



HAL
open science

**ETUDE ET ELABORATION D'UN SYSTEME DE
MAINTENANCE PREDICTIVE POUR LES
CONDENSATEURS ET LES BATTERIES UTILISES
DANS LES ALIMENTATIONS SANS
INTERRUPTIONS (ASI)**

Karim Abdennadher

► **To cite this version:**

Karim Abdennadher. ETUDE ET ELABORATION D'UN SYSTEME DE MAINTENANCE PREDICTIVE POUR LES CONDENSATEURS ET LES BATTERIES UTILISES DANS LES ALIMENTATIONS SANS INTERRUPTIONS (ASI). Automatique / Robotique. Université Claude Bernard - Lyon I, 2010. Français. NNT: . tel-00532642v1

HAL Id: tel-00532642

<https://theses.hal.science/tel-00532642v1>

Submitted on 4 Nov 2010 (v1), last revised 29 Mar 2013 (v2)

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

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

THESE DE DOCTORAT

Présentée devant

L'UNIVERSITE CLAUDE BERNARD LYON 1

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR de l'UNIVERSITE de LYON 1

(Arrêté du 07 Août 2006)

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

Préparée au sein de

**L'ECOLE DOCTORALE
ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE
DE LYON**

Par

M. Mohamed Karim ABDENNADHER

Maître es Sciences EEA à Lyon
&
Ingénieur INSAT de Tunis

**ETUDE ET ELABORATION D'UN SYSTEME DE MAINTENANCE PREDICTIVE
POUR LES CONDENSATEURS ET LES BATTERIES UTILISES DANS LES
ALIMENTATIONS SANS INTERRUPTIONS (ASI)**

Soutenue le

25 Juin 2010

Devant le jury composé de

**M. Christophe FORGEZ
M. Pascal MAUSSION
M. Seddik BACHA
M. Jean-Marie RETIF
M. Gérard ROJAT
M. Christophe ROSSET
M. Pascal VENET**

**Maître de Conférences HDR, UTC
Professeur, INP Toulouse
Professeur, UJF Grenoble
Professeur Emérite, INSA de Lyon
Professeur Emérite, Lyon 1
Ingénieur électronique, APC by Schneider
Professeur, Lyon 1**

**Rapporteur
Rapporteur
Président
Examineur
Directeur
Examineur
Co-directeur**

A mes parents

A mes sœurs et mon petit frère

A mon grand père

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce document a été réalisé en collaboration entre le Laboratoire AMPERE de l'université Lyon 1 et APC by Schneider à Montbonnot une entité du groupe Schneider Electric.

Je tiens à exprimer mes remerciements au Professeur Pascal MAUSSION et Monsieur Christophe FORGEZ de m'avoir fait l'honneur d'évaluer ce travail. Mes sincères remerciements s'adressent aussi au Professeur Seddik BACHA pour avoir accepté de participer à ce jury. Je suis très honoré de leur participation.

Je remercie tout particulièrement mon directeur de thèse Professeur Gérard ROJAT, mon co-directeur de thèse Professeur Pascal VENET et Professeur Jean-Marie RETIF pour leurs précieux conseils, ainsi que leur soutien pendant toutes ces années et je leur témoigne tout mon respect et toute ma reconnaissance. La confiance qu'ils m'ont accordée m'a aidé à faire face aux difficultés rencontrées tout au long de ce parcours. Durant ces années, j'ai pu apprécier les qualités des grands chercheurs et des hommes.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à Christophe ROSSET pour son soutien infaillible, pour sa généreuse humanité et pour tous les précieux conseils professionnels et pédagogiques avisés qu'il a su me prodiguer tout au long de ces années. Merci cher collègue et saches que sans toi, cette thèse n'aurait jamais pu se faire.

J'exprime une reconnaissance particulière aux membres de l'équipe 'Anticipation' et particulièrement à Eric BRUN et aux autres personnes de l'équipe pour leur collaboration depuis la période de ma présence au sein de l'entreprise : Marc, Jean, Alain, Serge, Corentin, Robert, Adrien, Grégory, Mathieu et Dominique. Ma gratitude est grande vis-à-vis de mon cher ami et collègue Olivier BERARD qui a contribué à ce travail avec des échanges pertinents sur les différents résultats. Cette thèse leur doit beaucoup.

Ma reconnaissance et mes remerciements vont aux personnes de la R&D de APC by Schneider à Montbonnot et notamment à Jean-Loup BONNET-MASIMBERT. J'ai tout particulièrement apprécié les moments à la fois de mûre réflexion et de détente avec les membres de ma nouvelle équipe 'Hubble' et spécialement avec Ludovic SOUDRIL, Laurent PRUNEVILLE, Thierry THOMAS sans oublier : Christian, David, Sébastien, Alain, Nicolas, Denis, Dominique, Gaël, Pascal, Gilbert, Bernard, Marion et Pamela.

Je remercie aussi toutes les personnes du laboratoire Ampère pour leur sympathie et leur disponibilité ainsi que mes fidèles stagiaires : Jérémy DROUOT, Xin CHEN, Laid IDOUGHI et An LI, qui avec leur soutien cette thèse a pu aboutir.

Avant de terminer, je voudrais dédier cette thèse à mes Parents. Spécialement à ma chère Maman qui m'a soutenu en permanence et qui par ses conseils m'a toujours guidé dans mes choix. Aussi, à mon cher Papa pour ses recommandations, son regard visionnaire et pour l'ambition qui m'a fait nourrir au fil des années. Finalement un grand merci à mon grand père, à mes deux chères sœurs Sonia et Mouna, mon cher petit Frère Ali et ma petite nièce Nadine pour leur présence et soutiens infinis.

Merci enfin à mes amis et proches pour leurs encouragements : Jihène, Jamal, Mahdi, Haytham et Monya.

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS	5
SOMMAIRE	9
INTRODUCTION GENERALE	15
CHAPITRE I : LES ALIMENTATIONS SANS INTERRUPTION : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT, FIABILITE ET CONSTITUANTS	21
1. INTRODUCTION	23
2. PRESENTATION DU CAHIER DES CHARGES DU SYSTEME DE SURVEILLANCE DES COMPOSANTS A RISQUES DES ASI	23
3. LES ALIMENTATIONS SANS INTERRUPTION (ASI)	23
3.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	23
3.2. CONSTITUANTS	24
3.2.1. Le convertisseur AC/DC	24
3.2.2. Le convertisseur DC/DC	25
3.2.3. Le convertisseur DC/AC	26
3.2.4. Une cellule de secours	27
3.3. CAPTEURS PRESENTS DANS LES ASI	28
4. LES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES	28
4.1. PRESENTATION	28
4.2. PRINCIPE ET CONSTITUTION	29
4.2.1. Caractérisation de l'impédance des condensateurs	30
4.3. FIABILITE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES	31
4.4. METHODES EXISTANTES SUR LES TECHNIQUES DE PRONOSTIC DES DEFAILLANCES DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES	32
4.4.1. Module de prévision de défaillance des convertisseurs d'énergie	32
4.4.2. Brevet « Condensateur intelligent » [58]	35
4.4.3. Méthode basée sur le calcul de la puissance [34]	35
5. PRESENTATION DES BATTERIES AU PLOMB	36
5.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	37
5.2. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES	38
5.2.1. Profil de décharge	38
5.2.2. Capacité de la batterie	39
5.2.3. Etat de charge SOC	40

5.2.4.	Etat de vieillissement -----	41
5.2.5.	Résistance interne -----	41
5.2.6.	Vieillessement -----	42
5.2.7.	Influence de la température -----	43
5.3.	QUELQUES METHODES D'EVALUATION DE L'ETAT DE LA BATTERIE -----	44
5.3.1.	Mesure des paramètres électriques (tension, courant et impédance)-----	44
5.3.2.	Test de décharge galvano-statique-----	44
5.3.3.	Méthode Ampère-heure-métrique [1]-----	44
5.3.4.	Mesures de tension -----	46
5.3.5.	Modèles basés sur la logique floue et les réseaux de neurones -----	47
5.3.6.	Méthode basée sur les filtres de Kalman -----	47
5.3.7.	Récapitulatif-----	48
6.	PRESENTATION DU PRINCIPE DU SYSTEME DE SURVEILLANCE DES COMPOSANTS A RISQUES :-----	48
6.1.	CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES-----	48
6.2.	BATTERIES AU PLOMB-----	49
7.	CONCLUSION -----	49
	CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES-----	51
1.	INTRODUCTION -----	53
2.	MODELISATION DU VIEILLISSEMENT -----	53
2.1.	PARAMETRES A SURVEILLER [3] -----	53
2.1.1.	Influence de la température ambiante sur les paramètres du condensateur-----	53
2.1.2.	Influence de l'ondulation du courant sur les paramètres du condensateur-----	54
3.	PLAN EXPERIMENTAL -----	55
3.1.	PRESENTATION DES CONDENSATEURS EN TEST-----	55
3.2.	EVOLUTION DES PARAMETRES EN FONCTION DE LA TEMPERATURE -----	56
3.3.	INFLUENCE DE LA MISE SOUS TENSION DES CONDENSATEURS SUR LA CARACTERISATION -----	58
4.	LOIS DE VIEILLISSEMENT DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES	59
4.1.	MODELES DE VIEILLISSEMENT DE L'ESR -----	59
4.2.	LOI DE VIEILLISSEMENT DE LA CAPACITE C -----	60
5.	ESSAIS DE VIEILLISSEMENT ACCELERE : -----	61

5.1.	LE VIEILLISSEMENT STANDARD :	61
5.2.	RESULTATS EXPERIMENTAUX	62
5.2.1.	Vieillissement à 85°C	62
5.2.2.	Vieillissement à 90°C	65
5.3.	DETERMINATION DES LOIS D'EVOLUTION DES PARAMETRES EN FONCTION DU TEMPS DE VIEILLISSEMENT	67
6.	ALGORITHME DE VIEILLISSEMENT	71
7.	CONCLUSION	75
CHAPITRE III : SYSTEME DE MAINTENANCE PREDICTIVE DES CONDENSEURS ELECTROLYTIQUES DANS LES ASI		77
1.	INTRODUCTION	79
2.	PRINCIPE ET SIMULATION DU SYSTEME	79
2.1.	CONVERTISSEUR DE PUISSANCE	79
2.2.	REGULATION DU HACHEUR PARALLELE	81
2.3.	SURVEILLANCE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES	82
2.4.	IDENTIFICATION EN TEMPS REEL DES PARAMETRES ELECTRIQUES DES CONDENSATEURS	85
3.	ETUDE THEORIQUE ET RESULTATS DE SIMULATION	86
3.1.	CONVERTISSEUR DC/DC	87
3.1.1.	Mesure du courant	88
3.1.2.	Résultats de simulation	88
3.2.	ANALYSE FFT (FAST FOURRIER TRANSFORM)	89
3.3.	CONDENSATEURS EN PARALLELES	91
3.4.	CONVERTISSEUR AC/DC	91
3.4.1.	Identification séparée des deux paramètres ESR et C	91
3.4.2.	Résultats de simulation	92
4.	CONCEPTION D'UNE MAQUETTE ET RESULTATS EXPERIMENTAUX	94
4.1.	PRESENTATION DE LA MAQUETTE	94
4.1.1.	Un transformateur d'isolement	94
4.1.2.	Un redresseur	94
4.1.3.	Une carte de puissance	95
4.1.4.	Une carte d'interface	95
4.1.5.	Une carte d'acquisition et de contrôle/ commande	95
4.1.6.	Une carte d'évaluation eZdspTMS320F2812	96

4.2.	RESULTATS EXPERIMENTAUX	97
4.2.1.	Fonctionnement en mode DC/DC :	98
4.2.2.	Fonctionnement en mode AC/DC	99
4.2.3.	Gain variable	100
5.	CONCLUSION	104
CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI		
1.	INTRODUCTION	107
2.	MODELES ELECTRIQUES DES BATTERIES	107
2.1.	MODELE SIMPLE	107
2.2.	MODELE DE THEVENIN	108
2.3.	MODELE RC	108
3.	APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU	109
3.1.	MISE EN ŒUVRE DU FILTRE DE KALMAN ETENDU (EKF)	110
3.2.	DETERMINATION DES VALEURS INITIALES DES PARAMETRES DANS LE MODELE DE LA BATTERIE UTILISEE [10]	115
3.3.	RESULTATS DE SIMULATION	117
3.3.1.	Simulation avec une entrée riche en fréquence	117
3.3.2.	Simulation en ajoutant une résistance R_t dans le vecteur d'état x	118
3.3.3.	Simulation avec différentes matrices de covariance de bruits Q et R	120
3.3.4.	Simulation pour deux batteries en série	122
4.	SPECTROSCOPIE D'IMPEDANCE DE LA BATTERIE	124
4.1.	PRINCIPE DU SPECTROMETRE D'IMPEDANCE	124
4.2.	MOYENS EXPERIMENTAUX	126
4.3.	RESULTATS EXPERIMENTAUX	127
4.4.	PROPOSITION D'UNE METHODE POUR ESTIMER LE SOH DE LA BATTERIE	128
5.	EXPERIMENTATION DE VIEILLISSEMENT	130
5.1.	MOYENS EXPERIMENTAUX	130
5.2.	DUREE DE VIE DE LA BATTERIE	132
5.2.1.	Influence de la température	133
5.2.2.	Etablissement du plan de vieillissement	133

6. CONCLUSION	135
CONCLUSION GENERALE	137
ANNEXES	143
ANNEXE 1 : ASPECTS PRATIQUES POUR LA MAQUETTE D'IDENTIFICATION DES PARAMETRES	145
Aspects pratiques de la méthode se basant sur la mesure de puissance	145
Identification des paramètres ESR et C	145
La carte d'évaluation eZdsp TMS320F2812	148
Conception du transformateur d'intensité (TI)	150
Etude comparative sur les différents algorithmes d'estimation des paramètres	151
ANNEXE 2 : PROGRAMMES UTILISES SUR MATLAB POUR LES CONDENSATEURS	154
M.file sous Matlab utilisé pour les analyses FFT	154
Conditions, modèles et méthodes de simulation sous Matlab	154
ANNEXE 3 : PROGRAMMES UTILISES SUR MATLAB POUR LA BATTERIE	156
M-file : pour le module « Ident_MCR » pour identifier L et R de la batterie	156
ANNEXE 4 : RESULTATS DE SIMULATION POUR L'APPLICATION DE EKF SUR LA BATTERIE AU PLOMB	159
ANNEXE 5 : DATASHEET DE LA BATTERIE HRL634W [17]	169
ANNEXE 6 : VIEILLISSEMENT DE LA BATTERIE	171
Sept procédures de vieillissement de la batterie [35]	171
Programme pour l'expérimentation de vieillissement	177
BIBLIOGRAPHIE	179

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Dans beaucoup de domaines, les systèmes électroniques sont largement utilisés dans de plus en plus d'applications et en sont souvent les constituants clefs. Ces systèmes ont besoin d'une énergie électrique de qualité. Pour assurer cette énergie de façon permanente, il existe des systèmes d'alimentation spécifiques. Il s'agit des Alimentations Sans Interruptions (ASI).

Comme son nom l'indique, une ASI permet d'obtenir une énergie électrique sans coupure grâce à des systèmes de stockage d'énergie, à savoir des batteries au plomb. Cette énergie est aussi de qualité grâce à des topologies de puissance adaptées. Ces topologies sont principalement constituées d'interrupteurs de puissance, d'inductances et de condensateurs.

Les principaux domaines d'application d'une ASI sont :

- le stockage de données numériques sécurisés et critiques tels que dans les banques, les systèmes de télécommunications, etc.,
- l'industrie telle que l'aéronautique, l'automobile, la microélectronique, la chimie, la pétrochimie, etc.,
- les marchés médicaux, militaires, nucléaires, etc.

Dans une ASI, l'événement principal redouté est la perte d'énergie en sortie. Pour gérer cette problématique, des redondances sont proposées, soit en interne à l'ASI, soit en externe au niveau du système.

Cependant, une ASI comme tout autre système peut tomber en panne. Une défaillance de l'ASI induit une maintenance corrective donc une forme d'indisponibilité ce qui peut représenter un coût important.

Pour ces raisons, des études poussées sont menées afin de connaître, d'une part, le temps précis restant avant la panne et effectuer ainsi des opérations de maintenance préventive juste à temps, d'autre part, pour connaître la cause des défaillances afin de mieux les maîtriser dans le futur.

Pour atteindre ces objectifs, il faut tout d'abord déterminer les composants les plus à risque ou qui représentent un enjeu économique important.

Dans une ASI, plusieurs composants sont sensibles. Il s'agit des ventilateurs, des composants de puissance et des systèmes de stockage d'énergie. Parmi ceux-ci, les plus sensibles sont les composants électrochimiques. Pour une ASI il s'agit des condensateurs électrolytiques et des batteries au plomb.

De plus, des études [6] [49] ont montré que les condensateurs électrolytiques de filtrage sont les composants les plus à risque des éléments constituant l'électronique de puissance.

Quant aux batteries de secours utilisées dans les ASI elles ont des durées de vie très limitées et représentent un coût important de l'installation globale. Ces deux aspects justifient l'étude à conduire sur ce composant.

Pour ces raisons, cette thèse est centrée sur l'étude de la maintenance prédictive des condensateurs électrolytiques et des batteries au plomb.

Pour les condensateurs électrolytiques, nous avons étudié un système de surveillance et de prédiction de panne. Celui-ci permet une maintenance prédictive et peut permettre une connaissance de la nature de la panne.

Pour les batteries, il est important de connaître leur état de santé (State of Health - SoH) afin d'optimiser les opérations de maintenance préventive. Par ailleurs, une fonction clef d'une ASI est de fournir une autonomie donnée à son utilisateur. Pour cela, il est nécessaire de connaître son état de charge (State of Charge – SoC).

Pour atteindre ces objectifs, cette thèse est construite autour de quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons le contexte général de notre travail. Nous expliquons l'architecture des convertisseurs de puissance supports de ces travaux. Ensuite, nous examinons la technologie, les caractéristiques et la modélisation des condensateurs électrolytiques, puis des batteries au plomb. Enfin, nous présentons les systèmes de surveillance existants pour ces deux composants en soulignant leurs principaux inconvénients. Ceci permet de proposer le cahier des charges qui seront mis en œuvre.

Dans le deuxième chapitre, pour les condensateurs électrolytiques, nous détaillons les différentes étapes de caractérisation et de vieillissement. Puis nous présentons la procédure expérimentale de vieillissement et les résultats associés. Enfin, nous exposons la méthode d'implémentation de l'algorithme de vieillissement.

Dans le troisième chapitre, toujours pour les condensateurs électrolytiques, nous présentons les résultats de simulation du système de maintenance prédictive que nous avons retenu. Puis, nous abordons la partie expérimentale en décrivant le système développé. Enfin, nous détaillons les cartes électroniques conçues et les algorithmes mis en œuvre et leurs

contraintes d'implémentation respectifs pour une réalisation temps réel.

Le dernier chapitre est consacré aux batteries au plomb étanches principalement utilisées dans les ASI. Nous présentons les résultats de simulation du système de surveillance retenu permettant d'obtenir le SOC et le SOH. Puis, nous détaillons la procédure expérimentale de vieillissement en cycles de charge décharge de la batterie. Ensuite, nous faisons des propositions d'amélioration de notre système permettant d'obtenir un SOH de plus grande précision. Pour finir nous présentons une procédure expérimentale pour faire vieillir une batterie par des cycles de charge / décharge. Le but est de valider un modèle électrique simple et fiable représentant le fonctionnement de la batterie dans les ASI.

**CHAPITRE I : LES ALIMENTATIONS SANS INTERRUPTION :
PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT, FIABILITE ET CONSTITUANTS**

1. INTRODUCTION

Dans ce premier chapitre, nous présentons l'alimentation sans interruption (ASI) sur laquelle repose nos travaux. Après avoir exposé son fonctionnement, un point est fait sur la fiabilité de ces composants, en particulier sur les éléments sensibles comme les condensateurs électrolytiques et les batteries. Après avoir présenté l'état de l'art sur les systèmes de surveillances existants, nous abordons d'une part, le système de surveillance et de maintenance prédictive des condensateurs électrolytiques, et d'une autre part, le système temps réel pour estimer l'état de charge et l'état de santé d'une batterie au plomb étanche.

2. PRESENTATION DU CAHIER DES CHARGES DU SYSTEME DE SURVEILLANCE DES COMPOSANTS A RISQUES DES ASI

Les condensateurs électrolytiques et les batteries présentent une durée de vie limitée. L'objectif de nos travaux est de surveiller l'état de santé de ces composants dans les Alimentations Sans Interruption (ASI). Ce système de surveillance doit être implémenté dans une ASI en respectant les contraintes économiques et industrielles suivantes :

- Ajouter le minimum de capteurs et si possible se contenter des capteurs utilisés pour le fonctionnement du système
- Etre robuste : ce système doit être capable de fonctionner et de donner des indicateurs de défaillance fiables en dépit de la variation de plusieurs paramètres (température, charge appliquée, variation de la tension,...)
- Réagir en temps réel et sans devoir passer par une phase d'apprentissage
- Implémentation du système sur le DSP (Digital Signal Processing) utilisé actuellement dans les ASI pour leur régulation et leur contrôle. Le système proposé doit donc être implémenté en tâche de fond sans perturber le fonctionnement normal de l'ASI.

3. LES ALIMENTATIONS SANS INTERRUPTION (ASI)

3.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Les ASI sont utilisées d'une manière générale pour deux raisons principales :

- Assurer la continuité de l'énergie électrique en cas de coupure électrique au niveau du réseau (une ASI comme son nom l'indique, est capable d'assurer l'alimentation de certaines installations électriques pour une autonomie donnée).
- Améliorer la qualité de l'énergie électrique consommée afin de minimiser la consommation en énergie électrique, (une ASI est capable de fournir une tension sinusoïdale et de bonne qualité).

Une ASI peut être monophasée ou triphasée selon la puissance et l'application utilisée. Pour une seule phase, le schéma bloc d'une ASI est montré sur la figure ci-dessous (Fig.1.1) :

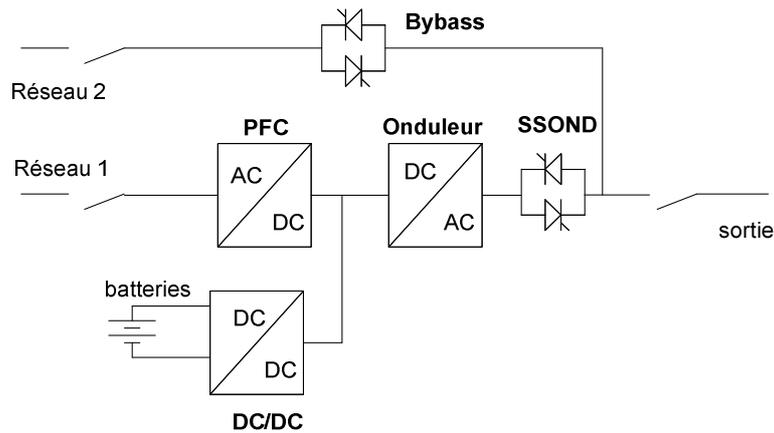


Fig.1. 1 : Schématique complète d'une ASI

3.2. CONSTITUANTS

Les ASI sont constituées de plusieurs convertisseurs et composants pour permettre de générer en continu et sans interruption une tension à la fréquence du réseau sinusoïdale présentant le moins d'harmoniques possible. Ces composants comme le montre la Fig.1.1 sont au nombre de quatre : un convertisseur AC/DC, un convertisseur DC/DC, un convertisseur DC/AC et une cellule de secours appelée « bypass ».

3.2.1. Le convertisseur AC/DC

Le convertisseur AC/DC est appelé aussi PFC pour « Power Factor Corrector » ou correcteur du facteur de puissance permet de transformer la tension alternative du réseau en tension continue.

Le convertisseur PFC est généralement utilisé comme convertisseur d'entrée dans les ASI. Il permet avoir un facteur de puissance le plus proche de 1. Le facteur de puissance FP (Power Factor) est égal au rapport entre la puissance active (P) et la puissance apparente (S).

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1.1)$$

La Fig.1.2 montre la topologie utilisée pour ce convertisseur

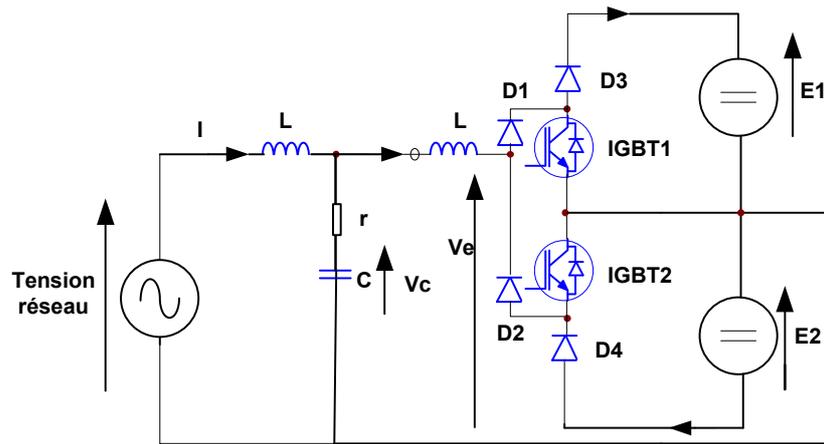


Fig.1. 2 : Topologie d'un PFC

Le convertisseur PFC est une association d'un pont redresseur et d'un bras onduleur à transistors qui sont les IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor).

Un PFC permet de régler les tensions de sortie ($E1$ et $E2$) et le courant d'entrée I . Les diodes $D1$ et $D2$ permettent de faire circuler le courant soit dans un sens ou dans un autre selon l'alternance positive ou négative de la tension réseau. Les tensions ($E1$ et $E2$) de sortie doivent être continues et présentant le moins d'ondulation possible. La valeur moyenne doit être la plus proche possible d'une valeur fixée par la régulation. Par ailleurs, le prélèvement du courant d'entrée I doit être le plus sinusoïdal possible à la fréquence du réseau et en phase avec la tension.

Pour aboutir à ces résultats, la seule possibilité est d'agir sur le temps de conduction des interrupteurs de puissance (IGBT1 et IGBT2). Nous essayons de contrôler l'angle de commande (temps d'ouverture et/ou de fermeture) de ces transistors pour avoir les caractéristiques souhaitées à la fois sur les tensions ($E1$ et $E2$) et sur le courant I .

3.2.2. Le convertisseur DC/DC

Le convertisseur DC/DC (cf. fig.1.1) est le hacheur batterie réversible en courant. En présence de la tension réseau, ce convertisseur permet de charger les batteries. Lorsque le réseau d'entrée disparaît et/ou est fortement dégradé, ce convertisseur permet de maintenir ses tensions de sortie $E1$ $E2$ à une valeur suffisante et permet ainsi de délivrer la puissance nécessaire. La Fig.1.3 représente la topologie qui est utilisée dans ce type de convertisseur :

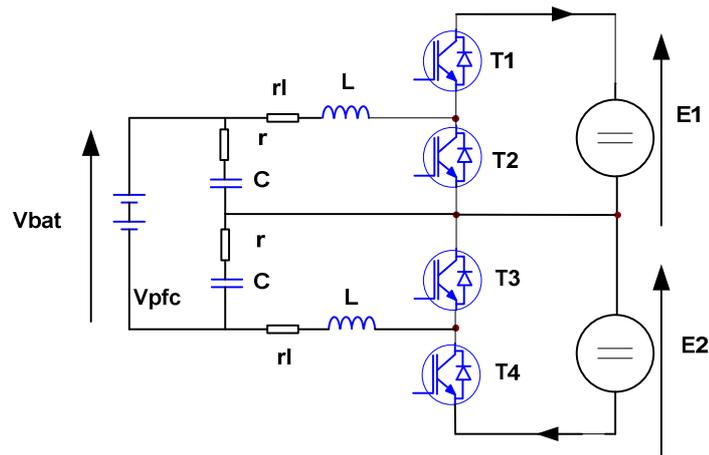


Fig.1. 3 : Topologie d'un hacheur batterie réversible

3.2.3. Le convertisseur DC/AC

Le convertisseur DC/ AC appelé aussi onduleur permet d'obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue. Ce convertisseur est alimenté soit à partir de la tension continue délivrée par le PFC en fonctionnement normal, soit par la batterie lorsque le réseau d'entrée disparaît. L'objectif de ce convertisseur est de délivrer une tension sinusoïdale à une fréquence fixe de 50 Hz ou 60 Hz (pour le marché américain) et ayant la plus petite ondulation possible. Cette ondulation est évaluée à travers le taux de distorsion harmonique de la tension (THDU) qui d'une manière générale doit être inférieur à 3 %. La topologie multi-niveau (à neutre « clampé ») de ce convertisseur est présentée sur la Fig.1.4 ci-dessous :

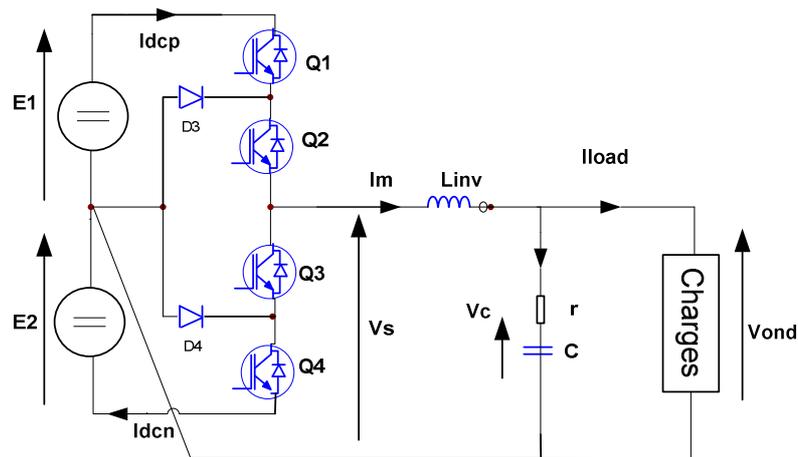


Fig.1. 4 : Topologie d'un convertisseur DC/AC (onduleur)

Selon le signe de la tension (V_e) et du courant (I_{ond}), le fonctionnement de ce convertisseur multi-niveau est décrit dans les quatre cadrans de la Fig.1.5 :

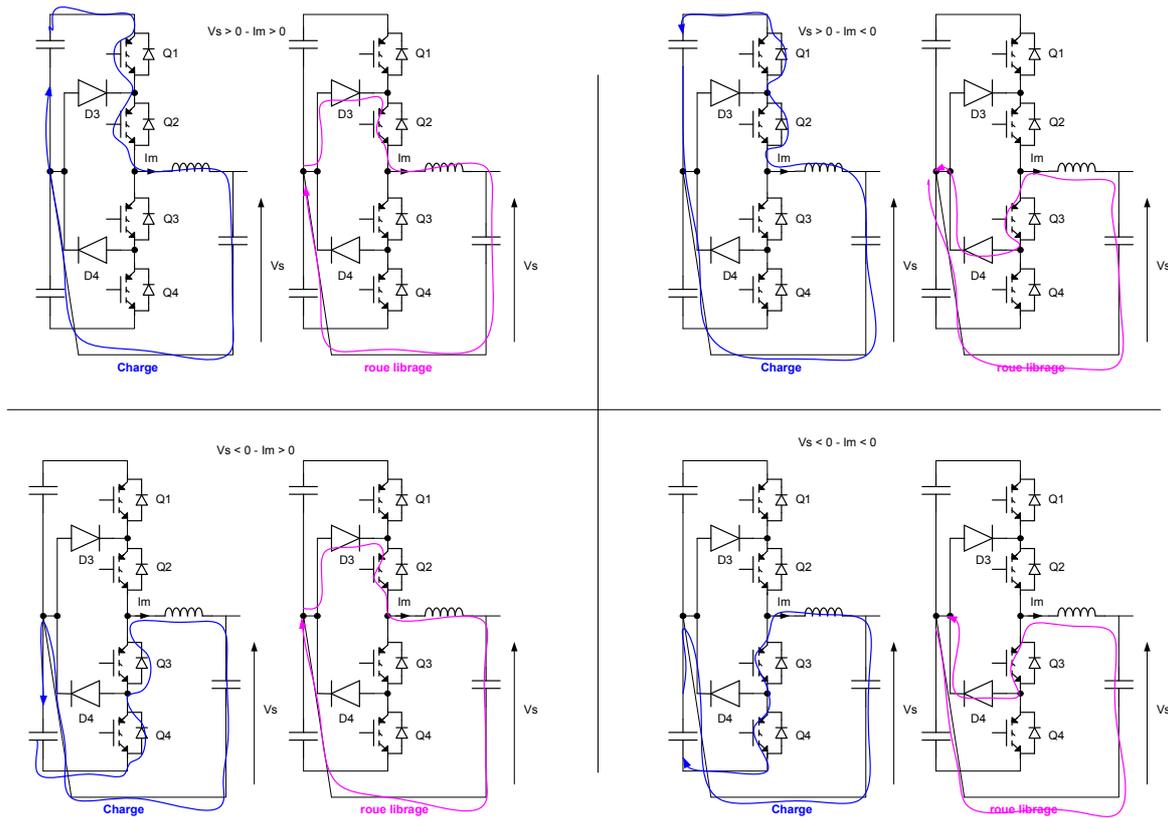


Fig.1. 5 : Les quatre cadrans expliquant le fonctionnement du convertisseur DC/AC multi-niveau

Pendant le fonctionnement de ce convertisseur, la phase de charge permet de charger les condensateurs de sortie et la phase de roue libre permet d'alimenter la charge connectée au convertisseur.

