au renforcement du champ électrique aux extrémités du bobinage est intervenu pour les composants ayant explosés.

Différents facteurs peuvent conduire ce phénomène :

- Une augmentation de la pression interne du composant créant un rapprochement local des électrodes.
- Une mauvaise découpe de l'anode qui peut provoquer des discontinuités supplémentaires aux extrémités.
- Un écrasement du bobinage par les épaulements du couvercle (*cf.* Figure 2-7) pour les composants ayant un boîtier sous dimensionné.
- Des défauts localisés sur la couche d'alumine.

2.5.1.2 Vieillissement par cycles

Le vieillissement par cycles de charge décharge a mis en évidence deux types de défauts dus au diélectrique et à la connectique. Il n'influe pas sur les valeurs de capacités C_{sm} et C_{DC}, et de façon négligeable sur la valeur de ESR. Le paramètre variant avec ce type de vieillissement est le courant de fuite I_L. Nous observons aussi des défaillances catalectiques.

2.5.1.2.1 Défauts dus au diélectrique

Le courant de fuite dans les condensateurs dépend des caractéristiques du diélectrique. L'intégrité de celui-ci doit donc être homogène sur toute la surface des électrodes afin d'obtenir un courant de fuite le plus faible possible. Lors des cycles de charge décharge, nous observons une augmentation des courants de fuite des différents composants. Ce phénomène est dû à une dégradation du diélectrique, c'est à dire de la couche d'oxyde d'alumine. La figure 2-22 montre l'évolution moyenne du courant de fuite en fonction des cycles pour les composants A, C, D et E, (les composant B et F n'ayant pas subi ces tests compte tenu de leur fragilité au vieillissement en tension et température).

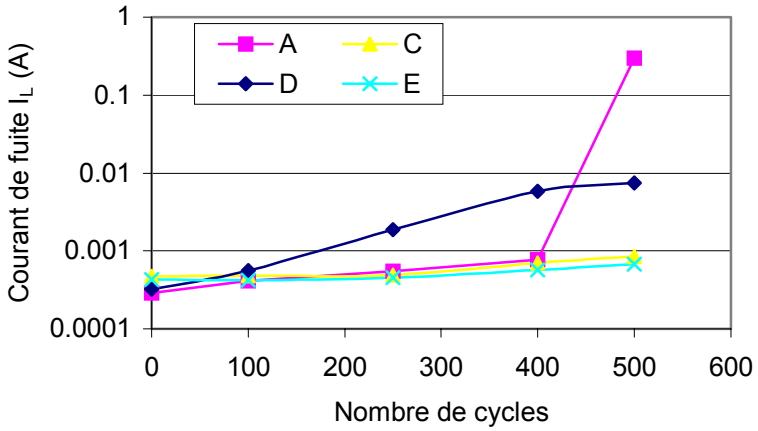


Figure 2-22 : Courant de fuite en fonction du nombre de cycles.

L'augmentation du courant de fuite peut être expliquée par l'absence du phénomène d'auto-regénération de la couche d'oxyde d'alumine. 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. Or dans notre cas le courant maximum dans les condensateurs lors de la décharge est de l'ordre de 15kA ce qui empêche l'auto-regénération.

Ce courant induit une densité de courant dans les bandes de connexion qui dépend de leur section S_c et de leur nombre n_c. Le tableau ci-dessous représente la densité de courant maximum J_{max} par bande de connexion pour les différents condensateurs.

Composant du fabricant :	n_c	S_c (mm²)	J_{max} (A/mm^2)
A	3	1,6	3125
C	3	1,7	2947
D	6	2	1250
E	5	2	1500

Tableau 2-6 : Densité de courant dans les bandes de connexion.

Nous constatons que le courant de fuite des condensateurs du fabricant A a augmenté de façon très importante après 500 cycles. Le fort courant lors de la décharge a favorisé le claquage du diélectrique au niveau d'une bande de connexion de la cathode. Celui-ci s'est ensuite propagé selon le rayon du condensateur sur plusieurs couches du bobinage. La figure 2-23 montre la destruction d'une partie du bobinage sur un composant du fabricant A.



Figure 2-23 : Destruction du bobinage sur un condensateur du fabricant A.

Bien que le courant de fuite I_L des condensateurs du fabricant D ait augmenté de façon importante, aucune destruction visible du bobinage à l'œil nue n'a été observée. Le nombre de bandes de connexion plus importante permet une répartition plus homogène du courant.

Les figures ci-dessous montrent une partie du bobinage des composants A, C et E à proximité des bandes de connexion pour un grossissement de X40 et X200. On observe pour certain d'entre eux des défauts sur l'anode ou la cathode conduisant à l'augmentation du courant de fuite.

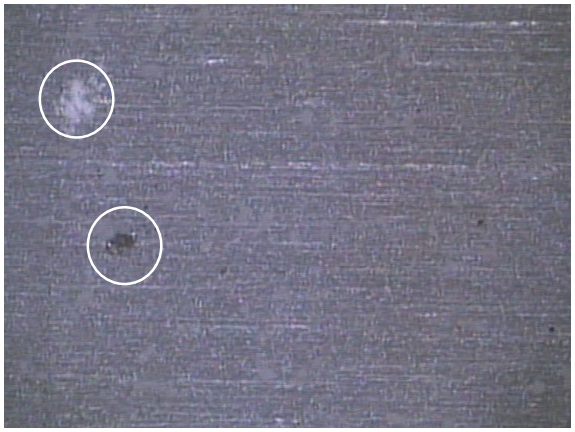


Figure 2-24 : Anode d'un composant A après 500 cycles (X40).

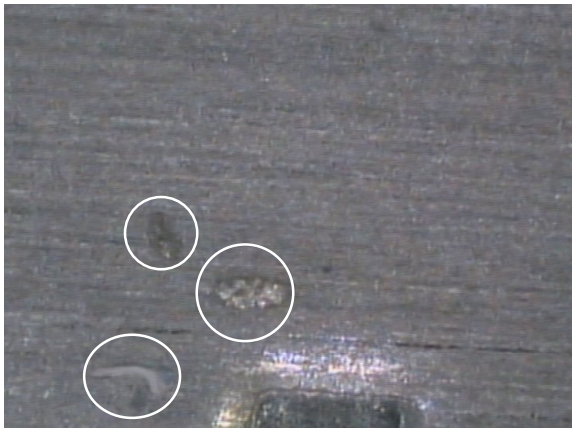


Figure 2-25 : Cathode d'un composant A après 500 cycles (X200).



Figure 2-26 : Anode d'un composant C après 500 cycles (X200).



Figure 2-27 : Anode d'un composant E après 500 cycles (X200).

Des dégradations locales sur les électrodes recouvertes d'oxyde d'alumine peuvent être observées. Ces dégradations n'induisent qu'une modification significative du courant de fuite. En effet, la résistance équivalente série est principalement liée à l'électrolyte qui ne s'évapore pas dans ces conditions. La capacité est très peu affectée par ces défauts, car la surface totale d'électrode endommagée reste faible.

La capacité d'un condensateur électrolytique aluminium s'écrit :

$$C_{AK} \simeq \varepsilon_0 . \varepsilon_r . \frac{A}{d} \qquad (2.10)$$

avec : ε_0 = permittivité absolue du vide ($\varepsilon_0 = 8{,}854.10^{-12} F/m$)

ε_r = permittivité relative du diélectrique

A = surface de contact anode-diélectrique en m²

d = épaisseur du diélectrique en m.

Pour les composants étudiés, la surface moyenne A prenant en compte la gravure est d'environ 45m^2. En supposant qu'un défaut important détruise une surface visible du bobinage de 100mm² sur 10 tours (ce qui correspond à une surface avec gravure d'environ 30.10^{-3}m² si le coefficient de gravure $k = 30$), l'influence sur la capacité C_{AK} reste inférieure à 0,1%.

Une augmentation du courant de fuite peut avoir une influence sur le fonctionnement d'un système et par exemple réduire l'énergie stockée dans les condensateurs du fait de chutes de tensions supplémentaires dans les résistances de charge du composant.

2.5.1.2.2 Défauts dus à la connectique

Pour certains échantillons de condensateurs du fabricant C, nous avons constaté un arrachement de la liaison par soudure entre les bandes de connexion et les bornes du composant comme le montre la figure 2-28.

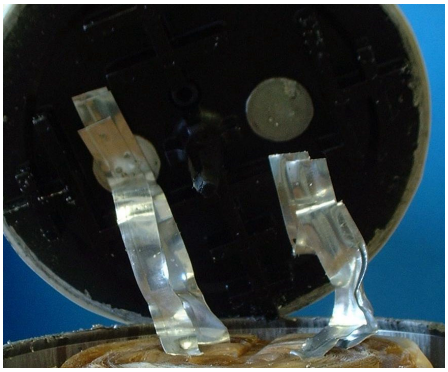


Figure 2-28 : Arrachement de la connectique sur un condensateur du fabricant C.

Cette défaillance est due au fort courant de décharge qui induit un échauffement local important tendant à faire fondre les points de soudure et aux forces électrodynamiques favorisant le processus d'arrachement.

2.5.2 Défaillances par dérive

Les principaux paramètres permettant de définir l'état d'un condensateur électrolytique à l'aluminium sont les valeurs de sa capacité, de sa résistance équivalente série et de son courant de fuite. L'ESR est le paramètre qui se dégrade le plus rapidement lors d'un vieillissement standard [2, 32, 36, 37, 38, 39]. Il constitue donc un indicateur de vieillissement privilégié pour ces composants.

Nous représentons sur la figure 2-29 la résistance ESR pour un condensateur du fabricant E neuf et vieilli en fonction de la fréquence. Nous remarquons qu'il existe un écart entre l'ESR sain et vieilli pour toute la gamme de fréquences. Afin d'évaluer le vieillissement des

condensateurs, nous utilisons par la suite la valeur de ESR à 100Hz qui est une des valeurs normalisées de mesure. La figure 2-30 montre que la valeur de la capacité série C_{sm} ne diminue que légèrement avec le temps de vieillissement pour les valeurs inférieures à la fréquence de résonance du composant. Cependant compte tenu de cette diminution la fréquence de résonance est modifiée. La variation de C_{sm} à 100Hz étant faible, nous prendrons par la suite les variations dans le temps de la capacité C_{sm} à 1kHz plus significative du vieillissement du composant.

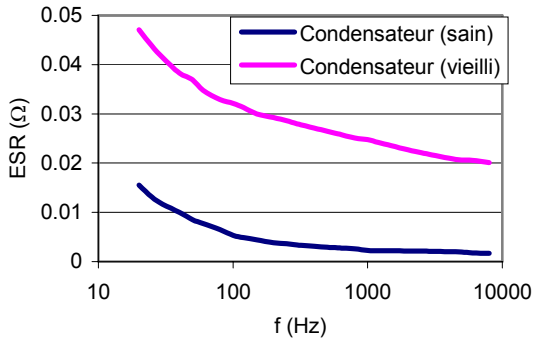


Figure 2-29 : ESR pour un condensateur sain et vieilli.

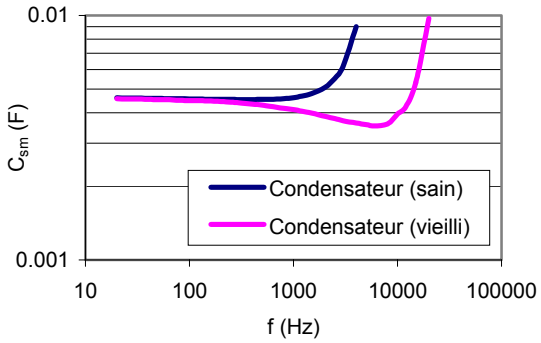


Figure 2-30 : C_{sm} pour un condensateur sain et vieilli.

2.5.2.1.1 Variations de ESR

Nous montrons sur la figure 2-31 l'évolution de ESR mesuré à 100Hz et 25°C pour les différents condensateurs en fonction du temps de vieillissement à 85°C. Ce vieillissement peut être extrapolé à un vieillissement à une autre température (*cf.* § 2.4.1).

On note des différences importantes entre les différents types de composants. Les figures 2-32 et 2-33 montrent la variation maximum de ESR par rapport à sa valeur initiale ainsi que l'augmentation moyenne de ESR pour un vieillissement de 3000 heures.

Une augmentation importante de ESR peut être fortement dommageable. Pour les applications de filtrage dans les convertisseurs statiques, la valeur initiale de ESR doit être minimum afin de limiter l'échauffement du composant dû à celle-ci. L'échauffement d'un composant est lié à la puissance dissipée P par :

$$P=ESR.I^2 \qquad (2.11)$$

I étant la valeur efficace du courant dans le condensateur.

Comme le courant I est en général lié au convertisseur d'énergie, la puissance dissipée dans le condensateur est d'autant plus petite que l'ESR est faible.

Pour les applications de stockage d'énergie (tension aux bornes du condensateur continue), la valeur de ESR a une importance moindre car comme en régime permanent le courant I est égal au courant de fuite I_L, l'échauffement dû à celui-ci est négligeable.

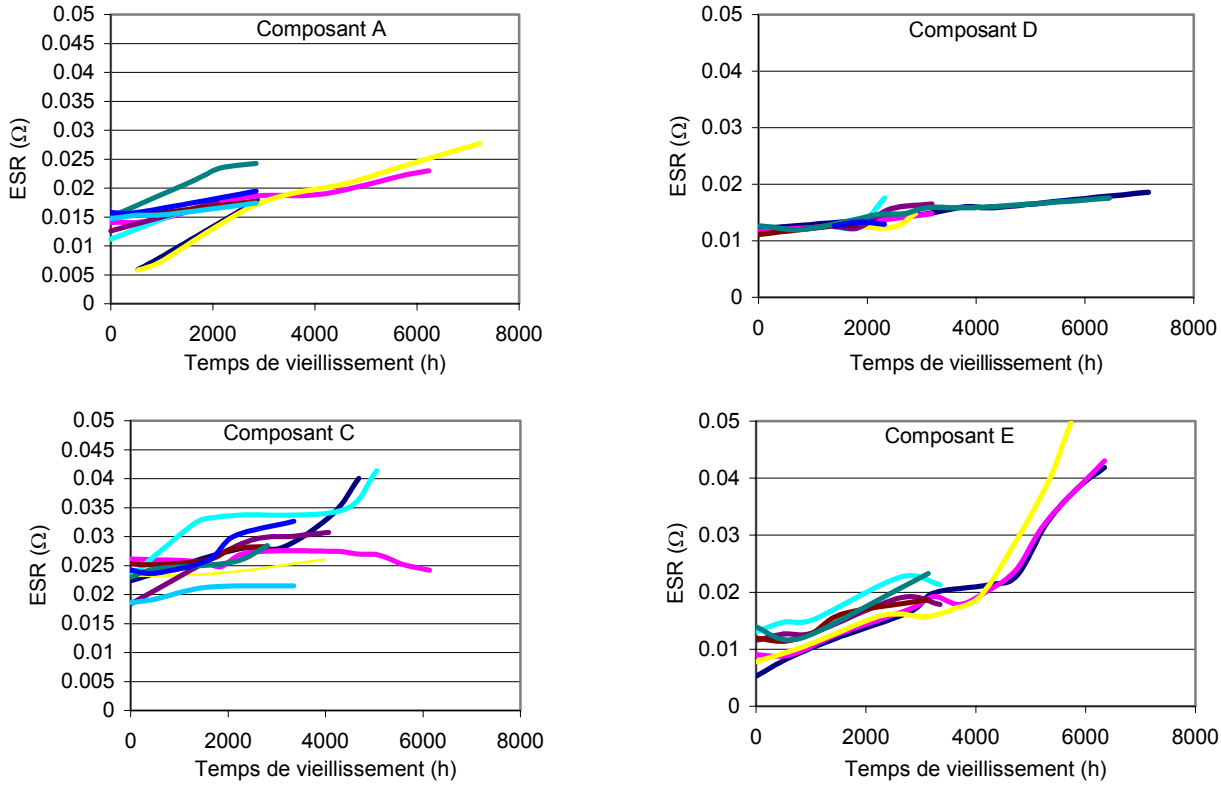


Figure 2-31 : Evolution de ESR à 100Hz en fonction du temps de vieillissement à 85°C.

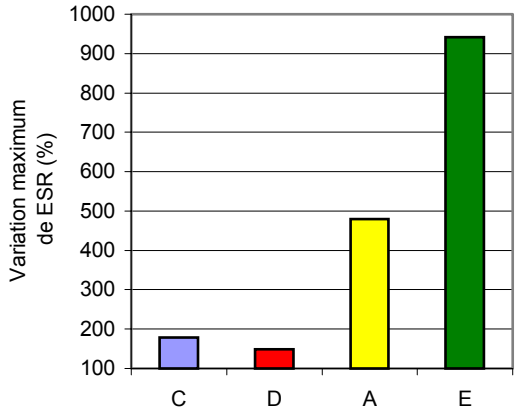


Figure 2-32 : Variation maximum de ESR en %.

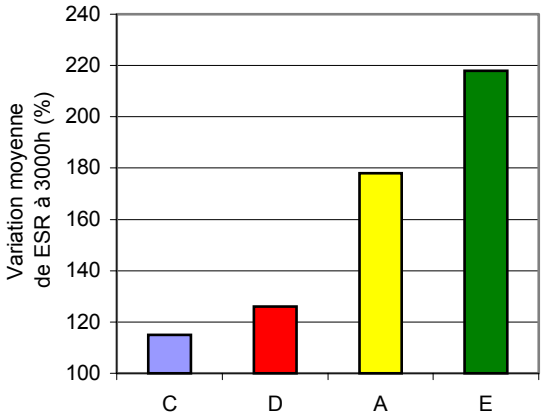


Figure 2-33 : Variation moyenne de ESR à 3000h en %.

L'augmentation de la résistance équivalente série est principalement liée à l'évaporation de l'électrolyte [30, 31, 32]. En effet l'ESR est constituée de trois parties :

- La première est celle des papiers imprégnés d'électrolyte qui diminue fortement avec la température, c'est le principal terme de l'ESR.
- La seconde est celle de la couche d'oxyde d'alumine qui augmente légèrement avec la température et diminue avec la fréquence.
- La dernière est la résistance des bandes de connexion et des feuilles d'aluminium qui augmente légèrement avec la température.

Afin de corréler cette augmentation, nous avons effectué des mesures de la masse des composants à différents stades de vieillissement. Pour tous les composants ayant eu un vieillissement sans défaillance catalectique, la variation de masse n'excède pas 0,5%. Cette faible variation difficilement exploitable pour l'évaluation du vieillissement des composants permet néanmoins de vérifier que le vieillissement est lié à l'évaporation de l'électrolyte [32]. A titre d'exemple, nous représentons sur la figure 2-34 la variation de masse d'un composant E en fonction de sa résistance équivalente série mesurée à 100Hz.

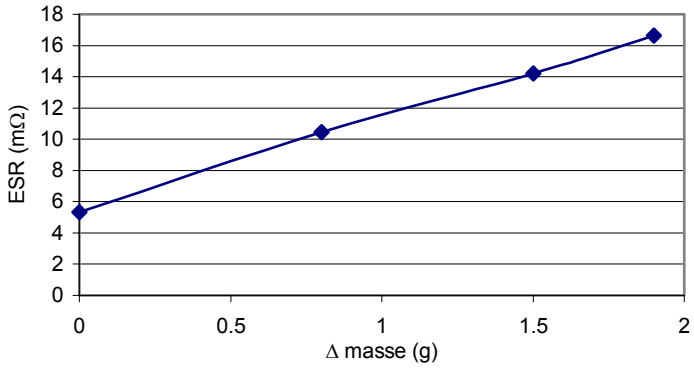


Figure 2-34 : Perte de poids en fonction de ESR.

- Influence de la quantité d'électrolyte sur la variation de ESR

L'imprégnation complète des papiers du bobinage détermine la quantité minimum d'électrolyte dans un condensateur. L'ajout d'électrolyte dans le boîtier permet une ré-humidification du papier lors du séchage de celui-ci. Toutefois la quantité d'électrolyte n'est pas le seul facteur déterminant pour le temps de vieillissement. Un autre facteur important est l'étanchéité du boîtier qui influence fortement la vitesse d'évaporation de l'électrolyte.

Le tableau 2-7 ci-dessous présente la masse d'électrolyte contenu dans les différents composants en test en fonction du volume utile de leur bobinage. Nous remarquons qu'aucune corrélation ne peut être effectuée entre cette valeur et les vieillissements décrits précédemment.

Composant	A	C	D	E
Masse d'électrolyte/Volume (kg/m^3)	170	328	135	197

Tableau 2-7 : Masse d'électrolyte en fonction du volume du bobinage.

2.5.2.1.2 Variations de C_{sm}

Les variations de C_{sm} en fonction du vieillissement sont représentées sur les figures 2-35 et 2-36. Elles montrent la diminution maximum de C_{sm} pour l'ensemble des vieillissements ainsi que la variation moyenne après 3000 heures.

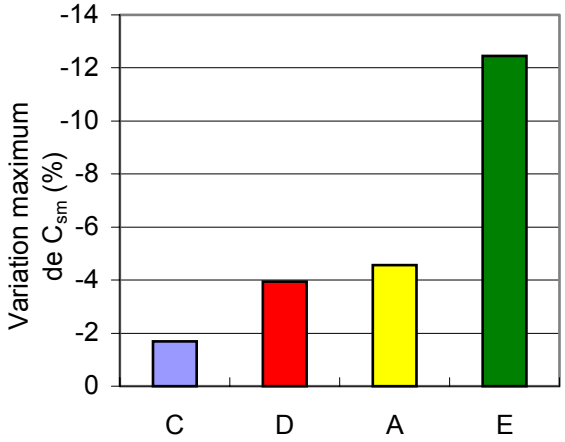


Figure 2-35 : Variation maximum de C_{sm} en %.

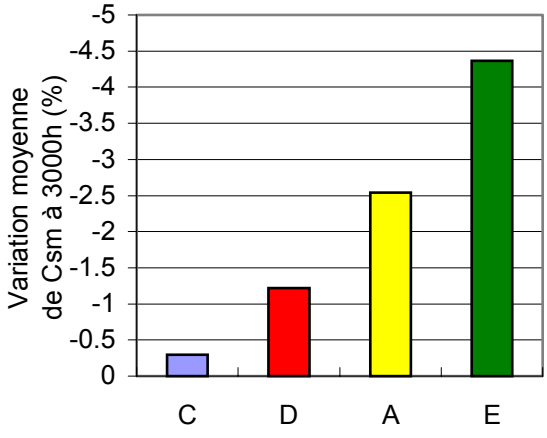


Figure 2-36 : Variation moyenne de C_{sm} à 3000h en %.

Ces variations de capacité sont faibles comparées à l'évolution de la résistance équivalente série. Après un vieillissement de 3000 heures, les valeurs de capacités restent incluses dans la plage définie par les fabricants c'est à dire de -20% / +20% ou -10% / +30% pour un vieillissement de 2000 heures.

2.5.2.1.3 Variations de I_L

Le courant de fuite I_L ne varie pas significativement pour ce type de vieillissement car il est lié principalement à la résistivité de la couche d'oxyde d'alumine qui ne se dégrade pas. En

considérant le schéma équivalent représentée sur la figure 2-37 avec R_p la résistance du diélectrique et R_l la résistance liée aux connexions, aux armatures et à l'électrolyte, le courant de fuite I_L en régime établi (condensateur chargé) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_L = \frac{U}{R_p + R_l} \tag{2.12}$$

R_p étant très grand devant R_l, la variation de R_l due au vieillissement des condensateurs a une influence négligeable sur le courant de fuite.

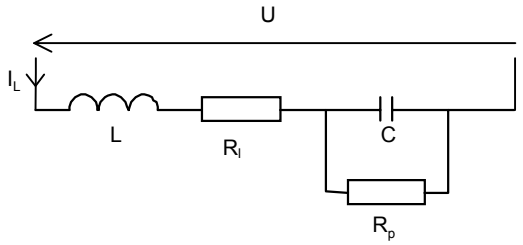


Figure 2-37 : Schéma équivalent d'un condensateur.

2.5.2.2 Modèle de vieillissement de ESR

La résistance équivalente série dépend principalement de la résistivité de l'électrolyte dans les condensateurs électrolytiques à l'aluminium. L'augmentation de cette résistance en fonction du temps dépend du type d'électrolyte, du boîtier du composant et plus particulièrement de son étanchéité ainsi que de la température de vieillissement. Un modèle linéaire de l'évolution en fonction du temps de vieillissement de ESR en 1/ESR a été développé par Rhoades et Smith [38]. Nous proposons dans cette partie de comparer celui-ci à des modèles suivant une loi exponentielle. Ces différents modèles sont proposés pour divers composants de caractéristiques électriques et géométriques différentes.

2.5.2.2.1 Modèle linéaire

Un modèle linéaire en 1/ESR que nous appellerons modèle "0" à été proposé par Rhoades et Smith [37]. Il permet d'obtenir une prédiction de l'évolution de ESR en fonction du temps et de la température de vieillissement. La relation est la suivante :

$$\frac{1}{ESR(t_v)} = \frac{1}{ESR(0)} . \left[1 - A_0 . t_v . \exp(-\frac{4700}{T_v + 273}) \right] \tag{2.13}$$

t_v = temps de vieillissement à la température T_v.

$ESR(t_v)$ = valeur de ESR à t_v.

$ESR(0)$ = valeur de ESR à t_v=0.

A_0 = constante dépendant du composant.

T_v = température de vieillissement.

La valeur réelle de ESR toujours positive augmente avec le temps de vieillissement. La fonction donnant la valeur de $ESR(t_v)$ déduite de ce modèle en 1/ESR est discontinue et non définie lorsque la quantité $A_0.t_v.\exp(-\frac{4700}{T_v+273})$ est égale à 1. Ce modèle limite donc le domaine d'étude en temps de vieillissement ce qui peut être une contrainte dans le cas d'un fonctionnement des condensateurs en stockage d'énergie où une augmentation de ESR importante peut être acceptée.

2.5.2.2.2 Modèles avec exponentielle

Nous proposons trois modèles en exponentiel. Pour une température de mesure donnée T et un temps de vieillissement t_v effectué à la température T_v, on peut écrire les lois de vieillissement de la forme suivantes :

Modèle "1" : $$ESR_1(t_v) = \left(ESR(0) + A_1\right).\exp(C_1.t_v) \quad (2.14)$$

Modèle "2" : $$ESR_2(t_v) = ESR(0).\left(A_2 + B_2.\exp(C_2.t_v)\right) \quad (2.15)$$

Modèle "3" : $$ESR_3(t_v) = ESR(0).\left(A_3 + B_3.t_v.\exp(C_3.t_v)\right) \quad (2.16)$$

A_i, B_i et C_i sont des coefficients à déterminer dépendant des composants.

La valeur de ESR(0) à une température T' est obtenue par l'équation (2.6) donnant la variation de ESR en fonction de la température.

La vitesse de la réaction chimique conduisant à la dégradation de l'ESR dépend en grande partie de la température de vieillissement du composant [32]. Cette dépendance s'exprime par la relation (2.9) qui permet d'obtenir un temps de vieillissement t' à la température T' à partir de mesures effectuées lors d'un autre vieillissement de temps t_v et de température T_v.

Les relations (2.14), (2.15) et (2.16) deviennent alors les suivantes :

Modèle "1" :

$$ESR_1(t',T') = \left(ESR(0,T') + A_1\right).\exp\left(C_1.t'.\exp\left(\frac{4700.(T'-T_v)}{(T_v+273).(T'+273)}\right)\right) \quad (2.17)$$

Modèle “2” :

$$ESR_2(t',T') = ESR(0,T').\left(A_2 + B_2.\exp\left(C_2.t'.\exp\left(\frac{4700.(T'-T_v)}{(T_v+273).(T'+273)}\right)\right)\right) \quad (2.18)$$

Modèle “3” :

$$ESR_3(t',T') = ESR(0,T').\left(A_3 + B_3.t'.\exp\left(\frac{4700.(T'-T_v)}{(T_v+273).(T'+273)}\right).\exp\left(C_3.t'.\exp\left(\frac{4700.(T'-T_v)}{(T_v+273).(T'+273)}\right)\right)\right) \quad (2.19)$$

avec :

t' = temps de vieillissement à T'.

T_v = température de vieillissement accéléré.

T' = température de vieillissement à extrapoler.

$ESR(t',T')$ = valeur de ESR à t' et T'.

$ESR(0,T')$ = valeur de ESR à t'=0 et T'.

A_i, B_i, C_i = constantes dépendantes du composant.

Afin de mettre en évidence les différences entre les modèles, nous effectuons des comparaisons de ceux-ci pour divers composants de valeurs nominales et caractéristiques géométriques variées.

2.5.2.2.3 Identification et comparaison des différents modèles

En vue de comparer les différents modèles, nous prendrons en exemple l’évolution de ESR d’un condensateur du fabricant E présentant de fortes variations ainsi que de trois autres condensateurs électrolytiques aluminium dont la notation, les valeurs nominales et les températures de vieillissements accélérés sont les suivantes :

- Composant G : C_n = 33000µF, U_n = 63V, T_{va} = 85°C
- Composant H : C_n = 680µF, U_n = 200V, T_{va} = 110°C
- Composant I : C_n = 2200µF, U_n = 10V, T_{va} = 105°C.

Les géométries commerciales de ces différents composants couvrent une large gamme de condensateurs. Elles sont représentées sur la figure 2-38.

L'ESR est un paramètre qui varie en fonction de la fréquence. Nous identifions les modèles décrits précédemment avec la valeur de ESR à 100Hz. La même identification peut être effectuée pour d'autres fréquences. En effet comme le montre la figure 2-39 pour un composant E, l'évolution de ESR en fonction du temps de vieillissement pour différentes fréquences est sensiblement la même.



Figure 2-38 : Géométrie des différents composants.

