

THESE

présentée devant

I'UNIVERSITE CLAUDE BERNARD - LYON I

UFR de Génie Electrique et des Procédés

pour l'obtention

du **DIPLOME DE DOCTORAT**

(arrêté du 30 mars 1992)

Spécialité : Génie Electrique
Ecole Doctorale SPI-EEA de LYON

par

LAHYANI Amine

Ingénieur ENSIEG

**SURVEILLANCE ET DIAGNOSTIC D'ETAT DES CONDENSATEURS
ELECTROLYTIQUES DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES**

Date de soutenance : le 26 février 1998

<u>JURY</u> : MM.	METZ M.	Rapporteur (Président)
	FERRIEUX J. P.	Rapporteur
	GRELLET G.	Examineur
	MILLY R.	Examineur
	ROJAT G.	Examineur
	VENET P.	Examineur

Surveillance et diagnostic d'état des condensateurs électrolytiques dans les convertisseurs statiques

Résumé - Les condensateurs électrolytiques de filtrage sont responsables de la plupart des pannes des convertisseurs statiques. Pour prédire leur défaillance, une nouvelle méthode de maintenance prédictive a été développée. Elle permet de surveiller les condensateurs de filtrage en entrée et en sortie pour deux types d'alimentations à découpage.

Dans un premier temps, nous avons mené des vieillissements accélérés sur les condensateurs afin de trouver un indicateur de vieillissement. La résistance équivalente série ESR évoluant en fonction du temps et de la température selon une loi bien déterminée, nous utilisons cet accroissement pour prédire la panne des condensateurs.

La valeur de cette résistance est déduite de la mesure de l'ondulation de tension aux bornes des condensateurs. Comme les convertisseurs fonctionnent souvent en régime de charge variable, des fortes valeurs transitoires de l'ondulation sont engendrées lors de la variation du courant de sortie.

Afin de s'affranchir de ces transitoires, nous suggérons de surveiller le fondamental de l'ondulation de tension. Cette dernière grandeur constitue une véritable signature de l'état des condensateurs utilisés dans les convertisseurs. Une interprétation correcte de cette grandeur en fonction des divers paramètres de fonctionnement du convertisseur (tension d'entrée, courant de sortie, température ambiante) nous donne le temps restant avant la panne. Des modules informatique et électroniques ont été réalisés et permettent de surveiller en permanence les condensateurs et de prédire leurs défaillances en affichant le temps restant avant la panne.

Mots clés : condensateur électrolytique - convertisseur statique - maintenance prédictive - vieillissement - panne - température - résistance équivalente série - ondulation de tension.

Monitoring and state diagnostic of electrolytic capacitors in static converters

Abstract - Electrolytic filter capacitors are frequently responsible for static converter breakdowns. To predict these faults, a new method to set a predictive maintenance is developed. It allows the monitoring of input and output filter capacitors for two types of switchmode power supplies.

First some accelerated aging tests were carried out for these capacitors in order to find an indicator of their fault. The equivalent series resistance ESR increases versus time and aging temperature according to a well known law. This increase is used to predict the failure of the capacitors.

The ESR value is deduced from the measurement of the voltage ripple of a capacitor. As static converters work most of the time at variable load, high transient values of the voltage ripple occur when output current changes.

In order to avoid such errors, we suggest to monitor the fundamental component of the voltage ripple. This latter waveform is the best signature of the capacitors state. It is processed with other converter parameters such as input voltage, output current and ambient temperature and then the time before failure is deduced.

Software and electronic modules have been developed to compute online the lifetime of the electrolytic capacitors.

Keywords : electrolytic capacitor - static converter - predictive maintenance - aging - failure temperature - equivalent series resistance - voltage ripple.

A soufiane
A mes parents
A toute ma famille

Le sage souffre du plaisir à cause de sa sagesse

alors que

l'ignorant se plaît dans la souffrance grâce à son ignorance

ABU_TAIEB AL_MUTANABBI

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire CEGELY-UCBL (Centre de Génie Electrique de Lyon, Site Université Claude Bernard - Lyon 1).

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Pascal VENET, Maître de Conférence à l'IUT-B de Villeurbanne pour m'avoir encadré durant cette thèse de la meilleure manière qui soit et d'avoir favorisé, par son dynamisme et sa compétence, un terrain de travail agréable et encourageant.

J'exprime aussi ma profonde reconnaissance à Monsieur Guy GRELLET, Professeur à l'Université Claude Bernard - Lyon 1, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire, pour son précieux soutien moral et scientifique qu'il a su m'apporter durant ma thèse.

Je remercie ensuite Monsieur Jean - Pierre MASSON, Directeur du laboratoire CEGELY - UCBL pour l'aide qu'il m'a apporté durant toute ma thèse.

Je tiens aussi à exprimer ma gratitude pour Monsieur Michel METZ, Professeur à l'INP de Toulouse pour avoir été rapporteur et président de mon jury de thèse.

Je remercie aussi Monsieur Jean - Paul FERRIEUX, Professeur à l'IUT-1 de Grenoble, pour l'honneur qu'il m'a fait d'être rapporteur de ce mémoire.

Tous mes remerciements vont aussi à Monsieur Gérard ROJAT, Professeur à l'UCB - Lyon 1, pour avoir accepté d'être membre de mon Jury de thèse.

Ce travail a été effectué en collaboration avec l'entreprise CENTRALP - AUTOMATISMES et a pu aboutir à une réalisation industrielle grâce à Monsieur Roger MILLY, Directeur de cet établissement, que je tiens à remercier pour sa disponibilité et ses encouragements.

Je remercie aussi Monsieur Hervé RIGOLE, Ingénieur à CENTRALP - AUTOMATISMES, pour sa contribution scientifique enrichissante dans la réalisation de ce travail.

J'exprime enfin ma sincère gratitude à :

- Monsieur Aimé AHJACO, Docteur en Génie Electrique, infatigable de sympathie et de conseils informatiques précieux qui m'ont bien aidé à avancer dans mes travaux.
- Messieurs Arezky BOUZOURENE et Mohammad - Hussein El HUSSEINI, amis de bureau.
- Tout le personnel du laboratoire et en particulier Madame Patricia MARTINEZ, pour leur sympathie et leur disponibilité.

TABLE DES MATIERES

Table des matières

Nomenclature	6
Introduction générale	10
Chapitre 1. Présentation des convertisseurs	
1. INTRODUCTION.....	13
2. LE CONVERTISSEUR STATIQUE CE1	13
2.1. Présentation du convertisseur.....	13
2.2. Principe de fonctionnement.....	14
2.2.1. Première étape : $t \in [0, \alpha T_d]$	15
2.2.2. Deuxième étape : $t \in [\alpha T_d, 2\alpha T_d]$ - Démagnétisation.....	16
2.2.3. Troisième étape : $t \in [2\alpha T_d, T_d]$	18
2.3. Relations fondamentales pour les grandeurs de sortie	18
2.4. Relations fondamentales pour les grandeurs d'entrée	21
3. LE CONVERTISSEUR STATIQUE CE2	22
3.1. Présentation du convertisseur.....	22
3.2. Principe de fonctionnement.....	23
3.2.1. Première étape : $t \in [0, t_{on1}]$	23
3.2.2. Deuxième étape : $t \in [t_{on1}, T_d/2]$	24
3.2.3. Troisième étape : $t \in [T_d/2, T_d/2 + t_{on2}]$	25
3.2.4. Quatrième étape : $t \in [T_d/2 + t_{on2}, T_d]$ - 2 ^{ème} phase de démagnétisation..	26
3.3. Relations fondamentales pour les grandeurs de sortie	27
3.4. Relations fondamentales pour les grandeurs d'entrée	28
4. CONCLUSION	32
Chapitre 2. Caractérisation des condensateurs	
1. INTRODUCTION.....	34
2. ETUDE THEORIQUE DES CONDENSATEURS	34
2.1. Identification des paramètres des condensateurs.....	35
2.1.1. Constitution.....	35
2.1.2. Equations et schémas équivalents	36
2.1.3. Influence de la température ambiante	38
2.1.4. Influence de l'ondulation du courant dans les condensateurs	39

3. DETERMINATION DES PARAMETRES DES CONDENSATEURS VIEILLIS.....	41
3.1. Essais de vieillissement	41
3.2. Calcul du coefficient k	46
4. CONCLUSION	50

Chapitre 3. Paramètres à surveiller

1. INTRODUCTION.....	52
2. INFLUENCE DU VIEILLISSEMENT DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES SUR LES FORMES D'ONDE DES CONVERTISSEURS.....	52
2.1. Condensateurs de sortie de CE1 et de CE2	52
2.2. Condensateurs d'entrée de CE1	55
2.2.1. <i>Présentation</i>	55
2.2.2. <i>Fonction de filtrage</i>	56
2.2.3. <i>Fonction de stockage de l'énergie électrique</i>	57
2.3. Condensateurs d'entrée de CE2	60
3. REGIME TRANSITOIRE DU A UNE VARIATION DE CHARGE	66
3.1. Traitement des signaux d'entrée et de sortie	66
3.1.1. <i>Tension de sortie</i>	66
3.1.2. <i>Interprétation théorique des résultats</i>	69
3.1.3. <i>Tension d'entrée</i>	73
3.2. Effet du vieillissement sur Δv_s en régime transitoire	74
4. CONCLUSION.....	75

Chapitre 4. Prédiction de la défaillance des condensateurs de filtrage

1. INTRODUCTION.....	77
2. PRINCIPE ET METHODE.....	77
3. CAPTATION DES SIGNAUX	81
3.1. Capteur de la valeur moyenne redressée δV_{sf} du fondamental de l'ondulation de tension de sortie.....	82
3.2. Capteur de la température ambiante T_a	84
3.3. Capteur de la température du boîtier T_b	85
3.4. Capteur du courant de sortie I_s	86
3.5. Capteur de la tension d'entrée V_e	86

4. LOGICIEL ET RESULTAS EXPERIMANETAUX	87
4.1. Acquisition du référentiel initial	87
4.2. Traitement des signaux à $t \neq 0$	92
4.2.1. Exploitation de la fonction $\delta V_{sf} = f(I_s, V_e, T_a)$	92
4.2.2. Exploitation de la fonction $T_b = f(I_s, V_e, T_a)$	94
4.2.3. Exploitation de la loi $ESR = f(T_b)$	95
4.2.4. Exploitation de la loi $ESR = f(t, T_b)$	97
4.3. Organigramme de synthèse	98
4.4. Résultats du logiciel de surveillance des condensateurs	99
4.5. Extension de la méthode pour les condensateurs d'entrée.....	103
4.5.1. Entrée de CE1	103
4.5.2. Entrée de CE2	105
5. CONCLUSION	106
Conclusion générale	108
Annexe 1 : Détermination de l'échauffement relatif des condensateurs d'entrée du convertisseur CE2	111
Annexe 2 : Fréquence équivalente d'une rampe de courant	117
Annexe 3 : Captation des signaux clés	119
Annexe 4 : Notice d'utilisation du logiciel.....	124
Références bibliographiques	150

NOMENCLATURE

Nomenclature des principaux symboles

- α : Rapport cyclique.
- CE1 : Convertisseur d'énergie statique "continu - continu".
 CE2 : Convertisseur d'énergie statique "alternatif - continu".
 C : Capacité d'un condensateur.
 C_{eq} : Capacité équivalente de l'ensemble des condensateurs en entrée ou en sortie.
 C_s : Capacité équivalente série d'un condensateur.
- δ : Angle de perte d'un condensateur.
 D : Diode de puissance.
 ΔT : Différence de température.
 ΔT_e : Temps de charge des condensateurs d'entrée de CE2.
 Δi_L : Ondulation haute fréquence du courant à travers la bobine de lissage L_s .
 ΔV_e : Ondulation basse fréquence de la tension d'entrée.
 Δv_e : Ondulation haute fréquence de la tension d'entrée.
 ΔV_{e-eff} : Valeur efficace de Δv_e .
 Δv_{ef} : Composante fondamentale de Δv_e .
 ΔV_{ef} : Valeur efficace de Δv_{ef} .
 δV_{ef} : Valeur moyenne redressée de Δv_{ef} .
 Δv_s : Ondulation haute fréquence de la tension de sortie.
 Δv_{sf} : Composante fondamentale de Δv_s .
 ΔV_{sf} : Valeur efficace de Δv_{sf} .
 δV_{sf} : Valeur moyenne redressée de Δv_{sf} .
- ESR : Résistance équivalente série d'un condensateur.
 ESR_{eq} : Résistance équivalente de l'ensemble des condensateurs en entrée ou en sortie.
 ESL : Inductance équivalente série d'un condensateur.
 ESR^h : Valeur de ESR calculée à haute fréquence.
 ESR^b : Valeur de ESR calculée à basse fréquence.
- Φ : Flux dans le noyau d'un transformateur.
 f_d : Fréquence de découpage d'un convertisseur.
 f_e : Basse fréquence en entrée de CE2 (= 100 Hz).
 f_{eq} : Fréquence équivalente d'un échelon de courant.

- H : Constante traduisant le transfert de chaleur entre le boîtier d'un condensateur et le milieu ambiant.
- η : Rendement d'un convertisseur.
- i_1 : Courant au primaire d'un transformateur.
- i_2, i_3 : Courants au secondaire d'un transformateur.
- i_e : Courant d'entrée d'un convertisseur (en aval des condensateurs d'entrée).
- I_e : Courant d'entrée basse fréquence d'un convertisseur.
- i_{ce} : Courant à travers l'ensemble des condensateurs d'entrée.
- i_{cef} : Composante fondamentale de i_{ce} .
- I_{cef} : Valeur efficace de i_{cef} .
- I_{ce} : Courant basse fréquence à travers l'ensemble des condensateurs d'entrée.
- i_s : Courant de sortie d'un convertisseur.
- I_s : Courant de sortie continu.
- i_{cs} : Courant traversant les condensateurs de sortie.
- i_{csf} : Composante fondamentale de i_{cs} .
- I_{csf} : Valeur efficace de i_{csf} .
- i_{e1-3} : Courant traversant les condensateurs C_{e1} et C_{e3} en entrée de CE2.
- i_{e2}, i_{e4} : Courants traversant respectivement C_{e2} et C_{e4} .
- I_{e1-3} : Valeur efficace de i_{e1-3} .
- I_{e2}, I_{e4} : Valeurs efficaces de i_{e2} et i_{e4} .
- i_L : Courant dans la bobine de lissage.
- k : Constante intervenant dans la loi de vieillissement d'un condensateur.
- L_s : Bobine de lissage en sortie d'un convertisseur.
- l_s : Inductance série d'un condensateur selon la plage de fréquence.
- m : Rapport de transformation d'un transformateur.
- MOS : Transistor MOSFET.
- M : Valeur moyenne des courants haute fréquence i_{e1-3} , i_{e2} et i_{e4} .
- n_1 : Nombre de spires au primaire d'un transformateur.
- n_2, n_3 : Nombre de spires au secondaire d'un transformateur.
- P : Puissance dissipée par un condensateur.
- P_e : Puissance d'entrée d'un convertisseur.
- P_s : Puissance de sortie d'un convertisseur.
- P_{e1-3} : Puissance totale dissipée dans C_{e1} et C_{e3} .

P_{e2}, P_{e4} : Puissances totales dissipées dans C_{e2} et C_{e4} .

R : Réluctance d'un transformateur.

R_{thca} : Résistance thermique entre le point chaud et le milieu ambiant.

R_{thcb} : Résistance thermique entre le point chaud et le boîtier d'un condensateur.

R_{thba} : Résistance thermique entre le boîtier d'un condensateur et le milieu ambiant.

R_s : Résistance série d'un condensateur, égale à ESR.

R_{ch} : Résistance de charge d'un convertisseur.

S : Surface totale d'un condensateur.

T : Température de vieillissement d'un condensateur.

T_a : Température ambiante.

T_b : Température boîtier d'un condensateur.

T_c : Température du point le plus chaud d'un condensateur.

T_d : Période de découpage d'un convertisseur.

T_e : Période des signaux basse fréquence en entrée de CE2.

Tr : Transformateur.

t_{on} : Temps pendant lequel un MOSFET est passant.

u_c : Tension aux bornes de l'élément capacitif d'un condensateur.

v_c : Tension aux bornes des condensateurs d'entrée de CE1.

V_c : Composante continue de v_c (égale à V_e pour CE1)

V_e : Tension d'entrée.

v_s : Tension de sortie.

V_s : Composante basse fréquence de v_s .

v_1 : Tension au primaire d'un transformateur.

v_2, v_3 : Tensions au secondaire d'un transformateur.

v_{D2} : Tension aux bornes de la diode de roue libre.

ω : Pulsation

Z_{cs} : Impédance des condensateurs de filtrage de sortie.

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

De nos jours, le coût d'un défaut d'un équipement électronique peut s'élever à une perte inévitable de la production et donc des bénéfices et peut même, dans certains cas, mettre des vies humaines en danger. C'est pour cela que des études ont été faites dans le but de limiter le risque d'être confronté à de telles pannes.

Pour atteindre cet objectif, il fallait tout d'abord localiser les composants à risque, c'est à dire les éléments qui, tombant en panne, entraînent les problèmes cités précédemment. Ensuite il fallait trouver une prévention efficace contre des arrêts de fonctionnement intempestifs qui permettrait une maintenance plus adaptée c'est à dire plus sûre.

C'est dans cette optique que nous avons opté pour une méthode de maintenance prédictive. Pour celle-ci, nous réalisons une comparaison permanente de certaines caractéristiques d'un composant avec ses données de fonctionnement normal jusqu'à l'existence d'une certaine différence, définie par les utilisateurs des équipements électroniques. Cet écart sera synonyme d'intervention et donc de remplacement du composant avant que celui-ci n'entre dans une phase où il risque de nuire au fonctionnement du système auquel il appartient.

Des études statistiques ont montré que 30 % des défaillances des équipements électroniques sont imputables aux alimentations, sous-ensembles vitaux au fonctionnement de tout système électronique.

De plus, il a été mis en évidence sur différents types de convertisseurs statiques la nécessité de surveiller plus particulièrement les condensateurs électrolytiques de filtrage par rapport à l'ensemble des composants de puissance à risque (composants actifs, transformateurs...).

La maintenance prédictive consiste en fait à parer le principal inconvénient de ces condensateurs électrolytiques, à savoir la fiabilité. Son but est d'arriver à connaître le temps restant avant la panne du condensateur afin de pouvoir le remplacer au moment opportun.

Dans le premier chapitre, nous étudions le fonctionnement idéal de deux convertisseurs à découpage DC/DC et AC/DC industriels et nous montrons les principales formes d'onde lors d'un fonctionnement en régime permanent.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude des condensateurs électrolytiques de filtrage en entrée et en sortie de ces deux alimentations. Nous effectuons des tests de vieillissement accéléré sur ces condensateurs afin de trouver le meilleur indicateur de leur défaillance.

Dans le chapitre 3, nous observons l'influence du vieillissement des condensateurs de filtrage sur les différentes formes d'onde des alimentations et nous déterminons la grandeur qui reflète le plus fidèlement l'état d'usure des condensateurs pour le fonctionnement en régime permanent et en régime de charge variable.

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation de la méthode de surveillance de l'état des condensateurs. Nous présentons ainsi les modules électroniques et numérique conçus pour le calcul en temps réel du temps restant avant la panne des condensateurs électrolytiques de filtrage.

Après une conclusion à ce travail, nous évoquerons les perspectives possibles de ce sujet de recherche.

CHAPITRE I

Présentation des convertisseurs

1. INTRODUCTION

Afin de passer en revue les différents régimes de fonctionnement des condensateurs d'entrée, nous présentons dans ce chapitre deux types de convertisseurs d'énergie statiques, le premier est de type « continu - continu » et le deuxième « alternatif - continu ».

Le but est d'expliquer les différentes structures de ces alimentations à découpage et d'analyser leur fonctionnement en régime établi, c'est à dire à charge constante et à tension d'alimentation constante.

Nous donnerons ensuite l'évolution des formes d'onde en fonction des différents paramètres électriques de ces alimentations.

Ce travail permettra de mieux comprendre par la suite les résultats expérimentaux obtenus sur ces deux alimentations lors de régimes perturbés (vieillessement de certains composants, régime transitoire de la charge).

Nous appellerons respectivement ces alimentations CE1 et CE2 et nous considérerons en premier lieu que les différents composants sont parfaits.

2. LE CONVERTISSEUR STATIQUE CE1

2.1. Présentation du convertisseur

Le convertisseur industriel continu - continu étudié ici est de type « Forward » demi-pont asymétrique comme l'indique la figure 1.1 :

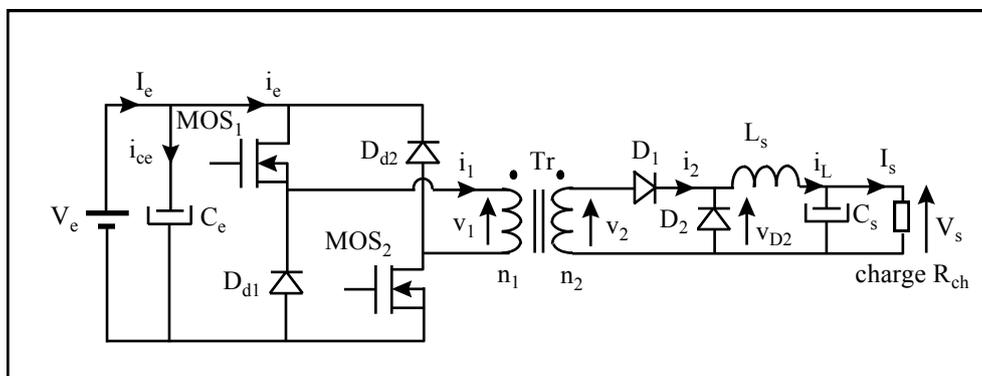


Figure 1.1 : Schéma du convertisseur CE1

Les caractéristiques de CE1 sont :

- La tension d'entrée continue V_e est comprise entre V_{emin} (18 V) et V_{emax} (32 V).
- La tension de sortie continue V_s est égale à 5 V.
- Le courant de sortie continu I_s est compris entre 0 et I_{sn} (8 A).
- Les condensateurs de filtrage en sortie symbolisés par C_s sont :
2 condensateurs électrolytiques en aluminium de type 2200 μF , 10 V, 105° C mis en parallèle.
- Les condensateurs de filtrage en entrée C_e sont :
3 condensateurs électrolytiques en aluminium de type 1500 μF , 35 V, 105 °C et
2 condensateurs électrolytiques en aluminium de type 3300 μF , 35 V, 105 °C mis en parallèle.
- La fréquence de découpage f_d est fixe et égale à 66 kHz (la période de découpage est notée T_d).

2.2. Principe de fonctionnement [Girard 93], [Ferrieux 94]

Les phases de magnétisation et de démagnétisation du transformateur sont associées au même enroulement primaire qui comporte donc deux transistors MOS_1 et MOS_2 et deux diodes de démagnétisation D_{d1} et D_{d2} .

La diode D_1 sert pour le redressement et la diode D_2 constitue la diode de roue libre.

pour le transformateur Tr , on a :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = R \Phi \quad (1.1)$$

$$v_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.2)$$

$$\frac{I}{R} = \frac{L_1}{n_1^2} = \frac{L_2}{n_2^2} \quad (1.3)$$

où :

- L_1 et L_2 sont respectivement les inductances propres du primaire et du secondaire du transformateur Tr .
- n_1 et n_2 sont respectivement le nombre de spires des bobinages du primaire et du secondaire de Tr .
- i_1 et i_2 sont respectivement le courant primaire et secondaire de Tr .

- v_1 est la tension aux bornes du primaire de Tr.
- Φ est le flux commun dans le noyau et R est sa réluctance.

Nous supposons que le circuit magnétique n'est pas saturé et que le convertisseur fonctionne pour un niveau de charge suffisamment grand pour pouvoir considérer que c'est un régime de conduction continue.

2.2.1. Première étape : $t \in [0, \alpha T_d]$

Les deux transistors MOSFET MOS_1 et MOS_2 sont passants et les deux diodes D_{d1} et D_{d2} sont bloquées, la tension v_1 est donc égale à la tension d'entrée V_e

$$\boxed{v_1 = V_e} \quad (1.4)$$

On obtient alors au secondaire du transformateur Tr, la tension v_2 donnée par :

$$v_2 = \frac{n_2}{n_1} V_e = m V_e \quad (1.5)$$

où m est le rapport de transformation de Tr.

La tension v_{D2} aux bornes de la diode D_2 est :

$$\boxed{v_{D2} = m V_e} \quad (1.6)$$

L'énergie est transmise à la charge par l'intermédiaire de la diode D_1 comme le montre la figure 1.2 :

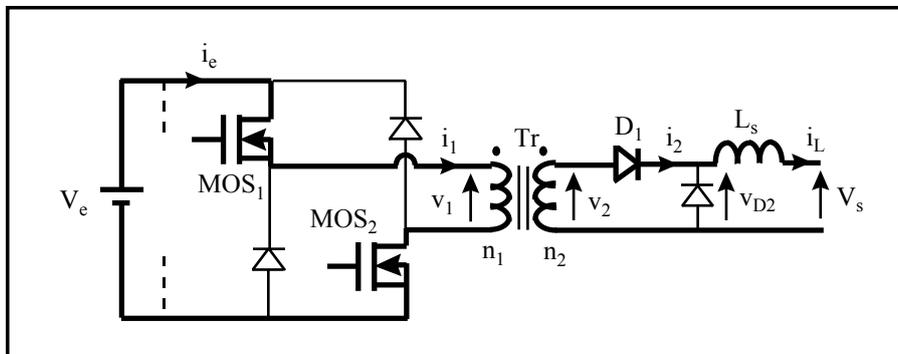


Figure 1.2 : Phase de conduction de MOS_1 , MOS_2 et D_1

Notons i_L le courant dans la bobine L_s , il est égal au courant i_2 dans la diode D_1 :

$$i_2 = i_L \quad (1.7)$$

La tension aux bornes de la bobine L_s est donnée par :

$$L_s \cdot \frac{di_L}{dt} = v_2 - V_s \quad (1.8)$$

soit :

$$i_L(t) = \frac{mV_e - V_s}{L_s} \cdot t + I_m \quad (1.9)$$

où :

$$I_m = i_L(t = 0)$$

Les équations (1.1) et (1.7) donnent :

$$i_l = \frac{R\Phi}{n_l} + mi_L \quad (1.10)$$

D'après les équations (1.2) et (1.4), le flux est :

$$\Phi(t) = \frac{V_e}{n_l} t + \Phi(0) \quad (1.11)$$

avec $\Phi(0) = 0$ car le transformateur est supposé complètement démagnétisé.

Le courant i_e à l'entrée de MOS_1 est :

$$i_e = i_l \quad (1.12)$$

2.2.2. Deuxième étape : $t \in [\alpha T_d, 2\alpha T_d]$: Démagnétisation

Les transistors MOSFET sont bloqués et les diodes D_{d1} et D_{d2} sont passantes pour assurer la continuité des Ampères - tours :

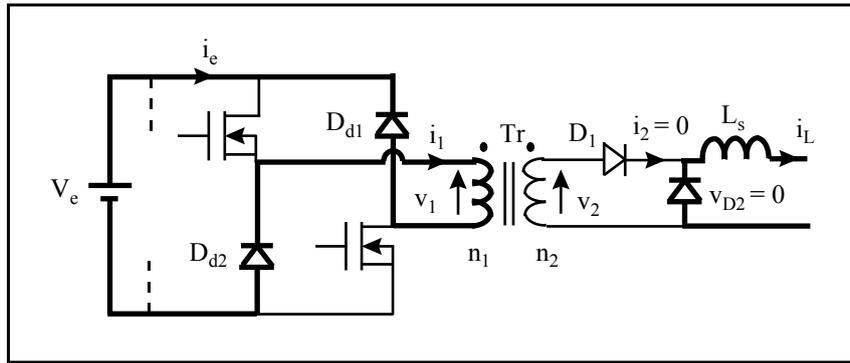


Figure 1.3 : Phase de roue libre et de démagnétisation

La tension v_1 devient alors :

$$v_1 = -V_e \quad (1.13)$$

et

$$v_2 = m v_1 = -m V_e \quad (1.14)$$

La diode D_2 est passante :

$$v_{D2} = 0 \quad (1.15)$$

la tension aux bornes de la bobine L_s est donnée par :

$$L_s \cdot \frac{di_L}{dt} = -V_s \quad (1.16)$$

soit :

$$i_L(t) = \frac{-V_s}{L_s} \cdot (t - \alpha T_d) + I_M \quad (1.17)$$

où :

$$I_M = i_L(t = \alpha T_d)$$

comme $i_2 = 0$, le courant i_1 est donc donné par (cf. équation (1.1)) :

$$i_1(t) = \frac{R}{n_1} \Phi(t) \quad (1.18)$$

D'après les équations (1.2) et (1.13), le flux dans le transformateur devient alors :

$$\Phi(t) = \Phi_M - \frac{V_e}{n_1}(t - \alpha T_d) \quad (1.19)$$

où Φ_M est le flux maximum à $t = \alpha T_d$.

Le courant i_e est donné par :

$$i_e = -i_l \quad (1.20)$$

2.2.3. Troisième étape : $t \in [2\alpha T_d, T_d]$

C'est une phase de roue libre où seule la diode D_2 conduit, comme le montre la figure 1.4 :

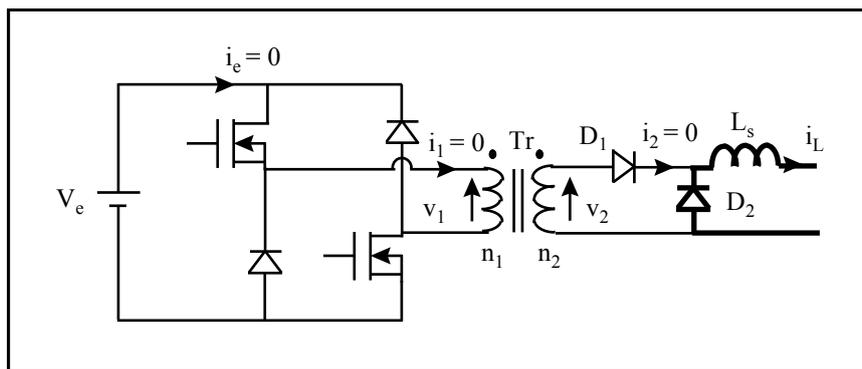


Figure 1.4 : Phase morte et de roue libre

Nous représentons sur la figure 1.5 les différentes formes d'onde du convertisseur CE1, régies par les équations ci-dessus, exprimées pour chaque étape de fonctionnement.

2.3. Relations fondamentales pour les grandeurs de sortie

La tension de sortie v_s est la somme d'une tension continue V_s égale à 5 V et d'une ondulation de tension Δv_s à la fréquence de 66 kHz.

Comme la tension moyenne aux bornes de la bobine de lissage L_s est nulle, la tension V_s est égale à la tension moyenne $\langle v_{D2} \rangle$ aux bornes de la diode D_2 .

$$V_s = \langle v_{D2} \rangle = \alpha m V_e \quad (1.21)$$

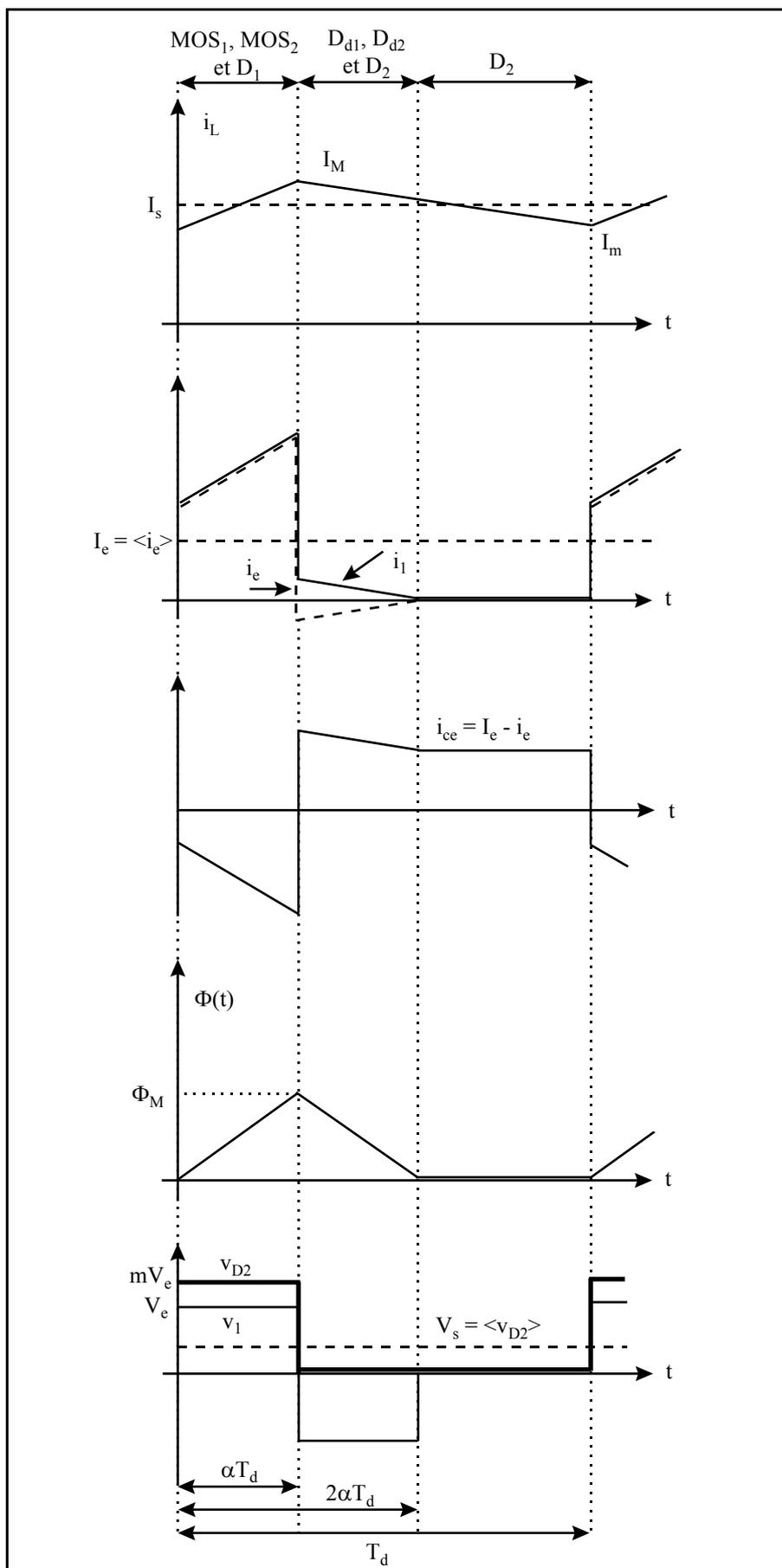


Figure 1.5 : Formes d'onde pour CE1

L'ondulation Δv_s est liée au courant i_{cs} dans le condensateur de sortie C_s par la relation :

$$\Delta v_s = Z_{cs} \cdot i_{cs} \quad (1.22)$$

où Z_{cs} est l'impédance équivalente des condensateurs de filtrage C_s . (Nous montrerons par la suite que pour un condensateur électrolytique, à la fréquence de découpage du convertisseur, cette impédance est presque égale à sa résistance équivalente série ESR).

L'ondulation Δi_L est calculée par la chute de courant dans la bobine L_s pendant l'intervalle de temps $[\alpha T_d, T_d]$ (cf. figure 1.5 et équation (1.17)) :

$$\Delta i_L = \frac{V_s}{L_s} \cdot (1 - \alpha) \cdot T_d \quad (1.23)$$

soit d'après (1.21) :

$$\Delta i_L = \frac{V_s}{f_d \cdot L_s} \cdot \left(1 - \frac{V_s}{mV_e}\right) = \frac{\alpha \cdot mV_e}{f_d \cdot L_s} \cdot (1 - \alpha) \quad (1.24)$$

Montrons que cette ondulation est égale au courant i_{cs} traversant les condensateurs de filtrage C_s . Décomposons toutes les grandeurs de sortie du convertisseur en deux composantes, la première continue et la deuxième alternative à la fréquence de découpage du convertisseur :

$$\begin{aligned} i_{cs} &= I_{cs} + \Delta i_{cs} \\ i_s &= I_s + \Delta i_s \\ i_L &= I_L + \Delta i_L \\ v_s &= V_s + \Delta v_s \end{aligned} \quad \text{Equations (1.25)}$$

Le courant i_{cs} étant nécessairement alternatif, nous avons donc $I_{cs} = 0$.

L'ondulation de la tension de sortie peut être aussi donnée par :

$$\Delta v_s = R_{ch} \cdot \Delta i_s \quad (1.26)$$

où R_{ch} est la résistance de charge du convertisseur.

Comparons maintenant les équations (1.22) et (1.26) afin d'évaluer i_{cs} et Δi_s . Sachant que V_s est de 5 Volts et que le courant de sortie I_s est compris entre 0 et 8 A, nous déduisons que la résistance R_{ch} est $\geq 0.625 \Omega$.

L'impédance équivalente Z_{cs} des deux condensateurs de filtrage étant de quelques dizaines de $m\Omega$ à 66 kHz, nous déduisons que le courant i_{cs} est au moins 10 fois plus grand que l'ondulation de courant dans la charge Δi_s .

Nous pouvons donc admettre que l'ondulation de courant dans la bobine L_s passe dans les condensateurs de filtrage :

$$\boxed{i_{cs} = \Delta i_L} \quad (1.27)$$

La partie continue de ce courant passe dans la charge.

$$\boxed{I_s = I_L} \quad (1.28)$$

La tension moyenne de sortie V_s et l'ondulation de la tension de sortie Δv_s ne dépendent pas du courant de sortie I_s , mais uniquement de la tension d'entrée V_e et du rapport cyclique α (cf. équations (1.21), (1.22), (1.24), (1.27)) [Ferrieux 94]

Les équations (1.21), (1.22), (1.23) et (1.27) montrent qu'une augmentation de la tension d'entrée entraîne une diminution du rapport α et donc une augmentation de Δi_L et de Δv_s , en supposant que la tension de sortie V_s reste constante.