3.2.4. Une cellule de secours

La cellule de secours appelée aussi 'Bypass' permet d'alimenter la charge directement à travers un autre réseau (Réseau 2) dans le cas où l'ASI tombe en panne. Dans ce cas l'interrupteur (SSOND) est ouvert (cf. Fig1.1). Il faut noter que ce mode de fonctionnement est très rare. D'une manière générale, le réseau de secours (Réseau 2) peut être une autre alternative d'alimentation électrique (un autre réseau électrique, groupe électrogène, ...)

La cellule de commutation (SC) permet de déconnecter l'ASI de la sortie pour permettre l'alimentation de la charge avec le réseau d'entrée directement.

Pour aboutir aux fonctionnalités désirées, les ASI sont constituées d'un grand nombre de composants. Dans le cadre de nos travaux, nous nous sommes focalisés sur deux composants indispensables mais à durée de vie limitée à savoir :

- Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium : ces composants sont largement utilisés dans les systèmes en électronique de puissance et notamment dans les ASI.

Grâce à leur capacité élevée pour un faible volume et un faible coût, ces condensateurs sont traditionnellement utilisés pour le filtrage, le couplage et le by-passing.

- Les batteries aux plombs étanches : encore les plus utilisées de nos jours dans les ASI, elles sont indispensables pour assurer la continuité de l'énergie électrique. Il faut noter que selon l'autonomie souhaitée, ces composants représentent au minimum 30 % du prix global d'une ASI. D'autres alternatives peuvent être utilisées pour diminuer et /ou remplacer les batteries aux plombs à savoir (les batteries Cadmium-Nickel, les volants d'inertie, les supercondensateurs,...). Cependant, ces technologies restent dans la majorité des cas, immatures et non compétitives si nous prenons en compte tous les paramètres tels que le coût, la sécurité, la durée de vie, la surface au sol, la quantité d'énergie massique, l'autonomie,...

Dans ce qui va suivre, nous allons présenter d'une manière détaillée, dans un premier temps les condensateurs électrolytiques à l'aluminium puis les batteries au plomb étanches.

3.3. CAPTEURS PRESENTS DANS LES ASI

Dans chaque convertisseur, actuellement trois capteurs sont utilisés pour la régulation et la commande de ceux-ci :

- un capteur mesurant la tension d'entrée du convertisseur,
- un capteur mesurant la tension de sortie du convertisseur,
- un capteur mesurant le courant à l'entrée du convertisseur.

Par ailleurs, un capteur mesure la température ambiante environnant l'ASI.

4. LES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

4.1. PRESENTATION

Comme tout autre condensateur (à films polypropylène, céramique, mica,...), un condensateur électrolytique est un composant qui permet de stocker une quantité d'énergie sous forme de charges électrostatiques. Ce composant est composé de deux armatures conductrices (l'anode et la cathode) séparées par un matériau diélectrique à savoir l'oxyde d'alumine (AL_2O_3). L'application d'un courant dans le condensateur génère une charge électrique Q proportionnelle à la tension appliquée U et à la capacité entre l'anode et la cathode (C_{AK}) emmagasinée dans le composant.

La relation entre la tension U appliquée à un condensateur, sa capacité C_{AK} et l'énergie stockée W est donnée par la relation suivante :

$$W = \frac{1}{2} Q \cdot U = \frac{1}{2} C_{AK} \cdot U^2 \quad (1.2)$$

Dans le cas d'un condensateur plan idéal comme le montre la Fig.1.6 [26][56], la valeur de la capacité est donnée par l'équation suivante :

$$C_{AK} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{S}{e} \quad (1.3)$$

avec : ϵ_0 la permittivité absolue du vide ($\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$)

ϵ_r la permittivité relative ou constante diélectrique du matériau diélectrique,

S la surface des armatures en regard (m^2) et

e l'épaisseur du diélectrique (m).

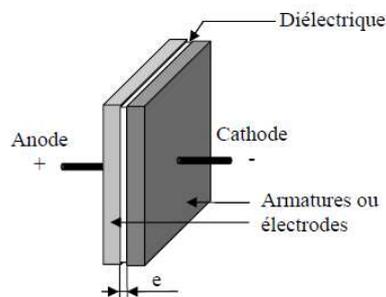


Fig.1. 6 : Vue d'un condensateur plan idéal

Selon les équations (1.2) et (1.3), pour accroître l'énergie W stockée dans les condensateurs, il faut augmenter la tension U appliquée, la permittivité relative ϵ_r ainsi que la surface S et diminuer l'épaisseur e.

4.2. PRINCIPE ET CONSTITUTION

Les différents constituants d'un condensateur électrolytique en aluminium sont représentés sur la Fig.1.7 :

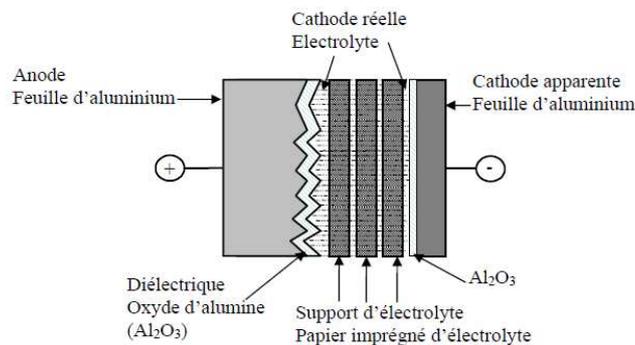


Fig.1. 7 : Constitution d'un condensateur électrolytique d'aluminium [56]

Pour atteindre des capacités importantes, il faut soigner le gravage de la feuille d'aluminium constituant l'anode ce qui augmente la surface S et avoir une faible épaisseur e de la couche d'oxyde.

4.2.1. Caractérisation de l'impédance des condensateurs

Le schéma équivalent électrique du condensateur électrolytique est donné par la (Fig1.8)

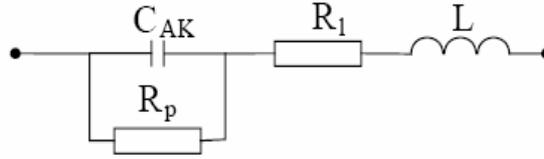


Fig.1. 8: Schéma équivalent des condensateurs électrolytiques [69]

avec :

C_{AK} : Capacité idéale anode-cathode (élément principal du condensateur).

R_p : Résistance parallèle due aux couches d'alumine.

R_1 : Résistance série des connexions, des armatures et du séparateur.

L : Inductance équivalente série des connexions et des enroulements.

Ce modèle peut être simplifié par le modèle équivalent suivant (Fig.1.9) :



Fig.1. 9 : 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 dépendante de la fréquence.

D'après le modèle équivalent l'impédance Z_C du condensateur est donnée par :

$$Z_C = \sqrt{ESR^2 + \left(ESL \cdot \omega - \frac{1}{C \cdot \omega}\right)^2} \quad (1.4)$$

$$C = C_{AK} \cdot \left(1 + \frac{1}{R_p^2 \cdot C_{AK} \cdot \omega^2}\right) \quad (1.5)$$

$$ESR = R_1 + \frac{R_p}{1 + R_p^2 \cdot C_{AK}^2 \cdot \omega^2} \quad (1.6)$$

$$ESL = L = qq.nH \quad (1.7)$$

4.3. FIABILITE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

L'évolution du nombre de pannes d'un condensateur électrolytique en fonction du temps est représentée par une courbe en forme de baignoire (Fig.1.10)

Les condensateurs électrolytiques peuvent présenter plusieurs défaillances pouvant être liées aux défauts de fabrication ou à leur usure normale et inévitable avec le fonctionnement. Pour exprimer la défaillance au niveau de ces composants, quelques grandeurs mathématiques sont utilisées et notamment le taux de défaillance $\lambda(t)$. Cette grandeur est une probabilité conditionnelle par unité de temps. $\lambda(t)$ est souvent exprimée en 10^{-6} / heure ou 10^{-9} / heure (pour dire défaillance/ 10^6 ou défaillance/ 10^9) et parfois FIT (Failure In Time) sachant qu'un FIT est égal à une défaillance/ 10^9 h. $\lambda(t)$ donne une mesure des risques pour qu'un dispositif tombe en panne pendant l'intervalle de temps $t, t + \Delta t$ lorsque Δt tend vers zéro, sachant que ce dispositif a survécu jusqu'au temps t [57]. La courbe ci-dessous (Fig.1.9) (appelée aussi courbe en baignoire) représente tous les défauts que peut subir un condensateur électrolytique pendant sa vie.

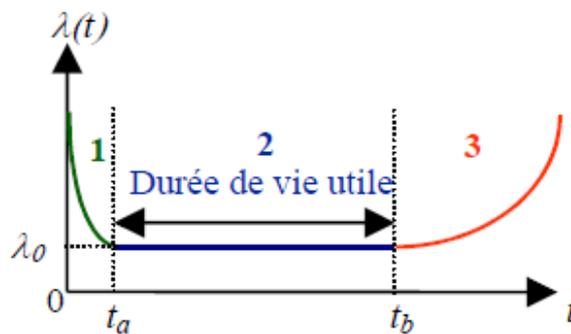


Fig.1. 10 : Fiabilité des condensateurs électrolytiques en fonction du temps [56]

Cette courbe se décompose en trois parties [26] :

- La première période (1) constitue les défaillances précoces ($t \leq t_a$) qui sont dues aux défauts de jeunesse des composants. Le taux de défaillance $\lambda(t)$ décroît pendant cette période. Pour éliminer ces défaillances, il faut que les composants subissent un déverminage [56].
- La deuxième période (2) ($t \in]t_a, t_b[$) est la période où le taux de défaillance est approximativement constant ce qui correspond à la durée de vie utile. Pendant cette période, les défaillances sont généralement des défaillances catalectiques.
- La troisième période (3) ($t \geq t_b$) est celle où le taux de défaillance augmente. Pendant cette période, c'est les défaillances par dégradation qui apparaissent généralement. Pour les condensateurs électrolytiques, cette phase correspond à l'évaporation de l'électrolyte.

D'une manière générale, le taux de défaillance en fonction du temps peut être modélisé par la loi de Weibull. Cette loi est donnée par l'équation suivante :

$$\lambda(t) = \alpha.c.t^{c-1} \quad (1.8)$$

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

Selon [4][5][43], les condensateurs électrolytiques représentent environ 15% des pannes de l'ensemble des convertisseurs de puissance. Ces pannes provoquent à la fois des pertes de production dues aux arrêts intempestifs, la détérioration du matériel, d'où la nécessité de mettre en place une redondance pour certaines installations sensibles. Comparativement aux autres composants de l'électronique de puissance, le condensateur électrolytique est l'un des composants les moins fiables [20][44][72]. Par exemple [4][49], explique que dans les convertisseurs statiques d'énergie, ces composants sont responsables d'environ 50% des pannes des composants de puissance. Les mécanismes de défaillance des condensateurs électrolytiques sont nombreux. La dégradation de ces composants peut être due à un effet combiné de contraintes électrique, thermique, mécanique.

L'usure principale est essentiellement le résultat de l'évaporation de l'électrolyte qui est accéléré avec l'élévation de la température et du courant appliqué au condensateur. Cela provoque une diminution de la capacité C et une augmentation de la résistance équivalente série (ESR). Quelques références [6][57][60] suggèrent que le condensateur est considéré en fin de vie si la résistance équivalente série (ESR) atteint le double de sa valeur initiale et/ou la capacité présente une diminution de 20%. Les estimations de l'ESR et de la capacité C constituent des signatures du vieillissement. Elles permettent en prenant en compte la variation de la température de fonctionnement de surveiller l'état de santé des condensateurs électrolytiques.

Plusieurs techniques présentées dans la littérature expliquent les procédures permettant d'évaluer la valeur de l'ESR et/ou de la capacité.

4.4. METHODES EXISTANTES SUR LES TECHNIQUES DE PRONOSTIC DES DEFAILLANCES DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

Plusieurs méthodes existent dans la littérature pour la détection des défaillances des condensateurs électrolytiques [12][23][47][48][51]. Les plus importants pour notre application sont :

4.4.1. Module de prévision de défaillance des convertisseurs d'énergie

Le module de prévision de défaillance des convertisseurs d'énergie est une des méthodes utilisées pour ressortir la valeur de la résistance ESR du condensateur en prenant en compte la

température qui lui est appliquée. Le principe de cette méthode est décrit sur la Fig.1.11

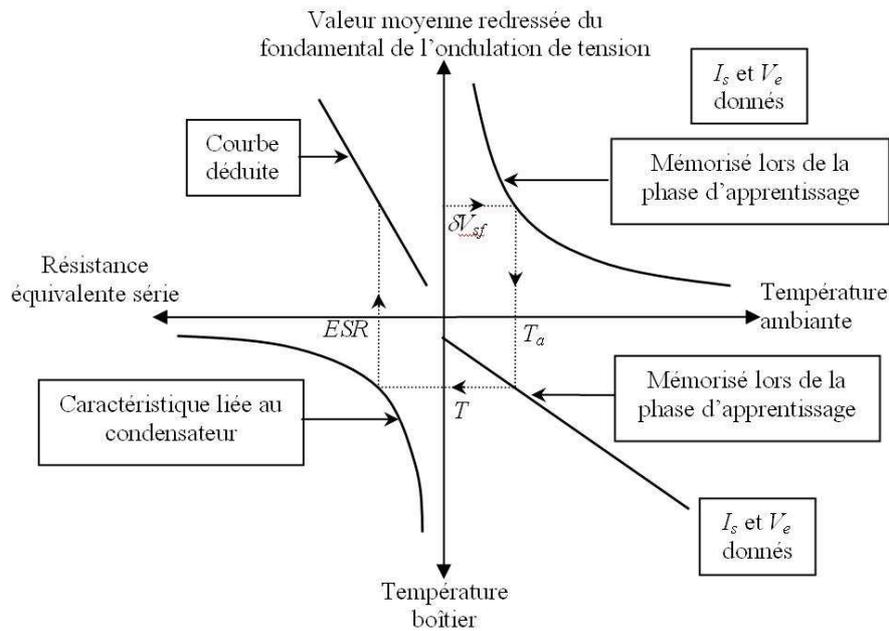


Fig.1. 11 : Méthode de surveillance des condensateurs[56]

En effet pour des condensateurs neufs, connaissant la valeur moyenne redressée du fondamental de l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur (δV_{sf}) et le couple (courant de sortie, tension d'entrée) (I_s , V_e) du convertisseur comprenant le condensateur à surveiller, nous pouvons déduire de la température ambiante T_a , la température T au niveau du boîtier du condensateur et la valeur de la résistance ESR.

Une fois la valeur de la résistance ESR trouvée, elle est comparée avec celle d'un même condensateur neuf pour pouvoir déduire l'état des condensateurs et la durée de vie restante.

La courbe ESR en fonction de la durée de vie des condensateurs pour une température T donnée est déduite d'une courbe expérimentale obtenue lors d'un vieillissement accéléré des condensateurs. Pour toute autre température $T' \neq T$, une autre loi d'évolution est considérée.

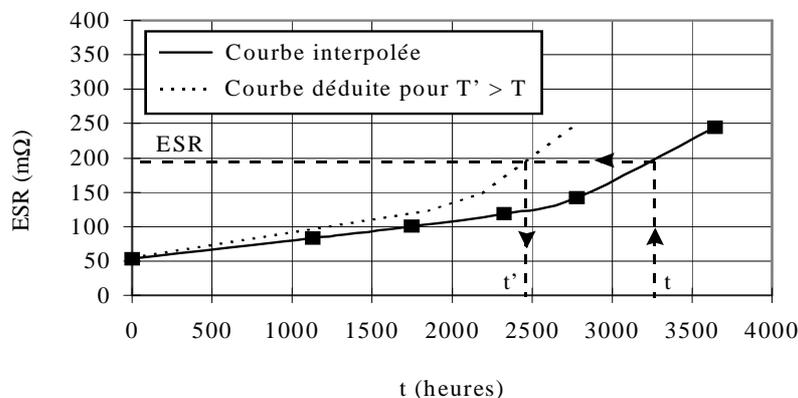


Fig.1. 12 : Modèle expérimental approchant la loi de vieillissement à $T=105^\circ$ et à 66 kHz [28]

La Fig.1.12 montre qu'à partir d'un point (t , ESR) de la courbe interpolée à la température T ,

nous pouvons déduire le temps de vieillissement à la température T' grâce à la loi d'Arrhenius donnée par la formule suivante :

$$\frac{t'}{t} = \exp\left[E \cdot \frac{T - T'}{(T + 273) \cdot (T' + 273)}\right] \quad (1.10)$$

où E l'énergie d'activation divisée par la constante de Boltzmann. E est estimé à 4700 [1].

Le modèle défini par la relation suivante (1.11) permet aussi une bonne prédiction de l'évolution de l'ESR en fonction de t et T [3][26] :

$$\frac{1}{\text{ESR}(t)} = \frac{1}{\text{ESR}(0)} \cdot \left[1 - h.t.\exp\left(-\frac{4700}{T + 273}\right)\right] \quad (1.11)$$

où :

ESR(t) est la valeur d'ESR à l'instant t.

ESR(0) est la valeur d'ESR à l'instant t = 0.

h 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 Celsius.

La Fig.1.13 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.

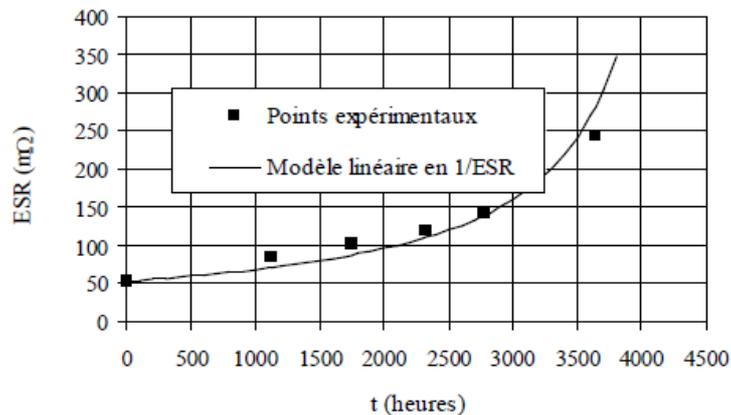


Fig.1. 13 : Modèle théorique approchant la loi de vieillissement à T = 105 °C et à 66 kHz [4]

Inconvénient de cette méthode par rapport au projet

L'inconvénient majeur de cette méthode est qu'elle nécessite une phase d'apprentissage pour récupérer l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur (δV_{sf}) et de la température boîtier des condensateurs en fonction des valeurs I_s , V_e et T_a . C'est cette phase d'apprentissage qui permet ensuite l'évaluation de la résistance ESR permettant de remonter à

la durée de vie des condensateurs. Cette phase doit se faire sur le convertisseur à la sortie d'usine ce qui représente une contrainte industrielle importante.

4.4.2. Brevet « Condensateur intelligent » [58]

Le brevet condensateur intelligent a été déposé dans le but de prévoir les pannes des condensateurs en concevant un dispositif de surveillance économique. L'atout principal est de passer d'une maintenance préventive à une maintenance prédictive avec une programmation des opérations de maintenance.

Le principe de ce brevet est décrit par la Fig1.14, qui consiste à évaluer l'accroissement de l'ESR [59] pour diagnostiquer le vieillissement, donc la défaillance prochaine en trois étapes essentielles qui sont :

- mesurer la résistance ESR en ligne grâce à la mesure de la tension et du courant
- calculer l'ESR pour un même condensateur neuf grâce à la mesure de la température du boîtier
- comparer ces deux grandeurs pour évaluer le vieillissement

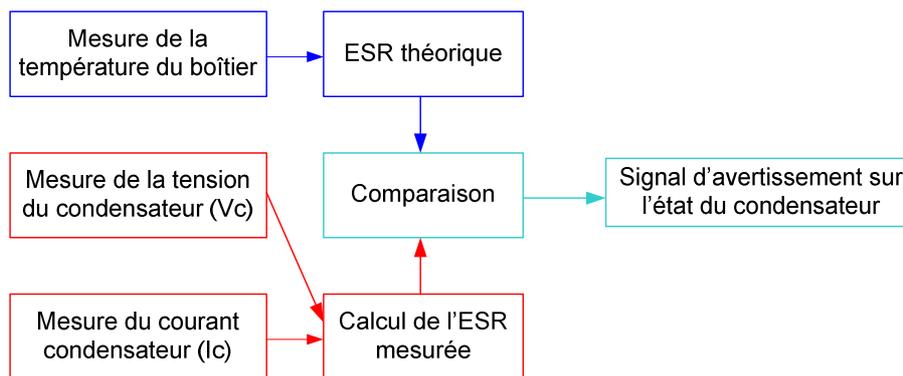


Fig.1. 14 : Principe du brevet « condensateur Intelligent »

Inconvénient de cette méthode par rapport au projet

Cette méthode présente deux inconvénients majeurs

Le premier est que le système de surveillance est réalisé pour un seul condensateur, le convertisseur de puissance, selon sa puissance de sortie, peut contenir plusieurs condensateurs qui sont mis en parallèles et /ou en série. (Il faut remarquer que le fait d'utiliser un système de surveillance pour chacun des condensateurs est une tâche à la fois couteuse et non pratique pour l'insertion de ces produits au niveau industriel.)

Le second est que le système donne un signal d'avertissement juste avant que le condensateur ne tombe en panne et ne permet pas d'évaluer le temps restant avant la défaillance, donc ne permet pas de planifier des actions de maintenance.

4.4.3. Méthode basée sur le calcul de la puissance [34]

Nous allons aborder dans ce paragraphe une autre méthode qui permet d'évaluer la résistance

série ESR utilisant le principe de calcul de la puissance dissipée au sein du condensateur. Le principe de cette méthode est représenté sur la figure suivante (Fig.1.15) :

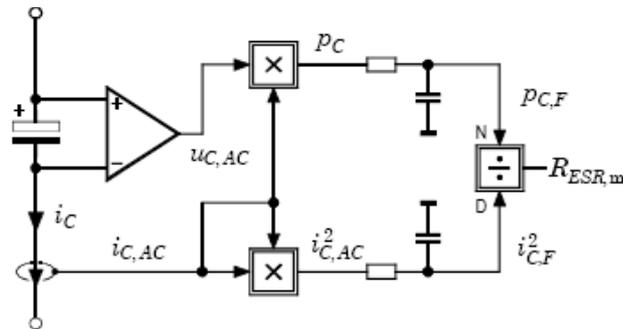


Fig.1. 15 : Méthode basée sur le calcul de la puissance dissipée au sein du condensateur

D'après le modèle complet du condensateur présenté précédemment (cf. Fig.1.8), la puissance totale dissipée au niveau du condensateur est représentée par la résistance série ESR (représentant toute les pertes au niveau du condensateur). L'évaluation de l'ESR s'appuie sur cet aspect. Au début, la puissance instantanée p_c ainsi que la valeur de i_c^2 sont calculées et ceci en utilisant les mesures $u_{c, AC}$ et $i_{c, AC}$ représentant l'ondulation de la tension et du courant. Ensuite, une fois la puissance moyenne et la valeur de i_c^2 calculées et en utilisant un filtre passe bas, la valeur de l'ESR désirée est déterminée en divisant les valeurs filtrées trouvées (eq.1.8)

$$ESR = \frac{P_{C,F}}{(i_{C,F})^2} \quad (1.12)$$

Aspects pratiques de cette méthode

Cette méthode est principalement dédiée pour une implémentation numérique. L'opération de division, nécessaire à la fin pour ressortir la valeur de ESR, doit être calculée à une petite fréquence, sinon il faudra utiliser un calculateur performant et présentant une assez grande puissance de calcul.

L'implémentation de cette méthode sur un système électriquement autonome utilisant un calculateur moderne (microcontrôleur, DSP,..) connecté directement sur le condensateur électrolytique est expliquée dans l'annexe (Annexe1).

Inconvénient de cette méthode par rapport au projet

Comme pour le brevet du condensateur intelligent [58], cette méthode présente l'inconvénient d'être basée sur un système de surveillance individuelle (un pour chaque condensateur).

5. PRESENTATION DES BATTERIES AU PLOMB

Les batteries au plomb constituent l'autre composant à risque des ASI. Ce qui suit leur est consacré.

Inventé par le physicien français Gaston Planté en 1895, la batterie au plomb a été la première batterie rechargeable. Il existe deux principaux types de batteries au plomb :

- Les batteries appelées 'flooded' qui nécessite un entretien régulier qui consiste à rajouter de l'eau au bout d'un certain temps
- Les batteries aux plombs étanches (VRLA) pour « Valve Regulated Lead-Acid» qui ne nécessite pas d'entretien. Ces batteries sont de plus en plus utilisées dans plusieurs applications (automobile, télécommunication) et notamment dans les ASI. Comparativement à d'autres types de batteries (Lithium-Ion, Cadmium Nickel,..), les VRLA batteries restent compétitives dans les ASI si plusieurs critères sont pris en compte tels que le coût, la durée de vie et la surface massique).

5.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Comme tous les autres types de batterie, les batteries au plomb sont capables de convertir l'énergie électrique en énergie chimique et réciproquement. Ces deux opérations s'appellent respectivement charge et décharge.

Le fonctionnement d'un accumulateur au plomb réside dans le couplage de deux électrodes : une électrode positive ($PbO_2 / PbSO_4$) et une négative ($Pb / PbSO_4$) qui sont immergées dans une solution d'acide sulfurique. Un schéma simplifié de la batterie au plomb est donné sur la figure suivante (Fig.1.16)

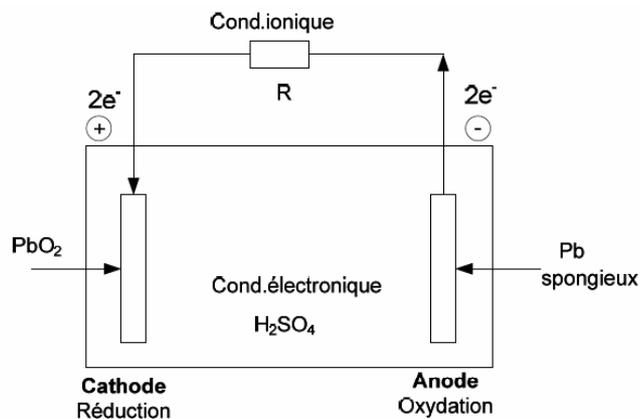


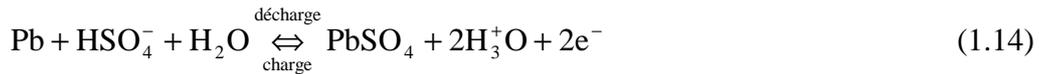
Fig.1. 16 : Schéma de principe d'une batterie au plomb

Les réactions de charge/décharge aux électrodes sont données par les équations chimiques suivantes :

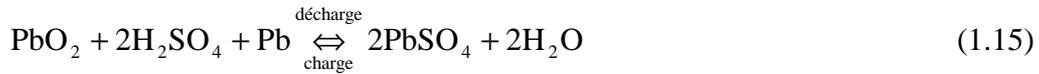
A l'électrode positive :



A l'électrode négative :



Soit pour la réaction globale appelée « double sulfatation » :



Il existe aussi une réaction secondaire pendant les opérations de charge et de décharge. Particulièrement en fin de charge, nous observons à l'électrode positive une électrolyse de l'eau avec dégagement d'oxygène et à l'électrode négative un dégagement d'hydrogène, les réactions secondaires sont les suivantes :

A l'électrode positive :



A l'électrode négative :



D'où la réaction globale :



Ainsi pour les batteries au plomb de type « flooded » qui contiennent un électrolyte liquide, la réaction secondaire résulte en une perte de l'eau, c'est la raison pour laquelle les batteries de type « flooded » nécessitent une intervention humaine pour ajouter l'eau dans l'électrolyte. Pour les batteries au plomb de type « VRLA » dont l'électrolyte est poreux, l'oxygène généré à l'électrode positive peut atteindre l'électrode négative par les pores. Cet oxygène est réduit en eau avec H^+ et e^- de l'électrolyte. C'est pourquoi les batteries de type « VRLA » sont sans maintenance. Une quantité de gaz peut être dégagée par la valve de sécurité seulement en cas de surcharge sévère.

5.2. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

5.2.1. Profil de décharge

L'évolution typique de la tension durant la décharge est montrée par la figure ci-dessous (Fig.1.17).

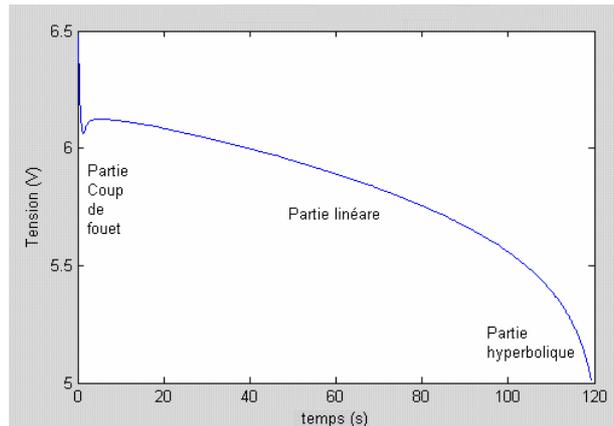


Fig.1. 17 : Evolution de la tension durant la décharge de courant constant

Il y a trois parties distinctes :

- La partie coup de fouet : pour une batterie chargée, le phénomène de coup de fouet se manifeste en début de décharge par une chute de tension brève avant que la tension ne retrouve une valeur dite tension de plateau.
- La partie linéaire
- La partie hyperbolique : la tension dans cette partie décroît plus vite que dans la partie linéaire

Quand le courant de décharge est coupé (à la fin de décharge), la tension de la batterie augmente légèrement et se stabilise au bout de quelques heures à une valeur finale, cette valeur finale de la tension est appelée tension de circuit ouvert ('Open Circuit Voltage', OCV) qui est liée à l'état de charge (SOC) de la batterie.

Il faut noter que les batteries utilisées dans les ASI sont généralement soumises à des décharges à puissance constante.

5.2.2. Capacité de la batterie

De façon générale, la capacité C d'une batterie est la quantité de charges électriques pouvant être délivrée lors d'une décharge complète. La capacité C de la batterie est mesurée en Ampère-heure, la formule ci-dessous montre la relation entre la capacité (C) et le courant de décharge $i(t)$ et le temps (t) :

$$C = \int i(t).dt \quad (1.19)$$

Avec :

- C : la capacité de la batterie en Ampère-heure (Ah)
- $i(t)$: le courant de décharge ou de charge en Ampère (A)
- t : le temps en heure (h)

Il est à noter que si nous déchargeons la même batterie avec des courants constants I de différentes valeurs et que nous définissons une même tension d'arrêt de la décharge, par la relation $C = I.t$, nous pouvons trouver que la capacité de la batterie varie selon la valeur du courant de décharge. Un tableau présenté dans les annexes (Annexe 5) donne les caractéristiques de décharge avec courant constant pour une batterie 6V/ 34Wh. Un simple calcul avec la relation (1.19) montre que la capacité de la batterie en Ampère-heure décroît quand le courant de décharge augmente.

Nous pouvons rencontrer les notations du type C_{10} qui indique la quantité d'électricité que la batterie peut fournir au cours d'une décharge complète à courant constant en dix heures. Le courant correspondant est noté I_{10} . Si $C_{10} = 100 \text{ Ah}$, $I_{10} = 100 \text{ Ah} / 10 \text{ h} = 10 \text{ A} = 0.1 C_{10}$.

5.2.3. Etat de charge SOC

L'état de charge d'une batterie peut être défini comme la capacité restante, c'est-à-dire la quantité de charge en Ampère-heure qui serait délivrée si une décharge était effectuée dans les conditions statiques (courant et température donnés), depuis l'état de charge actuel jusqu'aux critères de fin de décharge prédéfinis. De façon normalisée, elle correspond le plus souvent au rapport entre la capacité restante et la capacité nominale :

$$\text{SoC} = \frac{C_r}{C_n} = \frac{C_n - C_u}{C_n} \quad (1.20)$$

Avec :

C_r : capacité restante en Ah

C_n : capacité nominale en Ah

C_u : capacité utilisée en Ah

L'état de charge varie ainsi de 1(ou 100%) qui correspond à l'état de pleine charge, à 0 (ou 0%) qui correspond à l'état déchargé.