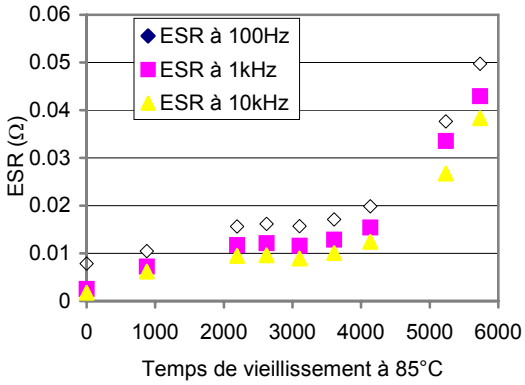


Figure 2-39 : ESR fonction du temps de vieillissement pour différentes fréquences (Composant E).

L'identification des paramètres A_i, B_i, et C_i est effectuée à partir des équations (2.13) à (2.16). Deux identifications sont effectuées selon que l'on force le passage du modèle par le point ESR(0) ou non. La détermination des paramètres des différents modèles est effectuée par un algorithme de Levenberg Marquardt. La qualité de l'approximation est appréciée par le calcul de la distance euclidienne *d* entre les mesures et les points donnés par le modèle . Elle est définie par l'équation (2.20).

$$d(ESRm, ESRc) = \left(\frac{\sum_{i=1}^{n} (ESRm_i - ESRc_i)^2}{\sum_{i=1}^{n} ESRm_i^{\,2}} \right)^{1/2} \qquad (2.20)$$

avec : n le nombre de points de mesure,

$ESRm_i$ sont les valeurs de l'ESR mesurées pour chaque point i,

$ESRc_i$ sont les valeurs de l'ESR calculées pour chaque point i.

1. Identification avec passage du modèle par ESR(0) :

Les conditions sur les différentes équations pour satisfaire le passage par le point ESR(0) sont les suivantes :

- équation (2.14) : $A_1 = 0$
- équation (2.15) : $A_2 = 1\text{-}B_2$
- équation (2.16) : $A_3 = 1$

Les figures 2-40 à 2-43 représentent l'identification des mesures aux différents modèles ainsi que le calcul des distances euclidiennes correspondantes.

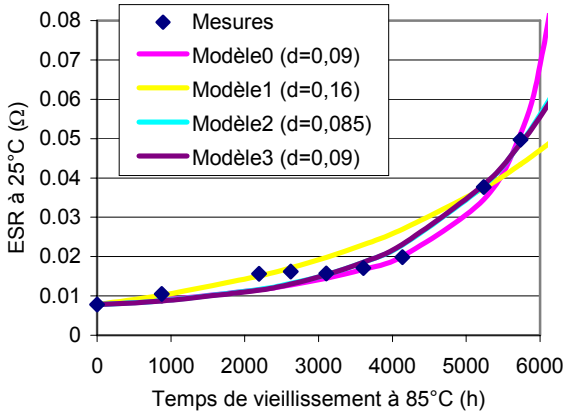


Figure 2-40 : Composant E.

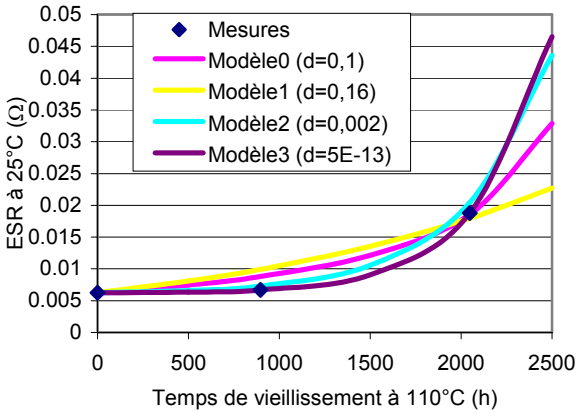


Figure 2-41 : Composant G.

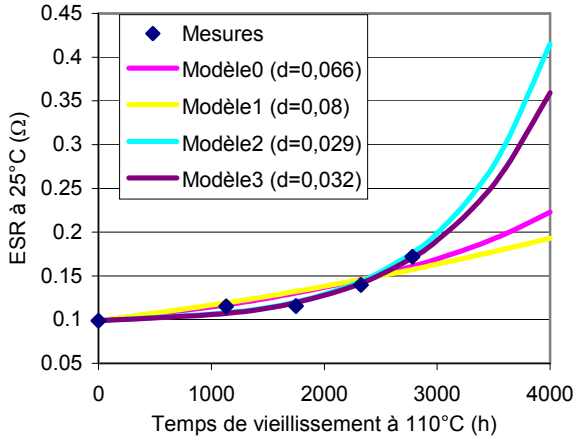


Figure 2-42 : Composant H.

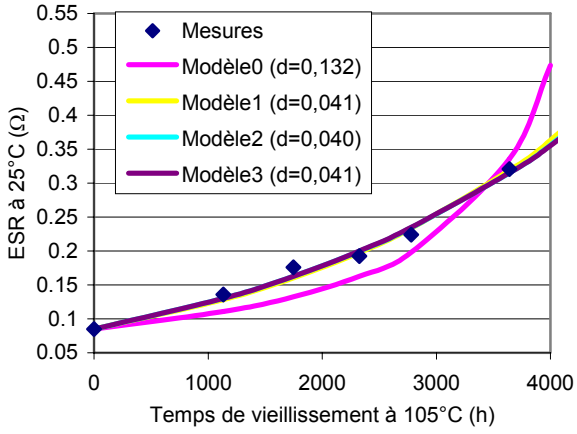


Figure 2-43 : Composant I.

Les coefficients des différents modèles sont détaillés pour chaque composant dans le tableau ci-dessous :

	Composant E				Composant G		
	A_i	B_i	C_i		A_i	B_i	C_i
Modèle "0"	74,3 h^{-1}	-	-	Modèle "0"	163 h^{-1}	-	-
Modèle "1"	-	-	299.10^{-3} h^{-1}	Modèle "1"	-	-	516.10^{-6} h^{-1}
Modèle "2"	0,814	0,186	588.10^{-6} h^{-1}	Modèle "2"	0,97	0,298	2120.10^{-6} h^{-1}
Modèle "3"	1	$8,67.10^{-5}$ h^{-1}	410.10^{-6} h^{-1}	Modèle "3"	1	12.10^{-6} h^{-1}	2143.10^{-6} h^{-1}
	Composant H				Composant I		
	A_i	B_i	C_i		A_i	B_i	C_i
Modèle "0"	29,74 h^{-1}	-	-	Modèle "0"	51,52 h^{-1}	-	-
Modèle "1"	-	-	168.10^{-6} h^{-1}	Modèle "1"	-	-	363.10^{-6} h^{-1}
Modèle "2"	0,964	$35,7.10^{-3}$	1127.10^{-6} h^{-1}	Modèle "2"	-2,19	1,19	325.10^{-6} h^{-1}
Modèle "3"	1	$3,21.10^{-5}$ h^{-1}	756.10^{-6} h^{-1}	Modèle "3"	1	379.10^{-6} h^{-1}	185.10^{-6} h^{-1}

Tableau 2-8 : Coefficient des différents modèles.

Nous représentons ci-dessous les temps de vie attendus selon le modèle, le critère d'augmentation de l'ESR est fonction de l'application envisagée. Une multiplication de ESR par 2 et 10 pour un composant E pour un vieillissement à 85°C sont ici pris en exemple.

	Composant E	
	ESR x 2	ESR x 10
Modèle "0"	3380 h	6095 h
Modèle "1"	2310 h	7700 h
Modèle "2"	3150 h	6630 h
Modèle "3"	3150 h	6690 h

Tableau 2-9 : Temps de vie attendu pour des vieillissements de ESR x2 et x 10 pour un vieillissement à 85°C.

2. Identification sans passage du modèle par ESR(0) :

Pour satisfaire ce critère, nous modifions l'équation (2.13) par l'équation ci-dessous :

$$\frac{1}{ESR(t_v)} = \frac{1}{ESR(0) + B_0} . \left[1 - A_0 . t_v . \exp(-\frac{4700}{T_v + 273}) \right] \qquad (2.21)$$

Les équations (2.14) à (2.16) sont inchangées.

Les figures 2-44 à 2-47 représentent l'identification des mesures aux différents modèles ainsi que le calcul des distances euclidiennes correspondantes.

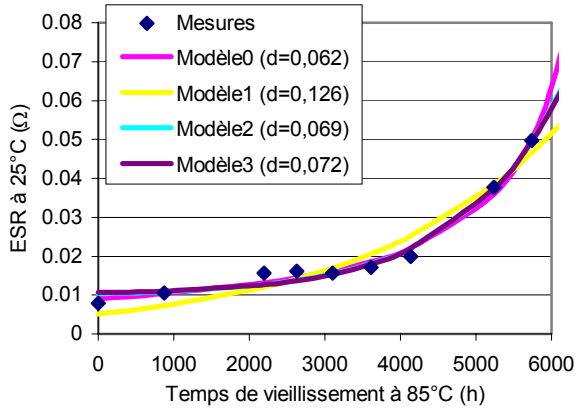


Figure 2-44 : Composant E.

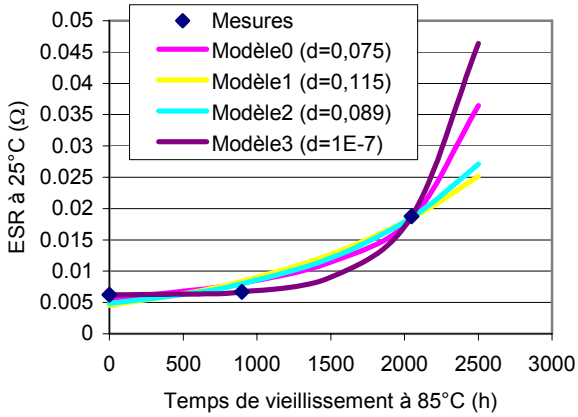


Figure 2-45 : Composant G.

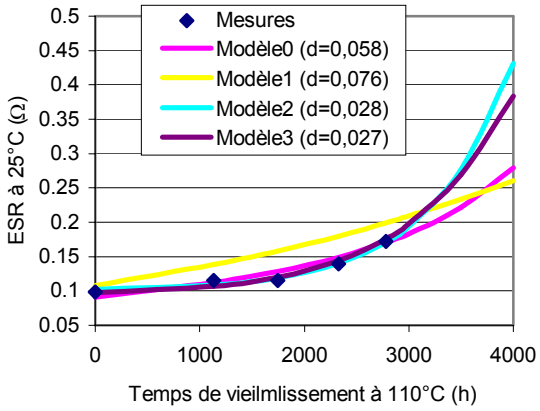


Figure 2-46 : Composant H.

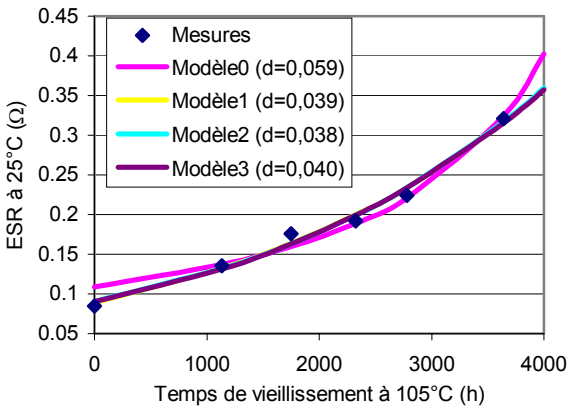


Figure 2-47 : Composant I

Les coefficients des différents modèles sont détaillés pour chaque composant tableau ci-dessous :

	Composant E				Composant G		
	A_i	B_i	C_i		A_i	B_i	C_i
Modèle "0"	71,9 h^{-1}	1,2.10^{-3} Ω	-	Modèle "0"	170 h^{-1}	-6,06.10^{-4} Ω	-
Modèle "1"	-2,66.10^{-3} Ω	-	38,3.10^{-3} h^{-1}	Modèle "1"	-1,73.10^{-3} Ω	-	686.10^{-6} h^{-1}
Modèle "2"	1,258	0,072	742.10^{-6} h^{-1}	Modèle "2"	0,411	0,37	946.10^{-6} h^{-1}
Modèle "3"	1,358	3,39.10^{-5} h^{-1}	565.10^{-6} h^{-1}	Modèle "3"	1	12.10^{-6} h^{-1}	2143.10^{-6} h^{-1}
	Composant H				Composant I		
	A_i	B_i	C_i		A_i	B_i	C_i
Modèle 0	36 h^{-1}	-8,07.10^{-3} Ω	-	Modèle "0"	45,8 h^{-1}	2,37.10^{-2} Ω	-
Modèle 1	8,75.10^{-3} Ω	-	222.10^{-6} h^{-1}	Modèle "1"	3,95.10^{-3} Ω	-	348.10^{-6} h^{-1}
Modèle 2	1	22,2.10^{-3}	1255.10^{-6} h^{-1}	Modèle "2"	96,3.10^{-3}	0,96	364.10^{-6} h^{-1}
Modèle 3	0,99	3,47.10^{-5} h^{-1}	760.10^{-6} h^{-1}	Modèle "3"	1,06	339.10^{-6} h^{-1}	210.10^{-6} h^{-1}

Tableau 2-10 : Coefficient des différents modèles.

Nous représentons ci-dessous les temps de vie attendus selon le modèle pour une multiplication de ESR par 2 et 10 pour un composant E pour un vieillissement à 85°C.

	Composant E	
	ESR x 2	ESR x 10
Modèle "0"	2950 h	6190 h
Modèle "1"	2890 h	7090 h
Modèle "2"	3140 h	6470 h
Modèle "3"	3164 h	6500 h

Tableau 2-11 : Temps de vie attendu pour des vieillissements de ESR x2 et x 10 pour un vieillissement à 85°C.

- Remarque sur le modèle "0" en 1/ESR :

Bien que ce modèle simple puisse donner d'assez bons résultats, la discontinuité de celui-ci peut poser des problèmes dans certains cas. Le temps limite (t_l) de ce modèle est donné par la fonction (2.22) dépendant du paramètre A_0 et de la température T_v de vieillissement.

$$t_l = A_0^{-1}.\exp(\frac{4700}{T_v + 273}) \qquad (2.22)$$

Le paramètre A_0 définit la vitesse de vieillissement du composant due à ses caractéristiques de fabrication. L'influence de la température T_v est la même quel que soit le composant car elle est liée à l'évaporation de l'électrolyte. La figure 2-48 représente le temps de vieillissement maximum déduit de ce modèle en fonction de A_0 et T_v.

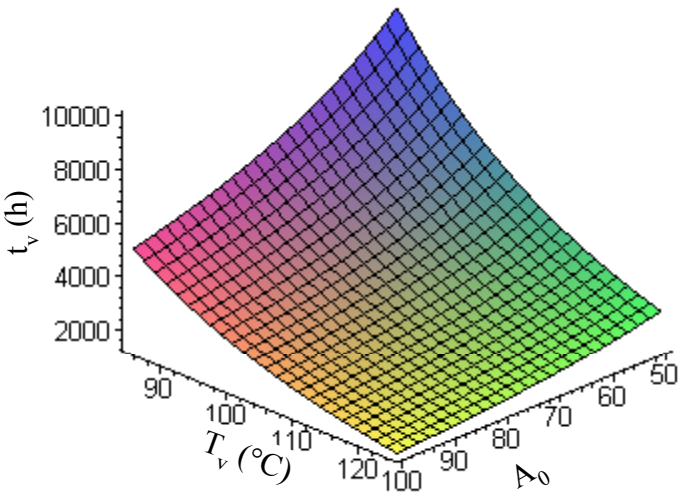


Figure 2-48 : Temps limite d'interpolation pour le modèle "0".

2.5.2.2.4 Conclusion

Les quatre modèles utilisés dans cette étude peuvent être considérés comme viables. Le choix d'un modèle dépend du composant et du mode d'utilisation de celui-ci. Pour un fonctionnement en filtrage ou l'augmentation permise de ESR doit rester faible, il peut être prudent d'utiliser la loi de variation en 1/ESR (modèle "0") qui est la plus pessimiste. Par contre pour un fonctionnement en stockage d'énergie ou de fortes variations de ESR peuvent être acceptées, l'utilisation d'une loi en exponentielle souvent plus optimiste s'avère plus judicieuse dans la plupart des cas.

Il est difficile de préconiser un modèle plutôt qu'un autre car cela dépend en partie du mode de fonctionnement du composant, nous pouvons toutefois conclure en disant que le modèle "0" est le plus simple et le modèle "2" le plus précis.

2.5.2.3 Approche statistique

La durée de vie d'un condensateur électrolytique aluminium dépend du critère choisi pour définir cette fin de vie. Le paramètre variant le plus au cours du vieillissement de ces composants est la résistance équivalente série (ESR), la variation de celle-ci est donc choisie comme critère de fin de vie. L'augmentation permise de l'ESR dépend de l'application dans lequel se trouve le composant. Nous prendrons ici une limite définie par une multiplication par deux de l'ESR à 100Hz.

Les composants utilisés dans cette étude sont ceux issus du fabricant E, la valeur de ESR étant extrapolée selon le modèle en exponentiel décrit précédemment pour les composants n'ayant pas encore atteint le critère de défaillance. Le tableau 2-12 contient les composants classés par ordre de défaillance selon le critère décrit ci-dessus. La fonction de distribution de défaillance *F(t)* est donnée par le rang du composant divisé par leur nombre total.

rang	Temps de défaillance	*F(t)*
1	1693	1/7
2	3077	2/7
3	3124	3/7
4	3135	4/7
5	3474	5/7
6	4536	6/7
7	5179	1

Tableau 2-12

Il existe de nombreuses lois de défaillance permettant de décrire la durée de vie d'un système ou d'un composant. Nous utiliserons les lois exponentielle, de Weibull et normale afin

de déterminer leurs fonctions de distribution de défaillance et de les comparer. Ces différentes lois sont caractérisées par leur fonction de densité de probabilité *f(t)* à partir de laquelle on détermine la fonction de distribution de défaillance *F(t)*. La relation entre ces deux fonctions ainsi que le taux de défaillance λ en fonction du temps déduit de celles-ci sont définis par [40] :

$$F(t) = \int_0^t f(t)dt \tag{2.23}$$

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{1-F(t)} \tag{2.24}$$

Nous détaillons ci-dessous les différentes fonctions de densité et de distribution de défaillance ainsi que le taux de défaillance pour les trois lois citées précédemment.

- Loi exponentielle :

- fonction de densité :

$$f(t) = \lambda.\exp(-\lambda.t) \tag{2.25}$$

- fonction de distribution de défaillance :

$$F(t) = 1-\exp(-\lambda.t) \tag{2.26}$$

- taux de défaillance :

$$\lambda(t) = \lambda \tag{2.27}$$

- Loi de Weibull :

La forme la plus générale de la distribution de Weibull dépend de trois paramètres :

β : paramètre de forme (β>0)

η : paramètre d'échelle (durée de vie, η>0)

γ : paramètre de position ou décalage à l'origine (γ≥0). Dans notre cas γ=0.

- fonction de densité :

$$\begin{cases} f(t) = \dfrac{\beta}{\eta}.\left(\dfrac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta-1}.\exp\left(-\left(\dfrac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}\right) \text{ pour } t \geq \gamma \\ f(t) = 0 \text{ pour } t < \gamma \end{cases} \tag{2.28}$$

- fonction de distribution de défaillance :

$$\begin{cases} F(t) = 1-\exp\left(-\left(\dfrac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}\right) \text{ pour } t \geq \gamma \\ F(t) = 0 \text{ pour } t < \gamma \end{cases} \tag{2.29}$$

- taux de défaillance :

$$\begin{cases} \lambda(t) = \dfrac{\beta}{\eta}.\left(\dfrac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta-1} & \text{pour } t \geq \gamma \\ \lambda(t) = 0 \text{ pour } t < \gamma \end{cases} \qquad (2.30)$$

- Loi normale ou de Laplace-Gauss :

Cette loi de distribution dépend de deux paramètres :

σ : paramètre de forme (σ>0)

μ : paramètre d'échelle (durée de vie, μ>0)

- fonction de densité :

$$f(t) = \frac{1}{\sigma.\sqrt{2.\pi}}.\exp\left(-\frac{1}{2}.\frac{(t-\mu)^2}{\sigma^2}\right) \qquad (2.31)$$

- fonction de distribution de défaillance :

$$F(t) = \int_{-\infty}^{t} \frac{1}{\sigma.\sqrt{2.\pi}}.\exp\left(-\frac{1}{2}.\frac{(t-\mu)^2}{\sigma^2}\right).dt \qquad (2.32)$$

- taux de défaillance :

$$\lambda(t) = \frac{\exp\left(-\frac{1}{2}.\frac{(t-\mu)^2}{\sigma^2}\right)}{\int_{t}^{\infty}.\exp\left(-\frac{1}{2}.\frac{(t-\mu)^2}{\sigma^2}\right).dt} \qquad (2.33)$$

Les fonctions de distribution de défaillance ainsi que le taux de défaillance déduit de ces différentes loi de distribution sont représentées sur les figures 2-49 et 2-50. Ces fonctions calculées pour un vieillissement à 85°C peuvent être extrapolées pour d'autres températures en utilisant l'équation (2.9).

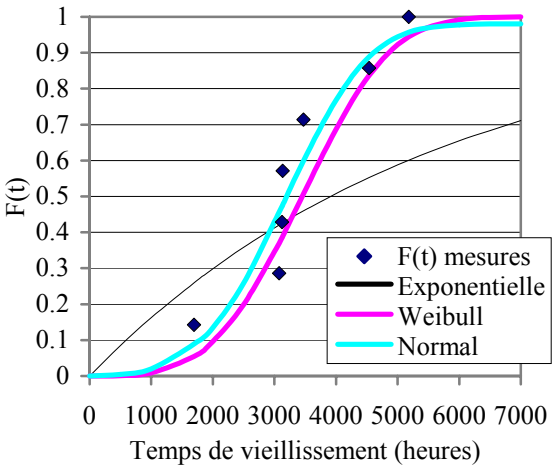


Figure 2-49 : Fonction de distribution de défaillance.

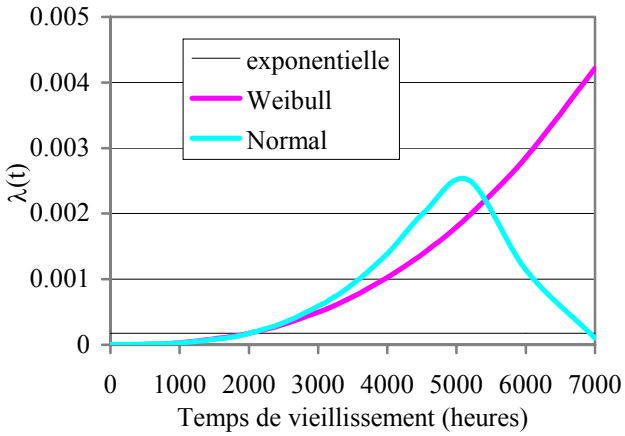


Figure 2-50 : Taux de défaillance.

La qualité de la fonction de distribution de défaillance peut être obtenue par le calcul de la distance euclidienne *d* pour chacune des différentes lois en fonction des mesures :

Loi	Distance euclidienne *d*
Exponentielle	0,137
Weibull	0,036
Normal	0,024

Tableau 2-13 : Distance euclidienne entre les mesures et les différentes lois de fiabilité.

La fonction de distribution de défaillance la plus précise est issue de la loi normale. Toutefois celle-ci induit une diminution du taux de défaillance après un certain temps de vieillissement et ne représente donc pas le vieillissement réel d'un condensateur électrolytique aluminium. La loi exponentielle considérant un taux de défaillance constant ne représente pas la période d'usure. La loi de fiabilité la plus adaptée est donc celle de Weibull.

2.5.2.4 Comparaison entre le taux de défaillance déterminé et calculé

Dans le paragraphe 1.3.2, nous avons déterminé les taux de défaillance des condensateurs électrolytiques selon différentes normes. Ils varient de $0{,}47.10^{-9}$/h à 175.10^{-9}/h. La détermination du taux de défaillance réalisée par une loi exponentielle utilisée par les normes et ramené à une température de 20°C est de $1{,}27.10^{-5}$/h. On constate des différences importantes qui peuvent être expliquées par différents points :

- Les recueils de fiabilité sont basés sur des calculs statistiques prenant en compte un très grand nombre de composants contrairement à notre étude.
- Le critère de défaillance utilisé dans les recueils de fiabilité n'est pas explicitement défini.
- Certains facteurs d'ajustement tel que le facteur de qualité sont erronés. En effet les fabricants garantissent tous le même critère de qualité pour leurs composants, mais nous avons montré que le vieillissement de ceux-ci n'est pas identique.
- L'approximation du vieillissement par les recueils de fiabilité par une loi exponentielle est très approximative comme le montre la fonction de distribution de défaillance de la figure 2-49.
- Pour la norme RDF 2000 qui prend en compte le profil de mission, une erreur importante est effectuée compte tenu des faibles contraintes en fonctionnement appliquées à nos composants.

L'utilisation des recueils de fiabilités s'avére donc très aléatoire. Les résultats sont identiques pour des composants de mêmes valeurs nominales issues de différents constructeurs, alors que des différences notables entre eux sont observés expérimentalement.

2.5.3 Récapitulatif des modes et causes de défaillance

Compte tenu des informations fournies par les fabricants [41, 42, 43] et des vieillissements effectués dans notre laboratoire, nous pouvons résumer les différents modes de défaillances possibles ainsi que leurs causes sur le diagramme représenté sur la figure 2-51.

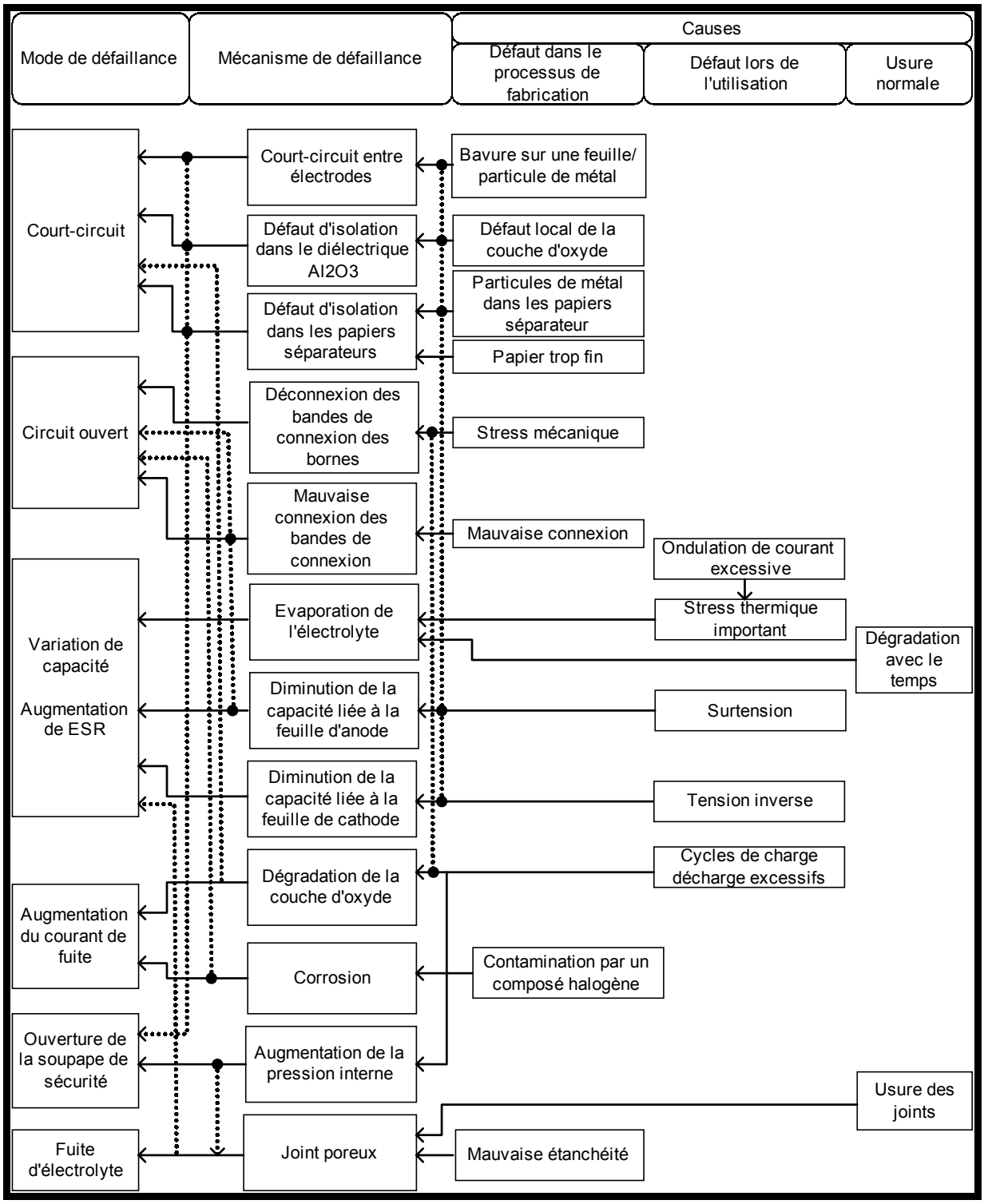


Figure 2-51 : Récapitulatif des défaillances et de leurs causes.

2.6 Conclusion

Bien que les condensateurs électrolytiques à l'aluminium soient des composants ayant un taux de défaillance élevé, le choix de ceux-ci s'impose dans de nombreuses applications. Les défaillances précoces de ceux-ci sont principalement dues à des choix technologiques de fabrication. Selon leur utilisation deux paramètres principaux se détériorent en fonction du temps : la résistance équivalente série pour un vieillissement standard et le courant de fuite pour un vieillissement par cycle de charge décharge.

Pour un vieillissement standard, le temps de vie utile d'un condensateur vis à vis de sa résistance équivalente série peut facilement être déduit par l'utilisation de modèles décrivant son évolution dans le temps et prenant en compte la température d'utilisation.