2.4. Relations fondamentales pour les grandeurs d'entrée

Le courant d'entrée I_e (cf. figure 1.1) peut être calculé par un bilan de puissance entre l'entrée et la sortie de CE1, en supposant que le rendement est égal à η :

$$V_s \cdot I_s = \eta \cdot V_e \cdot I_e \quad (1.29)$$

ce qui donne d'après (1.21) :

$$\boxed{I_e = \frac{\alpha m I_s}{\eta}} \quad (1.30)$$

Le courant I_e est égal à la valeur moyenne du courant i_e à la sortie des condensateurs d'entrée (cf. figure 1.1 et 1.5) car le courant i_{ce} traversant les condensateurs d'entrée C_e a une valeur moyenne nulle :

$$\langle i_{ce} \rangle = 0 \quad (1.31)$$

Comme $I_e = i_e + i_{ce}$ nous obtenons :

$$\langle i_e \rangle = I_e \quad (1.32)$$

Les condensateurs d'entrée ont non seulement un rôle de filtrage mais aussi un rôle de réservoirs d'énergie lors des commutations des batteries pour un usage industriel du convertisseur CE1.

3. LE CONVERTISSEUR STATIQUE CE2

3.1. Présentation du convertisseur

C'est une alimentation industrielle alternatif - continu de type « Forward » symétrique en demi pont, comme l'indique la figure suivante :

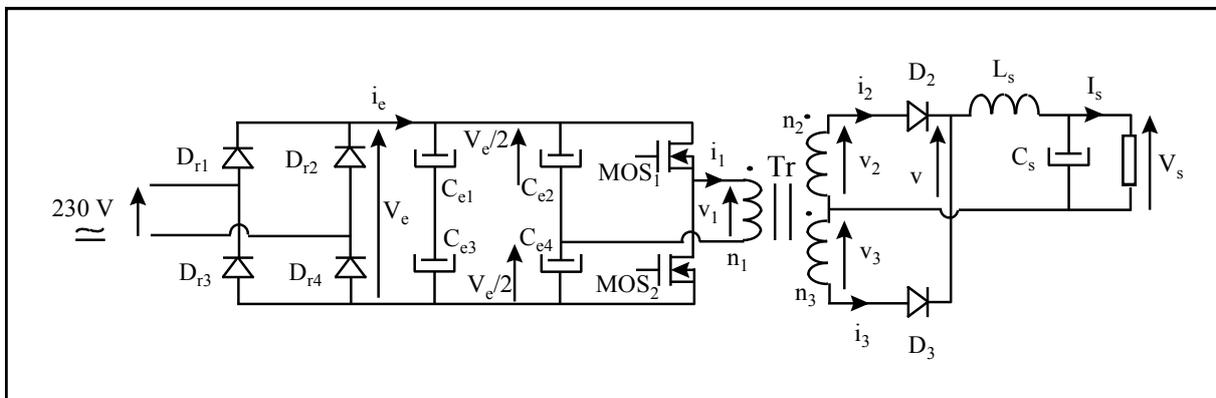


Figure 1.6 : Schéma du convertisseur CE2

Les caractéristiques de CE2 sont :

- La tension d'entrée est la tension du réseau EDF 230 V alternatif.
- La tension de sortie continue V_s égale à 24 V.
- Le courant de sortie continu I_s est compris entre 0 et I_{sn} (16 A).
- Les condensateurs de filtrage en sortie symbolisés par C_s sont :

2 condensateurs électrolytiques en aluminium de type 1500 μF , 35 V, 105° C mis en parallèle.

- Les condensateurs de filtrage en entrée C_e sont :

4 condensateurs électrolytiques en aluminium de type 680 μF , 200 V, 105° C.

- La fréquence de découpage f_d est fixe et égale à 75 kHz.

3.2. Principe de fonctionnement [Bausière 92], [Ferrieux 94]

L'alimentation CE2 se branche sur le réseau alternatif 230 V. Les diodes de redressement D_r forment un pont de Gräetz qui fournit une tension mono-alternance, filtrée par la suite par les condensateurs d'entrée C_e .

La structure de demi-pont est constituée par les transistors MOS_1 et MOS_2 , ils ont pour rôle de commander une extrémité du transformateur Tr , sur l'autre extrémité, un pont capacitif impose une tension fixe de $V_e/2$.

Nous présentons dans ce qui suit le fonctionnement en charge de CE2.

3.2.1. Première étape : $t \in [0, t_{on1}]$

Pendant cette phase, MOS_1 et D_2 sont passants et tout le reste est bloqué.

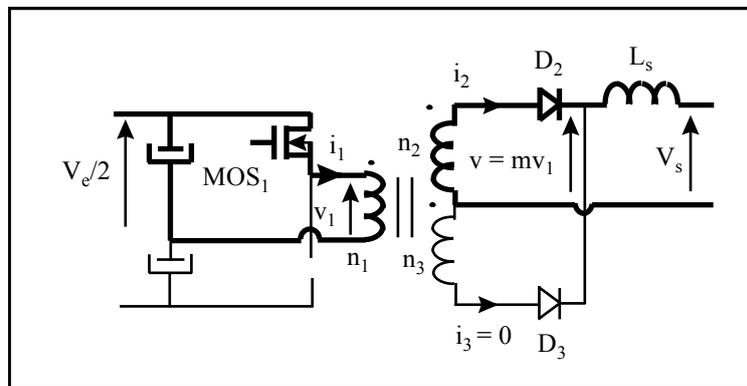


Figure 1.7 : Phase de conduction de MOS_1

On note m le rapport de transformation donné par $m = n_2/n_1 = n_3/n_1$.

La tension v_1 est donnée par :

$$v_1 = V_e / 2 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} \tag{1.33}$$

ce qui donne un flux Φ égal à :

$$\Phi(t) = \frac{V_e}{2n_1} t + \Phi(0) \quad (1.34)$$

où $\Phi(0)$ est le flux à $t = 0$.

D'après la conservation des Ampères - tours, le courant primaire du transformateur a pour expression :

$$i_1 = \frac{R}{n_1} \Phi + \frac{n_2}{n_1} i_2 \quad (1.35)$$

Le courant i_2 dans la diode D_2 est égal au courant i_L dans la bobine L_s :

$$i_2 = i_L \quad (1.36)$$

Le courant i_L amorce sa croissance :

$$i_L(t) = \frac{mV_e - V_s}{L_s} t + i_L(0) = -\frac{2}{L_s} (mV_e - V_s) t + I_m \quad (1.37)$$

3.2.2. Deuxième étape : $t \in [t_{on1}, T_d/2]$

Le transistor MOS_1 est bloqué et MOS_2 reste ouvert. Les diodes D_2 et D_3 sont passantes.

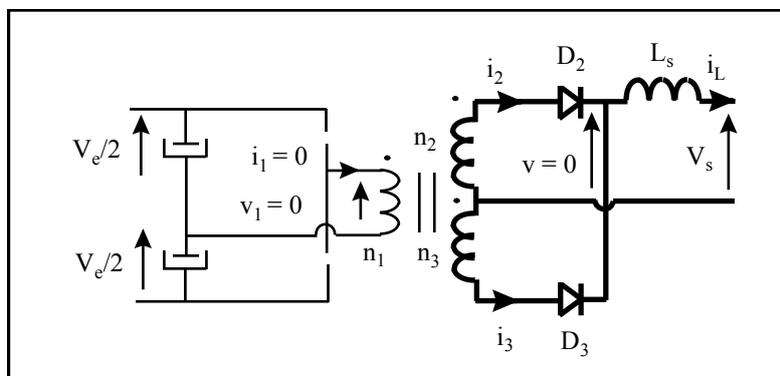


Figure 1.8 : Première phase de démagnétisation

Comme $v_1 = 0$, $v_2 = v_3 = v = 0$ (cf. figure 1.6) et donc le flux Φ est positif et constant dans le transformateur.

Le courant i_1 au primaire est nul, la conservation des Ampères - tours donne :

$$-n_2 i_2 + n_3 i_3 = R\Phi \tag{1.38}$$

Comme $i_2 + i_3 = i_L$ et $n_2 = n_3$, les diodes D_2 et D_3 laissent passer respectivement les courant i_2 et i_3 donnés par :

$$i_2 = \frac{i_L}{2} - \frac{R\Phi}{2n_2} \tag{1.39}$$

$$i_3 = \frac{i_L}{2} + \frac{R\Phi}{2n_3} \tag{1.40}$$

La tension v étant nulle, le courant i_L décroît et sa variation temporelle est donnée par la relation :

$$i_L(t) = \frac{-V_s}{L_s} \cdot (t - t_{on1}) + i_L(t_{on1}) = \frac{-V_s}{L_s} \cdot (t - t_{on1}) + I_M \tag{1.41}$$

3.2.3. Troisième étape : $t \in [T_d/2, T_d/2 + t_{on2}]$

Le transistor MOS_2 est rendu passant et la diode D_3 est toujours passante, les autres semiconducteurs étant bloqués.

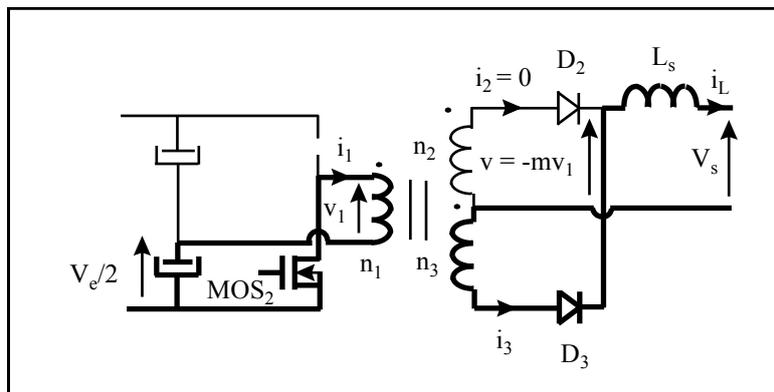


Figure 1.9 : Phase de conduction de MOS_2

La tension v_1 devient égale à $-V_s/2$:

$$v_1 = -V_e / 2 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.42)$$

Le flux Φ est donc donné par :

$$\Phi(t) = -\frac{V_e}{2n_1} \cdot \left(t - \frac{T_d}{2}\right) + \Phi\left(\frac{T_d}{2}\right) \quad (1.43)$$

où $\Phi(T_d/2)$ est le flux à $t = T_d/2$.

D'après la conservation des Ampères - tours, le courant primaire du transformateur a pour expression :

$$i_1 = \frac{R}{n_1} \Phi - \frac{n_3}{n_1} i_3 \quad (1.44)$$

Le courant i_3 dans la diode D_3 est égal à i_L :

$$i_3 = i_L \quad (1.45)$$

La tension v (cf. figure 1.9) est égale à $-mv_1$ donc à $mV_e/2$, l'expression (1.37) du courant i_L est donc inchangée car en régime permanent $i_L(0) = i_L(T_d/2)$.

3.2.4. Quatrième étape : $t \in [T_d/2 + t_{on2}, T_d]$ - 2^{ème} phase de démagnétisation

Lors de cette dernière phase, le fonctionnement est identique celui de la deuxième étape et les équations qui le régissent sont les mêmes, sauf que le flux Φ , est dans ce cas égal à une constante négative.

Nous représentons sur la figure 1.10 les différentes formes d'onde pour cette alimentation :

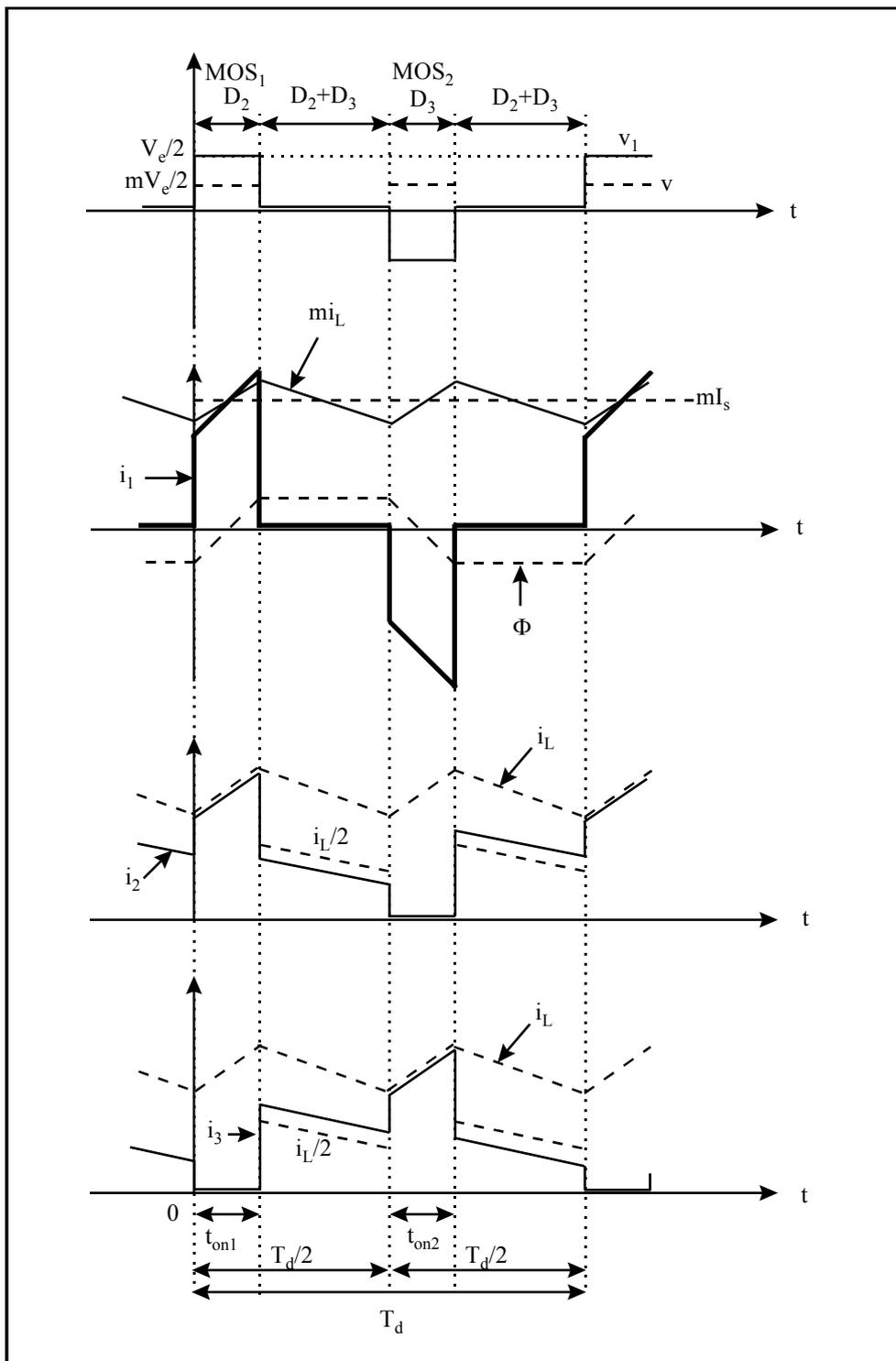


Figure 1.10 : Formes d'onde pour CE2

3.3. Relations fondamentales pour les grandeurs de sortie

Notons par α le rapport cyclique défini par $t_{on1} = \alpha T_d$, comme la valeur moyenne de la tension aux bornes de la bobine L_s est nulle, la tension de sortie V_s est donnée par $V_s = \langle v \rangle$ où v est la tension représentée sur les figures 1.6 et 1.10, soit :

$$V_s = \alpha \frac{n_2}{n_1} V_e = \alpha m V_e \quad (1.46)$$

D'après l'équation (1.41), l'ondulation du courant de sortie Δi_L est égale à :

$$\Delta i_L = \frac{V_s}{L_s} \cdot \left(\frac{T_d}{2} - t_{on1} \right) = \frac{\alpha m V_e}{2 L_s f_d} \cdot (1 - 2\alpha) \quad (1.47)$$

Comme pour le convertisseur précédent, nous pouvons admettre que toute l'ondulation de courant Δi_L passe dans les condensateurs de filtrage. L'ondulation Δv_s de la tension de sortie est égale à $Z_{cs} \cdot \Delta i_L$ où Z_{cs} est l'impédance équivalente des condensateurs C_s .

3.4. Relations fondamentales pour les grandeurs d'entrée

Le rôle des condensateurs d'entrée pour le convertisseur CE2 est de filtrer la tension délivrée par le pont de diodes. Nous pouvons donc exprimer l'ondulation ΔV_e de cette tension en fonction des différents paramètres de fonctionnement de l'alimentation.

L'entrée du convertisseur peut être représentée par le schéma suivant :

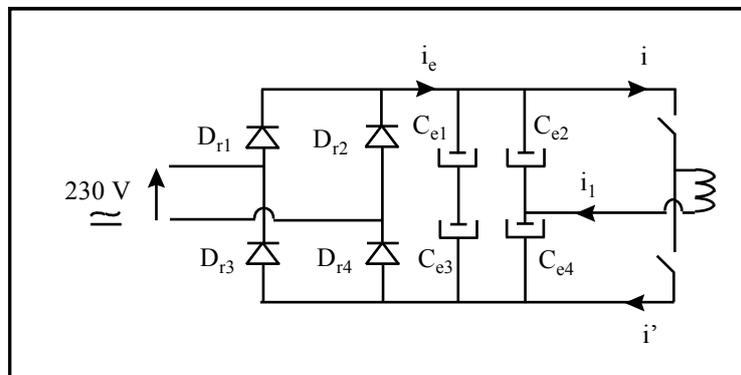


Figure 1.11 : Schéma électrique de l'entrée de l'alimentation CE2

Le courant i_1 dans le primaire du transformateur a une fréquence égale à la fréquence de découpage f_d de CE2 et a une valeur moyenne nulle (cf. figure 1.10).

$$\langle i_1 \rangle = 0 \quad (1.48)$$

Les courants i et i' sont aussi à la fréquence f_d , i est égal à i_1 quand le transistor MOS_1 est passant et il est nul quand il est bloqué alors que i' est égal $-i_1$ quand le transistor MOS_2 est passant et il s'annule quand il est bloqué (cf. §3.2).

Donc, d'après la figure 1.10, les courants i et i' ont la même valeur moyenne :

$$\langle i \rangle = \langle i' \rangle = \alpha.m.I_s \quad (1.49)$$

Nous pouvons considérer que les courants représentés sur la figure 1.11 sont la superposition de deux composantes, la première est à la fréquence $f_d = 75$ kHz et la deuxième est une composante basse fréquence.

Compte tenu des équations (1.48) et (1.49), un schéma simplifié de l'entrée pour les basses fréquences peut être établi (cf. figure 1.12).

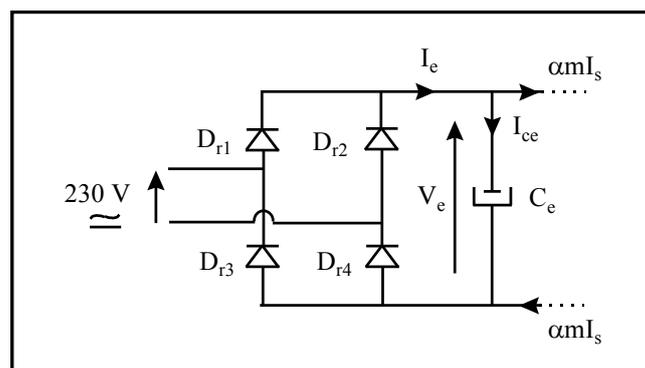


Figure 1.12 : Schéma simplifié de l'entrée de CE2 en basse fréquence

I_e est le courant à la sortie du pont de Grätetz.

I_{ce} est le courant traversant le condensateur équivalent C_e .

V_e est la tension aux bornes de C_e .

L'expression de la capacité C_e est :

$$C_e = \frac{C_{e1}C_{e3}}{C_{e1} + C_{e3}} + \frac{C_{e2}C_{e4}}{C_{e2} + C_{e4}} \quad (1.50)$$

En considérant les différents éléments comme parfaits, les formes de courant I_{ce} et de tension V_e sont représentées par la figure 1.13 :

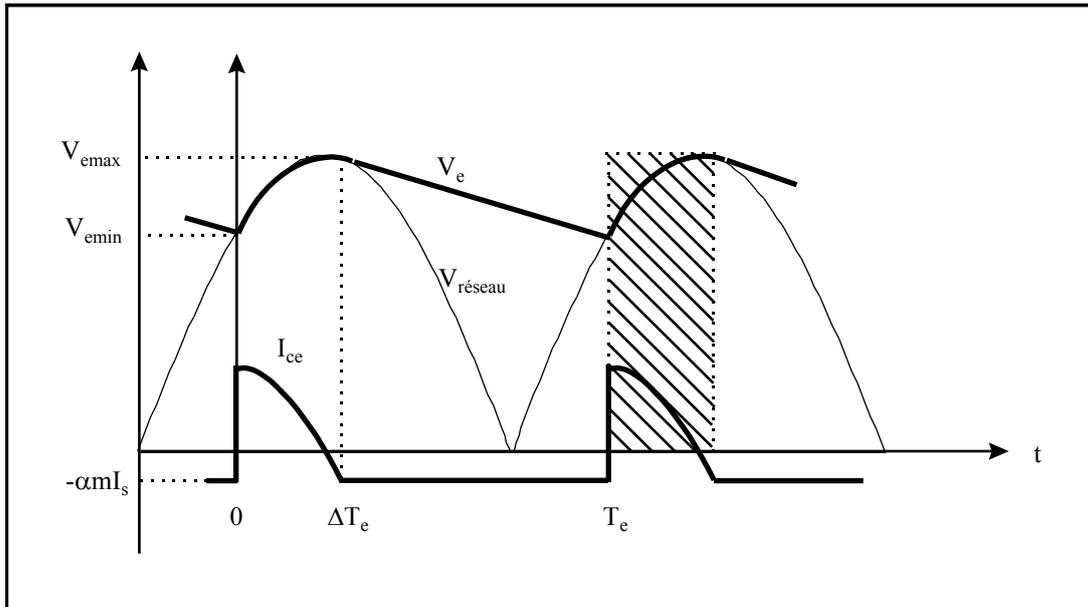


Figure 1.13 : I_{ce} et V_e en fonction du temps pour la basse fréquence

En notant dq la charge électrique transmise par les condensateurs nous avons :

$$dq = I_{ce}.dt = C_e.dV_e \quad (1.51)$$

soit

$$V_e.I_{ce}.dt = V_e.C_e.dV_e \quad (1.52)$$

$$\int_0^{\Delta T_e} V_e.I_{ce}.dt = \int_{V_{emin}}^{V_{emax}} C_e.V_e.dV_e \quad (1.53)$$

La charge appelle le courant $\alpha.m.I_s$, soit [Dalmasso 84] :

$$I_e = I_{ce} + \alpha.m.I_s \text{ pour } t \in [0, \Delta T_e[$$

$$I_e = 0 \text{ pour } t \in [\Delta T_e, T_e[$$

alors :

$$\begin{aligned} \int_0^{\Delta T_e} V_e.I_{ce}.dt &= \int_0^{\Delta T_e} V_e.I_e.dt - \int_0^{\Delta T_e} \alpha.m.I_s.V_e dt \\ &= \int_0^{\Delta T_e} V_e.i_e dt - \alpha.m.I_s \cdot \int_0^{\Delta T_e} V_e dt \end{aligned} \quad (1.54)$$

Or en notant P_e la puissance d'entrée et en faisant l'hypothèse que toutes les diodes sont parfaites, nous avons :

$$\int_0^{T_e} V_e \cdot i_e \cdot dt = P_e \cdot T_e \quad (1.55)$$

Sachant que $\int_0^{\Delta T_e} V_e \cdot dt$ est pratiquement égal à l'aire hachurée sur la figure 1.13, nous avons :

$$\int_0^{\Delta T_e} V_e \cdot dt \approx V_{e\max} \cdot \Delta T_e \quad (1.56)$$

D'après les équations (1.53), (1.54), (1.55) et (1.56), nous obtenons :

$$\int_{V_{e\min}}^{V_{e\max}} C_e \cdot V_e \cdot dV_e = P_e \cdot T_e - \alpha \cdot m \cdot I_s \cdot \Delta T_e \cdot V_{e\max} \quad (1.57)$$

L'intégration de cette expression nous donne :

$$\frac{1}{2} C_e \cdot V_{e\max}^2 - \frac{1}{2} C_e \cdot V_{e\min}^2 = P_e \cdot T_e - \alpha \cdot m \cdot I_s \cdot \Delta T_e \cdot V_{e\max} \quad (1.58)$$

Le rendement η de l'alimentation est lié à la puissance d'entrée P_e et à la puissance de sortie P_s par :

$$P_e = \frac{P_s}{\eta} = \frac{V_s \cdot I_s}{\eta} \quad (1.59)$$

donc :

$$\frac{1}{2} C_e \cdot (V_{e\max}^2 - V_{e\min}^2) = \frac{V_s \cdot I_s}{\eta \cdot f_e} - \alpha \cdot m \cdot I_s \cdot \Delta T_e \cdot V_{e\max} \quad (1.60)$$

L'ondulation de la tension d'entrée ΔV_e peut être calculée à l'aide des formules suivantes en considérant que $V_{e\max}$ dépend peu de C_e :

$$\Delta V_e = V_{e\max} - V_{e\min} \quad (1.61)$$

avec

$$V_{emin} = \sqrt{V_{emax}^2 - \frac{2V_s \cdot I_s}{\eta \cdot f_e \cdot C_e} + \frac{2}{C_e} \cdot \alpha \cdot m \cdot I_s \cdot \Delta T_e \cdot V_{emax}} \quad (1.62)$$

4. CONCLUSION

Les principes de découpage et de conversion de l'énergie électrique pour deux types de convertisseurs statiques ont été présentés.

Les formes d'onde obtenues pour le fonctionnement théorique idéal de ces convertisseurs en régime permanent montrent que les ondulations des grandeurs d'entrée et de sortie dépendent de certains paramètres comme la tension d'entrée, le courant de sortie ou encore le rapport cyclique.

D'autres paramètres liés aux composants constituant le convertisseur, comme les impédances des différents condensateurs de filtrage en entrée et en sortie, peuvent aussi influencer sur les formes d'onde.

L'étude des grandeurs électriques pour un fonctionnement idéal des convertisseurs statiques forme une base pour pouvoir analyser les régimes perturbés. Ces perturbations qui sont dues soit aux composants propres aux convertisseurs (vieillessement de certains composants,...), soit au régime de fonctionnement (régime transitoire de la charge,...) seront étudiées aux chapitres 3 et 4.

CHAPITRE II

Caractérisation des condensateurs

1. INTRODUCTION

Durant les dernières décennies, l'appel incessant aux condensateurs électrolytiques dans plusieurs applications et techniques de découpage et de conversion de l'énergie électrique, a conduit à d'énormes progrès de ces composants passifs. Le rapport capacité par volume a été nettement amélioré, la résistance équivalente série ESR et l'inductance équivalente série ESL ont baissé ce qui a permis des températures de fonctionnement et des ondulations de courants de plus en plus grandes ainsi que de meilleures durées de vie [Deutsh 80], [Parker 85].

Ces condensateurs très utilisés dans les équipements électroniques embarqués, dans le domaine militaire ou dans les télécommunications, jouent un rôle de filtrage et de stockage de l'énergie électrique. Ils sont parmi les composants de puissance (diodes, transistors MOS, ...) les plus à risque [Venet-1 93], [Aouda 95], [Lahyani-3 98] et leurs pannes peuvent engendrer des pertes financières voire même humaines inacceptables de nos jours.

Nous proposons dans ce chapitre des schémas électriques équivalents simples des condensateurs électrolytiques qui permettent de mieux comprendre leur fonctionnement et leur mécanisme de défaillance.

Afin de surveiller les défauts de ces condensateurs, nous essayerons de trouver un indicateur de leur vieillissement. La résistance ESR est un bon indicateur de panne pour les condensateurs utilisés en entrée comme en sortie de ces convertisseurs [Venet-1 93].

Des essais de vieillissement accélérés menés au laboratoire nous ont confirmé que la résistance ESR évolue en fonction du temps et de la température selon une loi bien déterminée. La connaissance de telle loi présente un intérêt essentiel pour la prédiction de panne des condensateurs.

2. ETUDE THEORIQUE DES CONDENSATEURS

Dans les convertisseurs CE1 et CE2, les condensateurs électrolytiques sont utilisés pour le filtrage et le stockage de l'énergie électrique. Concernant ce dernier point, le cahier des charges de ces alimentations exige que pour un creux de tension d'entrée, les condensateurs doivent fournir le même niveau de puissance pendant au moins une durée de 20 ms.

Nous présentons les condensateurs utilisés dans le tableau suivant :

type et nombre de condensateurs	CE1 : DC/DC		CE2 : AC/DC	
	Entrée	Sortie	Entrée	Sortie
	3 × 1500 μF	2 × 2200 μF	4 × 680 μF	2 × 1500 μF
	2 × 3300 μF			

Tableau 2.1 : Condensateurs électrolytiques utilisés

A température ambiante égale à 25 °C, ces condensateurs sont responsables, pour les convertisseurs CE1 et CE2 de plus de 50 % des pannes imputables aux composants de puissance [Venet-2 93]. Pour des températures ambiantes plus élevées, le pourcentage de défaillance des condensateurs comparé aux autres composants augmente plus rapidement étant donné que la température est pratiquement le seul facteur influençant leur durée de vie [Dorf 93], [Mouriès 95].

2.1. Identification des paramètres des condensateurs

2.1.1. Constitution [Sic Safco 93], [Chemi-con 95]

La structure d'un condensateur électrolytique est représentée ci-dessous :

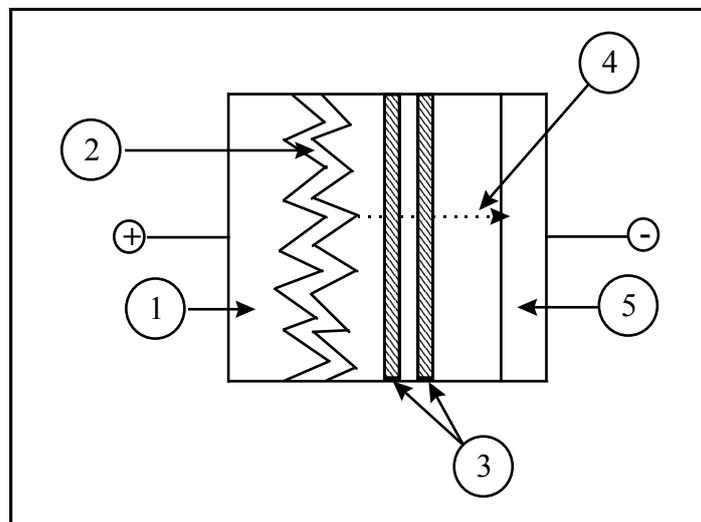


Figure 2.1 : Structure simplifiée d'un condensateur électrolytique

1. Anode : feuille d'aluminium
2. Diélectrique : alumine
3. Papiers séparateurs imprégnés d'électrolyte
4. Conduction ionique assurée par l'électrolyte

5. Cathode : feuille d'aluminium

L'armature positive du condensateur est une feuille d'aluminium gravée et couverte par la couche d'alumine (diélectrique). L'armature négative est constituée par le complexe de papiers absorbant imbibés d'électrolyte et d'une feuille d'aluminium assurant la fonction de collecteur du courant.

2.1.2. Equations et schémas équivalents

Un condensateur peut être schématisé par le circuit équivalent de la figure 2.2 :

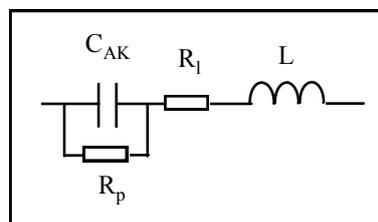


Figure 2.2 : Schéma électrique équivalent d'un condensateur

avec :

- C_{AK} : Capacité idéale anode-cathode (élément principal du condensateur).
- R_p : Résistance parallèle due aux couches d'alumine.
- R_l : Résistance série des connexions, des armatures et du séparateur.
- L : Inductance équivalente série des connexions et des enroulements.

Nous pouvons simplifier le schéma précédent suivant la représentation normalisée de la figure 2.3 :

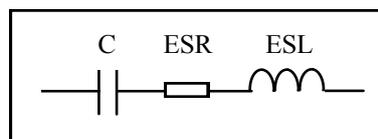


Figure 2.3 : Schéma équivalent simplifié

avec :

- C : Capacité (dépendant de la fréquence).
- ESR : Résistance équivalente série représentant toutes les pertes dans les condensateurs (fonction de la fréquence).
- ESL : Inductance équivalente série, identique à L , sa valeur est de quelques nH et est indépendante de la fréquence.

L'équivalence entre les deux circuits précédents implique les relations suivantes :

$$C = C_{AK} \cdot \left(1 + \frac{I}{R_p^2 \cdot C_{AK}^2 \cdot \omega^2}\right) \quad (2.1)$$

$$ESR = R_l + \frac{R_p}{1 + R_p^2 \cdot C_{AK}^2 \cdot \omega^2} \quad (2.2)$$

$$ESL = L = qq. nH \quad (2.3)$$

L'introduction des défauts connus aux condensateurs ne peut se faire qu'après caractérisation complète de ces derniers. Pour présenter ces défauts, nous prenons en exemple les condensateurs de filtrage de sortie du convertisseur CE1. A l'aide d'un pont de mesure RLC de précision, nous mesurons les différents paramètres pour des lots de 50 condensateurs, dans une plage de fréquence de 20 Hz - 1 MHz.

Notre appareillage de mesure caractérise un condensateur par une résistance R_s , en série avec une capacité C_s jusqu'à la fréquence de résonance f_r (≈ 100 kHz) :

$$f_r = 1 / (2\pi\sqrt{ESL \cdot C}) \quad (2.4)$$

Au delà de cette fréquence, il est équivalent à un circuit $R_s - l_s$ (Fig. 2.4).

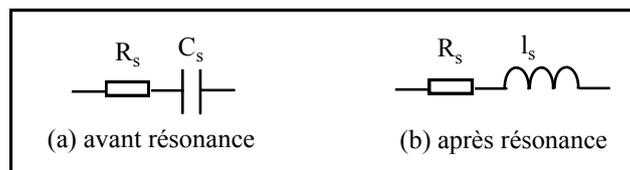


Figure 2.4 : Circuit équivalent d'un condensateur selon la plage de fréquence

En considérant le schéma équivalent simplifié du condensateur, nous en déduisons, lorsque nous identifions son impédance à l'impédance mesurée :

$$C_s = \frac{C}{1 - ESL \cdot C \cdot \omega^2} \quad (2.5)$$

$$R_s = ESR \quad (2.6)$$

$$l_s = \left(\frac{1}{\omega}\right)^2 \frac{ESL.C.\omega^2 - 1}{C} \quad (2.7)$$

2.1.3. Influence de la température ambiante

Sur la figure 2.5, nous représentons la variation de C_s , R_s et l_s mesurés à différentes températures ambiantes $T_a = 10\text{ °C}$, 25 °C et 40 °C , en fonction de la fréquence, pour des condensateurs neufs (temps de vieillissement = 0) de type 2200 μF , 105 °C , 10 V (filtrage de sortie de CE1).

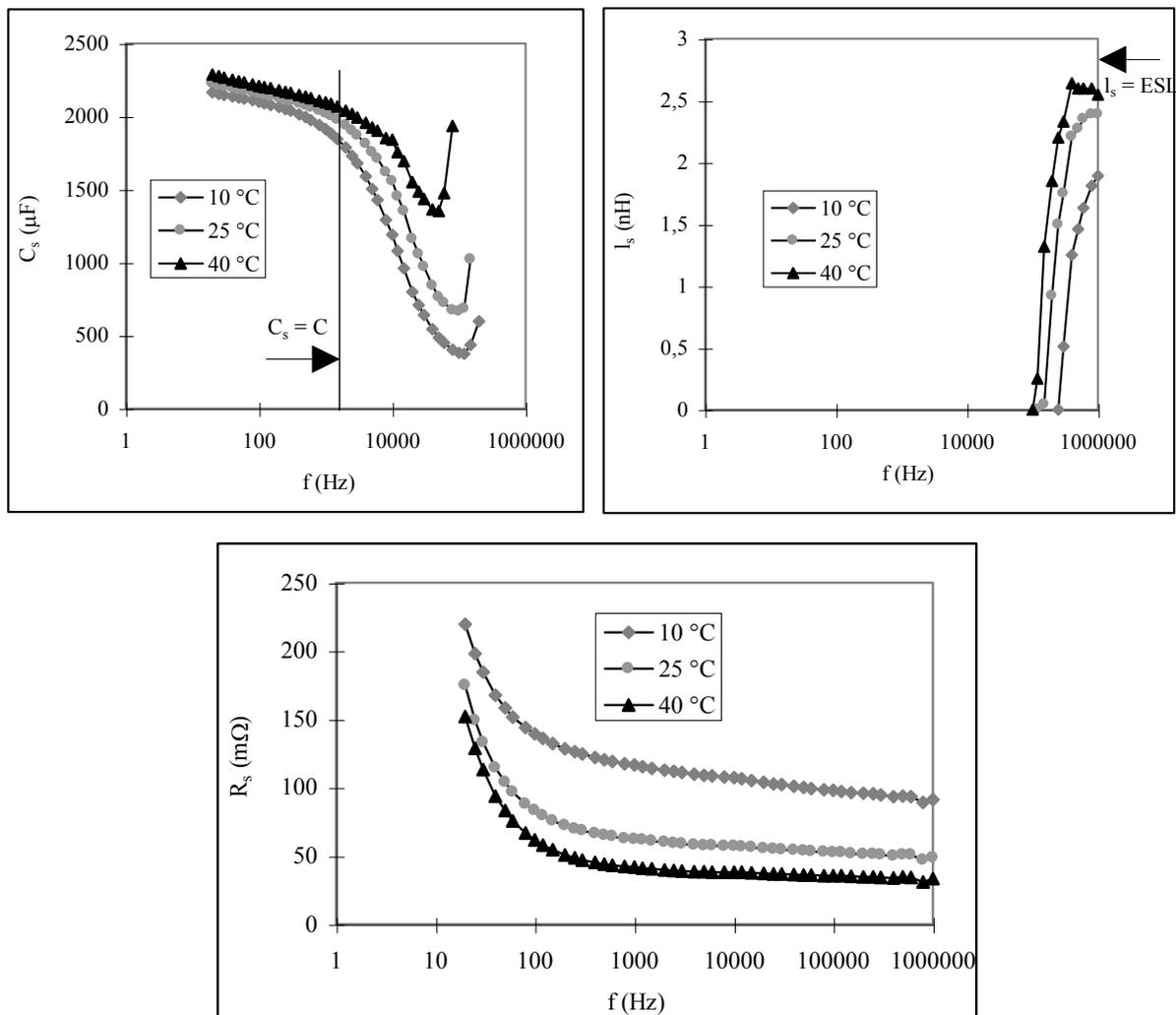


Figure 2.5 : Paramètres mesurés à différentes températures ambiantes pour des condensateurs neufs

Nous pouvons constater que pour les basses fréquences, la capacité mesurée C_s est de l'ordre de C [$1/(C.\omega) \gg ESL.\omega$], alors que pour les hautes fréquences, l'inductance mesurée l_s est de l'ordre de ESL [$1/(C.\omega) \ll ESL.\omega$].