L'état de charge est un état interne de la batterie et par conséquent ne peut pas être mesuré directement. Heureusement, la tension de circuit ouvert de la batterie (OCV) donne une information suffisamment précise sur l'état de charge. La tension de circuit ouvert est directement liée à l'état de charge et la relation entre la tension de circuit ouvert et l'état de charge est quasi indépendante de la température. La figure ci-dessous (Fig.1.18) montre un exemple de relation entre l'OCV et le SOC sous différentes températures.

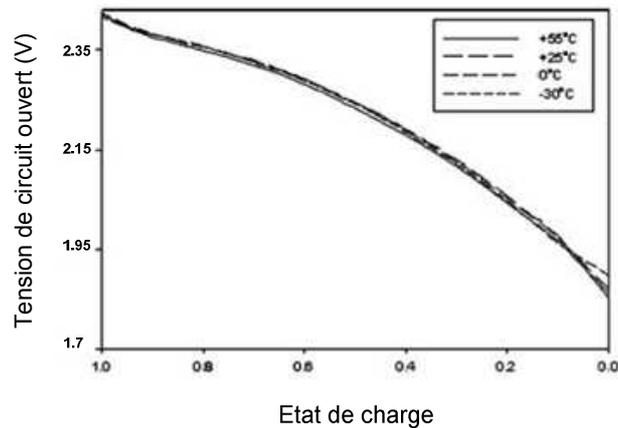


Fig.1. 18 : Relation entre la tension de circuit ouvert et le SOC pour différentes températures

5.2.4. Etat de vieillissement

Si nous mesurons la capacité de la batterie avec la même méthode, nous allons trouver que la capacité de la batterie décroît quand la batterie vieillit.

L'état de santé d'une batterie peut se définir comme la capacité totale restante de la batterie par rapport à sa capacité totale initiale. Le SOH est donc lié à la quantité de charges en Ampère-heure pouvant être délivrée si une décharge complète était effectuée à partir d'un état de pleine charge. De façon normalisée, SOH se définit comme le rapport entre la capacité totale mesurée et la capacité totale initiale (ou capacité nominale) :

$$\text{SoH} = \frac{C_m}{C_0} \quad (1.21)$$

Avec :

C_m : capacité totale mesurée en Ah

C_0 : capacité initiale (ou capacité nominale) en Ah

L'état de vieillissement varie ainsi de 1 (ou 100%) à 0 (ou 0%). Notons toutefois qu'en pratique, l'état de santé sera généralement compris entre 1 et 0.8 (ou 100% et 80%), puisque l'on considère généralement qu'une batterie a atteint sa fin de vie lorsqu'elle restitue moins de 80% de sa capacité initiale (ou capacité nominale).

5.2.5. Résistance interne

La résistance interne de la batterie n'est pas une valeur constante, elle varie selon l'état de charge et l'état de vieillissement. De façon générale, la résistance interne d'une batterie augmente quand l'état de charge décroît. De même, pour un état de charge donné, la résistance interne d'une batterie augmente quand la batterie vieillit [25].

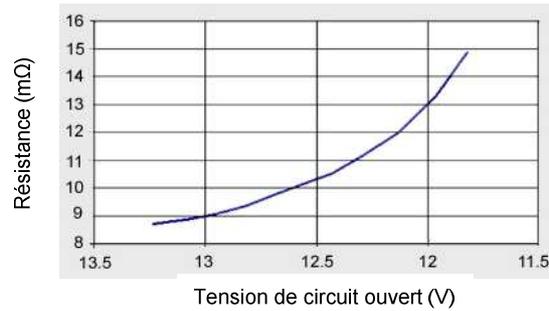


Fig.1. 19 : Résistance interne d'une batterie au plomb en fonction de la tension de circuit ouvert

5.2.6. Vieillessement

Comme tous les systèmes électriques avec période d'usure (cf. fig. 1.10), la batterie vieillit au fur et à mesure de son usage. La diminution de la capacité en Ah par rapport à la capacité initiale et l'augmentation de la résistance interne (voir de l'impédance) sont les principales signatures de fin de vie d'une batterie. La Fig.1.20 donne un exemple d'évolution de la capacité et de l'impédance pendant la vie de la batterie [53].

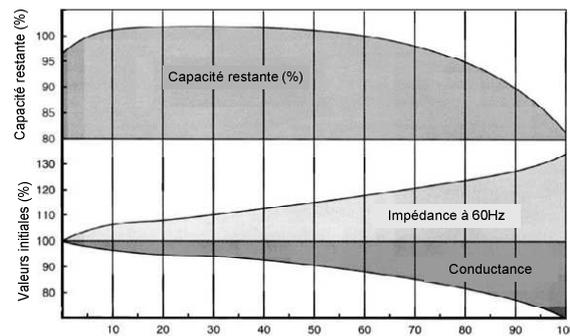


Fig.1. 20 : Evolution de la capacité et de l'impédance de la batterie

Les mécanismes de vieillissement de la batterie sont représentés principalement par les quatre phénomènes.

Sulfatation irréversible

La sulfatation irréversible correspond à la formation de cristaux de sulfate de plomb par voie chimique, au niveau de chaque électrode, à travers un processus de dissolution / recristallisation. Ce phénomène peut être causé par plusieurs facteurs : une température de fonctionnement élevée, une trop grande concentration d'acide ou encore une période prolongée dans un état déchargé ou partiellement chargé.

Softening

Quand une batterie est soumise à des cycles successifs de charge et décharge, la variation répétitive du volume de la matière active crée des changements de morphologie. Ce changement est constaté par, une modification de la cohésion, de la distribution de PbO_2 et de la taille des cristaux. Ces changements vont entraîner la perte de la matière active des

électrodes ce qui provoque une diminution progressive de capacité.

Corrosion

La corrosion se produit au niveau du collecteur de plomb de l'électrode positive, suite au dégagement d'oxygène qui a lieu à cette électrode en fin de charge ou en charge 'floating' (batterie maintenue à tension constante). Ce phénomène est favorisé par un fonctionnement à des états de charge et des températures élevées. Dans le cas des ASI, les batteries sont toujours en charge 'floating', c'est-à-dire en charge en permanence, ce qui favorise la génération du phénomène de corrosion.

Stratification

La stratification correspond aux gradients de concentration verticaux au sein de l'électrolyte. Ce phénomène a rarement lieu parmi les batteries au plomb de type VRLA dont l'électrolyte est gélifié.

5.2.7. Influence de la température

La température a une influence importante sur la capacité de la batterie. Les figures (Fig.1.21 et Fig.1.22) donnent un exemple des caractéristiques (tension en fonction du temps et résistance interne) d'une cellule de la batterie au plomb sous différentes températures.

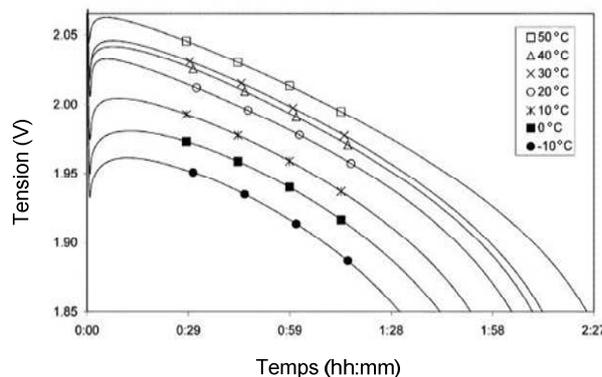


Fig.1. 21 : Influence de la température sur la décharge

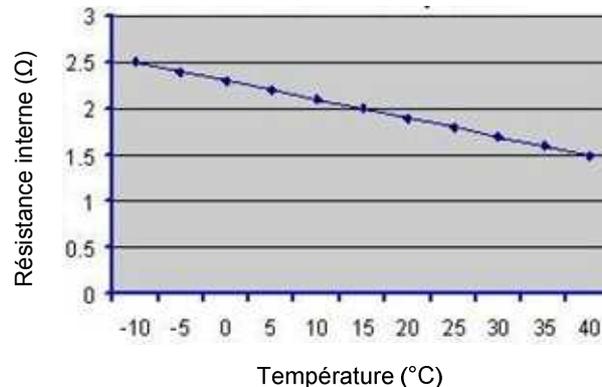


Fig.1. 22 : Influence de la température sur la résistance interne

Compte tenu de la loi d'Arrhenius, la température a aussi des effets importants sur la durée de vie des batteries au plomb. De façon empirique il est admis que lorsque la température augmente de 10°C, la vitesse des réactions électrochimiques double et donc la durée de vie moyenne des batteries diminue d'un facteur deux à chaque augmentation de 10°C car la corrosion est accélérée.

Dans le paragraphe suivant nous allons présenter quelques méthodes proposées dans la littérature pour évaluer l'état de la batterie.

5.3. QUELQUES METHODES D'EVALUATION DE L'ETAT DE LA BATTERIE

5.3.1. Mesure des paramètres électriques (tension, courant et impédance)

La mesure des paramètres électriques présente l'avantage d'être facilement accessible ce qui permet de représenter le comportement global d'une batterie [68]. Pour évaluer les deux paramètres qui nous intéressent à savoir l'état de charge (SOC) et l'état de santé (SOH) plusieurs techniques sont présentées dans la littérature :

5.3.2. Test de décharge galvano-statique

A partir d'une batterie chargée, la capacité d'une batterie correspond à la quantité de courant délivrée pendant la phase de décharge. Pour évaluer cette grandeur, une des méthodes les plus directes est de mesurer le courant de décharge pour une décharge complète dans les mêmes conditions de courant et de température. Cependant, cette méthode est inappropriée dans certaines applications parce qu'elle nécessite l'arrêt complet pour pouvoir faire les tests.

5.3.3. Méthode Ampère-heure-métrique [1]

La méthode Ampère-métrique (dite aussi coulométrique) consiste à calculer le bilan du flux de courant entrant et sortant sur un intervalle de temps. En connaissant la capacité totale et le courant à chaque instant, cette méthode permet de calculer la quantité d'électricité chargée ou déchargée de façon à avoir une idée précise en continu sur la capacité restante.

Avec $C_{tot}(t_0)$ la capacité totale initiale et $C(t)$ la capacité restante à l'instant (t) , nous avons :

$$C(t)[Ah] = C_{tot}(t_0) + \int_{t_0}^t (I_c - I_d) dt \quad (1.22)$$

avec I_c le courant de charge et I_d le courant de décharge.

Compte tenu des mécanismes de vieillissement, la capacité de la batterie diminue au fur et à mesure de son fonctionnement.

L'équation (1.22) représentée pour un courant signé de la façon suivante :

$$C(t)[Ah] = C_{tot}(t_0) + \int_{t_0}^t I dt \quad (1.23)$$

où I est le courant positif de charge ou négatif de décharge.

Au cours du fonctionnement de la batterie, l'algorithme de calcul de C(t) s'écrit sous la forme normalisée suivante :

$$C(t)[\%] = \frac{C_{tot}(t-1) + \int_{t_0}^t I dt}{C_{tot}(t_0)} * 100 \quad (1.24)$$

L'avantage de cette méthode repose sur le fait qu'elle se base sur des mesures des grandeurs macroscopiques (tension, courant, température) disponibles. Ces mesures peuvent être réalisées en ligne par des dispositifs relativement simples et peu chers.

D'autre part, une fois maîtrisée, cette méthode peut être généralisable sur tous les types d'accumulateurs électrochimiques.

Cette méthode permettant d'évaluer l'état de santé de la batterie (SOH) nécessite que l'estimation et le calibrage, de la capacité initiale, des seuils de fin de charge et de fin de décharge et de la capacité restante au cours de fonctionnement soient identifiés avec précision. A défaut l'évaluation de l'état de santé est erronée. Il faut aussi souligner que lorsque la batterie est soumise à des profils de charge et de décharge irréguliers, cette méthode est difficile à mettre en place pour diverses raisons :

- une erreur sur la mesure du courant ou sur la fréquence d'échantillonnage (si le système est numérisé) est intégrée et peut se répercuter sur l'estimation de la capacité restante.
- en fonction des conditions de cyclage, l'efficacité de charge doit pouvoir être évaluée avec précision pour éviter toute dérive sur l'estimation de la capacité restante. Cette efficacité revient à évaluer les pertes de charges liées principalement à l'électrolyse de l'eau dans le cas des accumulateurs au plomb. Quelques travaux proposent le calcul des pertes de charges pour des applications photovoltaïques [1].
- Il est aussi nécessaire d'évaluer les pertes de la capacité qui peuvent intervenir lorsque la batterie n'est pas utilisée (phénomène d'autodécharge) ou suite à des phénomènes de dégradations diverses.
- Enfin, tout changement au niveau des conditions de cyclage conduit non seulement au changement de la capacité totale (sur laquelle est basé le calcul du courant intégré), mais aussi à une nouvelle valeur de la capacité restante à l'instant (t-1).

5.3.4. Mesures de tension

Plusieurs méthodes d'évaluation de l'état de la batterie reposent sur les mesures de tension à savoir :

- la tension de service : la mesure de cette tension constitue la méthode la plus directe et la plus fréquente dans l'estimation de l'état de charge. Cependant, cette tension dépend des conditions d'utilisation (courant, température, état de santé)
- la tension d'équilibre : dite aussi tension de circuit ouvert, tension de repos, tension à vide ou encore tension d'abandon. Cette mesure permet de s'affranchir de certaines conditions d'utilisation. D'une manière générale, cette mesure est liée directement avec l'état de charge comme le montre la figure ci-dessous (Fig.1.23)

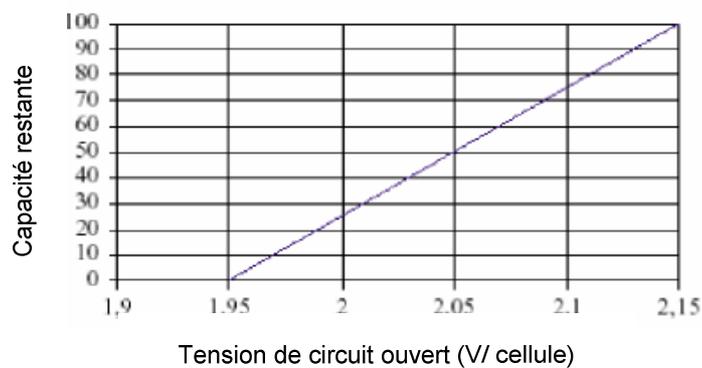


Fig.1. 23 : Evolution de l'état de charge en fonction de la tension de circuit ouvert [75]

- L'analyse du coup de fouet : Cette méthode présentée par plusieurs références bibliographiques [7][15][16][63][67] a montré qu'il existe une relation linéaire entre la tension au point bas (though voltage), la tension de plateau (Fig.1.24) [63] et la capacité de la batterie et par suite son état de santé.

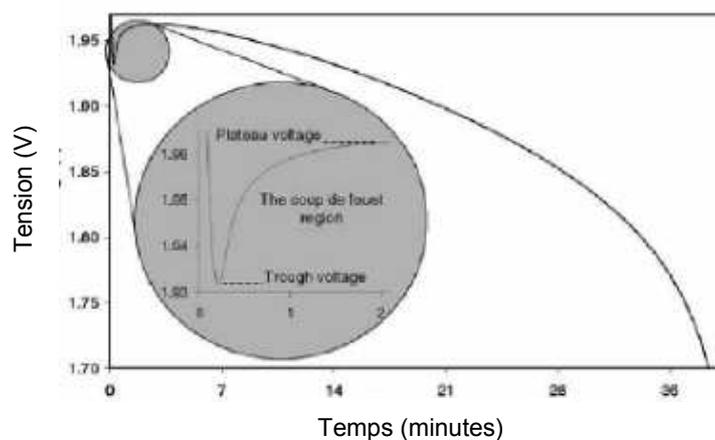


Fig.1. 24 : Le phénomène du coup de fouet d'une batterie [63]

5.3.5. Modèles basés sur la logique floue et les réseaux de neurones

Plusieurs techniques de contrôle par logique floue [8][54] et /ou de réseaux de neurones artificiels [14][74][77] ont été développées. Ces deux techniques sont employées pour l'estimation de SOH/ SOC comme l'explique la référence [64].

La logique floue est utilisée pour modéliser des systèmes pour lesquels il y a plusieurs facteurs ayant des niveaux d'importance changeants. Les réseaux de neurones sont adaptables et capables de suivre une information changeante en fonction des différents paramètres du système. L'utilisation de ces deux techniques d'une manière combinée ou séparée réduit alors l'intégration de constantes dérivatives et permet ainsi de diagnostiquer d'une manière dynamique les batteries. Cependant, les variations de configuration et d'utilisation des batteries aux plombs impliquent un nombre de saisies de données important pour l'apprentissage du système. De plus, ces modèles mathématiques impliquent dans la majorité des cas le recours aux différentes méthodes présentées précédemment (mesure de tension, impédance,...).

5.3.6. Méthode basée sur les filtres de Kalman

L'estimation du SOC et du SOH par la méthode des filtres de Kalman est une technique présentée par plusieurs références bibliographiques [13][18][21][33][45][46]. Cette méthode se base sur un modèle électrique précis de la batterie et sur les mesures de tension et de courant de la batterie et de la température ambiante. En effet, le filtre de Kalman permet d'estimer en temps réel l'évolution de certains états du modèle électrique choisi. Cette évolution permet de donner une idée sur le SOC et le SOH de la batterie en fonction de la température. Une représentation de l'application de cette méthode pour une batterie nickel-hydrure métallique (NimH) est illustrée dans la Fig.1.25.

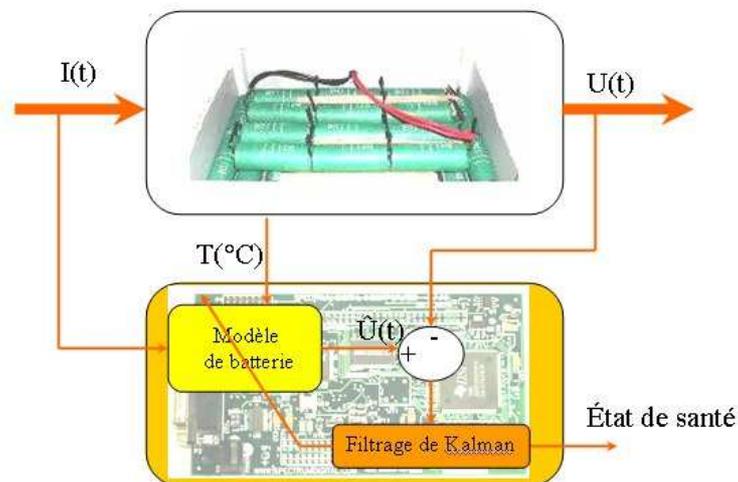


Fig.1. 25 : Application du filtre de Kalman pour estimer l'état de santé (SOH) d'une batterie

5.3.7. Récapitulatif

Nous présentons dans le tableau ci-dessous un récapitulatif des différentes méthodes de diagnostic de l'état de charge et /ou de l'état de santé d'une batterie expliquées dans ce chapitre. Ce tableau est inspiré de tableaux récapitulatifs similaires présentés dans les références [1][24][67].

De notre côté, nous avons choisi une méthode basée sur les filtres de Kalman et notamment sur la modélisation sous forme de circuit électrique pour évaluer l'état de la batterie en temps réel. Le choix de cette méthode et la procédure de mise en œuvre sont expliqués plus en détails dans le dernier chapitre de la thèse.

Tableau 1. 1 : Les différentes méthodes, leurs avantages et leurs inconvénients pour l'estimation de l'état de la batterie

Méthodes	SOC	SOH	Avantages	Inconvénients
Test de décharge	✗	✓	Evaluation précise de la capacité, et donc du SOH	Arrêt de l'application, consommation d'énergie, durée de mesure assez longue
Ampère-heure-métrie	✓	✓	Evaluation en continu du SOC et du SOH : évaluation continue en cours de fonctionnement	Sensible aux conditions de fonctionnement et aux réactions parasites, nécessite des points de calibrage réguliers
Tension de repos (circuit ouvert)	✓	(✓)	Variation linéaire avec le SOC	Arrêt de l'application et période de relaxation nécessaire ; influence du vieillissement
Tension aux bornes (circuit fermé)	✓	✓	Evaluation en cours du fonctionnement, bon marché, critères d'évaluation connus	Influence des conditions de fonctionnement et du vieillissement
Les filtres de Kalman	✓	✓	Evaluation en cours de fonctionnement : faible influence des conditions de fonctionnement ; informations relatives au SOC et SOH	Influence de l'historique électrique de la batterie, modèles de vieillissement nécessaires
Modèles mathématiques (logique floue, réseaux de neurones,..)	(✓)	(✓)	Apporte généralement une compréhension plus fine des mécanismes en jeu	Nécessité d'études préliminaires approfondies, difficilement généralisable

✓ / ✗ : Information respectivement accessible / non accessible (✓) : Information difficilement accessible

6. PRESENTATION DU PRINCIPE DU SYSTEME DE SURVEILLANCE DES COMPOSANTS A RISQUES :

6.1. CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

Notre objectif est de proposer une nouvelle méthode qui permet de détecter en temps réel l'évolution de l'ESR et de la capacité en vue de réaliser un système de surveillance et de maintenance prédictive des condensateurs électrolytiques.

La procédure de réalisation expérimentale de ce projet est donnée par la Fig.1.26 :

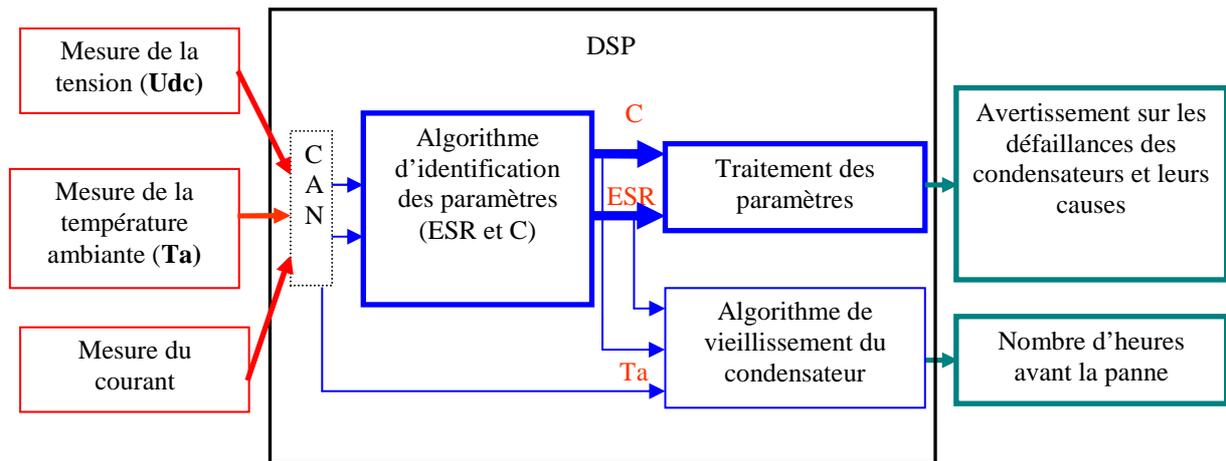


Fig.1. 26 : Procédure de réalisation expérimentale du système de surveillance et de maintenance prédictive des condensateurs électrolytiques

Il y a deux grandes phases dans ce projet qui sont l'identification en temps réel des paramètres ESR et C d'un condensateur et la mise en place de l'algorithme de vieillissement utilisé pour ces composants. La réalisation et les résultats de ces deux phases seront détaillés respectivement dans les chapitres II et III de la thèse.

6.2. BATTERIES AU PLOMB

Les batteries au plomb étanches sont les plus utilisées dans les ASI. Dans notre application, l'algorithme de vieillissement requiert la connaissance de deux paramètres fondamentaux nécessitant d'être estimés en temps réel :

- L'état de charge, c'est à dire le SOC (State Of Charge) qui donne une indication sur l'autonomie restante en cas de disparation du réseau électrique. Cette information est très importante dans les ASI car elle permet de connaître le temps de vie restant. Cette connaissance permettra de trouver une autre source alternative et de ne pas avoir ainsi de coupure électrique
- L'état de santé, connu par SOH (State Of Health) donne une estimation sur le temps restant avant la panne. Cette indication permet de prévoir les maintenances prédictives aux instants adéquats et maîtriser encore plus le coût non négligeable des batteries.

7. CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons cerné le contexte général du projet. Tout d'abord, après avoir évoqué le cahier des charges du système de surveillance des composants à risques, nous avons décrit le fonctionnement et la topologie des convertisseurs de puissance utilisés dans les ASI. Ensuite, nous avons expliqué le fonctionnement et le vieillissement des condensateurs électrolytiques et des batteries sur lesquels nous allons travailler. Par la suite, nous avons présenté les systèmes de surveillance existants et leurs inconvénients par rapport aux

CHAPITRE I : LES ALIMENTATIONS SANS INTERRUPTION : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT, FIABILITE ET CONSTITUANTS

contraintes temporelles et économiques imposées par l'industrie. Enfin, nous avons présenté le principe du système de surveillance adopté.

**CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT
ACCELERE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES**

1. INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à l'étude du vieillissement des condensateurs électrolytiques et à la détermination des lois d'évolution des paramètres internes de ces condensateurs à savoir la résistance équivalente série (ESR) et la capacité (C). Ces lois d'évolution des paramètres seront utilisées pour l'algorithme de vieillissement qui sera intégré au niveau du DSP et ceci dans le cadre du système de surveillance et de maintenance prédictive des condensateurs électrolytiques utilisés dans les ASI expliqué dans le premier chapitre.

Les travaux sont répartis en deux étapes principales afin de déterminer toutes les lois d'évolution en fonction de la température, de la fréquence et de la durée. Tout d'abord les condensateurs sont caractérisés à différentes températures (de -20°C à 85°C). Cela permet de déterminer les lois de variation de la résistance ESR et de la capacité C en fonction de la température. En deuxième partie, deux vieillissements standards en température sont effectués (85°C et 90°C). Ce type de vieillissement consiste à contraindre les composants sous tension nominale et à température maximale d'utilisation dans une enceinte climatique. Cela permet d'analyser le comportement des paramètres des condensateurs en fonction du temps et de déterminer les lois de vieillissement des paramètres ESR et C de chaque composant.

Ce chapitre présente des résultats expérimentaux de la caractérisation en température et du vieillissement standard pour les deux températures après un certain nombre d'heures de vieillissement de différents types de condensateurs électrolytiques pour différents fabricants.

2. MODELISATION DU VIEILLISSEMENT

2.1. PARAMETRES A SURVEILLER [3]

Deux paramètres principaux influencent directement le vieillissement des condensateurs :

- la température de fonctionnement
- l'ondulation du courant appliquée aux condensateurs

2.1.1. Influence de la température ambiante sur les paramètres du condensateur

Sur la figure ci-dessous (Fig.2.1), nous représentons un exemple de la variation de la résistance équivalente série (ESR) en fonction de la température pour un condensateur 2200 μ F, 105 °C, 420V.

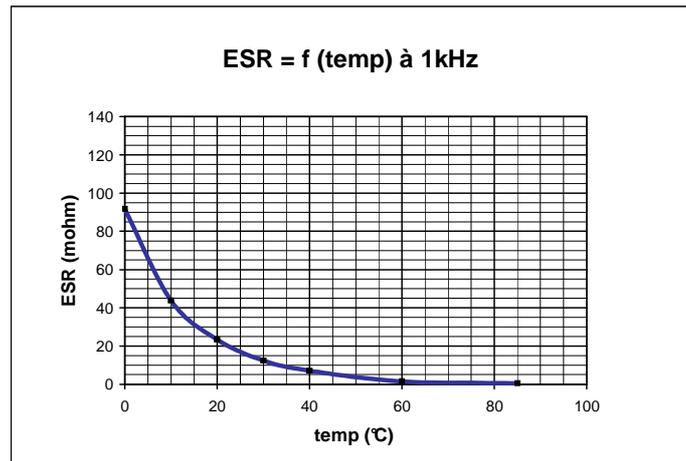


Fig.2. 1 : Variation d’ESR en fonction de la température ambiante pour des condensateurs neufs
D’après cette courbe, nous observons que la résistance ESR décroît considérablement avec l’augmentation de la température ambiante. Pour une température allant de 90°C à 0°C, la valeur de l’ESR passe de 90mΩ à quelques mΩ.

La température au sein du condensateur est le facteur le plus influant sur son vieillissement et donc sur sa durée de vie, d’où la nécessité d’un capteur de température pour pouvoir mettre en place un système de surveillance et de prédiction de panne de ces condensateurs.

2.1.2. Influence de l’ondulation du courant sur les paramètres du condensateur

Un condensateur électrolytique est souvent soumis à des tensions alternatives donc traversé par des ondulations de courant provoquant des pertes Joule du composant d’où son échauffement.

La puissance P dissipée par le composant est le produit de l’ESR du condensateur avec le courant I au carré, courant I correspondant à la valeur efficace de l’ondulation de courant.

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. Comme ESR dépend aussi de la température du composant, elle est calculée soit à une température de référence, soit à la vraie température du condensateur.

Bien que ce soit la température T_c au cœur du condensateur qui détermine réellement la durée de vie du condensateur, la température T_b sur une borne du composant peut constituer une très bonne température de référence pour étudier le vieillissement des condensateurs car elle est facile à mesurer et est proche de la température T_c compte tenu d’une bonne conductivité thermique existant entre cœur et borne.

$$T_b - T_a = \frac{ESR \cdot I^2}{H.S} = \frac{P}{H.S} \quad (2.1)$$

CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

Avec :

H : Une constante $W^{\circ}C^{-1}.m^2$ traduisant le transfert de chaleur par unité de surface,

S : la surface en m^2 du condensateur qui est directement en contact avec le milieu ambiant,

T_a la température ambiante.

Les températures T_a et T_b jouent un rôle important dans le vieillissement des condensateurs et doivent être prises en compte pour prédire la défaillance des condensateurs.

3. PLAN EXPERIMENTAL

3.1. PRESENTATION DES CONDENSATEURS EN TEST

L'ensemble des condensateurs dont nous disposons est prévu pour fonctionner dans des températures ambiantes allant de $-25^{\circ}C$ à $85^{\circ}C$. Tous les condensateurs utilisés sont classés en fonction du type et du fabricant (FAB1 à FAB4) dans le tableau 1 ci-dessous. Pour chaque fabricant nous avons 4 à 5 composants indiqués référencés par des lettres A, B...à Q et pour chaque série nous disposons de 3 composants de même caractéristiques électriques avec une tolérance sur la capacité de $\pm 20\%$.

A chaque composant peut donc être attribué un indice 1, 2 ou 3 (exemple A1, A2 et A3). Tous les condensateurs sont caractérisés tout d'abord en fonction de la température pour déterminer les lois d'évolution des paramètres.

Tableau 2. 1 : Les condensateurs utilisés en fonction du type et du fabricant

Fabricant	Numérotation	Capacité à +/- 20% (μF)	Tension (V)	ESR _{Max} à $25^{\circ}C/100Hz$ (m Ω)
FAB1	A (3Cond)	1000	450	102
	B (3Cond)	1000	450	72.6
	C (3Cond)	470	450	177.6
	D (3Cond)	470	400	113
	E (3Cond)	1000	400	48.6
FAB2	F (3Cond)	470	450	317.6
	G (3Cond)	470	400	254.6
	H (3Cond)	560	450	174
	I (3Cond)	560	400	179.6
FAB3	J (3Cond)	470	400	160.3
	K (3Cond)	470	450	154.3
	L (3Cond)	1000	400	63.3
	M (3Cond)	1000	450	40.3

CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

FAB4	N (3Cond)	470	400	151
	O (3Cond)	470	450	218
	P (3Cond)	560	400	131.3
	Q (3Cond)	560	450	221

D'après ce tableau, nous remarquons que pour des condensateurs de même valeurs nominales (capacité et tension), les valeurs des résistances équivalentes série (ESR) varient pour un même fabricant et d'un fabricant à un autre. Cette variation sur les valeurs de l'ESR est expliquée par le fait que les industriels utilisent des processus et des matériaux de fabrication différents [26].

3.2. EVOLUTION DES PARAMETRES EN FONCTION DE LA TEMPERATURE

Cette première étape consiste à déterminer les lois d'évolution des paramètres électriques (ESR, C) en fonction de la température. Ces lois permettront de déterminer les valeurs d'ESR et de C à chaque température de fonctionnement pour pouvoir utiliser par la suite la loi de vieillissement appropriée.

La Fig.2.2 montre les variations de la résistance ESR et de la capacité C en fonction de la fréquence pour différentes températures (allant de -20°C à 85°C) d'un condensateur ($470\mu\text{F}$, 400V). Les résultats obtenus sont pratiquement les mêmes pour les autres composants du même fabricant.