Pour un vieillissement par cycles, les défaillances sont principalement le fait de défauts liés au diélectrique difficile à quantifier.

Les causes de défaillance des condensateurs électrolytiques à l'aluminium sont nombreuses, certaines d'entre elles pouvant entraîner divers modes de défaillance. La prédiction de défaillance de ces composants autre que celle due à l'usure ne peut donc être que statistique. Nous constatons que les dispersions de caractéristiques observées pour des composants sain ne préjuge pas de leus fiabilité.

Pour certains des composants testés, la fiabilité peut être améliorée très simplement par l'augmentation du volume du boîtier par rapport au bobinage.

Chapitre III :

Modélisation des condensateurs électrolytique aluminium

3.1 Introduction

Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium sont des composants dont les caractéristiques varient particulièrement en fonction de leur état de vieillissement et de la température. Pour ces raisons, nous développons dans ce chapitre des modèles équivalents de condensateur électrolytique prenant en compte ces variations.

L'obtention d'un modèle de composant est primordiale pour avoir des résultats de simulation les plus proches possibles de la réalité. Afin de limiter les temps de calculs qui peuvent devenir importants lorsque les modèles sont complexes, nous nous emploierons à les définir avec le meilleur ratio simplicité/précision. La plupart des modèles décrits dans la littérature utilisent les caractéristiques physiques du composant [44, 45, 46, 47, 48, 49]. Malheureusement celles-ci ne sont que très rarement disponibles à l'utilisateur final. Ce constat nous a amené à utiliser comme données du composant son impédance en fonction de la fréquence ainsi que son courant de fuite en continu. Deux méthodes d'identification distinctes ont été mises en œuvre et sont comparées dans le but d'adopter la plus appropriée.

3.2 Modèle équivalent

De nombreux modèles électriques équivalents peuvent être utilisés pour représenter un condensateur électrolytique. Le choix de celui-ci doit être fait en prenant en compte le ratio simplicité/précision du modèle. Dans notre étude, nous imposons les deux principales contraintes suivantes au modèle :

- Il doit pouvoir être associé à tous les types de logiciels de simulation de type circuit (Simplorer, Spice, …) ou calcul (Matlab, SCilab, …).

- Il doit être utilisable sur une plage de fréquence étendue, du continu à plusieurs mégahertz.

On peut écrire tous modèles électriques dans le système de Laplace sous la forme suivante :

$$H(p) = \frac{b_n.p^n + b_{n-1}.p^{n-1} + ... + b_1.p^1 + b_0}{a_m.p^m + a_{m-1}.p^{m-1} + ... + a_1.p^1 + a_0} \qquad (3.1)$$

avec :

H : fonction de transfert du modèle

p : opérateur de Laplace

a_j, b_i : coefficients dépendants du composant.

Afin d'avoir une représentation physique du modèle (problème de causalité) et satisfaire aux contraintes précédentes, l'ordre *m* du dénominateur doit être supérieur ou égal à l'ordre *n* du numérateur.

3.2.1 Modèle électrique simple

Compte tenu des conditions décrites ci-dessus, les modèles série ou parallèle couramment utilisés pour représenter les condensateurs ne sont pas viables. Le modèle le plus simple exploitable est alors le suivant :

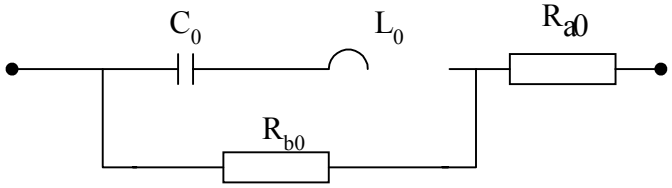


Figure 3-1 : Modèle électrique simple (Modèle_0).

Sa fonction de transfert correspondante à l'impédance complexe est la suivante :

$$Z(p) = \frac{(R_{a0}.L_0.C_0 + R_{b0}.L_0.C_0).p^2 + (R_{a0}.C_0.R_{b0}).p + R_{a0} + R_{b0}}{L_0.C_0.p^2 + C_0.R_{b0}.p + 1} \qquad (3.2)$$

Ce modèle peut être légèrement modifié sans changer l'ordre de sa fonction de transfert par le modèle ci-dessous (modèle_1) qui représente de façon plus précise la technologie d'un condensateur électrolytique.

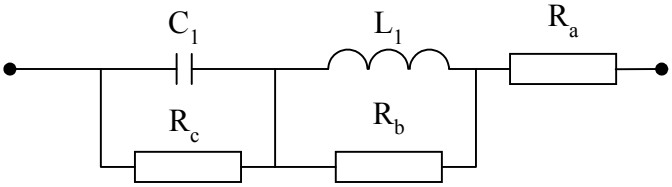


Figure 3-2 : Modèle électrique simple (modèle_1).

avec :

$$Z_1(p) = \frac{(R_a.R_c.L_1.C_1 + R_b.R_c.L_1.C_1).p^2 + (R_a.R_b.R_c.C_1 + R_a.L_1 + R_b.L_1 + R_c.L_1).p + R_a.R_b + R_b.R_c}{R_c.L_1.C_1p^2 + (L_1 + R_b.R_c.C_1).p + R_b} \qquad (3.3)$$

Lorsqu'un condensateur est soumis à des températures négatives, le changement de caractéristique de l'électrolyte modifie fortement l'allure de son impédance en fonction de la fréquence (*cf.* CHII). Nous verrons par la suite que ce modèle d'ordre deux ne permet pas la représentation du fonctionnement en fréquence du composant sur toute la gamme de

température de celui-ci. Nous proposerons donc par la suite d'autres modèles déduit de celui-ci.

3.3 Méthodes d'identification

Tous les modèles électriques peuvent s'écrire sous la forme de l'équation (3.1) ou être représentés par un schéma électrique. Les coefficients b_i et a_j de la fonction de transfert ou les éléments du schéma électrique sont identifiés à partir des mesures d'impédance et de phase du condensateur en fonction de la fréquence effectuées à 25°C. Les deux critères influençant les caractéristiques du composant sont le temps de vieillissement ainsi que sa température de fonctionnement.

Deux méthodes ont été mises en œuvre avec le logiciel scientifique Matlab et sont développées dans ce chapitre. La première que l'on appellera méthode classique utilise une fonction propre à Matlab et la seconde que l'on appellera méthode par AG un algorithme génétique développé au Cegely intégrable dans Matlab [50, 51].

3.3.1 Méthode classique

Elle utilise une fonction incluse dans la toolbox signal processing du logiciel Matlab (invfreqs) et permet de déterminer les coefficients b_i et a_j d'une fonction de transfert correspondant à une réponse complexe du système en fréquence. L'algorithme utilisé pour la résolution est basé sur une méthode de minimisation d'erreur quadratique [52, 53]. Le résultat fournit une fonction de transfert d'ordre choisi, cette fonction pouvant ensuite être associée à un schéma électrique équivalent. Nous effectuerons tout d'abord une identification en fonction du temps de vieillissement puis en fonction de la température de fonctionnement.

3.3.1.1 Identification en fonction du temps de vieillissement

- Identification d'un composant sain :

Nous effectuons tous d'abord l'identification pour un composant sain du fabricant E afin d'expliciter la méthode. Les données fournies sont le module et la phase de l'impédance du composant en fonction de la fréquence mesurés à 25°C. L'ordre du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert à déterminer est spécifié par l'utilisateur. Les résultats les plus satisfaisants ont été obtenus pour les fonctions de transferts suivantes (Ha0 et Hb0) respectivement d'ordre 2/2 et 4/4 :

$$Ha0(p) = \frac{0,44.p^2 + 6,74.10^4\ p - 3,49.10^8}{p^2 + 7,53.10^6.p - 2,59.10^6} \quad (3.4)$$

$$Hb0(p) = \frac{0,49.p^4 - 1731.p^3 + 9,4.10^{10}.p^2 + 1,73.10^{16}.p - 3,34.10^{19}}{p^4 + 8.48.10^6.p^3 - 1,13.10^{12}.p^2 + 1,96.10^{18}.p - 2,48.10^{17}} \quad (3.5)$$

La figure ci-dessous représente le module et la phase de ces fonctions comparées aux mesures à partir desquels elles sont issues.

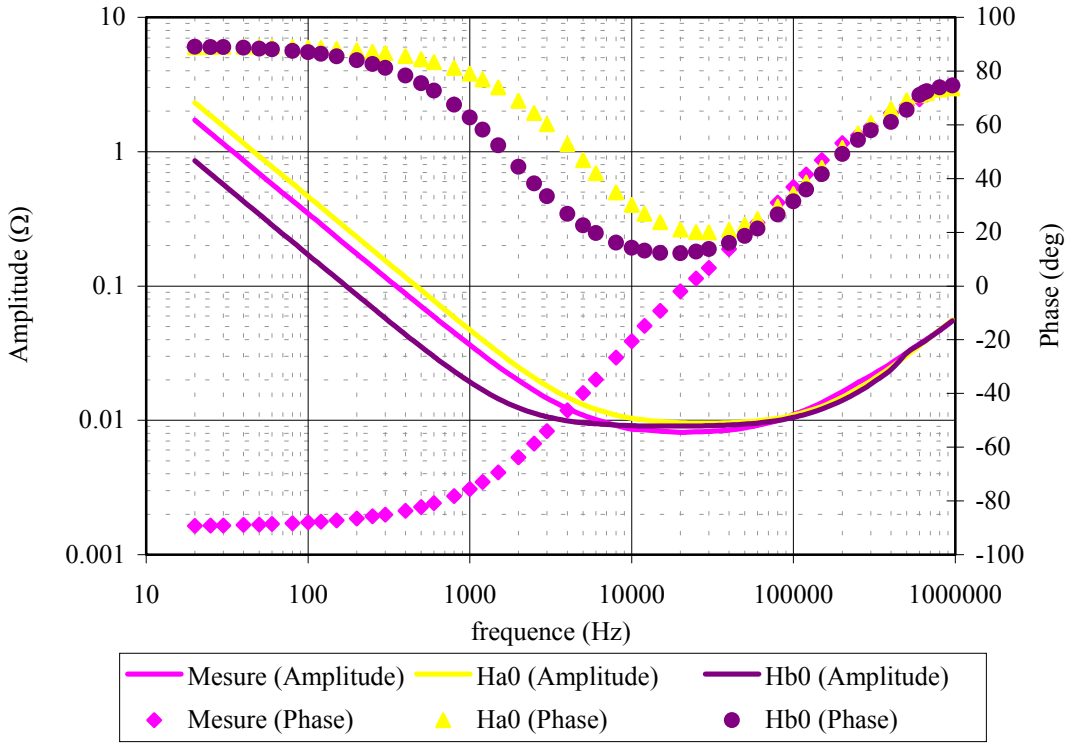


Figure 3-3 : Identification d'un composant par la méthode classique.

Les erreurs commises sur la détermination des coefficients de Ha0 et Hb0 sont inacceptables, elles induisent un déphasage toujours positif ce qui ne correspond pas à un phénomène physique. La méthode peut être améliorée par l'adjonction d'une pondération sur la fonction d'identification, celle-ci étant représentée par des coefficients définis pour chaque fréquence de mesure.

Une identification pour deux fonctions de transfert d'ordre 2/2 et 4/4 a été effectuée. Les meilleurs résultats obtenus après de nombreux essais sur les coefficients de pondération sont représentés par les équations (3.6) et (3.7) ainsi que par la figure 3-4.

$$Hc0(p) = \frac{0,40.p^2 + 5,89.10^4.p + 2,36.10^8}{p^2 + 6,86.10^6.p + 1,29.10^6} \quad (3.6)$$

$$Hd0(p) = \frac{0,59.p^4 + 1,54.10^5.p^3 + 1,33.10^{11}.p^2 + 1,83.10^{16}.p + 7,32.10^{19}}{p^4 + 1,04.10^7.p^3 + 1,73.10^{12}.p^2 + 2,13.10^{18}.p + 3,89.10^{17}} \quad (3.7)$$

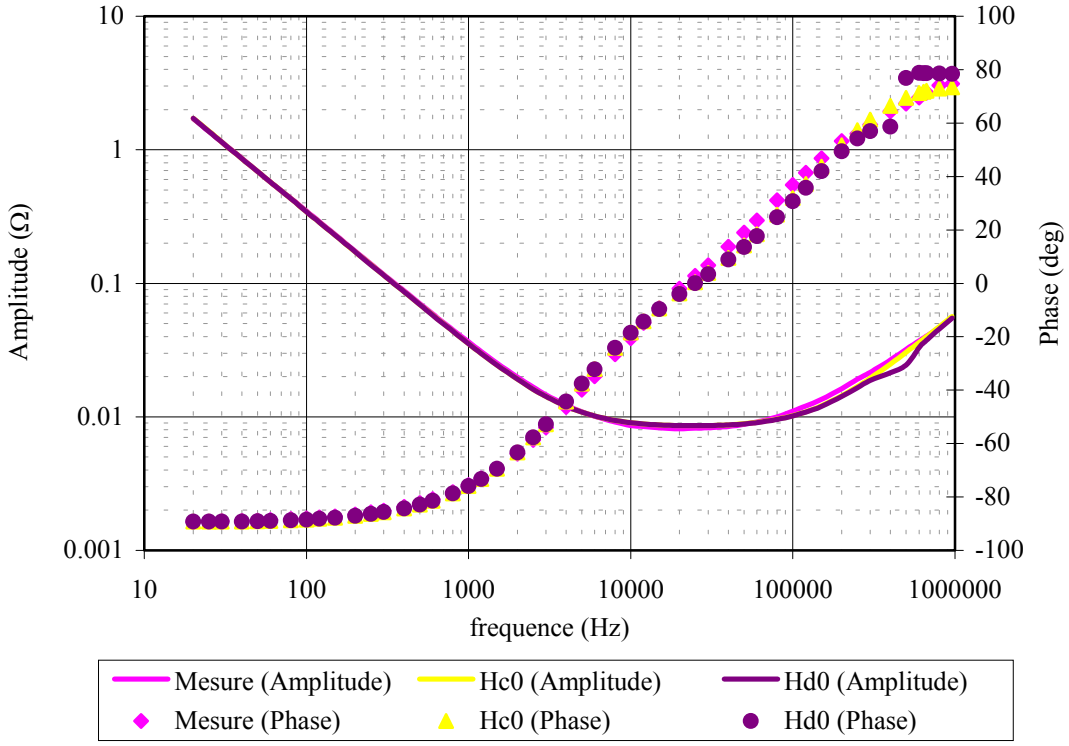


Figure 3-4 : Identification d'un composant par la méthode classique pondérée.

- Identification en fonction du temps de vieillissement :

Les composants E utilisés pour cette identification ont subi un vieillissement accéléré à 85°C d'environ 5700h, ce qui correspond à un vieillissement théorique à 25°C de 7,5 années.

Compte tenu des résultats précédents, nous utilisons la méthode avec des poids de calcul et effectuons cette identification avec des fonctions de transfert d'ordre 2 et 4 notées respectivement Hc et Hd, celles-ci étant de la forme des fonctions Hc0 et Hd0. Le vecteur contenant les poids de calcul est identique pour toutes les identifications.

Les résultats en fonction de différents temps de vieillissement t en heures à 85°C sont présentés sur les graphiques de la figure 3-5 par le module des fonctions de transfert correspondantes.

La qualité de l'identification peut être évaluée en utilisant l'erreur moyenne entre le module de ces impédances ainsi que l'erreur maximum sur l'ensemble des fréquences. Celles-ci sont représentées sur la figure 3-6 en fonction du temps de vieillissement pour les deux fonctions de transfert Hc et Hd. Nous constatons que les erreurs relatives moyenne entre mesures et résultats de simulation sont assez faibles (< 5%). Ces résultats pourraient être légèrement améliorés par la modification du vecteur des poids de calcul, toutefois cette

modification s'avère fastidieuse car il serait nécessaire de déterminer un vecteur optimal pour chaque identification.

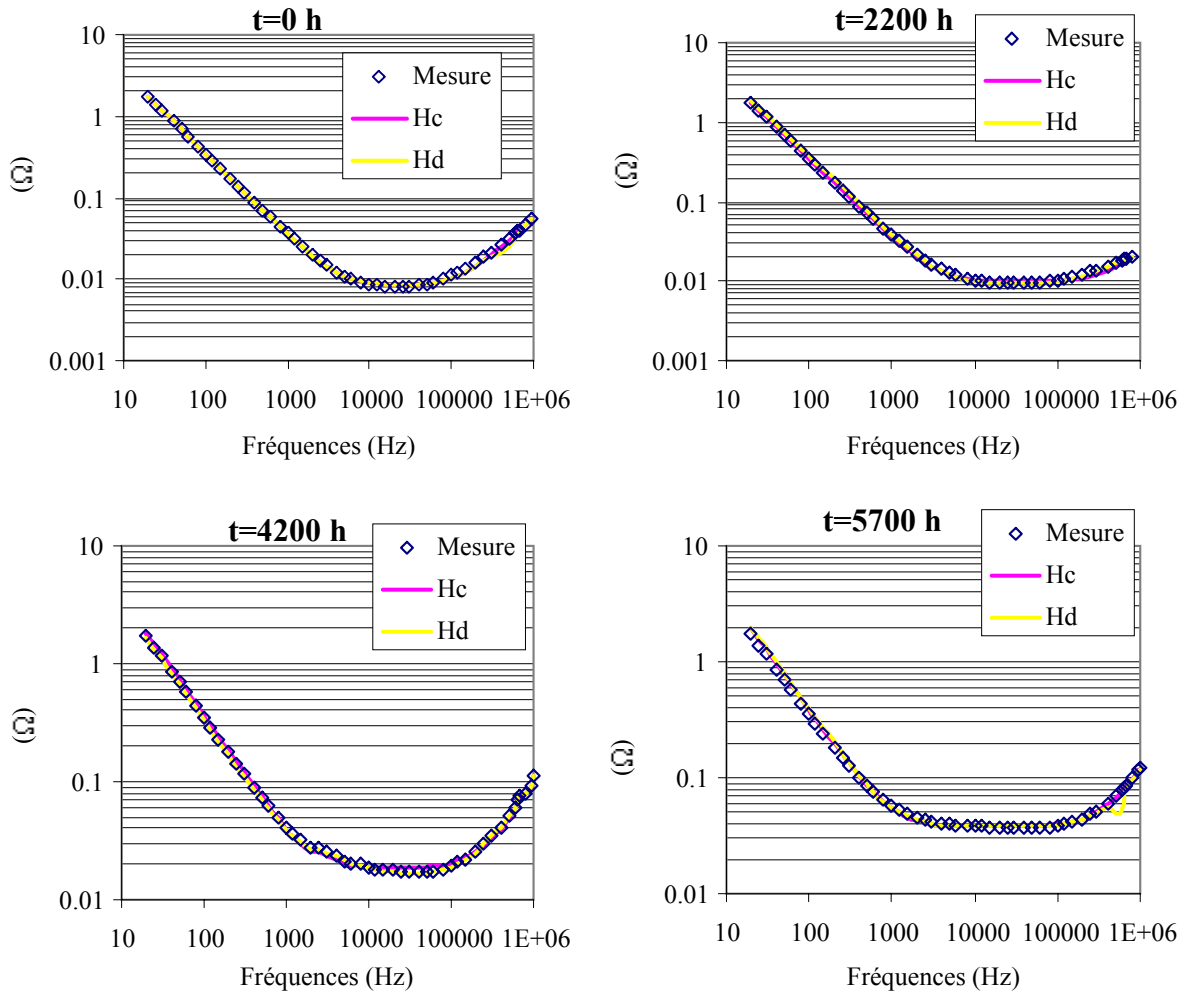


Figure 3-5 : Identification en fonction du temps de vieillissement par la méthode classique pondérée.

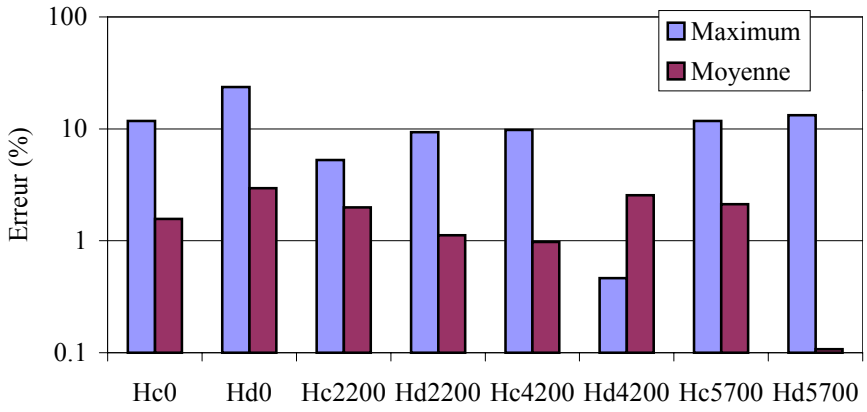


Figure 3-6 : Erreurs relatives moyenne et maximum sur l'identification en fonction du temps.

3.3.1.2 Identification en fonction de la température

Les condensateurs électrolytiques aluminium sont très sensibles aux variations de température comme cela est expliqué au paragraphe 2.4.3. La figure 3-7 représente les variations du module de l'impédance pour des températures de -20°C à 85°C d'un composant E sur lequel nous effectuons l'identification.

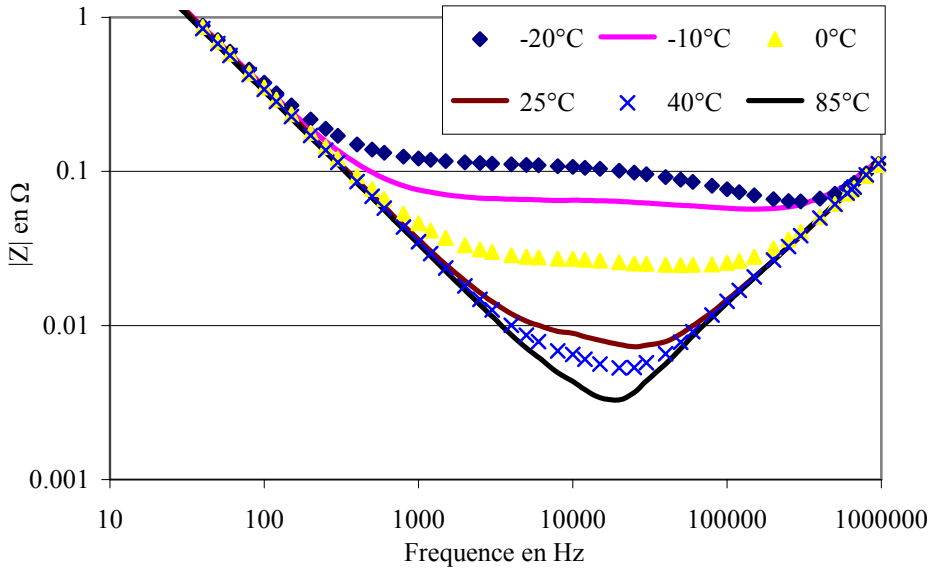


Figure 3-7 : Variation du module de Z en fonction de la fréquence et de la température.

La difficulté consiste à obtenir une identification satisfaisante aux températures négatives pour lesquels la courbe d'impédance est déformée. La méthode utilisée est la même que précédemment avec les poids de calcul. Nous présentons ci-dessous les résultats

d'identification pour une température de -20°C, avec les deux fonctions de transfert He et Hf suivantes :

$$He(p) = \frac{7,07.p^3 + 4,6.10^{-6}\,p^2 + 5,12.10^{11}.p + 1,09.10^{14}}{p^3 + 4,5.10^7.p^2.1,94.10^{12}.p + 8,69.10^{11}} \qquad (3.8)$$

$$Hf(p) = \frac{5,42.10^5.p^3 + 4,79.10^{11}\,p^2 + 2,82.10^{16}.p + 8,56.10^{18}}{p^4 + 1,02.10^6.p^3.7,35.10^{12}.p^2.2,46.10^{17}.p + 1,39.10^{16}} \qquad (3.9)$$

La figure 3-8 montre les écarts entre les trois fonctions de transferts précédentes et les points de mesure. La figure 3-9 représente les erreurs relatives moyenne et maximum sur les amplitudes de ces identifications.

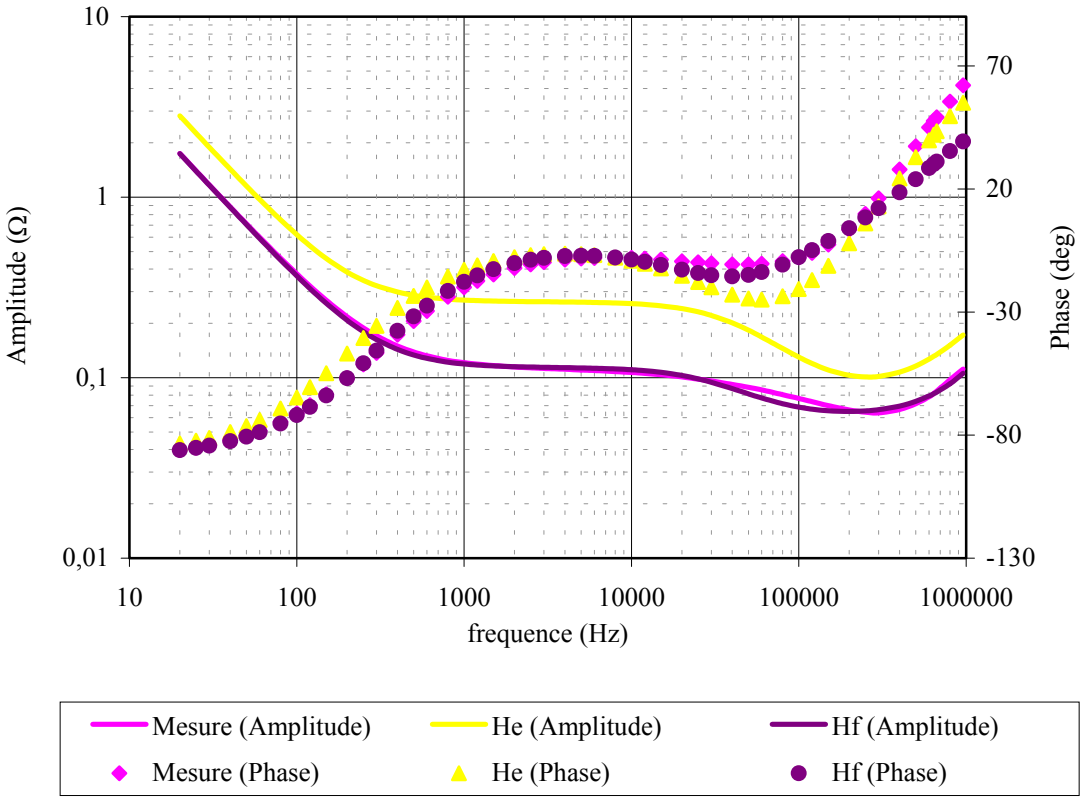


Figure 3-8 : Identifications à –20°C.

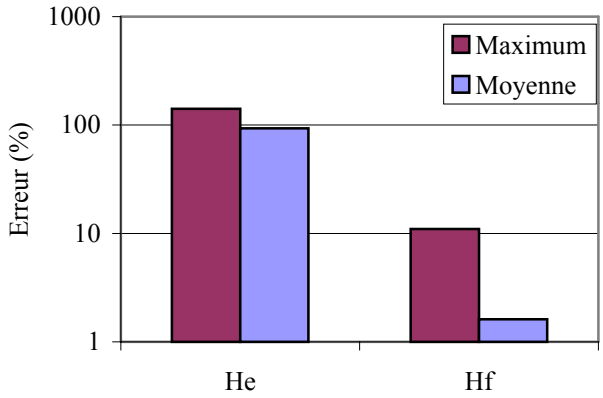


Figure 3-9 : Erreurs relatives moyenne et maximum sur l'identification à –20°C.

L'identification à une température de –20°C avec une fonction de transfert d'ordre 3/4 (*Hf*) donne des résultats satisfaisants. Toutefois cette méthode ne sera pas utilisée pour effectuer une identification complète en fonction de la température. En effet pour obtenir des résultats ayant des erreurs minimums, le vecteur contenant les poids de calcul doit être modifié pour chaque température ce qui rend ce travail peu reproductible et fastidieux.

3.3.1.3 Avantages et inconvénients de cette méthode

Le principal avantage de cette méthode est la rapidité de sa mise en œuvre, une précision acceptable pouvant être obtenue aussi bien en fonction du temps de vieillissement qu'en fonction de la température.

Cette méthode présente deux inconvénients majeurs :

- Il est nécessaire de modifier le vecteur contenant les poids de calcul pour chaque identification (en fonction de la température ainsi que pour une identification sur d'autres composants).
- L'introduction des modèles dans un simulateur de type circuit nécessite l'identification des coefficients de la fonction de transfert déterminée par cette méthode à son schéma équivalent, ce qui impose des calculs supplémentaires pour déterminer les valeurs des différents composants (R, L, C…) pouvant s'avérer fastidieux. De plus les coefficients étant déterminés indépendamment les uns des autres, une identification à un schéma électrique peut s'avérer impossible.

3.3.2 Méthode par algorithme génétique [50, 51, 54]

3.3.2.1 Principe

Les algorithmes génétiques (AG) sont basés sur la théorie de l'évolution de Darwin. A partir des données du problème, on crée aléatoirement une population de solutions possibles, les caractéristiques de chaque solution représentant ses gènes. On évalue alors chacune des solutions. Après avoir éliminé celles qui se sont montrées inutiles ou mauvaises, on recombine les gènes des autres afin d'obtenir de nouvelles solutions. Selon la théorie évolutionniste, cette nouvelle génération sera globalement plus adaptée au problème que la précédente. On réitère alors le procédé jusqu'à la naissance d'une solution jugée satisfaisante.