Nous observons sur la figure 2.5 que ces paramètres dépendent aussi fortement de la température ambiante, qui doit être prise en considération dans la méthode de prédiction de panne de ces condensateurs. En effet, la capacité C_s tend à augmenter avec la température à cause de l'augmentation de la constante diélectrique et inversement, la résistance ESR décroît, ce qui est plutôt dû aux propriétés chimiques de l'électrolyte [Parker 85], [Harris 90].

La figure 2.6 montre en exemple, la variation de $R_s = \text{ESR}$ en fonction de la température ambiante variant de $-20\text{ }^\circ\text{C}$ à $+70\text{ }^\circ\text{C}$, pour des condensateurs neufs de type $2200\text{ }\mu\text{F}$, $105\text{ }^\circ\text{C}$, 10 V .

En réalité, la température exprimée ici est celle du boîtier du condensateur, qui peut être confondue lors de ces essais, avec la température ambiante, car nous pouvons supposer qu'il n'y a pas d'échauffement interne, vu que le condensateur n'est traversé que par un très faible courant lors de la mesure sur le pont de mesure RLC.

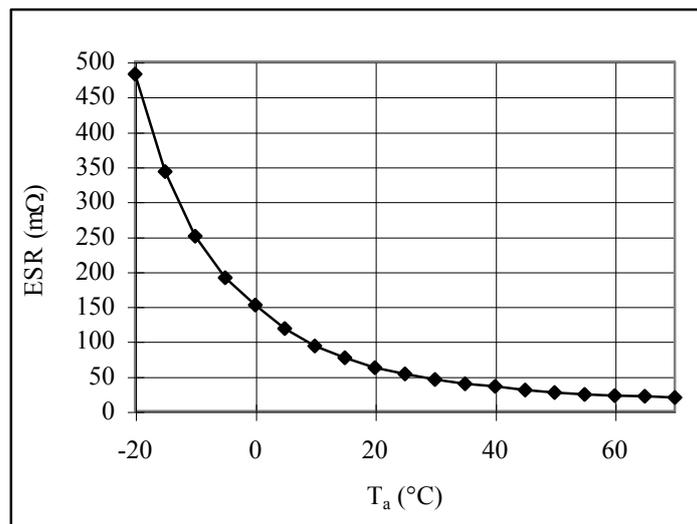


Figure 2.6 : ESR en fonction de la température ambiante pour des condensateurs neufs

2.1.4. Influence de l'ondulation du courant dans les condensateurs

L'un des principaux facteurs de sélection d'un condensateur électrolytique est sa fiabilité vis-à-vis de la température qui lui est imposée lors de son fonctionnement. Un condensateur électrolytique est souvent soumis à des tensions alternatives donc traversé par des ondulations de courant provoquant des pertes Joule au sein du composant et donc son échauffement.

Cette élévation de température au sein du condensateur est le facteur le plus influant sur son vieillissement et donc sur sa durée de vie.

La température du point le plus chaud du condensateur notée T_c dépend des facteurs suivants [Rifa 97] :

- Des pertes Joule P dissipées dans le composant.
- De la résistance thermique R_{thca} entre le point chaud du condensateur et le milieu ambiant.
- De la température ambiante T_a et des conditions de ventilation.

La puissance P est égale à $ESR.I^2$ où ESR est la résistance équivalente série du condensateur et I est la valeur efficace de l'ondulation de courant le traversant.

Comme la résistance ESR dépend de la fréquence, le calcul de la puissance P se fait en additionnant les puissances relatives à chacun des harmoniques du courant [Kurachi 95]. Comme ESR dépend aussi de la température du composant, elle est calculée soit à une température de référence [Stevens 95], soit à la vraie température du condensateur [Hayatee 75].

La résistance thermique R_{thca} ($^{\circ}C/W$) d'un condensateur est définie à partir de la puissance dissipée et de la différence de température entre le point le plus chaud (T_c) et le milieu ambiant (T_a) :

$$\Delta T = P.R_{thca} \quad (2.8)$$

$$\Delta T = T_c - T_a \quad (2.9)$$

La résistance thermique totale R_{thca} peut alors être divisée en deux termes, le premier R_{thcb} entre le point chaud et le boîtier du condensateur, et le second R_{thba} entre le boîtier et le milieu ambiant :

$$\Delta T = P.(R_{thcb} + R_{thba}) \quad (2.10)$$

R_{thcb} dépend de la fabrication du condensateur et R_{thba} dépend des conditions de ventilation.

Dans les condensateurs électrolytiques, la chaleur générée au cœur du composant se propage avec facilité dans le sens axial ce qui entraîne une très faible résistance R_{thcb} et donc une assez

minime différence entre les températures T_c et T_b (température à la surface du boîtier du condensateur) [Clarke 80], [Rifa 97]. Nous obtenons donc :

$$\Delta T \approx T_b - T_a = P \cdot R_{thba} \quad (2.11)$$

Bien que c'est la température T_c qui détermine réellement la durée de vie du condensateur, T_b peut constituer une très bonne température de référence pour étudier le vieillissement des condensateurs d'autant plus qu'elle est facile à mesurer.

La résistance thermique R_{thba} dépend de la surface S (m^2) du condensateur qui est directement en contact avec le milieu ambiant. Elle dépend aussi d'une constante H ($W/^\circ C m^2$) traduisant le transfert de chaleur par unité de surface [Alvsten 95], [Gasperi 96], [Michel 92] :

$$R_{thba} = \frac{1}{H \cdot S} \quad (2.12)$$

Les relations (2.11) et (2.12) donnent finalement :

$$T_b - T_a = \frac{ESR \cdot I^2}{H \cdot S} = \frac{P}{H \cdot S} \quad (2.13)$$

Les températures T_a et T_b jouent un rôle important dans le vieillissement des condensateurs et seront prises en compte séparément dans les chapitres suivants pour prédire la défaillance des condensateurs.

3. DETERMINATION DES PARAMETRES DES CONDENSATEURS VIEILLIS

3.1. Essais de vieillissement

Nous avons appliqué à des lots des différents types de condensateurs électrolytiques utilisés dans CE1 et CE2, des essais de vieillissement accélérés, sous leurs tensions nominales et à des températures de 105 °C et 110 °C. Nous résumons ces essais dans le tableau 2.2.

type de condensateur	tension appliquée	T ^{re} de vieillissement	temps de vieillissement (heures)
2200 μ F (sortie CE1)	10 V	105 °C	t = 0, 1132, 1748, 2325, 2781, 3642
1500 μ F (sortie CE2) (entrée CE1)	35 V	105 °C	t = 0, 996, 1779
		110 °C	t = 0, 288, 437, 1195, 1858
3300 μ F (entrée CE1)	35 V	105 °C	t = 0, 996, 1779
		110 °C	t = 0, 288, 437, 1195, 1858
680 μ F (entrée CE2)	200 V	105 °C	t = 0, 288, 996, 1779
		110 °C	t = 0, 336, 485, 1243, 1906

Tableau 2.2 : Tests de vieillissement des condensateurs

Ces essais appliqués aux différents types de condensateurs ont pour but d’observer d’abord l’évolution de leurs différents paramètres électriques et de trouver ensuite une loi permettant de modéliser leur vieillissement en fonction du temps et de la température.

Sur la figure 2.7 nous représentons les variations de C_s et de R_s en fonction de la fréquence pour des condensateurs de type 2200 μ F, 10 V, 105 °C après 3650 heures de vieillissement à 105 °C.

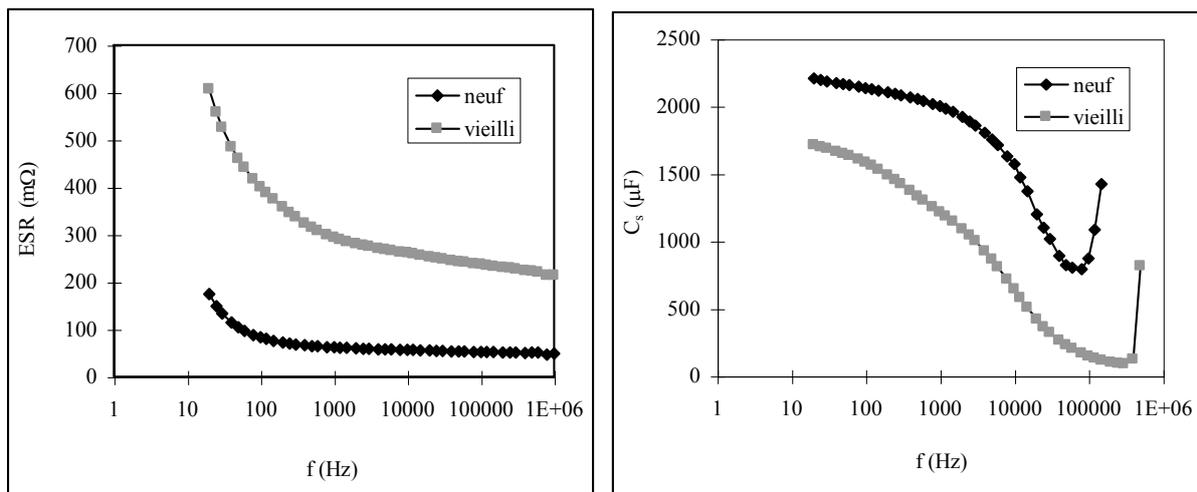


Figure 2.7 : Influence du vieillissement sur les caractéristiques des condensateurs électrolytiques

Nous observons une diminution de la capacité C_s due à l'évaporation de l'électrolyte à l'intérieur du condensateur [Harada-1 93], [Gasperi 96] et donc une augmentation de la fréquence de résonance du condensateur [Venet-2 93] (*cf. éq. 2.4*), de ce fait, le condensateur vieilli est équivalent dans toute la plage de fréquence à un circuit $R_s - C_s$.

Nous notons aussi l'augmentation de ESR en fonction du temps de vieillissement. Cette évolution est forte intéressante puisqu'à la fréquence de découpage du convertisseur, $1/(C.\omega)$ et $ESL.\omega$ peuvent être négligés par rapport à ESR, de plus cette évolution est importante car elle traduit l'échauffement interne du condensateur et donc indirectement sa durée de vie [Andoh 86], [Marchese 90].

Nous représentons sur la figure 2.8 l'impédance totale Z et la résistance ESR pour des condensateurs neufs et vieillis en fonction de la fréquence. Nous montrons aussi la variation de l'angle de perte δ , défini pour une fréquence inférieure à f_r par :

$$tg\delta = ESR.C_s.\omega \quad (2.14)$$

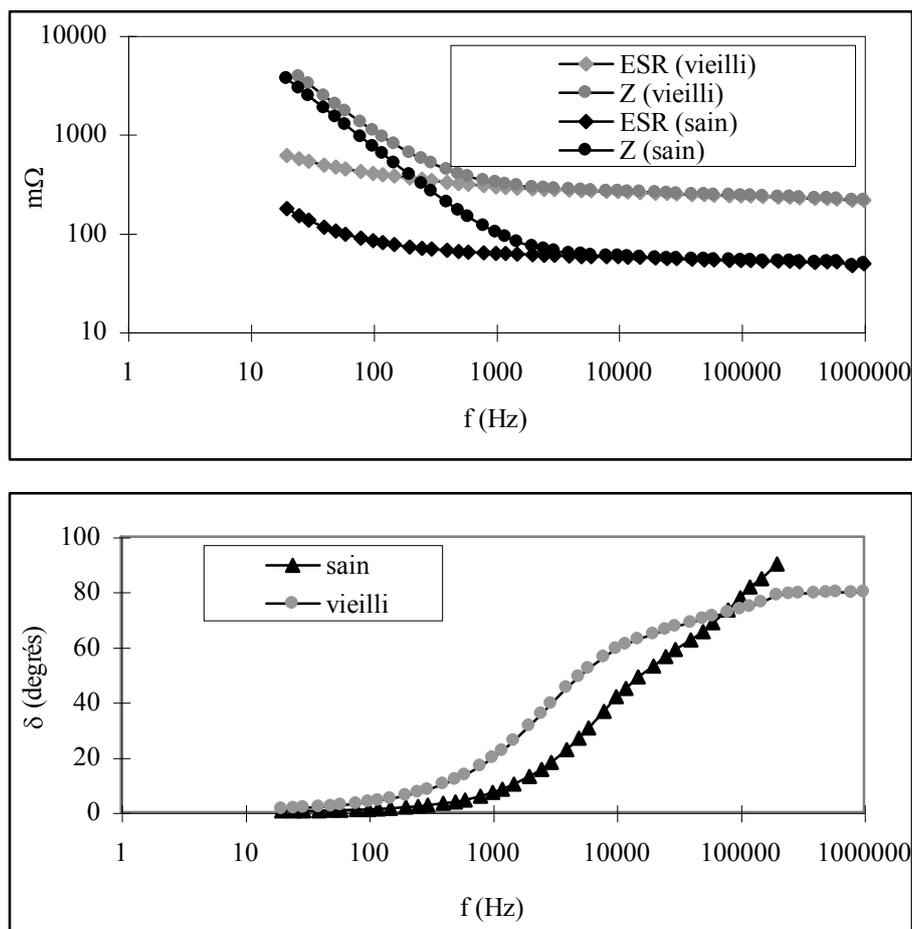


Figure 2.8 : Impédance et angle de perte pour des condensateurs sains et vieillis

La figure 2.8 ci-dessus confirme que pour les hautes fréquences, l'impédance totale des condensateurs neufs et vieillis, est équivalente à sa résistance équivalente ESR. Pour ce qui concerne l'angle de perte δ , nous constatons que pour des fréquences allant jusqu'à 100 kHz, nous pouvons considérer que lors du vieillissement des condensateurs, l'augmentation de ESR est beaucoup plus grande que la diminution de C_s . Cette tendance s'inverse pour les fréquences supérieures à 100 kHz.

Sur la figure 2.9, nous représentons pour le test de vieillissement accéléré à 105 °C, les diagrammes tridimensionnels de ESR et de C_s , mesurés à 25 °C dans une plage de fréquence de 20 Hz - 1MHz du pont de mesure, et pour les temps de vieillissement suivants : $t = 0, 1150, 1750, 2300, 2800$ et 3650 heures.

L'augmentation de ESR lors du vieillissement des condensateurs électrolytiques est plus importante que la diminution de C_s . Elle constitue donc un très bon indicateur de défaillance d'autant plus qu'un modèle théorique de prédiction de ESR en fonction du temps peut être déterminé.

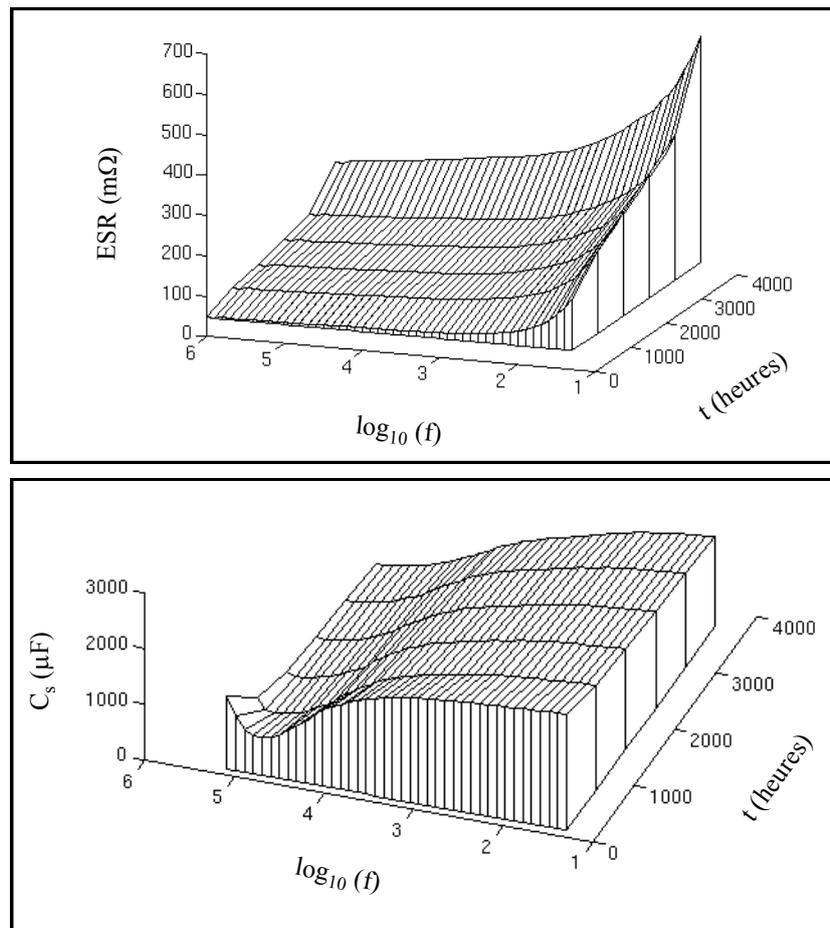


Figure 2.9 : ESR et $C_s = f(t, f)$ mesurés à 25 °C

Sur la figure 2.10, nous représentons les points de mesure expérimentaux de ESR à 66 kHz (fréquence de découpage du convertisseur CE1) et à $T_a = 25\text{ °C}$, pour le vieillissement à 105 °C .

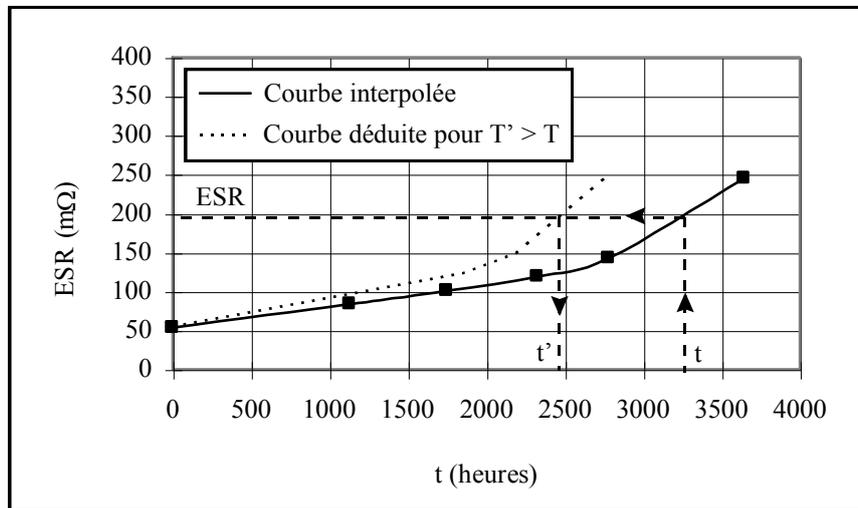


Figure 2.10 : Modèle expérimental approchant la loi de vieillissement à $T = 105\text{ °C}$ et à 66 kHz

Une interpolation entre ces points de mesure permet de définir la variation de ESR en fonction du temps pour un vieillissement à $T = 105\text{ °C}$. Pour toute autre température $T' \neq T$, une autre loi d'évolution peut être déterminée. En effet, comme le montre la figure 2.10, pour tout point (t, ESR) de la courbe interpolée à $T = 105\text{ °C}$, on peut déduire le temps de vieillissement t' à la température T' grâce à la loi d'Arrhénius [Gasperi 96] :

$$\frac{t'}{t} = \exp\left[E \cdot \frac{T - T'}{(T + 273) \cdot (T' + 273)}\right] \quad (2.15)$$

où :

E est l'énergie d'activation divisée par la constante de Boltzmann. E est estimé à 4700 [Rhoades 84].

En considérant $1/\text{ESR}$, un modèle linéaire [Rhoades 84], [Jones 87] permet aussi une bonne prédiction de l'évolution de ESR en fonction de t et T . Il est donné par la relation suivante :

$$\frac{I}{ESR(t)} = \frac{I}{ESR(0)} \cdot [1 - k \cdot t \cdot \exp(-\frac{4700}{T+273})] \quad (2.16)$$

où :

ESR(t) est la valeur de ESR à t.

ESR(0) est la valeur de ESR à t = 0.

k est une constante qui dépend des dimensions et de la fabrication du condensateur.

t est le temps de vieillissement.

T est la température de vieillissement en degrés Celcius.

La figure 2.11 montre la courbe théorique déduite de ce modèle. La constante k est ajustée par la méthode des moindres carrés afin d'obtenir la meilleure approximation possible entre mesures expérimentales et modèle.

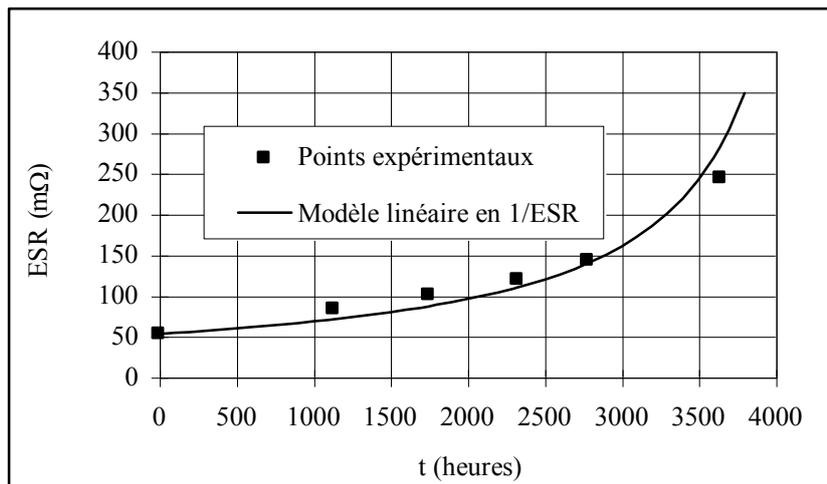


Figure 2.11 : Modèle théorique approchant la loi de vieillissement à $T = 105\text{ °C}$ et à 66 kHz

3.2. Calcul du coefficient k

Pour un type de condensateur donné, nous disposons de n essais de vieillissement expérimentaux à une température donnée T en °C, $(t_1, ESR(t_1))$, ..., $(t_n, ESR(t_n))$, donnant la valeur de ESR après chaque vieillissement de durée t_i , i allant de 0 à n.

Afin de calculer k, ces points expérimentaux peuvent être approchés de la loi théorique par la méthode des moindres carrés.

En notant par $ESR_{th}(t_i)$ la valeur théorique de ESR à l'instant t_i donnée par la loi (2.16), nous avons donc :

$$\frac{I}{ESR_{th}(t_i)} = \frac{I}{ESR(0)} \cdot [1 - k \cdot t_i \cdot \exp(-\frac{4700}{T+273})] \quad (2.17)$$

Pour simplifier les calculs, nous supposons que la loi interpolée passe par le point expérimental ($t_1 = 0, ESR(0)$).

La méthode des moindres carrés implique une minimisation des carrés des différences entre la loi d'interpolation cherchée et les points expérimentaux, ce qui fournit :

$$\frac{\partial}{\partial k} \sum_{i=1}^{i=n} \left[\frac{I}{ESR_{th}(t_i)} - \frac{I}{ESR(t_i)} \right]^2 = 0 \quad (2.18)$$

On obtient finalement l'expression suivante de k :

$$k = \frac{\exp(\frac{4700}{T+273})}{\sum_{i=1}^{i=n} t_i^2} \left[\sum_{i=1}^{i=n} t_i - ESR(0) \cdot \sum_{i=1}^{i=n} \frac{t_i}{ESR(t_i)} \right] \quad (2.19)$$

Sur la figure 2.12, les différentes valeurs du facteur k en fonction de la fréquence sont données pour chaque type de condensateur (cf. tableau 2.2).

Nous constatons que dans une large plage de fréquence entre 100 Hz et 1 MHz et pour les deux vieillissements à 105 °C et à 110 °C, le facteur k peut être considéré comme constant ce qui confirme le modèle linéaire de 1/ESR [Rhoades 84], [Jones 87].

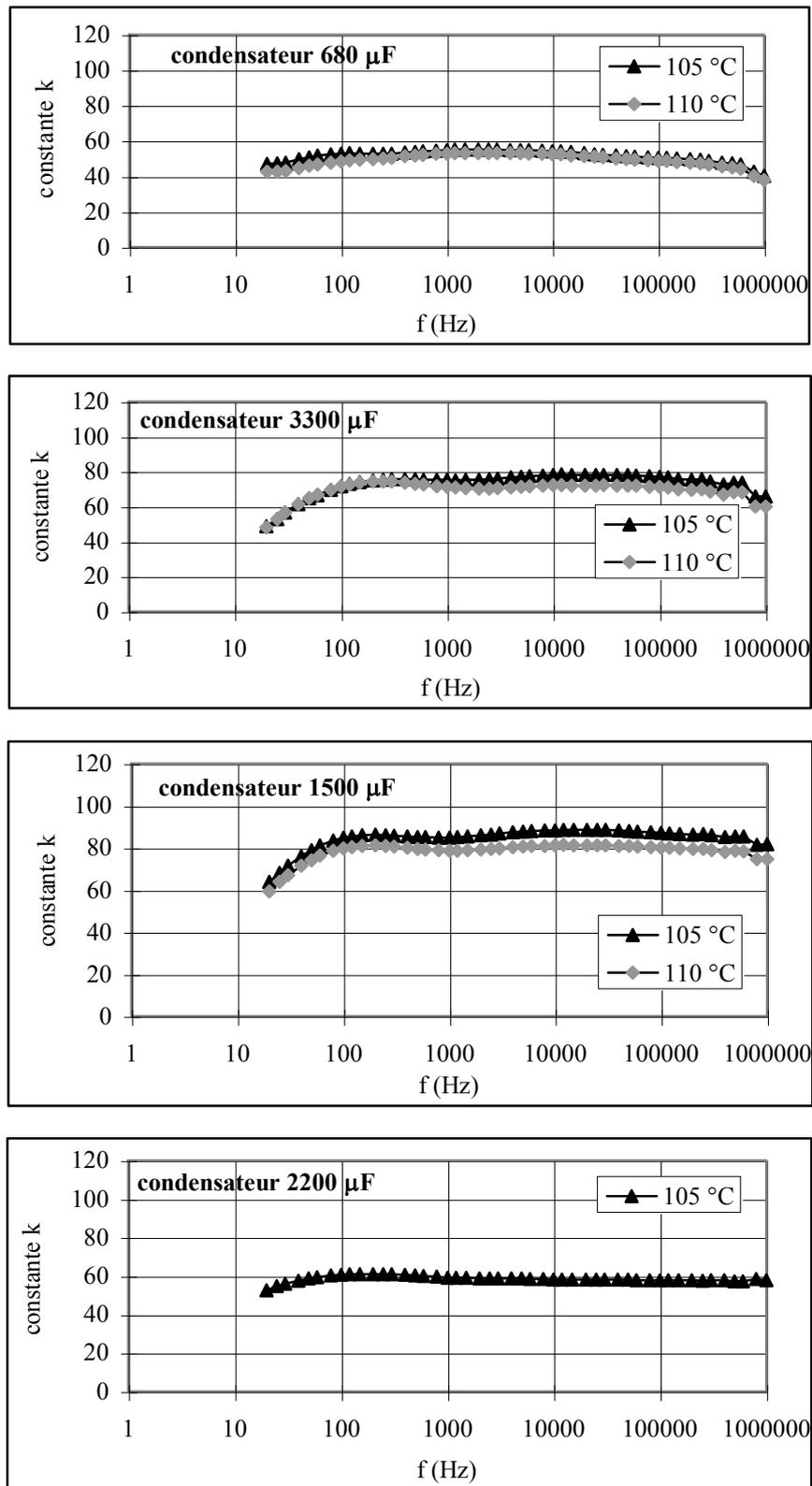


Figure 2.12 : Constante k en fonction de la fréquence pour les différents essais de vieillissement des condensateurs électrolytiques

Sur la figure 2.13, nous représentons les mesures expérimentales de ESR pour les tests de vieillissement à 105 °C et 110 °C, pour des condensateurs de type 680 μF , ainsi que les modèles linéaires inverses correspondants.

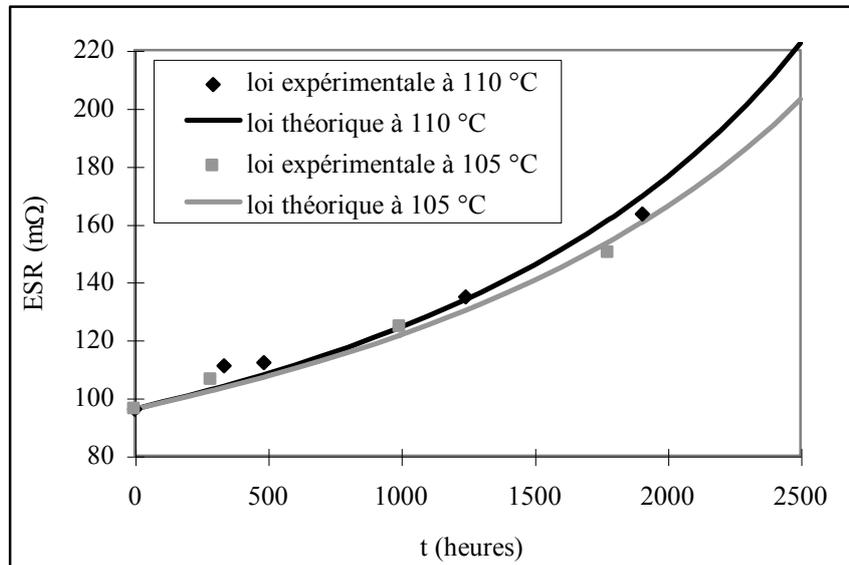


Figure 2.13 : Loi théorique et expérimentale de vieillissement à 105 °C et 110 °C pour des condensateurs de type 680 μF

La loi théorique (2.11) est en fait légèrement pessimiste. En effet, après un nombre donné de vieillissements, et après calcul du facteur k, la valeur de ESR extrapolée et donnée par cette loi est toujours supérieure à la valeur de ESR trouvée effectivement après test.

Sur la figure 2.14, nous illustrons ceci pour les condensateurs de type 2200 μF pour le vieillissement à 105 °C et sous 10 V.

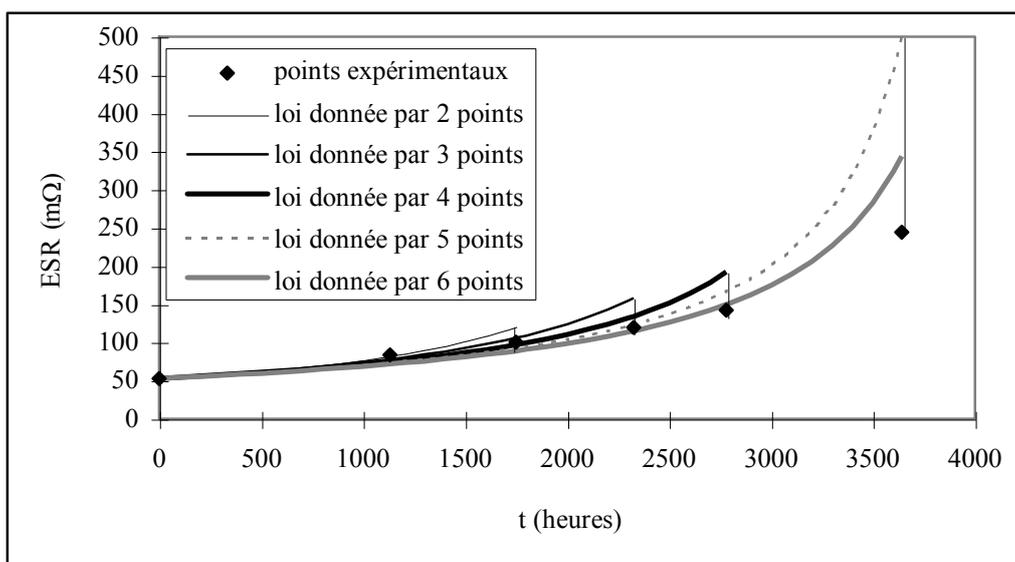


Figure 2.14 : Valeurs expérimentales et valeurs extrapolées de ESR après chaque étape du vieillissement

4. CONCLUSION

La défaillance d'un condensateur électrolytique due au vieillissement, est caractérisée entre autre par l'augmentation de sa résistance série ESR. Cette augmentation est de plus en plus accentuée vers la fin de sa vie et traduit son échauffement interne.

Une loi théorique de bonne précision peut être obtenue à partir d'essais de vieillissement accélérés et permet donc de prévoir l'évolution de ESR en fonction du temps et de la température de vieillissement.

CHAPITRE III

Paramètres à surveiller

1. INTRODUCTION

Le rôle de filtrage et de stockage de l'énergie électrique joué par les condensateurs électrolytiques dans les convertisseurs statiques CE1 et CE2 obéit à un cahier des charges bien défini. L'usure des condensateurs peut altérer ce dernier. En effet, le vieillissement des condensateurs d'entrée et de sortie affecte certaines formes d'onde du convertisseur comme, respectivement, les ondulations de la tension d'entrée et de sortie.

Nous nous proposons dans ce chapitre de trouver, lors du fonctionnement des convertisseurs, des indicateurs de vieillissement de ces condensateurs permettant de prévoir la fin de vie de ces composants.

Les ondulations de tension varient quasiment proportionnellement à la résistance série ESR des condensateurs [Venet-1 93], [Venet-2 93]. Elles reflètent donc l'état d'usure de ces condensateurs à tout instant du fonctionnement de CE1 et CE2.

Pour surveiller l'augmentation de ESR, certains auteurs [Harada-1 93], [Harada-2 88], [Harada-3 88] proposent d'utiliser comme grandeur électrique représentant les ondulations de tension, la valeur moyenne redressée de celles-ci. Comme ces convertisseurs fonctionnent souvent en régime de charge variable, des fortes valeurs transitoires de cette grandeur sont engendrées par la variation du courant de sortie. Celles-ci induisent des erreurs quant à la prévision de la défaillance des condensateurs.

La grandeur que nous suggérons de surveiller permet de s'affranchir de ces valeurs transitoires et donne une image assez fidèle de ESR et donc de l'état des condensateurs [Venet-3 97], [Lahyani-3 98].

2. INFLUENCE DU VIEILLISSEMENT DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES SUR LES FORMES D'ONDE DES CONVERTISSEURS

2.1. Condensateurs de sortie de CE1 et de CE2 [Venet-1 93]

Les tensions de sortie des convertisseurs CE1 et CE2 peuvent être considérées comme la somme d'une tension continue (V_s) et d'une ondulation haute fréquence (Δv_s). Nous avons observé pour les convertisseurs CE1 et CE2 cette ondulation Δv_s , d'abord en utilisant des condensateurs de filtrage en sortie neufs, puis vieillis. Les caractéristiques électriques de ces condensateurs 2200 μ F, 10 V, 105 °C sont parfaitement déterminées dans le chapitre 2 à l'état neuf et à différents états d'usure.

Pour les deux convertisseurs, le filtrage en sortie est similaire (*cf. chapitre 1*). Il peut être rappelé grâce au schéma suivant :

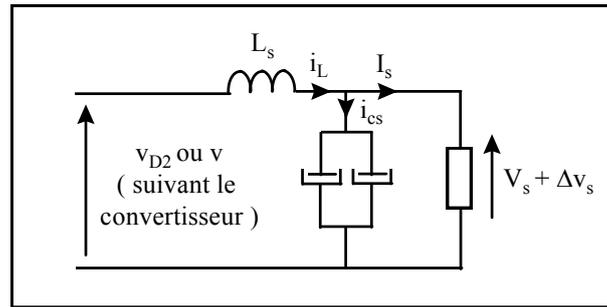


Figure 3.1 : Schéma de sortie des convertisseurs

Vu cette similitude, nous ne présenterons les résultats expérimentaux que pour le convertisseur CE1.

Nous avons montré dans le chapitre 2 qu'à la fréquence de découpage du convertisseur, l'impédance totale de chaque condensateur peut être confondue avec sa résistance ESR. Nous supposons que lors du fonctionnement du convertisseur CE1, les deux condensateurs de filtrage vieillissent de la même manière. La résistance totale ESR_{eq} du condensateur équivalent est donc égale à $ESR/2$.

Nous représentons sur la figure 3.2 l'influence d'une augmentation de ESR sur l'ondulation de la tension de sortie Δv_s de CE1.

La valeur de ESR considérée pour les deux condensateurs a été mesurée à la fréquence de découpage (i.e. 66 kHz) et à 25 °C. Elle vaut 54 mΩ pour les condensateurs neufs et 142 mΩ pour les vieilliss.

Nous observons l'augmentation de l'ondulation Δv_s lors d'un fonctionnement avec des condensateurs usés. Ceci s'explique par l'accroissement de ESR_{eq} du condensateur équivalent en sortie, étant donné que l'ondulation de courant i_c à travers les condensateurs de filtrage est indépendante de l'état d'usure des condensateurs (*Eq. (1.24) et (1.27)*).

Nous remarquons entre autre que dans le plan amplitude - fréquence de Fourier, la composante Δv_{sf} de Δv_s à 66 kHz, croît aussi en fonction de ESR_{eq} [Venet-1 93]. Sa valeur efficace ΔV_{sf} est liée à ESR_{eq} par la relation suivante :

$$\Delta V_{sf} = I_{csf} \sqrt{ESR_{eq}^2 + \left(ESL_{eq}\omega - \frac{I}{C_{eq}\omega}\right)^2} \quad (3.1)$$

où :

I_{csf} est la valeur efficace de la composante de i_{cs} à 66 kHz.

C_{eq} est la capacité équivalente des deux condensateurs.

ESL_{eq} est l'inductance série équivalente des condensateurs.

ω est la pulsation des signaux pour la fréquence 66 kHz.

Pour chacun des condensateurs, la capacité série mesurée à 66 kHz étant de l'ordre de 800 μF pour des composants sains et de 250 μF pour des vieilliss, nous concluons que la diminution de cette capacité n'influe presque pas sur l'ondulation de tension ΔV_{sf} vu que $1/(C\omega)$ reste toujours négligeable devant ESR.