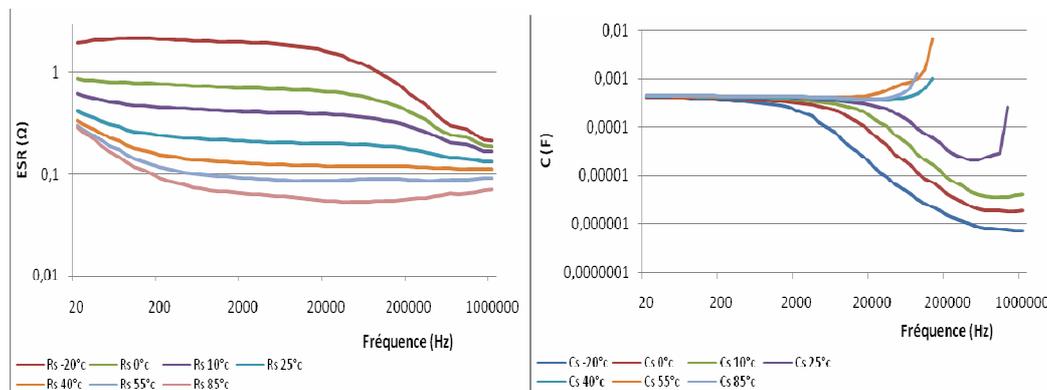


Fig.2. 2 : Variation des paramètres électriques en fonction de la fréquence pour différentes températures du condensateur FAB2 G1 ($470\mu\text{F}$, 400V)

Nous constatons à travers ces résultats une diminution de l'ESR et une augmentation de la capacité avec l'augmentation de la température. De même, nous remarquons une forte variation d'ESR à basse température allant de 10 à 70% d'ESR pour une variation de 15°C .

Ces variations en température entraînent une modification de la fréquence de résonance [26].

Ces variations sont dues avant tout au changement de viscosité de l'électrolyte lorsque la température décroît ce qui diminue sa conductivité. En outre, les variations de la température

peuvent engendrer une dilatation des armatures qui modifie aussi la valeur de la capacité [38]. Les variations de l'ESR et de la capacité C en fonction de la température pour un condensateur 1000µF / 450V sont représentées sur la Fig.2.3. Ces variations sont choisies pour une fréquence de fonctionnement de 200Hz pour la capacité et une fréquence de 20kHz pour l'ESR. Ces fréquences correspondent à celles utilisées pour identifier les paramètres ESR et C en ligne dans les ASI.

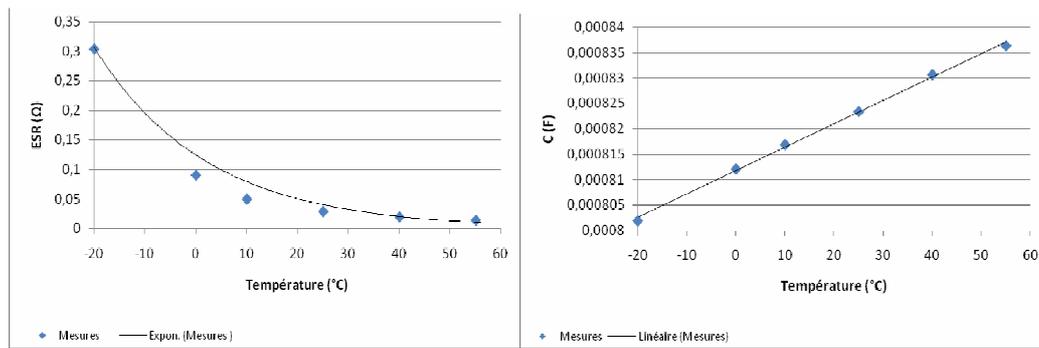


Fig.2. 3 : Variation des paramètres électriques en fonction de la température du condensateur FAB3 M1 (1000µF, 450V)

L'ESR décroît de manière exponentielle et cette variation peut s'exprimer par une loi de la forme suivante :

$$ESR(T) = \alpha + \beta \cdot e^{\left(\frac{-Tc}{\gamma}\right)} \quad (2.2)$$

Les paramètres de cette loi sont déterminés par la méthode des moindres carrés non linéaire de Levenberg Marquardt qui permet une approximation très proche du modèle.

Avec : α, β et γ coefficients dépendants du composant.

Tc : température au cœur du composant en °C.

Pour l'exemple présenté sur la Fig.2.3 nous obtenons les valeurs suivantes :

$$\alpha = 13m\Omega \quad \beta = 0.76\Omega \quad \gamma = 14.88^\circ C$$

Sur l'ensemble des mesures de la capacité des condensateurs, nous remarquons que la variation de la capacité en fonction de la température est approximativement linéaire et peut s'exprimer tout simplement par une loi linéaire de la forme :

$$C(T) = \chi + \lambda \cdot Tc \quad (2.3)$$

Les paramètres sont déterminés de la même façon que ceux identifiés pour l'ESR en fonction de la température.

Avec : χ et λ coefficients dépendants du composant.

Tc : température du composant.

Pour l'exemple présenté sur la Fig.2.3 nous obtenons les valeurs suivantes :

$$\chi = 0.8 \text{ mF} \quad \lambda = 4,6.10^{-0,007} \text{ F}/^{\circ}\text{C}$$

De la même façon, nous déterminons les valeurs de chaque paramètre de tous les composants en test. Ces lois permettent de déterminer les valeurs d'ESR et de la capacité à différentes température.

3.3. INFLUENCE DE LA MISE SOUS TENSION DES CONDENSATEURS SUR LA CARACTERISATION

Cette partie consiste à étudier l'influence de l'application de la tension sur la caractérisation (mesures des paramètres électriques du condensateur en fonction de la fréquence) et faire une comparaison sur les résultats obtenus.

Les condensateurs ont été caractérisés à leur état neuf et mis sous tension pendant 52h à 400V à 25°C. Ensuite, ils sont soumis à une deuxième caractérisation dans les mêmes conditions que la première, les résultats obtenus sont présentés sur les figures (Fig.2.4 et Fig.2.5). Ils illustrent les variations de la résistance ESR et la capacité C respectivement en fonction de la fréquence à 25°C, pour un condensateur de 470µF /400V.

Les courbes montrent que la résistance ESR après la mise sous tension a diminué, tandis que la capacité C a augmenté et ceci pour tous les condensateurs ayant subi ce test. A haute fréquence, nous ne pouvons pas conclure à cause des erreurs de mesure dues à l'impédancemètre (cf. les barres sur la Fig.2.4 à droite) . Pour les fréquences basses (inférieures à 200kHz), nous remarquons clairement l'influence de l'application de la tension. Lorsque nous appliquons de nouveau une tension aux bornes d'un condensateur électrolytique après qu'il soit resté hors tension durant un certain temps, la couche d'oxyde d'alumine se reforme et le condensateur retrouve ces performances initiales. Les points faibles de la couche d'oxyde d'alumine sont alors éliminés ce qui fait augmenter de nouveau sa capacité et diminuer sa résistance. Ce phénomène est appelé l'auto-régénération.

Pour établir des lois de vieillissement correctes, il est donc important de placer les condensateurs initialement sous tension pendant quelques heures pour obtenir une caractérisation fiable.

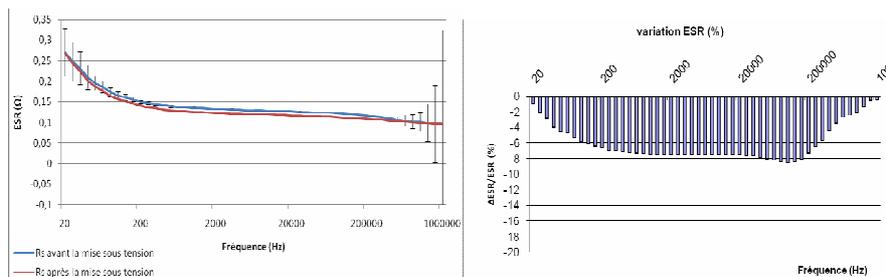


Fig.2. 4 : Résultats de caractérisation sur ESR avant et après la mise sous tension du condensateur 470µF et 400V à 25°C

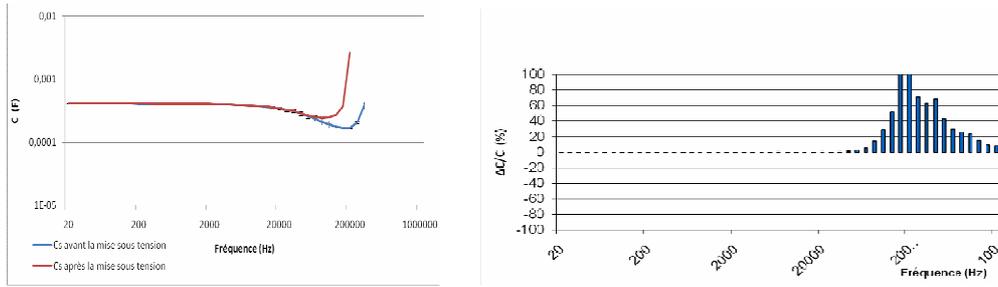


Fig.2. 5 : Résultats de caractérisation sur la capacité C avant et après la mise sous tension du condensateur 470µF et 400V à 25°C

Dans cette première partie du travail, les lois d'évolution des paramètres électriques ESR et C des condensateurs dont nous disposons en fonction de la température ont été déterminées. Ensuite, nous avons lancé le vieillissement accéléré des condensateurs afin d'évaluer les lois d'évolution des paramètres électriques en fonction du temps.

4. LOIS DE VIEILLISSEMENT DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

4.1. MODELES DE VIEILLISSEMENT DE L'ESR

La résistance équivalente série ESR est un indicateur de vieillissement qui dépend essentiellement de la résistivité de l'électrolyte dans les condensateurs électrolytiques à l'aluminium. Son augmentation en fonction du temps dépend du type d'électrolyte utilisé dans le condensateur.

Trois modèles en forme d'exponentielle ont été proposés[27] permettant de définir l'évolution de l'ESR en fonction du temps de fonctionnement $t_{\text{fonc_ESR}}$ pour une température de fonctionnement donnée. Ces lois sont représentées par les trois modèles suivants :

$$\text{Modèle « 1 » : } ESR_1(t_{\text{fonc_ESR}}) = (ESR(0) + X_1) \cdot e^{(Z_1 \cdot t_{\text{fonc_ESR}})} \quad (2.4)$$

$$\text{Modèle « 2 » : } ESR_2(t_{\text{fonc_ESR}}) = ESR(0) \cdot (X_2 + Y_2 \cdot e^{(Z_2 \cdot t_{\text{fonc_ESR}})}) \quad (2.5)$$

$$\text{Modèle « 3 » : } ESR_3(t_{\text{fonc_ESR}}) = ESR(0) \cdot (X_3 + Y_3 \cdot t_v \cdot e^{(Z_3 \cdot t_{\text{fonc_ESR}})}) \quad (2.6)$$

X_i , Y_i et Z_i sont des coefficients dépendants des composants qui sont déterminés à la fin du vieillissement accéléré.

$t_{\text{fonc_ESR}}$ = temps de fonctionnement du condensateur à une température donnée.

$ESR(0)$ est la valeur de la résistance à l'instant $t = 0$ pour une température donnée.

La durée de vieillissement à 85°C peut être extrapolée à un vieillissement à n'importe quelle température de fonctionnement T' en utilisant la relation (2.7). En effet, comme le vieillissement est assimilable à une réaction chimique la loi d'Arrhenius est utilisable :

$$\frac{t'}{t_v} = e^{\left(\frac{E_a}{k} \cdot \frac{T_v - T'}{(T_v + 273)(T' + 273)} \right)} \quad (2.7)$$

T_v = température de vieillissement (85°C).

T' = température de fonctionnement (25°C par exemple).

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

t' = temps extrapolé à T' (25°C par exemple).

E_a = énergie d'activation.

k = Constante de Boltzmann ($8,617 \cdot 10^{-5}$ eV/K).

L'énergie d'activation E_a a été estimée à 0,405 eV par Rhoades [31] grâce à un vieillissement d'environ 500 condensateurs à différentes températures sur une période de 10000 heures en utilisant l'ESR comme indicateur de vieillissement.

Dans le cadre de notre travail, nous avons déterminé l'énergie d'activation pour chaque composant en utilisant deux températures de vieillissements $T1=85^\circ\text{C}$ et $T2=90^\circ\text{C}$

En utilisant l'équation (2.7), nous pouvons exprimer le temps nécessaire pour le vieillissement t' pour une température de fonctionnement T' .

4.2. LOI DE VIEILLISSEMENT DE LA CAPACITE C

La capacité équivalente C diminue avec le temps de vieillissement. Son évolution peut être exprimée par une loi linéaire de la forme. Ceci est expliqué par les résultats expérimentaux qui seront détaillés par la suite.

$$C(t_{\text{fonc_C}}) = A + B \cdot t_{\text{fonc_C}} \quad (2.8)$$

A, B = constantes dépendantes du composant.

$t_{\text{fonc_C}}$ = temps de fonctionnement du condensateur à une température ambiante donnée.

La durée de vieillissement à 85°C peut être ainsi extrapolée à un vieillissement à 25°C comme nous l'avons vu pour l'ESR, en utilisant la relation (2.7).

La détermination des paramètres des différents modèles est effectuée par un algorithme de Levenberg Marquardt. La qualité de l'approximation est appréciée par le calcul de la distance euclidienne d entre les mesures et les points donnés par le modèle.

Par exemple, pour l'ESR, elle est définie par l'équation suivante :

$$d(\text{ESR}_m, \text{ESR}_c) = \left(\frac{\sum_{i=1}^n (\text{ESR}_{m_i} - \text{ESR}_{c_i})^2}{\sum_{i=1}^n \text{ESR}_{m_i}^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.9)$$

Avec : n le nombre de points de mesure,

ESR_{m_i} sont les valeurs de l'ESR mesurées pour chaque point i ,

ESR_{c_i} sont les valeurs de l'ESR calculées pour chaque point i .

5. ESSAIS DE VIEILLISSEMENT ACCELERE :

Deux essais de vieillissement distincts peuvent être effectués :

- Un vieillissement nommé standard à haute température
- Un vieillissement par cycles de charge décharge

Ces deux vieillissements permettent d'évaluer la fiabilité des différents composants par l'analyse de l'évolution de leurs paramètres internes. Par ailleurs, quelques défaillances en fonction des choix technologiques des fabricants peuvent être mises en évidence.

Dans le cadre de notre étude, et par manque de temps, nous n'avons effectué que le vieillissement standard à haute température. Celui-ci semble néanmoins suffisant pour permettre d'estimer les lois de vieillissement sachant que l'essai par cyclage induit principalement des défauts liés à la fabrication du composant [26].

5.1. LE VIEILLISSEMENT STANDARD :

Le vieillissement standard consiste à contraindre les condensateurs sous leurs tension nominales et à la température maximale d'utilisation fixée par le constructeur. Pour pouvoir ressortir tous les coefficients nécessaires à l'établissement des lois d'évolution des paramètres électriques, deux vieillissements standards sont effectués à deux températures différentes.

Les condensateurs d'indice 1 sont utilisés pour un premier vieillissement à 85°C et ceux d'indice 3 sont utilisés pour la température de vieillissement de 90°C.

En effet, vu que le vieillissement à faible température nécessite beaucoup de temps (quelques années) et en s'appuyant sur l'expérience du laboratoire sur le vieillissement de ces composants (condensateurs, supercondensateurs), nous effectuons un vieillissement à 90°C alors que les condensateurs utilisés sont prévus pour fonctionner à 85°C de température ambiante maximale. Ceci peut être justifié de deux façons :

- tout d'abord par le fait que nous faisons vieillir ces condensateurs à des courants nuls (ce qui évite une surchauffe interne éventuelle créée par l'ondulation de courant),
- de plus nous verrons par la suite que les résultats trouvés sont logiques d'un fabricant à un autre et que les mécanismes de défaillance enregistrés sont 'classiques' [49].

Le banc utilisé pour faire du vieillissement standard est expliqué par les figures (Fig.2.6 et Fig.2.7).

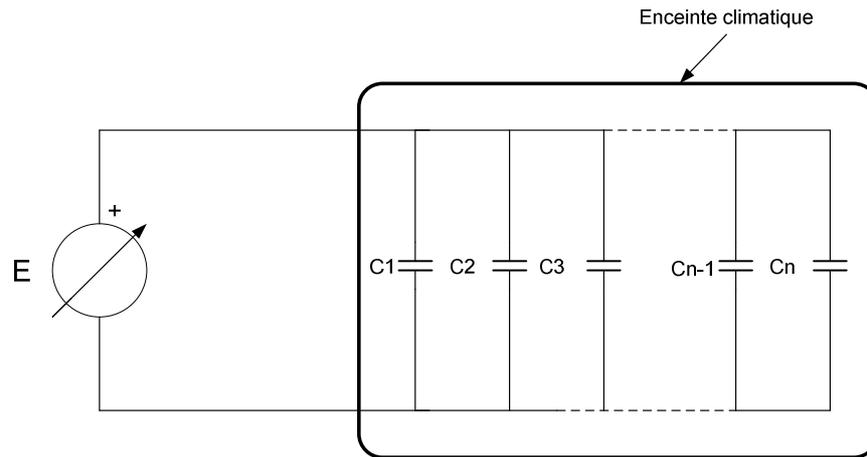


Fig.2. 6 : Synoptique du vieillissement standard



Fig.2. 7 : Banc du vieillissement standard

5.2. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Après avoir caractérisé les condensateurs pour connaître leurs comportements en fréquence et en température, nous avons lancé le vieillissement standard. Ce vieillissement a été effectué pour deux températures différentes (85°C et 90°C) pour pouvoir déterminer les différents coefficients des lois d'évolution des paramètres ESR et C en fonction du temps de vieillissement.

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats expérimentaux du vieillissement pour ces deux températures.

5.2.1. Vieillissement à 85°C

Les condensateurs d'indice 1 subissent le premier vieillissement à 85°C . Ils sont branchés en parallèles sous tension à 400V et mise dans une enceinte climatique comme le montre la Fig.2.6. Quelques résultats sur l'évolution de l'ESR et de la capacité pour quelques composants de certains fabricants sont présentés ci-dessous :

CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

Pour les composants d'indice 1, nous avons effectué le vieillissement pour 6000 heures (8 mois et 10 jours environ). Nous présentons ci-dessous les résultats de certains composants (Fig.2.8). Pour les composants qui n'ont pas complètement vieilli, une extrapolation des mesures a été effectuée pour avoir les courbes de vieillissement complètes comme le montre la Fig.2.9.

a. Résultats pour des condensateurs du FAB 1

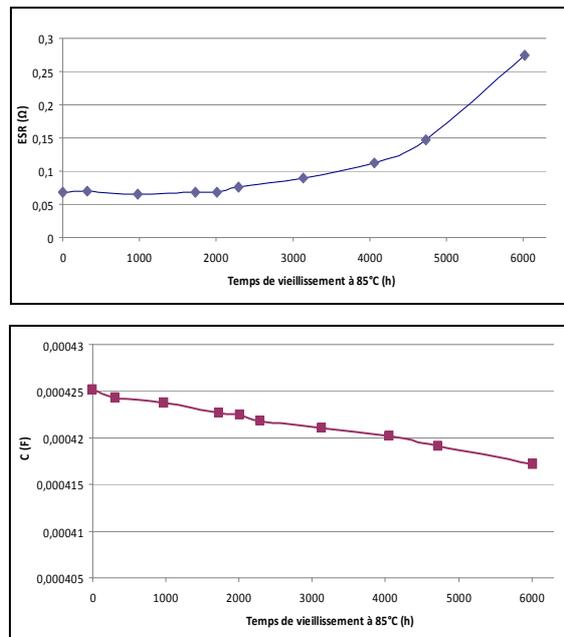


Fig.2. 8: Evolution des paramètres ESR et C pour FAB 1 D1 (470µF/400V)

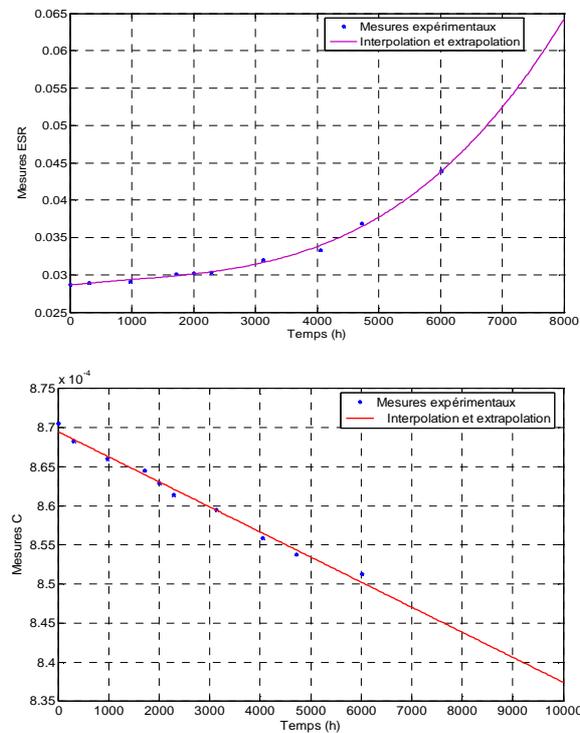


Fig.2. 9 : Evolution des paramètres ESR et C pour FAB 1 E1 (1000µF/400V)

CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

Pour les condensateurs du premier fabricant (FAB1), nous remarquons la plus faible évolution des paramètres ESR et C par rapport aux autres fabricants. Après environ 8 mois de vieillissement pour une tension appliquée de 400V et à une température de 85°C, seul le composant D1 a eu une augmentation de 211% de l'ESR.

Les courbes d'évolution des paramètres des différents condensateurs (FAB1) sont semblables d'un condensateur à un autre.

Pour les condensateurs des autres fabricants et notamment ceux du troisième (FAB3) nous remarquons une augmentation très importante de la valeur de la résistance équivalente série ESR de l'ordre de 200% minimum et une faible diminution de la capacité pour la majorité des composants.

b. Tableau récapitulatif

Nous avons représenté ci-dessous un tableau récapitulatif de l'évolution des paramètres ESR et C après 6000 heures (environ 8 mois et 10 jours) de vieillissement de tous les condensateurs utilisés pour une tension de 400V appliquée à 85°C.

Tableau 2. 2: Evolution des paramètres à 85°C / 400V après environ 8 mois de vieillissement

Fabricant	Condensateurs	Variation ESR(%)	Variation Capacité (%)
FAB1	A1 (1000uF/450V)	+46.34	- 2.40
	B1 (1000uF/450V)	+52.12	- 5.54
	C1 (470uF/450V)	+37.31	- 2.46
	D1 (470uF/400V)	+211.97	- 1.85
	E1 (1000uF/400V)	+45.81	- 2.20
FAB2	F1 (470uF/450V)	+27.07	- 0.07
	G1 (470uF/400V)	+2239.62	- 93.13
	H1 (560uF/450V)	+73.92	- 0.94
	I1 (560uF/400V)	+821	- 92.94
FAB3	J1 (470uF/400V)	+827	- 98.3
	K1 (470uF/450V)	+2082	- 11.15
	L1 (1000uF/400V)	+4243	- 20.31
	M1 (1000uF/450V)	+248	- 0.94
FAB4	N1 (470uF/400V)	+418.07	- 2.43
	O1 (470uF/450V)	+155.68	- 1.53
	P1 (560uF/400V)	+35.61	1.07
	Q1 (560uF/450V)	+477	- 2.87

CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

Les valeurs indiquées en rouge représentent les paramètres qui ont dépassé la règle pour qu'un condensateur soit considéré en fin de vie. D'une manière générale, cette règle est fixée par une multiplication de la valeur de l'ESR d'un facteur 2 et une diminution de 20% de la valeur de la capacité

5.2.2. Vieillessement à 90°C

Un deuxième vieillissement est lancé à 90°C et 400 V pour les condensateurs d'indice 3. Le but du deuxième vieillissement est de pouvoir déterminer l'énergie d'activation appropriée de chaque composant à la fin des deux vieillissements. Cela permet d'extrapoler la durée du vieillissement de 85°C à n'importe quelle température ambiante de fonctionnement.

Dans ce qui suit, nous représentons l'évolution des paramètres ESR et C en fonction du temps de vieillissement après 3400 heures (environ 5 mois) de vieillissement pour tous les condensateurs d'indice 3 (vieillessement à 90°C).

a. Résultats pour quelques condensateurs

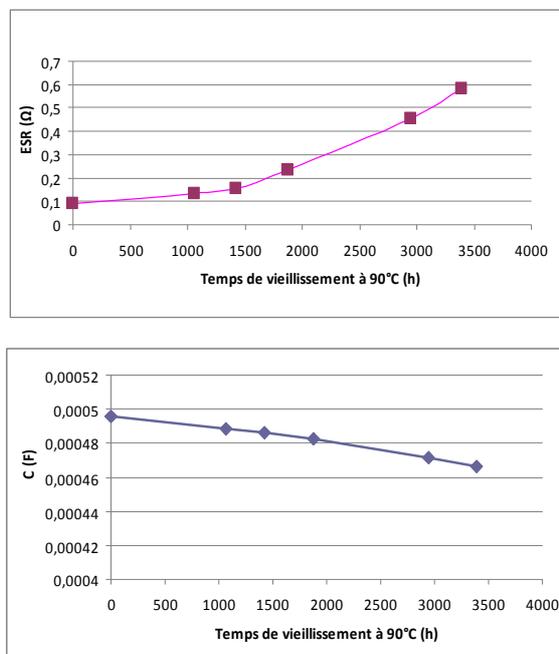
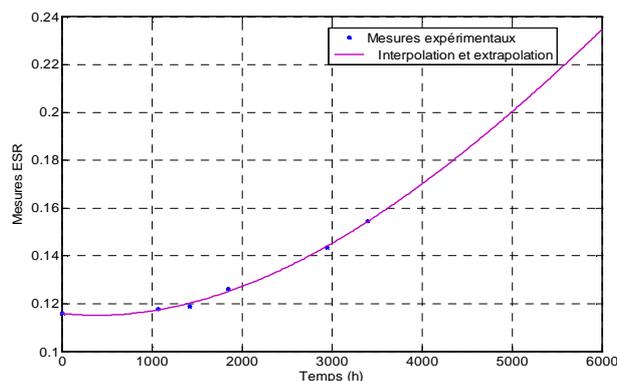


Fig.2. 10: Evolution des paramètres ESR et C pour FAB 4 Q3 (560μF/450V)



CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

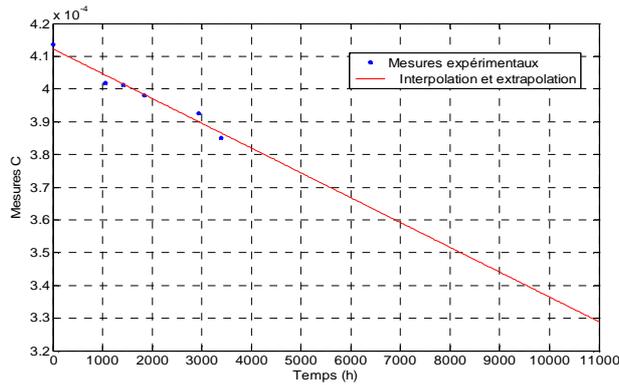


Fig.2. 11 : Evolution des paramètres ESR et C pour FAB 1 C3 (470µF/450V)

b. Tableau récapitulatif

Nous avons représenté ci-dessous un tableau récapitulatif de l'évolution des paramètres ESR et C après 3394 heures (environ 5 mois) de vieillissement de tous les condensateurs utilisés pour une tension de 400V appliquée à 90°C.

Tableau 2. 3 : Evolution des paramètres à 90°C / 400V après environ 5 mois de vieillissement

Fabricant	Condensateurs	Variation ESR(%)	Variation Capacité (%)
FAB1	A3 (1000uF/450V)	+0.53	- 0.72
	B3 (1000uF/450V)	+6.87	- 1.43
	C3 (470uF/450V)	+13	- 2.06
	D3 (470uF/400V)	+11	- 1.42
	E3 (1000uF/400V)	+35	- 0.69
FAB2	F3 (470uF/450V)	+15	0.99
	G3 (470uF/400V)	+9465	-99.8
	H3 (560uF/450V)	+43	0.43
	I3 (560uF/400V)	+69	-1.45
FAB3	J3 (470uF/400V)	+4597	-67
	K3 (470uF/450V)	+672	-1.12
	L3 (1000uF/400V)	+211	-8.04
	M3 (1000uF/450V)	+462	-0.11
FAB4	N3 (470uF/400V)	+240	-1.53
	O3 (470uF/450V)	+140	-1.24
	P3 (560uF/400V)	+36	0.74
	Q3 (560uF/450V)	+342	-2.38

Les résultats expérimentaux montrent que pour les condensateurs qui ont complètement vieilli, le vieillissement à 90°C est logiquement plus rapide que celui effectué à 85°C.

CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

Après 3394 heures de vieillissement à 90°C et 400V, nous pouvons conclure que les condensateurs du premier fabricant sont ceux qui sont le moins affectés par le vieillissement. De plus, les évolutions des paramètres des condensateurs de ce fabricant sont toutes classiques (augmentation de l'ESR et diminution de la capacité).

Les condensateurs du deuxième fabricant sont aussi peu affectés par le vieillissement mais l'évolution des paramètres n'est pas forcément classique (nous remarquons une capacité assez stable pour certains condensateurs). D'autres mécanismes de défaillances peuvent éventuellement expliquer ces variations plus marginales (cf. tableau 3.1). De plus un des condensateurs de ce fabricant a présenté un changement brusque des paramètres après environ 2000 heures de vieillissement.

Les condensateurs du troisième fabricant (FAB3), ne vieillissent pas très bien puisque la majorité des composants présente une forte évolution de l'ESR et une diminution de la capacité.

Pour finir, les condensateurs du dernier fabricant (FAB4), sont incontestablement ceux qui vieillissent le plus rapidement. Ils présentent une très grande augmentation de la valeur de la résistance équivalente série par rapport à la valeur initiale et ceci pour tous les condensateurs.

5.3. DETERMINATION DES LOIS D'EVOLUTION DES PARAMETRES EN FONCTION DU TEMPS DE VIEILLISSEMENT

Les résultats expérimentaux du vieillissement standard sont utilisés pour déterminer toutes les lois d'évolution des paramètres en fonction du temps pour les différents modèles présentés auparavant (cf. paragraphe 4.1 et 4.2). Les paramètres des différents modèles pour quelques condensateurs et pour les deux températures de vieillissement (85°C et 90°C) sont présentés ci-après.