Les cinq paramètres principaux régissant les algorithmes génétiques sont décrit ci-dessous :

- La population : Elle détermine le nombre d'individus dont l'algorithme dispose pour produire les solutions. La taille de la population doit être suffisante pour obtenir de bons résultats, mais elle influence fortement les temps de calculs.
- La fonction coût : C'est une fonction d'évaluation qui permet de mesurer les performances de chaque individu.
- La sélection : Pour que la génération suivante soit la plus performante, on sélectionne les meilleurs individus.
- Le croisement (crossover) : Pour donner naissance à un nouvel individu, on utilise aléatoirement quelques gènes de chacun des parents. Ce phénomène permet d'explorer l'ensemble des solutions possibles.
- La mutation : Elle permet de modifier aléatoirement une partie du gène d'un individu afin d'apporter quelque chose de nouveau.

Le synoptique de fonctionnement de l'algorithme génétique utilisé est représenté sur la figure 3-10. Cet algorithme a été intégré au logiciel Matlab ce qui permet une utilisation directe des résultats.

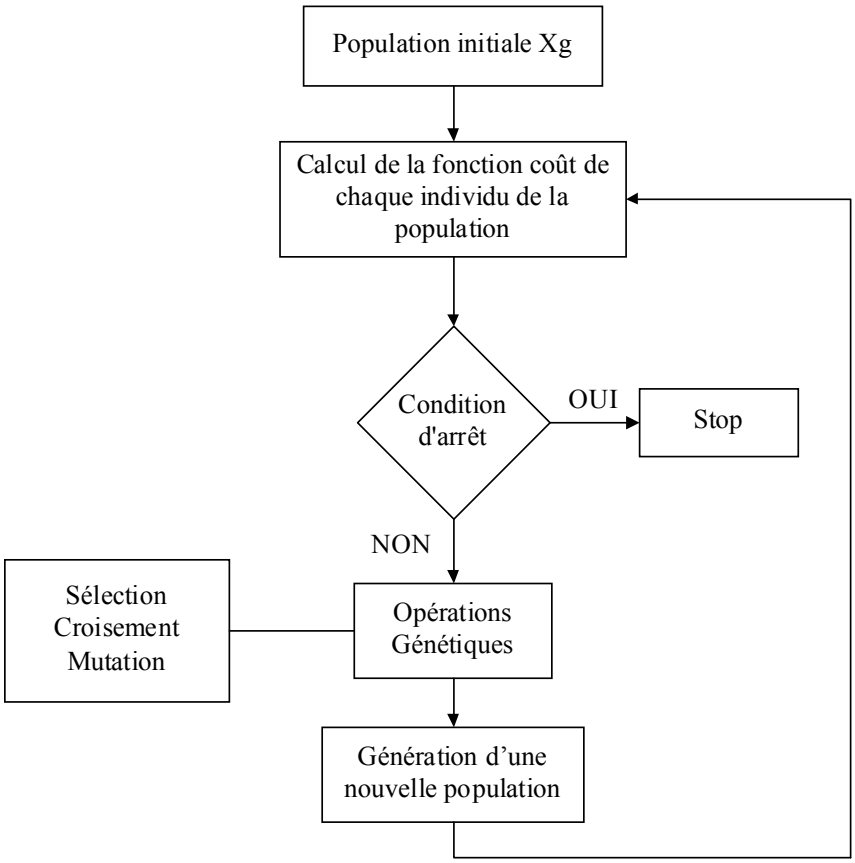


Figure 3-10 : Synoptique de fonctionnement de l'algorithme génétique.

3.3.2.2 Présentation des différents éléments de l'algorithme

Le principe d'un AG diffère fondamentalement des autres méthodes de résolution, ces différences pouvant être résumées par les quatre points suivants :

- Il utilise un codage des paramètres et non les paramètres eux-mêmes.
- Il travaille sur une population de points au lieu d'un point unique.
- Il utilise les valeurs de la fonction étudiée et non sa dérivée ou une autre fonction auxiliaire.
- Il utilise des règles de transition probabilistes et non déterministes

3.3.2.2.1 La fonction coût ou objectif

Pour évaluer la pertinence d'une solution par rapport à une autre, on introduit une fonction qui correspond à l'utilité de la solution par rapport au problème. L'algorithme génétique étant formulé en terme de maximisation, la fonction coût doit donc minimiser une erreur permettant d'obtenir une solution satisfaisante.

3.3.2.2.2 La sélection

La sélection aussi appelée reproduction décide de la vie ou de la mort des individus. Ce choix est effectué en fonction de leur adaptation. Les individus les mieux adaptés au problème posé sont donc les plus aptes à survivre au détriment des autres. De nombreuses méthodes de sélection existent dans la littérature [54]. Les méthodes présentent dans l'algorithme utilisé ainsi que les autres opérations génétiques sont présentées en annexe 4.

3.3.2.2.3 Le croisement

Il consiste en la génération de nouveaux individus qui doivent aboutir à une meilleure population. Le croisement s'effectue entre deux parents afin de créer deux enfants. Il est appliqué avec une probabilité comprise généralement entre 0,5 et 1. Deux paramètres interviennent dans le croisement : le choix des individus à croiser ainsi que la méthode de croisement.

3.3.2.2.4 La mutation

Elle apporte une diversité à la population et permet à celle-ci de ne pas s'uniformiser trop rapidement de génération en génération. Cela permet d'explorer tout l'espace de recherche et de générer des solutions négligées par les opérations précédentes.

3.3.2.2.5 La génération

La génération d'une nouvelle population est effectuée selon des critères de choix des enfants et des parents obtenus par les opérations génétiques décrites précédemment.

3.3.2.3 Choix de la fonction coût

L'utilisation d'un algorithme génétique dans notre problème a pour objectif de minimiser l'écart entre des mesures et un résultat d'identification.

Le choix de cette fonction s'avère important pour obtenir de bons résultats. La fonction retenue après de nombreux essais est la suivante :

$$cout = \frac{1}{\sum_{1}^{n} (Pr - Prc)^2 + (Pi - Pic)^2} \tag{3.10}$$

avec : n = nombre de données.

Pr = partie réelle de l'impédance Z mesurée.

Prc = partie réelle calculée par l'algorithme.

Pi = partie imaginaire de l'impédance Z mesurée.

Pic = partie imaginaire calculée par l'algorithme.

3.3.2.4 Utilisation de l'algorithme

Le principe d'identification est basé sur la comparaison via une fonction coût des mesures avec un modèle défini par sa fonction de transfert dans l'espace de Laplace. Nous distinguons trois parties principales dans la mise en œuvre de l'algorithme, tout d'abord la mise en forme des données de mesure, le calcul de la fonction coût puis la définition des méthodes de calcul de l'algorithme.

- Mise en forme des données de mesure :

Les données de mesure sont formatées en un fichier texte contenant trois colonnes constituées respectivement de la fréquence, du module et de la phase du composant en test. La première étape avant l'utilisation de l'algorithme génétique consiste à créer un fichier d'initialisation permettant de formater les mesures sous forme partie réelle et partie imaginaire en fonction de la fréquence (*Pr*, *Pi*), ceci afin d'être utilisable par la fonction coût décrite précédemment.

- Calcul de la fonction coût :

La seconde étape consiste à créer un fichier matlab contenant le calcul de la fonction coût. Ce fichier contient également la déclaration des variables à déterminer par l'algorithme génétique ainsi que le calcul de la fonction de transfert du modèle permettant de déterminer les valeurs de *Prc* et *Pic*.

- Méthodes de calculs de l'algorithme :

La dernière étape avant de lancer la résolution est la description d'un fichier nommé param.sga qui contient le nombre de variables à déterminer, un encadrement de ces variables ainsi que les options d'utilisation de l'algorithme décrites en annexe 4.

3.3.2.5 Identification des paramètres en fonction du temps de vieillissement

Dans cette partie, nous identifions directement les éléments du schéma équivalent du modèle_1 (Figure 3-2). Cette identification est effectuée sur des composants du fabricant E ayant subit un vieillissement accéléré à 85°C. Elle permet d'obtenir un modèle paramétrable variable en fonction du temps.

La première étape consiste en la détermination de la résistance R_c en fonction des paramètres de polarisation du composant, et la seconde en la détermination des autres paramètres avec l'AG en fonction des mesures en fréquence.

- Détermination de la résistance R_c :

La résistance R_c représente le courant de fuite du composant fonction de la tension appliquée à ses bornes et de la température. La valeur de cette résistance grande devant la

réactance $\frac{1}{C_1.\omega}$ a une influence négligeable sur l'impédance du composant pour les fréquences supérieures à 1Hz. Elle est donc déterminée via les mesures en tension continue.

Compte tenu des résultats du chapitre précédent montrant que le courant de fuite I_L n'évolue pas en fonction du temps pour un vieillissement en tension et température, nous considérerons cette résistance comme constante en fonction de celui-ci. Sa valeur à 25°C s'exprime en fonction de la tension de polarisation par la relation suivante déduite de l'équation 2.8 :

$$R_c(U) = \frac{U}{\frac{U}{R} + I_0.\exp\left[(U - U_n).k\right] - I_0.\exp(-U_n.k)} \qquad (3.11)$$

avec : U = tension de polarisation (V)

U_n = tension nominale du condensateur (V)

R = résistance du diélectrique considérée constante pour les faibles tensions (inférieures à $U_n/2$) (Ω)

I_0 = courant de fuite à U_n (A)

k = coefficient dépendant du composant

On obtient par identification pour un composant E : R=3.10^{7}Ω, I_0=0,391.10^{-3}A, k=8,08.10^{-3}V^{-1}

- Identification des autres paramètres

Les autres paramètres du modèle_1 sont déterminés à l'aide de l'AG à partir des mesures en fréquence (l'influence de la tension de polarisation étant négligeable). Les principales données à fournir à l'algorithme pour la résolution sont les suivantes :

- La fonction de transfert $Z_1(p)$ décrivant le modèle_1, ainsi que la fonction coût définie par l'équation (3.10).

- Un encadrement des paramètres afin de limiter le domaine de recherche (cet encadrement peut être large) :

R_a = [1.10^{-3}Ω, 1Ω]

R_b = [75.10^{-3}Ω, 1.10^{5}Ω]

L_1 = [1.10^{-10}H, 1.10^{-5}H]

C_1 = [2.10^{-3}F, 6.10^{-3}F]

- Le nombre d'individus utilisés et testés en convergence, le nombre d'itérations ainsi que les méthodes de sélection, croisement, mutation et génération : ces paramètres déterminent

fortement les temps de calculs. Ces données sont stockées dans le fichier param.sga. Plus le nombre d'individus est grand, plus le temps de calcul est important :

Nombre d'individus : 20

Nombre d'itérations : 100

Nombre d'individus testés en convergence : 20

Méthode de sélection : Roulette sélection (*cf.* Annexe 4)

Méthode de croisement : Croisement ROX xg (*cf.* Annexe 4)

Méthode de mutation : Mutation bit à bit (*cf.* Annexe 4)

Méthode de génération : génération élitiste (*cf.* Annexe 4)

Avec ces paramètres, le temps de calcul est de l'ordre de la minute.

- Résultats de l'identification :

Deux paramètres du modèle étudié varient significativement lors du vieillissement des composants : la résistance R_a et la capacité C. Les autres paramètres R_b, R_c et L peuvent être considérés constants.

⇨ Remarque sur la valeur de R_b :

Cette résistance est indispensable afin d'avoir une représentation physique du modèle (*cf.* § 3.1). Toutefois celle-ci n'a que peu d influence sur l'impédance du composant dans le domaine de fréquence considéré. Le comportement du composant est très inductif aux fréquences supérieures à 300kHz et ce au moins jusqu'à la fréquence de mesure maximale ce qui induit que R_b et bien supérieure à la réactance $L.\omega$. La valeur de R_b peut être définie par la relation suivante en fonction de la fréquence de la plus grande fréquence de mesure :

$$R_b \gg 2\pi . f_{m\max} . L_1 \tag{3.12}$$

avec : $f_{m\max}$ = fréquence maximum de mesure

Les paramètres du modèle en fonction du temps de vieillissement t_v à 85°C et pour une tension de polarisation de 500V peuvent être résumés par le système ci-dessous :

$$\begin{cases} R_a = 9,20 + 2,80.10^{-5}.t_v . \exp(920.10^{-6}.t_v) \ (m\Omega) \\ C_1 = 4,62 - 8,7.10^{-7}.t_v \ (mF) \\ L_1 = 12 \ nH \\ R_c = 820 \ k\Omega \\ R_b \gg 75,4 \ m\Omega \end{cases} \tag{3.13}$$

Les différents coefficients sont fonction du composant. Ils dépendent de la géométrie de celui-ci, de ses caractéristiques technologiques et de l'électrolyte employé.

Compte tenu de l'équation 2.9, nous pouvons déduire l'évolution des paramètres de ce modèle en fonction du temps pour une température de vieillissement quelconque.

Les courbes de la figure 3-11 représentent les résultats de l'identification pour différents temps de vieillissement. Seul le module de l'impédance est représenté, la phase étant en adéquation avec celui-ci. La figure 3-12 représente les erreurs moyenne et maximum commises entre le module de l'impédance mesurée et les résultats de l'identification.

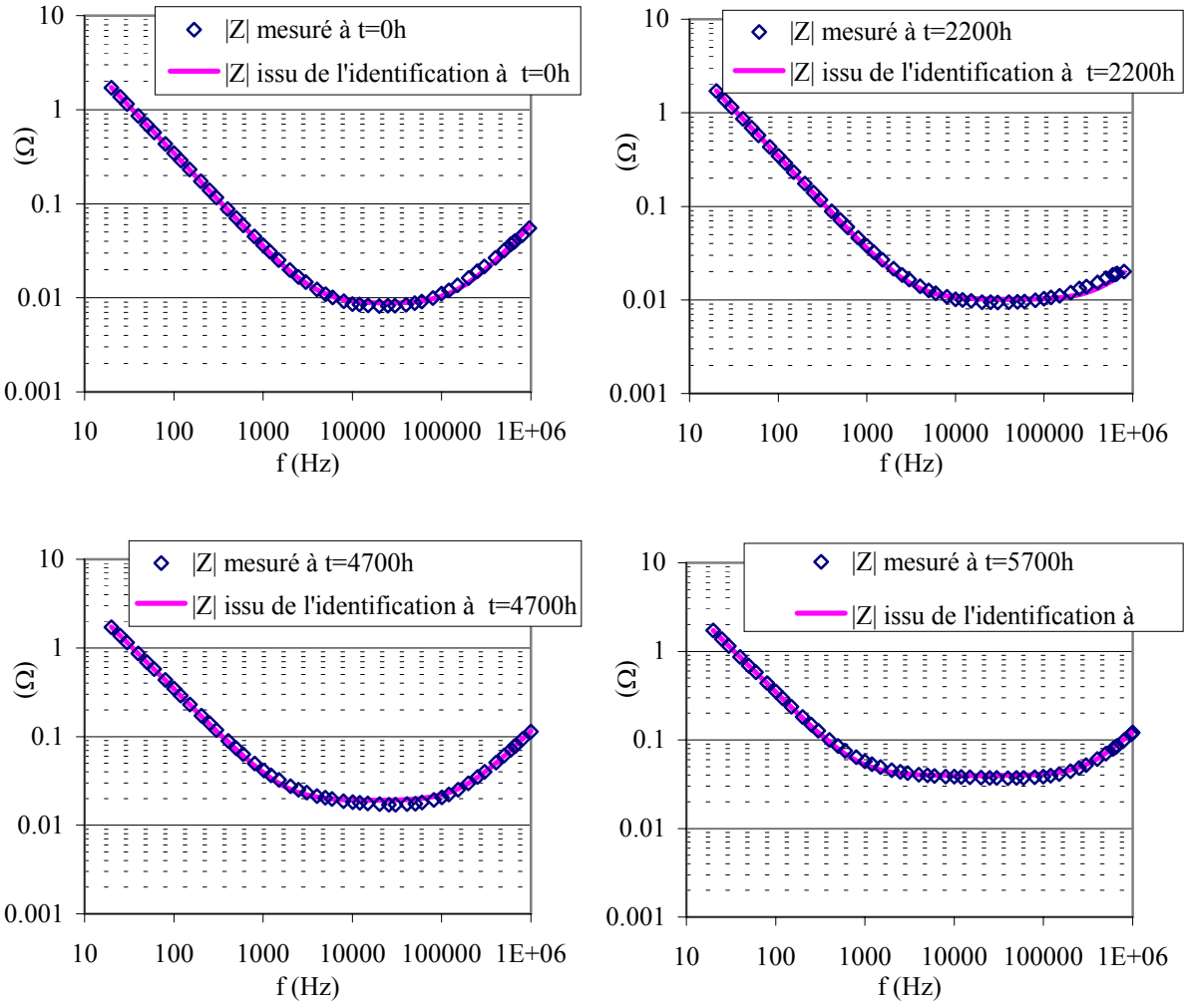


Figure 3-11 : Identification du modèle_1 mesuré à 25°C
en fonction du temps de vieillissement à 85°C.

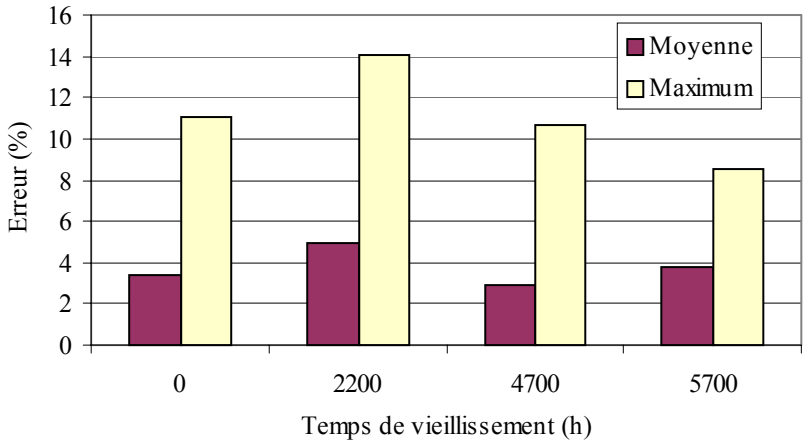


Figure 3-12 : Erreurs relatives moyenne et maximum sur l'identification en fonction du temps par AG.

3.3.2.6 Identification des paramètres en fonction de la température

L'utilisation du modèle_1 induit des erreurs importantes sur l'identification pour les températures inférieures à 0°C. La figure 3-13 montre les erreurs relatives moyenne et maximum commise lors de celle-ci. En effet aux températures négatives, la fréquence de résonance du composant se décale vers les hautes fréquences. Ce décalage est accompagné d'une déformation importante de l'impédance aux basses fréquences comme le montre la figure 3-14 pour des condensateurs du fabricant A. Le modèle_1 ne satisfait donc plus aux exigences de précision. Pour pallier ce problème, il faut augmenter l'ordre du modèle par l'adjonction d'éléments en parallèle ou en série. Nous proposons deux schémas équivalents issus du modèle_1 nommés modèle_2 et modèle_3 comportant chacun une hypothèse de départ différente :

- Le modèle_2 est constitué du modèle_1 variable en fonction de la température et d'éléments complémentaires permettant la représentation de l'impédance pour les températures négatives.
- Le modèle_3 inspiré de [55] est constitué du modèle_1 ayant des paramètres fixes auquel on ajoute des éléments en série prenant en compte la température.

Ceux-ci ont été choisis après de nombreux essais sur d'autres schémas plus ou moins complexe inspirés de la littérature [47, 48, 49, 50], la contrainte principale pour effectuer ce choix étant toujours d'obtenir un ratio simplicité précision le meilleur possible.

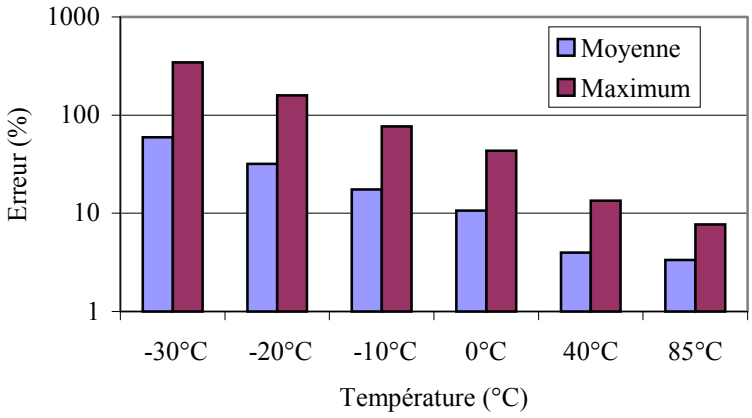


Figure 3-13 : Erreurs sur l'identification en basses températures du modèle_1.

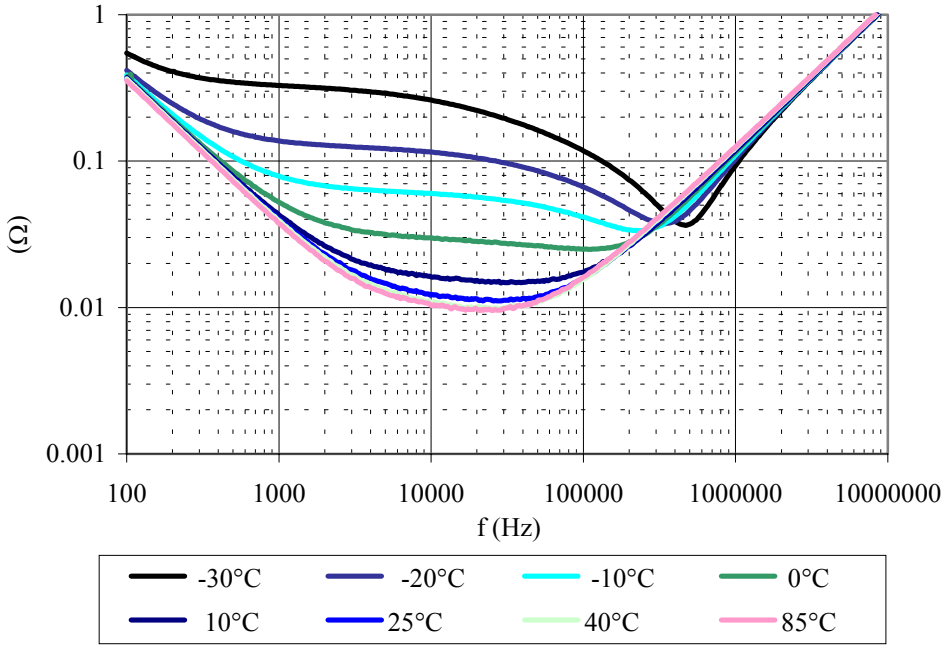


Figure 3-14 : Variation de l'impédance d'un composant A en fonction de la température.

3.3.2.6.1 Modèle_2

Le modèle_2 proposé est représenté ci-dessous sous forme de schéma électrique, son impédance complexe Z_2 constituée de Z_1, Z_{02} et R_d est décrite par les équations (3.14) et (3.15).

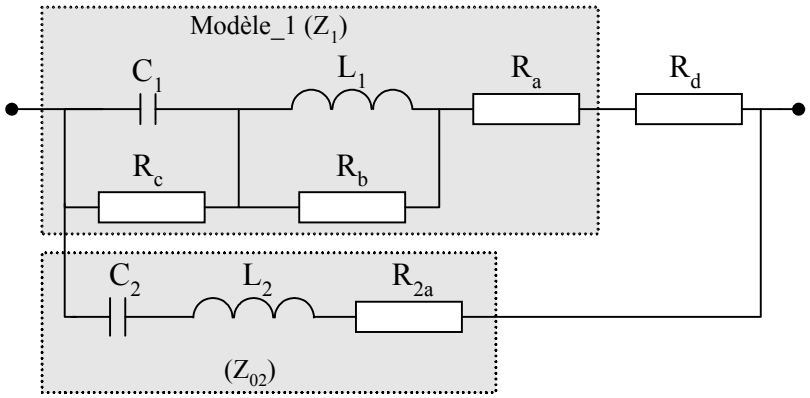


Figure 3-15 : Modèle_2

$$Z_{02}(p) = \frac{C_2.L_2.p^2 + C_2.R_{2a}.p + 1}{C_2.p} \tag{3.14}$$

$$Z_2(p) = \frac{Z_1.Z_{02} + R_d.Z_{02}}{Z_1 + Z_{02} + R_d} \tag{3.15}$$

En écrivant l'impédance Z_2 sous la forme de l'équation (3.1), nos obtenons alors les coefficients suivants :

$$b_4 = L_2.C_2.R_a.L_1.C_1.R_c + L_2.C_2.L_1.R_b.C_1.R_c + L_2.C_2.R_d.L_1.C_1.R_c$$

$$b_3 = L_2.C_2.R_a.R_b.C_1.R_c + L_2.C_2.R_a.L_1 + L_2.C_2.L_1.R_b + L_2.C_2.R_c.L_1 + L_2.C_2.R_d.R_b.C_1.R_c \ldots$$
$$\ldots + L_2.C_2.R_d.L_1 + R_{2a}.C_2.R_a.L_1.C_1.R_c + R_{2a}.C_2.L_1.R_b.C_1.R_c + R_{2a}.C_2.R_d.L_1.C_1.R_c$$

$$b_2 = L_1.R_b.C_1.R_c + R_a.L_1.C_1.R_c + R_d.L_1.C_1.R_c + L_2.C_2.R_a.R_b + L_2.C_2.R_c.R_b \ldots$$
$$\ldots + L_2.C_2.R_d.R_b + R_{2a}.C_2.R_a.R_b.C_1.R_c + R_{a2}.C_2.R_a.L_1 + R_{2a}.C_2.L_1.R_b \ldots$$
$$\ldots + R_{2a}.C_2.R_c.L_1 + R_{2a}.C_2.R_d.R_b.C_1.R_c + R_{2a}.C_2.R_d.L_1$$

$$b_1 = R_c.L_1 + L_1.R_b + R_a.L_1 + R_d.L_1 + R_d.R_b.C_1.R_c + R_a.R_b.C_1.R_c \ldots$$
$$\ldots + R_{2a}.C_2.R_a.R_b + R_{2a}.C_2.R_c.R_b + R_{2a}.C_2.R_d.R_b$$

$$b_0 = R_a.R_b + R_c.R_b + R_d.R_b \tag{3.16}$$

$$a_4 = L_2.C_2.L_1.C_1.R_c$$

$$a_3 = C_2.R_a.L_1.C_1.R_c + C_2.L_1.R_b.C_1.R_c + C_2.R_d.L_1.C_1.R_c \ldots$$
$$\ldots + L_2.C_2.R_b.C_1.R_c + L_2.C_2.L_1 + R_{2a}.C_2.L_1.C_1.R_c$$

$$a_2 = C_2.R_a.R_b.C_1.R_c + C_2.R_a.L_1 + C_2.L_1.R_b + C_2.R_c.L_1 + C_2.R_d.R_b.C_1.R_c \ldots$$
$$\ldots + C_2.R_d.L_1 + L_2.C_2.R_b + L_1.C_1.R_c + R_{2a}.C_2.R_b.C_1.R_c + R_{2a}.C_2.L_1$$

$$a_1 = C_2.R_a.R_b + C_2.R_c.R_b + C_2.R_d.R_b + R_b.C_1.R_c + L_1 + R_{2a}.C_2.R_b$$

$$a_0 = Rb$$

✓ Signification des différents éléments complémentaires :

Afin d'expliciter l'influence des différents éléments complémentaires, nous représentons sur la figure 3-16 le module de l'impédance mesurée (Z) ainsi que celle du modèle_1 (Z_1) à -30°C. La résistance R_d permet l'augmentation du module aux basses fréquences. La capacité C_2 et l'inductance L_2 permettent la représentation de la fréquence de résonance fc, R_{2a} influençant l'amortissement minimum à cette fréquence.

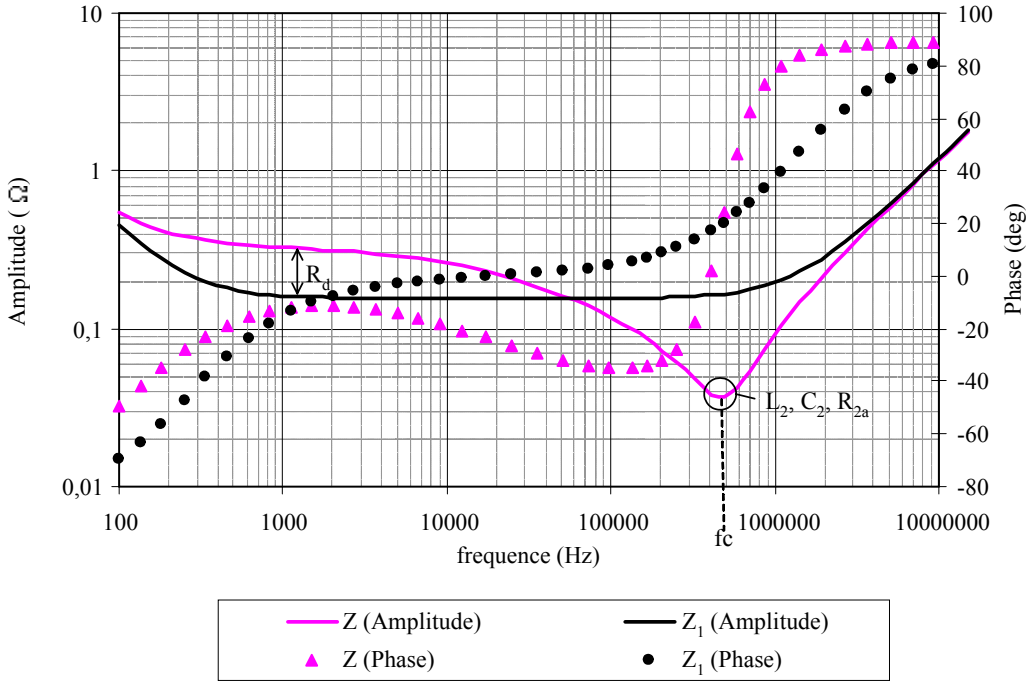


Figure 3-16 : Module de Z et Z_1 à -30°C.