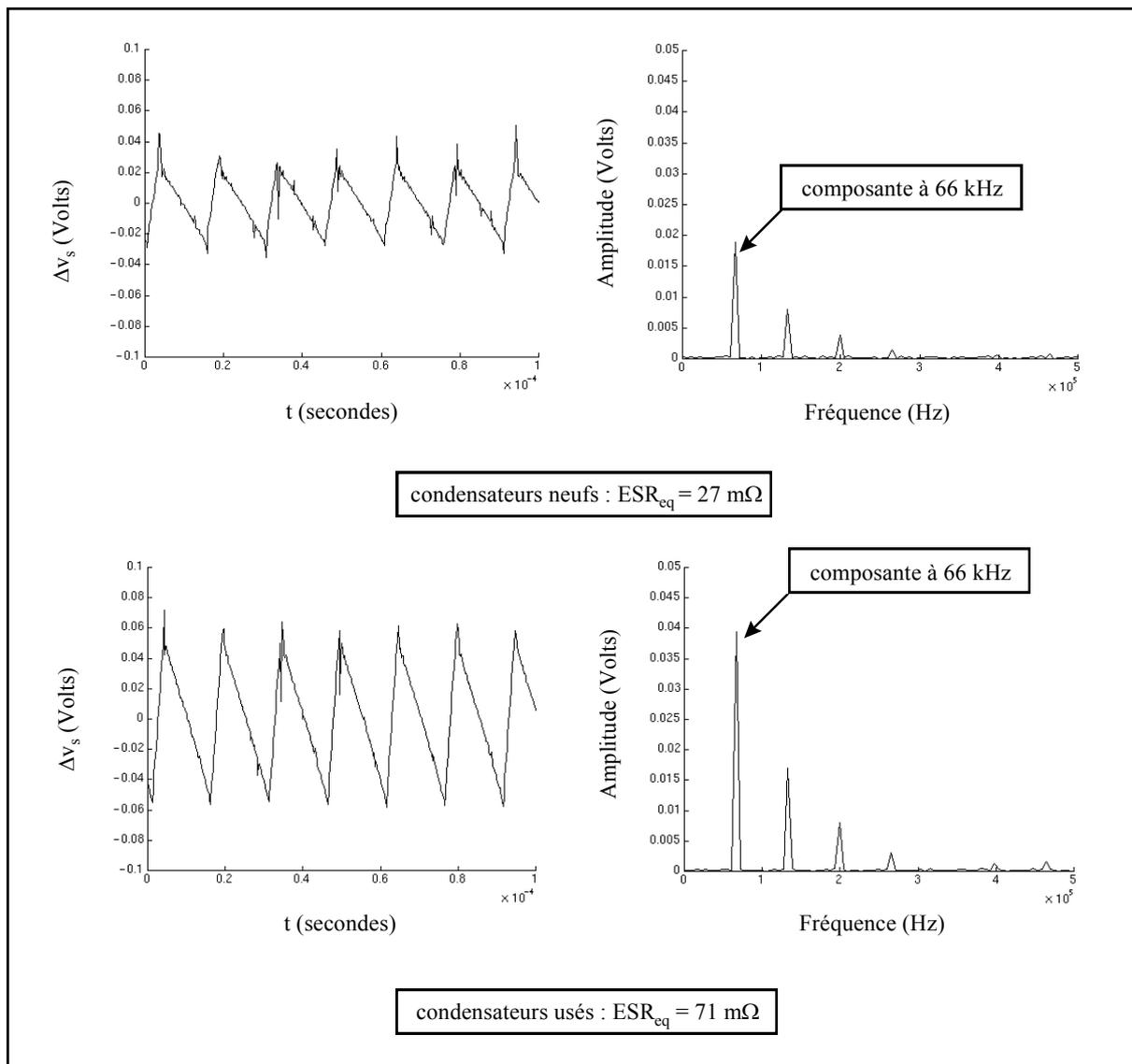


Figure 3.2 : Influence des condensateurs vieilliss sur Δv_s pour $V_e = 24 \text{ V}$ et $I_s = 8 \text{ A}$

2.2. Condensateurs d'entrée de CE1

2.2.1. Présentation

Le convertisseur CE1 est alimenté en entrée par des batteries délivrant une tension continue comprise entre 18 V et 32 V. Les cinq condensateurs électrolytiques mis en parallèle à l'entrée de CE1 (deux de 3300 μF et trois de 1500 μF étudiés dans le chapitre 2), ont un rôle de filtrage et de stockage de l'énergie électrique lors des commutations de batteries. La figure 3.3 rappelle le schéma simplifié de l'entrée de CE1 :

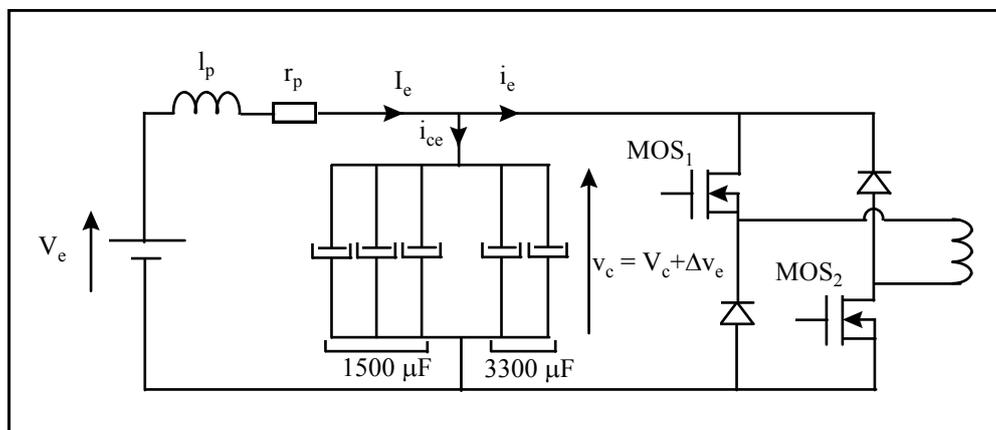


Figure 3.3 : Schéma de l'entrée de CE1

r_p et l_p représentent respectivement la résistance et l'inductance interne de la source de tension V_e et des lignes d'alimentation. L'ondulation de tension Δv_e se situe aux bornes des condensateurs d'entrée.

Les formes théoriques des courants I_e et i_e sont représentées sur la figure 1.5. La fréquence du courant i_{ce} traversant les condensateurs est de 66 kHz. A cette fréquence, les condensateurs de type 3300 μF ont une résistance ESR à l'état neuf de 22 m Ω et les condensateurs de type 1500 μF , une résistance ESR de 54 m Ω .

Donc lors du fonctionnement de CE1, les condensateurs de type 3300 μF vieillissent plus vite que ceux de type 1500 μF . En effet, comme $1/(C\omega) \ll \text{ESR}$, les pertes joule P dissipées dans ESR sont données par :

$$P \approx \frac{(\Delta V_{e\text{-eff}})^2}{ESR} \quad (3.2)$$

où $\Delta V_{e\text{-eff}}$ est la valeur efficace de l'ondulation Δv_e de la tension aux bornes du condensateur.

La surface totale d'un condensateur 3300 μF vaut 6300 mm^2 et celle d'un condensateur 1500 μF est de 4200 mm^2 , donc d'après l'équation (2.13) du chapitre 2 ($H = Cste$) et à partir de la relation (3.2) ci-dessus, nous déduisons que les condensateurs 3300 μF subissent un écart de température presque 1,6 fois plus grand que pour les condensateurs 1500 μF .

2.2.2 Fonction de filtrage

Afin d'observer l'influence du vieillissement des condensateurs d'entrée sur l'ondulation de tension Δv_e , nous avons mesuré cette ondulation d'abord pour des condensateurs neufs (cf. caractéristiques électriques ci-dessus), ensuite pour des condensateurs de 3300 μF et 1500 μF vieillis présentant une résistance ESR de 50 $\text{m}\Omega$ et de 150 $\text{m}\Omega$.

La figure 3.4 montre les formes d'onde de Δv_e et leur décomposition dans le spectre de Fourier.

Nous retrouvons une forme d'onde de Δv_e similaire à i_{ce} (cf. figure 1.5) puisque :

$$\Delta v_e \approx ESR_{eq} \cdot i_{ce} \quad (3.3)$$

Comme pour CE1, l'augmentation de la composante Δv_{ef} de Δv_e à la fréquence de découpage est directement liée à l'accroissement de la résistance interne ESR_{eq} équivalente aux cinq condensateurs d'entrée.

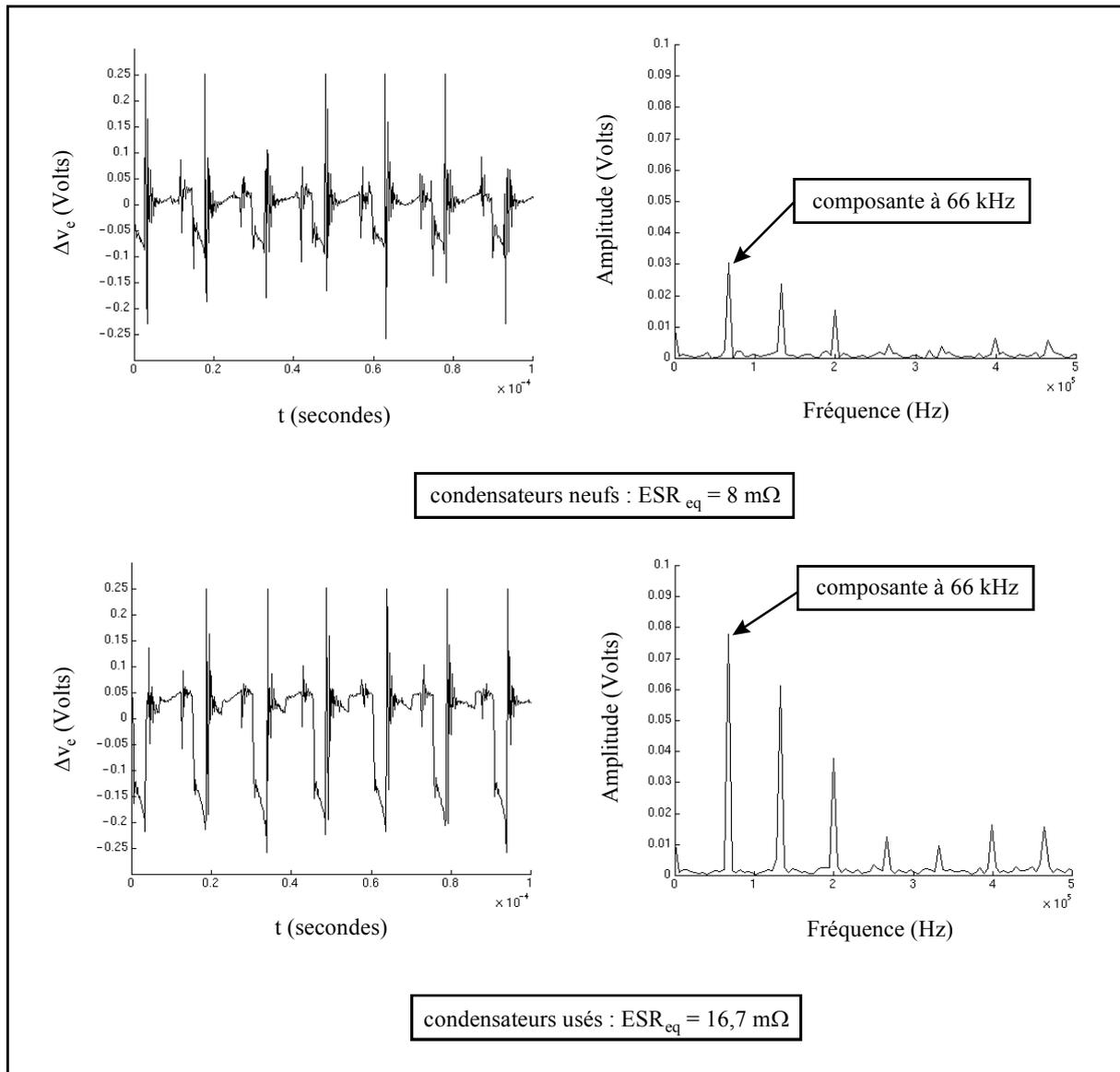


Figure 3.4 : Influence des condensateurs vieillis sur Δv_e pour $V_e = 24 \text{ V}$ et $I_s = 8 \text{ A}$

2.2.3. Fonction de stockage de l'énergie électrique

Nous étudions dans ce paragraphe le rôle de réservoir d'énergie que jouent les condensateurs électrolytiques au sein du convertisseur CE1. Lors de l'utilisation industrielle de CE1, les batteries d'entrée sont commutées lorsque leur tension est trop faible. Ainsi, le cahier des charges stipule que pendant une durée de 20 ms au minimum, les condensateurs d'entrée doivent fournir l'énergie électrique nécessaire pour le bon fonctionnement de CE1.

Notre but est de montrer le courant et la tension délivrés par ces condensateurs d'entrée lors d'une opération de commutation et l'influence du vieillissement de ces composants sur cette opération.

Pour des condensateurs d'entrée sains ($ESR_{eq} = 17 \text{ m}\Omega$, $C_{eq} = 10,5 \text{ mF}$ à 20 Hz et 25 °C) et vieillis ($ESR_{eq} = 38,7 \text{ m}\Omega$, $C_{eq} = 10 \text{ mF}$ à 20 Hz et 25 °C), la figure 3.5 montre la tension v_c à leurs bornes, le courant d'entrée I_e , la tension de sortie v_s et courant de sortie I_s lors d'une opération de débranchement de la source de tension d'entrée.

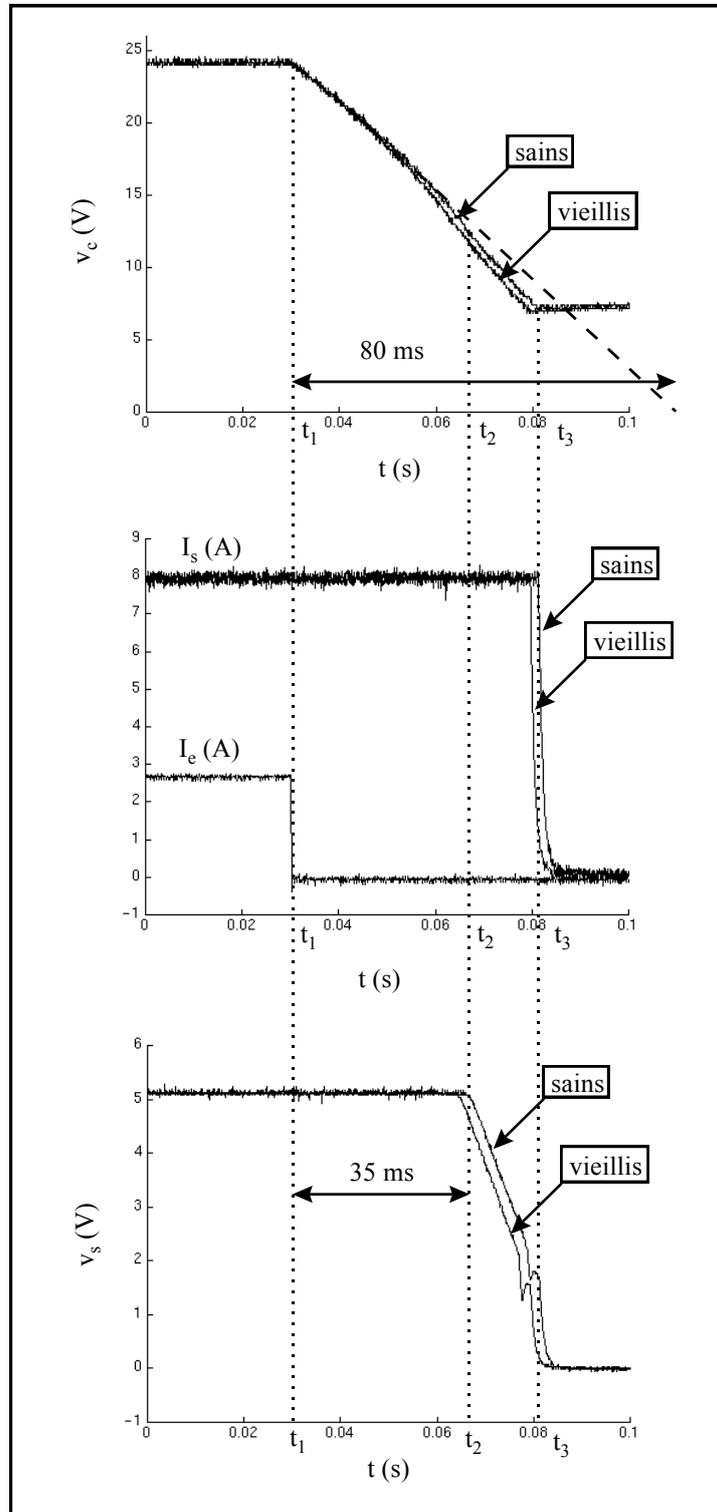


Figure 3.5 : Formes d'onde et transfert de puissance lors de la commutation des batteries d'entrée

En régime permanent, la tension d'entrée V_e est de 24 V, le courant d'entrée I_e est presque de 3 A. Le schéma simplifié de l'entrée peut être schématisé par :

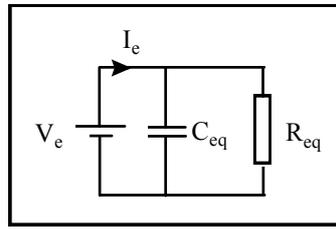


Figure 3.6 : Schéma simplifié de l'entrée de CE1

La résistance R_{eq} équivalente à tout le circuit en aval des condensateurs est donnée par le rapport V_e/I_e , elle est de l'ordre de 8 Ω . La capacité C_{eq} équivalente aux cinq condensateurs, calculée à très basse fréquence, est de l'ordre de 10,5 mF.

Nous remarquons l'existence de trois régimes de décharge des condensateurs après débranchement de la source de la tension d'entrée.

Le premier régime se déroule entre l'instant de débranchement de la source (t_1) et l'instant où la puissance de sortie décroît (t_2). Pendant cette période, les condensateurs d'entrée continuent à fournir l'énergie nécessaire à l'alimentation, le courant de sortie I_s et la tension de sortie v_s sont maintenus constants. Les condensateurs se déchargent alors avec une constante de temps $\tau = R_{eq} \cdot C_{eq}$ de l'ordre de 80 ms. En fait les inductances parasites influent légèrement sur la décharge des condensateurs comme le montre la figure 3.5.

Le deuxième régime commence à l'instant t_2 et continue jusqu'au moment de blocage des transistors MOS_1 et MOS_2 (t_3). Pendant cette période, les condensateurs d'entrée continuent à se décharger de la même manière, mais les condensateurs de sortie se déchargent également. La tension de sortie n'est plus de 5 V car la régulation n'est plus assurée.

Le troisième régime débute à l'instant t_3 , les condensateurs d'entrée se déchargent alors avec une constante de temps plus grande à travers un circuit auxiliaire non représenté dans le schéma de CE1. Le courant de sortie s'annule et la tension v_s continue à diminuer jusqu'à atteindre la valeur nulle.

Concernant l'effet du vieillissement sur la fonction de stockage de l'énergie, nous constatons que l'allure de la tension v_c est très peu perturbée par l'usure des condensateurs. Nous pouvons expliquer cela par une faible diminution de la capacité équivalente des condensateurs d'entrée.

En effet, à très basse fréquence, la capacité d'un condensateur électrolytique est l'élément prépondérant dans son impédance et pour les cinq condensateurs mis en parallèle en entrée de CE1, la capacité équivalente C_{eq} n'a baissé que de 5 % pour une augmentation de ESR_{eq} de plus de 100 %.

2.3. Condensateurs d'entrée de CE2

Nous nous intéressons dans ce paragraphe au rôle des condensateurs d'entrée du convertisseur CE2 et à l'influence de leur vieillissement sur les différentes formes d'onde.

Nous rappelons sur la figure 3.7 le schéma équivalent simplifié représentant l'entrée de CE2 :

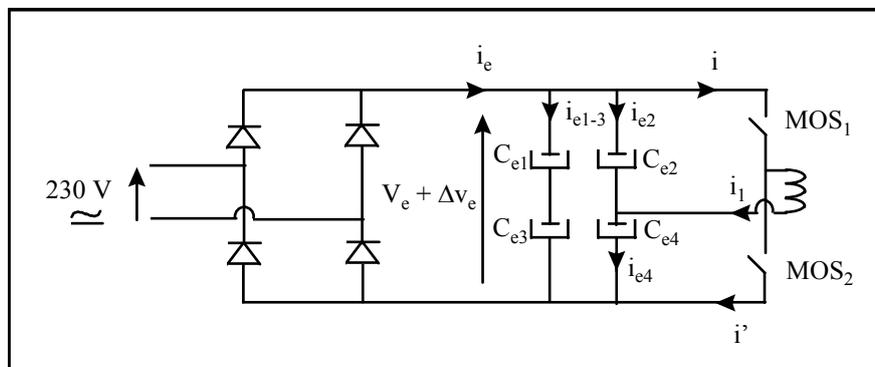


Figure 3.7 : Schéma simplifié de l'entrée de CE2

La tension d'entrée peut être décomposée en une tension basse fréquence V_e représentant la tension du secteur redressée par le pont de diodes et une ondulation Δv_e à la fréquence double de la fréquence de découpage de CE2 i.e. 150 kHz (voir explications ultérieurement).

Sur la figure 3.8, nous représentons le courant i_1 dans le primaire du transformateur, relevé expérimentalement pour un fonctionnement à $I_s = 16$ A. On retrouve la forme théorique de i_1 donnée par la figure 1.10.

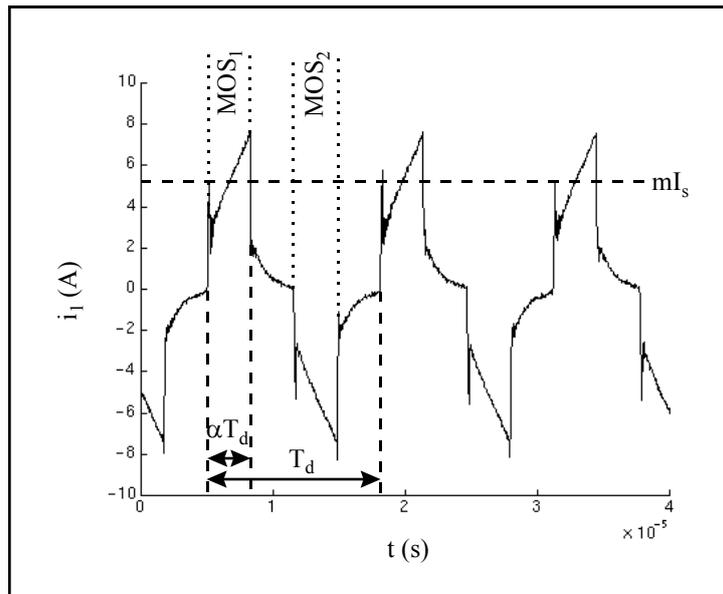


Figure 3.8 : Courant i_1 dans le primaire du transformateur pour $I_s = 16 A$

Nous pouvons déduire à partir de cette courbe expérimentale les valeurs des constantes m et α :

- $m = 0,32$
- $\alpha = 0,25$

Les courants traversant les condensateurs étant différents, ceux-ci ne vieillissent pas à la même vitesse. Observons ces courants à l'aide de l'étude théorique suivante :

Les 4 condensateurs de type $680 \mu F$, $200 V$, $105 ^\circ C$ utilisés en entrée de CE2 ont une valeur de ESR à l'état neuf, mesurée à $75 kHz$ et à $25 ^\circ C$, de $57 m\Omega$.

Raisonnons par exemple sur la période de conduction du MOS_1 . En haute fréquence, le schéma équivalent de l'entrée est le suivant :

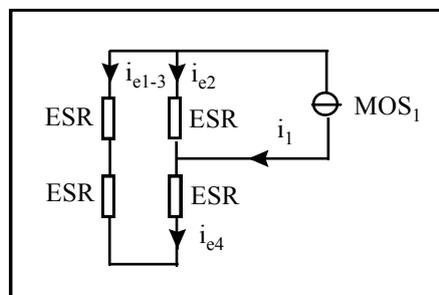


Figure 3.9 : Schéma simplifié de l'entrée utilisant des condensateurs neufs lors de la conduction du MOS_1

Le courant i_1 étant indépendant de l'état des condensateurs (Eq. (1.35), (1.36) et (1.37)), il peut être considéré comme délivré par une source de courant.

Si $I(t)$ est le courant i_1 pendant cette phase, les courants i_{e1-3} , i_{e2} et i_{e4} sont donc donnés par :

$$i_{e1-3}(t) = -\frac{I(t)}{4} \quad (3.4)$$

$$i_{e4}(t) = \frac{I(t)}{4} \quad (3.5)$$

$$i_{e2}(t) = -\frac{3I(t)}{4} \quad (3.6)$$

Pendant le blocage des transistors MOS, les courants haute fréquence i_{e1-3} , i_{e2} et i_{e4} sont nuls.

Quand le MOS₁ est bloqué et le MOS₂ passant, nous pouvons déduire par analogie avec la première phase, les courants dans les condensateurs en notant par $I'(t)$ le courant i_1 :

$$i_{e1-3}(t) = \frac{I'(t)}{4} \quad (3.7)$$

$$i_{e4}(t) = \frac{3I'(t)}{4} \quad (3.8)$$

$$i_{e2}(t) = -\frac{I'(t)}{4} \quad (3.9)$$

Sur la figure 3.10, nous montrons les formes d'onde de ces courants mesurés expérimentalement pour un fonctionnement de CE2 avec des condensateurs d'entrée neufs.

Les formes d'onde obtenues vérifient les équations précédentes. Les courants i_{e2} et i_{e4} sont égaux à un déphasage près d'une demi période.

Nous remarquons aussi sur la figure 3.10 que le courant i_{e1-3} peut être considéré comme étant à une fréquence double de la fréquence de découpage f_d de CE2 égale à 75 kHz.

Les calculs développés en annexe 1 montrent que les condensateurs C_{e2} et C_{e4} sont soumis à des contraintes d'échauffement plus sévères que pour les condensateurs C_{e1} et C_{e3} , étant donné que les courants efficaces qui les traversent sont plus grands.

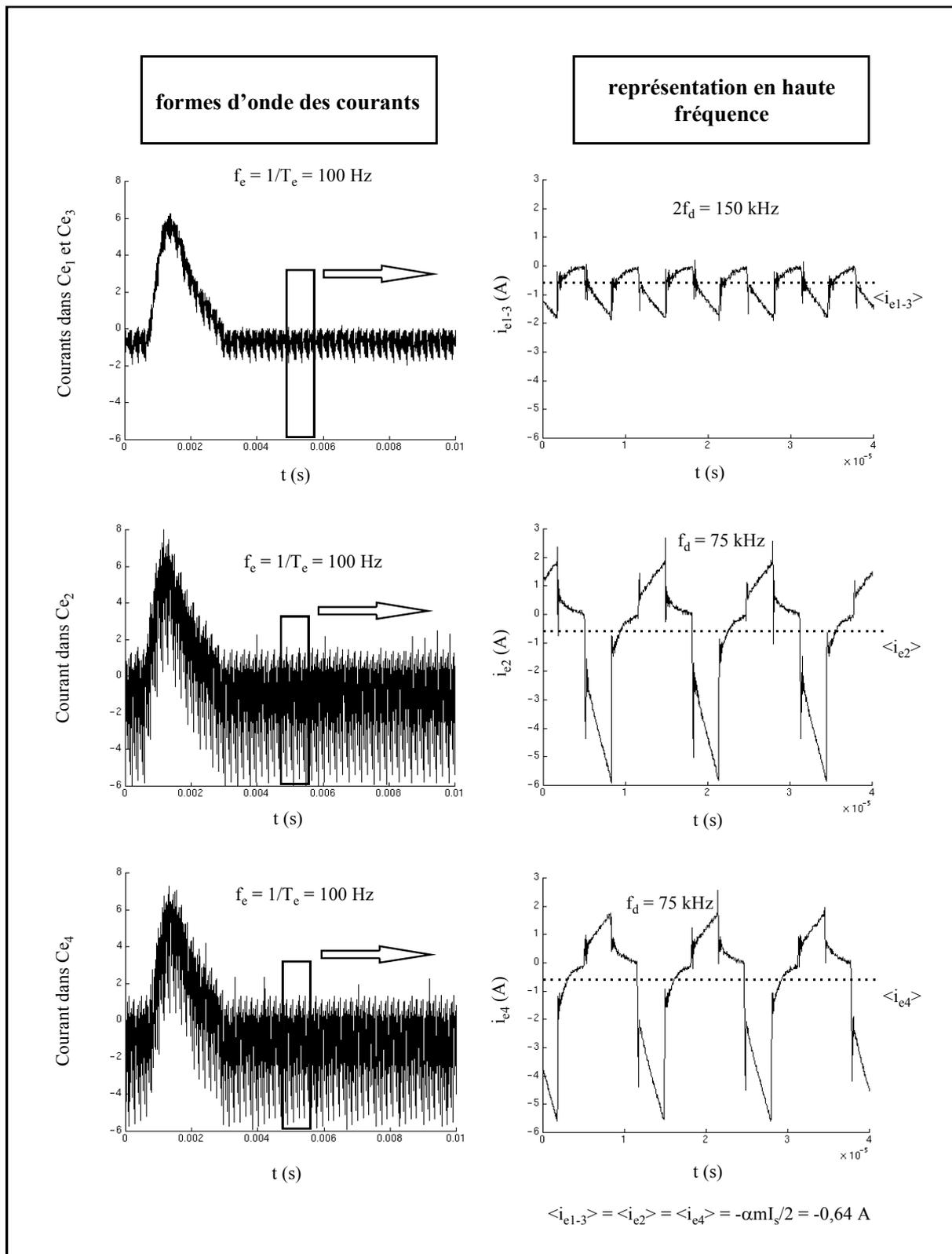


Figure 3.10 : Forme des différents courants traversant les condensateurs d'entrée

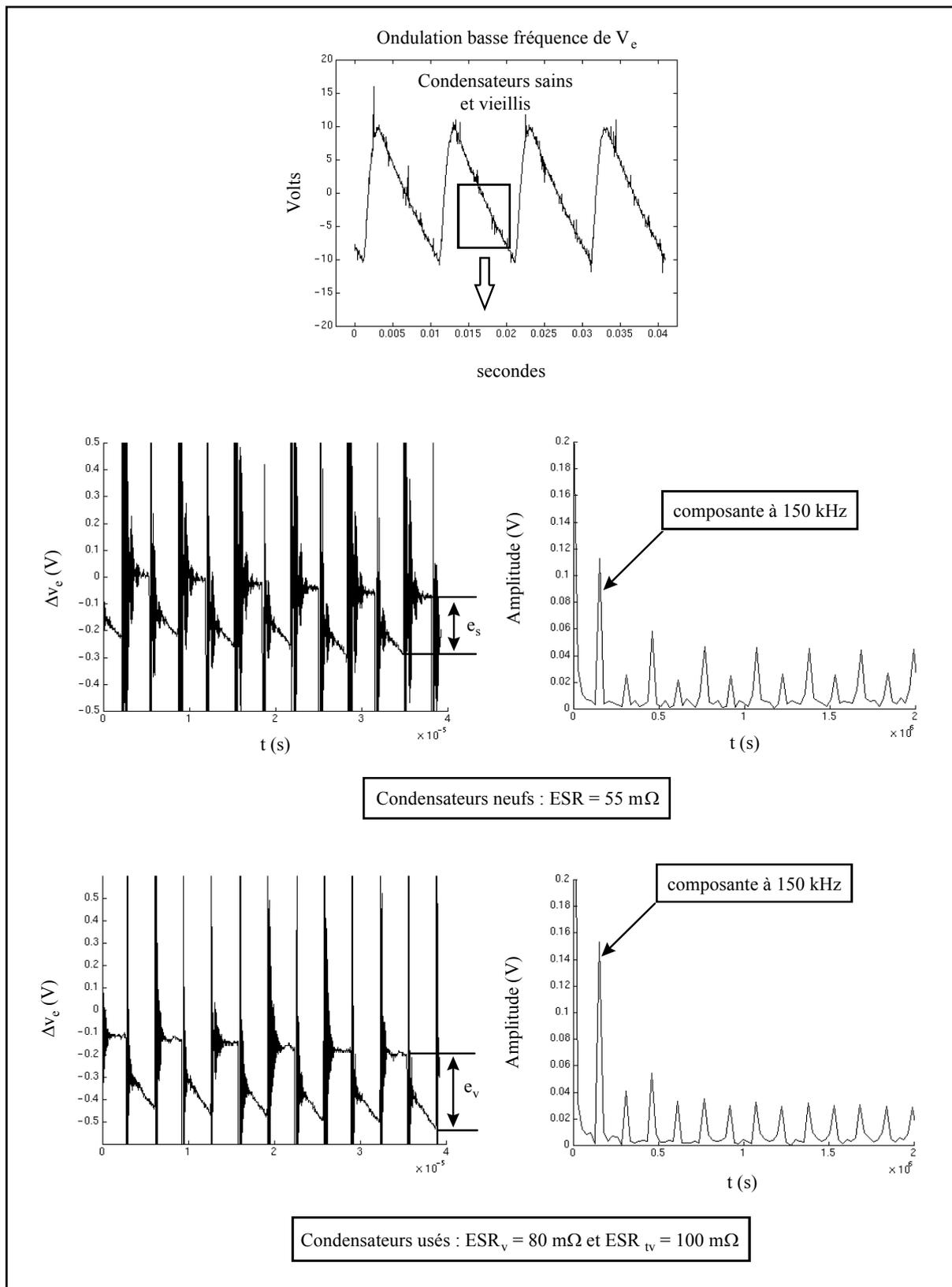


Figure 3.11 : Ondulation haute fréquence de la tension d'entrée de CE2 en fonction du temps et de la fréquence pour des condensateurs sains et vieillis

Afin de constater l'influence des condensateurs vieilliss, nous avons remplacé d'une part les condensateurs sains C_{e1} et C_{e3} par des usés ayant une résistance équivalente série de $80\text{ m}\Omega$ ($ESR_v = 80\text{ m}\Omega$) et d'autre part, les condensateurs sains C_{e2} et C_{e4} par des très vieilliss ayant une résistance équivalente série de $100\text{ m}\Omega$ ($ESR_{tv} = 100\text{ m}\Omega$).

La figure 3.11 montre la composante basse fréquence de la tension d'entrée V_e de CE2 ainsi que la composante haute fréquence Δv_e pour des condensateurs d'entrée sains puis usés et leur décomposition dans le spectre de Fourier.

Nous observons entre autre une augmentation de la composante Δv_{ef} de l'ondulation Δv_e à la fréquence 150 kHz . Le choix comme indicateur de vieillissement de cette composante sera expliqué ultérieurement. Pour expliquer cette augmentation, reprenons le schéma de la figure 3.9 qui montre une étape de fonctionnement de l'entrée de CE2 avec des condensateurs neufs. La tension $\Delta v_e(t)$ peut être exprimée comme suit :

$$\Delta v_e(t) = 2ESR \cdot i_{e1-3}(t) \tag{3.10}$$

Δv_e a une fréquence de 150 kHz comme i_{e1-3} .

$$\Delta v_e(t) = -ESR \cdot \frac{I(t)}{2} \tag{3.11}$$

Pour des condensateurs usés, le schéma haute fréquence de l'entrée se transforme ainsi :

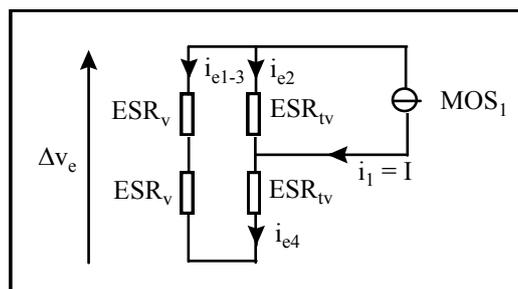


Figure 3.12 : Schéma simplifié de l'entrée utilisant des condensateurs vieilliss lors de la conduction du MOS_1

La tension Δv_e est donnée par :

$$\Delta v_e = 2ESR_v \cdot i_{e1-3} \tag{3.12}$$

Or d'après la formule du diviseur de courant, nous avons :

$$i_{e1-3} = -I \cdot \frac{ESR_{tv}}{ESR_{tv} + (2ESR_v + ESR_{tv})} \quad (3.13)$$

soit finalement :

$$\Delta v_e(t) = -ESR_v \frac{I}{I + \frac{ESR_v}{ESR_{tv}}} \cdot I(t) \quad (3.14)$$

Sachant que la source de courant i_1 est indépendante de l'état d'usure des condensateurs de filtrage et comme $ESR_{tv} > ESR_v > ESR$, l'augmentation du module de l'ondulation de tension Δv_e à 150 kHz est ainsi expliquée. Pour les valeurs numériques de ces résistances ($ESR = 57 \text{ m}\Omega$, $ESR_v = 80 \text{ m}\Omega$ et $ESR_{tv} = 100 \text{ m}\Omega$), le rapport de 1,5 trouvé entre les excursions e_s et e_v de la tension Δv_e représentées sur la figure 3.11, confirme les relations (3.11) et (3.14).

3. REGIME TRANSITOIRE DU A UNE VARIATION DE CHARGE

Dans ce paragraphe, nous nous proposons d'observer l'effet d'une variation brusque de charge sur les formes des tensions d'entrée et de sortie des convertisseurs CE1 et CE2. Nous montrons d'abord l'allure de Δv_s et de Δv_e lors d'un tel régime de fonctionnement et expliquons ces formes d'onde à partir des équations électriques des convertisseurs. De même, nous montrons l'influence du vieillissement des condensateurs de sortie sur ces signaux permettant de trouver une image fidèle de l'état des condensateurs.

3.1. Traitement des signaux d'entrée et de sortie

3.1.1. Tension de sortie

Nous avons soumis les convertisseurs CE1 et CE2 à une variation de courant de sortie comme l'illustre la figure 3.13 et mesuré l'ondulation de la tension de sortie Δv_s .