Pour les modèles correspondants à la variation de l'ESR en fonction du temps nous avons les résultats suivants :

Tableau 2. 4 : Coefficients des différents modèles pour le condensateur D1 (470µF, 400V) à 5 kHz :

Coefficients Modèles	X_i	Y_i	Z_i	d
Modèle 1	$-2,13.10^{-3}$	-	$2,39. 10^{-4} h^{-1}$	$1,63.10^{-3}$
Modèle 2	$8,5.10^{-1}$	$11,70.10^{-2}$	$5,64.10^{-3} h^{-1}$	$1,31.10^{-4}$
Modèle 3	$9,34.10^{-1}$	$4,98.10^{-5} h^{-1}$	$4,01.10^{-4} h^{-1}$	$1,07.10^{-4}$

CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES
CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

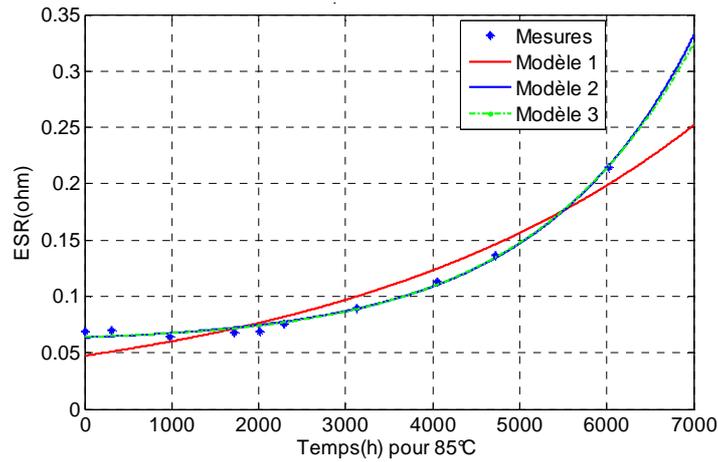


Fig.2. 12 : Courbes d'évolution de l'ESR pour les différents modèles (condensateur D1 470µF/ 400V à 5 kHz)

Tableau 2. 5 : Coefficients des différents modèles pour le condensateur E1 (1000µF, 400V)

Coefficients Modèles	X_i	Y_i	Z_i	d
Modèle 1	$-1,64.10^{-3}$	-	$6,96.10^{-5} h^{-1}$	$2,83.10^{-4}$
Modèle 2	$9,69.10^{-1}$	$22,84.10^{-3}$	$4,56.10^{-4} h^{-1}$	$1,08.10^{-5}$
Modèle 3	1	$8,62.10^{-6} h^{-1}$	$3,07.10^{-4} h^{-1}$	$1,34.10^{-5}$

d : la distance euclidienne correspondante à chaque modèle

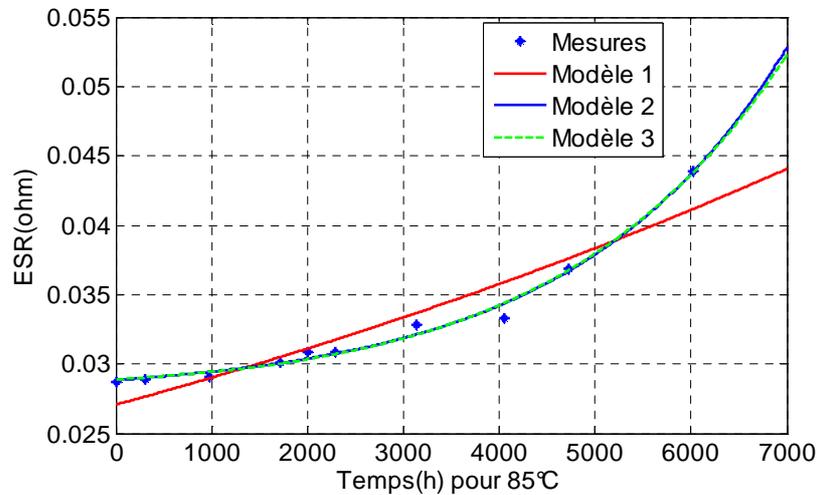


Fig.2. 13 : Courbes d'évolution de l'ESR pour les différents modèles (condensateur E1 1000µF/ 400V à 5 kHz)

Tableau 2. 6 : Coefficients des différents modèles pour le condensateur C3 (470µF, 450V)

Coefficients Modèles	X_i	Y_i	Z_i	d
Modèle 1	$-7,89.10^{-3}$	-	$9,37.10^{-5} h^{-1}$	$4,66.10^{-4}$
Modèle 2	$9,62.10^{-1}$	$6,05.10^{-2}$	$8,11.10^{-4} h^{-1}$	$8,57.10^{-5}$
Modèle 3	$9,87.10^{-1}$	$4,04.10^{-5} h^{-1}$	$5,48.10^{-4} h^{-1}$	$7,76.10^{-5}$

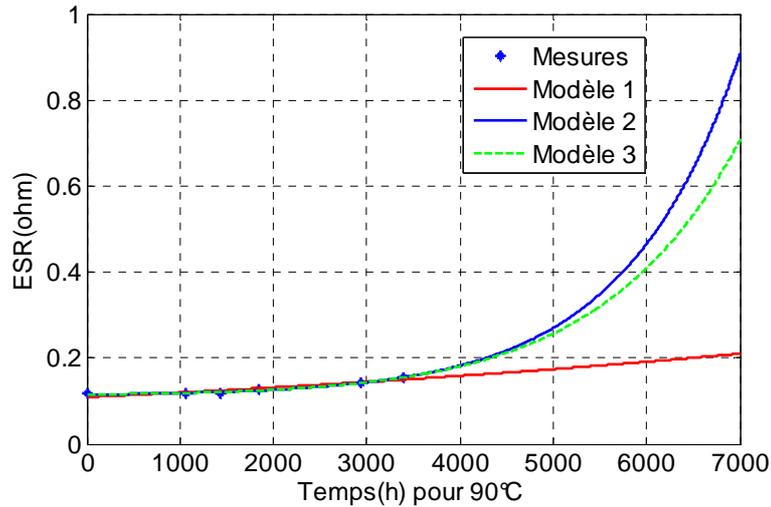


Fig.2. 14 : Courbes d'évolution de l'ESR pour les différents modèles (condensateur C3 470µF/ 450V à 5 kHz)

Tableau 2. 7 : Coefficients des différents modèles pour le condensateur Q3 (560µF/ 450V)

Coefficients Modèles	X_i	Y_i	Z_i	d
Modèle 1	$-1,83.10^{-3}$	-	$6,23.10^{-4} h^{-1}$	$6,55.10^{-4}$
Modèle 2	$2,3.10^{-1}$	1,28	$6,75.10^{-4} h^{-1}$	$9,45.10^{-4}$
Modèle 3	$8,95.10^{-1}$	$7,58.10^{-5} h^{-1}$	$4,38.10^{-4} h^{-1}$	$8,51.10^{-4}$

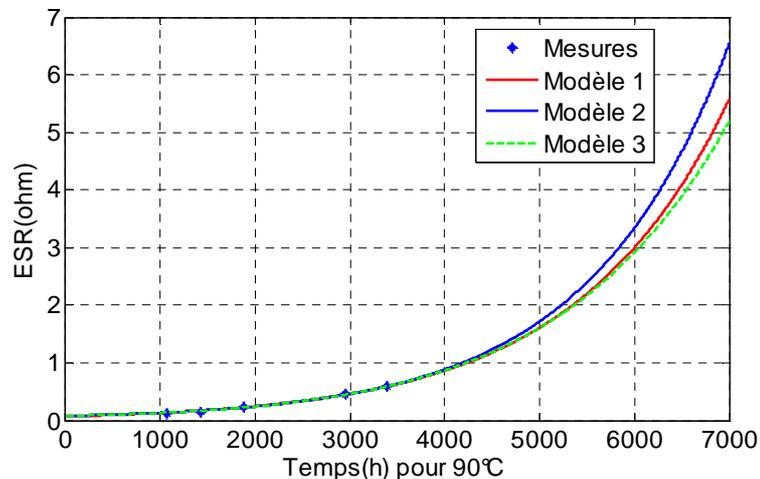


Fig.2. 15 : Courbes d'évolution de l'ESR pour les différents modèles (condensateur Q3 560µF/ 450V à 5 kHz)

Pour ces différents modèles et pour différents composants, nous remarquons une petite variation de la distance euclidienne d entre le modèle « 2 » et le modèle « 3 ». Pour cette raison et pour la suite des études, nous avons choisi le modèle le plus simple entre les deux (modèle « 2 ») pour représenter l'évolution de l'ESR en fonction du temps.

Pour l'évolution de la capacité en fonction du temps, les paramètres de la loi linéaire pour quelques condensateurs sont présentés dans le Tableau 2.8 :

**CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES
CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES**

Tableau 2. 8 : Coefficients de l'évolution de la capacité pour quelques condensateurs

Coefficients Condensateurs	A	B	d
D1 (470µF, 400V)	$4,25.10^{-4}$	$-1,24.10^{-9} h^{-1}$	$5,66.10^{-7}$
D3 (470µF, 400V)	$4,22.10^{-4}$	$-3,9.10^{-9} h^{-1}$	$5,79.10^{-6}$
E1 (1000µF, 400V)	$8,69.10^{-4}$	$-3,44.10^{-9} h^{-1}$	$1,97.10^{-6}$
E3 (1000µF, 400V)	$8,65.10^{-4}$	$-7,23.10^{-9} h^{-1}$	$4,57.10^{-6}$
Q1 (560µF, 450V)	$4,83.10^{-4}$	$-5,23.10^{-9} h^{-1}$	$9,47.10^{-6}$
Q3 (560µF, 450V)	$4,96.10^{-4}$	$-8,53.10^{-9} h^{-1}$	$3,48.10^{-6}$
C1 (470µF, 450V)	$4,08.10^{-4}$	$-1,48.10^{-9} h^{-1}$	$1,28.10^{-6}$
C3 (470µF, 450V)	$4,12.10^{-4}$	$-7,58.10^{-9} h^{-1}$	$4,04.10^{-6}$

Un condensateur est considéré en fin de vie si l'un des seuils de défaillance suivant est vérifié :

- Une augmentation de 100% de la valeur de l'ESR : c'est-à-dire que le condensateur est considéré vieilli si la valeur de ESR en fonctionnement est le double de la valeur initiale :

$$ESR_{\text{seuil}} = 2 \times ESR(0)$$

- Une diminution de 20% de la valeur de la capacité initiale : $C_{\text{seuil}} = 0,8 \times C(0)$

Pour ces deux seuils de défaillance, nous présentons les temps nécessaires au vieillissement pour le modèle de vieillissement choisi (modèle « 2 »)

Tableau 2. 9 : Temps de vieillissement nécessaire pour avoir une augmentation de 100% de la valeur de l'ESR

	Condensateur D1 (470µF, 400V)	Condensateur D3 (470µF, 450V)	Condensateur E1 (1000µF, 400V)	Condensateur E3 (1000µF, 400V)
Modèle « 2 »	6419h	4682h	7434h	4842h
	Condensateur C1 (470µF, 450V)	Condensateur C3 (470µF, 450V)	Condensateur Q1 (560µF, 450V)	Condensateur Q3 (560µF, 450V)
Modèle « 2 »	7550h	5932h	2479h	1525h

Tableau 2. 10 : Temps de vieillissement nécessaire pour avoir une diminution de 20% de la valeur de la capacité

	Condensateur C1 (470µF, 450V)	Condensateur C3 (470µF, 450V)	Condensateur Q1 (560µF, 450V)	Condensateur Q3 (560µF, 450V)
Modèle « 2 »	55221 h	10925 h	18550 h	11721 h

**CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES
CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES**

	Condensateur D1 (470µF, 400V)	Condensateur D3 (470µF, 450V)	Condensateur E1 (1000µF, 400V)	Condensateur E3 (1000µF, 400V)
Modèle « 2 »	68552 h	21721 h	54500 h	24113 h

Une fois les temps de vieillissement calculés en prenant en compte les deux seuils de défaillance pour deux températures différentes et pour différents modèles, nous pouvons calculer les énergies d'activation relatives à chaque composant. Les résultats des calculs sont présentés dans les tableaux (Tableau 2.11 et Tableau 2.12)

Tableau 2. 11 : Energie d'activation pour une augmentation de 100% de la valeur de l'ESR

	Condensateur C (470µF, 450V)	Condensateur D (470µF, 400V)	Condensateur E (1000µF, 400V)	Condensateur Q (560µF, 450V)
Modèle « 2 »	0.54 eV	0.71 eV	0.96 eV	1.09 eV

Tableau 2. 12 : Energie d'activation pour une diminution de 20% de la valeur de la capacité

	Condensateur C (470µF, 450V)	Condensateur D (470µF, 400V)	Condensateur E (1000µF, 400V)	Condensateur Q (560µF, 450V)
Modèle « 2 »	3.63 eV	2.57 eV	1.83 eV	1.03 eV

6. ALGORITHME DE VIEILLISSEMENT

Pour déduire le nombre d'heures avant la panne à partir de la mesure de la température ambiante et des valeurs de l'ESR et de C retrouvées en temps réel, nous utilisons un algorithme de vieillissement.

Les paramètres ESR et C dépendent de la fréquence de découpage de l'onduleur et de la température ambiante.

Les tests expérimentaux effectués hors ligne et présentés précédemment nous permettent de ressortir les lois suivantes :

- Evolution des paramètres en fonction de la température: en connaissant la température ambiante T' , ces lois nous permettent de déterminer les valeurs d'ESR(0) et de C(0) en utilisant les lois suivantes :

$$ESR(0) = \alpha + \beta \cdot e^{\left(\frac{-T'}{\gamma}\right)} \quad (2.10)$$

$$C(0) = \chi + \lambda \cdot T' \quad (2.11)$$

CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES
CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

- Les courbes d'évolution des paramètres présentées lors des résultats expérimentaux nous permettent de déterminer les lois d'évolution des paramètres en fonction du temps de fonctionnement.

$$ESR(t_{\text{fonc_ESR}}) = ESR(0) \cdot (X_2 + Y_2 \cdot e^{(Z_2 \cdot t_{\text{fonc_ESR}})}) \quad (2.12)$$

$$C(t_{\text{fonc_C}}) = E \cdot C(0) + B \cdot t_{\text{fonc_C}} \quad (2.13)$$

avec $A = E \cdot C(0) \rightarrow E = \frac{A}{C(0)}$

A partir de ces lois d'évolution, nous déterminons les temps de vieillissement correspondants aux deux températures de vieillissement (85°C et 90°C) en utilisant les équations suivantes :

$$tv_{\text{ESR}} = \frac{\text{Log} \left(\frac{ESR_{\text{seuil}} - ESR(0) \cdot X_2}{Y_2 \cdot ESR(0)} \right)}{Z_2} \quad (2.14)$$

$$tv_{\text{C}} = \frac{C_{\text{seuil}} - E \cdot C(0)}{F} \quad (2.15)$$

- Après avoir calculé les temps de vieillissement pour les deux températures (85°C et 90°C) nous calculons les différentes énergies d'activation (Ea_{ESR} et Ea_{C}) utilisées dans la loi d'Arrhenius (2.7) comme suit :

$$Ea_{\text{ESR}} = k \cdot \frac{\text{Log} \left(\frac{tv_{\text{ESR}(85^\circ\text{C})}}{tv_{\text{ESR}(90^\circ\text{C})}} \right)}{(90 - 85)} \cdot \frac{1}{(273 + 90) \cdot (273 + 85)} \quad (2.16)$$

$$Ea_{\text{C}} = k \cdot \frac{\text{Log} \left(\frac{tv_{\text{C}(85^\circ\text{C})}}{tv_{\text{C}(90^\circ\text{C})}} \right)}{(90 - 85)} \cdot \frac{1}{(273 + 90) \cdot (273 + 85)} \quad (2.17)$$

tv_{ESR} : Temps de vieillissement correspondant au seuil de ESR à T_v

tv_{C} : Temps de vieillissement correspondant au seuil de C à T_v

k = Constante de Boltzmann ($8.617 \cdot 10^{-5} \text{ eV} / ^\circ\text{K}$)

Ea_{ESR} : Energie d'activation prenant en compte ESR comme indicateur de vieillissement

Ea_{C} : Energie d'activation prenant en compte C comme indicateur de vieillissement

La procédure de détermination des différentes lois et des différents paramètres hors ligne est illustrée sur la Fig.2.12 ci-dessous.

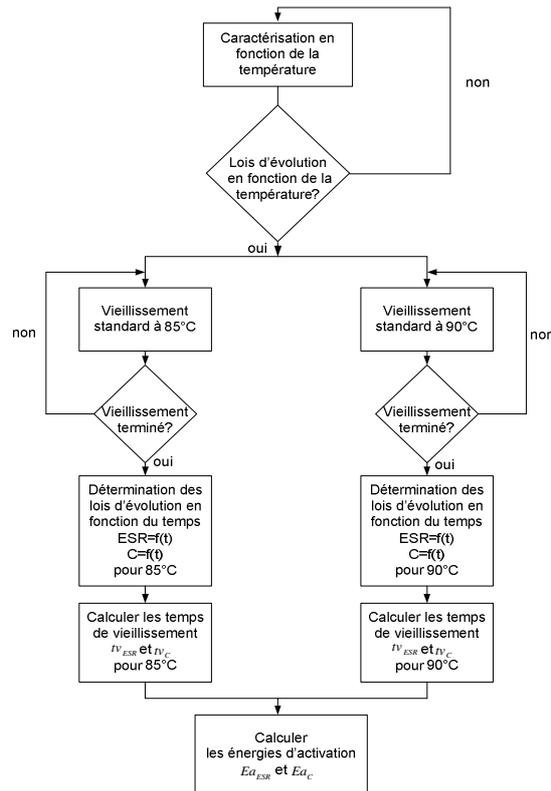


Fig.2. 16 : Procédure de détermination des lois d'évolution des paramètres hors-ligne

En temps réel et en ligne, nous disposons de trois valeurs à savoir la résistance équivalente série (ESR) et la capacité (C) ressorties par l'algorithme d'identification ainsi que la température ambiante T' de fonctionnement.

La valeur de la température ambiante T' de fonctionnement permet aussi de déterminer le temps nécessaire au vieillissement t' à travers les équations suivantes :

$$t'_{ESR} = tv_{ESR} \cdot e^{\left[\frac{Ea_{ESR}}{k} \cdot \frac{T_v - T'}{(T_v + 273)(T' + 273)} \right]} \quad (2.18)$$

$$t'_C = tv_C \cdot e^{\left[\frac{Ea_C}{k} \cdot \frac{T_v - T'}{(T_v + 273)(T' + 273)} \right]} \quad (2.19)$$

T_v : Température de vieillissement (85°C par exemple)

T' : Température ambiante (25°C par exemple)

t'_{ESR} : Temps extrapolé à T' avec ESR comme indicateur de vieillissement

t'_C : Temps extrapolé à T' avec C comme indicateur de vieillissement

Les valeurs d'ESR et de C identifiées en temps réel, ainsi que les valeurs ESR(0) et C(0) seront utilisés dans les équations (2.12) et (2.13) pour déterminer les temps respectifs de fonctionnement comme l'indique les équations suivantes :

CHAPITRE II : CARACTERISATION ET VIEILLISSEMENT ACCELERE DES
CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

$$t_{\text{fonc_ESR}} = \frac{\text{Log}\left(\frac{\text{ESR} - X_2 \cdot \text{ESR}(0)}{Y_2 \cdot \text{ESR}(0)}\right)}{Z_2} \quad (2.20)$$

$$t_{\text{fonc_C}} = \frac{C - E \cdot C(0)}{F} \quad (2.21)$$

Ainsi le temps restant avant la panne $t_{\text{panne}}(\text{ESR})$ correspondant à l'ESR en utilisant les équations (2.18) et (2.20) est donné par:

$$t_{\text{panne}}(\text{ESR}) = \left(t_{\text{v_ESR}} \cdot e^{\left(\frac{Ea_{\text{ESR}}}{k} \cdot \frac{T_v - T'}{(T_v + 273)(T' + 273)}\right)} - \frac{\text{Log}\left(\frac{\text{ESR} - X_2 \cdot \text{ESR}(0)}{Y_2 \cdot \text{ESR}(0)}\right)}{Z_2} \right) \quad (2.22)$$

La figure ci-dessous explique les temps exprimés par les équations (2.18), (2.20) et (2.22) :

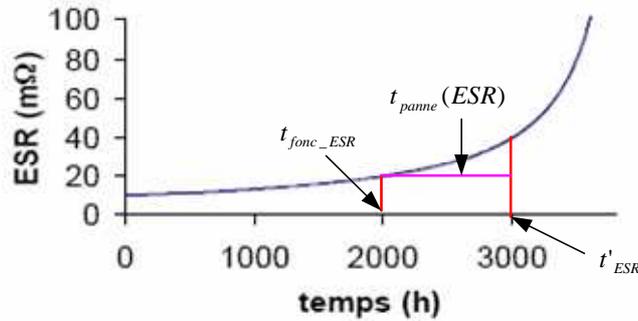


Fig.2. 17 : Evolution de l'ESR en fonction du temps de fonctionnement

De même, le temps restant avant la panne correspondant à la capacité C en utilisant les équations (2.19) et (2.21) est donné par :

$$t_{\text{panne}}(\text{C}) = \left(t_{\text{v_C}} \cdot e^{\left(\frac{Ea_{\text{C}}}{k} \cdot \frac{T_v - T'}{(T_v + 273)(T' + 273)}\right)} - \frac{C - E \cdot C(0)}{F} \right) \quad (2.23)$$

Le temps restant avant la panne pour le condensateur considéré est le minimum entre les deux temps de panne :

$$t_{\text{panne}} = \text{Min}(t_{\text{panne}}(\text{ESR}), t_{\text{panne}}(\text{C})) \quad (2.24)$$

La Fig.2.14 ci-dessous explique l'algorithme de vieillissement qui est utilisé au niveau DSP en ligne.

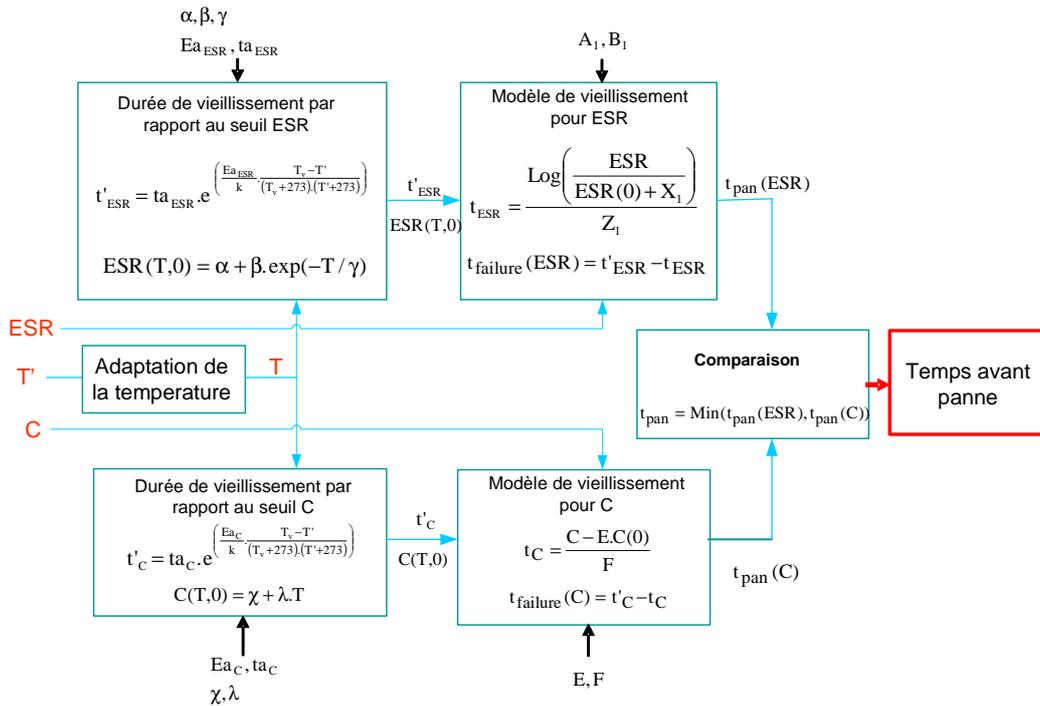


Fig.2. 18 : Algorithme de vieillissement

7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté tout d'abord les différents résultats expérimentaux réalisés sur différents condensateurs électrolytiques afin de déterminer les différentes lois d'évolution des paramètres électriques ESR et C en fonction de la température. Ensuite, nous avons évoqué les résultats du vieillissement standard de ces composants à deux températures différentes (85°C et 90°C) après quelques mois de vieillissement. Ces résultats ont permis de déterminer les différentes lois d'évolution des paramètres en fonction du temps de vieillissement et ainsi les valeurs des énergies d'activation pour la résistance équivalente série (ESR) et la capacité (C) de différents condensateurs pour différents fabricants. L'objectif final souhaité est de pouvoir déterminer ces lois directement à partir de datasheets bien détaillés fournis par les fabricants sans devoir faire ces tests expérimentaux pour chaque condensateur utilisé. Ces lois d'évolution seront utilisées dans l'algorithme de vieillissement implémenté en temps réel pour déterminer le temps restant avant la panne des condensateurs électrolytiques utilisés dans les convertisseurs de puissance.

**CHAPITRE III : SYSTEME DE MAINTENANCE PREDICTIVE DES
CONDENSTEURS ELECTROLYTIQUES DANS LES ASI**

1. INTRODUCTION

Ce troisième chapitre est dédié à l'explication du système temps réel utilisé pour identifier les paramètres internes des condensateurs dans les ASI. Nous présentons, les résultats de simulation et la mise en œuvre expérimentale permettant d'estimer les indicateurs de défaillance des condensateurs électrolytiques à savoir la résistance équivalente série (ESR) et la capacité C.

Le prototype expérimental comportant les différentes cartes électroniques conçues, ainsi que les moyens expérimentaux et de calcul mis en place sont détaillés.

Ce système temps réel est implémenté de façon à ajouter le minimum de capteurs et de ressources possible par rapport à l'existant dans les ASI et aussi de fonctionner en tâches de fond sans perturber les fonctions principales du système.

La première partie présente les différents résultats de simulation de tout le système implémenté en intégrant, les différentes chaînes de mesures, les différents filtres analogiques, l'identification des paramètres et toutes les caractéristiques utilisées (tension, fréquences, charge appliquée, etc...).

Le prototype expérimental complet est présenté dans la deuxième partie. Pour étayer notre propos, de nombreuses explications sur la programmation DSP implémentée sont données. Quant à l'illustration, elle est caractérisée par des résultats d'estimation des paramètres sur un convertisseur de puissance DC/DC puis sur un convertisseur AC/DC.

2. PRINCIPE ET SIMULATION DU SYSTEME

2.1. CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

Tout d'abord, nous allons présenter un schéma du convertisseur de puissance (AC/DC) utilisé dans les ASI pour une phase comme le montre la figure suivante :

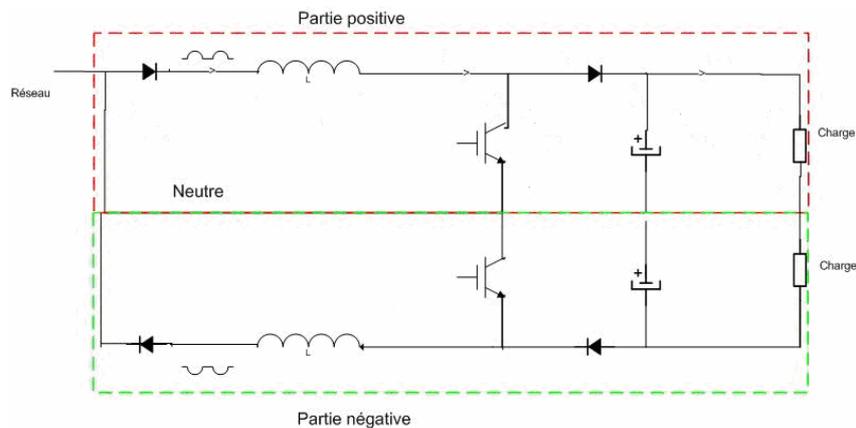


Fig.3. 1 : Modélisation du hacheur parallèle

Pour la suite de notre étude, nous allons utiliser une seule demi-phase de ce convertisseur comme le montre la figure suivante (Fig.3.2).

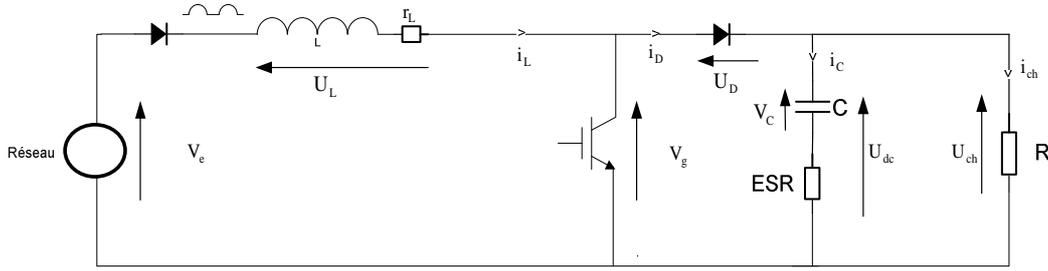


Fig.3. 2 : Modélisation du hacheur parallèle (demi-phase positive)

Les composants en électronique de puissance du système sont :

- L'inductance d'entrée dimensionnée pour fournir le courant nécessaire
- Une diode de redressement (ici positif)
- Une diode de roue libre D
- Un interrupteur commandé IGBT, commandé à une fréquence fixe par l'intermédiaire d'une carte électronique (carte driver). Cette carte permet en outre d'isoler la commande par rapport au reste du circuit.
- Le condensateur électrolytique dimensionné en tension et en courant. La constante du temps du système est modélisée par la capacité C et la résistance équivalente série ESR (Fig.3.2).
- La charge appliquée : dans notre cas, tout au long du projet, pour valider le

En considérant les interrupteurs électroniques comme parfaits, les équations du système sont données par :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_e - V_g - (r_L \cdot i_L)}{L} \quad (3.1)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{i_D - i_{ch}}{C} \quad (3.2)$$

$$U_{dc} = V_C + ESR \cdot i_C \quad (3.3)$$

Désignons par 'u' la commande envoyée à l'IGBT qui peut être à 0 ou à 1. Nous avons alors :

$$V_g = U_{dc} \cdot (1 - u) \quad (3.4)$$

$$i_D = i_L \cdot (1 - u) \quad (3.5)$$

$$i_{ch} = \frac{U_{dc}}{R} \quad (3.6)$$

Les équations d'états se mettent sous la forme:

$$U_{dc} = V_C + ESR \cdot \left(i_L \cdot (1 - u) - \frac{U_{dc}}{R} \right) \quad (3.7)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_e - \left[(1-u) \left(V_c + \text{ESR} \cdot \left(i_L \cdot (1-u) - \frac{U_{dc}}{R} \right) \right) \right] - (r_L \cdot i_L)}{L} \quad (3.8)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{\left[((1-u) \cdot i_L) - \frac{U_{dc}}{R} \right]}{C} \quad (3.9)$$

2.2. REGULATION DU HACHEUR PARALLELE

Cette partie explique la régulation du système qui permet d'aboutir aux performances désirées (cf. Chapitre 1) qui sont :

- un facteur de puissance le plus proche de 1 : assuré par un prélèvement sinus,
- une tension continue de sortie (présentant le moins d'ondulations possible).

Cette régulation permet de générer l'angle de commande des IGBTs.

Plusieurs techniques de régulation et de commande peuvent être utilisées à savoir :

- la régulation PI, PID,
- la régulation Dead Beat,
- la commande RST,
- la commande en mode glissant.

La régulation du convertisseur mise en place se base sur le principe de deux boucles imbriquées :

- une boucle externe lente pour contrôler la tension,
- une boucle interne rapide pour contrôler le courant.

D'après les équations du système et en considérant la résistance r_L nulle, le modèle moyen valable autour d'un point de fonctionnement, est donné par les équations suivantes :

$$i_L(p) = \frac{V_e(p) - V_g(p)}{L \cdot p} \quad (3.10) \quad \rightarrow \quad i_L(p) = \frac{V_e - (1-\alpha) \cdot U_{dc}(p)}{L \cdot p} \quad (3.11)$$

Une fois le courant i_L retrouvé, la valeur de la tension de sortie est donnée à la sortie du bloc Sys_U qui vérifie les équations suivantes :

$$i_c = (1-\alpha) \cdot i_L - i_{ch} \quad (3.12) \quad \rightarrow \quad U_{dc}(p) = Z_c(p) \cdot \left((1-\alpha) \cdot i_L(p) - \frac{U_{dc}}{R} \right) \quad (3.13)$$

Z_c : la fonction de transfert du condensateur

Le synoptique de régulation du convertisseur de puissance utilisé est donnée par la figure Fig.3.3.

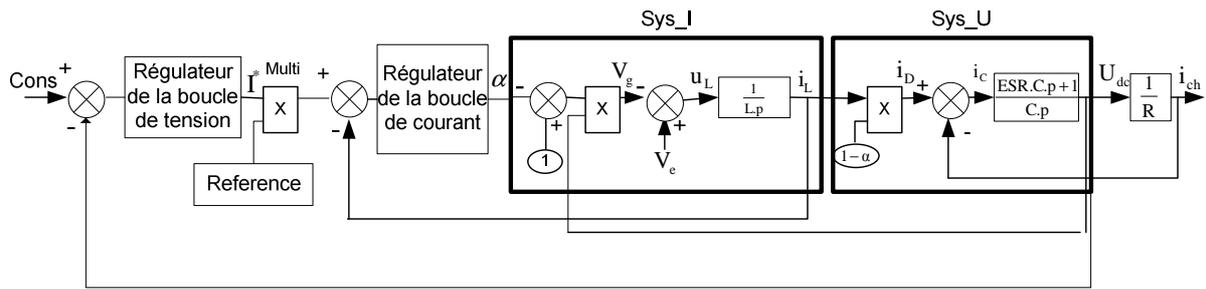


Fig.3.3 : Synoptique de la régulation du convertisseur

La consigne (Cons) de la boucle de tension est un signal constant (égal à 400V dans notre cas) Pour la régulation de la boucle de tension, nous utilisons un régulateur Proportionnel/ Intégral (PI). Ce régulateur donne la consigne du courant I^* . Nous utilisons le principe du prélèvement sinusoïdal. En effet le courant ' i_L ' doit être à la fois sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau. Pour cela, nous multiplions la sortie du correcteur de tension par un signal sinusoïdal d'amplitude '1' et à la fréquence du réseau (Référence).

A la sortie du régulateur du courant, nous obtenons la valeur du rapport cyclique α utilisée pour générer la commande 'u' envoyée vers l'IGBT. La valeur de α qui pilote le courant i_L interfère sur le Sys_U qui renvoie une grandeur perturbatrice sur le Sys_I.