- Eléments issus du modèle_1

✓ Détermination de la résistance R_c :

La variation de R_c en fonction de la tension de polarisation du composant est définie par l'équation (3.11). Une identification pour plusieurs températures nous permet d'identifier les paramètres variables en fonction de celles-ci. La résistance R ainsi que le courant I_0 sont variables en fonction de la température T en °C et la constante k est considérée fixe. La résistance R_c s'exprime alors par la relation suivante :

$$R_c(U,T) = \frac{U}{\frac{U}{R(T)} + I_0(T).\exp\left[(U-U_n).k\right] - I_0(T).\exp(-U_n.k)} \qquad (3.17)$$

avec pour un composant A :

$$R(T) = 2,49.10^{6}.\exp(-18,9.10^{-3}.T)\ (\Omega) \tag{3.18}$$

$$I_0(T) = 452.10^{-6}.\exp(24,9.10^{-3}.T)\ (A) \tag{3.19}$$

$$k = 50.10^{-3}\ V^{-1}$$

✓ Identification des autres paramètres :

La méthode utilisée est identique à celle décrite au paragraphe 3.3.2.5. Les paramètres du modèle_1 en fonction de la température T en °C sont résumés par le système ci-dessous :

$$\begin{cases} R_a = 8,79 + 20,46.\exp\left(\dfrac{-T}{15,22}\right)\ (m\Omega) \\ C_1 = 7,52.10^{-3}.T + 4\ (mF) \\ L_1 = 18,9\ nH \\ R_c(U,T)\ (\Omega) \\ R_b \gg 75,4\ m\Omega \end{cases} \tag{3.20}$$

Ces résultats induisent les erreurs d'identification représentées sur la figure 3-13.

- Eléments complémentaires

Afin de simplifier l'identification, nous supposons l'inductance L_2 égale à L_1, la fréquence de résonance nommée fc déterminée par passage du module de Z_2 par son minimum permettant alors de calculer la valeur de C_2 par l'équation suivante :

$$C_2 = \frac{1}{L_2.(2\pi.\mathrm{fc})^2} \tag{3.21}$$

Les valeurs de R_d et R_{2a} optimales sont déterminées par l'utilisation de l'AG, la méthode étant identique à celle utilisée pour le modèle_1. Cette identification est effectuée pour des températures inférieures à 0°C puisque pour les températures supérieures ou égales à celle-ci nous n'observons plus la déformation de l'impédance du composant représentée par fc. La valeur de R_d est alors négligeable et celle de R_{2a} grande devant l'impédance du modèle_1.

Les paramètres complémentaires du modèle_2 en fonction de la température T en °C sont résumés par le système ci-dessous :

$$\begin{cases} R_d = 3,83.\exp(-131.10^{-3}.T)\ (m\Omega) \\ R_{2a} = 716.10^{-3}.\exp(381.10^{-3}.T)\ (m\Omega) \\ C_2 = 693.10^{-3}.\exp(18,3.10^{-3}.T)\ (mF) \end{cases} \tag{3.22}$$

Nous représentons sur les courbes de la figure 3-17 les résultats d'identification pour des températures de -30°C, -20°C,-10 et 0°C, les résultats obtenus pour des températures

supérieures sont similaires au modèle_1 compte tenu de la faible valeur de R_d et de la forte valeur de R_{2a}. La figure 3-18 représente les erreurs relatives moyennes et maximums commises.

Ce modèle composé du modèle_1 variant en fonction de la température et d'éléments complémentaires permet la représentation de la déformation d'impédance aux basses température. Cependant cette identification ne pourra jamais être optimale en hautes fréquences compte tenu de l'inductance L_2 nécessaire pour la représentation de la fréquence de résonance fc mais qui induit une erreur moyenne pour les températures inférieures ou égales à 0°C toujours supérieure à 10%.

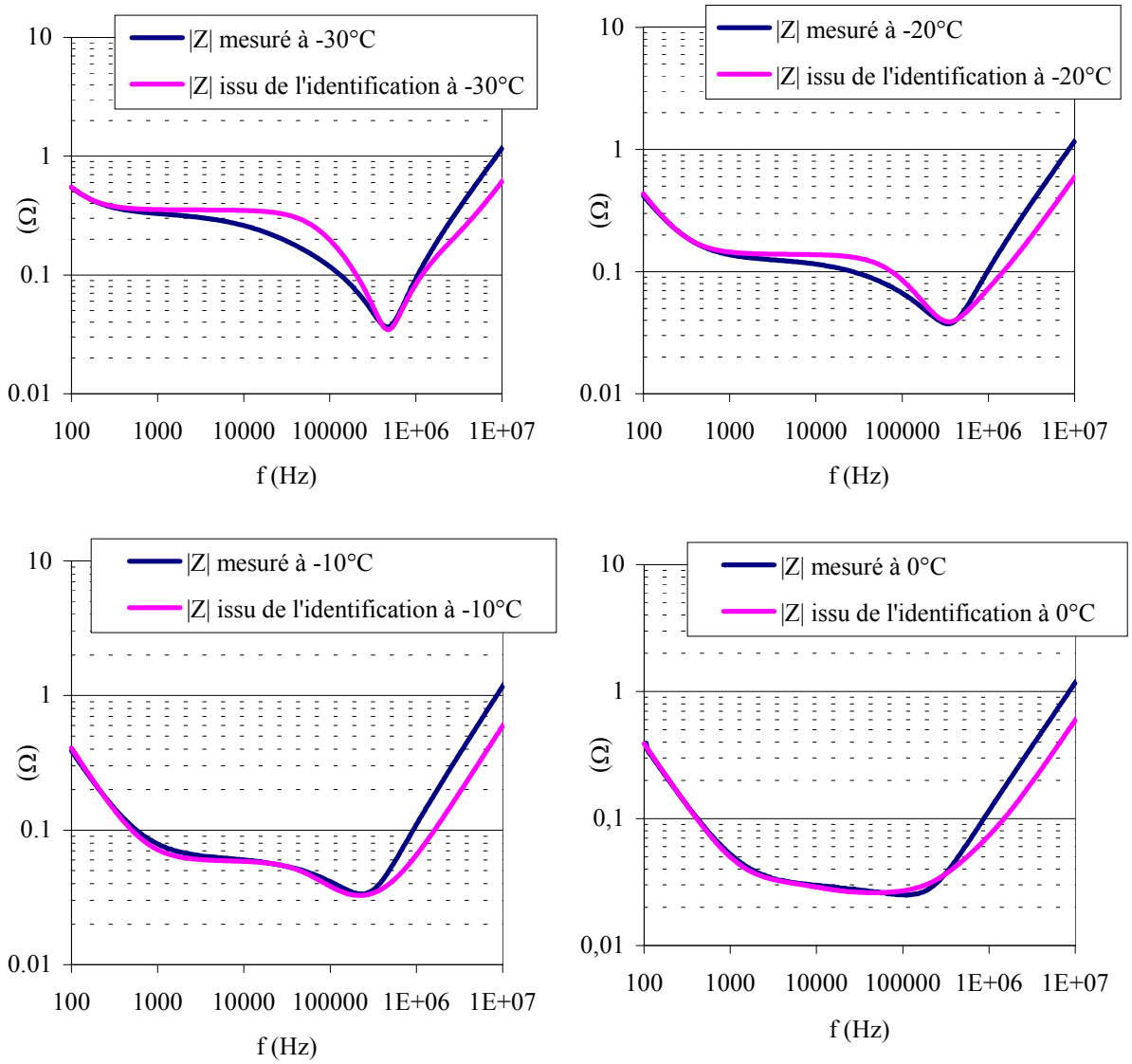


Figure 3-17 : Identification en fonction de la température selon le modèle_2.

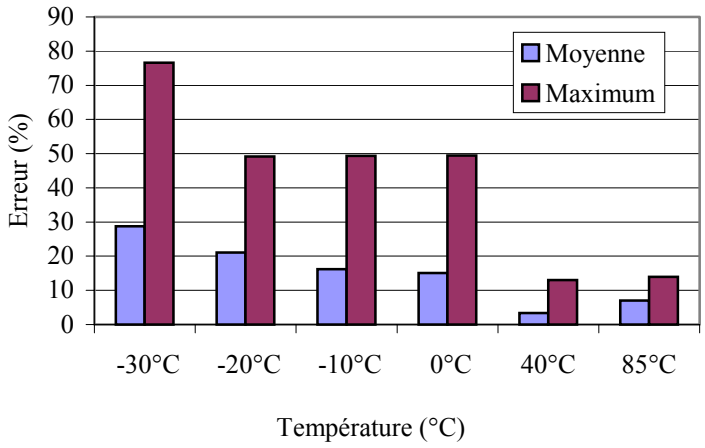


Figure 3-18 : Erreurs sur l'identification en fonction de
la températures du modèle_2

3.3.2.6.2 Modèle_3

Le modèle_3 est constitué des éléments du modèle_1 (C_1, L_1, R_a, R_b, R_c) identifiés à la température maximum d'utilisation du composant (85°C) pour laquelle l'impédance du composant est la plus faible (*cf.* Figure 3-14). Des éléments correcteurs (C_3, R_{3a}, R_{3c}) sont ajoutés en série à ce modèle afin de prendre en compte l'influence de la diminution de température.

Le modèle_3 est représenté ci-dessous sous forme de schéma électrique, son impédance complexe Z_3 constituée de Z_1 et Z_{03} est décrite par les équations (3.23) et (3.24).

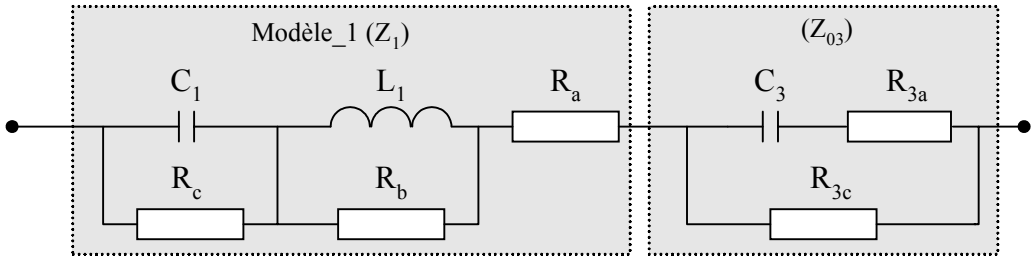


Figure 3-19 : Modèle_3.

$$Z_{03}(p) = \frac{C_3.R_{3a}.R_{3c}.p + R_{3c}}{C_3.(R_{3a} + R_{3c}).p + 1} \qquad (3.23)$$

$$Z_3(p) = Z_1 + Z_{03} \qquad (3.24)$$

En écrivant l'impédance Z_3 sous la forme de l'équation (3.1), nous obtenons alors les coefficients suivants :

$$b_3 = R_a.L_1.C_1.R_c.R_{3a}.C_3 + R_a.L_1.C_1.R_c.C_3.R_{3c} + L_1.R_b.C_1.R_c.R_{3a}.C_3 + L_1.R_b.C_1.R_c.C_3.R_{3c} \ldots$$
$$\ldots. + R_d.L_1.C_1.R_c.R_{3a}.C_3 + R_d.L_1.C_1.R_c.C_3.R_{3c} + R_{3c}.R_{3a}.C_3.L_1.C_1.Rc$$

$$b_2 = R_d.L_1.C_1.R_c + R_a.L_1.C_1.R_c + L_1.R_b.C_1.R_c + R_a.R_b.C_1.R_c.R_{3a}.C_3 + R_a.R_b.C_1.R_c.C_3.R_{3c} \ldots$$
$$\ldots + R_a.L_1.R_{3a}.C_3 + R_a.L_1.C_3.R_{3c} + L_1.R_b.R_{3a}.C_3 + L_1.R_b.C_3.R_{3c} + R_c.L_1.R_{3a}.C_3 \ldots$$
$$\ldots + R_c.L_1.C_3.R_{3c} + R_d.R_b.C_1.R_c.R_{3a}.C_3 + R_d.R_b.C_1.R_c.C_3.R_{3c} + R_d.L_1.R_{3a}.C_3 \ldots$$
$$\ldots + R_d.L_1.C_3.R_{3c} + R_{3c}.R_{3a}.C_3.R_b.C_1.R_c + R_{3c}.R_{3a}.C_3.L_1 + R_{3c}.L_1.C_1.R_c$$

$$b_1 = L_1.R_d + R_{3c}.L_1 + R_d.L_1 + R_d.R_b.C_1.R_c + R_a.L_1 + R_c.L_1 + R_a.R_b.C_1.R_c + R_{3c}.R_b.C_1.R_c \ldots$$
$$\ldots + R_a.R_b.R_{3a}.C_3 + R_a.R_b.C_3.R_{3c} + R_c.R_b.R_{3a}.C_3. + R_c.R_b.C_3.R_{3c} \ldots$$
$$\ldots + R_d.R_b.R_{3a}.C_3. + R_d.R_b.C_3.R_{3c} + R_{3c}.R_{3a}.C_3.R_b$$

$$b_0 = R_a.R_b + R_c.R_b + R_d.R_b + R_{3c}.R_b \qquad (3.25)$$

$$a_3 = R_{3a}.C_3.L_1.C_1.R_c + L_1.C_1.R_c.C_3.R_{3c}$$

$$a_2 = L_1.C_1.R_c + R_{3a}.C_3.R_b.C_1.R_c + R_b.C_1.R_c.C_3.R_{3c} + R_{3a}.C_3.L_1 + L_1.C_3.R_{3c}$$

$$a_1 = L_1 + R_b.C_1.R_c + R_{3a}.C_3.R_b + R_b.C_3.R_{3c}$$

$$a_0 = R_b$$

- Eléments issus du modèle_1

Le modèle_1 est ici fixe en fonction de la température. Les valeurs de ses paramètres sont déterminées à 85°C avec l'AG. Les résultats obtenus sont les suivants :

$$\begin{cases} R_a = 10,7\ m\Omega \\ C_1 = 4,44\ mF \\ L_1 = 18,9\ nH \\ R_c = 377\ k\Omega \\ R_b \gg 75,4\ (m\Omega) \end{cases} \qquad (3.26)$$

- Eléments complémentaires

Dans un premier temps, nous identifions analytiquement la capacité C_3, puis les résistances R_{3c} et R_{3a} grâce à l'AG.

✓ Détermination de la capacité C_3 :

La capacité C_3 permet la représentation de la fréquence de résonance fc. Cette fréquence est identifiable lorsque le module de Z est minimum. Aux fréquences supérieures à fc et

comprises dans notre gamme de mesure, le modèle_1 à 85°C peut être simplifié en un circuit série R_aL. Le modèle_3 devient alors celui représenté sur la figure 3-20 :

En négligeant l'influence de R_{3c}, nous pouvons déterminer la valeur de la capacité C_3 par la relation suivante :

$$C_3 = \frac{1}{L.(2\pi.\mathrm{fc})^2} \qquad (3.27)$$

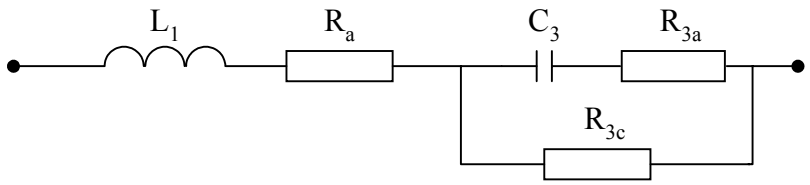


Figure 3-20 : Modèle_3 réduit.

✓ Détermination des résistances R_{3a} et R_{3c} :

La détermination des résistances R_{3a} et R_{3c} est effectuée à l'aide de l'algorithme génétique précédemment utilisé. Nous n'exposerons pas ici le détail de la mise en œuvre de l'algorithme qui est décrit dans les résolutions précédentes.

- Résultats d'identification

Nous représentons sur les courbes de la figure 3-22 les résultats d'identification pour des températures de -30°C à 85°C, comme pour le modèle_2 nous ne représentons que le module de l'impédance. Les erreurs relatives moyenne et maximum de cette identification sont assez faibles comparées aux résultats du modèle_1 et du modèle_2 comme le montre la figure 3-21.

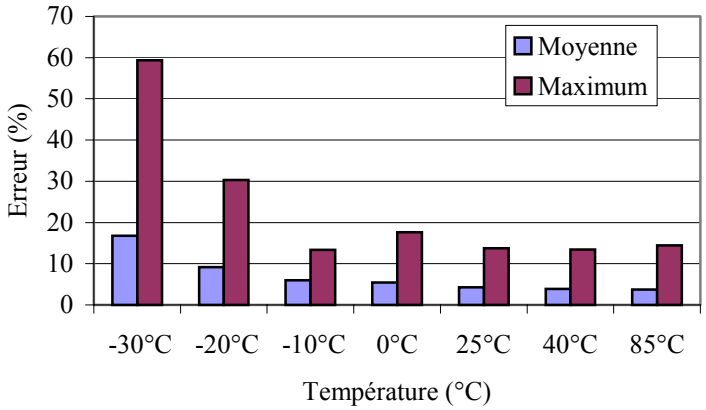


Figure 3-21 : Erreurs sur l'identification en températures du modèle_3.

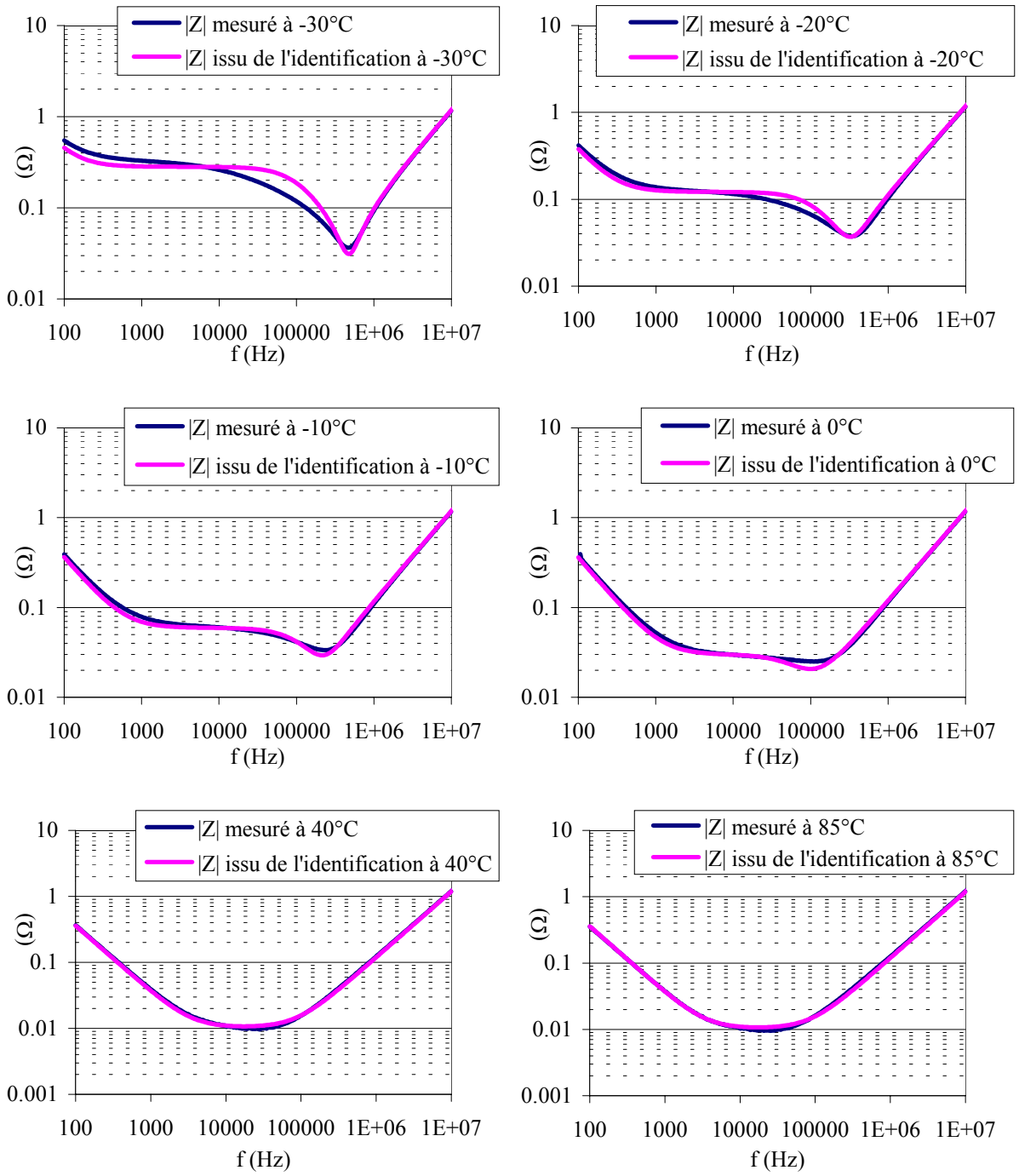


Figure 3-22 : : Identification en fonction de la température selon le modèle_3.

✓ Variation des différents éléments complémentaires :

La résistance R_{3c} a une valeur nulle pour 85°C. Sa variation pour les températures inférieures peut être représentée par une exponentielle de la forme suivante pour un composant du fabricant A :

$$R_{3c} = (85 - T).223.10^{-3}.\exp\left(-78,6.10^{-3}.T\right)(m\Omega) \qquad (3.28)$$

avec : T = température en °C

La figure 3-23 représente les valeurs de R_{3c} identifiées comparées à l'équation (3.28) :

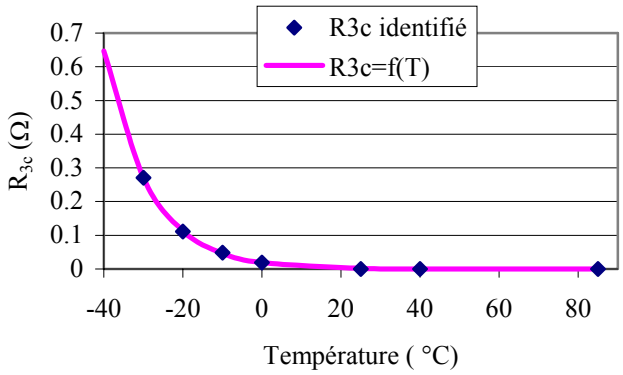


Figure 3-23 : Identification de R_{3c} et de sa fonction déduite.

Dans notre cas pour les températures supérieures à 0°C, R_{3c} devient faible devant l'impédance du circuit série constitué de R_{3a} et C_3. Pour les températures inférieures ou égales à 0°C, C_3 varie de façon exponentielle et R_{3a} peut être considérée comme constante.

$$\begin{cases} R_{3a} = 12\ m\Omega \\ C_3 = 104.10^{-3}.\exp(0{,}120.T)\ (mF) \end{cases} \qquad (3.29)$$

3.3.3 Couplage des modèles en fonction de la température et du temps de vieillissement

Les modèles 2 et 3 sont convenables en fonction de toutes les températures d'utilisation des condensateurs électrolytiques. Bien que le vieillissement des condensateurs électrolytiques soit fortement lié à la température d'utilisation (cf. équation 2.9), pour les températures faibles, l'influence du temps de vieillissement est négligeable. Dans ces conditions, nous utilisons seulement le modèle_1 pour la prise en compte du vieillissement et de la température lorsque cette dernière est supérieure à 0°C.

Nous montrons ci-dessous les résultats obtenus en fonction du temps et de la température pour un composant E.

Les éléments variables du modèle_1 en fonction du temps de vieillissement t_v sont représentés par un système d'équations de la forme suivante (cf. § 3.3.2.5) :

$$\begin{cases} R_a = a_{Ra} + b_{Ra}.t_v.\exp(c_{Ra}.t_v)\ (m\Omega) \\ C_1 = a_{C1} - b_{C1}.t_v\ (mF) \end{cases} \qquad (3.30)$$

b_{Ra}, c_{Ra}, b_{C1} sont des coefficients fixes déterminés pour une température de vieillissement T_v, le temps t_v pouvant être formulé en fonction d'une autre température de vieillissement (cf.

équation 2.9). Les coefficients a_{Ra} et a_{C1} sont les valeurs des paramètres des composants sains à la température de mesure.

Une identification en fonction de la température permet de déterminer les variations de a_{Ra} et a_{C1} en fonction de celle-ci. On obtient les résultats suivants pour le composant étudié :

$$\begin{cases} a_{Ra} = 2,5 + 23.\exp(-T/24) \ (m\Omega) \\ a_{C1} = 4,6 + 2,89.10^{-3}.T \ (mF) \end{cases} \tag{3.31}$$

T étant la température en °C.

Le modèle_1 d'un composant en fonction de la température et du temps de vieillissement s'écrit alors par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} R_a = 7,61 + 23.\exp(-T/9,36) + 2,80.10^{-5}.t_v.\exp(920.10^{-6}.t_v) \ (m\Omega) \\ C_1 = 4,55 + 2,89.10^{-3}.T - 8,7.10^{-7}.t_v \ (mF) \\ L_1 = 12 \ nH \\ R_c(U,T) = \dfrac{U}{\dfrac{U}{R(T)} + I_0(T).\exp\left[(U - U_n).k\right] - I_0(T).\exp(-U_n.k)} \\ R_b \gg 75,4 \ (m\Omega) \end{cases} \tag{3.32}$$

avec pour un composant E :

$$R(T) = 2.10^6.\exp(-20.10^{-3}.T) \ (\Omega) \tag{3.33}$$

$$I_0(T) = 950.10^{-6}.\exp(30.10^{-3}.T) \ (A) \tag{3.34}$$

$$k = 40.10^{-3} \ V^{-1}$$

3.3.4 Influence du vieillissement sur la protection des aimants

Nous proposons dans ce paragraphe d'évaluer l'influence du vieillissement des condensateurs électrolytiques sur la protection des aimants supraconducteurs. Celle-ci est assurée par l'énergie fournie à la chaufferette par le banc de condensateur. L'énergie doit être au minimum de 1,8kJ pour garantir une transition résistive des aimants sans détérioration.

En nous plaçant dans le cas d'une température constante de 20°C, le modèle_1 décrit précédemment par les équations (3.13) est alors applicable. Ces résultats obtenus pour un vieillissement à 85°C sont ramenés en années à un vieillissement à 20°C par l'application de l'inverse du facteur d'accélération correspondant (AF=18,4 cf § 2.4.1).

L'évolution de R_a et C_1 en fonction du temps de vieillissement en année à 20°C est représenté sur la figure 3-24.

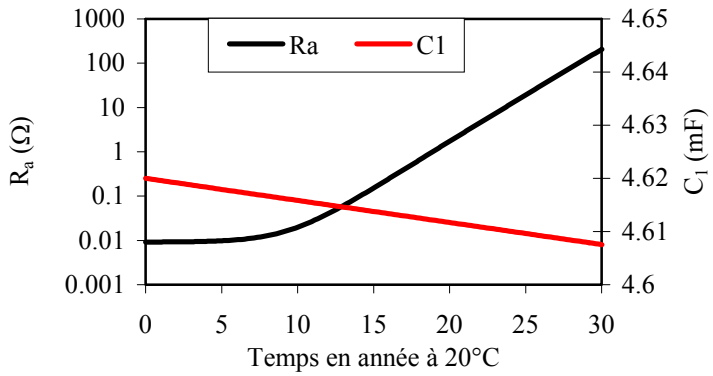


Figure 3-24 : Evolution de Ra et C1 en fonction du temps de vieillissement à 20°C.

Les différents paramètres intervenant sur l'énergie stockée dans les condensateurs sont la tension de charge des composants liée en partie à R_a et la capacité C_1 du composant. Nous représentons sur la figure 3-25 la distribution de l'énergie stockée dans les condensateurs pour des composants sains en prenant en compte les variations de la tension d'alimentation (±10%) ainsi que la valeur minimum d'énergie à fournir à la chaufferette. Les condensateurs sont alimentés par un pont redresseur double alternance à point milieu, le schéma détaillé utilisé pour déterminer l'énergie stockée étant présenté en annexe 5.

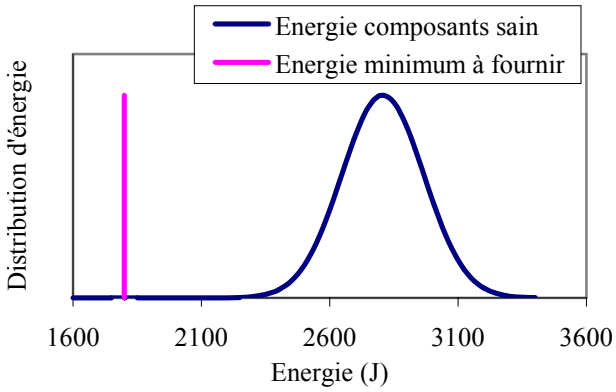


Figure 3-25 : Distribution de l'énergie pour des composants sains.

Lors du vieillissement, l'énergie stockée dans les condensateurs diminue compte tenu de la diminution de la capacité C_1 et de l'augmentation de R_a qui induit une chute de tension diminuant d'autant la tension de charge du composant.