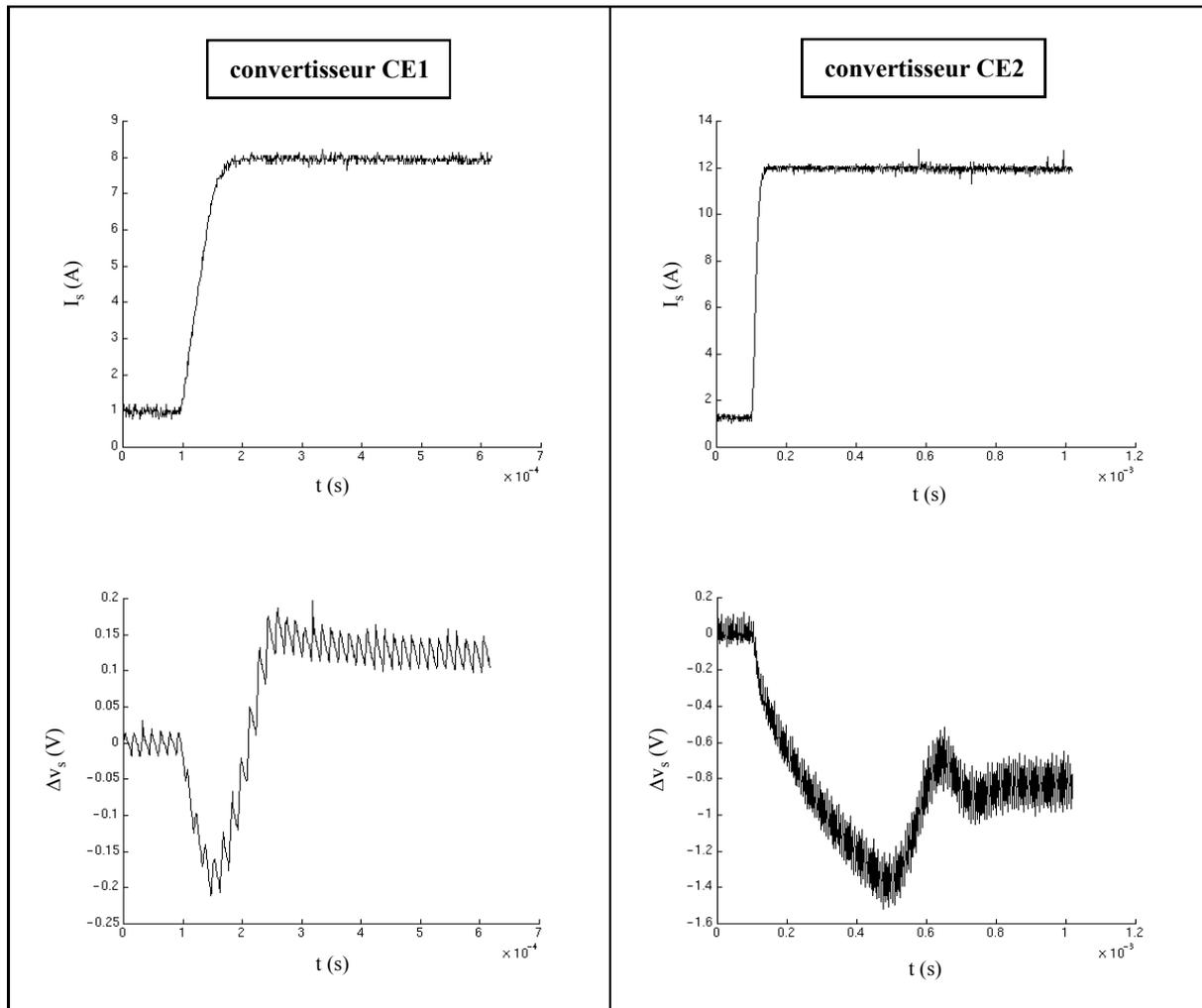


Figure 3.13 : Influence d'une charge variable sur Δv_s

Nous observons une augmentation transitoire de la valeur de Δv_s lors d'une variation du courant de sortie. Ce régime de fonctionnement ne doit pas induire des erreurs quant à la lecture de l'état d'usure des condensateurs de filtrage. Donc, cette augmentation transitoire de Δv_s ne doit pas être traduite par un accroissement de ESR.

Pour pallier à ce problème, nous avons choisi comme indicateur d'usure des condensateurs, le fondamental Δv_{sf} de l'ondulation de la tension de sortie. Pour CE1, ce fondamental se situe à la fréquence de découpage i.e. 66 kHz, et pour CE2, il est au double de la fréquence de découpage i.e. 150 kHz.

Le choix de la valeur moyenne du signal redressé comme indicateur de défaillance, préconisé par certains auteurs [Harada-1 93], [Harada-2 88], [Harada-3 88] est équivalent au signal Δv_{sf} en régime permanent mais ne permet pas de s'affranchir de la composante transitoire et engendre en conséquence une mauvaise déduction de ESR.

Une image fidèle de ESR est la valeur efficace ou la valeur moyenne du signal redressé du fondamental Δv_{sf} . Ces deux grandeurs sont égales à un coefficient près, en effet, supposons que Δv_{sf} s'écrit sous la forme $\Delta v_{sf}(t) = \Delta V_{sf} \sqrt{2} \sin \omega_d t$, la valeur moyenne du signal redressé $\langle |\Delta v_{sf}(t)| \rangle$ que nous noterons par δV_{sf} , est donnée par :

$$\delta V_{sf} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Delta V_{sf} \quad (3.15)$$

Nous choisirons cette dernière grandeur comme indicateur de défaillance pour des raisons de facilité de traitement (*cf. chapitre 4*). Nous représentons sur la figure 3.14, le signal fondamental Δv_{sf} (courbe 1.a pour CE1 et 2.a pour CE2), le signal moyen redressé de Δv_{sf} (courbe 1.b pour CE1 et courbe 2.b pour CE2) et le signal moyen redressé de Δv_s (courbe 1.c pour CE1 et 2.c pour CE2) lors d'une variation du courant de sortie. Pour CE2 nous nous restreignons à une échelle de temps comprise entre 0 et $4 \cdot 10^{-4}$ ms pour mieux observer le phénomène transitoire.

Nous notons que la valeur transitoire de Δv_s est totalement détectée par les courbes 1.c et 2.c, mais beaucoup plus atténuée avec les courbes 1.b et 2.b. Compte tenu de la forte augmentation des courbes 1.c et 2.c lors d'un transitoire, leur choix comme indicateur de défaillance est à proscrire. Les courbes 1.b et 2.b ne subissent qu'une légère variation lors d'un transitoire et en conséquence ne sont fonction que de la valeur du courant de sortie. Elles traduisent donc plus fidèlement l'état d'usure des condensateurs.

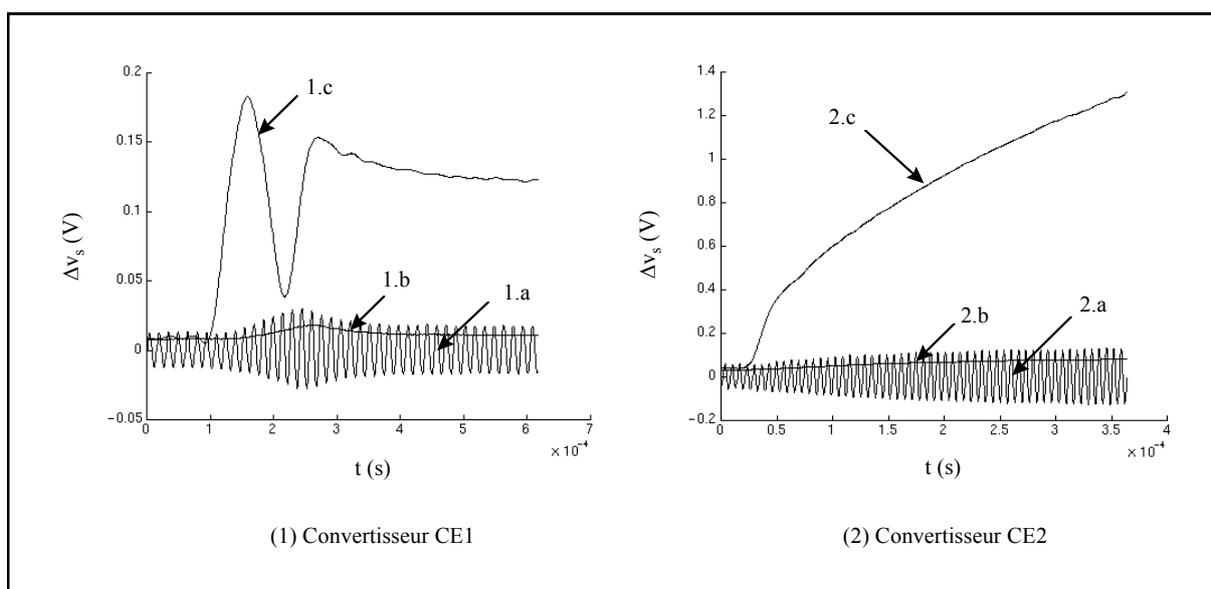


Figure 3.14 : Traitement de Δv_s

3.1.2. Interprétation théorique des résultats

Nous nous proposons dans ce paragraphe de trouver une interprétation du régime transitoire observé précédemment pour l'ondulation de la tension de sortie Δv_s . Le schéma de sortie des convertisseurs CE1 et CE2 est rappelé sur la figure 3.15 :

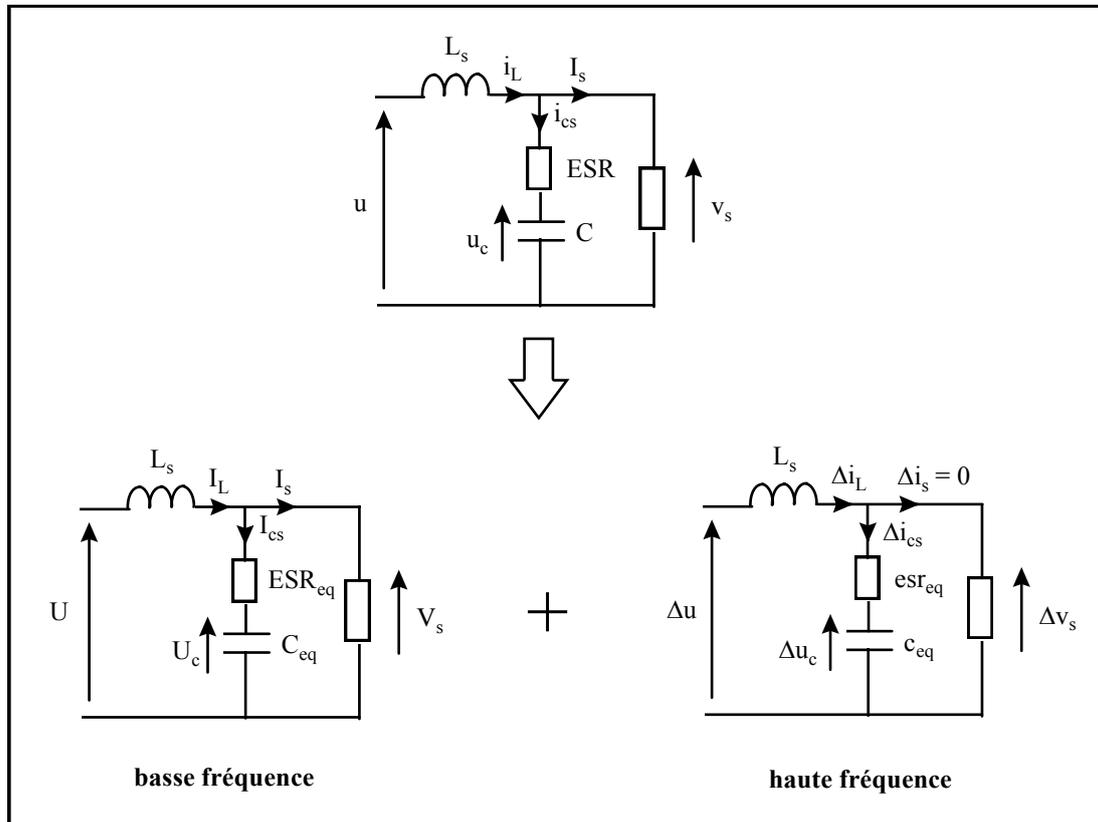


Figure 3.15 : Schéma électrique de sortie de CE1 et de CE2

La tension u représente v_{D2} dans le cas de CE1 et v dans le cas de CE2 (cf. figure 3.1).

Le schéma de sortie des convertisseurs peut être considéré comme la superposition de deux schémas en haute et basse fréquence.

Comme réalisé dans le paragraphe 2.1 du chapitre 1, nous pouvons décomposer toutes les grandeurs de sortie en composantes basse et haute fréquence :

$$\begin{aligned}
 u &= U + \Delta u \\
 v_s &= V_s + \Delta v_s \\
 i_{cs} &= I_{cs} + \Delta i_{cs} \\
 i_L &= I_L + \Delta i_L \\
 u_c &= U_c + \Delta u_c
 \end{aligned}
 \tag{3.16}$$

En basse fréquence, les relations fondamentales qui régissent le fonctionnement en sortie des convertisseurs sont :

$$U = ESR_{eq} I_{cs} + U_c + L_s \frac{dI_L}{dt} \quad (3.17)$$

$$I_{cs} = C_{eq} \frac{dU_c}{dt} \quad (3.18)$$

$$I_L = I_s + I_{cs} \quad (3.19)$$

$$V_s = ESR_{eq} I_{cs} + U_c \quad (3.20)$$

En régime permanent, les signaux en basse fréquence sont :

$$I_{cs} = 0$$

$$I_L = I_s = Cste \quad \text{Equations (3.21)}$$

$$U = V_s = U_c$$

Par contre lorsque le convertisseur fonctionne en régime de charge variable, le courant I_{cs} à travers la capacité n'est plus nul et les composantes basse fréquence peuvent être calculées à partir de l'allure du courant de sortie I_s . Une variation du courant I_s est représentée sur la figure 3.16 :

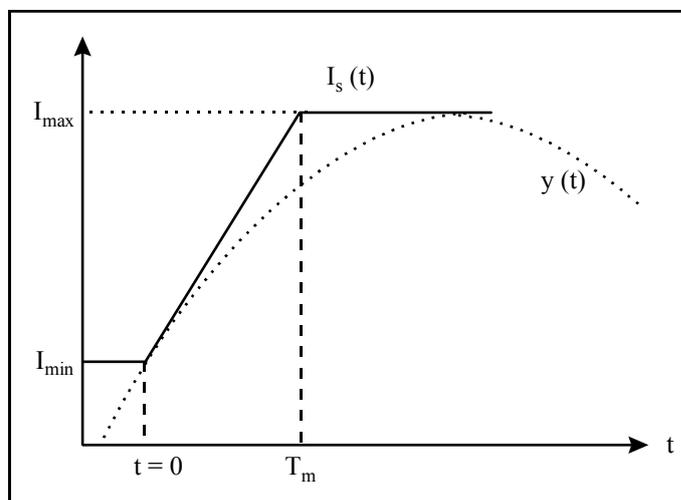


Figure 3.16 : Fréquence équivalente d'une rampe de courant

La fréquence équivalente f_{eq} de ce courant est celle de la sinusoïde $y(t)$ vérifiant les relations suivantes :

$$y(t=0) = I_{min} \quad (3.22)$$

$$y'(t=0) = \frac{I_{max} - I_{min}}{T_m} \quad (3.23)$$

Ce qui donne (cf. annexe 2 pour le détail des calculs) :

$$f_{eq} = \frac{I}{2\pi T_m} \sqrt{\frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}}} \quad (3.24)$$

Nous supposons que cette fréquence est toujours inférieure au 1/10 de la fréquence de découpage du convertisseur afin de pouvoir faire la séparation entre composantes haute et basse fréquence.

Rappelons les équations (1.21) et (1.46) liant la valeur moyenne $\langle u \rangle$ de la tension u à la tension de sortie V_s en régime permanent :

$$\langle u \rangle = \alpha m V_e \quad (3.25)$$

$$\langle u \rangle = V_s \quad (3.26)$$

En régime transitoire, la relation (3.26) n'est plus vraie, car le courant dans l'inductance et la tension de sortie ne sont plus constants. Néanmoins nous pouvons faire l'hypothèse que $\langle u \rangle$ est toujours égale à $\alpha m V_e$ si nous supposons que α et V_e sont constants. Comme $\langle u \rangle = U$ (composante haute fréquence Δu de valeur moyenne nulle), nous considérons que U reste égale à 5 V dans le cas de CE1 et à 24 V dans le cas de CE2.

Les équations (3.17), (3.18) et (3.19) donnent alors :

$$U = U_c + ESR_{eq} C_{eq} \frac{dU_c}{dt} + L_s \frac{d}{dt} (I_s + C_{eq} \frac{dU_c}{dt}) \quad (3.27)$$

soit

$$U_c + ESR_{eq} C_{eq} \frac{dU_c}{dt} + L_s C_{eq} \frac{d^2 U_c}{dt^2} = U - L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (3.28)$$

D'après les équations (3.18) et (3.20), la tension de sortie en basse fréquence V_s est donnée par :

$$V_s = U_c + ESR_{eq} C_{eq} \frac{dU_c}{dt} \quad (3.29)$$

En notant par V_{excit} la tension $U - L_s \frac{dI_s}{dt}$, nous obtenons :

$$\frac{V_s(p)}{V_{\text{excit}}(p)} = \frac{\omega_0^2 + 2z\omega_0 p}{p^2 + 2z\omega_0 p + \omega_0^2} \quad (3.30)$$

avec :

p : opérateur de Laplace

$$z = \frac{ESR_{\text{eq}}}{2} \sqrt{\frac{C_{\text{eq}}}{L_s}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{\text{eq}}}}$$

Nous représentons sur la figure 3.17 la réponse de la tension de sortie V_s à l'excitation V_{excit} , pour une variation du courant de sortie I_s .

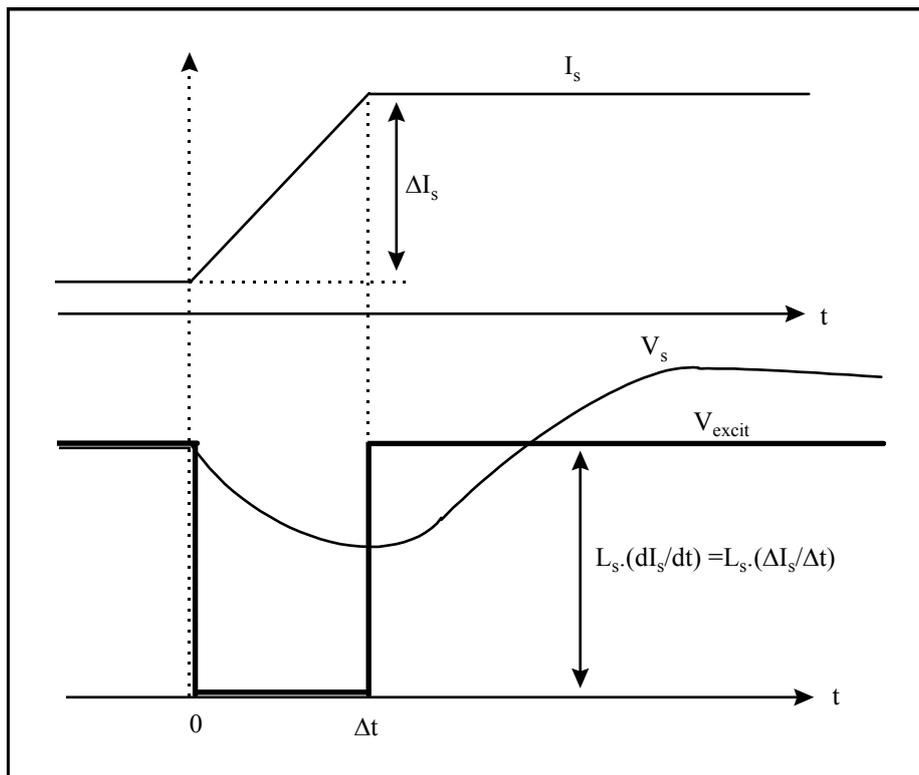


Figure 3.17 : Interprétation théorique du régime transitoire de la tension de sortie V_s

Nous retrouvons sur la figure 3.17 le phénomène transitoire (basse fréquence) sur la tension de sortie (cf. figure 3.13).

3.1.3. Tension d'entrée

Nous avons aussi examiné l'ondulation de la tension d'entrée lors d'une variation du courant de sortie. Pour les deux convertisseurs CE1 et CE2, nous avons détecté une variation transitoire de Δv_e comme le montre la figure 3.18.

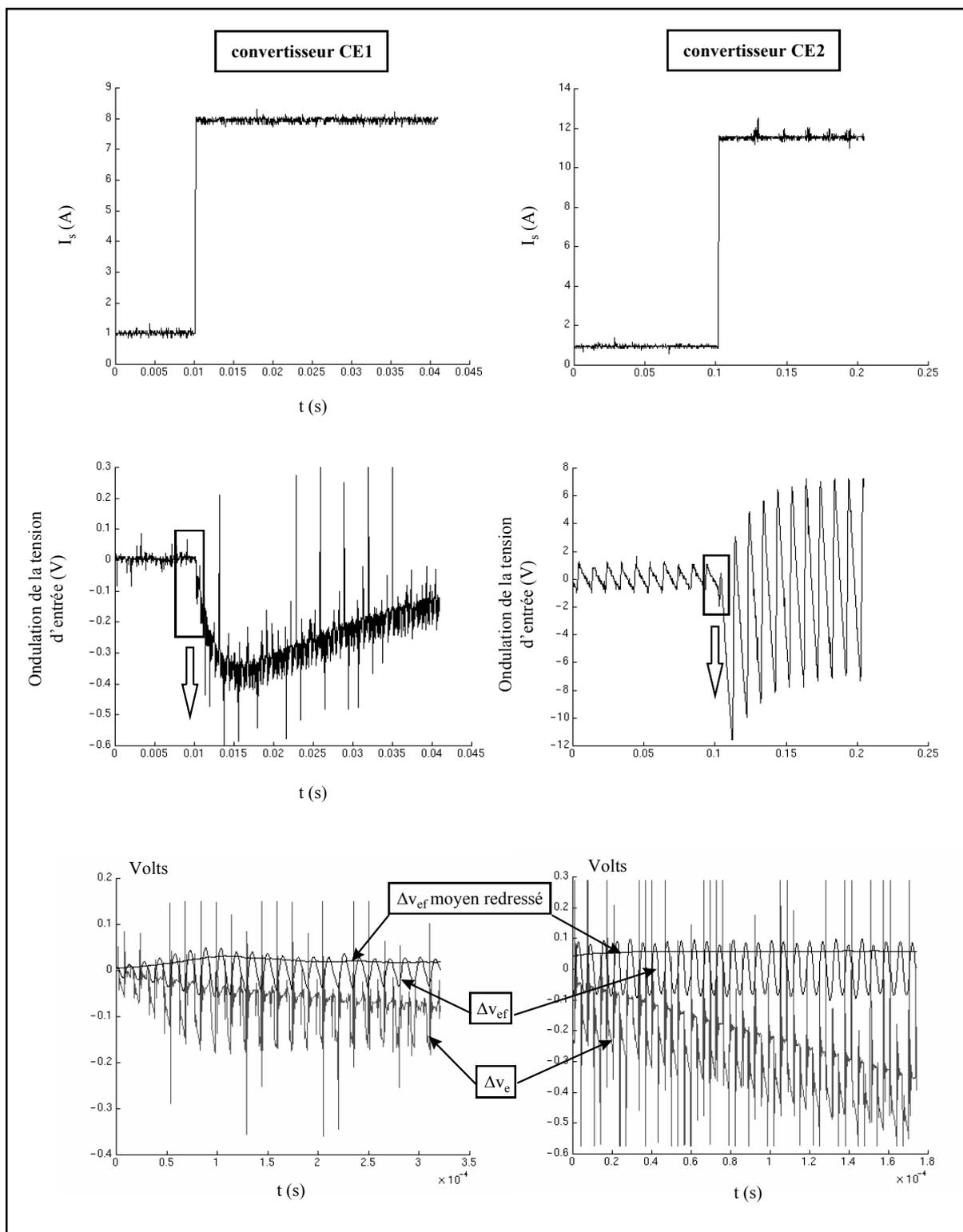


Figure 3.18 : Traitement de Δv_e

Pour le convertisseur CE2 la composante basse fréquence à 100 Hz est aussi affectée par le régime transitoire de la charge.

Comme pour la tension de sortie, la figure 3.18 confirme l'intérêt de prendre la composante Δv_{ef} de Δv_e à la fréquence de découpage du convertisseur. En effet, contrairement à Δv_e moyen redressé, ce signal ne présente pas de transitoire lors d'une variation de charge et donne une image assez réelle de l'état d'usure des condensateurs d'entrée.

3.2. Effet du vieillissement sur Δv_s en régime transitoire

Après avoir montré l'influence du vieillissement des condensateurs de filtrage sur l'allure des ondulations de tensions en régime établi, nous regardons l'effet du vieillissement sur ces ondulations en régime transitoire.

A titre d'exemple, la figure 3.19 montre l'ondulation Δv_s de CE1, pour la variation de charge de la figure 3.13, avec des condensateurs de sortie sains ($ESR_{eq} = 27 \text{ m}\Omega$) et vieillis ($ESR_{eq} = 71 \text{ m}\Omega$).

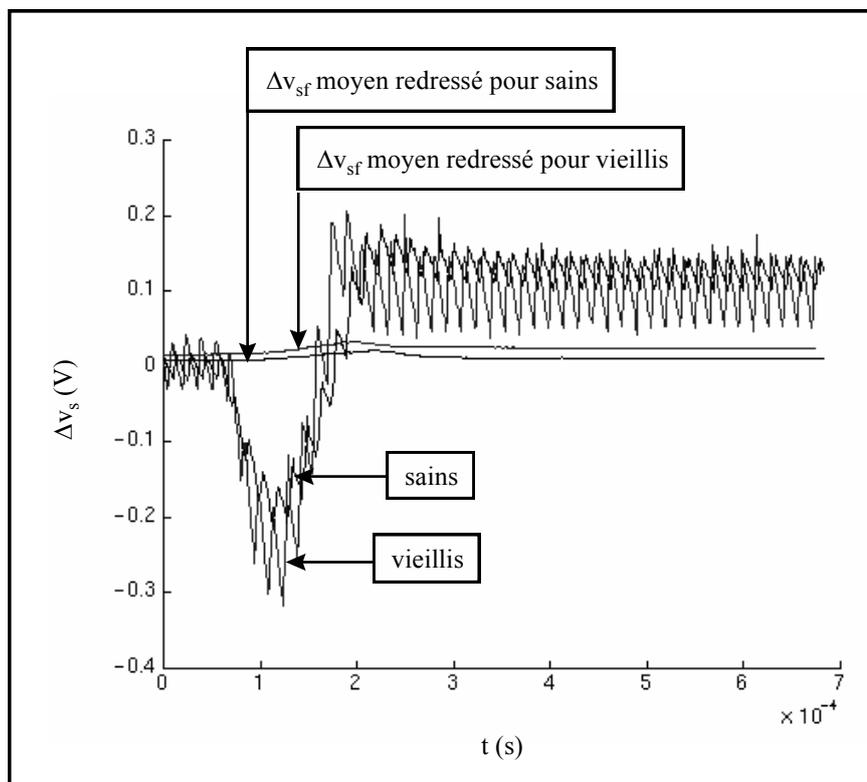


Figure 3.19 : Régime transitoire de Δv_s pour des condensateurs sains et vieillis

Comme lors d'un régime établi, nous constatons que le vieillissement des condensateurs influe sur Δv_s en régime variable, en entraînant un accroissement de la valeur transitoire de Δv_s . La valeur moyenne du signal redressé Δv_{sf} ne subit alors qu'une légère variation et reflète plus fidèlement l'état d'usure des condensateurs de sortie.

4. CONCLUSION

Nous avons observé pour les convertisseurs CE1 et CE2 les ondulations des tensions d'entrée et de sortie lors de leur fonctionnement en régime permanent c'est à dire à courant de sortie constant. Nous avons constaté que le vieillissement des condensateurs électrolytiques de filtrage entraîne l'augmentation du bruit haute fréquence qui s'ajoute aux grandeurs basse fréquence.

Nous avons aussi montré que l'accroissement du fondamental de ce bruit est directement lié au vieillissement des condensateurs de filtrage et constitue le signal qui traduit le mieux l'état d'usure de ces composants quelque soit le régime de fonctionnement des convertisseurs.

En ce qui concerne la fonction de stockage de l'énergie électrique jouée par ces condensateurs, celle-ci n'est que très peu affectée par le vieillissement des ces composants.

Notons enfin que le choix de deux types de convertisseurs statiques pris en exemple n'entache pas la généralité de notre travail car les principales fonctions de filtrage et de stockage de l'énergie électrique jouées par les condensateurs électrolytiques se retrouvent dans tous les convertisseurs.

CHAPITRE IV

Prédiction de la défaillance des condensateurs de filtrage

1. INTRODUCTION

Nous avons montré dans les chapitres précédents que les composantes mesurées aux fréquences fondamentales des ondulations des tensions d'entrée et de sortie, traduisent l'état de vieillissement des condensateurs de filtrage et reflètent les valeurs de leur résistance interne ESR calculée à ces fréquences.

Nous avons développé pour CE1 et CE2 une méthode de prédiction de panne des condensateurs de filtrage. Comme les ondulations Δv_{ef} et Δv_{sf} , d'entrée et de sortie, ne dépendent pas uniquement de ESR, mais aussi du courant de sortie I_s , de la tension d'entrée V_e et de la température ambiante T_a , tous ces paramètres sont pris en compte lors de la surveillance de l'état d'usure des condensateurs.

Des capteurs électroniques ont été réalisés. Ils permettent de convertir les grandeurs Δv_{ef} , Δv_{sf} , T_a , I_s et V_e en tensions continues afin de permettre leur traitement numérique par le biais d'une carte d'interface et d'un ordinateur (PC).

Un logiciel a été développé pour prévoir le temps restant avant la panne des condensateurs de filtrage.

A l'instant initial c'est à dire pour le convertisseur utilisant des condensateurs de filtrage sains, la fonction liant l'ondulation de tension et la résistance ESR est déterminée expérimentalement, compte tenu des paramètres électriques cités précédemment.

Comme cette fonction est indépendante de l'état d'usure des condensateurs [Lahyani-3 98], elle est utilisée ensuite pour déduire à tout instant du fonctionnement du convertisseur, la valeur de ESR, après lecture et traitement numérique de l'ondulation de tension, ainsi que de T_a , I_s et V_e .

Nous prendrons en exemple principalement le convertisseur CE1 et nous appliquerons cette méthode de surveillance aux condensateurs de sortie.

2. PRINCIPE ET METHODE

Nous avons démontré dans le chapitre 2, qu'un condensateur électrolytique vieillit au cours du temps, plus ou moins rapidement, selon la température à laquelle il est soumis. En vieillissant, ses caractéristiques électriques varient et sa résistance interne ESR augmente.

Certains fabricants de condensateurs électrolytiques définissent la durée de vie de leur produit par l'angle de perte [Rhoades 84], [Xie Yie 93]. Cet angle atteint avec le vieillissement une valeur limite au delà de laquelle le composant est jugé comme hors usage.

La durée de vie peut aussi être définie par rapport à l'augmentation de ESR [Hart 87], [Rifa 97]. Par exemple, pour les condensateurs de type 2200 μF , 10 V, 105 °C, utilisés pour le filtrage de la tension de sortie de CE1, ESR est multiplié par deux au bout de 2000 heures sous 105 °C.

Pour les industriels et les utilisateurs d'alimentations à découpage, la définition de la durée de vie dépend de l'ondulation tolérable sur les alimentations des équipements électroniques. Pour les convertisseurs CE1 et CE2, les limites des ondulations de tension Δv_{ef} ou Δv_{sf} définissent la limite acceptable de ESR donc la durée de vie du condensateur [Lahyani-2 97].

Le but de notre travail est d'exploiter cette ondulation de tension, en sortie comme en entrée des convertisseurs CE1 et CE2 afin de connaître la valeur de ESR des condensateurs de filtrage, à un instant donné t et à T_a , I_s et V_e donnés. Une loi d'évolution de ESR en fonction du temps et de la température de vieillissement permettra de prévoir le temps restant avant la panne des condensateurs.

Intéressons nous en premier lieu à la sortie de CE1 (similaire à la sortie de CE2). En supposant les deux condensateurs de sortie identiques et vieillissant de la même manière, la composante fondamentale (Δv_{sf}) de l'ondulation de tension Δv_s est liée à la résistance équivalente ESR_{eq} des condensateurs de filtrage, calculée à cette même fréquence fondamentale, par la relation :

$$\Delta v_{sf} \approx ESR_{eq} \cdot i_{csf} = \frac{I}{2} ESR \cdot i_{csf} \quad (4.1)$$

où

i_{csf} est le fondamental de l'ondulation de courant traversant les condensateurs.

ESR est la résistance de chaque condensateur.

Les équations (1.24) et (1.27) montrent que i_{csf} donc Δv_{sf} dépendent aussi de la tension d'entrée V_e du convertisseur.

Nous avons remarqué aussi que le courant de sortie I_s influe sur le rapport cyclique α et donc sur l'ondulation de tension Δv_s . Ceci est illustré par la figure 4.1 pour le cas de la tension de sortie du convertisseur CE1 :

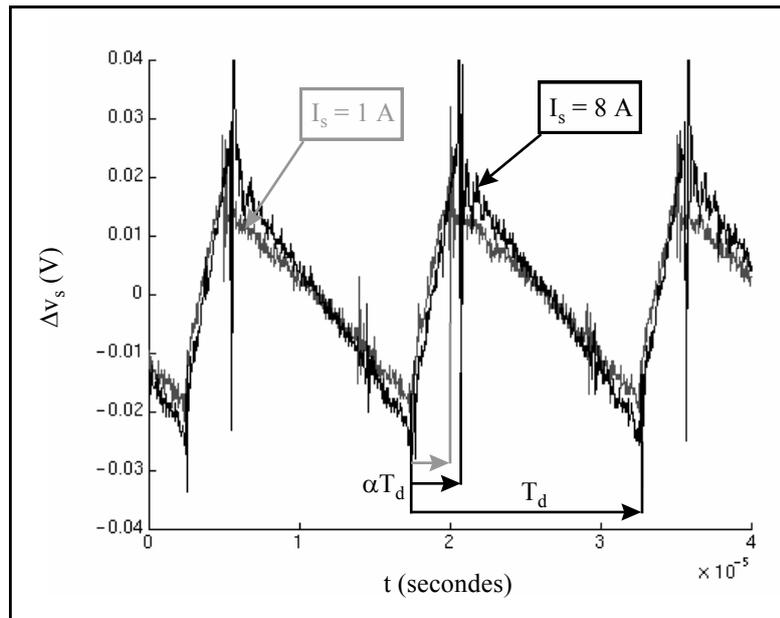


Figure 4.1 : Influence du courant de sortie sur Δv_s

En notant plus précisément par δV_{sf} la valeur moyenne redressée du fondamental de l'ondulation de tension en sortie des convertisseurs, nous pouvons écrire δV_{sf} comme fonction de ESR, de V_e et de I_s :

$$\delta V_{sf} = f(I_s, V_e, ESR) \quad (4.2)$$

Pour des condensateurs sains, nous nous proposons de déterminer expérimentalement la fonction permettant de déterminer pour un couple (I_s , V_e) donné, la valeur de ESR à partir de la valeur de δV_{sf} .

La résistance ESR est fonction de la température T_b du boîtier du condensateur (*cf. figure 2.6 et paragraphe 2.1.3 du chapitre 2*), nous pouvons donc écrire ESR sous la forme suivante :

$$ESR = f(T_b) \quad (4.3)$$

D'après le paragraphe 2.1.4 du chapitre 2, pour ESR donné, la température T_b est fonction de la température ambiante T_a et de la valeur efficace de l'ondulation du courant traversant le condensateur, donc de I_s et de V_e , soit :

$$T_b = f(I_s, V_e, T_a) \quad (4.4)$$

L'équation (4.3) devient alors :

$$ESR = f(I_s, V_e, T_a) \quad (4.5)$$

Les relations (4.2) et (4.5) donnent :

$$\delta V_{sf} = f(I_s, V_e, T_a) \quad (4.6)$$

Pour des condensateurs neufs, connaissant δV_{sf} et le couple (I_s, V_e) , nous pouvons déduire à partir de la relation (4.6) la température T_a , puis à partir de l'équation (4.4) la température T_b et la valeur de la résistance ESR à partir de l'équation (4.3). La fonction $\delta V_{sf} = f(ESR)$ est donc expérimentalement déterminée. Nous résumons la méthode décrite sur la figure 4.2.