Dès lors que le fonctionnement normal avec les performances désirées est mis en place, nous allons maintenant nous focaliser au système de maintenance prédictive des condensateurs électrolytiques.

Dans ce qui va suivre, nous allons étudier le système permettant d'identifier les paramètres électriques internes du condensateur.

2.3. SURVEILLANCE DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

Comme nous l'avons montré au premier chapitre, le condensateur électrolytique est modélisable par un schéma électrique équivalent série C ESR ESL (cf. Fig.1.7 et paragraphe III.2.1 du chapitre1). ESR, ESL et C varient en fonction de la température et de la fréquence.

La fréquence de résonance pour un condensateur électrolytique est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2.\pi\sqrt{ESL.C}} \quad (3.14)$$

Les figures suivantes représentent les schémas équivalent série avant et après la fréquence de résonance :

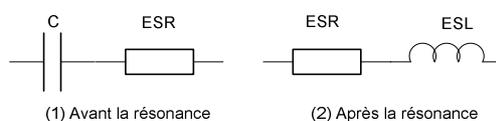


Fig.3.4 : Schémas électriques d'un condensateur avant et après la fréquence de résonance

Au niveau des ASI, nous travaillons généralement avec des fréquences de découpage

inférieures à la fréquence de résonance des condensateurs électrolytiques utilisés. Pour cette raison, nous considérons le schéma électrique équivalent (1) et par suite la fonction de transfert équivalente donnée par :

$$H(p) = \frac{i_c(p)}{U_{dc}(p)} = \frac{ESR.C.p + 1}{C.p} \quad (3.15)$$

Cependant, au niveau des convertisseurs de puissance nous utilisons des mesures échantillonnées. Pour cela, nous considérons la fonction de transfert correspondante à l'équation (3.15) en utilisant :

la transformée en z en utilisant le bloqueur d'ordre zéro (BOZ) donne la fonction de transfert suivante :

$$H(z^{-1}) = 1 - z^{-1} \cdot TFz \left[\frac{ESR}{p} + \frac{1}{Cp^2} \right] \quad (3.16)$$

$$H(z^{-1}) = 1 - z^{-1} \cdot \left[ESR \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} + \frac{1}{C} \cdot \frac{Te \cdot z^{-1}}{(1 - z)^2} \right] \quad (3.17)$$

$$H(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{ESR + \left(\frac{Te}{C} - ESR \right) \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.18)$$

La transformée bilinéaire (dite de Tustin) vérifie l'équation (3.19) :

$$p = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (3.19)$$

En appliquant cette équation (3.19) sur l'équation (3.15) nous obtenons la fonction de transfert (3.20) suivante :

$$H(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{\left(ESR + \frac{Te}{2.C} \right) + \left(\frac{Te}{2.C} - ESR \right) \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.20)$$

avec Te la période d'échantillonnage

En comparant les diagrammes de Bode respectifs aux deux fonctions de transfert numériques (BOZ et Tustin), par rapport au Bode nous remarquons que la transformée de 'Tustin' est la plus proche du modèle réel comme le montre la figure ci-dessous (Fig.3.5) :

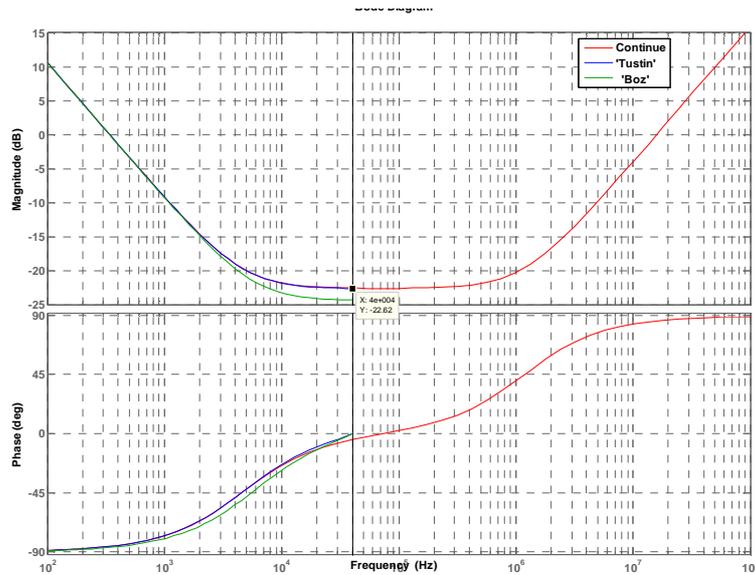
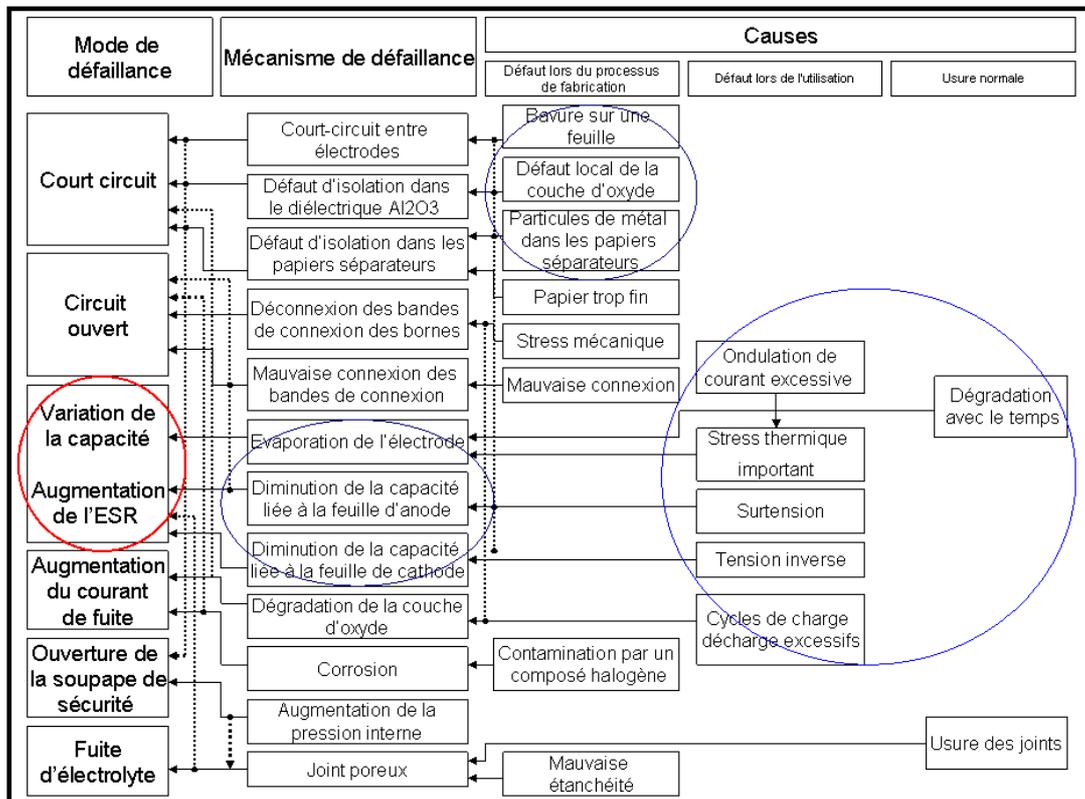


Fig.3. 5 : Diagramme de Bode du modèle continue complet d'un condensateur ainsi que la transformée de Laplace et de Tustin

C'est pour cette raison, que nous avons choisi pour le reste de notre étude d'utiliser la transformée bilinéaire de Tustin donnée par l'équation (3.20).

L'objectif de cette partie est d'identifier en temps réel les deux paramètres ESR et C qui sont représentatifs du vieillissement normal ainsi que de presque toutes les causes de défaillance des condensateurs (tableau ci-dessous Tableau 3.1).

Tableau 3. 1 : Modes, mécanismes et causes de défaillance des condensateurs électrolytiques



Ce tableau présente en effet tous les modes, mécanismes et causes de défaillance des condensateurs électrolytiques. Les causes sont généralement dues soit aux défauts de fabrication et d'utilisation, soit à l'usure normale. Ce tableau montre que la cause de la majorité des pannes (ronds bleus) peut être détectée à travers l'évolution des paramètres ESR et/ou C (rond rouge). C'est pour cette raison qu'il est important d'avoir une estimation en temps réel de ces deux paramètres électriques.

Dans ce qui va suivre, nous expliquons la procédure utilisée pour identifier en temps réel les deux paramètres ESR et C d'un condensateur.

2.4. IDENTIFICATION EN TEMPS REEL DES PARAMETRES ELECTRIQUES DES CONDENSATEURS

Pour identifier ces deux paramètres ESR et C, nous utilisons des algorithmes d'estimation des paramètres basé sur le filtre de Kalman.

En effet, connaissant l'entrée et la sortie du système à savoir respectivement le courant et la tension aux bornes du condensateur et l'ordre du système (donné par un modèle électrique validé) nous pouvons utiliser l'identification des paramètres comme suit :

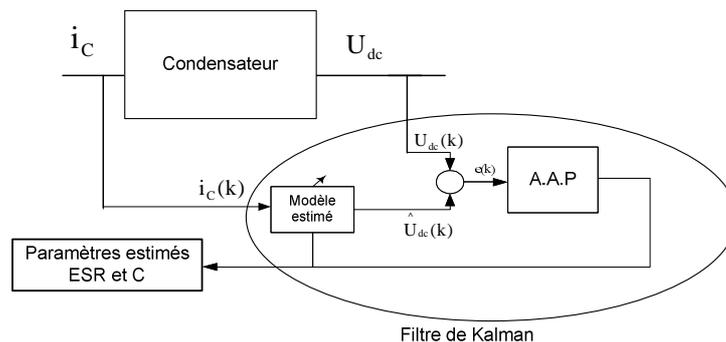


Fig.3. 6 : Application du filtre de Kalman pour identifier les paramètres internes du condensateur

A.A.P désigne l'algorithme d'adaptation paramétrique, qui permet d'adapter à chaque itération les paramètres du système (ESR et C dans notre cas). L'objectif est que l'erreur entre la sortie réelle et la sortie estimée soit la plus faible possible. Plusieurs algorithmes[36] peuvent être utilisés à savoir :

- l'algorithme des moindres carrés récursifs (MCR)
- l'algorithme des moindres carrés étendus (MCE)
- l'algorithme des moindres carrés généralisés (MCG)
- le maximum de vraisemblances récursif (MVR)
- l'erreur de sortie avec modèle de prédiction étendu (ESMPE)

Ces différents algorithmes ont été étudiés et simulés dans notre cas pour évaluer leurs performances en termes de rapidité (temps de convergence) et de précision (erreur

d'estimation des paramètres). Les résultats de ces études présentés dans les annexes (Annexe 1) montrent que l'algorithme des moindres carrés récursifs (MCR) est le meilleur utilisé dans notre cas.

L'algorithme d'adaptation paramétrique pour le MCR est donné par les équations suivantes :

$$\phi(k)^T = [i_c(k) \quad i_c(k-1)] \quad (3.21)$$

$$\theta^T = \left[\text{ESR} + \frac{\text{Te}}{2.C} \quad \frac{\text{Te}}{2.C} - \text{ESR} \right] \quad (3.22)$$

$$F(k+1) = \left[F(k) - \frac{F(k)\phi(k)\phi(k)^T F(k)}{\phi(k)^T F(k)\phi(k)} \right] \quad (3.23)$$

$$\varepsilon(k+1) = \Delta U_{DC}(k+1) - \hat{\theta}(k)^T \phi(k) \quad (3.24)$$

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + F(k+1)\phi(k)\varepsilon(k+1) \quad (3.25)$$

Avec $\Phi(k)$ le vecteur des mesures, θ le vecteur des paramètres à identifier (notamment b_0 et b_1). ε représente l'erreur entre la sortie réelle et la sortie estimée.

En effet, à partir de mesures numériques et en connaissant la période d'échantillonnage, il suffit de trouver les deux paramètres b_0 et b_1 de l'équation (3.20) pour déterminer ESR et C comme suit :

$$C = \frac{\text{Te}}{b_0 + b_1} \quad (3.26)$$

$$\text{ESR} = \frac{b_0 - b_1}{2} \quad (3.27)$$

Pour valider notre approche, nous avons établi une simulation complète intégrant trois fonctions essentielles :

- le fonctionnement du hacheur parallèle sur une seule alternance réseau en intégrant tous les composants de puissance correspondant à la maquette dont nous disposons,
- la régulation de ce convertisseur (une boucle de régulation de courant, une boucle de régulation de tension) permettant de générer la commande nécessaire,
- l'identification des paramètres ESR et C en utilisant l'algorithme des moindres carrés récursif (MCR).

Dans la partie qui suit, seront présenter les résultats de simulation de ces trois fonctions.

3. ETUDE THEORIQUE ET RESULTATS DE SIMULATION

Comme nous l'avons précisé auparavant, l'identification des paramètres se fait en utilisant l'algorithme des moindres carrés récursif. Cet algorithme est intégré au niveau de la

simulation à travers une S-fonction sous Matlab, permettant ainsi de simuler l'estimation des paramètres en parallèle avec la régulation. Au niveau de cette fonction, nous avons fixé la fréquence d'échantillonnage utilisée. Cette fréquence a été choisie en s'appuyant sur des mesures FFT. Cette analyse sera détaillée par la suite au niveau des résultats expérimentaux. Tout au long de l'avancement du projet, nous avons procédé par la validation du système de maintenance prédictive des condensateurs électrolytiques sur le convertisseur de puissance en s'approchant du plus en plus du produit final commercialisé.

3.1. CONVERTISSEUR DC/DC

Pour valider progressivement notre approche, nous avons réalisé une simulation sous Matlab du convertisseur DC/DC (Fig.3.7) (Boost converter) ayant les caractéristiques suivantes :

- tension d'entrée fixée à 50V continue
- tension de sortie régulée à 200V continue et présentant le moins d'ondulation possible (Taux de distorsion harmonique de la tension – THDU < 3%).
- Les paramètres électriques des condensateurs sont fixés à $ESR = 32m\Omega$, $C = 2200\mu F$, Ces valeurs correspondent à celles utilisées au niveau de la maquette.
- Fréquence de découpage fixée à 5 kHz.
- Fréquence d'échantillonnage fixée à 80 kHz. Le choix de cette fréquence est justifié plus tard dans ce chapitre.

Les conditions, les modèles et les méthodes de simulation sont présentés dans les Annexes (Annexe 2).

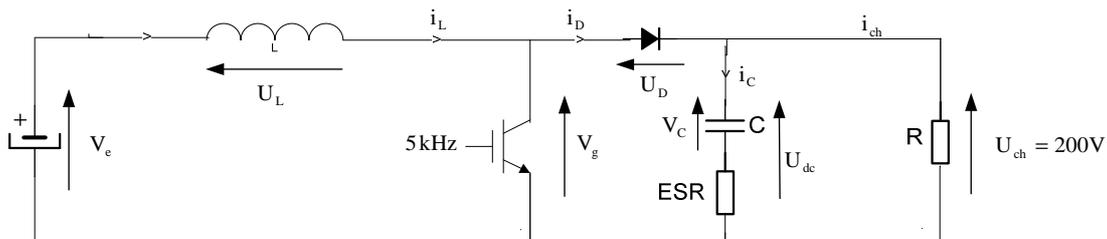


Fig.3. 7 : Modélisation du convertisseur DC/DC utilisé

Les résultats de simulation sont présentés ci-dessous :

La tension de sortie au niveau du convertisseur DC/DC est donnée par la figure suivante :

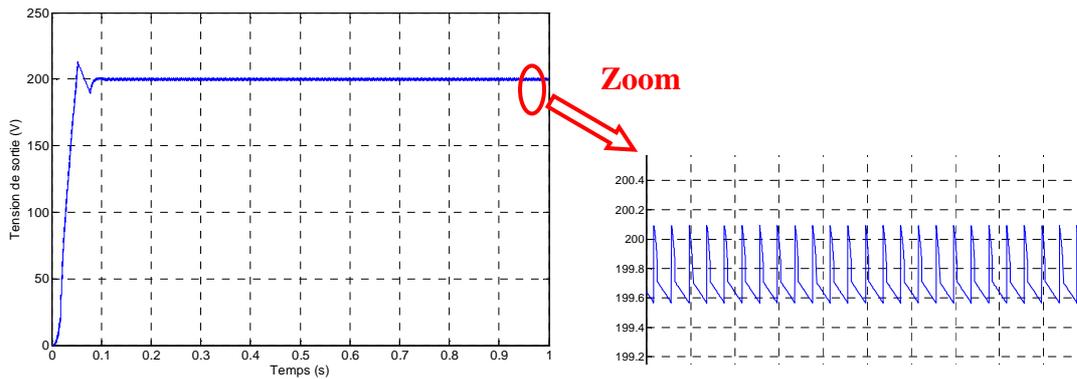


Fig.3. 8 : Tension de sortie du convertisseur DC/DC

Les régulateurs mis en place permettent d’avoir les performances souhaitées. En effet, nous remarquons que la tension de sortie présente une faible ondulation autour de 200V : le taux de distorsion harmonique de la tension (THDU) est inférieur à 3%.

3.1.1. Mesure du courant

Une des difficultés majeures de notre projet est lié au fait que nous ne disposons pas de capteur de courant aux bornes des condensateurs dans les convertisseurs industriels. L’implémentation de ce capteur est à la fois difficile et coûteuse.

Nous proposons une approche qui permet de reconstituer la mesure du courant du condensateur à partir des capteurs et des données dont nous disposons. En effet, d’après les lois de Kirchhoff relatives au convertisseur de puissance utilisé (cf. Fig. 3.7) nous pouvons déduire que le courant du condensateur est régi par l’équation suivante :

$$i_C = i_D - i_{ch} \quad (3.28)$$

Cependant, quand le transistor utilisé (IGBT) est ouvert, le courant passant dans la diode est le même que celui passant dans l’inductance, nous pouvons conclure donc à tout instant que :

$$i_D = i_L \cdot \bar{u} \quad (3.29)$$

En régime stationnaire, la valeur moyenne du courant condensateur est égale à zéro, donc pour une période réseau par exemple, nous pouvons écrire l’équation suivante :

$$i_{ch} = \text{moy}(i_D) \quad (3.30)$$

Les équations (3.28), (3.29) et (3.30) nous permettent donc d’exprimer la mesure du courant condensateur par l’équation suivante :

$$i_C = (i_L \cdot \bar{u}) - \text{moy}(i_L \cdot \bar{u}) \quad (3.31)$$

3.1.2. Résultats de simulation

Pour une bonne identification des paramètres, les mesures utilisées doivent être centrées (ne pas présenter de composante continue). Pour cette raison, nous avons utilisé un filtre analogique passe-haut permettant d’enlever la composante continue sur la mesure de la

tension aux bornes du condensateur. Ce même filtre est utilisé pour la mesure du courant condensateur même si celle-ci ne présente pas de composante continue en régime permanent. Ce dernier est utilisé pour éviter un déphasage entre les mesures de courant et de tension aux bornes du condensateur et pour permettre ainsi une bonne identification des paramètres.

A la sortie des filtres, nous retrouvons donc, la mesure de l'ondulation de tension en phase avec celle du courant comme le montre les figures ci-dessous :

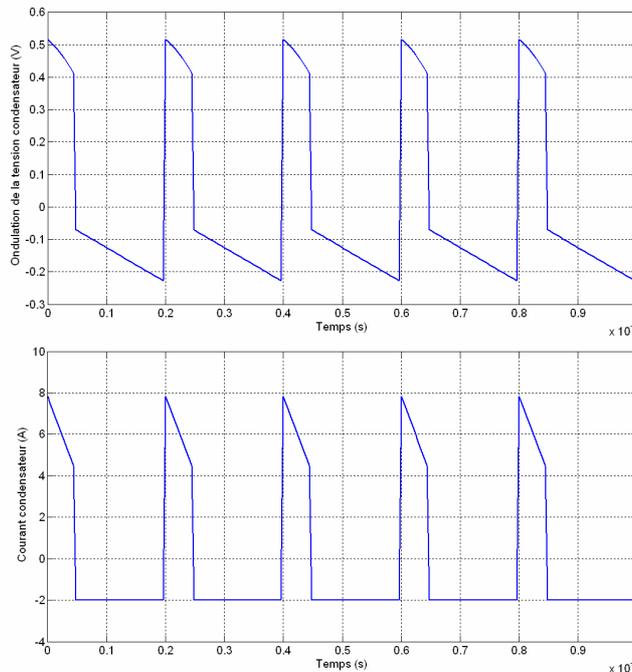


Fig.3. 9 : Mesures d'ondulation de la tension et du courant au niveau du condensateur

Ces mesures sont utilisées pour identifier les paramètres ESR et C du condensateur. Nous remarquons que la valeur moyenne de ces mesures est bien nulle (pas de composante continue) ce qui est nécessaire pour avoir une bonne identification des paramètres.

Le résultat de simulation pour l'identification des paramètres ESR et C est illustré dans le tableau suivant

Tableau 3. 2 : Résultat de simulation pour l'identification des paramètres

	fixés	Estimés	Erreur (%)
ESR	32mΩ	32,57 mΩ	1,2
C	2259	2250μF	2 ,2

3.2. ANALYSE FFT (FAST FOURRIER TRANSFORM)

Comme nous avons évoqué auparavant, nous avons effectué une analyse FFT sur les mesures de tension et de courant des condensateurs utilisés pour l'identification des paramètres. Cette analyse est faite à partir de mesures expérimentales prises sur l'oscilloscope avec un balayage

en fréquence jusqu'à 150 MHz. Les figures ci-dessous montrent le spectre de fréquence respectivement sur la mesure de tension et la mesure du courant. Cette analyse est faite sur $512=2^9$ points. Le programme sous Matlab permettant de faire cette analyse à partir de mesures expérimentales est présenté dans les annexes (Annexe 2).

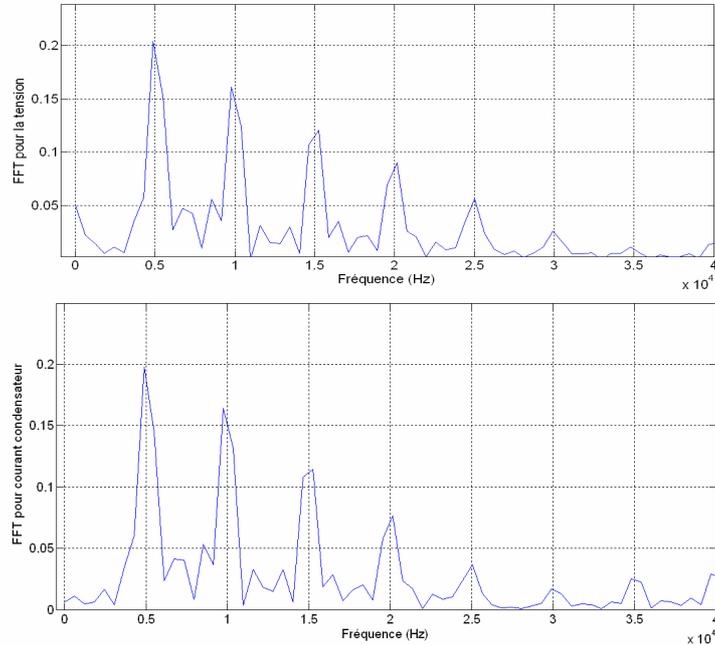
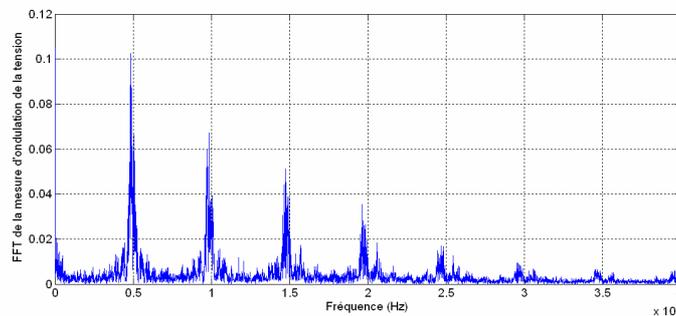


Fig.3. 10 : Spectres de fréquences de tension et de courant condensateur utilisés pour l'identification des paramètres

Nous remarquons que 25 kHz est la fréquence au-delà de laquelle les spectres de fréquences sont très faibles, pour cette raison, nous avons choisi une fréquence d'échantillonnage de 80 kHz, ce qui correspond à 3 échantillons environ pour la bande passante des mesures.

Pour valider notre choix, nous avons effectué la même analyse FFT sur des mesures expérimentales de tension et de courant condensateur avec un échantillonnage à 80 kHz. Le résultat de cette analyse est donné par les figures suivantes.



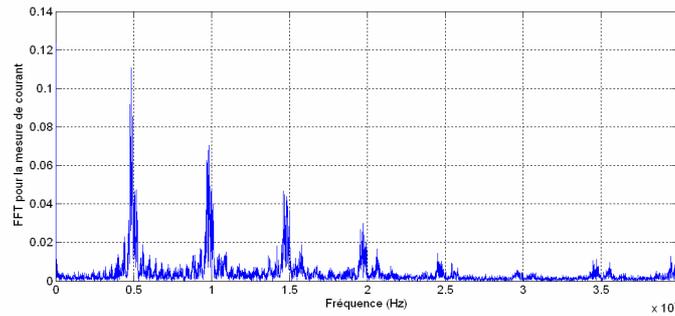


Fig.3. 11 : Spectres de fréquences des mesures expérimentales de tension et de courant condensateur utilisés pour l'identification des paramètres

Nous remarquons que pour une fréquence d'échantillonnage à 80 kHz, nous récupérons tout le spectre ce qui est indispensable pour une identification précise des paramètres.

3.3. CONDENSATEURS EN PARALLELES

D'une manière générale, les alimentations sans interruption (ASI) utilisent plusieurs condensateurs électrolytiques en série et/ou en parallèle pour le filtrage. Pour pouvoir surveiller tous les condensateurs un par un, nous devrions disposer d'un capteur de courant pour chacun. Ceci est très coûteux et très difficile à implémenter. En utilisant un seul capteur de courant, nous ne pouvons faire la surveillance que de l'ensemble des condensateurs mis en parallèles. Les paramètres électriques équivalents identifiés pour n condensateurs mis en parallèles sont alors donnés par les équations suivantes :

$$ESR_{eq} = \frac{ESR}{n} \quad (3.32)$$

$$C_{eq} = n.C \quad (3.33)$$

Nous allons présenter les résultats de simulation pour le fonctionnement avec un convertisseur AC/DC (cf. figure Fig.3.2).

3.4. CONVERTISSEUR AC/DC

3.4.1. Identification séparée des deux paramètres ESR et C

Pour améliorer l'identification des paramètres et surtout celle de la capacité sachant que les fournisseurs donne une valeur nominale de la capacité avec +/- 20% d'erreur, nous avons choisi d'identifier séparément les deux paramètres ESR et C. Ceci est expliqué principalement par le fait que la bande passante où dominant ces deux paramètres est différente (Fig.3.12). Cela s'explique aussi par le fait qu'à travers les mesures utilisées pour l'identification des paramètres, nous pouvons calculer la valeur de l'ESR qui correspond au rapport entre la valeur de l'ondulation de tension et du courant tandis que la valeur de la capacité ne peut pas être calculée explicitement.

En fonctionnement avec un convertisseur AC/DC pour améliorer la précision d'estimation des deux grandeurs électriques ESR et C, nous utilisons des mesures de courant et de tension différentes pour chaque paramètre. Des filtres passe-bande sont utilisés pour choisir la bande de fréquence dominante. La figure ci-dessous montre les bandes de fréquences utilisées pour chaque paramètre.

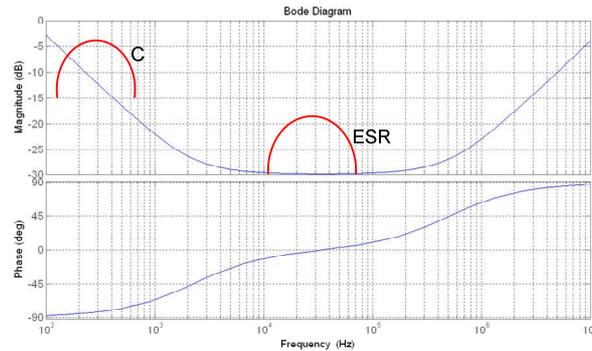


Fig.3. 12 : Diagramme de Bode présentant la zone de fréquence dominante respectivement pour identifier ESR et C

En effet, la résistance équivalente série (ESR) est identifiée à partir des mesures de tension et de courant qui sont filtrées en utilisant le même filtre passe-haut de fréquence de coupure basse $f = 10$ kHz. Sur cette bande de fréquence (cf. Fig.3.12), le modèle électrique du condensateur (cf. Fig.1.9) revient seulement à la résistance équivalente série (ESR). La fonction de transfert numérique du condensateur est donnée par :

$$H(z^{-1}) = \text{ESR} \quad (3.34)$$

De même, la capacité C est identifiée à partir des mesures de tension et de courant qui sont filtrés en utilisant le même filtre passe-bande de fréquence de coupure basse $f = 200$ Hz. Sur cette bande de fréquence, le modèle électrique du condensateur correspondant à une capacité C. Dans ce cas, la fonction de transfert numérique en utilisant la transformée de 'Tustin' est la suivante :

$$H(z^{-1}) = \frac{T_e}{2.C} \cdot \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \quad (3.35)$$

Les chaînes de mesure complètes utilisées pour l'identification de chaque paramètre sont présentées dans les annexes (Annexe 1).

3.4.2. Résultats de simulation

Respectivement, les résultats de simulation pour la tension et le courant utilisés pour l'identification des deux paramètres sont présentés ci-dessous (Fig.3.13 et Fig.3.14). Ces courbes correspondent au fonctionnement d'une seule demi-phase pour un convertisseur AC/DC.

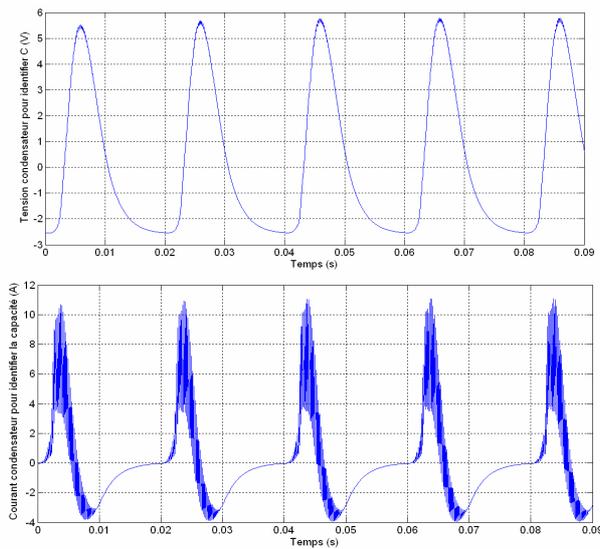


Fig.3. 13 : Résultat de simulation des mesures de tension et de courant condensateur nécessaires à l'identification de la capacité C

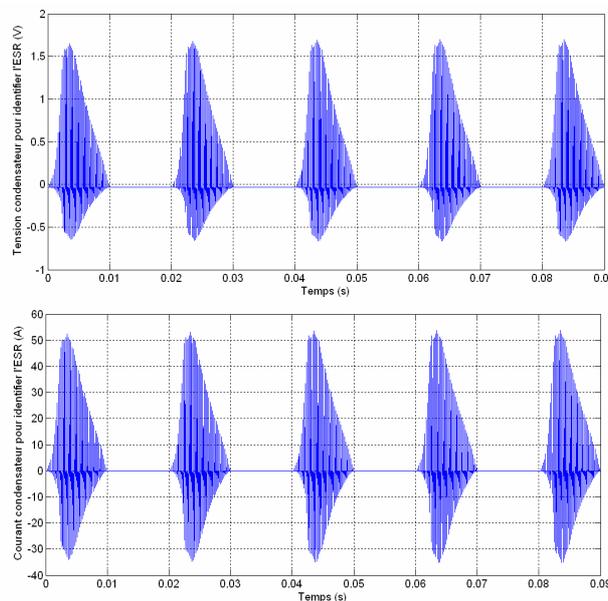


Fig.3. 14 : Résultat de simulation des mesures de tension et de courant condensateur nécessaires à l'identification de la résistance équivalente série (ESR)

Le résultat de simulation pour l'identification séparée des paramètres ESR et C est illustré dans le tableau suivant. Ces résultats sont donnés par les algorithmes d'indentification (MCR) après une simulation complète du système sur trois secondes. Ce temps est suffisant pour la convergence des paramètres comme le montre la courbe d'évolution de la matrice de covariance F (cf. eq. 3.23) présentée dans les annexes (Annexe 1).