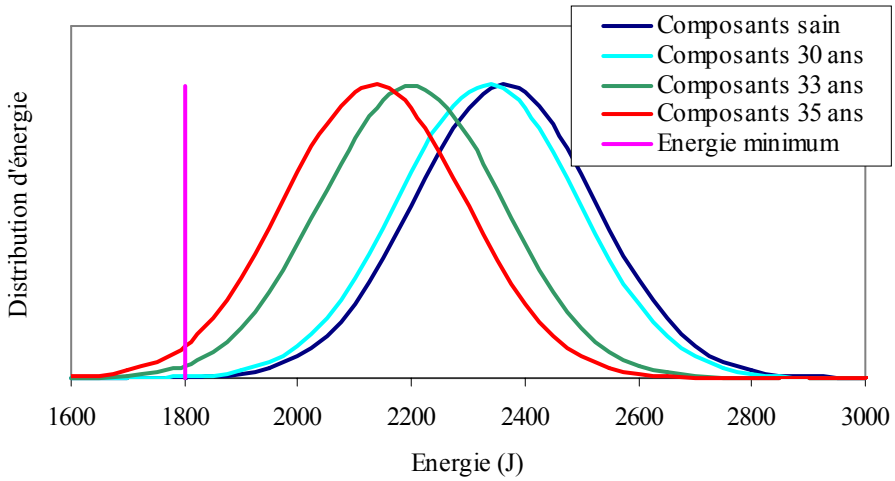


Figure 3-26 : Distribution de l'énergie en fonction

du vieillissement des composants.

Sur la figure 3-26 est représenté la distribution de l'énergie pour différents temps de vieillissements. On s'aperçoit que l'on obtient un chevauchement avec l'énergie minimum à fournir pour des temps supérieurs à 30 ans. Il y a donc à partir de cet instant un risque de ne pas fournir suffisamment d'énergie à la chaufferette. Notons que ces résultats sont plutôt optimistes, car la diminution de la capacité par une loi linéaire qui a été extrapolé des résultats de vieillissement expérimentaux peut ne pas s'avérer suffisante pour des vieillissements très importants (pour obtenir les point de vieillissement correspondant à 30 ans à 20°C il faut effectuer un vieillissement accéléré à 85°C de plus de 14000 heures).

3.4 Conclusion

Trois modèles électrique simples ont été utilisés afin de modéliser le fonctionnement des condensateurs électrolytiques à l'aluminium. Le premier permet de prendre en compte le vieillissement des condensateurs en fonction du temps ainsi que de la température si celle-ci est supérieure à 0°C, le second et le dernier permettent de prendre en compte l'influence de la température sur le fonctionnement du composant. Compte tenu des différences importantes entre les composants étudiés (géométrie, valeurs nominales, électrolytes…), les coefficients déterminés dans les différents systèmes d'équations précédents sont valables pour le composant précisé. La méthode d'identification des paramètres de ces modèles est effectuée à l'aide d'un algorithme génétique dont l'avantage principal est de fournir directement les valeurs des paramètres recherchés et non la valeur des coefficients de la fonction de transfert associée. Les résultats d'identification en fonction du temps et de la température obtenus

induisent des erreurs moyennes acceptables dans de nombreux cas de simulation. De meilleurs résultats pourraient être obtenus en complexifiant les modèles mais au détriment de la simplicité d'intégration de celui-ci dans un logiciel de simulation.

Des modèles analytiques permettent de résoudre les problème liés à la distribution des courants pour d'autres types de condensateurs tel que ceux à films polypropylène [64], mais ne sont pas encore résolus pour les condensateurs électrolytiques. Cette résolution dépend en partie des possibilités d'homogénéisation des matériaux ainsi que de la simplification du problème par l'utilisation des symétries du composant. Pour les condensateurs électrolytiques, il existe de fortes dissymétries dues à la position des connectiques sur les armatures qui rendent le problème complexe.

Chapitre IV :

Vieillissement des thyristors

4.1 Introduction

Dans notre application, les thyristors sont utilisés afin de permettre le transfert d'énergie des condensateurs à la chaufferette. En fonctionnement sans défaut, ils sont soumis à une tension continue constante. Leur commutation en cas de sollicitation est indispensable à la protection des aimants supraconducteurs. Les deux principaux paramètres à étudier lors du vieillissement de ces composants sont donc la tenue en tension et les caractéristiques permettant le déclenchement de la commutation. Il est à noter que les temps de commutation des composants sont négligeables devant les retards dus à la commande de ceux-ci. Des essais de vieillissement des thyristors effectués au CERN ont montré que les caractéristiques permettant le déclenchement de la commutation se dégradent rapidement sous rayonnement intense. Il est donc primordial d'étudier ces mêmes caractéristiques pour un vieillissement classique en tension température.

4.2 Présentation des thyristors en test

Nous avons testé un échantillon d'une vingtaine de thyristors similaires issus de trois fabricants différents. Les valeurs principales de ces composants notés Tha, Thb et Thc sont une tension nominale de 1800V et un courant admissible supérieur à 80A.

4.2.1 Caractéristiques technologiques

Les trois types de composants dont nous disposons n'ont pas les mêmes caractéristiques technologiques. Les thyristors Tha et Thc sont constitués d'une "puce" de silicium circulaire fabriquée par procédé Planar. Les thyristors Thb sont constitués d'une "puce" carrée fabriquée avec la méthode par alliage et diffusion (*cf.* § 1.5.1.2). Ces trois types de composants disposent de courts-circuits assurés entre la cathode et la gâchette par des ouvertures aménagées dans la zone de cathode, cette méthode permettant de réduire la sensibilité à la température et d'augmenter le *dv/dt* acceptable [56]. Les composants Thc intègrent un système d'amplification de gâchette qui consiste à initier un déclenchement rapide du thyristor par la gâchette via un thyristor de commande de faible surface. Le courant de cathode de ce thyristor fournit alors un fort courant de gâchette au thyristor principal [56]. La figure 4-4 montre le principe de fonctionnement de ce système. La tenue en tension ainsi que le courant maximum admissible des thyristors dépendent fortement des caractéristiques géométriques de la "puce" ainsi que sa conception technologique. Les figure 4-1 à 4-3 représentent les dimensions des différents constituants des thyristors. Dans la plupart des cas

la “puce” n’est pas directement visible à cause de la connectique interne du composant et de l’enrobage de la puce.

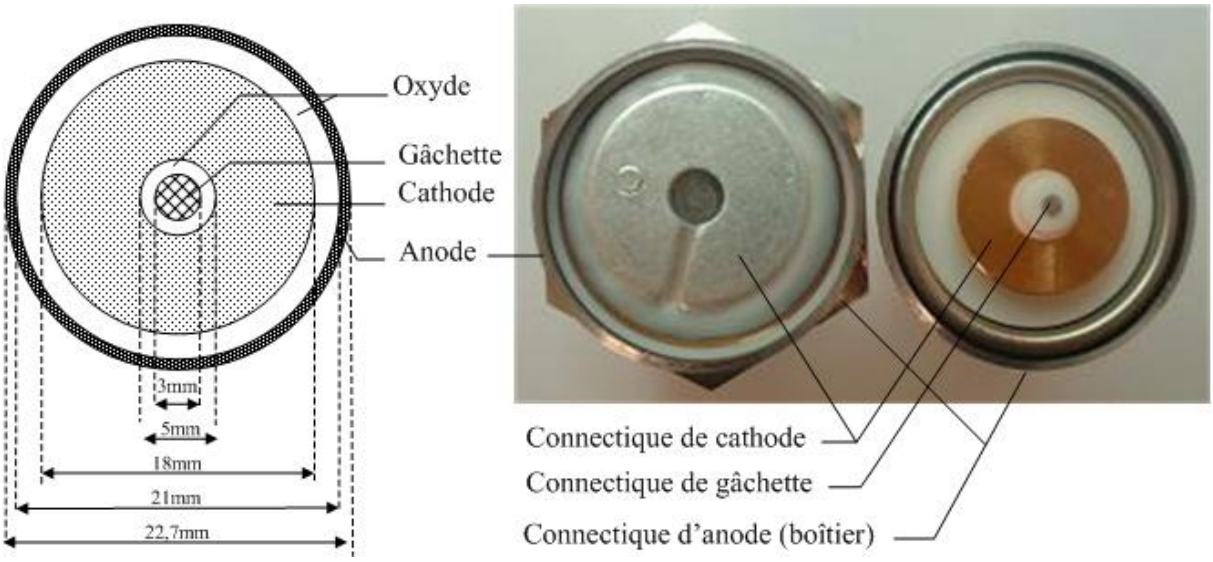


Figure 4-1 : Composant Tha.

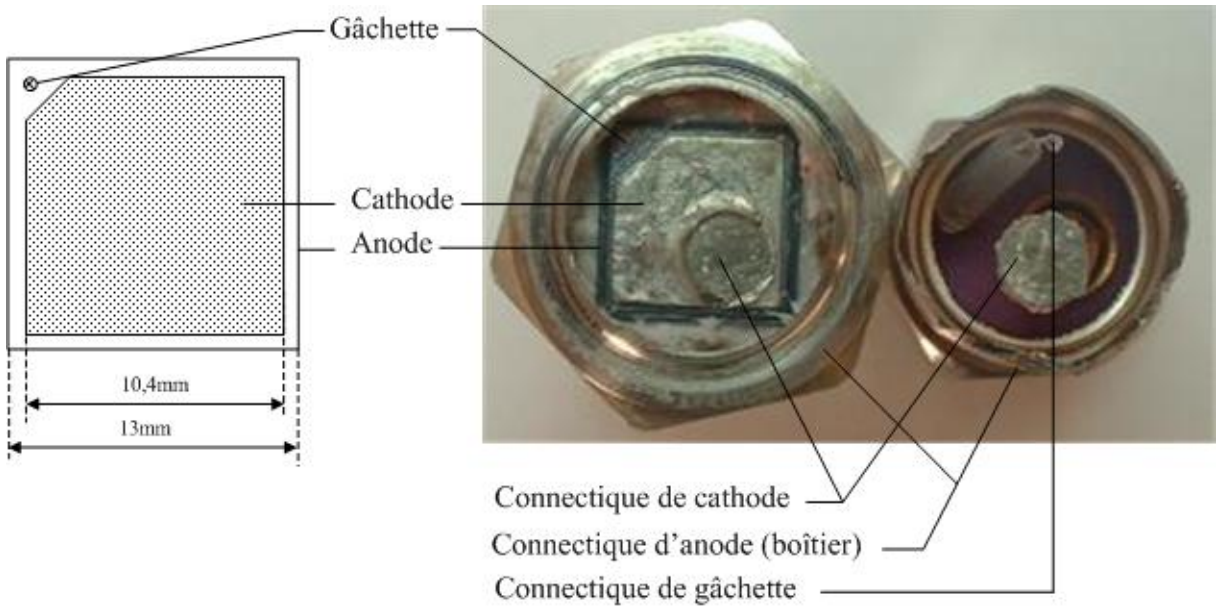


Figure 4-2 : Composant Thb.

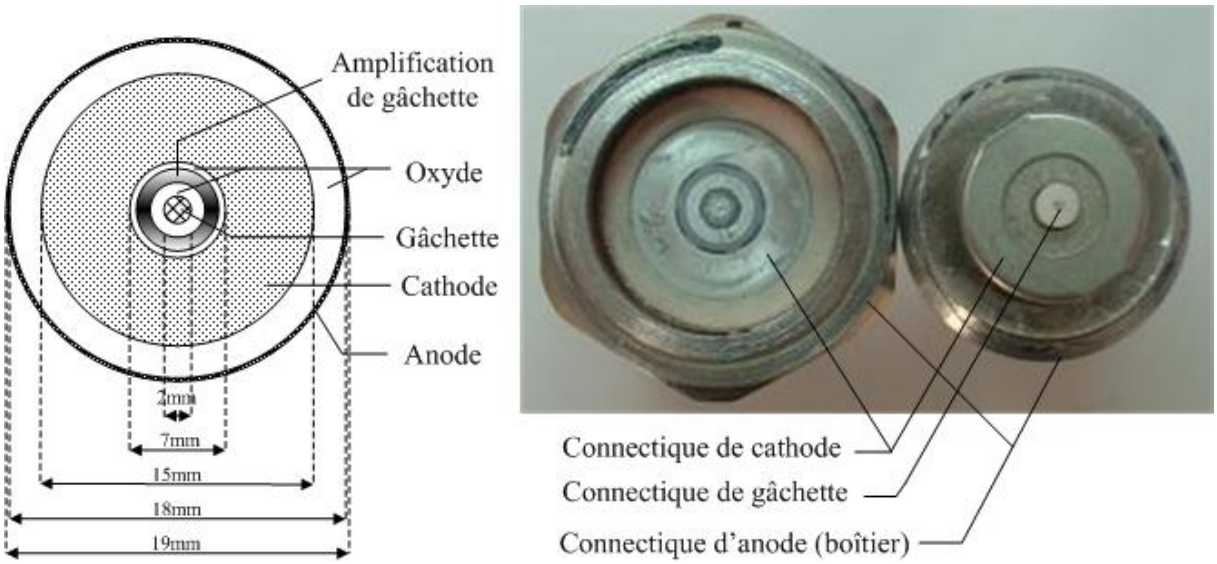


Figure 4-3 : Composant Thc.

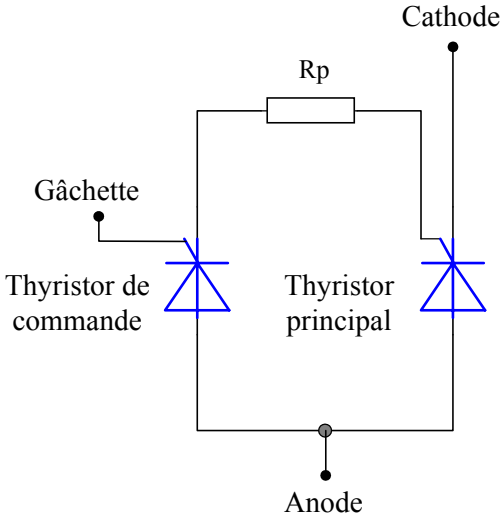


Figure 4-4 : Amplification de gâchette.

4.2.2 Caractéristiques électriques nominales

Les caractéristiques nominales principales en tension et courant fournies par les constructeurs sont récapitulées dans le tableau 4-1. Ce sont des caractéristiques maximales données pour une température spécifiée, cette dernière ayant une influence importante sur le fonctionnement des semi-conducteurs.

Fabriquant	V_{RRM}, V_{DRM}	$I_{T(max)}$	I_{DRM} I_{RRM} à V_D=V_{DRM} V_D=V_{RRM} et T_{vj} max	V_g à 25°C	I_g à 25°C	I_H à 25 °C	T_{vj} max
Tha	1800V	86A	25mA	1,4V	150mA	Max : 200mA	125°C
Thb	1800V	80A	30mA	3V	150mA	Typ: 150mA Max : 250mA	130°C
Thc	1800V	105A	10mA	3V	100mA	160mA	125°C

Tableau 4-1 : Données constructeur.

avec :

V_D : tension appliquée au composant.

V_{RRM} : valeur maximale de la tension inverse.

V_{DRM} : valeur maximale de la tension directe.

I_T : courant principal lorsque le thyristor est à l'état passant.

I_{DRM} : valeur maximale du courant de fuite à l'état bloqué.

I_{RRM} : valeur maximale du courant de fuite inverse à l'état bloqué.

I_H : courant de maintien.

V_g : tension de gâchette nécessaire pour produire le courant I_g.

I_g : courant de gâchette nécessaire pour provoquer le passage du thyristor de l'état bloqué à l'état passant.

T_{vj} : température maximum de jonction.

Compte tenu du mode de fonctionnement des thyristors dans notre application, les mesures effectuées lors du vieillissement sont le courant direct à l'état bloqué (I_D) ainsi que les caractéristiques en tension et courant de gâchette garantissant le déclenchement de la commutation.

4.3 Méthodes de mesures

4.3.1 Courant de fuite à l'état bloqué

La mesure du courant à l'état bloqué est effectuée selon la norme IEC 747-6 [57] qui définie une méthode de mesure en courant continu. Le choix normatif est guidé par un souci de comparaison des expériences avec les données constructeur indiquées selon cette norme. La figure 4-5 représente le circuit permettant d'effectuer cette mesure qui est effectuée à 25°C.

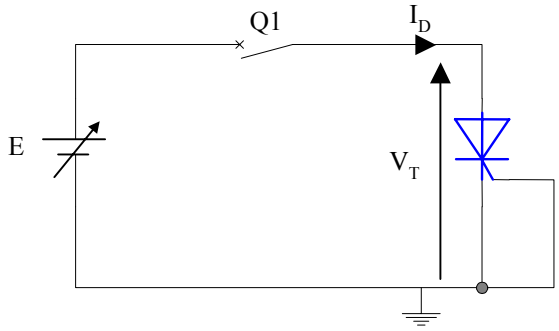


Figure 4-5 : Mesure du courant de fuite.

avec :

E : source de tension continue variable de 0V à 2000V.

Q_1 : disjoncteur de protection en cas de passage à l'état passant du thyristor.

I_D : courant de fuite traversant le thyristor.

V_T : tension aux bornes du thyristor.

Afin d'éviter toute commutation intempestive des thyristors, la gâchette est reliée à la cathode par un fil le plus court possible.

4.3.2 Courant, tension d'amorçage par la gâchette

La mesure du courant et/ou de la tension d'amorçage par la gâchette d'un thyristor est effectuée selon la norme IEC 747-6 [57] pour des raisons identiques à celles indiquées pour la mesure du courant de fuite. Cette mesure permet de définir comme indicateur de déclenchement la puissance minimum à fournir à la gâchette (P_g) permettant la commutation du composant.

La puissance P_g est définie par :

$$P_g = V_g . I_g \qquad (4.1)$$

Le schéma représenté sur la figure 4-6 montre la méthode de mesure mise en œuvre. La norme fixe les éléments suivants :

- ✓ La résistance R qui détermine le courant à l'état passant doit être suffisamment faible pour garantir que le thyristor soit amorcé.
- ✓ Le générateur E doit fournir une tension faible inférieure à 12V.

Le courant de gâchette doit être augmenté progressivement jusqu'au point ou le thyristor est amorcé. La source de tension triangulaire Ve ayant une pente douce permet cette augmentation progressive.

La tension V_g ainsi que le courant I_g sont mesurés lorsque le thyristor devient passant ($V_T \approx 0V$).

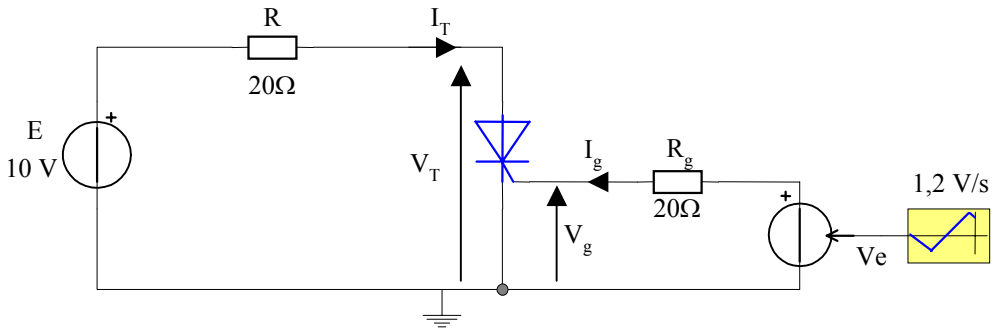


Figure 4-6 : Mesure de la puissance P_g.

avec :

Ve : source de tension triangulaire de pente 1,2 V/s.

R_g : résistance de gâchette.

V_T : tension aux bornes du thyristor.

I_T : courant direct dans le thyristor.

Conditions de mesure : température ambiante (25°C)

4.4 Valeurs des paramètres des thyristors neufs

4.4.1 Courant de fuite

Les valeurs du courant de fuite en inverse et en direct données par les constructeurs sont définies comme le courant traversant le thyristor bloqué à la tension maximum V_{RRM} ou V_{DRM} avec une température de jonction maximale. Pour des raisons pratiques, nous effectuerons la mesure du courant de fuite à une température ambiante de 25°C. Les valeurs ainsi obtenues sont alors bien inférieures aux valeurs maximums que fournissent les constructeurs. Cependant, le courant de fuite peut être extrapolé pour d'autres températures par une relation de la forme suivante :

$$I_D(T_a) = I_{d25}.\exp(a.(T_a - 25)) \qquad (4.2)$$

avec :

I_{d25} : courant de fuite à 25°C (A).

a : coefficient dépendant du composant ($°C^{-1}$).

T_a : température ambiante (°C)

A titre d'exemple, pour un composant Thc ont obtient : a = 73,1.10^{-3}°C^{-1}, ce qui donne pour un courant de fuite de 2,99µA à 25°C un courant de fuite à 125°C de 4,47mA, valeur qui reste inférieure à celle spécifiée par le fabricant.

Le tableau ci-dessous représente les valeurs moyennes des principaux paramètres décrits précédemment pour des composants neufs à une température de 25°C.

Fabriquant	I_D à V_D=V_{DRM} et T_{vj} = 25°C
Tha	239µA
Thb	0,808µA
Thc	2,99µA

Tableau 4-2 : Valeurs moyennes mesurées.

Nous remarquons pour les composants Ta une valeur moyenne élevée ainsi qu'une très forte hétérogénéité entre les échantillons comme le montre les courbes de la figure 4-7.

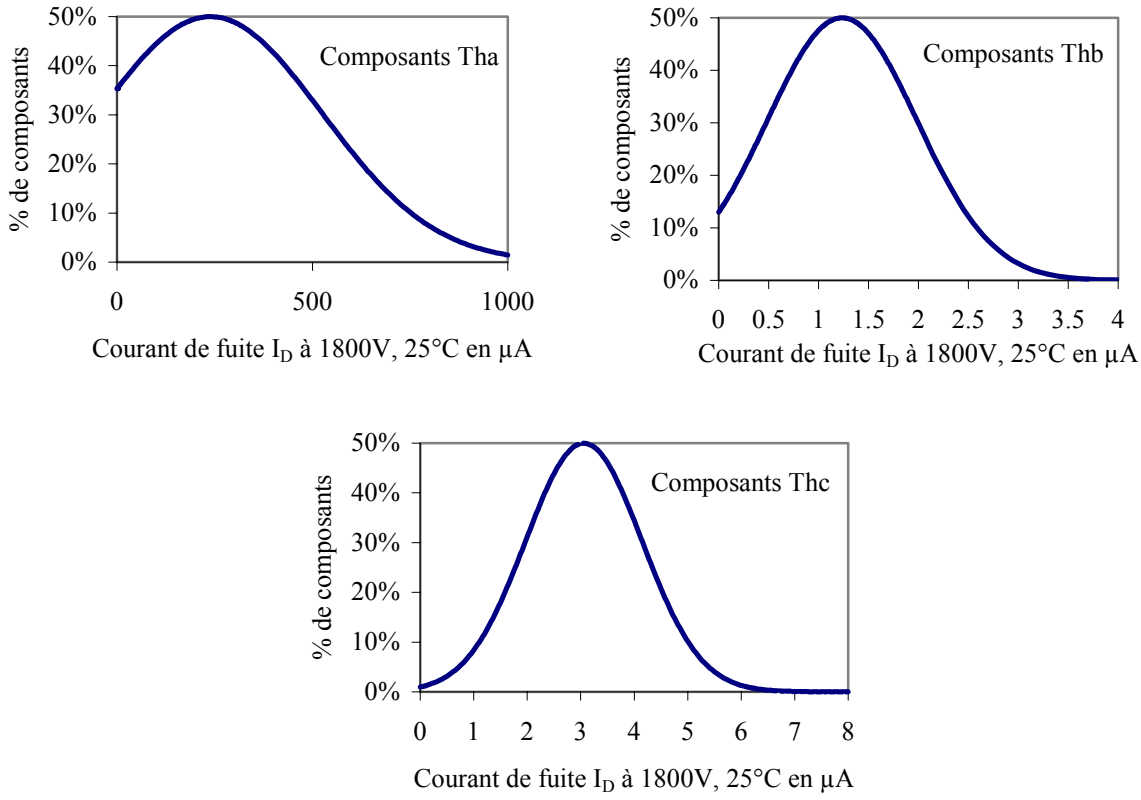


Figure 4-7 : Dispersion du courant de fuite des différents composants

4.4.2 Puissance de gâchette

Les constructeurs fournissent les valeurs des courants et tension de gâchette minimum permettant le déclenchement du thyristor à 25°C pour une tension de polarisation de l'ordre de 10V. Nous effectuons les mesures du courant et de la tension de gâchette comme spécifié

au paragraphe 4.3.2. Dans ces conditions, la puissance à fournir à la gâchette afin de garantir la commutation des différents thyristors est représentée sur la figure 4-8.

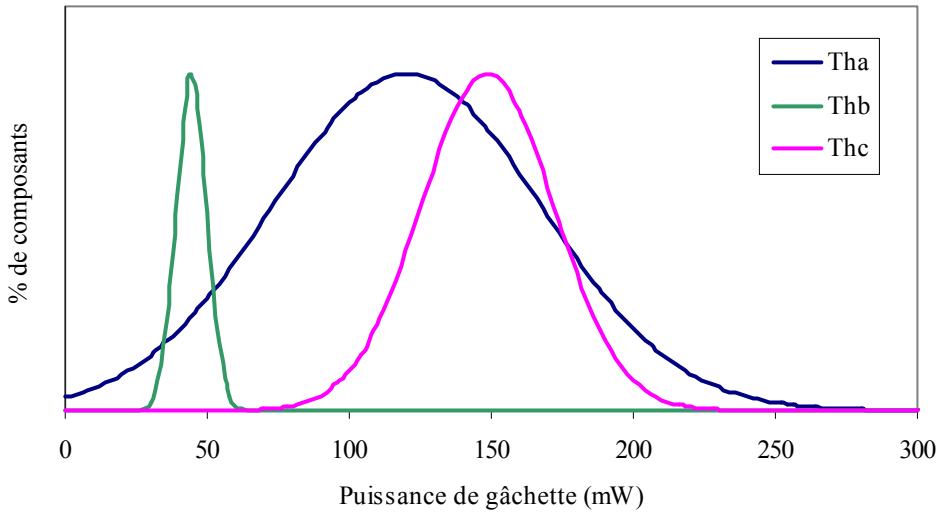


Figure 4-8 : Puissance de gâchette P_g des différents composants.

Nous notons des différences importantes entre les différents composants. Nous remarquons aussi une hétérogénéité importante pour les composants Tha comme pour le courant de fuite. Le système intégré d'amplification de gâchette des composants Thc n'améliore pas les caractéristiques de déclenchement comparé aux autres composants.

4.5 Modes de vieillissement

Dans notre application, les thyristors sont soumis à une tension directe permanente s'il n'y a pas de défaut sur les aimants supraconducteurs. Comme ce mode de fonctionnement est similaire au test de vieillissement accéléré HTRB (High Temperature Reverse Bias) c'est celui-ci qui est choisi. Il consiste à soumettre les composants à une tension et température définies, la gâchette étant en court circuit avec la cathode.

Les données constructeur ne spécifient pas de valeur de tension continue permanente admissible par le composant. La principale valeur de tension fournie est V_{DRM} qui correspondant à la tension de pointe répétitive mesurée en générale sur une demi-période à 50Hz. De plus la température de jonction T_j dépend de la température ambiante (température de l'enceinte climatique) ainsi que du courant de fuite du composant qui est lui-même fonction de la température et de la tension de polarisation.

Compte tenu de ces différents points, les conditions de tension et température de vieillissement sont définies expérimentalement.

Après différents essais, les conditions de vieillissement retenues ont été les suivantes :

Température ambiante : 100°C soit 77% à 80% de T_{vj} max

Tension : 70% V_{DRM} (1260V).

Avec ces paramètres de vieillissement, les composant Tha se mettaient tout de même en court-circuit après des temps de vieillissement très court (<100h). Comme une diminution des contraintes entraînerait une augmentation importante du temps de vieillissement, nous avons choisi d'écarter ces composants de nos tests.

4.6 Exploitation des résultats de vieillissement

Deux principaux types de défaillance peuvent être identifiés [58] :

- les défaillances par dégradation
- Les défaillances catastrophiques ou catalectiques.

Nous détaillons ci-dessous ces différents modes de défaillance et leurs causes.

4.6.1 Défaillances progressives

Les deux paramètres pouvant être utilisés pour évaluer le vieillissement des composants compte tenu du mode de fonctionnement des alimentations de chaufferette sont le courant de fuite ainsi que les grandeurs électriques provoquant l'amorçage par la gâchette.

4.6.1.1 Evolution du courant de fuite

L'évolution du courant de fuite dans le temps peut être utilisée comme indicateur de l'état de vieillissement d'un thyristor [59]. En effet, nous avons constaté que les composants dont le courant de fuite a le plus augmenté ont par la suite présentés des défaillances catalectiques décrites au paragraphe 4.6.2. Les figures 4-9 et 4-10 représentent l'évolution de ce courant de fuite mesuré à 25°C et 1800V en fonction du temps de vieillissement pour des composants Thb et Thc.

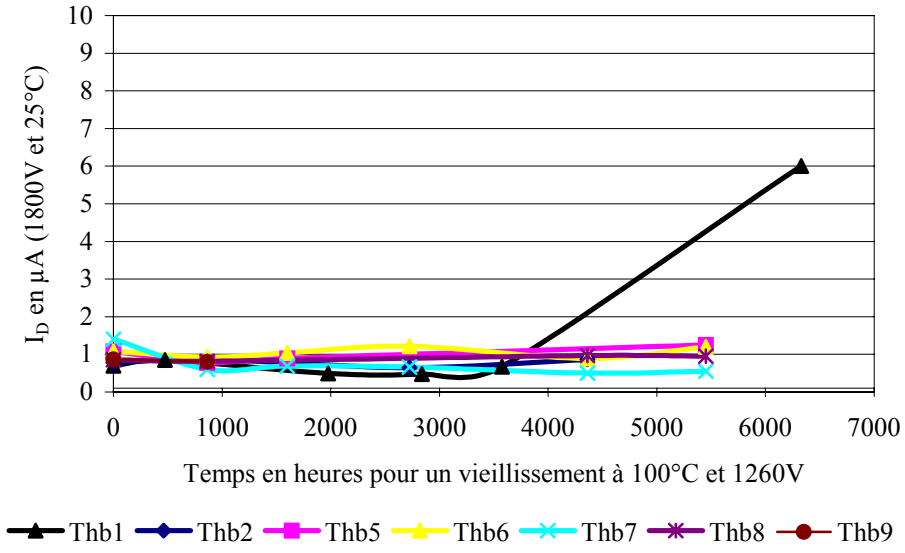


Figure 4-9 : Variation du courant de fuite des composants Thb.