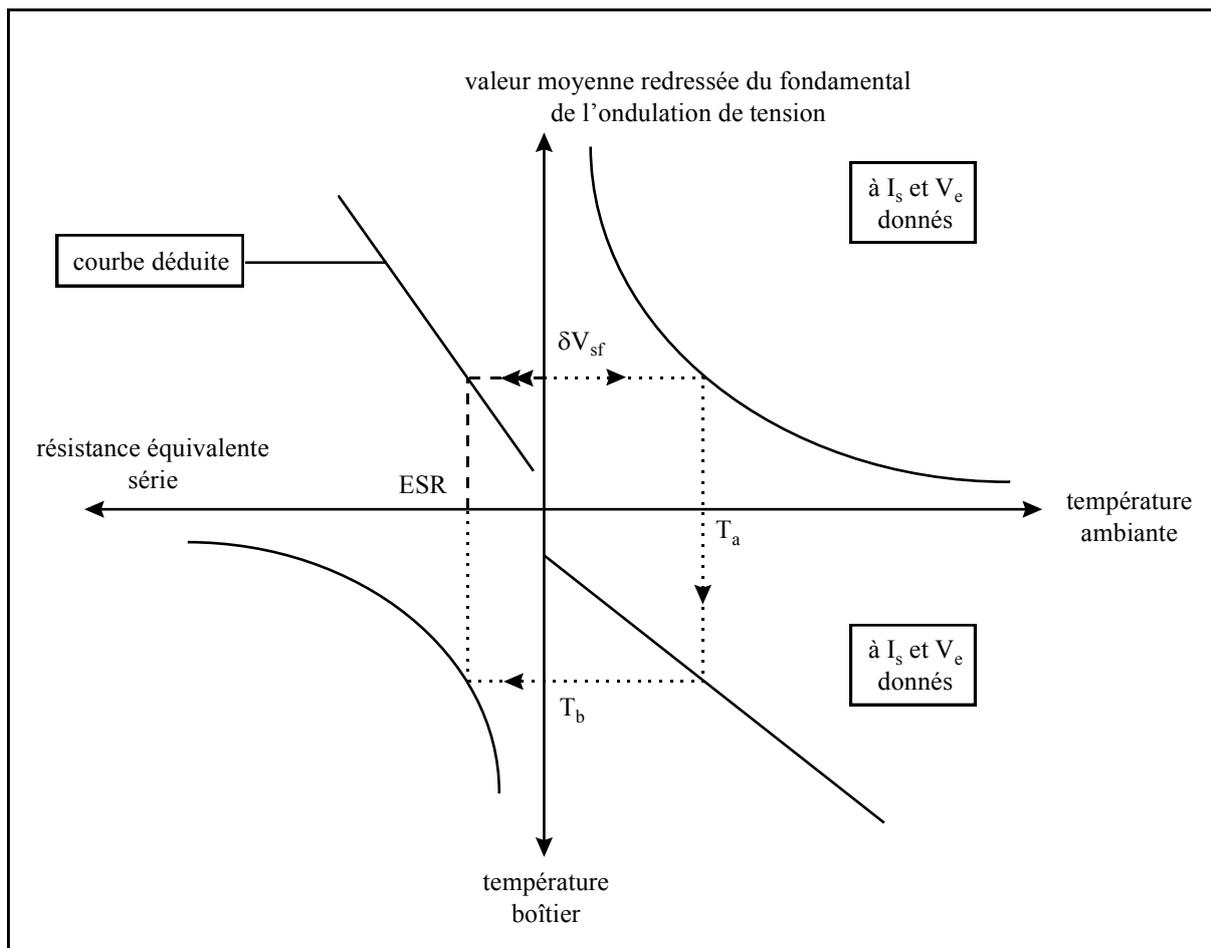


Figure 4.2 : Détermination de la fonction $\delta V_{sf} = f(ESR)$ pour des condensateurs neufs à partir de $\delta V_{sf} = f(T_a)$, $T_b = f(T_a)$ et $ESR = f(T_b)$

Lorsque le condensateur vieillit sous des contraintes de temps et de température, la fonction reliant δV_{sf} et ESR est inchangée. En effet, l'ondulation de courant i_{csf} exprimée dans l'équation (4.1) ne dépend pas de l'état d'usure des condensateurs, mais seulement de I_s et de V_e (équations (1.24) et (1.27)).

La lecture de δV_{sf} de I_s et de V_e suffit, à tout moment de la vie du condensateur, pour déduire la valeur de ESR comme le montre la figure 4.2.

La méthode de maintenance prédictive repose sur trois points essentiels :

1 - La captation à $t = 0$, pour le convertisseur utilisant des condensateurs de sortie sains, des signaux δV_{sf} , T_b , I_s , V_e et T_a et le stockage des fonctions δV_{sf} et T_b en fonction de I_s , V_e et T_a .

2 - La captation à $t \neq 0$, pendant le fonctionnement du convertisseur, des signaux δV_{sf} , I_s , V_e permettant de déduire la valeur de ESR des condensateurs à cet instant, la température T_a permettant de déduire la valeur de la température boîtier au même instant.

3 - Le traitement numérique de ces signaux pour déduire le temps avant la panne des condensateurs de filtrage.

3. CAPTATION DES SIGNAUX [Venet-1 93], [Lahyani-1 96], [Sadoudi 97]

Avant de leur appliquer un traitement numérique, grâce à des circuits électroniques, les signaux δV_{sf} , T_a , T_b , I_s et V_e sont convertis en tensions comprises entre 0 et 10 Volts.

Connaissant l'amplification de ces circuits électroniques, un programme informatique déduit la valeur initiale de la grandeur mesurée à partir de son image en tension continue.

Le système complet de captation et de traitement des signaux est représenté sur la figure 4.3, il comporte :

- L'ensemble des capteurs électroniques de δV_{sf} , T_a , T_b , I_s et V_e .
- Une carte d'acquisition Analogique/ Numérique.
- Un ordinateur (PC) pour le traitement numérique.

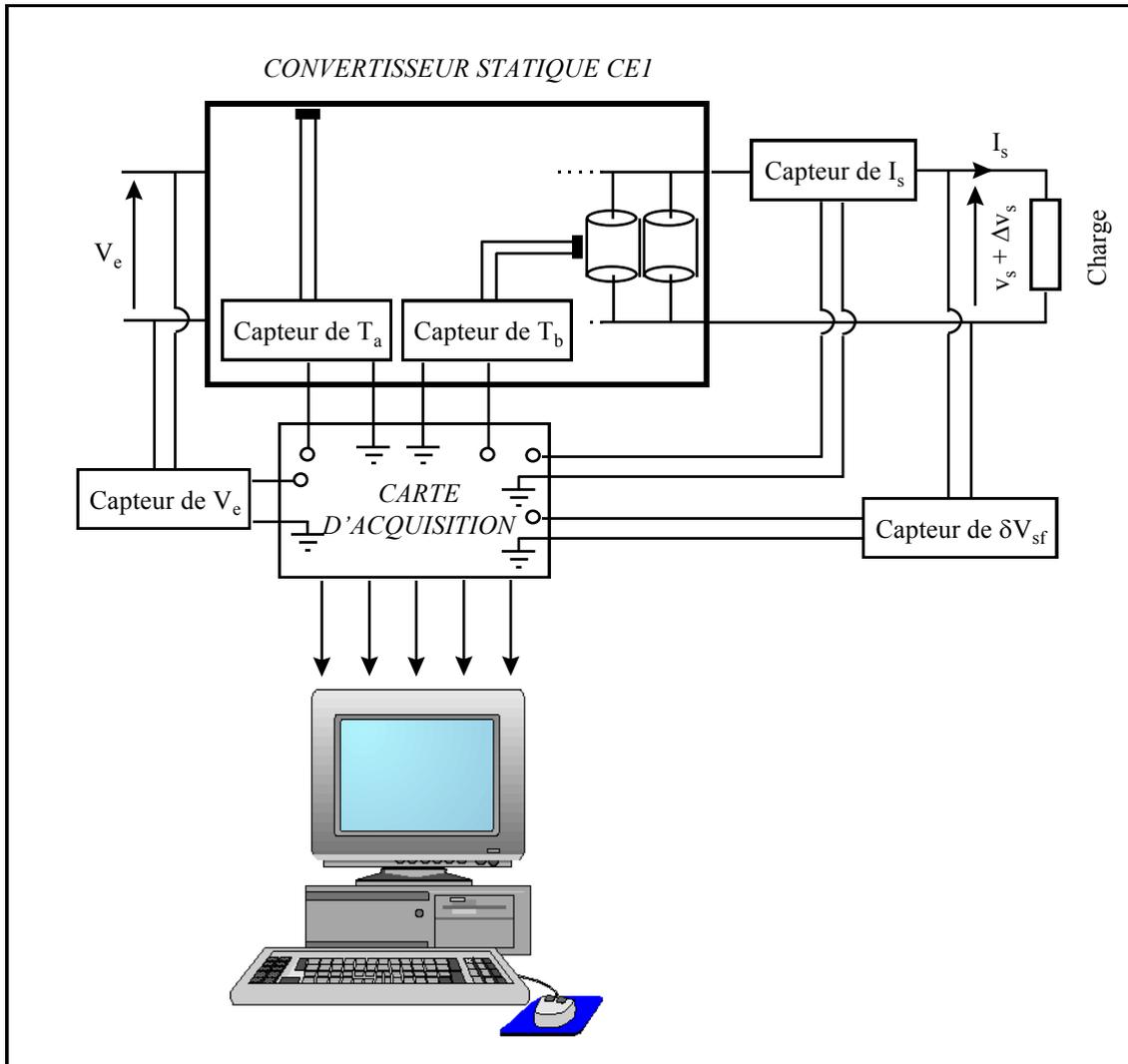


Figure 4.3 : Captation et traitement des signaux

3.1. Capteur de la valeur moyenne redressée δV_{sf} du fondamental de l'ondulation de tension de sortie (cf. annexe 3)

Nous représentons sur la figure 4.4 le schéma simplifié du circuit électronique de ce capteur en respectant pour chacun des composants, les notations du schéma complet de l'annexe 3.

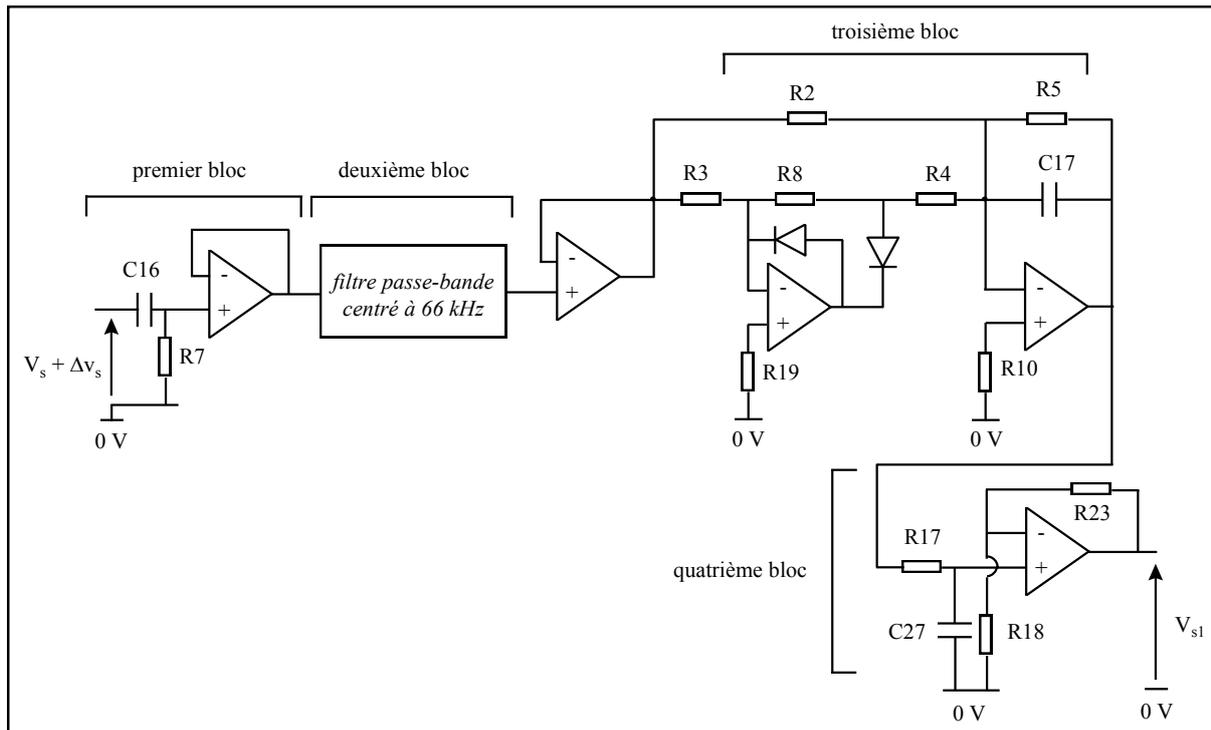


Figure 4.4 : Schéma électronique simplifié du capteur de δV_{sf}

Le premier bloc est un filtre passe-haut qui sert à éliminer la composante continue V_s de la tension de sortie v_s .

Le deuxième bloc représente un filtre passe-bande analogique du 4^{ème} ordre. Son amplification à la fréquence de découpage de CE1 (66 kHz) est notée A .

Le troisième bloc fournit la valeur moyenne redressée du signal sinusoïdal appliqué à son entrée [Noltingk 90]. Son amplification est égale à 1.

Le quatrième bloc est un simple circuit amplificateur non-inverseur d'amplification égale à $\frac{R18 + R23}{R18}$.

La relation entre la tension de sortie V_{sl} de ce capteur et la valeur moyenne redressée δV_{sf} du fondamental Δv_{sf} de l'ondulation de la tension de sortie Δv_s est :

$$V_{sl} = A \cdot \frac{R18 + R23}{R18} \cdot \delta V_{sf} \quad (4.7)$$

En réalité, la fréquence de découpage de CE1 notée f_d , varie légèrement en fonction de la température ambiante qui règne à son voisinage. Cette dérive est représentée sur la figure 4.5.

Pour une température ambiante variant de -10 °C à 40 °C , l'erreur qui peut être engendrée sur la lecture de δV_{sf} est de l'ordre de 20 % compte tenu de la fonction de transfert du filtre passe-bande en fonction de la fréquence. La relation (4.7) ci-dessus obtenue pour la fréquence centrale de 66 kHz est donc rectifiée grâce au traitement numérique.

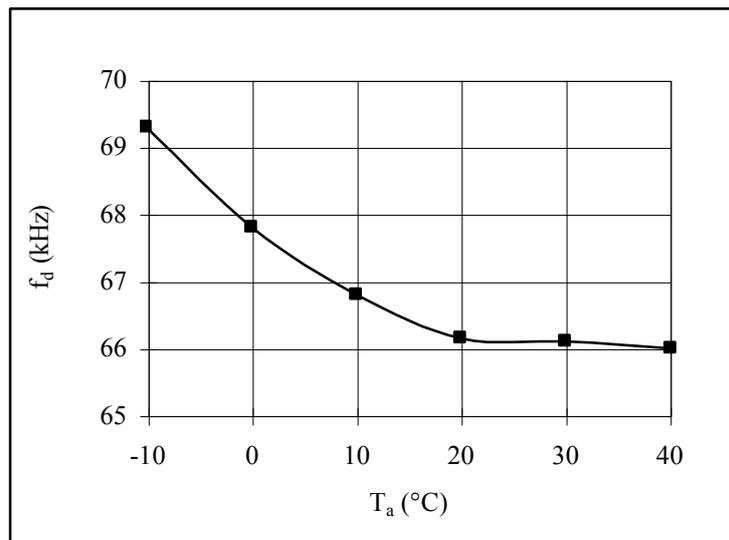


Figure 4.5 : Dérive de la fréquence de découpage en fonction de la température ambiante

3.2 Capteur de la température ambiante T_a (cf. annexe 3)

La captation de la température T_a est réalisée à l'aide d'un capteur de température monolithique délivrant un courant de $1\mu\text{A}$ par degré Kelvin (cf. figure 4.6).

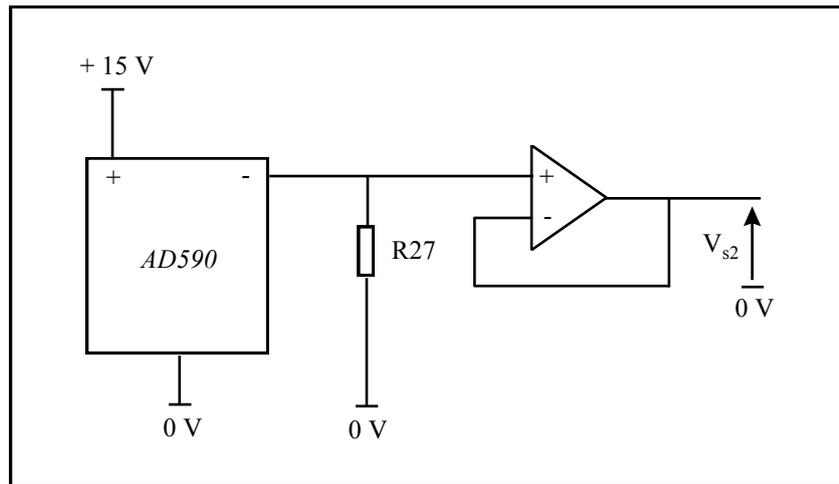


Figure 4.6 : Capteur de la température T_a

La tension de sortie de ce capteur est liée à la température T_a par la relation :

$$V_{s2} = 10^{-6} \cdot R27 \cdot (T_a(^{\circ}C) + 273) \tag{4.8}$$

3.3. Capteur de la température du boîtier T_b (cf. annexe 3)

La mesure de la température T_b à la surface du condensateur se fait à l'aide d'une sonde thermique de surface. Cette sonde ne nécessite pas de température de référence comme pour les thermocouples. Nous utilisons une sonde nickel pour ses faibles dimensions, sa grande variation de résistance et sa bonne stabilité. Sa caractéristique résistance-température est linéarisée grâce à une résistance de 187Ω (R31) recommandée par le constructeur, montée en parallèle avec la sonde (cf. figure 4.7).

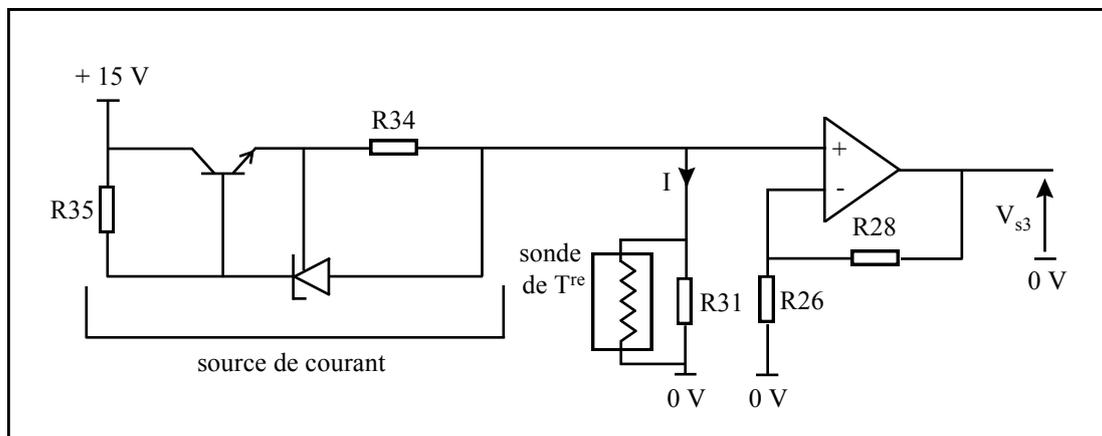


Figure 4.7 : Capteur de la température T_b

La sonde est alimentée par une source de courant faible I pour éviter son échauffement. La résistance linéarisée de la sonde R_c (Ω) est de la forme [Venet-1 93] :

$$R_c = R_o + S.T_b(^{\circ}C) \quad (4.9)$$

les constantes R_o (Ω) et S ($\Omega/^{\circ}C$) étant données par le constructeur.

La relation entre la tension de sortie V_{s3} de ce capteur et la température T_b est donnée par :

$$V_{s3} = \frac{R28 + R26}{R26} \cdot (R_o \cdot I + S \cdot T_b(^{\circ}C) \cdot I) \quad (4.10)$$

3.4. Capteur du courant de sortie I_s (cf annexe 3)

Nous utilisons une sonde à effet hall qui délivre un courant proportionnel au courant I_s comme le montre la figure 4.8.

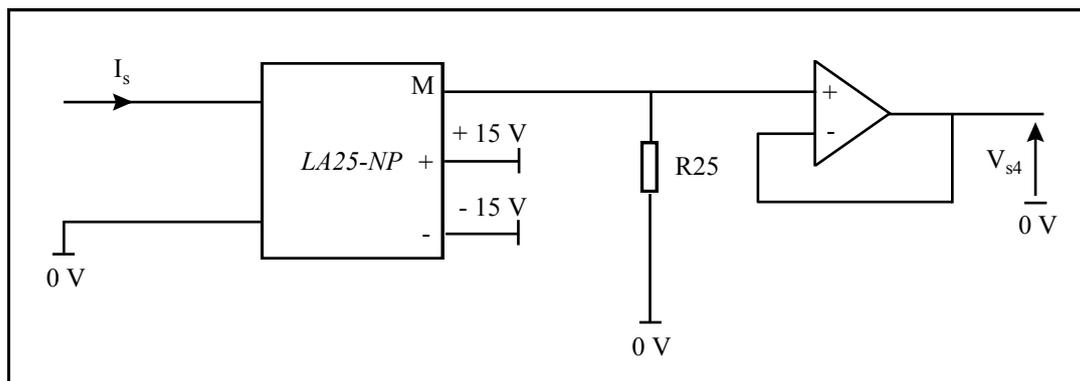


Figure 4.8 : Capteur de I_s

La tension de sortie de ce capteur est liée à I_s par la relation :

$$V_{s4} = K_1 \cdot R25 \cdot I_s \quad (4.11)$$

où K_1 est le rapport de transformation de la sonde *LA25-NP*.

3.5. Capteur de la tension d'entrée V_e (cf. annexe 3)

Ce capteur est réalisé à l'aide d'un circuit délivrant un courant proportionnel à la tension qui est appliquée à son entrée. Un tel circuit a l'avantage de pouvoir isoler galvaniquement le primaire (circuit de puissance) du secondaire (circuit de mesure) (cf. figure 4.9).

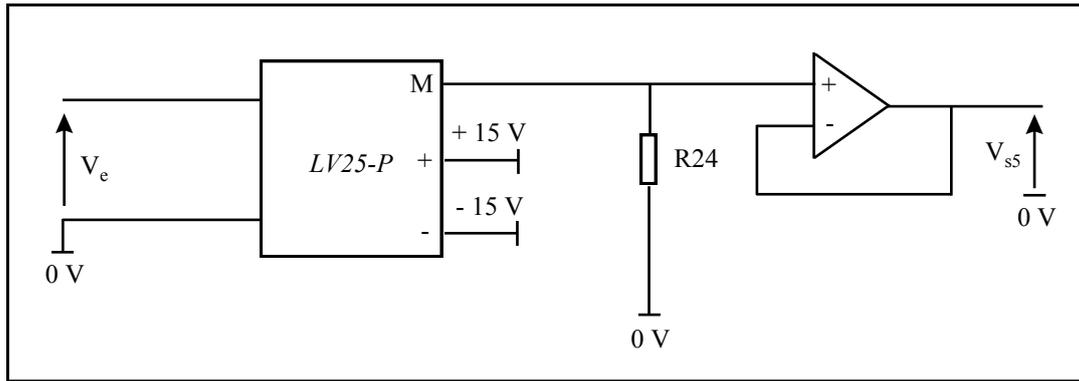


Figure 4.9 : Capteur de V_e

La tension de sortie de ce capteur est liée à V_e par la relation :

$$V_{s5} = K_2 \cdot R24 \cdot V_e \quad (4.12)$$

où K_2 est le rapport de transformation du circuit *LV25-P*.

4. LOGICIEL ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

4.1. Acquisition du référentiel initial

Il s'agit de faire l'acquisition expérimentale, lorsque le convertisseur comporte des condensateurs de sortie sains, de la valeur moyenne redressée δV_{sf} du fondamental de l'ondulation de la tension de sortie, ainsi que la température du boîtier T_b mesurée à la surface du condensateur, en fonction de I_s , T_a et V_e .

Nous pouvons considérer que des condensateurs de sortie identiques pour un convertisseur donné vieillissent de manière similaire. En effet, la température environnante pour les deux condensateurs est la même et ils sont parcourus par la même ondulation de courant donc leur échauffement est identique. Nous procéderons donc à la surveillance d'un seul des ces condensateurs.

Le banc de mesure de la figure 4.10 sert à autopiloter le plan de charge et l'alimentation et permet ainsi l'acquisition automatique des fonctions $\delta V_{sf} = f(I_s, V_e, T_a)$ et $T_b = f(I_s, V_e, T_a)$.

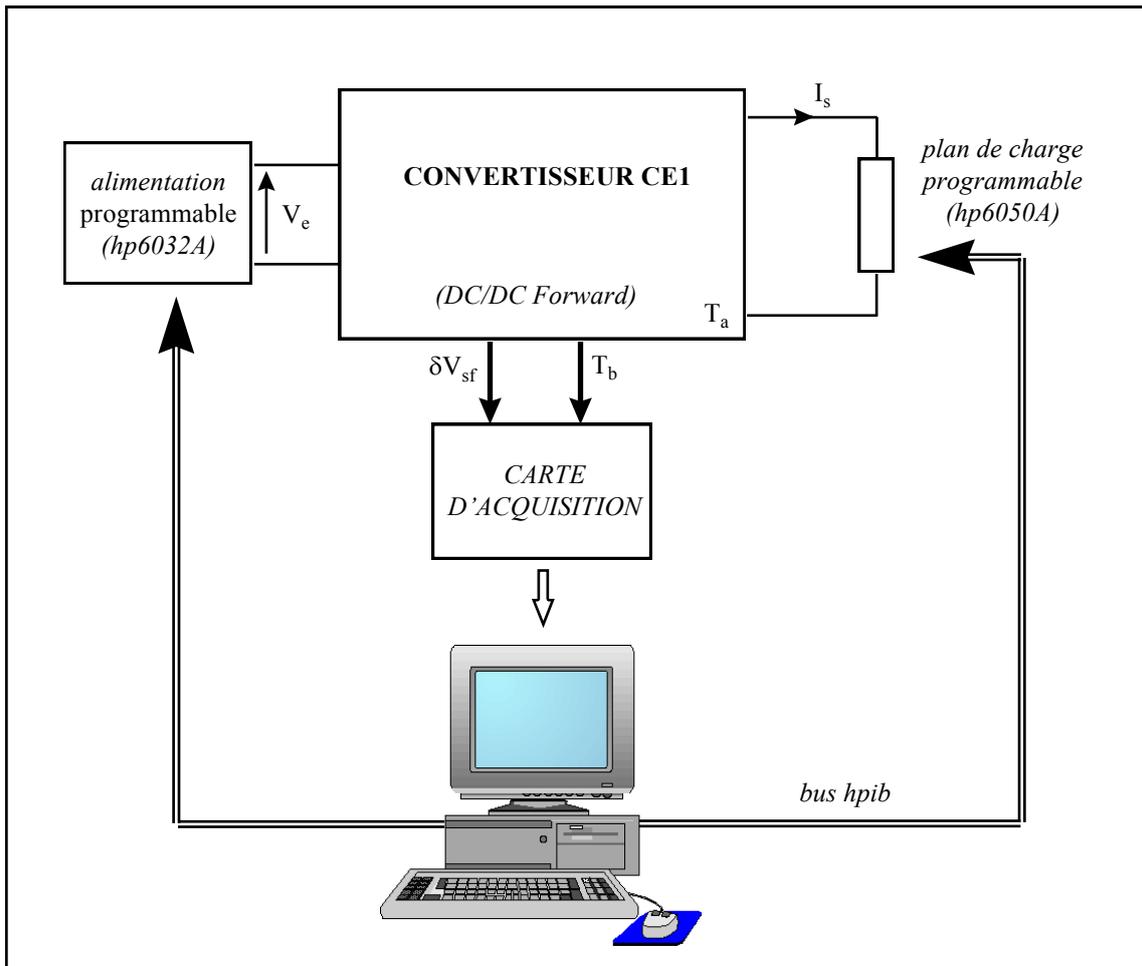


Figure 4.10 : Banc d'acquisition du référentiel initial

Le programme fait varier simultanément les paramètres I_s , V_e et T_a comme suit :

- I_s de 0 à 8 A grâce à un plan de charge programmable hp6050A.
- V_e de 18 V à 32 V grâce à une alimentation programmable hp6032A.
- T_a entre -10 °C et +40 °C grâce à une enceinte climatique à température réglable.

Le schéma simplifié de la figure 4.11 nous montre un déroulement possible des différentes étapes de variations des paramètres.

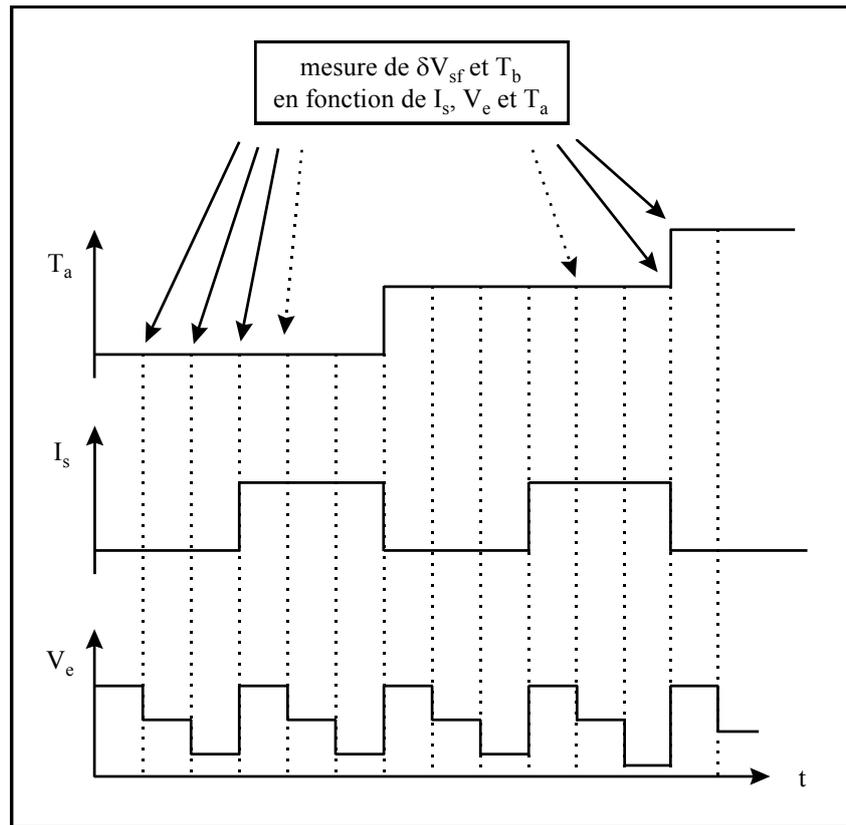


Figure 4.11 : Déroulement de l'acquisition

Le sens de variation des différents paramètres lors de cette phase d'acquisition a été choisi de façon à avoir un échauffement global croissant de l'alimentation (diminution de V_e , augmentation de I_s , augmentation de T_a). Le programme permet de stocker les valeurs de δV_{sf} et de T_b après chaque étape et pour chaque triplet (I_s , V_e , T_a), soit à des intervalles de temps réguliers définis par l'utilisateur, soit après stabilisation de T_b .

Le résultat de cette acquisition est représenté sur la figure 4.12. Chacune des courbes tridimensionnelles de δV_{sf} et de T_b est constituée de points discrets.

Pour calculer la valeur de δV_{sf} et de T_b correspondant à un triplet (I_s , V_e , T_a) donné, nous utilisons la méthode du Spline Cubique pour l'interpolation entre les différents points discrets des courbes expérimentales [Press 92].

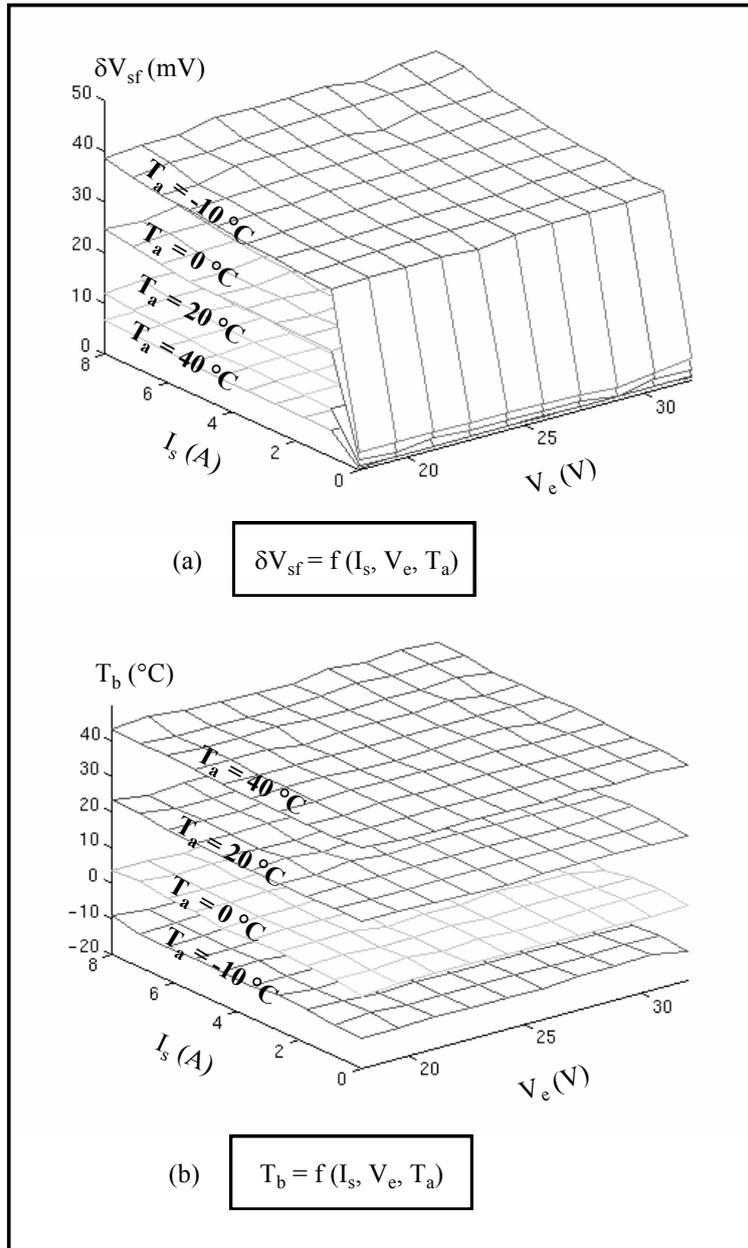


Figure 4.12 : δV_{sf} et T_b en fonction de I_s , V_e et T_a

La figure 4.13 montre δV_{sf} et T_b en fonction de la température T_a , d'abord pour une tension V_e constante égale à 24 V et des courants de sortie de 1 A et 8 A (a), puis pour un courant de sortie constant égal à 8 A et des tensions d'entrée de 18 V et 32 V (b).

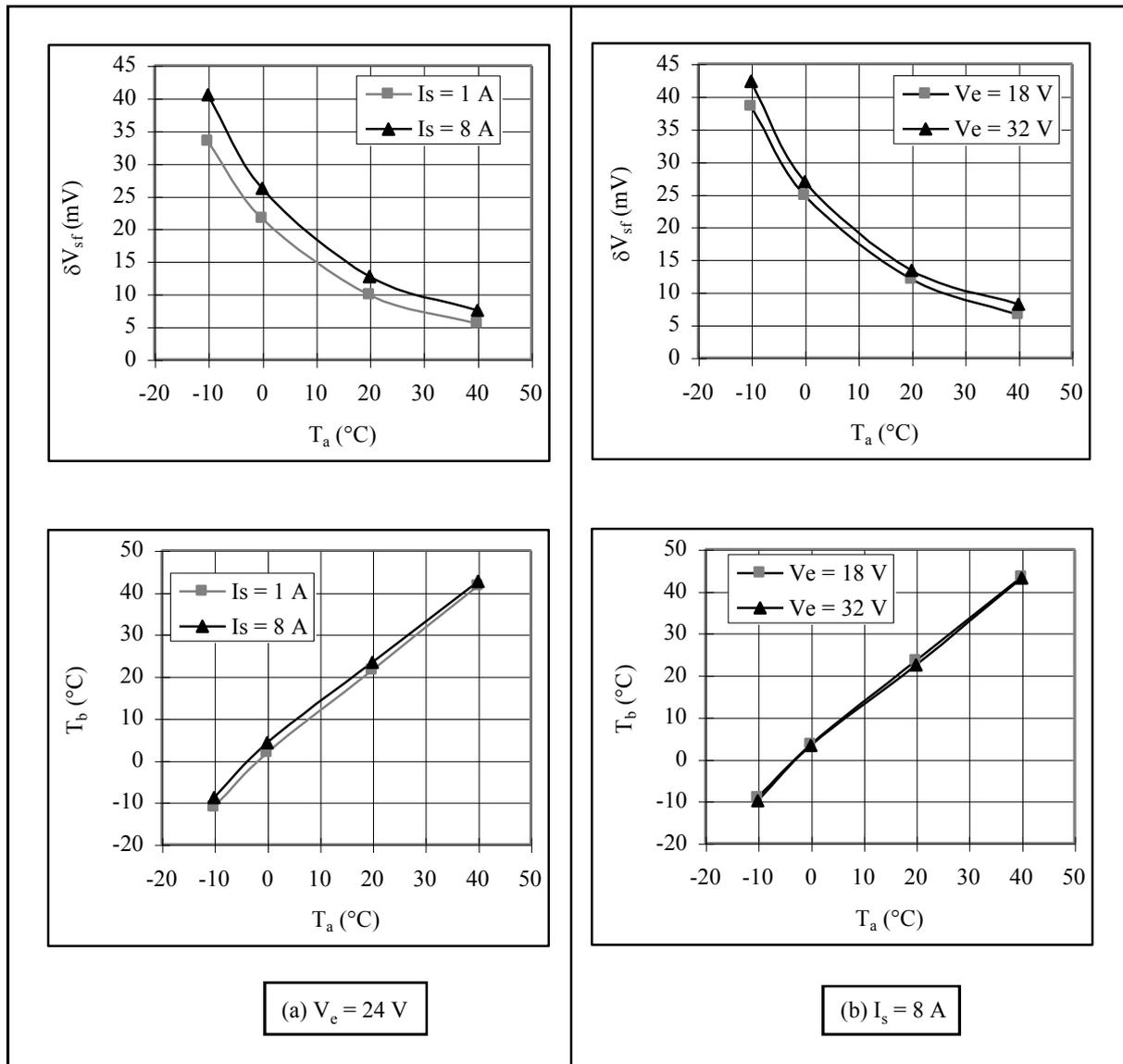


Figure 4.13 : δV_{sf} et T_b en fonction de T_a

Nous constatons l'augmentation de la valeur moyenne redressée δV_{sf} de Δv_{sf} lorsque I_s augmente ce qui est bien confirmé par les formes d'ondes de la figure 4.1. La température boîtier T_b des condensateurs de filtrage augmente aussi en fonction de I_s car l'ondulation de courant les traversant croît.

L'augmentation de la tension d'entrée V_e engendre aussi un accroissement de δV_{sf} ce qui concorde bien avec les équations (1.24) et (1.27) du chapitre 1 et la relation (4.1) de ce chapitre. Ainsi, la température T_b du boîtier devrait a priori croître avec V_e , or celle-ci diminue très légèrement. Ceci peut s'expliquer par un simple raisonnement sur le bilan de puissance en entrée et en sortie du convertisseur CE1. En effet, une augmentation de V_e engendre une diminution du courant d'entrée I_e pour un courant I_s donné donc une baisse de l'échauffement global de CE1 et de la température environnante des condensateurs. Cette dernière diminution contrebalance l'augmentation attendue.