Tableau 3. 3 : Résultat de simulation pour l'identification des paramètres

	fixés	Estimés	Erreur (%)
ESR	32mΩ	32,7 mΩ	2,2
C	2259	2257μF	2,6

4. CONCEPTION D'UNE MAQUETTE ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

Pour valider ce système de maintenance prédictive des condensateurs électrolytiques, nous avons mis en place une maquette sur la base d'un produit existant. A ce produit, nous avons adjoint des cartes électroniques selon le cahier des charges fixé.

Le produit existant est un convertisseur de puissance triphasé AC/DC conçu pour délivrer 15 kVA. Les composants de puissance (inductances, condensateurs électrolytiques, diodes), les composants d'électronique de puissance (IGBT, drivers,..) et les différentes cartes (carte de puissance, carte contrôle/ commande, carte d'acquisition) sont conçues et adaptés de façon à valider notre système. Les différents constituants et les cartes électroniques utilisés dans cette maquette sont présentés dans la partie suivante.

4.1. PRESENTATION DE LA MAQUETTE

La maquette présente plusieurs sous-ensembles comme le montre la figure ci-dessous (Fig.3.15).

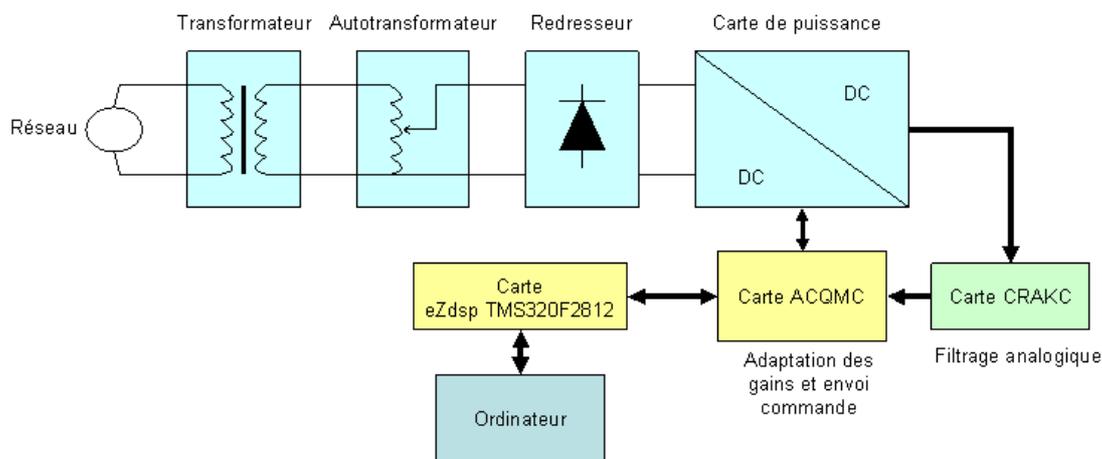


Fig.3. 15 : Les différents sous-ensembles de la maquette utilisée

4.1.1. Un transformateur d'isolement

Un transformateur d'isolement est utilisé pour isoler la maquette du réseau. Ce transformateur sert à alimenter un autotransformateur qui nous permet de faire varier la tension appliquée à l'entrée de l'application.

4.1.2. Un redresseur

Pour ne récupérer que la composante positive de la tension réseau, nous utilisons un redresseur. Pour commander ce redresseur, nous utilisons des thyristors qui sont pilotées par un GBF avec un signal carré délivré à une fréquence déterminée. La mono alternance positive récupérée à la sortie de ce redresseur est donnée par la figure suivante :

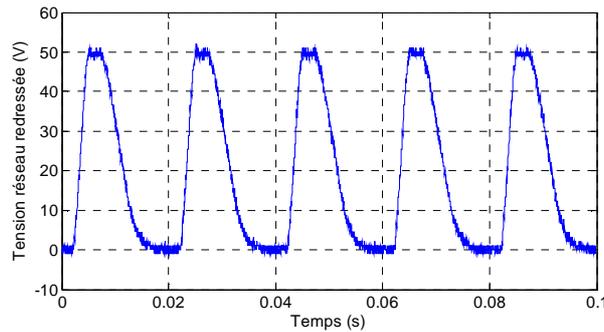


Fig.3. 16 : Tension réseau à la sortie du redresseur

4.1.3. Une carte de puissance

La carte de puissance est conçue pour le fonctionnement d'un convertisseur triphasé. Chaque phase est composée de deux parties (une pour l'alternance positive et une autre pour l'alternance négative). Pour notre maquette, nous utilisons l'alternance positive d'une seule phase, ce qui donne le schéma de fonctionnement du système représenté sur la Fig.3.2.

4.1.4. Une carte d'interface

Pour appliquer des filtres analogiques directement sur les mesures de tension et de courant aux bornes des condensateurs, nous utilisons une carte d'interface (carte CRAKC) qui vient se connecter directement sur les condensateurs. Cette carte est conçue de façon à minimiser au maximum les boucles de mesures.

4.1.5. Une carte d'acquisition et de contrôle/ commande

Pour adapter et filtrer toutes les mesures utilisées pour la régulation du convertisseur et celles utilisées pour l'identification des paramètres, nous avons conçu une carte d'acquisition et de contrôle commande. Cette carte présente plusieurs fonctionnalités à savoir :

- le filtrage analogique de toutes les mesures : les filtres passe-bande, les filtres passe-haut et les filtres anti-repliement,
- Le gain variable : chaque mesure utilisée pour l'identification des paramètres ESR et C est adaptée automatiquement pour toujours avoir la pleine échelle (3V) à l'entrée du DSP (le rôle de ce dernier sera présenté au paragraphe suivant). En connaissant la valeur minimale et maximale de chaque mesure, nous utilisons un multiplexeur (1/8) pour chaque chaîne de mesure (Fig.3.17). En fonction de la valeur appliquée à l'entrée du démultiplexeur, à travers un algorithme, le DSP donne les impulsions nécessaires pour les trois bits de commande. Ces bits permettent de choisir une des huit résistances. Une explication détaillée des chaînes de mesure ainsi que de l'implémentation de cet algorithme est évoquée en annexes (Annexe 2).
- L'envoi de la commande : un mini circuit électrique est intégré dans cette carte permettant d'adapter la commande générée par le DSP pour pouvoir envoyer

l'impulsion nécessaire transmise à l'IGBT.

4.1.6. Une carte d'évaluation eZdspTMS320F2812

Cette carte présentée plus en détails dans les annexes (Annexe 1) est à base d'un DSP (Digital Signal Processing) à virgule fixe utilisé pour effectuer plusieurs tâches :

- gestion des interruptions,
- échantillonnage des mesures,
- calcul nécessaire à la régulation (de courant et de tension) et à la génération de la commande,
- algorithmes d'identification des paramètres,
- algorithme de choix des gains à appliquer.

La programmation du DSP se fait à travers une interface fournie avec la carte à savoir le CCS (code composer studio) qui est détaillée dans les annexes (Annexe 1). A part la programmation en langage C, cette interface permet :

- l'allocation de la mémoire,
- le suivi en temps réel de tous les paramètres, les zones mémoires, l'évolution du programme en temps réel,
- la visualisation des différents signaux en temps réels.

Le synoptique complet du fonctionnement des cartes d'interface et de la carte d'évaluation DSP est donné par la figure suivante :

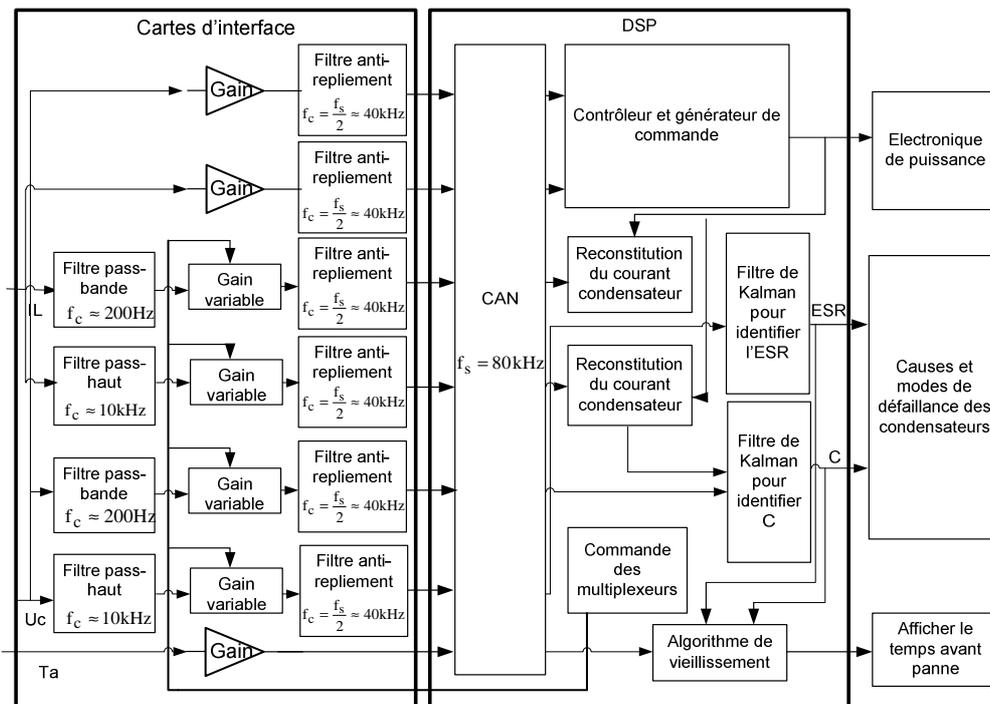


Fig.3. 17 : Synoptique de fonctionnement des cartes d'interface et de la carte d'évaluation DSP

- Sur ce synoptique nous présentons toutes les fonctions et les rôles des différentes cartes utilisées. Les cartes d'interface représentent les cartes conçues (carte CRACK et carte ACQMC) présentées dans les annexes (Annexe 1).

Une photo de cette maquette est présentée ci-dessous :

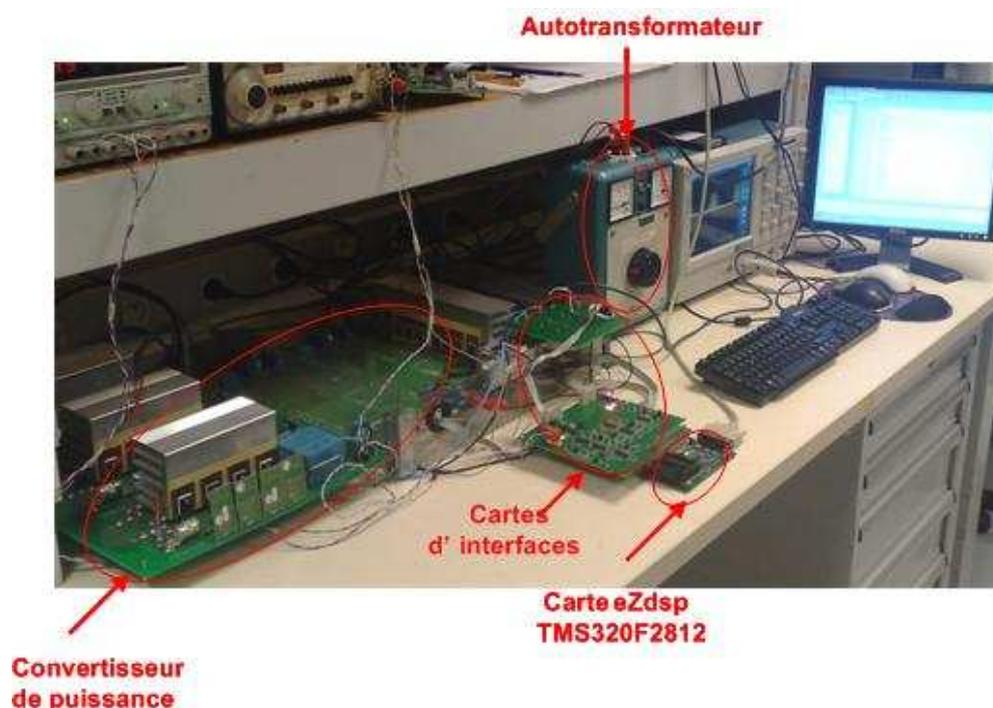


Fig.3. 18 : Photo de la maquette

Sur la carte d'évaluation DSP, nous montrons les différents tâches réalisées permettant de :

- commander le convertisseur de puissance,
- donner des alertes sur toutes les pannes qui peuvent intervenir au niveau des condensateurs électrolytiques,
- afficher le temps restant avant la défaillance des condensateurs.

4.2. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Le système permettant l'identification des paramètres internes du condensateur à savoir ESR et C a été validé par plusieurs étapes énumérées ci après :

- fonctionnement en mode DC/DC avec capteur de courant condensateur conçu spécialement,
- fonctionnement du convertisseur en mode AC/DC,
- identification séparée des paramètres ESR et C,
- application d'un gain variable.

Tous les résultats expérimentaux de chacune des étapes sont présentés ci-dessous

4.2.1. Fonctionnement en mode DC/DC :

Pour valider l'identification des paramètres en temps réel, nous avons commencé par l'utilisation d'un convertisseur DC/DC (hacheur boost). La tension d'alimentation continue d'entrée est fixée à 50V.

Pour la mesure du courant aux bornes du condensateur, nous avons conçu un transformateur d'intensité (TI) de façon à avoir une résistance équivalente série très faible comparée à la valeur de l'ESR du condensateur. Une explication plus détaillée de cette conception est présentée dans les annexes (Annexe 1).

Les mesures de l'ondulation de tension et du courant du condensateur sont présentées sur les figures ci-dessous.

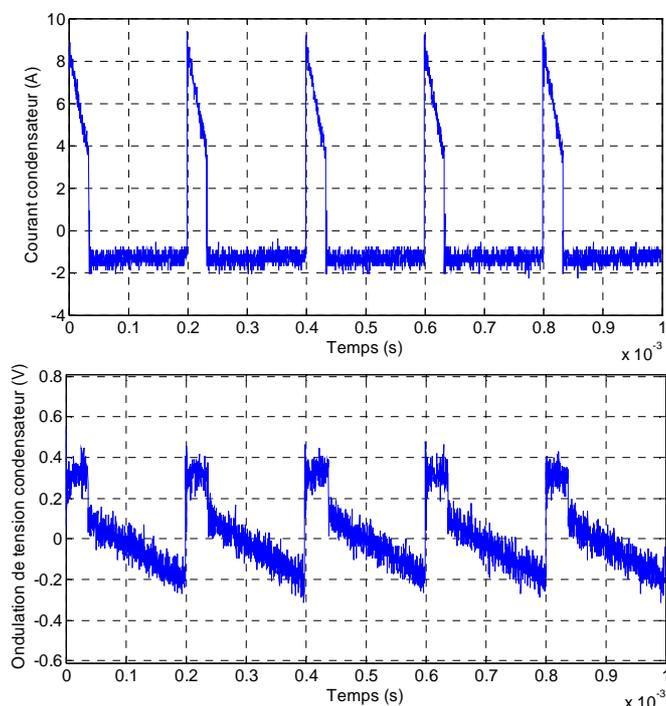
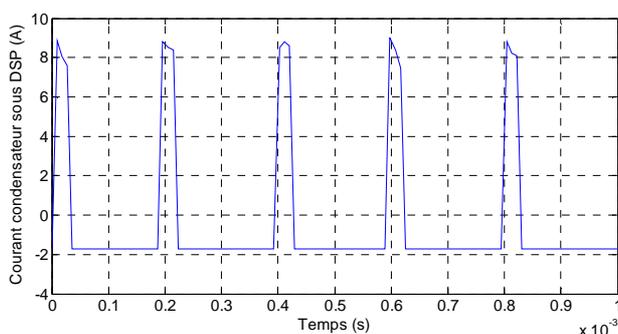


Fig.3. 19 : Mesures expérimentales de l'ondulation de courant et de tension condensateur utilisées pour identifier les paramètres ESR et C sur un convertisseur DC/DC

Les mesures par l'intermédiaire du DSP correspondantes à l'ondulation de la tension et du courant condensateur reconstitué (cf. équation (3.31)) sont données sur les figures suivantes :



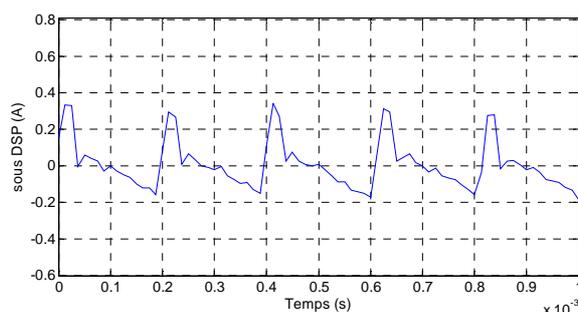


Fig.3. 20 : Mesures expérimentales de l'ondulation de courant et de tension condensateur utilisés pour identifier les paramètres ESR et C sur un convertisseur DC/DC

Les résultats expérimentaux d'identification des paramètres ESR et C sont illustrés dans le tableau suivant :

Tableau 3. 4 : Résultats expérimentaux de l'identification des paramètres pour un convertisseur DC/DC

	Mesurés	Estimés [min, max]	Erreur (%)
ESR	31.2	[29.95mΩ, 32.76mΩ]	+/- 5
C	2259	[2124μF, 2394μF]	+/- 6

Les paramètres électriques des condensateurs sont mesurés par un impédancemètre à la même température ambiante que celle utilisée pour l'identification. Les résultats présentés dans ce tableau correspondent à une série de plusieurs identifications faites consécutivement dans les mêmes conditions.

4.2.2. Fonctionnement en mode AC/DC

Une fois la méthode validée, nous avons utilisé ce même convertisseur pour le fonctionnement en mode AC/DC. Pour cela, nous avons utilisé un transformateur pour isoler la maquette, un autotransformateur pour faire varier la tension d'entrée appliquée au convertisseur et un redresseur pour ne prendre qu'une seule alternance (positive dans notre cas) de la tension.

Les schémas électriques de toutes les chaînes de mesure utilisées pour l'identification séparée des deux paramètres sont donnés dans les annexes (Annexe 1). Ces schémas présentent :

- les filtres analogiques utilisés pour choisir la bande de fréquence qui nous intéressent pour l'identification de chaque paramètre,
- l'adaptation automatique des gains qui permet d'avoir des mesures à pleine échelle à l'entrée du DSP,
- le filtre anti-repliement de second ordre et de fréquence de coupure fixée à 40 kHz correspondant à la moitié de la fréquence d'échantillonnage (80 kHz),
- les circuits de saturation pour ne pas dépasser la tension limite (3V) supportée par le DSP.

4.2.3. Gain variable

Les amplitudes des mesures utilisées pour l'identification des deux paramètres ESR et C varient en fonction de plusieurs paramètres du système, comme la température, la tension d'entrée et la charge appliquée au convertisseur de puissance. Pour avoir l'amplitude maximale à l'entrée du DSP (3V) et par suite avoir une bonne identification des paramètres, nous avons choisi d'implémenter un système qui permet d'ajuster automatiquement l'amplitude de chaque mesure utilisée. Ce système utilise un démultiplexeur 1/8 (M74HC4051) pour chaque mesure. Chaque démultiplexeur est commandé indépendamment par DSP.

La programmation en temps réel de cet algorithme est optimisée de façon à minimiser les différentes boucles (if, for, while,...) au niveau du codage sous DSP. Cette optimisation est indispensable car comme les algorithmes d'identification, cet algorithme travaille en tâches de fond et par conséquent, il doit utiliser le minimum de cycles horloge possible.

Le fonctionnement au niveau DSP est illustré dans la figure ci-dessous :

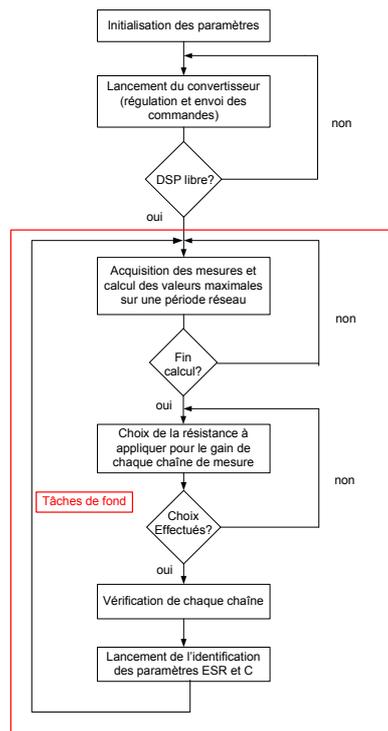


Fig.3. 21 : Tâches de fonds correspondants au choix du gain variable et de l'identification des paramètres en temps réel

Les graphiques expérimentaux de l'ondulation de la tension et du courant du condensateur utilisés pour identifier la capacité et la résistance équivalente série sont présentés ci-dessous (Fig. 3.22 et Fig.3.23):

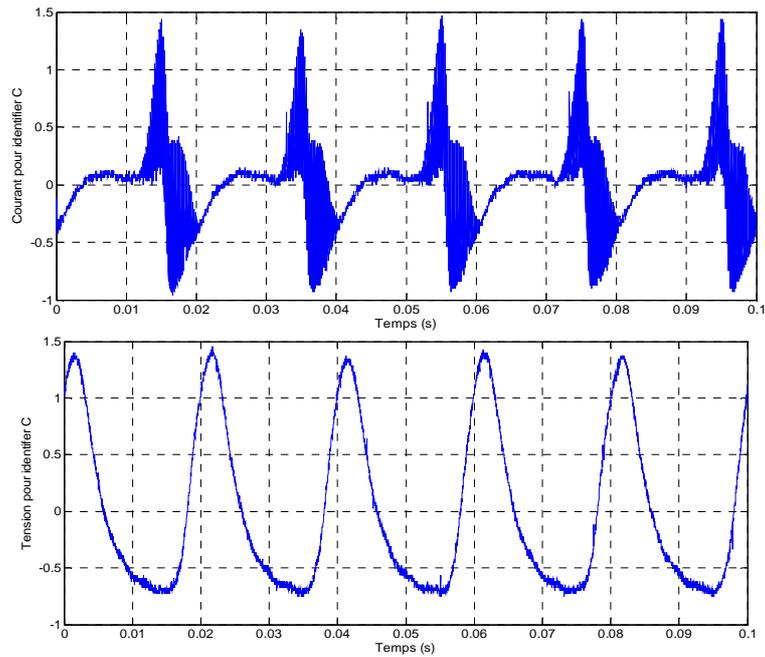


Fig.3. 22 : Mesures du courant et de la tension condensateur utilisées pour identifier la capacité en temps réel

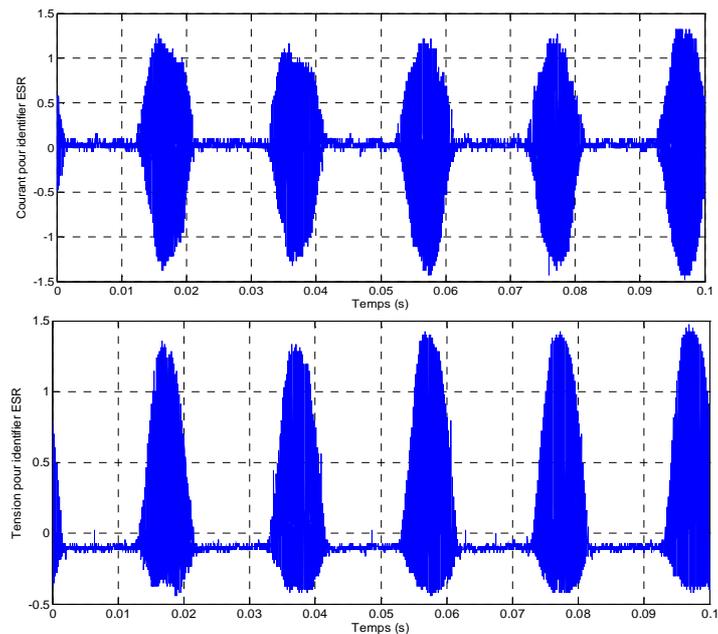


Fig.3. 23 : Mesures du courant et de la tension condensateur utilisées pour identifier la résistance équivalent série (ESR) en temps réel

Ces mesures sont effectuées pour cinq périodes réseau (0,1 seconde) avec le gain approprié permettant d'avoir la pleine échelle (3V) à l'entrée du DSP. Bien entendu, les mesures présentées sont en mode AC de l'oscilloscope (pas de composante continue), c'est pour cela qu'elles varient entre -1,5V et 1,5V.

Les mesures correspondantes au niveau du DSP pour une fréquence d'échantillonnage de 80 kHz sont présentées ci-dessous. Nous présentons cependant les mesures prises sur une demi-période réseau pour mettre en évidence l'échantillonnage.

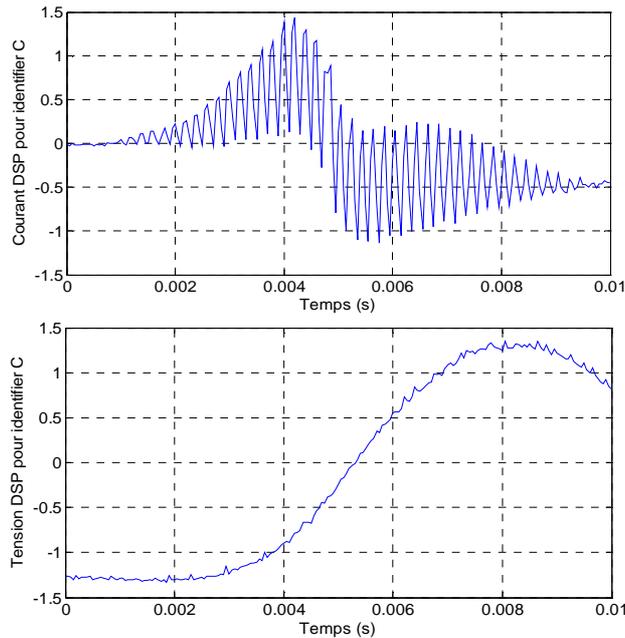


Fig.3. 24 : Mesures courant et de tension condensateur sous DSP utilisées pour identifier la capacité en temps réel

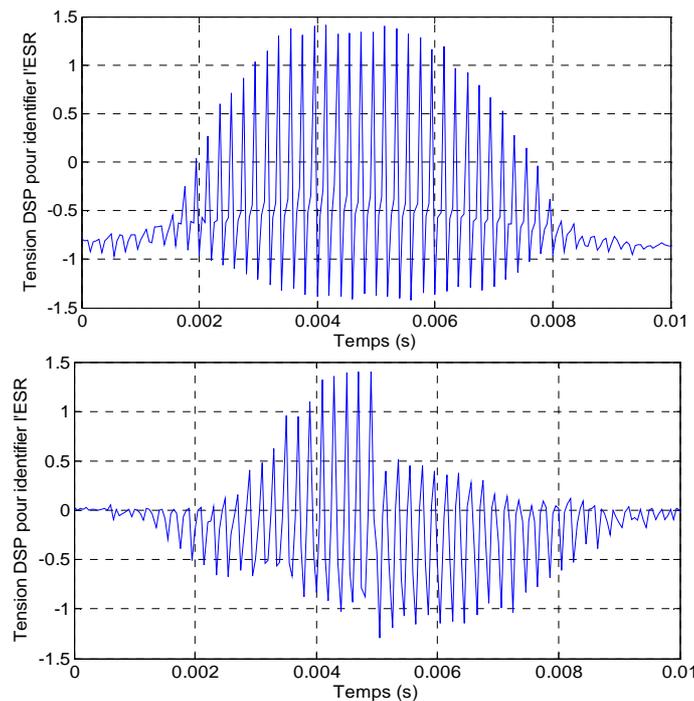


Fig.3. 25 : Mesures courant et de tension condensateur sous DSP utilisées pour identifier la résistance équivalente série (ESR) en temps réel

Comme nous l'avons expliqué auparavant, le calcul de la valeur de la capacité nécessite l'utilisation de la valeur de la période d'échantillonnage (cf. équation (3.23)). Dans notre cas, vu que le DSP dont nous disposons est à virgule fixe, il faut s'assurer que la virgule est toujours fixée à l'endroit approprié pour éviter plusieurs problématiques comme le dépassement : comme le calcul est effectué en temps réel et les paramètres sont liés à des calculs matriciels, il faut s'assurer qu'à chaque calcul effectué, nous n'avons pas de

dépassement par rapport à la virgule fixée. Pour palier ce problème, nous avons opté pour deux solutions :

- la normalisation des mesures : vu que nous avons beaucoup d'opérations de calcul et notamment des multiplications, nous avons choisi de normaliser toutes les mesures inférieures à '1'. Avec cette normalisation, nous sommes sûres de ne pas avoir de dépassement.
- dans certains cas et pour avoir plus de précision et minimiser l'erreur de quantification, nous sommes contraints à déplacer la virgule. Tout au long de la programmation sous DSP, concernant la régulation du convertisseur, le choix du gain variable et pour l'identification de la valeur de l'ESR, nous avons choisi de travailler avec 15 bits à droite de la virgule. Dans ce cas, la précision de calcul est de $P = \frac{1}{2^{15} - 1} = 0,0000305$. Cette précision est supérieure à la valeur de la période d'échantillonnage ($T_e = 12.5 \mu s = 0.0000125 s$) ce qui induit forcément des erreurs d'estimation. Pour palier à ce problème, lors de l'estimation de la capacité, nous avons opté de travailler avec 21 bits à droite de la virgule, ce qui nous donne une précision de $P = \frac{1}{2^{21} - 1} = 0,000000476$. Cette alternative a été validée par la librairie 'fixed point' de Matlab, qui en fixant les valeurs minimales et maximales à l'entrée et à la sortie d'un algorithme, permet de donner le meilleur emplacement de la virgule pour éviter les dépassements.

Les résultats expérimentaux d'identification des paramètres ESR et C sont illustrés dans le tableau suivant :

Tableau 3. 5 : Résultats expérimentaux de l'identification séparée des paramètres en temps réel pour un convertisseur AC/DC

	Mesurés	Estimés [min, max]	Erreur (%)
ESR	32.7	[31.4mΩ, 34.95mΩ]	+/- 4
C	2359	[2292μF, 2429μF]	+/- 3

Les résultats expérimentaux d'estimation des paramètres présentés dans le tableau résument une série d'une vingtaine de mesures d'identification. Ces identifications successives sont faites à même température et pour différentes valeurs de tensions appliquées à l'entrée du convertisseur.

5. CONCLUSION

Dans ce troisième chapitre, nous avons présenté la procédure d'implémentation en temps réel du système de maintenance prédictive des condensateurs électrolytiques pour une partie des alimentations sans interruption (ASI). Dans une première partie, nous avons présenté d'une manière plus détaillée la composition du convertisseur de puissance utilisée et la régulation de ce système. La deuxième partie évoque les résultats de simulation de ce système, prenant en compte la partie électronique de puissance, la conception de la régulation de ce système et l'identification des paramètres électriques des condensateurs, ceci pour un convertisseur DC/DC puis pour un convertisseur AC/DC. La dernière partie, a été consacrée à la procédure expérimentale, en expliquant, la programmation DSP, l'implémentation des gains variables et les différentes cartes conçues pour expérimenter ce système. Ces travaux ont permis une estimation précise ($< 5\%$), robuste et répétitive des paramètres ESR et C dans des conditions réelles de fonctionnement des convertisseurs.

**CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS
REEL DE SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE
SANTE D'UNE BATTERIE AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI**

1. INTRODUCTION

Comme nous l'avons expliqué au premier chapitre, la batterie est un système électrochimique complexe qui est à la fois non linéaire et non stationnaire. Cette non linéarité de la batterie est due au fait que la relation entre le courant appliqué à l'entrée et la tension récupérée à la sortie est non linéaire. La batterie est non stationnaire parce que les caractéristiques des paramètres électriques internes de la batterie sont variables durant le cycle de vie d'une batterie ou pendant un cycle de charge/décharge.

L'objectif est d'avoir une idée précise sur l'évolution de l'état de charge (SOC pour 'State of Charge') et de l'état de santé (SOH pour 'State of Health') de la batterie en temps réel au niveau des ASI.

Pour ce faire, dans ce chapitre, nous allons présenter dans une première partie quelques modèles électriques qui peuvent permettre d'évaluer ces informations (SOC et/ou SOH). Dans une deuxième partie, nous allons expliquer la procédure d'application du filtre de Kalman étendu sur un modèle de batterie choisi correspondant à nos besoins et à notre application. La troisième partie est dédiée à la procédure mise en œuvre pour évaluer le filtre de Kalman étendu par des signaux simulés puis par des mesures expérimentales. Enfin, dans la dernière partie nous détaillerons la procédure expérimentale qui sera appliquée pour vieillir les batteries avec des cycles de charges / décharge.

2. MODELES ELECTRIQUES DES BATTERIES

Pour avoir une idée précise sur le comportement de la batterie et notamment en termes d'état de charge (SOC) et /ou d'état de santé (SOH), nous présentons plusieurs modèles électriques.