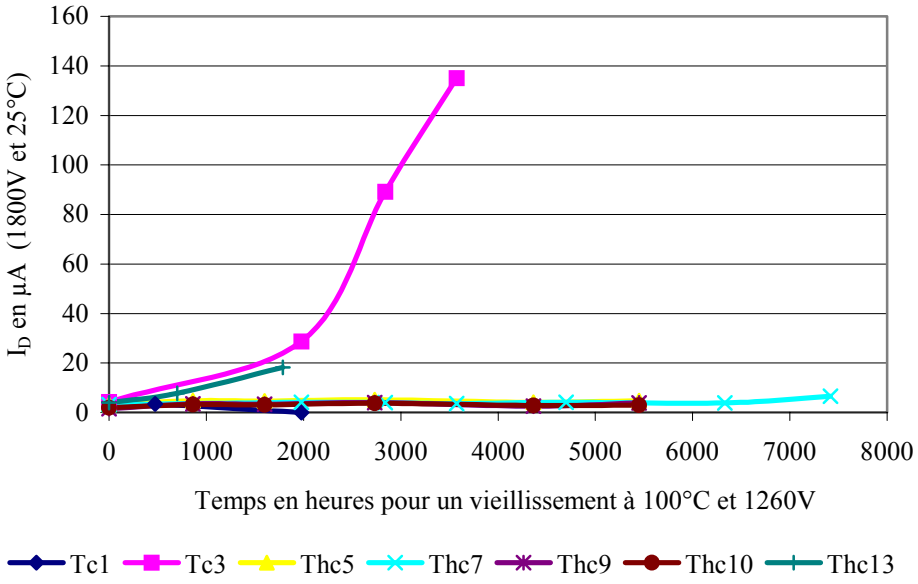


Figure 4-10 : Variation du courant de fuite des composants Thc.

4.6.1.2 Courant, tension d'amorçage par la gâchette

Nous ne constatons pas de variation significative de la puissance à fournir à la gâchette pour garantir le déclenchement du thyristor lors des vieillissements HTRB effectués. Une modification de la tenue en tension de la jonction J_C lors du vieillissement pouvant conduire à un claquage n'a pas d'influence sur les caractéristiques de polarisation de J_K qui initie le déclenchement du thyristor lorsque du courant est envoyé dans la gâchette.

4.6.2 Défaillances catalectiques

Les défaillances intervenues sur les thyristors sont dans tous les cas des défauts de mise en court-circuit, ceux-ci pouvant s'avérer réversibles ou irréversibles, le temps de réaction du système de protection limitant la pointe de courant créée.

Ces défauts survenus sur différents composants sont détaillés ci-dessous :

- Les composants Tha se sont mis en court-circuit pour des temps de vieillissement très courts (quelques heures), les photos des figures 4-11 et 4-12 montrant le claquage survenu sur un de ces composants au niveau de l'interface entre cathode et oxyde.
- Quatre composants Thc ont eu le même type de défaillance en deux points de la "puce" de silicium après des temps de vieillissement respectifs de 360, 570, 1350 et 3900 heures (respectivement Thc12, Thc11, Thc1 et Thc3). Les figures 4-13 et 4-14 montrent ces défaillances pour deux de ces composants.
- Un composant Thb a eu un claquage après un temps de vieillissement important (6500 heures), cette défaillance n'étant pas visible compte tenu de la technologie "collée" du composant.

Phénomènes conduisant au claquage :

Il existe trois principaux phénomènes pouvant conduire au claquage des semi-conducteurs : l'électromigration, l'avalanche et un champ électrique local intense aux terminaisons de la jonction [60, 61, 62]. Ces différents phénomènes sont explicités ci-dessous :

- L'électromigration est la diffusion de métal proportionnelle à la densité de courant parcourant celui-ci. Ce phénomène est dû au déplacement des atomes de métal qui résulte des collisions des électrons et induit soit une augmentation de la résistance pouvant amener à un circuit ouvert, soit à un court-circuit entre conducteurs. Dans notre cas lors du vieillissement, la densité de courant est très faible ce qui nous permet d'éliminer ce phénomène de claquage.
- Le phénomène d'avalanche limite la tension que peut supporter une jonction [60]. Il apparaît lorsqu'un électron libre soumis à un champ électrique important ionise une paire électron-trou lors d'une collision. Le nombre de porteurs libres augmente alors et le phénomène se reproduit avec les porteurs ainsi créés, ce qui conduit au claquage du composant par court-circuit qui n'est pas destructif si le courant inverse est limité par le circuit extérieur pour éviter un échauffement excessif. La tension de claquage dépend en partie de la qualité de conception des couches de silicium. En effet selon la technique utilisée, des

fluctuations de résistivité dans les couches de silicium existent et diminuent fortement la tension limite d'avalanche du composant.

- Les effets de bords peuvent réduire la tenue en tension de la jonction. En effet à la surface de séparation de deux milieux diélectriques, il y a continuité de la composante tangentielle du champ, la rigidité diélectrique du milieu jouxtant la jonction doit donc être compatible avec celle du silicium. Pour réduire ce phénomène, le bord de la "puce" de silicium est taillé de manière adéquate, de plus elle est enrobé par une ou plusieurs couches de matériaux diélectriques de forte rigidité (passivation minérale, matériaux plastiques…).

Causes des défaillances sur les composants en test :

Dans les conditions de vieillissement accéléré décrites précédemment, la jonction centrale J_C (*cf.* Figure 1-22) est soumise à un champ électrique permanent ce qui induit un vieillissement rapide des composants.

La cause initiale des défaillances est dans tous les cas l'application de la tension de vieillissement qui provoque alors le claquage du composant, celui-ci induisant une augmentation importante et rapide du courant [63]. Nous présentons ci-dessous différentes cause de défaillances survenues lors du vieillissement.

- Effet de bord : les figures 4-11 et 4-12 représentent un composant Tha ayant eu un claquage sur le pourtour de la "puce" de silicium. La cause de celui-ci peut être un défaut du silicone qui a entraîné l'apparition d'un arc électrique.
- Phénomène d'avalanche: les figures 4-13 et 4-14 représentent le claquage d'un composant Thc suite à un phénomène d'avalanche dû à un champ électrique trop intense entre anode et cathode lié certainement à des défauts de conception.

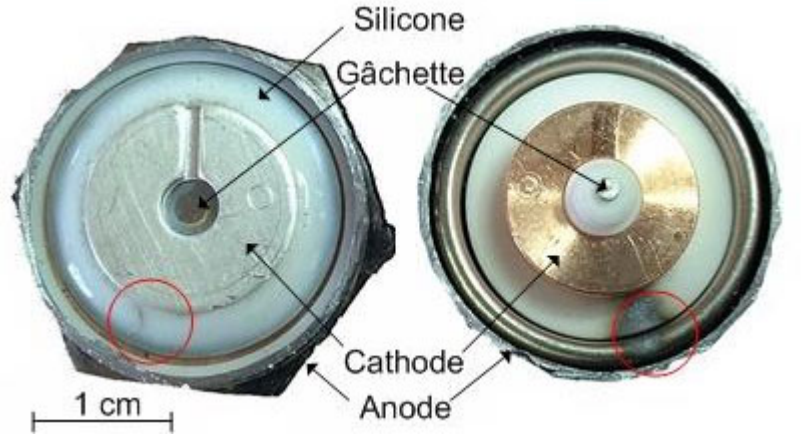


Figure 4-11 : Claquage d'un composant Tha.

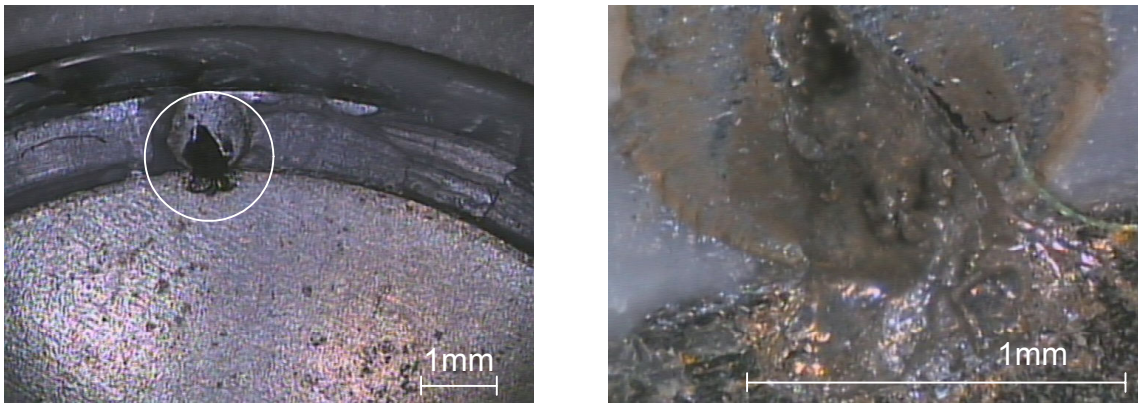


Figure 4-12 : Claquage d'un composant Tha (x40 et x200).

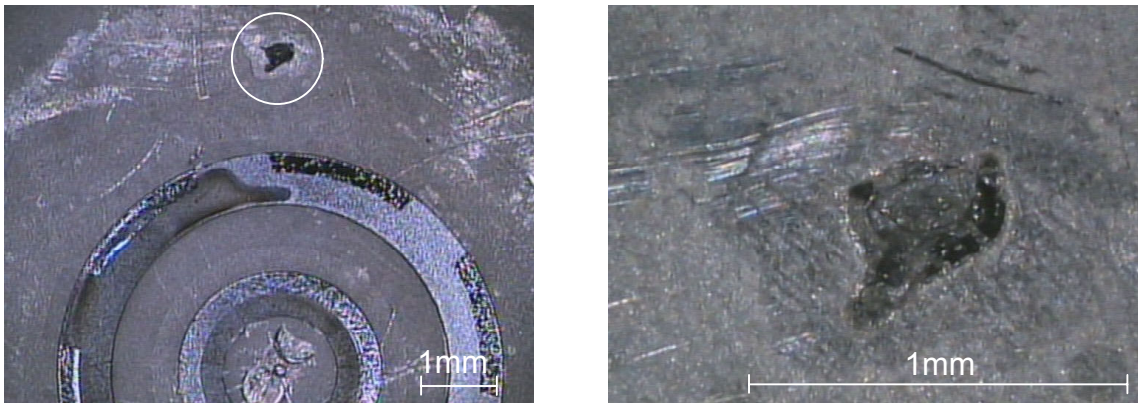


Figure 4-13 : Claquage du composant Thc3 (x40 et x200).

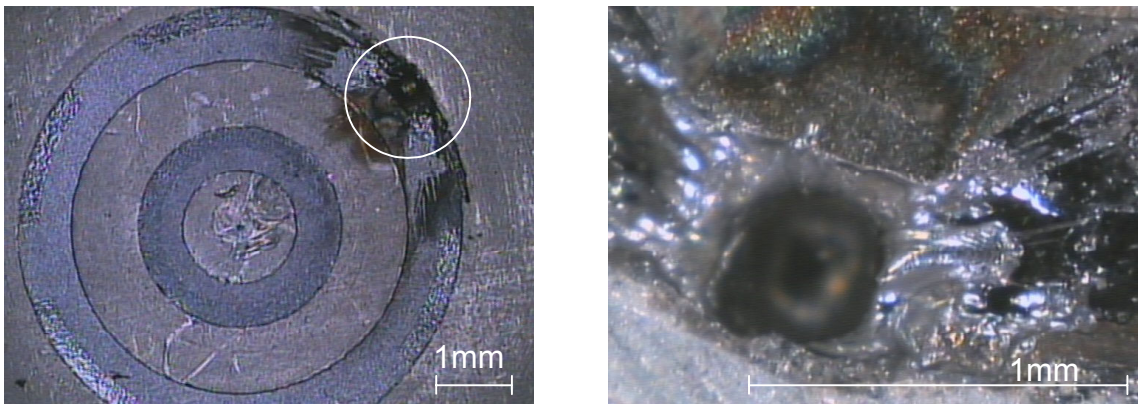


Figure 4-14 : Claquage du composant Thc12 (x40 et x200).

4.7 Conclusion

Trois thyristors de différents constructeurs et de caractéristiques nominales similaires ont été étudiés afin d'évaluer leur qualité. La première constatation porte sur les différences importantes entre les types de composants et entre les composants Tha eux-mêmes notamment sur le courant de fuite et les caractéristiques de gâchette.

Dans les conditions de vieillissement décrites précédemment nous constatons que les mises en défaut des thyristors sont dues principalement à des défaillances catalectiques. Les défaillances progressives par dérive des paramètres sont non systématiques et rares et lorsqu'elles existent, elle conduisent rapidement à une défaillance catalectique.

Les défaillances observées conduisent dans tous les cas à un court-circuit entre anode et cathode créé soit par le claquage de la jonction Jc, soit par un claquage externe à celle-ci (effets de bords). Dans ces deux cas, le court-circuit a conduit à la détérioration irrémédiable du composant compte tenu du fort courant qu'il a engendré. Ces défaillances ont dans tous les cas une origine locale due à des défauts du composant introduit lors de la fabrication. Nous remarquons que les composants dont la dispersion des caractéristiques à l'état neuf est la plus grande sont ceux qui ont eu le plus de défaillances. Cependant il existe aussi des problémes en vieillissement sur les composants ayant une dispersion faible.

La détermination d'une loi de vieillissement des thyristors s'avère difficile car les dérives de paramètres en vieillissement HTRB sont faibles et ne permettent pas d'exploitation significative. De plus des phénomènes non visibles tels que des impuretés sur la "puce" de silicium peuvent réduire considérablement la fiabilité du composant. La fiabilité des thyristors dépend de nombreux paramètres tels que la constitution de la "puce" de silicium, sa structure et le type de connectique interne. Les défaillances étant principalement dues à la tension appliquée, il est important de définir une marge de sécurité entre la tension d'utilisation effective des composants et leur tension maximale donnée par le fabricant.

Les thyristors ne sont pas soumis à des contraintes électriques et thermiques fortes dans notre application, le vieillissement des composants dû à celles-ci sera donc faibles. Cependant il existe aussi des contraintes liées au rayonnement ionisant à prendre en compte (cf. § 1.2.2).

Conclusion Générale

Ce travail porte sur la fiabilité des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et des thyristors utilisés dans le systéme de protection des aimants supraconducteurs du LHC. Les conditions de test et de vieillissement ont été guidées par les modes d'utilisation des composants dans les alimentations de chaufferette du LHC. Les composants testés proviennent de différents constructeurs et sont de caractéristiques nominales similaires, ce qui a permis de mettre en évidence des différences de fiabilité entre les différents composants en fonction des choix technologiques de conception.

Les différents modes de vieillissements ont montré que des condensateurs électrolytiques à l'aluminium ont des niveaux de fiabilité et de qualité très divers, ceux-ci étant principalement fonction de leurs caractéristiques technologiques. Les composants ne comportant qu'un petit volume de sécurité (ΔV) sont sujets à des défaillances catalectiques précoces qui sont dans le meilleur des cas une fuite d'électrolyte et dans le pire des cas une explosion du composant pouvant être dommageable pour l'ensemble d'un système.

Le principal indicateur d'usure lors d'un vieillissement en tension et température des condensateurs électrolytiques à l'aluminium est la résistance équivalente série. Celle-ci peut être modélisée selon différentes lois plus ou moins pessimistes qui peuvent être appliquées en fonction du mode d'utilisation du composant. Une approche statistique sur les défaillances a montré que leur distribution est représentée le plus fidèlement par une loi de Weibull, alors que les recueils de fiabilité couramment utilisés sont basés sur une loi de probabilité de défaillance exponentielle (taux de défaillance constant).

Des modèles électriques simples de condensateurs électrolytiques aluminium prenant en compte l'évolution de ces différents paramètres dans le temps et en fonction de la température ont été identifiés. Leur précision dépend principalement de la température qui a une influence importante sur le fonctionnement des condensateurs électrolytique. Pour les températures négatives les erreurs commises sur modèle le plus simple sont importantes ce qui nous a amené à déterminer d'autres modèles. Ceux-ci sont utilisables aussi bien dans un logiciel de simulation de type circuit que dans un logiciel de calcul sous forme de fonction de transfert. L'évolution des paramétres des condensateurs dans le temps à une influence sur l'énergie stockée en vuede la protection des aimants supraconducteurs, la connaissance des variations de ces paramétres doit donc permettre de connaître les dérives maximales acceptables.

Le vieillissement des thyristors a montré que ceux-ci sont peu sensibles au vieillissement si l'on considère les défaillances progressives. Par contre de nombreuses défaillances catalectiques par mise en court-circuit sont apparues après des temps de vieillissement relativement court pour certains composants. Ces défaillances sont dues au niveau de tension et à la température appliquée, la définition précise de celles-ci avec des marges de sécurité importantes permette de garantir un niveau de fiabilité accru.

Ce travail montre notament pour les thyristors que la fiabilité à long terme d'un composant soumis à de faibles contraintes est difficile à quantifiéer. L'analyse technologique des composants est alors importante afin d'effectuer le choix le plus judicieux pour l'application considérée. Nous notons que les composants ayant les dispersions les plus faibles sont les plus fiables.

Les méthodes de vieillissement ainsi que les techniques d'identifications utilisées peuvent être mises en œuvre pour d'autres composants et plus particulièrement pour les composants émergeant tels que les super-condensateurs pour lesquels les données de fiabilité sont peu courantes. Nous pouvons envisager par la suite une amélioration des modèles proposés notamment par la prise en compte du mode de fonctionnement du composant, de la technologie et de la géométrie du condensateur. Il serait aussi intéressant de déterminer la répartition des courants dans les condensateurs électrolytiques en hautes fréquences afin d'identifier les points faibles où des échauffements locaux peuvent apparaître.

Annexes

Annexe 1

Nous présentons ici le détail du calcul des taux de défaillance individuels des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et des thyristors utilisés dans les alimentations des chaufferettes selon les spécifications MIL HDBK-217F, RDF93 et RDF2000.

❖ Calcul des taux de défaillance à partir de la spécification MIL HDBK-217F

- Calcul du taux de défaillance d'un condensateur électrolytique à l'aluminium selon la spécification MIL-C-39018.

Condition d'utilisation du composant :

Un = 500V (Tension nominale du condensateur)

Ue = 450V (Tension de service du condensateur)

Ta = 20°C (Température ambiante)

Formule applicable pour les condensateurs électrolytiques à aluminium liquide :

$$\lambda_{pC} = \lambda_0 . \pi_{CV} \pi_Q \pi_E$$

λ_{pC}: taux de défaillance en 10^{-6}/heures. (correspond au λ théorique)

λ_0 : taux de défaillance de base.

π_{CV} : facteur dépendant de la capacité.

π_Q : facteur de qualité.

π_E : facteur d'environnement.

Taux de défaillance de base :

$$\lambda_0 = 0,00254.\left[\left(\frac{S}{0,5}\right)^3 + 1\right].e^{\left(5,09\left(\frac{T+273}{358}\right)^5\right)}$$

avec:

S : facteur de charge $= \frac{\text{Un}}{\text{Ue}}$

$\lambda_0 = 0,112.10^{-6}$/heures

Facteur de capacité.

$$\pi_{CV} = 0,34.C^{0,18}$$

Avec C en µF.

$\pi_{CV} = 1,55$

Facteur de qualité :

Il est défini à partir de niveau de spécification de fiabilité décrit dans la norme *MIL-STD-839*. La corrélation entre le facteur de qualité et la durée de vie du composant est très importante.

Nous prendrons $\pi_Q = 1$ ce qui correspond à un composant de fiabilité moyenne.

Facteur d'environnement :

Le facteur d'environnement choisi est de type G_B qui correspond à un environnement sur sol fixe contraintes particulières en température ou vibration.

$\pi_E = 1$

Dans ces conditions on obtient pour un condensateur le taux de défaillance à 20°C et sous 450V suivant :

$$\lambda_{pc} = 0,175.\text{Défailances}/10^6 \text{ heures}$$

- Calcul du taux de défaillance d'un thyristor selon la spécification MIL-S-19500.

Le calcul est effectué pour un thyristor 1800V/85A avec une température de fonctionnement de 20°C, une tension a ses bornes de 450V et un courant maximum de 80A.

Taux de défaillance de base :

Pour tous les types : $\lambda_0 = 0,0022.10^{-6}$/heures

Facteur dépendant de la température :

$$\pi_T = e^{(-3082.(\frac{1}{Tj+273}-\frac{1}{298}))}$$

Dans le cas des alimentations de chaufferette, la température de jonction Tj est égale à la température ambiante Ta = 20°C, le courant de fuite dans le thyristor ne créant pas d'échauffement interne.

$\pi_T = 0,838$

Facteur dépendant du courant :

Il dépend de la valeur nominale du courant du thyristor.

$$\pi_R = I_T^{0,40}$$

Pour les thyristors des alimentations de chaufferette : $I_T \approx 80A$.

$\pi_R = 5,77$

Facteur dépendant de la tension

Il dépend du rapport entre la tension appliquée et la tension nominale maximale.

$$S = \frac{V}{V_{DRM}} = \frac{450}{1800} = 0,25$$

Pour des valeurs de $S < 0,3$

$\pi_S = 0,10$

Facteur de qualité :

Nous prenons $\pi_Q = 5,5$ ce qui correspond à un composant dont la fiabilité faible.

Facteur d'environnement :

Le facteur d'environnement choisi est de type G_B qui correspond à un environnement sur sol fixe contraintes particulières en température ou vibration.

$\pi_E = 1$

Dans ces conditions on obtient pour un thyristor le taux de défaillance suivant :

$$\lambda_{pT} = 0,00585.\text{Défailances}/10^6 \text{ heures}$$

❖ Calcul des taux de défaillance à partir du recueil de données de fiabilité des composants électroniques RDF93

- Calcul du taux de défaillance d'un condensateur électrolytique à l'aluminium selon la spécification CECC 30 301.

Les conditions d'utilisation du composant sont identiques à celles décrites précédemment.

Formule applicable pour les condensateurs électrolytiques à aluminium liquide :

$$\lambda_{pC} = 10.\pi_t.\pi_T.\pi_A.\pi_F.\pi_E.\pi_q$$

λ_{pC}: taux de défaillance en 10^{-9}/heures. (correspond au λ théorique)

π_t : influence de la température selon la catégorie climatique

π_T : condition de qualification

π_A : valeur crête des impulsions

π_F : Forme d'onde du courant

π_E : facteur d'environnement

π_q : Qualification et évaluation technique

Influence de la température :

$$\pi_t = \exp\left(4,25.\left(\frac{t}{t_M}\right)^2\right)$$

t : température du composant (20°C)

t_M : température maximale de la catégorie climatique (85°C)

$\pi_t = 1,265$

Condition de qualification :

Les conditions de qualification des condensateurs sont de 85°C et 2000h.ce qui induit $\pi_T = 1$

valeur crête des impulsions :

Les condensateurs placés dans les alimentations de chaufferettes ne subissent pas d'impulsion de courant, nous choisissons donc la valeur minimum de π_A.

$\pi_A = 1$

Forme d'onde du courant :

Les condensateurs chargés ne subissent pas de contrainte sur la forme d'onde du courant, nous choisissons donc la valeur minimum de π_F.

$\pi_F = 1$

Facteur d'environnement :

Ce facteur correspond à un environnement sur sol fixe protégé.

$\pi_E = 1$

Qualification et évaluation technique :

Ce critère se décompose en deux parties qui sont :

- la qualification et le suivi de base correspondant ici à la norme CECC ce qui donne $\pi_{q1} = 1$

- L'évaluation technique que nous considérons inexistante donc $\pi_{q2} = 2$

Nous pouvions écrire :

$$\pi_q = \pi_{q1}.\pi_{q2}$$

donc $\pi_q = 2$

Dans ces conditions on obtient pour un condensateur le taux de défaillance à 20°C :

$$\lambda_{pc} = 25,3.\text{Défailances}/10^9 \text{ heures}$$

- Calcul du taux de défaillance d'un thyristor selon la norme RDF93 spécification CECC-50 000.

Le calcul est effectué pour un thyristor 1800V/85A avec une température de fonctionnement de 20°C, une tension a ses bornes de 450V et un courant maximum de 80A.

Taux de défaillance de base :

Pour les thyristor (>3A) : $\lambda_0 = 60.10^{-9}$/heures

Facteur dépendant de la température :

$$\pi_t = e^{(4640.(\frac{1}{313} - \frac{1}{Tj+273}))}$$

Dans le cas des alimentations de chaufferette, la température de jonction Tj est égale à la température ambiante Ta = 20°C, le courant de fuite dans le thyristor ne créant pas d'échauffement interne.

$\pi_t = 0,363$

Facteur dépendant de la structure interne :

Nous considérons une diode à jonction :

$\pi_T = 1$

Facteur dépendant de la nature de l'utilisation

Nous sommes dans le cas d'une utilisation occasionnel.

$\pi_U = 1$

Facteur d'environnement :

Ce facteur correspond à un environnement sur sol fixe protégé.

$\pi_E = 1$

Qualification et évaluation technique :

Ce critère se décompose en deux parties qui sont :

- la qualification et le suivi de base correspondant ici à la norme CECC ce qui donne $\pi_{q1} = 1$
- L'évaluation technique que nous considérons inexistante donc $\pi_{q2} = 2$

Nous pouvions écrire :

$$\pi_q = \pi_{q1}.\pi_{q2}$$

donc $\pi_q = 2$

Dans ces conditions on obtient pour un thyristor le taux de défaillance suivant :

$$\lambda_{pT} = 43{,}56.\text{Défailances}/10^9 \text{ heures}$$

❖ Calcul des taux de défaillance à partir du recueil de données de fiabilité des composants électroniques RDF2000

- Calcul du taux de défaillance d'un condensateur électrolytique à l'aluminium selon la spécification CEI 60384.

Les conditions d'utilisation du composant sont identiques à celles décrites précédemment.

Durée de vie :

Le taux de défaillance des condensateurs électrolytiques à l'aluminium ne peut être considéré comme constant que pendant une durée de fonctionnement inférieure à la durée indiquée ci-dessous :

$$\text{Durée de vie (heures)} = \text{durée de l'essai de qualification}.2^{\left(\frac{(T_m+5)-T_c}{10}\right)}$$

avec Tm : température de la catégorie climatique (85°C)

Tc : température de fonctionnement du composant (20°C).

Durée de vie = 256.10^3 h

Profil de mission du système :

Le fonctionnement des alimentations est considéré permanent car les charges des condensateurs ainsi que les décharges via les thyristors dans les chaufferettes sont rares, de plus elles ne créent pas d'échauffement significatif des composants.

Le modèle mathématique du taux de défaillance si l'on considère un profil de mission constant sans échauffement est le suivant :

$$\lambda = 1,3.\pi_t.\pi_a.10^{-9}/h$$

π_t : influence de la température

π_a : facteur lié à l'auto-échauffement

Influence de la température :

L'expression mathématique de π_t est la suivante :

$$\pi_t = \exp\left(4640.\left(\frac{1}{313} - \frac{1}{273 + t_C}\right)\right)$$

Nous obtenons $\pi_t = 0,363$

Facteur lié à l'auto-échauffement :

Il est fonction du rapport de la valeur crête des impulsions sur la valeur efficace maximale du courant sinusoïdale, dans notre cas ce rapport est inférieur à 1,5 donc $\pi_a = 1$.

Le taux de défaillance calculé selon ce recueil pour les condensateurs électrolytiques dans les alimentations de chaufferettes est :

$$\lambda_{pC} = 0,472.\text{Défailances}/10^9 \text{ heures}$$

- Calcul du taux de défaillance d'un thyristor selon la norme RDF2000 spécification CEI 60747.

Comme pour les condensateurs, nous considérons un profil de mission constant. Le modèle mathématique est alors le suivant :

$$\lambda = \lambda_0.\pi_U.\pi_t + 2,75.10^{-3}.\pi_n.\Delta t^{0,68}.\lambda_B$$

λ_0: taux de défaillance de base de la "puce" 10^{-9}/heures

λ_B : taux de défaillance de base du boîtier

π_U : facteur d'utilisation

π_t : facteur de température

π_n : facteur d'influence lié au nombre de cycles

Δ_t : amplitude de la variation thermique du profil de mission

Taux de défaillance de base de la "puce" :

Pour les thyristors et triac d'un courant nominal supérieur à 3A, on a :

$\lambda_0 = 3$

Taux de défaillance de base du boîtier :

Le taux de défaillance du boîtier dont nous disposons pour les thyristors (TO-209) n'est pas disponible, nous prendrons en compte celui d'un boîtier ISOTOP qui est celui se rapprochant le plus au niveau des dimensions géométriques.

$\lambda_B = 20$

Facteur d'utilisation :

Il dépend de l'usage du composant, ici nous avons un fonctionnement permanent (composant sous tension).

$\pi_U = 10$

Facteur de température :

L'expression mathématique du facteur de température est :

$$\pi_t = \exp\left(4640.\left(\frac{1}{313} - \frac{1}{t_j + 273}\right)\right)$$

Dans notre cas t_j est la température ambiante (20°C)

$\pi_t = 0{,}363$

Facteur d'influence lié au nombre de cycles :

Le système à un cycle de fonctionnement permanent : $\pi_n = 1$

Amplitude de la variation thermique du profil de mission :

Dans notre cas il n'y a pas de variation thermique : $\Delta_t = 0$

Le taux de défaillance calculé est les suivant :

$$\lambda_{pT} = 10{,}9.\text{Défailances}/10^9 \text{ heures}$$

Annexe 2

Calcul des dimensions géométriques d'un condensateur en fonction de la technologie de fabrication.