4.2. Traitement des signaux à $t \neq 0$

Afin de calculer la valeur de ESR de chacun des condensateurs et le temps restant avant leur panne, la valeur de l'ondulation δV_{sf} , pour I_s et V_e donnés, est comparée au référentiel acquis à $t = 0$.

Rappelons que pour les deux convertisseurs, les deux condensateurs de sortie vieillissent de la même manière. Par contre pour les condensateurs d'entrée, le cas est légèrement différent et les variantes seront explicitées ultérieurement.

4.2.1. Exploitation de la fonction $\delta V_{sf} = f(I_s, V_e, T_a)$

La courbe ζ représentée sur la figure 4.14 est la courbe $\delta V_{sf} = f(T_a)$ déduite du référentiel initial $\delta V_{sf} = f(I_s, V_e, T_a)$ de la figure 4.12-(a) pour I_s et V_e donnés ci-dessus. Le lissage de cette courbe est effectué par la fonction d'interpolation du Spline Cubique.

Nous avons remplacé les deux condensateurs de filtrage sains (ESR = 52 m Ω mesurée à 25 °C et à 66 kHz) par des vieillis (ESR = 75 m Ω dans les mêmes conditions).

Supposons qu'à $t \neq 0$, le convertisseur CE1 fonctionne à un régime défini par $I_s = 8$ A, $V_e = 24$ V et $T_a = 25$ °C. Nous notons respectivement par δV_{sf}^t et T_a^t les valeurs mesurées à l'instant t de l'ondulation δV_{sf} et de la température T_a .

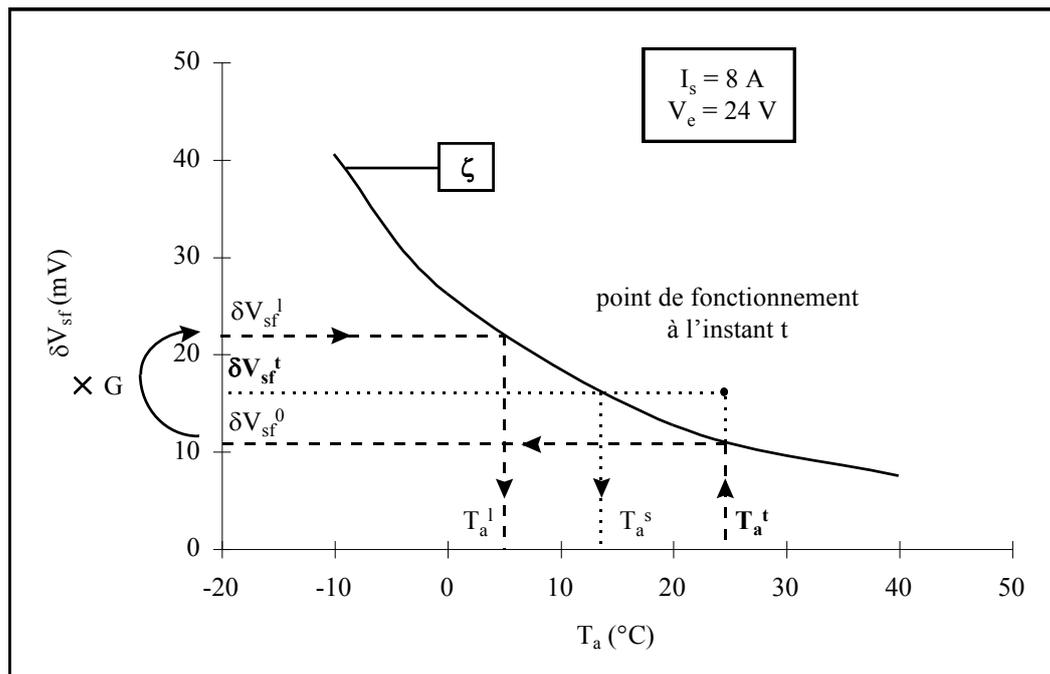


Figure 4.14 : $\delta V_{sf} = f(T_a)$ pour $I_s = 8$ A et $V_e = 24$ V

Nous remarquons que le point de fonctionnement ($\delta V_{sf}^t, T_a^t$) est placé au dessus de la courbe ζ . Ceci s'explique par l'augmentation de l'ESR des condensateurs de filtrage et donc de δV_{sf} .

Le programme calcule à tout instant les valeurs suivantes :

T_a^s : représente la température ambiante qu'il y aurait pour des condensateurs sains si δV_{sf} était égale à δV_{sf}^t .

δV_{sf}^0 : représente l'ondulation δV_{sf} qu'il y aurait pour des condensateurs sains avec $T_a^t = 25 \text{ }^\circ\text{C}$.

L'utilisateur du logiciel peut définir la limite de fonctionnement correct du convertisseur CE1 en fixant une borne supérieure de l'ondulation δV_{sf} notée δV_{sf}^1 et liée à l'ondulation δV_{sf}^0 par la relation :

$$\delta V_{sf}^1 = G \times \delta V_{sf}^0 \quad (4.13)$$

L'utilisateur rentre le facteur G (cf. notice d'utilisation en annexe 4). Notons que la panne des condensateurs de filtrage peut être aussi définie par l'augmentation de ESR par rapport à sa valeur initiale à $t = 0$.

La température ambiante limite T_a^1 est donc déduite de δV_{sf}^1 à partir de la courbe ζ . T_a^1 représente la température ambiante pour des condensateurs sains si l'ondulation δV_{sf} était égale à δV_{sf}^1 .

Remarquons que si l'utilisateur fixe une limite assez large pour δV_{sf} , en rentrant un facteur G assez grand, la valeur de δV_{sf}^1 pourrait alors dépasser les limites de la courbe ζ et il serait donc impossible de déduire la température T_a^1 . Pour cette raison, nous avons établi l'acquisition du référentiel initial pour une large plage de température ambiante et surtout pour des valeurs négatives de celle-ci (cf. figure 4.14).

Les valeurs numériques suivantes ont été obtenues lors de cette étape de calcul avec $G = 2$:

$$T_a^t = 25 \text{ }^\circ\text{C}, T_a^s = 13 \text{ }^\circ\text{C}, T_a^1 = 5 \text{ }^\circ\text{C}.$$

$$\delta V_{sf}^0 = 11 \text{ mV}, \delta V_{sf}^t = 16 \text{ mV}, \delta V_{sf}^1 = 22 \text{ mV}.$$

4.2.2. Exploitation de la fonction $T_b = f(I_s, V_e, T_a)$

La courbe χ sur la figure 4.15 est déduite du référentiel initial $T_b = f(I_s, V_e, T_a)$ de la figure 4.12-b pour $I_s = 8 \text{ A}$ et $V_e = 24 \text{ V}$.

A partir des valeurs des températures ambiantes T_a^t , T_a^s et T_a^l le programme calcule, comme le montre la figure 4.15, les valeurs des températures boîtier suivantes :

T_b^t : la température réelle du condensateur à l'instant t.

T_b^s : la température du boîtier correspondant à la température T_a^s et donc à l'ondulation δV_{sf}^t si les condensateurs étaient sains.

T_b^l : la température boîtier limite correspondant à T_a^l et donc à l'ondulation δV_{sf}^l , si les condensateurs étaient sains.

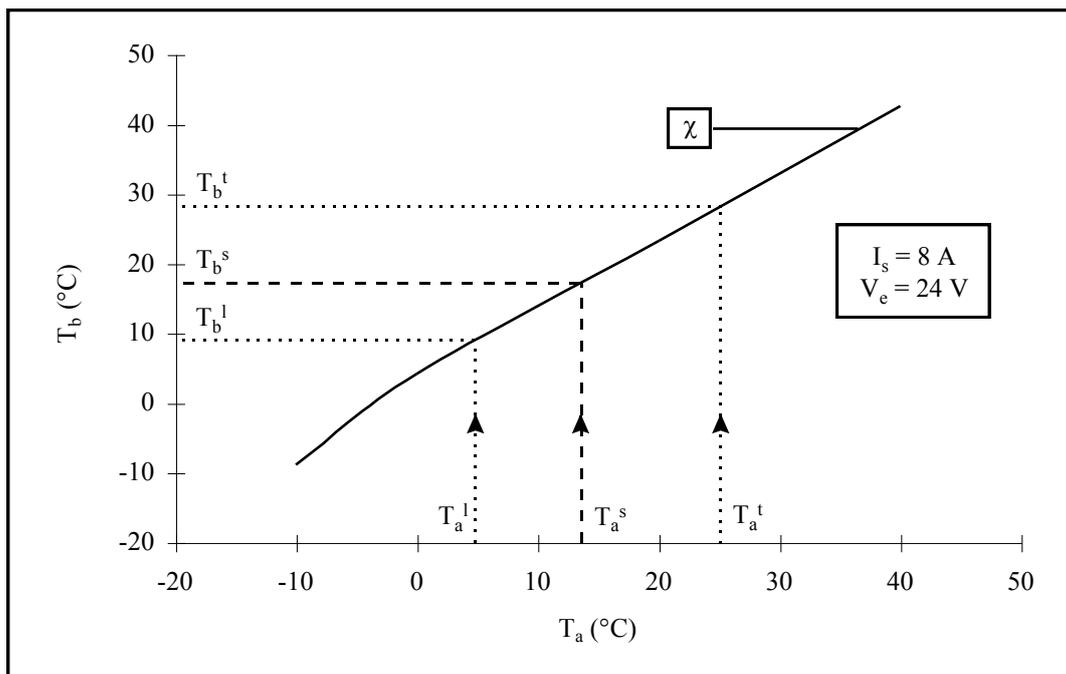


Figure 4.15 : $T_b = f(T_a)$ pour $I_s = 8 \text{ A}$ et $V_e = 24 \text{ V}$

Nous trouvons approximativement les valeurs numériques suivantes :

$$T_b^l = 8,5 \text{ °C}, T_b^s = 16 \text{ °C}, T_b^t = 28 \text{ °C}$$

4.2.3. Exploitation de la loi $ESR = f(T_b)$

Nous avons déterminé dans le chapitre 2 la loi de variation de ESR en fonction de la température du boîtier, pour un condensateur de filtrage neuf (*cf. figure 2.6*). Cette loi est utilisée à l'instant t pour déterminer l'état d'usure des condensateurs.

La figure 4.16 montre la loi $ESR = f(T_b)$ pour une plage de température comprise entre -10 °C et $+40\text{ °C}$.

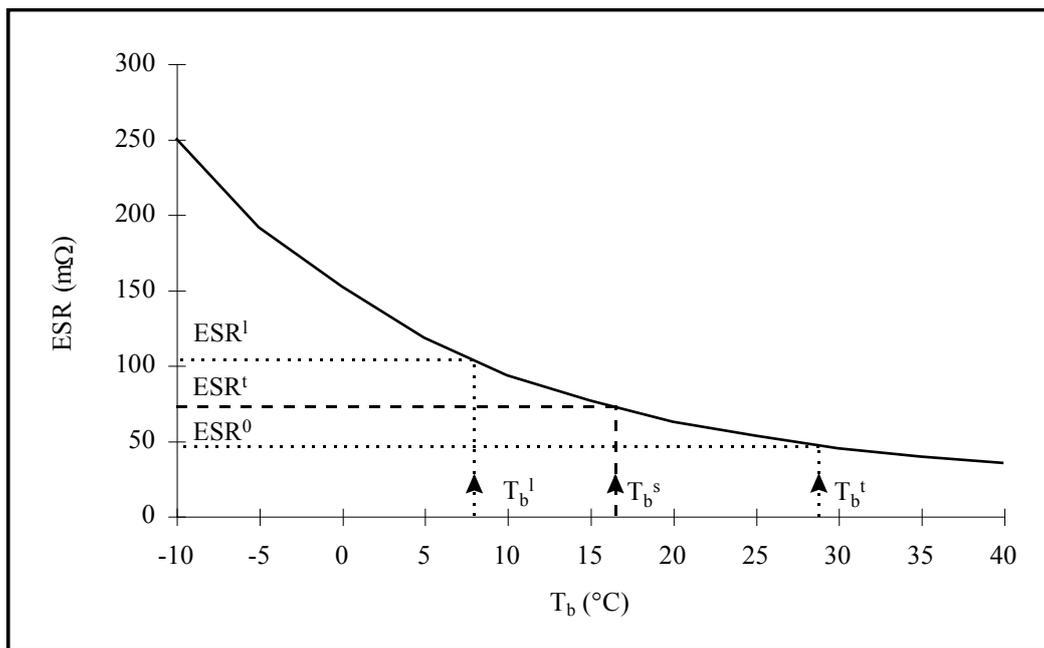


Figure 4.16 : Détermination de l'état des condensateurs en utilisant la loi $ESR = f(T_b)$

Le programme calcule alors en temps réel les valeurs suivantes :

ESR^0 : la valeur de ESR pour un condensateur sain calculée à la température boîtier T_b^t .

ESR^t : représente la valeur réelle de ESR du condensateur à l'instant t et correspond à l'ondulation δV_{sf}^t .

ESR^1 : traduit la limite de fonctionnement correct du convertisseur pour les conditions de fonctionnement suivantes : $I_s = 8\text{ A}$, $V_e = 24\text{ V}$ et $T_a = T_a^t = 25\text{ °C}$.

Cette valeur limite ESR^1 est déduite de la valeur δV_{sf}^1 fixée par l'utilisateur (Rappelons qu'elle aurait pu être définie directement à partir de ESR^0).

Nous trouvons approximativement les valeurs numériques suivantes :

$$ESR^0 = 47 \text{ m}\Omega, ESR^t = 73 \text{ m}\Omega, ESR^l = 105 \text{ m}\Omega.$$

Si nous considérons que la limite de ESR est donnée par $G \cdot ESR^0$ (ici $G = 2$), nous remarquons que la définition de la panne par ESR est légèrement plus sévère que par δV_{sf} car $ESR^l > G \cdot ESR^0$.

Nous représentons sur la figure 4.17 la loi donnant δV_{sf} en fonction de ESR déduite des fonctions représentées par les figures 4.14, 4.15 et 4.16. Cette loi traduit en fait la relation (4.2) liant la valeur moyenne redressée de l'ondulation de la tension de sortie à la résistance équivalente série d'un condensateur de filtrage pour un courant I_s et une tension V_e donnés ($I_s = 8 \text{ A}$ et $V_e = 24 \text{ V}$ dans l'exemple).

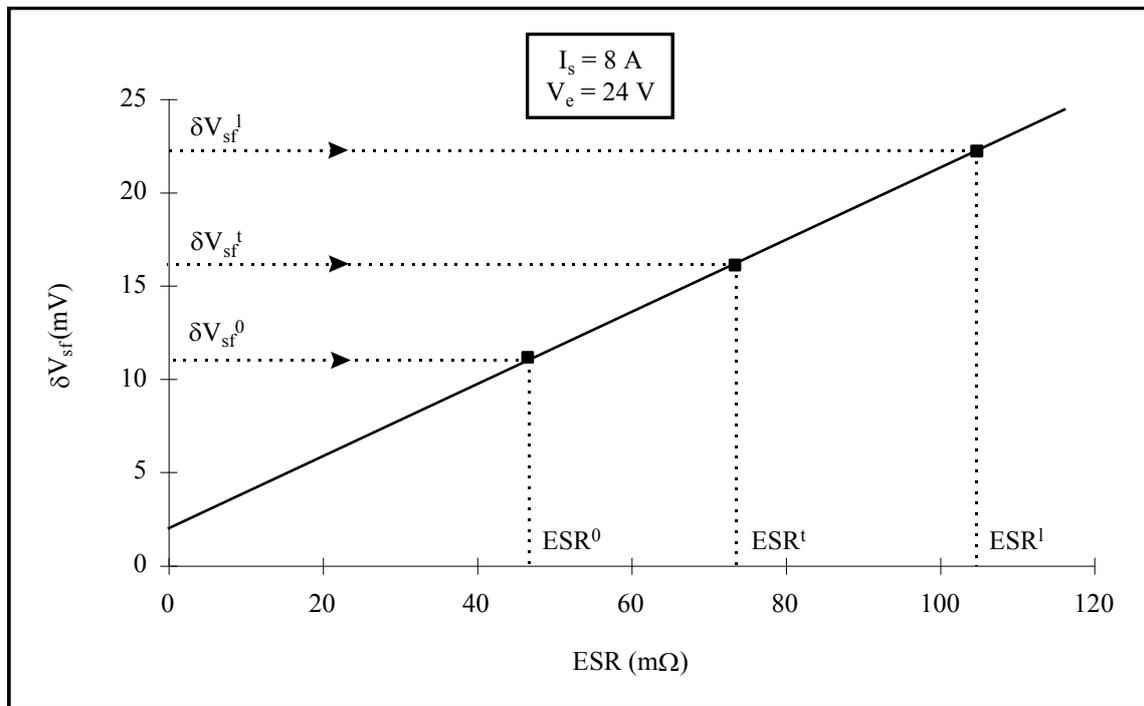


Figure 4.17 : Loi $\delta V_{sf} = f(ESR)$ pour $I_s = 8 \text{ A}$ et $V_e = 24 \text{ V}$

La figure 4.17 confirme la loi de quasi proportionnalité entre δV_{sf} et ESR [Venet-1 93]. Pour les valeurs de ESR nulles, nous remarquons que δV_{sf} n'est pas tout à fait nulle, à cause d'une faible impédance du condensateur due à la capacité série du composant.

Nous résumons sur la figure 4.18 la méthode de calcul de ESR^0 , ESR^t et ESR^l à partir des mesures à l'instant t de δV_{sf}^t et T_a^t .

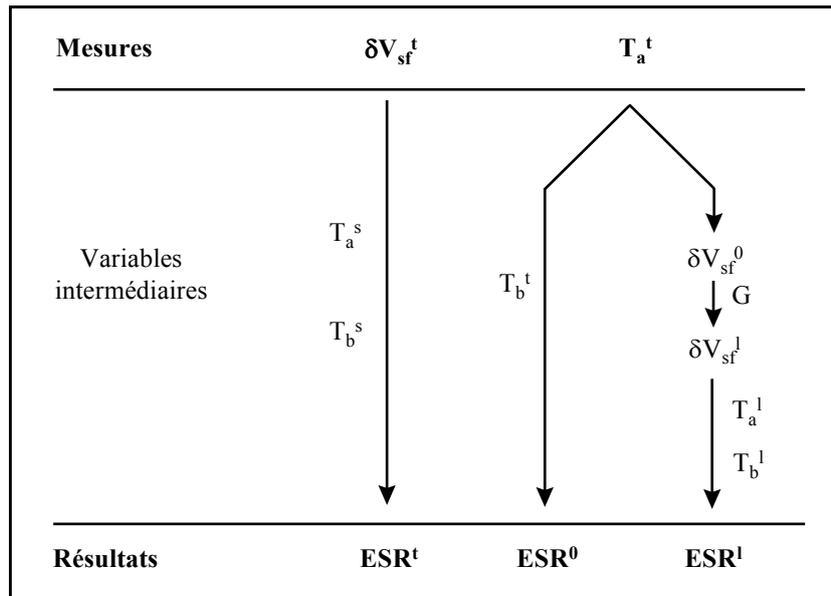


Figure 4.18 : Méthode de calcul de ESR^0 , ESR^t et ESR^1

4.2.4. Exploitation de la loi $ESR = f(t, T_b)$

Pour prédire l'évolution de ESR des condensateurs et donc le temps restant avant leur panne, nous pouvons choisir comme modèle traduisant l'évolution de ESR avec le temps, la loi linéaire en $1/ESR$ [Rhoades 84], [Jones 87] (cf. équation 2.16),

La température à laquelle sont soumis les condensateurs de filtrage est T_b^t calculée dans le paragraphe 4.2.2. La valeur de ESR à l'état neuf est égale à ESR^0 calculée dans l'étape précédente.

Nous utilisons donc la loi $ESR = f(t, T_b)$ pour les valeurs numériques suivantes :

$T_b = T_b^t = 28 \text{ °C}$, $ESR(0) = ESR^0 = 47 \text{ m}\Omega$ et $k = 58,37$ (cf. figure 2.12).

Le programme nous donne le temps restant avant la panne des condensateurs (t_p) en supposant que le convertisseur garde le même régime de fonctionnement jusqu'à l'usure complète de ces condensateurs (cf. figure 4.19). Comme le programme calcule tous ces paramètres en temps réel, il permet d'actualiser ce temps de panne suivant le régime de fonctionnement du convertisseur.

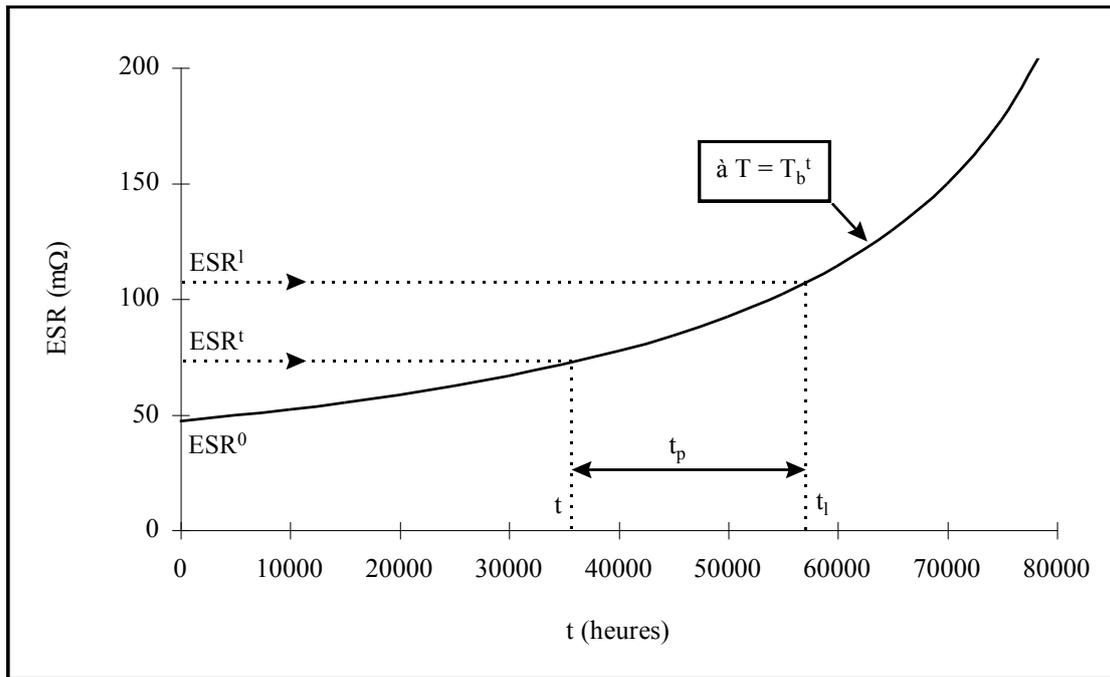


Figure 4.19 : Calcul du temps de panne t_p à partir de la loi
 $ESR = f(T_b)$ à $T = T_b^t$

Nous trouvons numériquement pour un fonctionnement à $I_s = 8$ A, $V_e = 24$ V et $T_a = 25$ °C :

Le temps limite de fonctionnement $t_l \approx 57000$ h ≈ 2400 Jours et le temps restant avant la panne $t_p \approx 22000$ h ≈ 900 Jours.

4.3. Organigramme de synthèse

Nous représentons sur la figure 4.20 le résumé de la méthode utilisée pour déterminer l'état des condensateurs de filtrage en sortie, à partir des données expérimentales à $t = 0$ et à $t \neq 0$.

Cette méthode présente l'avantage majeur de ne pas utiliser lors du fonctionnement des capteurs placés à l'intérieur de l'alimentation pour mesurer par exemple l'ondulation de courant [Harada-1 93], [Harada-2 88], mais de considérer le convertisseur comme un système fermé sur lequel nous effectuons à l'instant t, des mesures externes de tension, de courant et de température.

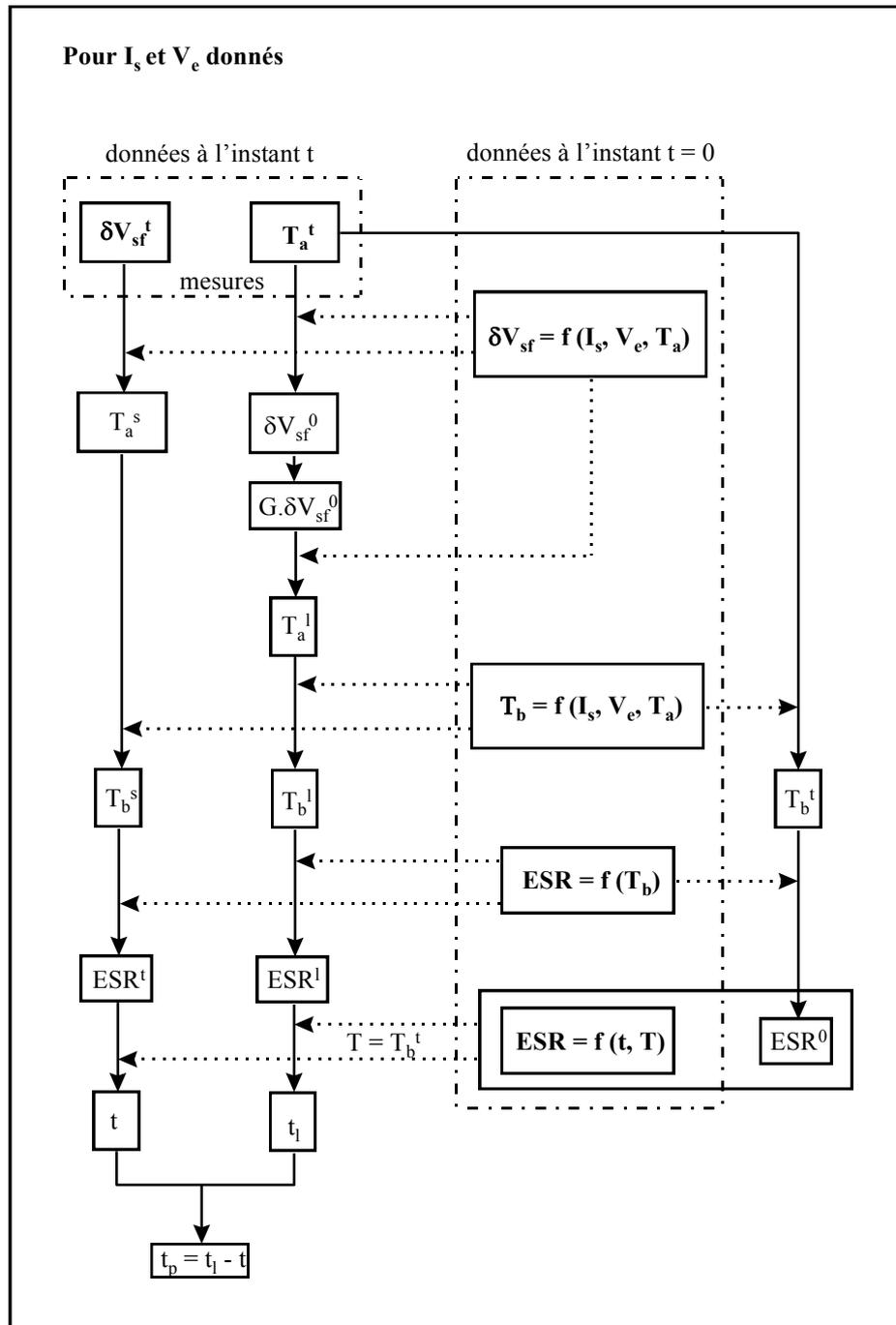


Figure 4.20 : Organigramme du logiciel de surveillance des pannes des condensateurs électrolytiques de filtrage

4.4. Résultats du logiciel de surveillance des condensateurs

Nous représentons sur la figure 4.21, l'écran final du logiciel en mode contrôle (cf. annexe 4), pour des condensateurs sains ($ESR = 52 \text{ m}\Omega$ mesurée à $25 \text{ }^\circ\text{C}$ et à 66 kHz) et vieillis ($ESR = 75 \text{ m}\Omega$ dans les mêmes conditions) pour un fonctionnement à $I_s = 8 \text{ A}$ et $V_e = 24 \text{ V}$. L'augmentation admissible de δV_{sf} est de 100% ($G = 2$).

Nous retrouvons approximativement sur cette figure les résultats numériques trouvés dans les paragraphes 4.2.1, 4.2.2, 4.2.3 et 4.2.4.

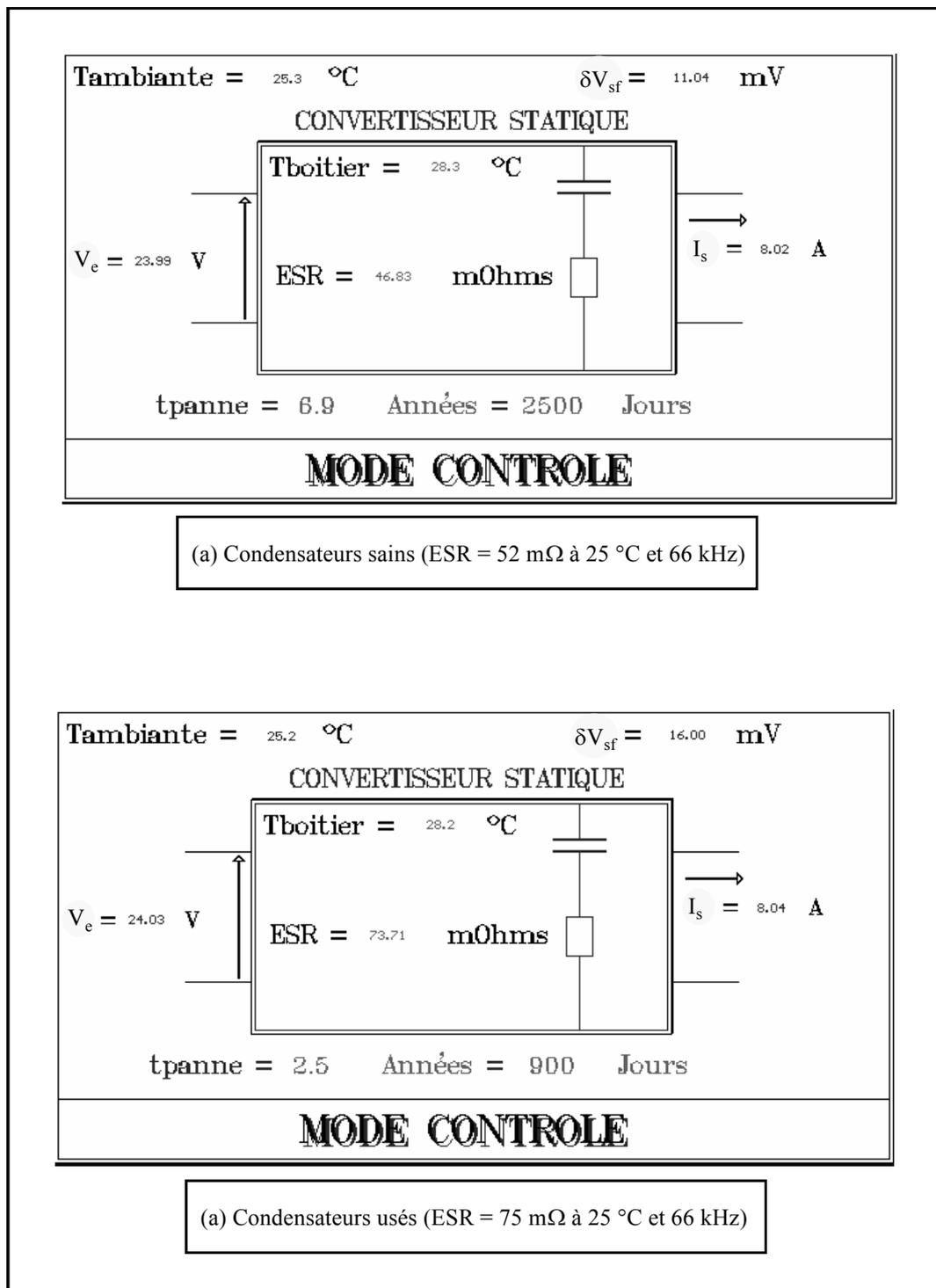


Figure 4.21 : Ecran du logiciel avec des condensateurs sains et vieillis pour un fonctionnement à $I_s = 8$ A, $V_e = 24$ V et $T_a = 25$ °C

Sur la figure 4.22, nous représentons pour des condensateurs sains, le mode contrôle pour une température ambiante T_a de 35 °C, en gardant I_s à 8 A et V_e à 24 V. Nous remarquons une diminution nette du temps de panne du fait de l'augmentation de température des condensateurs (38 °C).

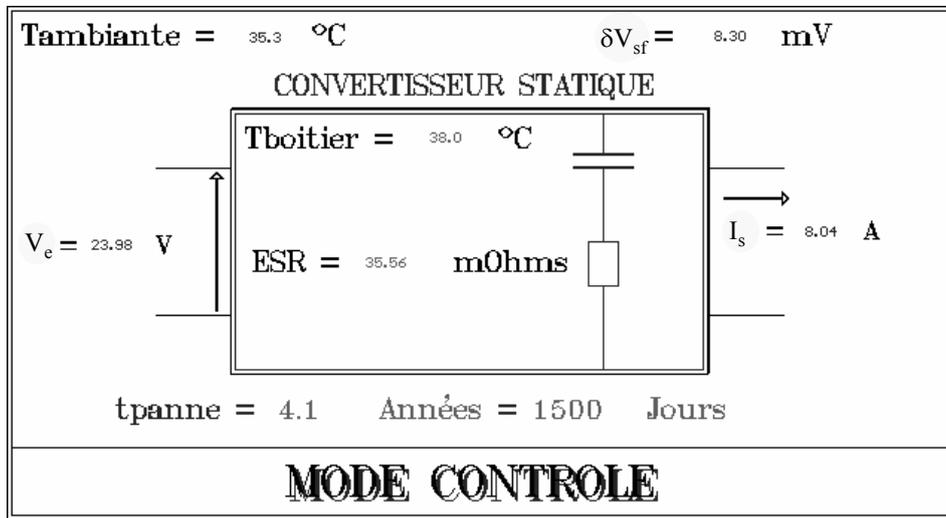


Figure 4.22 : Ecran du logiciel avec des condensateurs sains pour un fonctionnement à $I_s = 8 \text{ A}$, $V_e = 24 \text{ V}$ et $T_a = 35 \text{ }^\circ\text{C}$

Sur la figure 4.23, nous gardons T_a égale à 25 °C et V_e à 24 V, mais nous diminuons le courant I_s jusqu'à 1 A. Nous constatons que la température du boîtier est plus faible que pour un fonctionnement à $I_s = 8 \text{ A}$, ce qui entraîne un temps restant avant la panne plus important.

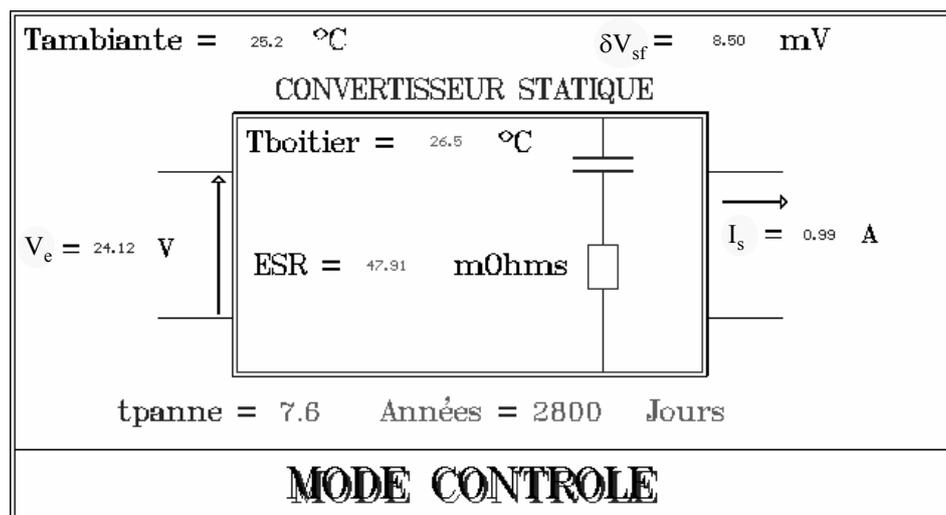


Figure 4.23 : Ecran du logiciel avec des condensateurs sains pour un fonctionnement à $I_s = 1 \text{ A}$, $V_e = 24 \text{ V}$ et $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

Sur la figure 4.24, nous montrons le mode contrôle pour des condensateurs sains et un fonctionnement de CE1 à $I_s = 8 \text{ A}$, $T_a = 25 \text{ °C}$ et V_e égale à 18 V puis 32 V. Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe 4.1, nous remarquons que lorsque V_e augmente, la température du boîtier diminue légèrement ce qui entraîne une augmentation du temps de panne.