- Formule de base :

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{e}$$

Avec : C en Farad

ε_0 = permittivité du vide ($8{,}85.10^{-12}$)

ε_r = permittivité relative du diélectrique

S = surface des électrodes (m^2)

e = épaisseur du diélectrique (m).

- Calcul du volume théorique du composant :

Le volume théorique d'un condensateur est le suivant :

$$V_c = S_v.(E_a + e + E_c)$$

Avec : S_v : surface visible des électrodes (m^2)

E_a : épaisseur de l'anode (m)

E_c : épaisseur de la cathode (m)

e : épaisseur du diélectrique (m).

- Surface visible, surface utile :

La surface visible d'une électrode nommée S_v peut être différente de la surface utile S lorsqu'il y a gravure de l'électrode d'où :

$$S_v = \frac{S}{k_g}$$

avec : k_g coefficient de gravure.

- Epaisseur du diélectrique :

L'épaisseur du diélectrique e est fonction de la rigidité diélectrique et de la tension nominale du composant.

$$e \geq \frac{U_n}{e_v}$$

avec : e_v : rigidité diélectrique du diélectrique employé (V/m)

U_n : tension nominale du condensateur (V).

On a donc :

$$V_c = \frac{C.e}{k_g.\varepsilon_0.\varepsilon_r}.(E_a + e + E_c)$$

- Comparaison volumique pour différents types de condensateurs de caractéristiques identiques.

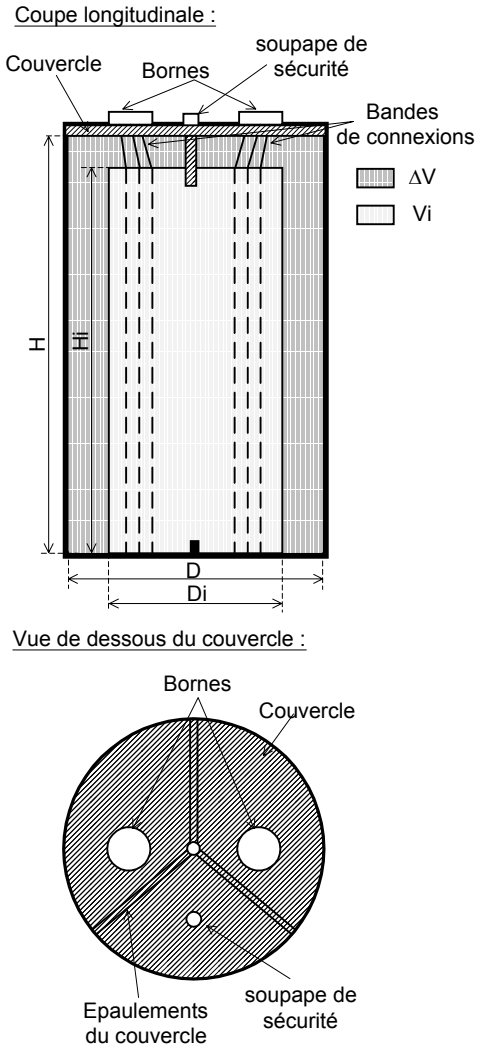
Caractéristique du condensateur : C = 4,7mF, Un = 500V.

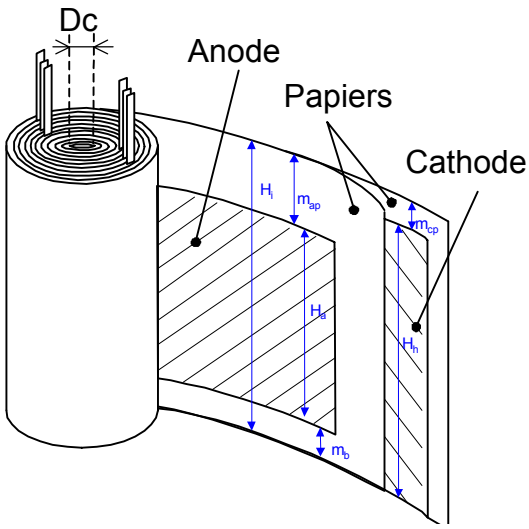
Constante : $\varepsilon_0 = 8{,}85.10^{-12}$

Variable	Polypropylène	Electrolytique	Mica
ε_r	2,2	10	8
Tenue en tension du diélectrique e_v (V/m)	30.10^6	$6{,}6.10^8$	6.10^6
Epaisseur e minimale du diélectrique pour Un (m)	$1{,}67.10^{-5}$	$7{,}58.10^{-7}$	$8{,}33.10^{-5}$
Coefficient de gravure k_g	1	30	1
Epaisseur de l'anode E_a (m)	$1{,}5.10^{-8}$	1.10^{-4}	1.10^{-6}
Epaisseur de la cathode E_c (m)	$1{,}5.10^{-8}$	2.10^{-4}	1.10^{-6}
Volume du condensateur (m^3)	$67{,}175.10^{-3}$	$0{,}403.10^{-3}$	$472{,}065.10^{-3}$

Annexe 3

Caractéristiques géométriques des différents condensateurs.





Condensateurs A :

3 bandes de connexion par électrode de section Sc = 1,6mm².

Nombre de tours : ≈ 80.

Diamètre du bobinage : Di = 73,1mm

Diamètre central du bobinage : Dc ≈ 10mm.

Hauteur papier imprégné : H = 200mm

Hauteur Cathode : 185mm, marge supérieure : m_{cp} = 15mm

Hauteur Anode : 160mm, marge supérieure : m_{ap} = 15mm,

marge inférieure : m_b = 10mm.

Elément du bobinage :

2 papiers (P_1), cathode (K), 2 papiers (P_2) Anode (A) d'épaisseur :

- P_1 : 0,15mm
- K : 0,05mm
- P_2 : 0,15mm
- A : 0,11mm

Constitution du boîtier:

Diamètre intérieur : D = 73,2mm

Hauteur intérieure : H = 206mm

Condensateurs B et F :

Constitution du bobinage :

3 bandes de connexion par électrode de section Sc = 2mm².

Nombre de tours : ≈ 90.

Diamètre du bobinage : Di = 80mm

Diamètre central du bobinage : Dc ≈ 7mm.

Hauteur papier imprégné : Hi = 130mm

Hauteur Cathode : 124,5mm, marge supérieure : m_{cp} = 6mm

Hauteur Anode : 120mm, marge supérieure : m_{ap} = 6mm,

marge inférieure : m_b = 5mm.

Elément du bobinage :

1 papier (P_1), cathode (K), 1 papier (P_2) Anode (A) d'épaisseur :

- P_1 : 0,07mm
- K : 0,06mm
- P_2 : 0,04mm
- A : 0,1mm

Constitution du boîtier:

Diamètre intérieur : D = 86,12mm

Hauteur intérieure : H = 130mm

Condensateurs C :

Constitution du bobinage :

3 bandes de connexion par électrode de section Sc = 1,7mm².

Nombre de tours : ≈ 67.

Diamètre du bobinage : Di = 63,6mm

Diamètre central du bobinage : Dc ≈ 10mm.

Hauteur papier imprégné : Hi = 202mm

Hauteur Cathode : 198mm, marge supérieure : m_{cp} = 4mm

Hauteur Anode : 178mm, marge supérieure : m_{ap} = 14mm,

marge inférieure : m_b = 10mm.

Elément du bobinage :

2 papiers (P_1), cathode (K), 2 papiers (P_2) Anode (A) d'épaisseur :

- P_1 : 0,14mm
- K : 0,02mm
- P_2 : 0,14mm
- A : 0,1mm

Constitution du boîtier:

Diamètre intérieur : D = 86,6mm

Hauteur intérieure : H = 206mm

Condensateurs D :

Constitution du bobinage :

6 bandes de connexion par électrode de section Sc = 2mm².

Nombre de tours : ≈ 80.

Diamètre du bobinage : Di = 68,9mm

Diamètre central du bobinage : Dc ≈ 10mm.

Hauteur papier imprégné : Hi = 195mm

Hauteur Cathode : 192mm, marge supérieure : m_{cp} = 3mm

Hauteur Anode : 180mm, marge supérieure : m_{ap} = 6mm,

marge inférieure : m_b = 6mm.

Elément du bobinage :

3 papiers (P_1), cathode (K), 3 papiers (P_2) Anode (A) d'épaisseur :

- P_1 : 0,2mm
- K : 0,05mm
- P_2 : 0,2mm

- A : 0,11mm

Constitution du boîtier:

Diamètre intérieur : D = 85,3mm

Hauteur intérieure : D = 206mm

Condensateurs E :

5 bandes de connexion par électrode de section Sc = 2mm².

Nombre de tours : ≈ 78.

Diamètre du bobinage : Di = 75,12mm

Diamètre central du bobinage : Dc ≈ 10mm.

Hauteur papier imprégné : Hi = 180mm

Hauteur Cathode : 174mm, marge supérieure : m_{cp} = 6mm

Hauteur Anode : 170mm, marge supérieure : m_{ap} = 6mm,

marge inférieure : m_b = 4mm.

Longueur Anode : 10300mm

Longueur Cathode : 10300mm

Elément du bobinage :

2 papiers (P_1), cathode (K), 2 papiers (P_2) Anode (A) d'épaisseur :

- P_1 : 0,1mm
- K : 0,01mm
- P_2 : 0,1mm
- A : 0,08mm

Constitution du boîtier:

Diamètre intérieur : D = 87,4mm

Hauteur intérieure : D = 184mm

Annexe 4

Algorithme génétique SGA-Matlab codé binaire.

Le paramétrage de l'algorithme génétique s'effectue via un fichier texte paramétrable. Ce fichier est nommé *param.sga.* Sa forme et ses principaux paramètres sont détaillés ci-dessous :

Nombre de paramètres (N)		
Min(1)	Max(1)	Longueur de chaîne(1)
…	…	…
Min(i)	Max(i)	Longueur de chaîne(i)
…	…	…
Min(N)	Max(N)	Longueur de chaîne(N)
Nombre d'individus	Nombre maximum de génération	Nombre de meilleurs individus testés en convergence
Precision		
Probabilité de croisement	Probabilité de mutation	
Code sélection		
Code croisement		
Code mutation		
Code génération		

Détails des principales sections du fichier *param.sga*

- Nombre de paramètres (N) : contient le nombre de paramètres sur lequel travaille l'algorithme.
- Min(i), Max(i) : contient les valeurs minimum et maximum définies par l'utilisateur des différents paramètres.
- Longueur de chaîne(i) : longueur de chaîne des individus en bits.
- Nombre d'individus : nombre d'individus dans la population
- Nombre maximum de générations : nombre maximum de génération si une autre condition d'arrêt n'est pas atteinte avant.
- Nombre de meilleurs individus testés en convergence.
- Précision : précision sur la convergence.
- Codes méthodes de sélection, croisement, mutation et génération.
  - Méthode de sélection des individus
    1. Roulette selection

       Sélectionne les individus à reproduire proportionnellement à leur adaptation après mise à l'échelle linéaire.

2. Stochastic remainder selection

   Sélectionne les individus à reproduire de manière partiellement stochastique après mise à l'échelle linéaire de la fonction coût.

3. Linear ranking selection

   Sélectionne les individus à reproduire en fonction d'une probabilité linéaire par rapport au rang (les individus sont classés par ordre décroissant de leur performance).

4. Uniform ranking selection

   Sélectionne les individus à reproduire en fonction d'une probabilité uniforme par rapport au rang.

5. Tournament selection

   Sélectionne les individus à reproduire par compétition.

6. Mu proportional selection

   Sélectionne les individus à reproduire en fonction d'une probabilité proportionnelle dépendant de leur rang dans la population, ce rang restant inférieur à **mu**.

7. Mu linear ranking selection

   Sélectionne les individus à reproduire en fonction d'une probabilité linéaire dépendant de leur rang dans la population, ce rang restant inférieur à **mu**. Le coefficient **rfmax** doit être compris entre 1 et 2.

- Méthode de croisement

1. Croisement mul 1g

   Crée une population d'enfants à partir de parents par croisement sans remplacement.

2. Croisement mul xg

   Crée une population d'enfants à partir de parents par croisement avec remplacement.

3. Croisement unif 1g

   Crée une population d'enfants à partir de parents par croisement uniforme sans remplacement.

4. Croisement unif xg

   Crée une population d'enfants à partir de parents par croisement uniforme avec remplacement.

5. Croisement PMX 1g

   Crée une population d'enfants à partir de parents par croisement partiellement assorti sans remplacement.

6. Croisement PMX xg

   Crée une population d'enfants à partir de parents par croisement partiellement assorti avec remplacement, **l_max** désignant la longueur de la section assortie.

7. Croisement UOX 1g

   Crée une population d'enfants à partir de parents par croisement d'agencement uniforme sans remplacement.

8. Croisement UOX xg

   Crée une population d'enfants à partir de parents par croisement d'agencement uniforme avec remplacement.

9. Croisement ROX 1g

   Crée une population d'enfants à partir de parents par croisement d'agencement relatif sans remplacement.

A Croisement ROX xg

   Crée une population d'enfants à partir de parents par croisement d'agencement relatif avec remplacement.

- Méthode de mutation
  1. Mutation bit à bit

     Applique une mutation à l'ensemble de la population.

  2. Mutation individu par individu

     Réinitialise entièrement le chromosome des individus de la population avec une probabilité pm.

- Méthode de génération
  1. Génération par descendance

     Consiste à remplacer les parents de la génération en cours par les enfants issus de la recombinaison génétique pour créer la génération suivante.

  2. Génération préservatrice

     Ce mode de sélection est identique au précédent mais le plus faible enfant est remplacé par le parent de plus forte adaptation.

3. Génération élitiste

   Cette fonction sélectionne les **nb_ind** meilleurs individus parmi les parents et enfants d'une même génération pour former la génération suivante.

4. Génération semi élitiste

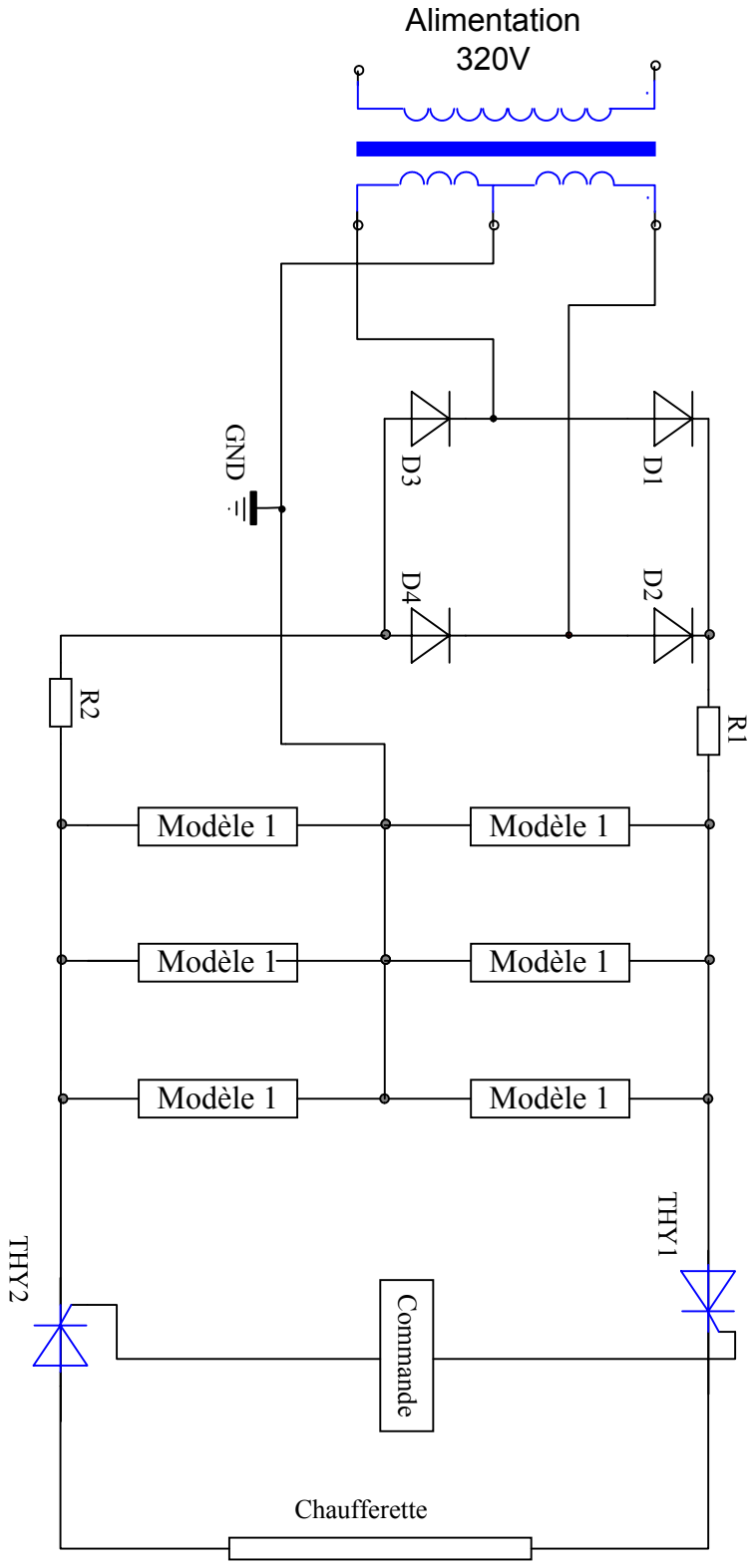
   A partir de deux enfants créés après recombinaison génétique et des deux parents correspondants, la fonction sélectionne les deux meilleurs individus parmi les quatre.

5. Génération par compétition

   Dans ce mode de sélection finale, les enfants ne sont insérés que si leur performance est supérieure à celle de leur parents correspondants.

Annexe 5

Schéma simplifié des alimentations de chaufferette avec le modèle 1 de condensateur.



Bibliographie

[1] P. Venet, “Surveillance d’alimentation à découpage. Application à la maintenance prédictive”, Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Décembre 1993.

[2] A. Lahyani, “Surveillance et Diagnostic d’Etat des Condensateurs Electrolytiques dans les Convertisseurs Statiques”, Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Février 1998.

[3] B. Arezky, “Contribution à l’étude du vieillissement des transistors de puissance bipolaires à grille isolée (IGBT) et au diagnostic des convertisseurs statiques ”, Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Février 2000.

[4] M. H. El-Husseini, “Amélioration de la fiabilité des condensateurs à films polypropyléne métalisée”, Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Décembre 2001.

[5] CERN, “General parameters for equipment installed in the LHC”, LHC-PM-ES-0002-00 rev.1.1, Avril 1999.

[6] Norme X60-500 “Terminologie relative à la fiabilité - Maintenabilité – Disponibilité”, Afnor 1988.

[7] Centre National d’Etudes des Télécommunications, “Recueil de données de fiabilité des composants électroniques RDF93”, Juin 1993.

[8] 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.

[9] U.S. MIL SPECS, “Military Handbook Reliability Prediction of Electronic Equipment, MIL-HDBK-217F”, notice 1 : Juillet 1992, notice 2 : Fevrier 1995.

[10] Relex Software, “Online Documentation”, Relex Reliability V7.5 Demo version, 2002

[11] Klass B. Klassen, Jack C.L. van Peppen, “System Reliability, Concept and Applications”, First published in Great Britain 1989, ISBN 0-340-50142-1, pp 183

[12] Jones J. Hayes J., “A Comparison of Electronic-Reliability Prediction Models”, IEEE transaction on Reliability, Vol. 48, N2, June 1999, pp 127-134

[13] W. J. Sarjeant, J. Ziirnheld, F. W. MacDougall, “Capacitors”, IEEE transaction on Plasma Science, Vol. 26, N5, Octobre 1998, pp 1368-1392

[14] G. Mouriès, “Condensateurs utilisés en électronique de puissance”, Techniques de l’ingénieur, traité de génie électrique, D 3 280.

[15] C. Hantouche, “Condensateurs de puissance”, Techniques de l’ingénieur, traité de génie électrique, D 4 710.

[16] R. Besson, “Technologie des composants électronique” Tome 1.

[17] Normes de la C.E.I, “Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques – Partie 1 : Spécification générique”, CEI 60384-1, Troisième édition 1999-03.

[18] Normes de la C.E.I, "Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques – Partie 4 : Condensateurs à l'aluminium à électrolyte solide ou non solide. Choix des méthodes d'essai et règles générales", CEI 384-4, Première édition 1977

[19] Rifa, "Electrolytic Capacitors Theory and Application", Mai 1995.

[20] www.faradnet.com, "Faradnet, The Capacitor Resource".

[21] D. G. W. Goad, H. Uchi, "Modelling the capacitance of d.c. etched aluminium electrolytic capacitor foil", Journal of Applied Electrochemistry 30, pp 285-291, 2000.

[22] Philips Components, Application notes 1998.

[23] B.W. Williams "Power Electronics, Devices, Drivers, Applications and passive Components", Second Edition 1992.

[24] A. Champenois "Electronique Industrielle-Alimentation et Thyristors ", Volume n°2 , 1984, ISBN : 2-7613-0037-8.

[25] H. Lilen "Thyristor et Triacs", 1972.

[26] Mitsubishi High Power semiconductors, "Semiconductor Device Reliability" Août 1998.

[27] On Semiconductor "Reliability Audit Report 2000, Life test Data", 2000.

[28] Normes de la C.E.I, "Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques – Partie 1 : Spécification générique", CEI 60384-1, Troisième édition 1999-03.

[29] Normes de la C.E.I, "Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques – Partie 4 : Condensateurs à l'aluminium à électrolyte solide ou non solide. Choix des méthodes d'essai et règles générales", CEI 384-4, Première édition 1977

[30] Rifa, "Electrolytic Capacitors Theory and Application", Mai 1995.

[31] Rifa, "Life-Limiting Factors in Electrolytic Capacitors", 2001.

[32] M. L. Gasperi, "Life Prediction Model for Aluminium Electrolytic Capacitors", IEEE IAS Conference., 1996, pp. 1347-1351.

[33] 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, 13-16 March 1995, pp. 170-178.

[34] 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, pp. 611-616.

[35] F. Perisse, P. Venet, J.M. Retif, G. Rojat " Behavioral Study on the Reliability of Electrolytic Capacitors of Various Manufacturers" European Safety and Reliability Conference (ESREL 2002), Colloque Européen de Sûreté de fonctionnement (λμ13) Lyon France, 2002, pp. 632-636.

[36] K. Harada, A. Katsuki, M. Fujiwara, "Use of ESR for Deterioration Diagnosis of Electrolytic Capacitor" Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 8 Issue: 4 , Oct. 1993, pp. 355 –361.

[37] C. Leconte, A. J. Keith, "Investigation of the Dissipation Process in Electrolytic Capacitors" Electrocomponent Science and Technology, 1980, Vol. 6, pp. 49-53.

[38] G.E. Rhoades, A. W. H. Smith, "Expected Life of Capacitor Whith Non-solid Electrolyte", 34th Component Conference Proc, 1984, pp. 156-161.

[39] A. Jones, J.A. Hayes, "The Parametric Drift Behaviour of Aluminum Electrolytic Capacitors : an evaluation of four models", 1st European Capacitor and Resistor Technologie Proc.,Brighton, 1987, pp. 171-179.

[40] Klass B. Klassen, Jack C.L. van Peppen, "System Reliability, Concept and Applications", First published in Great Britain 1989, ISBN 0-340-50142-1. pp 51-53

[41] Elna, Ltd, "Reliability of Aluminum Electrolytic Capacitors", http://www.elna.co.jp/en/.

[42] United Chemi-Con, "Understanding Aluminum Electrolytic Capacitors", http://www.chemi-con.com.

[43] Hitachi AIC, "Aluminum Electrolytic Capacitors", Technical Report.

[44] S. Siami, C Joubert, C. Glauze "High Frequency Model for Power Electronics Capacitors", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 16, N°.2, March 2001, pp. 157-166.

[45] Sam G. Parler, Jr. "Improved Spice Models of Aluminum Electrolytic Capacitors for Inverter Applications", IEEE Industry Applications Conference, Oct 17, 2002.

[46] J Tillo "Application of Network Synthesis to Inductor and Capacitor Modeling", CARTS 97, 17th Capacitor and Resistor Technology Symposium, 24-27 March 1997.

[47] Rifa, "Electrolytic Capacitors Theory and Application", Mai 1995.

[48] United Chemi-Con, "Understanding Aluminum Electrolytic Capacitors", http://www.chemi-con.com.

[49] Philips Components, Application notes 1998.

[50] F. Abdou, C. Delloye "Algorithmie Génétique et Robustesse d'une commande RST", Projet de fin d'étude n°20 INSA de Lyon département Génie Electrique 1996.

[51] F. Perisse, P. Venet, J.M Retif, G. Rojat "Parameters Determination of Electrolytic Capacitor Model by Genetic Algorithm", CARTS Europe, 16th Annual European Passive Components Conference, 13th - 17th October 2002, pp107-110.

[52] Levi, E.C. "Complex-Curve Fitting." IRE Trans. on Automatic Control. Vol. AC-4 (1959). pp. 37-44.

[53] Dennis, J.E., Jr., R.B. Schnabel. “Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Nonlinear Equations.” Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1983.

[54] Goldberg D.E. “Algorithme génétique. Exploration, optimisation et apprentissage automatique.” Editions : Addison-Wesley France, juin 1994.

[55] G. Specchulli “A Degradation Model for Metallized Polyester Capacitors”, Microelectronics Reliability, Vol. 27. N°.1, pp. 145-163, 1987.

[56] B.W. Williams, “Power Electronics” Second Edition ISBN 0-333-57350-1

[57] Normes de la C.E.I, “Dispositifs à semi-conducteurs. Dispositifs discrets et circuits intégré. Sixième partie : Thyristors ”, CEI 747-6, Première édition 1983.

[58] M. Cepek, C P. Krishnayya, “Thyristor Aging” Power System Technology, 1998. Proceedings. POWERCON '98. 1998 International Conference on , Volume: 1, pp 18-21 Aug 1998

[59] G. Simon, G. Guffroy, “A pragmatic methodology for the monitoring of the electronic components ageing: The case of power thyristor at EDF” Microelectronics Reliability, Volume 41, Issues 9-10, September-October 2001, pp 1701-1705

[60] P. Leturcq, “Tenue en tension des semi-conducteurs de puissance” Techniques de l’ingénieur, traité de génie électrique, D 3 104.

[61] F. Bernot, “Composant de l’électronique de puissance ” Techniques de l’ingénieur, traité de génie électrique, E 3 960.

[62] M. Savelli, D. Gasquet, B. Orsal, “Physique des dispositifs électroniques ” Techniques de l’ingénieur, traité de génie électrique, E 1 100.

[63] S. Januszewski, M. Kociszewska, H. Swiatek, G. Swiatek, “Semiconductor Device Faillures in Power Converter Service Conditions” EPE Journal. Vol.7 n°3-4 December 1998.

[64] C. Joubert, “Etude des Phénoménes Electromagnétiques dans les Condensateurs à Films Métallisés – Nouvelle Génération de Condensateurs ”, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Décembre 1996.

[65] F. Jensen, “Electronic Component Reliability”, John Wiley & Sons Ltd, 1996.

[66] R.P. Haviland, “Engineering Reliability and Long Life Design”, van Nostrand, Prineton 1964.

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)

Résumé : Le travail présenté porte sur l'étude et l'analyse des modes de défaillance des condensateurs électrolytiques à l'aluminium ainsi que sur les thyristors. Les composants étudiés sont des éléments principaux du système de protection des aimants supraconducteurs du LHC dont la fiabilité revêt est un aspect primordial.

L'étude du vieillissement des condensateurs électrolytiques à l'aluminium à montré que leur fiabilité est fortement liée à leur caractéristique technologique. L'évolution de leur principal indicateur de vieillissement (ESR) peut être modélisée selon différente loi plus ou moins pessimiste choisis selon le mode d'utilisation de ceux-ci. Il apparaît que la prédiction de défaillance de ces composants autre que celle due à l'usure ne peut être que statistique compte tenu des nombreuses causes de défaillance entraînant divers modes de défaillance. Afin de pouvoir évaluer l'influence du vieillissement des condensateurs électrolytique à l'aluminium sur un système, des modèles simples prenant en compte ce paramètre ainsi que la température effective du composant sont proposés. Une précision acceptable compte tenu de la simplicité des modèles est obtenue.

L'étude des thyristors à montré que ces composants ont peu de dérive de paramètres en vieillissement statique, par contre de nombreuses défaillances par court-circuit ont été observées. Ces défaillances ont toujours une origine locale due à des défauts du composant. La tenue en tension dépend fortement de la qualité du thyristor ainsi que de la technologie employée.

Mots clés : condensateur électrolytique, thyristor, fiabilité, analyse de défaillance, maintenance prédictive, modélisation, test de vieillissement accéléré.

Study and analyzes of failures modes of the electrolytic capacitors and thyristors, applied to the protection system of the LHC (Large Hadron Collider)

Abstract : The study presented in this thesis is a contribution about the analysis of failures modes of electrolytic capacitors and thyristors. The studied components are main elements of the protection system of the superconductive magnets of the LHC.

The study of the ageing of the electrolytic capacitors has shown that their reliability is strongly related to their technological characteristic. Evolution of their principal indicator of ageing (ESR) can be modeled according to different laws chosen according to their running mode. It appears that the prediction of failure of these components other than that due to wear can be only statistical taking into account the many causes of failure involving various modes of failure. In order to be able to evaluate influence of the ageing of the electrolytic capacitors on a system, simple models taking into account this parameters as well as the effective temperature of the component are proposed. An acceptable precision taking into account the simplicity of the models is obtained.

The study of the thyristors has shown that these components have little drift of parameters in static ageing, on the other hand of many failures by short-circuit were observed. These failures always have a local origin, and are due to defects of the components. The breakdown voltage strongly depends on the quality of the thyristor as well as the technology employed.

Keywords: electrolytic capacitor, thyristor, reliability, failure analyze, predictive maintenance, modeling, accelerated test.