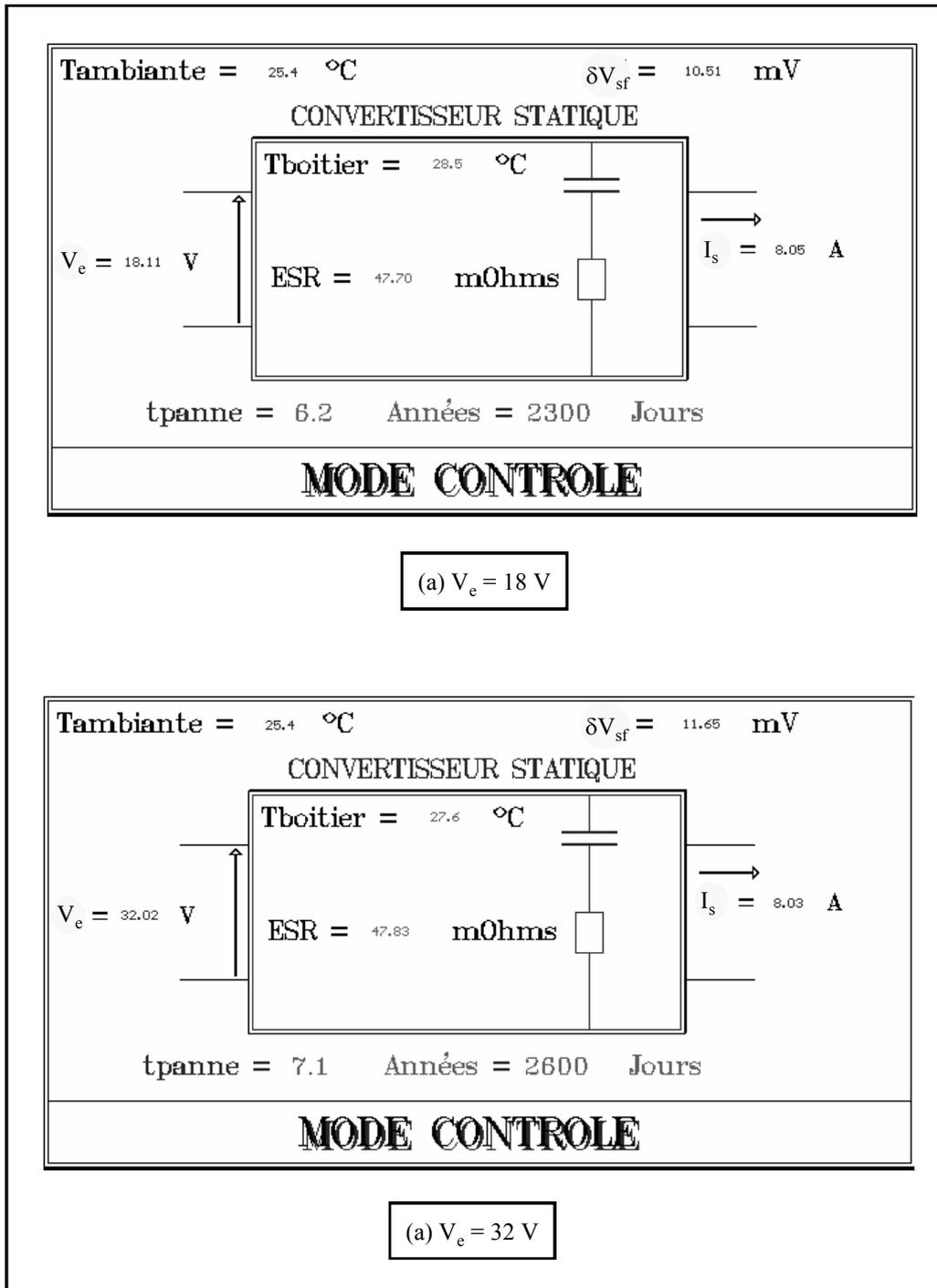


Figure 4.24 : Ecran du logiciel avec des condensateurs sains pour un fonctionnement à $I_s = 8 \text{ A}$ et $T_a = 25 \text{ °C}$

4.5. Extension de la méthode pour les condensateurs d'entrée

La méthode que nous avons développé dans le paragraphe 2 de ce chapitre est applicable seulement lorsque les condensateurs de filtrage sont identiques et vieillissent de la même façon. Comme nous l'avons démontré dans le chapitre 3, pour les condensateurs d'entrée, le vieillissement est différent car soit les condensateurs sont différents (convertisseur CE1), soit ils ne sont pas parcourus par le même courant (convertisseur CE2).

4.5.1. Entrée de CE1

Reprenons le schéma de la figure 3.3 et notons respectivement par ESR_1 et ESR_2 les résistances respectives de chacun des condensateurs de type 1500 μF et 3300 μF . La relation (3.3) devient alors :

$$\Delta v_{ef}(t) = ESR_{eq} \cdot i_{cef}(t) \quad (4.14)$$

avec :

$$ESR_{eq} = \frac{\frac{ESR_1}{3} \cdot \frac{ESR_2}{2}}{\frac{ESR_1}{3} + \frac{ESR_2}{2}} \quad (4.15)$$

et i_{cef} est le fondamental de l'ondulation de courant i_{ce} traversant les condensateurs.

L'ondulation de courant i_{ce} est fonction du courant de sortie I_s et de la tension d'entrée V_e . Nous pouvons donc écrire comme pour l'équation (4.2), la valeur moyenne redressée de l'ondulation de la tension d'entrée, notée δV_{ef} , sous la forme :

$$\delta V_{ef} = f(I_s, V_e, ESR_{eq}) = f(I_s, V_e, ESR_1, ESR_2) \quad (4.16)$$

avec :

$$ESR_1 = f(T_{b1}) \quad (4.17)$$

$$ESR_2 = f(T_{b2}) \quad (4.18)$$

où T_{b1} et T_{b2} sont les températures boîtier respectives des condensateurs 1500 μF et 3300 μF .

Nous avons alors :

$$T_{b1} = f(I_s, V_e, T_a) \quad (4.19)$$

$$T_{b2} = f(I_s, V_e, T_a) \quad (4.20)$$

Il s'agit donc de déterminer pour des condensateurs neufs la fonction liant δV_{ef} à ESR_{eq} en effectuant d'abord une acquisition des référentiels initiaux de δV_{ef} , de T_{b1} et de T_{b2} en fonction de I_s , V_e et T_a , puis d'utiliser les lois (4.18) et (4.19) pour déduire ESR_1 et ESR_2 et enfin ESR_{eq} par la relation (4.16).

Comme l'ondulation de courant $i_{ce}(t)$ est indépendante de l'état des condensateurs (cf. chapitre 1 pour le calcul des courants I_e , i_e et i_{ce} de CE1), la fonction $\delta V_{ef}(ESR_{eq})$ peut être utilisée à tout instant t, comme l'illustre la figure 4.25, pour déduire l'état des condensateurs de filtrage.

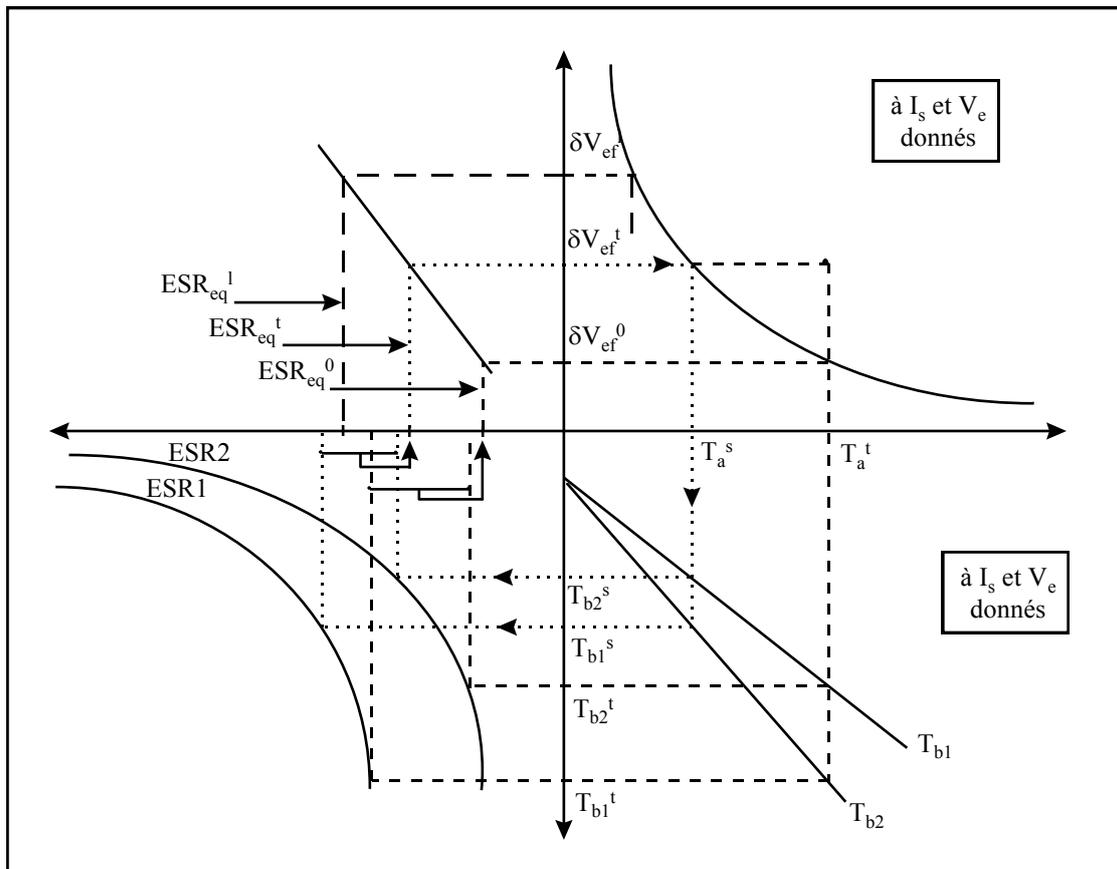


Figure 4.25 : Méthode de surveillance des condensateurs d'entrée

Connaissant la valeur de ESR_{eq} à l'instant t (ESR_{eq}^t), sa valeur à l'instant $t = 0$ (ESR_{eq}^0) et sa valeur limite admissible (ESR_{eq}^l), nous pouvons déduire le temps restant avant la panne à partir de la loi d'évolution $ESR_{eq} = f(ESR_1^0, ESR_2^0, T_{b1}, T_{b2}, k_1, k_2, t)$ déduite par la relation (4.16) à partir des expressions suivantes de ESR_1 et de ESR_2 :

$$\frac{1}{ESR_1(t)} = \frac{1}{ESR_1^0} \left(1 - k_1 \cdot t \cdot \exp\left(-\frac{4700}{T_{b1}^t + 273}\right) \right) \quad (4.21)$$

$$\frac{I}{ESR_2(t)} = \frac{I}{ESR_2^0} \left(1 - k_2 \cdot t \cdot \exp\left(-\frac{4700}{T_{b2} \cdot t + 273}\right)\right) \quad (4.22)$$

Pour le cas pratique, nous avons $k_1 = 87$ et $k_2 = 77$ (cf. figure 2.12, chapitre 2).

4.5.2. Entrée de CE2

Reprenons le schéma de la figure 3.7 et notons par ESR_{1-3} la résistance des condensateurs C_{e1} et C_{e3} et par ESR_{2-4} la résistance de C_{e2} et C_{e4} . Nous pouvons considérer que les condensateurs C_{e1} et C_{e3} vieillissent de la même manière car ils sont parcourus par le même courant et leur emplacement sur le convertisseur est très proche l'un de l'autre. Il en est de même pour C_{e2} et C_{e4} .

En haute fréquence, le schéma de la figure 3.7 est équivalent au schéma de la figure 4.26 (a). Comme le montre la figure 4.26, nous pouvons transformer le schéma (a) par le schéma (b) à l'aide d'une transformation triangle - étoile :

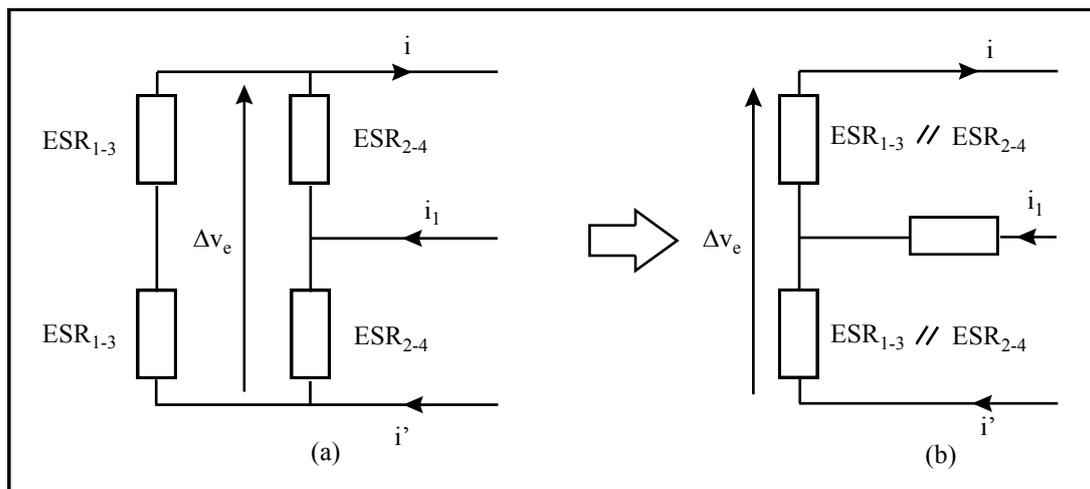


Figure 4.26 : Transformation triangle - étoile de l'entrée de CE2

Une forme simple de la tension d'entrée Δv_e est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta v_e(t) = \frac{ESR_{1-3} \cdot ESR_{2-4}}{ESR_{1-3} + ESR_{2-4}} \cdot (-i' - i) \quad (4.23)$$

Sachant que les courants i et i' sont indépendants de l'état d'usure des condensateurs (cf. chapitre 1 pour le calcul du courant i_1), la méthode présentée sur la figure 4.25 pour

l'entrée de CE1 peut être appliquée pour le cas de l'entrée de CE2 sachant que la tension d'entrée V_e est égale à la tension du réseau EDF.

5. CONCLUSION

Nous avons développé dans ce chapitre la méthode et le logiciel permettant de surveiller les condensateurs de filtrage des convertisseurs CE1 et CE2.

Le principe consiste à surveiller à tout instant de fonctionnement du convertisseur la valeur moyenne redressée du fondamental de l'ondulation de tension et de la comparer par l'intermédiaire d'un référentiel initial acquis à $t = 0$, à sa valeur initiale correspondant à des condensateurs de filtrage sains.

Nous avons appliqué cette méthode au convertisseur CE1 et nous avons vérifié que la fonction δV_{sf} (ESR) est presque linéaire pour un courant de sortie et une tension d'entrée donnés et surtout indépendante de l'état d'usure des condensateurs.

Les résultats obtenus par ce logiciel montrent que l'augmentation de la température ambiante, l'accroissement du courant de sortie ou aussi la diminution de la tension d'entrée entraînent l'accélération du vieillissement des condensateurs et donc la diminution du temps de panne.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Des études statistiques ont montré que les condensateurs électrolytiques de filtrage sont responsables de la majorité des pannes dans les convertisseurs statiques. Nous avons appliqué une maintenance prédictive à deux types de convertisseurs à découpage pour surveiller leurs condensateurs de filtrage.

Par des essais de vieillissement sur les différents types de condensateurs utilisés, nous avons vérifié que la résistance équivalente série ESR était un très bon indicateur de leur vieillissement. Cette résistance augmente suivant une loi bien déterminée en fonction du temps et de la température.

Pendant le fonctionnement du convertisseur, cette augmentation de ESR peut être détectée grâce à l'accroissement de l'ondulation de tension aux bornes des condensateurs qu'elle engendre. Lors des régimes à charge variable, nous avons observé des variations transitoires importantes de cette ondulation qui peuvent donner une fausse image de la valeur de ESR des condensateurs et conduire à de fausses alarmes.

Pour s'affranchir de ces transitoires, nous avons choisi de surveiller le fondamental de l'ondulation de tension et pour des raisons de commodité lors de la captation analogique de ce signal, nous mesurons sa valeur moyenne redressée.

Comme l'ondulation de tension ne dépend pas seulement de ESR mais aussi du courant de sortie, de la tension d'entrée et de la température ambiante, tous ces paramètres sont pris en compte dans la méthode de surveillance.

Nous avons réalisé un logiciel comprenant une partie électronique pour la captation des signaux clés et un module informatique pour le traitement numérique.

D'abord, un référentiel initial comportant les deux fonctions : ondulation de tension et température boîtier en fonction du courant de sortie, de la tension d'entrée et de la température ambiante est acquis à $t = 0$ pour le convertisseur utilisant des condensateurs sains.

Ce référentiel est utilisé ensuite en temps réel pour comparer la valeur mesurée à l'instant t de l'ondulation de tension à sa valeur initiale à l'instant $t = 0$ par une interpolation tenant compte des différents paramètres de fonctionnement. La température du boîtier est aussi déduite à partir de ce référentiel et à partir de la température ambiante mesurée à cet instant. La résistance ESR est alors déduite pour les condensateurs de filtrage utilisés.

Connaissant la loi de vieillissement des différents condensateurs, la valeur initiale de ESR pour un condensateur sain et la valeur limite de ESR imposée par l'utilisateur, nous déduisons ainsi le temps restant avant la panne.

Afin qu'il ne dépende pas du type de convertisseur, le module de prévision de la défaillance présenté ci-dessus pourrait être aménagé. En effet, nous poursuivons notre étude sur des "condensateurs intelligents" afin d'intégrer sur un condensateur un système électronique économique capable de signaler l'instant adéquat où le condensateur doit être changé. Ceci présente un grand intérêt dès que le nombre de condensateurs en parallèle est important et où la défaillance initiale d'un élément peut être voilée par ses voisins.

Enfin ce type d'étude peut être étendu à d'autres applications et en particulier aux condensateurs de commutation des convertisseurs utilisés dans les entraînements électriques et à ceux des batteries de condensateurs d'amélioration du $\cos(\varphi)$.

ANNEXE I

Annexe 1 : Calcul de l'échauffement relatif des condensateurs d'entrée du convertisseur CE2

Les courants i_{e1-3} , i_{e2} et i_{e4} montrés dans le chapitre 3 sur la figure 3.10, représentent les courants déduits du schéma haute fréquence de l'entrée de CE2 pour un fonctionnement à courant de sortie $I_s = 16 \text{ A}$ (cf. figure 3.9).

Ces courants ont une valeur moyenne non nulle. Nous rappelons sur la figure A1.1 les formes des courants i_1 (dans le primaire du transformateur), i_{e1-3} et i_{e4} (i_{e2} étant déphasé d'une demi période).

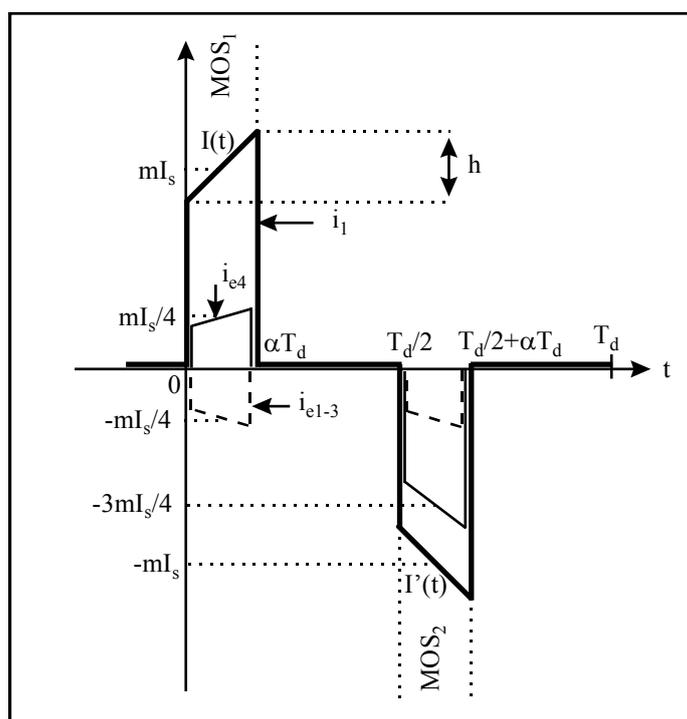


Figure A1.1 : Forme des courants dans les condensateurs d'entrée de CE2

En notant par M la constante $-\alpha mI_s/2$, nous avons :

$$\langle i_{e1-3} \rangle = \langle i_{e4} \rangle = M \quad (A1.1)$$

La puissance dissipée dans chacun des condensateurs C_{e1} , C_{e2} , C_{e3} et C_{e4} est la somme de la puissance due à la composante haute fréquence du courant les traversant et celle due à la composante basse fréquence du même courant. Néanmoins, ces deux composantes doivent avoir une valeur moyenne nulle pour pouvoir additionner les puissances correspondantes [Kurachi 95].

Notons par i_{e1-3}^h le courant haute fréquence de valeur moyenne nulle traversant C_{e1} et C_{e3} et i_{e4}^h le courant traversant C_{e4} et cherchons leurs valeurs efficaces que l'on notera I_{e1-3}^h et I_{e4}^h .

D'après la relation (A1.1) :

$$i_{e1-3}^h = i_{e1-3} - M \quad (A1.2)$$

$$i_{e4}^h = i_{e4} - M \quad (A1.3)$$

En notant I_{e1-3} et I_{e4} les valeurs efficaces respectives de i_{e1-3} et i_{e4} , nous obtenons donc :

$$(I_{e1-3}^h)^2 = (I_{e1-3})^2 - M^2 \quad (A1.4)$$

$$(I_{e4}^h)^2 = (I_{e4})^2 - M^2 \quad (A1.5)$$

Comme $\alpha = 1/4$, nous avons d'après les équations (3.4) et (3.5) et la figure A1.1 :

$$I_{e1-3}^2 = \frac{1}{T_d} \left[\int_0^{T_d/4} \left(\frac{I(t)}{4} \right)^2 dt + \int_{T_d/2}^{3T_d/4} \left(\frac{I'(t)}{4} \right)^2 dt \right] \quad (A1.6)$$

soit :

$$I_{e1-3}^2 = \frac{1}{8T_d} \int_0^{T_d/4} I(t)^2 dt \quad (A1.7)$$

Pour le courant i_{e4} , nous avons d'après les équations (3.5) et (3.8) :

$$I_{e4}^2 = \frac{1}{T_d} \left[\int_0^{T_d/4} \left(\frac{I(t)}{4} \right)^2 dt + \int_{T_d/2}^{3T_d/4} \left(\frac{3I'(t)}{4} \right)^2 dt \right] \quad (A1.8)$$

soit :

$$I_{e4}^2 = \frac{5}{8T_d} \int_0^{T_d/4} I(t)^2 dt \quad (A1.9)$$

Nous déduisons finalement d'après (A1.4) et (A1.5) que :

$$(I_{e1-3}^h)^2 = \frac{1}{8T_d} \int_0^{T_d/4} I(t)^2 dt - M^2 \quad (A1.10)$$

$$(I_{e4}^h)^2 = \frac{5}{8T_d} \int_0^{T_d/4} I(t)^2 dt - M^2 \quad (A1.11)$$

Avec $\alpha = 1/4$, $m = 0,32$ et $I_s = 16$ A, nous avons calculé les valeurs numériques suivantes :

$$M^2 = \left(\frac{\alpha m I_s}{2}\right)^2 \approx 0,41 A^2$$

En ce qui concerne la valeur de $\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d/4} I(t)^2 dt$, elle est égale à la somme d'un facteur proportionnel au carré du courant de sortie I_s et d'un facteur fonction de la hauteur h (cf. figure A1.1).

Numériquement, nous trouvons :

$$\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d/4} I(t)^2 dt \approx 1,82 \cdot 10^{-2} \cdot h^2 + \frac{1}{4} \cdot (m I_s)^2 \approx 0,30 A^2 + 6,55 A^2$$

Pour des courants I_s compris entre 10 A et 16 A, le deuxième terme peut être considéré comme prépondérant devant le premier et les valeurs I_{e1-3}^h et I_{e4}^h peuvent être considérés comme proportionnels à I_s puisqu'alors :

$$\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d/4} I(t)^2 dt \approx \frac{1}{4} \cdot (m I_s)^2 \approx 6,55 A^2 \quad (A1.12)$$

Nous obtenons numériquement :

$$(I_{e1-3}^h)^2 \approx 0,45 A^2 \text{ et } (I_{e2}^h)^2 = (I_{e4}^h)^2 \approx 3,87 A^2$$

Calculons maintenant les valeurs efficaces des composantes basse fréquence des courants traversant les condensateurs d'entrée. D'après la figure 3.10 et le paragraphe 3.4 du chapitre 1, ces courants sont égaux, nous noterons donc par I_e^b la valeur efficace commune de ces courants.

Le courant de basse fréquence i_e^b traversant C_{e1} , C_{e2} , C_{e3} et C_{e4} peut être schématisé simplement par la figure suivante :

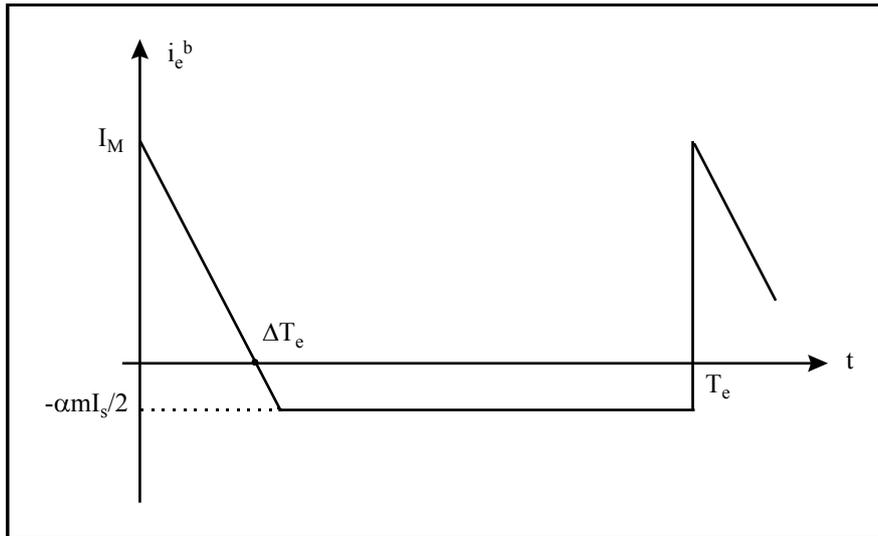


Figure A1.2 : Schéma simplifié de la composante basse fréquence des courants dans les condensateurs d'entrée

Comme $\langle i_e^b \rangle = 0$, le courant I_M vérifie la relation suivante :

$$\frac{I_M \cdot \Delta T_e}{2} = \frac{\alpha m I_s}{2} \cdot (T_e - \Delta T_e) \quad (A1.13)$$

D'après la figure 3.10, nous pouvons déduire les valeurs numériques suivantes :

$$T_e = 0,01 \text{ s}$$

$$\Delta T_e \approx T_e/5 = 0,002 \text{ s}$$

$$I_M \approx 5 \text{ A}$$

$$\text{et } \alpha m I_s / 2 \approx 0,64 \text{ A avec } \alpha = 1/4, m = 0,32 \text{ et } I_s = 16 \text{ A.}$$

La valeur efficace I_e^b de i_e^b est donnée par :

$$(I_e^b)^2 = \frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} (i_e^b)^2 dt \quad (A1.14)$$

$$= \frac{1}{T_e} \int_0^{\Delta T_e} (i_e^b)^2 dt + \frac{1}{T_e} \int_{\Delta T_e}^{T_e} \left(\frac{\alpha m I_s}{2}\right)^2 dt \quad (A1.15)$$

$$= \frac{1}{T_e} \int_0^{\Delta T_e} \left[I_M \left(1 - \frac{t}{\Delta T_e}\right) \right]^2 dt + \frac{1}{T_e} \int_{\Delta T_e}^{T_e} M^2 dt \quad (A1.16)$$

D'après la relation (A1.13) et comme $\Delta T_e \approx T_e/5$, nous obtenons :

$$\boxed{(I_e^b)^2 \approx 5 M^2} \quad (A1.17)$$

Pour des courants de sortie forts proches de 16 A, nous pouvons considérer que la relation (A1.17) est toujours valable car ΔT_e peut être considéré comme constant et égal à $T_e/5$.

L'application numérique donne :

$$(I_e^b)^2 \approx 2,0 A^2$$

Les condensateurs C_{e1} et C_{e3} sont traversés par un courant haute fréquence à 150 kHz et la valeur de leur ESR à cette fréquence est de 57 m Ω (notée ESR^h). Pour les condensateurs C_{e2} et C_{e4} , le courant haute fréquence est à 75 kHz et la valeur de ESR mesurée à cette fréquence est aussi proche de 57 m Ω (notée aussi ESR^h).

Pour ce qui concerne la basse fréquence, tous les composants sont traversés par une composante à 100 Hz. A cette fréquence la valeur de ESR est de 96 m Ω (notée ESR^b).

La puissance P_{e1-3} dissipée dans C_{e1} et C_{e3} et les puissances P_{e2} et P_{e4} dissipées dans les condensateurs C_{e2} et C_{e4} sont données par :

$$P_{e1-3} = ESR^h \cdot (I_{e1-3}^h)^2 + ESR^b \cdot (I_e^b)^2 \quad (A1.18)$$

$$P_{e2} = P_{e4} = ESR^h \cdot (I_{e2}^h)^2 + ESR^b \cdot (I_e^b)^2 \quad (A1.19)$$

L'application numérique nous donne :

$$P_{e1-3} \approx 220 mW \text{ et } P_{e2} = P_{e4} \approx 410 mW.$$

Nous concluons donc que pour un courant de sortie égal à 16 A, les condensateurs C_{e2} et C_{e4} subissent un échauffement relatif par rapport à la température ambiante presque deux fois plus grand que les condensateurs C_{e1} et C_{e3} . Pour des courants proches de 16 A, nous pouvons considérer que ces puissances sont proportionnelles au carré du courant I_s (cf. *éq.* (A1.10), (A1.11), (A1.12) et (A1.17)).

ANNEXE II

Annexe 2 : Fréquence équivalente d'une rampe de courant

Nous nous proposons dans cet annexe de trouver la fréquence équivalente f_{eq} de la rampe de courant illustrée par la figure A2.1.

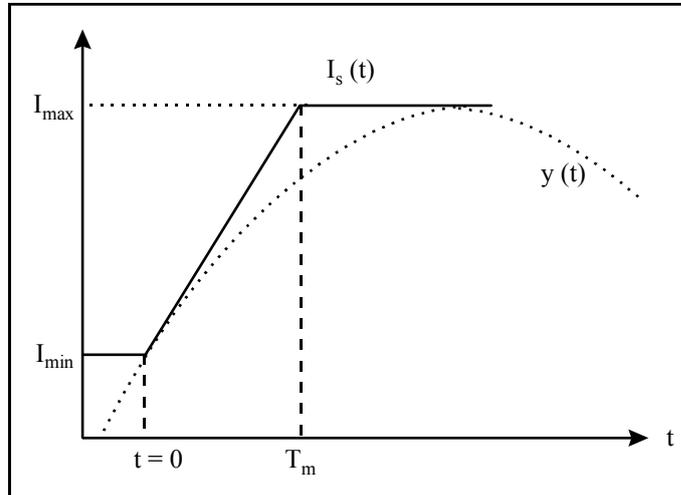


Figure A2.1 : Fréquence équivalente d'une rampe de courant

La fréquence f_{eq} recherchée est celle de la sinusoïde $y(t)$ s'écrivant sous la forme $y(t) = I_{max} \cdot \sin(2\pi f_{eq} \cdot t + \varphi)$ et vérifiant les relations suivantes :

$$y(0) = I_{min} \quad (A2.1)$$

$$y'(0) = (I_{max} - I_{min})/T_m \quad (A2.2)$$

La relation (A2.1) donne :

$$\sin(\varphi) = I_{min}/I_{max} \quad (A2.3)$$

La relation (A2.2) donne :

$$2\pi f_{eq} \cdot I_{max} \cdot \cos(\varphi) = (I_{max} - I_{min})/T_m \quad (A2.4)$$

Soit d'après (A2.3) :

$$2\pi f_{eq} \cdot I_{max} \sqrt{1 - \frac{I_{min}^2}{I_{max}^2}} = (I_{max} - I_{min})/T_m \quad (A2.5)$$

Nous obtenons finalement :

$$f_{eq} = \frac{1}{2\pi T_m} \sqrt{\frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}}} \quad (A2.6)$$

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques

[Alvsten 95] B. Alvsten, *"Electrolytic capacitors theory and application"*, RIFA Electrolytic Capacitors, Suède, 1995.

[Andoh 86] S. Andoh, T. Itoh, T. Shimpo, Y. Yokoyama *"The electrolytic capacitor of small ESR for electronic power supply"*, INTELEC'86 Proc., 1986, pp. 479-484.

[Aouda 95] N. Aouda, *"Les condensateurs en électronique de puissance : Règles d'utilisation et caractérisation des condensateurs linéaires. Apports des conducteurs céramiques non linéaires"*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.

[Bausière 92] R. Bausière, F. Labrique, G. Segurier, *"Les convertisseurs de l'électronique de puissance"*, Vol. 3, Technique et Documentation, Lavoisier, 1992.

[Chemi-Con 95] United Chemi-Con Inc., *"Understanding aluminium electrolytic capacitors"*, Catalog U 7002, Second Edition, 1995.

[Clarke 80] G. Clarke, *"Future developments in aluminium electrolytic capacitors"*, Sprague Electric Ltd., Developments in Small Capacitors, One-Day Seminar and Exhibition, ERA, 1980.

[Dalmasso 84] J. L. Dalmasso, *"Cours d'électrotechnique, tome 2, traitement de l'énergie électrique"*, Belin, 1984.

[Dorf 93] C. Richard Dorf, *"The Electrical Engineering Handbook"*, University of California, Davis, CRC Presse, 1993.

[Deustch 80] E. Deustch, *"Aluminium electrolytic capacitors and their application in switch mode power supplies"*, Power Conversion International, Vol. 6, N°3, 1980, pp. 10-16.

[Ferrieux 94] J. P. Ferrieux, F. Forest, *"Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance - principes - composants - modélisation"*, Masson, 1994.

[Gasperi 96] M. L. Gasperi, *"Life prediction model for aluminum electrolytic capacitors"*, IEEE IAS Conference Proc., 1996, pp. 1347-1351.

[Girard 93] M. Girard, *"Alimentations à découpage"*, Ediscience International, 1993.

[Harada-1 93] K. Harada, A. Katsuki, M. Fujiwara, *"Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor"*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, N°4, Octobre 1993, pp. 355-361.

[Harada-2 88] K. Harada, A. Katsuki, *"Deterioration diagnosis of electrolytic capacitor in a buck-boost converter"*, PESC'88, Vol. 2, pp. 1001-4.

[Harada-3 88] K. Harada, *"Life detector for smoothing capacitor"*, Patent of Japan, Vol. 12, N°313, 1988, p-749.

[Harris 90] K. Harris, G. Mc Duff, T. R. Burkes, *"Evaluation of electrolytic capacitors for high peak current pulse duty"*, IEEE Conference Record of the 1990 Nineteenth Power Modulator Symposium, 1990, pp. 548-59.

[Hart 87] J. L. Hart, D. Scoggin, *"Predicting electrolytic capacitor lifetime"*, Powertechnics magazine, pp. 24-29, Octobre 1987.

[Hayatee 75] F. G. Hayatee, *"Heat dissipation and ripple current rating in electrolytic capacitors"*, Electrocomponent Science and Technology, 1975, Vol. 5, pp. 109-114.

[Jones 87] J. A. Jones, J. A. Hayes, *"The parametric drift behaviour of aluminium electrolytic capacitors : an evaluation of four models"*, 1st European Capacitor and Resistor Technology Proc., Brighton , 1987, pp. 171-179.

[Kurachi 95] T. Kurachi, M. Shoyama, And T. Ninomiya, *"Analysis of ripple current of an electrolytic capacitor in power factor controller"*, International Conference on Power Electronics and Drive Systems Proc., 1995, pp. 48-53.

[Lahyani-1 96] A. Lahyani, *"Méthode et dispositif de maintenance prédictive des condensateurs dans les alimentations électriques"*, Rapport Intermédiaire, Aide au transfert laboratoire, Bénéficiaires UCBL-EZUS, Février 1996.

[Lahyani-2 97] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, *"Procédé et dispositif pour déterminer l'état de vieillissement d'un condensateur"*, Brevet déposé par l'université Lyon 1, N° 97 11 335, 8 Septembre 1997.

[Lahyani-3 98] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, P. J. Viverge, *"Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply"*, Accepté pour publication au journal "IEEE Transactions on Power Electronics", à paraître en 1998.

[Marchese 90] E. Marchese, *"Electrolytic capacitors."*, Powertechnics magazine, Vol. 6, pp. 12-18.

[Michel 92] H. Michel, *"Custom aluminum electrolytic capacitors for power electronics"*, Siemens Components, Vol. 27, N° 5, 1992, pp. 33-35.

[Milsant 81] F. Milsant, *"Cours d'électronique, circuits à régime variable"*, tome 1, Eyrolles, 1981.

[Mouriès 95] G. Mouriès, *"Condensateurs utilisés en électronique de puissance"*, Techniques de l'Ingénieur, D3 280, Décembre 1995, pp. 1-20.

[Noltingk 90] B. E. Noltingk, *"Instrumentation reference book"*, Butter worth International Edition, 1990.

[Parker 85] K. Parker, *"Design reaches limits after "*, Electronics Weekly, N. 1264, April 1985, pp. 56-57.

[Press 92] W. H. Press, S .A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, *"Numerical recipes in FORTRAN, the art of scientific computing"*, Second Edition, 1992.

[Rhoades 84] G. E. Rhoades, A. W. H. Smith, *"Expected life of capacitors with non-solid electrolyte"*, 34th Component Conference Proc., 1984, pp. 156-161.

[Rifa 97] *"Electrolytic Capacitors"*, Catalogue Evox Rifa, 1997 - 1998.

[Sadoudi 97] A. Sadoudi, *"Industrialisation d'un module de prévision de la défaillance des convertisseurs statiques d'énergie"*, Rapport de stage, DESS EEA Lyon, Filière Micro-électronique, CENTRALP-ENERTRONIC, Octobre 1997.

[Sic Safco 93] *"Condensateurs Electrolytiques Aluminium"*, Catalogue Sic Safco, 1993.

[Stevens 95] J. L. Stevens, J. D. Sauer, J. S. Shaffer, *"Improved thermal model for large can aluminum electrolytic capacitors : an empirical approach"*, 15th Capacitor and Resistor Technology Symposium Proc., 1995, pp. 56-61.

[Venet-1 93] P. Venet, *"Surveillance d'alimentation à découpage. Application à la maintenance prédictive"*, Thèse de l'Université Claude Bernard, Lyon, 1993.

[Venet-2 93] P. Venet, H. Darnand, G. Grellet, *"Detection of faults of filter capacitors in a converter. Application to predictive maintenance"*, INTELEC'93 Proc., vol. 2, 1993, pp. 229-234.

[Venet-3 97] P. Venet, A. Lahyani, P. J. Viverge, G. Grellet, *"Use of the out put voltage of a switchmode power supply to predict failure of filtering electrolytic capacitors"*, EPE'97 Proc., Vol. 2, 1997, pp. 978-982.

[Xie Yi 93] Xie Yi, *"Laws of capacitance and DF change in useful life test with temperature about aluminum capacitors"*, 13th Capacitor and Resistor Technology Symposium CARTS'93, pp. 252-254.