2.1. MODELE SIMPLE

Le modèle présenté à la figure Fig4.1 est l'un des modèles le plus utilisé. Il représente une batterie idéale avec une tension de circuit ouvert (V_0), une résistance interne (R_{int}) et une tension terminale représentée par V_t . Etant très simple, ce modèle ne représente pas le comportement dynamique de la batterie. Ce genre de modèle ne peut être utilisé que pour des applications ne demandant pas beaucoup de précision.

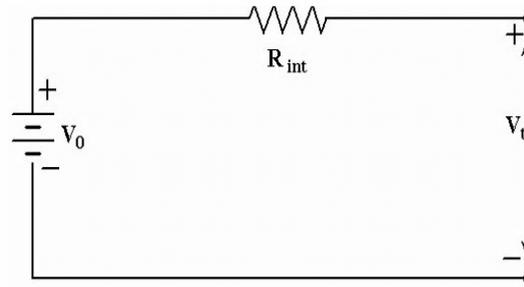


Fig.4. 1 : Modèle simple de la batterie

2.2. MODELE DE THEVENIN

Le modèle de Thevenin [37] présenté à la Fig.4.2 présente une batterie idéale avec une tension de circuit ouvert V_{oc} , une résistance interne R_d pour la décharge, une résistance interne R_c pour la charge, une capacité C et une résistance terminale R_b . La capacité C est utilisée pour modéliser la diffusion chimique de l'électrolyte dans la batterie. Les résistances R_c , R_b et R_d sont utilisées pour modéliser toutes les formes de perte d'énergie dans la batterie. Les diodes permettent de choisir R_c en cas de charge ($I_b > 0$) et R_d en cas de décharge ($I_b < 0$).

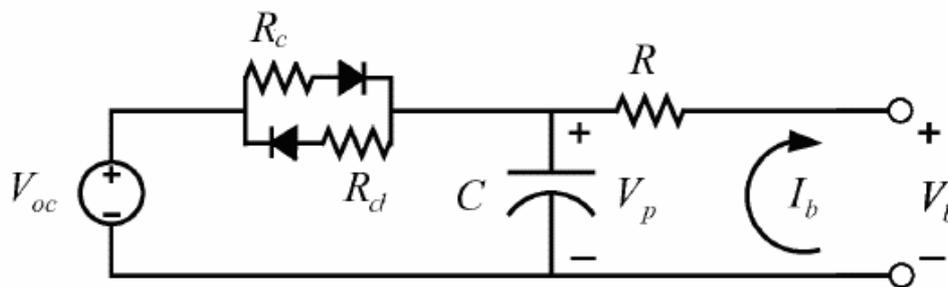


Fig.4. 2 : Modèle de Thévenin

Avec ce modèle, une technique d'observation [37] est développée pour estimer la tension de circuit ouvert à partir des mesures de courant et de tension aux bornes de la batterie. La tension en circuit ouvert est ensuite utilisée pour estimer l'état de charge (SOC).

2.3. MODELE RC

Le modèle RC [10] [73] illustré à la Fig.4.3 est constitué par les éléments suivants :

- R_t : résistance terminale ou résistance de connexion, quelques $m\Omega$
- R_s : résistance liée à la double-couche, quelques $m\Omega$
- R_e : résistance liée aux phénomènes d'oxydoréduction, quelques $m\Omega$
- C_{bulk} : capacité bulk, quelques kF (voir quelques dizaines de kF)
- $C_{surface}$: capacité de surface, quelques dizaines de Farad (F)
- V_{cb} : tension aux bornes de capacité C_{bulk}
- V_{cs} : tension aux bornes de la capacité $C_{surface}$

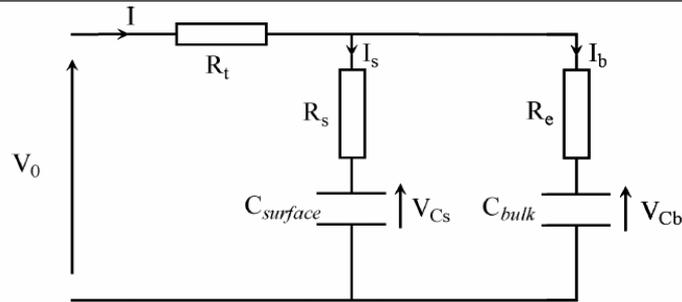


Fig.4. 3 : Modèle RC

Dans ce modèle, C_{bulk} est utilisée pour représenter la capacité de stockage de la batterie, la tension V_{cb} aux bornes de C_{bulk} représente la tension de circuit ouvert à partir de laquelle nous pouvons remonter à l'état de charge (SOC) de la batterie. Quand la batterie vieillit, la perte progressive de la capacité peut être représentée par la diminution progressive de C_{bulk} . Cela donne une information sur l'état de santé (SOH) de la batterie.

3. APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU

L'objectif est de mettre en place un système temps réel pour prédire l'état de charge (SOC) et l'état de santé (SOH) de la batterie dans les ASI. Ce système utilise les entrées mesurables comme le montre la figure suivante :

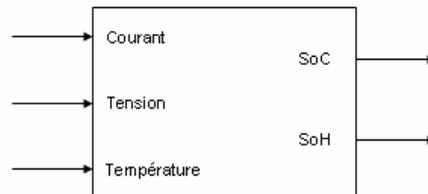


Fig.4. 4 : Modèle idéal de la batterie

Comme expliqué au premier chapitre, pour obtenir le SOC et /ou le SOH de la batterie à partir du courant, la tension et la température, plusieurs méthodes sont présentées dans la littérature (réseau de neurone, logique floue, filtre de Kalman,..).

Dans cette partie nous expliquons l'utilisation du filtre de Kalman étendu (à la valeur de la capacité C_{bulk}) que nous désignons par EKF (Extended Kalman Filter)[30] pour estimer le SOC et le SOH de la batterie. Le choix de cette méthode repose principalement sur les deux raisons suivantes :

- L'EKF est un algorithme adaptatif capable de suivre les évolutions des paramètres internes du système non linéaire et non stationnaire comme la batterie
- L'EKF peut être implémenté dans des processeurs temps réel (DSP) qui sont utilisés de nos jours dans les ASI.

Une explication plus détaillée de l'EKF est donnée dans les annexes (Annexe 4).

3.1. MISE EN ŒUVRE DU FILTRE DE KALMAN ETENDU (EKF)

L'application de l'EKF repose tout d'abord sur le choix d'un modèle correspondant à notre application et à notre système.

Une comparaison entre la réponse du modèle RC pour une décharge à courant constant avec celle de la batterie (Fig.4.5) montre que le modèle RC n'arrive pas à suivre la réponse non linéaire de la batterie.

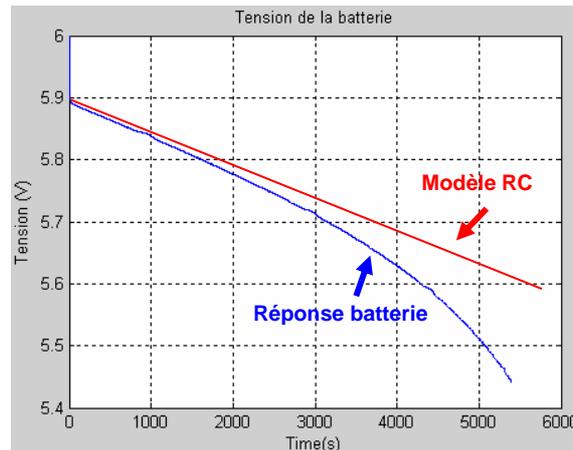


Fig.4. 5 : Comparaison entre la réponse du modèle et la mesure expérimentale sur la batterie pour un courant de décharge constant

Cependant, comme nous l'avons expliqué auparavant, l'estimation de V_{cb} aux bornes de C_{bulk} peut être utilisée pour représenter la tension de circuit ouvert. Cette tension est représentative de l'état de charge de la batterie (SOC).

De même, l'estimation de C_{bulk} peut nous donner une information sur l'état de santé (SOH) de la batterie. En effet, comme pour les condensateurs, quand la batterie vieillit, la valeur de la capacité C_{bulk} va décroître. Si cette variable décroît de 20% par rapport sa valeur initiale, nous pouvons conclure que la batterie est en fin de vie.

Comme nous avons vu auparavant (cf. Fig.4.5), le modèle RC n'arrive pas à suivre la réponse non linéaire de la batterie. Cependant, du fait qu'il est relativement simple et qu'il permet d'estimer les deux grandeurs qui nous intéressent dans notre application à savoir le SOC et SOH, nous avons décidé de l'utiliser pour valider l'utilisation d'EKF.

L'objectif du filtre de Kalman étendu avec ce modèle RC est de suivre l'évolution de V_{cb} et de C_{bulk} en temps réel et d'en déduire le SOC et le SOH de la batterie.

Nous allons appliquer l'EKF étendu à ce modèle RC pour une batterie au plomb étanche (6V / 8.5Ah / 34W). Le choix de cette batterie est expliqué plus tard.

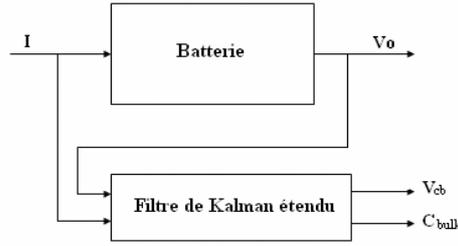


Fig. 4. 6 : Utilisation du filtre de Kalman étendu

Normalement, l'évolution de la valeur de C_{bulk} est très lente et doit rester quasi constante pendant un seul cycle de charge/ décharge.

Les relations de tensions et courants dans ce modèle RC sont données par :

$$V_o = I \cdot R_t + I_b \cdot R_e + V_{cb} \quad (4.1)$$

$$V_o = I \cdot R_t + I_s \cdot R_s + V_{cs} \quad (4.2)$$

A partir de (4.1) et (4.2), nous avons :

$$I_b \cdot R_e = I_s \cdot R_s + V_{cs} - V_{cb} \quad (4.3)$$

Sachant que $I = I_b + I_s$, à partir de (4. 3), nous pouvons déduire :

$$I_b \cdot (R_e + R_s) = I \cdot R_s + V_{cs} - V_{cb} \quad (4.4)$$

Comme $I_b = \dot{V}_{cb} \cdot C_{bulk}$, nous avons :

$$\dot{V}_{cb} = -\frac{V_{cb}}{C_{bulk} \cdot (R_e + R_s)} + \frac{V_{cs}}{C_{bulk} \cdot (R_e + R_s)} + \frac{I \cdot R_s}{C_{bulk} \cdot (R_e + R_s)} \quad (4.5)$$

En appliquant la même démarche, nous obtenons :

$$\dot{V}_{cs} = -\frac{V_{cs}}{C_{surface} \cdot (R_e + R_s)} + \frac{V_{cb}}{C_{surface} \cdot (R_e + R_s)} + \frac{I \cdot R_s}{C_{surface} \cdot (R_e + R_s)} \quad (4.6)$$

Pour la simplicité, nous utilisons pour toute la suite C_b pour C_{bulk} et C_s pour $C_{surface}$, nous pouvons donc écrire les équations d'état par :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{cb} \\ \dot{V}_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_b \cdot (R_e + R_s)} & \frac{1}{C_b \cdot (R_e + R_s)} \\ \frac{1}{C_s \cdot (R_e + R_s)} & -\frac{1}{C_s \cdot (R_e + R_s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cb} \\ V_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_s}{C_b \cdot (R_e + R_s)} \\ \frac{R_e}{C_b \cdot (R_e + R_s)} \end{bmatrix} I \quad (4.7)$$

La tension de sortie V_o (cf. Fig.4.3) peut être déduite à partir de (4.1) ou (4.2) avec $I_b = \dot{V}_{cb} \cdot C_b$ où $I_s = \dot{V}_{cs} \cdot C_s$. L'expression de V_o est donnée par :

$$V_o = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{R_e + R_s} & \frac{R_e}{R_e + R_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cb} \\ V_{cs} \end{bmatrix} + \left[R_t + \frac{R_e \cdot R_s}{R_e + R_s} \right] I \quad (4.8)$$

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

Pour une entrée constante ($\dot{I} = 0$) et en dérivant (4.8), nous pouvons déduire :

$$\dot{V}_o = \left[-\frac{R_s}{C_b \cdot (R_e + R_s)^2} + \frac{R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2} \right] V_{cb} + \left[\frac{R_s}{C_b \cdot (R_e + R_s)^2} - \frac{R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2} \right] V_{cs} + \left[\frac{R_s^2}{C_b \cdot (R_e + R_s)^2} + \frac{R_e^2}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2} \right] I \quad (4.9)$$

A partir de (4.8), nous déduisons :

$$V_{cs} = \frac{R_e + R_s}{R_e} \cdot V_o - \frac{R_s}{R_e} \cdot V_{cb} - \frac{(R_e + R_s) \cdot R_t}{R_e} \cdot I - R_s \cdot I \quad (4.10)$$

En substituant l'expression de V_{cs} dans (4.9), nous pouvons finalement écrire les équations d'état suivantes :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{cb} \\ \dot{V}_{cs} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_b \cdot (R_e + R_s)} & \frac{1}{C_b \cdot (R_e + R_s)} & 0 \\ \frac{1}{C_s \cdot (R_e + R_s)} & -\frac{1}{C_s \cdot (R_e + R_s)} & 0 \\ A(3,1) & 0 & A(3,3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cb} \\ V_{cs} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_s}{C_b \cdot (R_e + R_s)} \\ \frac{R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)} \\ B(3) \end{bmatrix} I \quad (4.11)$$

Avec :

$$A(3,1) = -\frac{R_s}{C_b \cdot (R_e + R_s)^2} + \frac{R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2} - \frac{R_s^2}{C_b \cdot R_e \cdot (R_e + R_s)^2} + \frac{R_s}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2}$$

$$A(3,3) = \frac{R_s}{C_b \cdot R_e \cdot (R_e + R_s)} - \frac{1}{C_s \cdot (R_e + R_s)}$$

$$B(3) = \frac{R_e^2}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2} - \frac{R_s \cdot R_t}{C_b \cdot R_e \cdot (R_e + R_s)} + \frac{R_t}{C_s \cdot (R_e + R_s)} - \frac{R_s \cdot R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2}$$

En mettant le système sous forme standard comme

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$$

$$y(t) = C \cdot x(t)$$

Nous savons que :

$$u = I \quad y = V_o \quad x = [V_{cb} \quad V_{cs} \quad V_o]^T \quad C = [0 \quad 0 \quad 1]$$

Les équations d'état sont basées sur la supposition que les valeurs de $R_t, R_s, R_e, C_b, C_s, V_{cb}, V_{cs}$ sont constantes. Cependant, pour estimer l'état de santé, la valeur de C_b , doit pouvoir évoluer lentement pendant un cycle de vie de la batterie. Pour se faire, sachant que la valeur de C_b étant très grande (quelques kF), nous avons choisi d'ajouter un nouvel état $\alpha = \frac{1}{C_b}$ dans le

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

vecteur d'état interne et ajouter ainsi $\dot{\alpha} = 0$ (évolution nulle sur une faible période) dans la structure de (4.11), ce qui nous donne les vecteurs suivants :

$$x = [V_{cb} \quad V_{cs} \quad V_o \quad \alpha]^T$$

$$\dot{x} = f(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{(V_{cs} - V_{cb} + I \cdot R_s) \cdot \alpha}{R_e + R_s} \\ \frac{V_{cb} - V_{cs} + I \cdot R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)} \\ V_{cb} \cdot f1 + V_o \cdot f2 + I \cdot f3 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$y = C \cdot x \tag{4.12}$$

$$\text{avec : } f1 = -\frac{R_s \cdot \alpha}{(R_e + R_s)^2} + \frac{R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2} - \frac{R_s^2 \cdot \alpha}{R_e \cdot (R_e + R_s)^2} + \frac{R_s}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2}$$

$$f2 = \frac{R_s \cdot \alpha}{R_e \cdot (R_e + R_s)} - \frac{1}{C_s \cdot (R_e + R_s)}$$

$$f3 = \frac{R_e^2}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2} - \frac{R_s \cdot R_t \cdot \alpha}{R_e \cdot (R_e + R_s)} + \frac{R_t}{C_s \cdot (R_e + R_s)} - \frac{R_s \cdot R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2}$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0]$$

Le principe du filtre de Kalman est présenté dans les annexes (Annexe 4).

En ajoutant les bruits ω et v respectivement sur l'état et la sortie, nous avons les équations d'état ci-dessous, sur lesquelles nous appliquerons le filtre de Kalman :

$$\dot{x} = f(x, u) + \omega \tag{4.13}$$

$$z = h(x) + v \tag{4.14}$$

avec :

- u : vecteur d'entrées mesurées, $u \in \mathbf{R}^1$
- x : vecteur d'état (états internes du système), $x \in \mathbf{R}^n$
- z : vecteur de sorties mesurées, $z \in \mathbf{R}^m$
- ω : bruit de modèle représentant l'inexactitude du modèle, $\omega \in \mathbf{R}^p$
- v : bruit de mesure, $v \in \mathbf{R}^m$

Le fait d'ajouter $\dot{\alpha} = 0$ dans la structure de (4.11), à partir de (4.13), nous avons :

$$\dot{\alpha} = \omega(4) \tag{4.15}$$

où :

$\omega(4)$ représente le bruit pour C_b

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

L'évolution lente de la valeur de C_b est représentée par la perturbation du bruit $\omega(4)$ dans (4.15).

A partir des équations d'état précédentes, nous pouvons déduire l'expression des matrices F_x et F_u comme suit:

$$F_x(x_k, u_k) = \begin{bmatrix} -\frac{\alpha}{R_e + R_s} & \frac{\alpha}{R_e + R_s} & 0 & F(1,4) \\ \frac{1}{C_s \cdot (R_e + R_s)} & -\frac{1}{C_s \cdot (R_e + R_s)} & 0 & 0 \\ F(3,1) & 0 & \frac{R_s \cdot \alpha}{R_e \cdot (R_e + R_s)} - \frac{1}{C_s \cdot (R_e + R_s)} & F(3,4) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

avec :

$$F(1,4) = \frac{V_{cs} - V_{cb} + I \cdot R_s}{R_e + R_s}$$

$$F(3,1) = -\frac{R_s \cdot \alpha}{(R_e + R_s)^2} + \frac{R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2} - \frac{R_s^2 \cdot \alpha}{R_e \cdot (R_e + R_s)^2} + \frac{R_s}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2}$$

$$F(3,4) = -\frac{R_s \cdot V_{cb}}{(R_e + R_s)^2} - \frac{V_{cb} \cdot R_s^2}{R_e \cdot (R_e + R_s)} + \frac{R_e}{R_e \cdot (R_e + R_s)} - \frac{I \cdot R_s \cdot R_t}{R_e \cdot (R_e + R_s)}$$

$$F_u = \begin{bmatrix} \frac{R_s \cdot \alpha}{R_e + R_s} & \frac{R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)} & f3 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Avec :

$$f3 = \frac{R_e^2}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2} - \frac{R_s \cdot R_t \cdot \alpha}{R_e \cdot (R_e + R_s)} + \frac{R_t}{C_s \cdot (R_e + R_s)} - \frac{R_s \cdot R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)^2}$$

Nous obtenons donc le modèle discrétisé de la batterie sans bruit ajouté et sous forme standard :

$$x_{k+1} = A_k \cdot x_k + B_k \cdot u_k \quad (4.18)$$

$$y_{k+1} = C_k \cdot x_k \quad (4.19)$$

Avec :

$$A_k = \Phi(k+1|k) = I + F_x(x_k, u_k) \cdot T_c$$

$$B_k = \Psi(k+1|k) = F_u(x_k, u_k) \cdot T_c$$

$$C_k = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0]$$

En ajoutant les matrices de covariance d'erreur Q et R respectivement sur ω et v , nous obtenons le modèle discrétisé avec les bruits ajoutés suivant :

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

$$x_{k+1} = A_k \cdot x_k + B_k \cdot u_k + Q \quad (4.20)$$

$$z_{k+1} = C_k \cdot x_k + R \quad (4.21)$$

Connaissant les relations pour calculer F_x et F_u , l'implémentation de l'algorithme du filtre de Kalman étendu expliqué plus en détails dans les annexes (Annexe 4) suit le schéma ci-dessous :

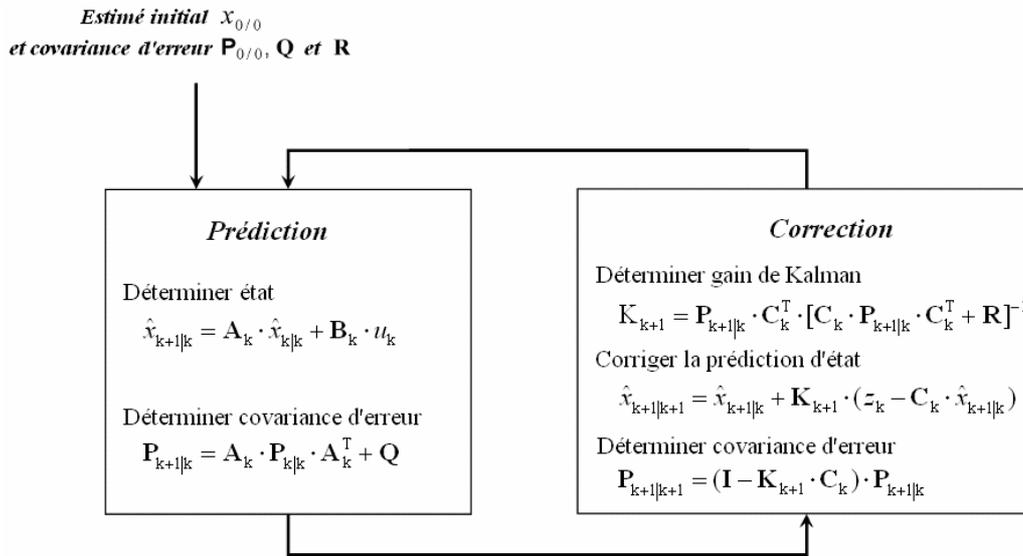


Fig.4. 7 : Implémentation du filtre de Kalman [46]

L'algorithme du filtre de Kalman étendu est introduit à l'aide du module « S-function » sous Simulink de MATLAB [76]. Cette fonction est exécutée périodiquement selon une période bien définie. Cette période correspond à la période d'échantillonnage des mesures.

Plusieurs simulations appliquées sur le modèle RC pour valider le filtre de Kalman sont présentés dans les annexes (Annexe 4).

Dans ce qui va suivre, nous allons présenter la procédure expérimentale nécessaire pour évaluer expérimentalement les paramètres électriques du modèle choisi.

3.2. DETERMINATION DES VALEURS INITIALES DES PARAMETRES DANS LE MODELE DE LA BATTERIE UTILISEE [10]

La procédure expérimentale pour déterminer les valeurs initiales des paramètres (R_t , R_e , R_s , C_{bulk} , $C_{surface}$) d'une batterie 6V/ 8.5Ah est expliquée ci-dessous :

- Pour la capacité C_b

Comme l'énergie stockée W dans la capacité initiale $C_{b-initial}$ peut s'écrire

$$W = \frac{1}{2} C_{b-initial} \cdot V^2 = V_o \cdot I \cdot t \quad (4.22)$$

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

$$C_{b-initial} = \frac{3600 \cdot \text{Nominal(Ah)} \cdot V_{0,100\%SoC}}{\frac{1}{2}(V_{0,100\%SoC}^2 - V_{0,0\%SoC}^2)} = \frac{3600\text{sec} \cdot 8.5\text{Ah} \cdot 6.53\text{V}}{\frac{1}{2}(6.53^2 - 6.05^2)} \approx 66182\text{F} \quad (4.23)$$

- Pour la capacité C_s

Comme C_s est liée à la capacité double couche, sa valeur dépend de la réponse de la batterie à une excitation relativement de haute fréquence. La figure ci-dessous (Fig.4.8) donne la réponse de la batterie pour une décharge d'impulsion fixée à 10A pendant un temps $t = 0.5$ seconde.

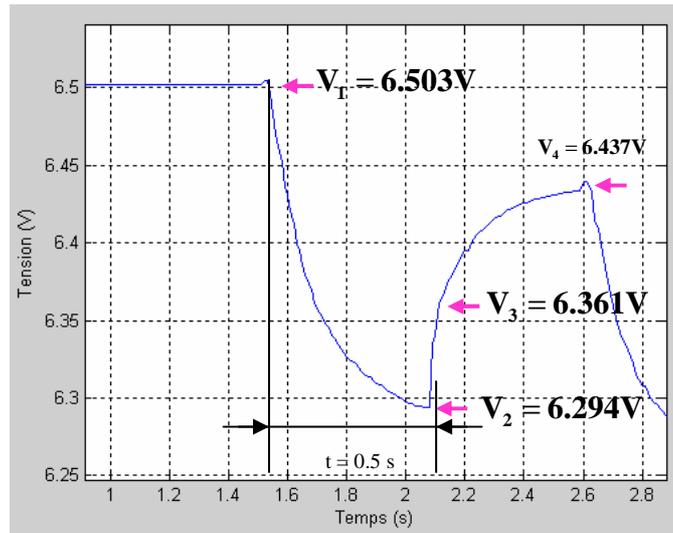


Fig.4. 8 : Réponse de la batterie pour la décharge de 10 A pendant 0.5 s

A partir de la constante de temps τ liée à la capacité C_s et les résistances associées au modèle, la valeur de C_s est calculée comme suit. Une approximation de la constante de temps est donnée grâce à l'équation suivante :

$$V_{\text{stable}} = V_1 = V_3 + (V_4 - V_3) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (4.24)$$

La constante de temps est donc :

$$\tau = -\Delta t \cdot \ln \left(1 - \frac{V_4 - V_3}{V_1 - V_3}\right) = 0.383\text{ s} \quad (4.25)$$

La constante de temps est aussi décrite par :

$$\tau \approx (R_s + R_e) \cdot C_s \quad (4.26)$$

Donc la valeur de C_{surface} est donnée par :

$$C_{\text{surface}} = \frac{\tau}{R_s + R_e} = 34.8\text{F} \quad (4.27)$$

- Calcul des résistances R_i , R_e et R_s

En utilisant un ohmmètre, nous pouvons mesurer la résistance interne de la batterie. Cette

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

mesure est prise quand la batterie est à 100% de SOC. Nous supposons que R_e et R_s sont des valeurs identiques et représente chacune environ 75% de la résistance totale [10]. Pour une résistance interne mesurée de $7.3m\Omega$, nous avons $R_e \approx R_s \approx 0.0055\Omega$.

R_t peut être calculée par la formule (4.27) :

$$0.0073 = R_t + \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_e}} \quad (4.28)$$

Les valeurs trouvées sont résumées dans le tableau ci-dessous :

Tableau IV. 1 : Paramètres électriques du modèle RC trouvés expérimentalement

Paramètre :	$R_t (\Omega)$	$R_e (\Omega)$	$R_s (\Omega)$	$C_b(F)$	$C_s(F)$
Valeurs :	0.0045	0.0055	0.0055	66182	34.8

3.3. RESULTATS DE SIMULATION

En ayant une idée plus précise sur les paramètres internes d'un modèle RC bien défini d'une batterie 6V / 8.5Ah, nous avons validé le fonctionnement du filtre de Kalman étendu en utilisant plusieurs profils d'entrée de courant :

- Simulation avec une entrée riche en fréquence
- Simulation pour une décharge à courant constant
- Simulation pour une décharge à puissance constante
- Simulation en ajoutant R_t dans le vecteur d'état x pour étendre le filtre de Kalman et améliorer ainsi l'estimation.
- Simulation pour différentes matrices de covariance de bruits Q et R

Les données expérimentales utilisées sont issues des batteries de 6V / 8.5Ah / 34W. Les données du fournisseur de cette batterie sont présentées dans les annexes (Annexe 5).

Les résultats de simulation pour un courant riche à l'entrée sont présentés. Une autre simulation en introduisant la résistance R_t dans le vecteur d'état est aussi expliquée. Les autres résultats de simulation sont présentés dans les annexes (Annexe 4).

3.3.1. Simulation avec une entrée riche en fréquence

Pour ce cas, une batterie de HRL634W à 100% de SOC est déchargée pendant 50 minutes avec une entrée de courant variant périodiquement, le courant et la tension aux bornes de la batterie sont mesurés et puis importés dans MATLAB pour la simulation. Les résultats de simulation sont donnés dans la Fig.4.9

**CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI**

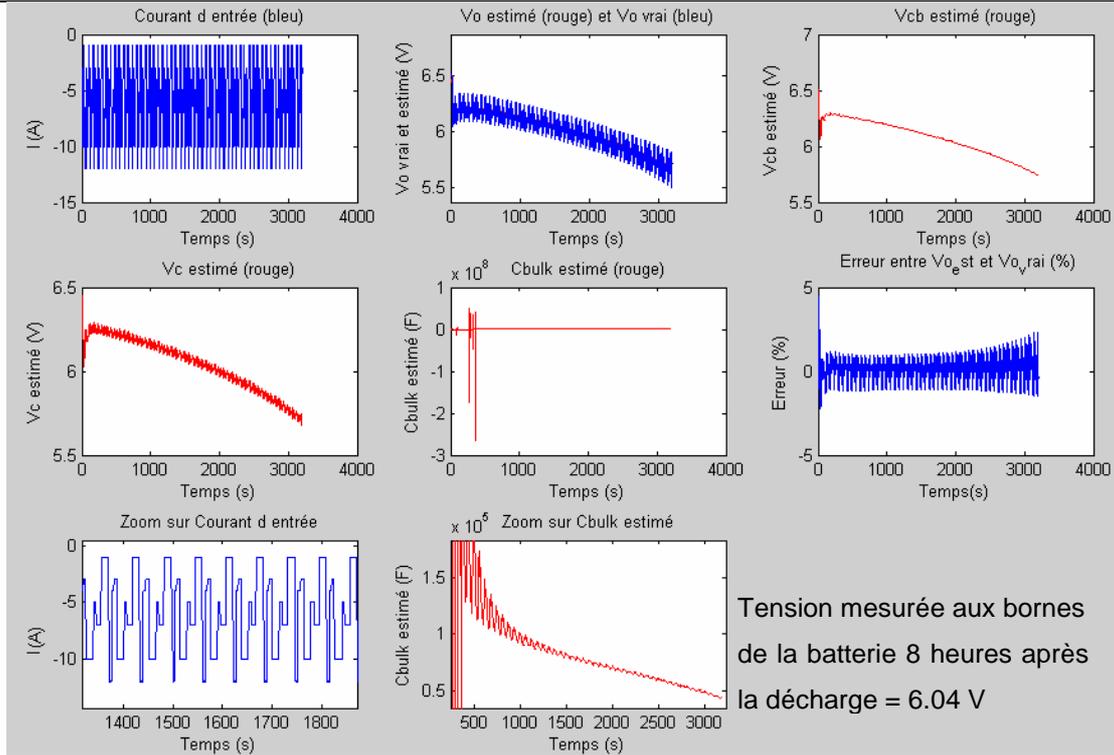


Fig.4. 9 : Résultat de simulation avec une entrée riche en fréquence

La tension mesurée 8 heures après la fin de décharge aux bornes de la batterie est de 6.04 V (la mesure est prise un certain temps de repos après la décharge pour que la tension de la batterie soit complètement stable) et la valeur finale de V_{cb} estimée par le filtre de Kalman étendu est de 5.74 V, l'erreur entre les deux est environs 5%, qui est acceptable en termes de précision.

Pour améliorer la précision de l'estimation, nous avons introduit la résistance R_t dans le vecteur d'état du système car celle-ci évolue lors de la décharge (cf. $V_0(t)$ sur la Fig.4.9)

3.3.2. Simulation en ajoutant une résistance R_t dans le vecteur d'état x

Le fait que la résistance interne de la batterie évolue pendant un cycle de charge/décharge conduit à ajouter R_t dans le vecteur d'état à estimer. Ceci permet à l'EKF de prendre en compte le changement de la valeur R_t pendant la décharge. En comparant avec les équations d'état dans (4.12), le modèle non linéaire de la batterie devient :

$$x = [V_{cb} \quad V_{cs} \quad V_o \quad \alpha \quad R_t]^T \quad (4.29)$$

$$\dot{x} = f(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{(V_{cs} - V_{cb} + I \cdot R_s) \cdot \alpha}{R_e + R_s} \\ \frac{V_{cb} - V_{cs} + I \cdot R_e}{C_s \cdot (R_e + R_s)} \\ V_{cb} \cdot f1 + V_o \cdot f2 + I \cdot f3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$y = C \cdot x \quad (4.31)$$

**CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI**

En utilisant la même entrée riche utilisée précédemment (cf. paragraphe 3.3.1), nous obtenons les résultats présentés sur la figure ci-dessous.

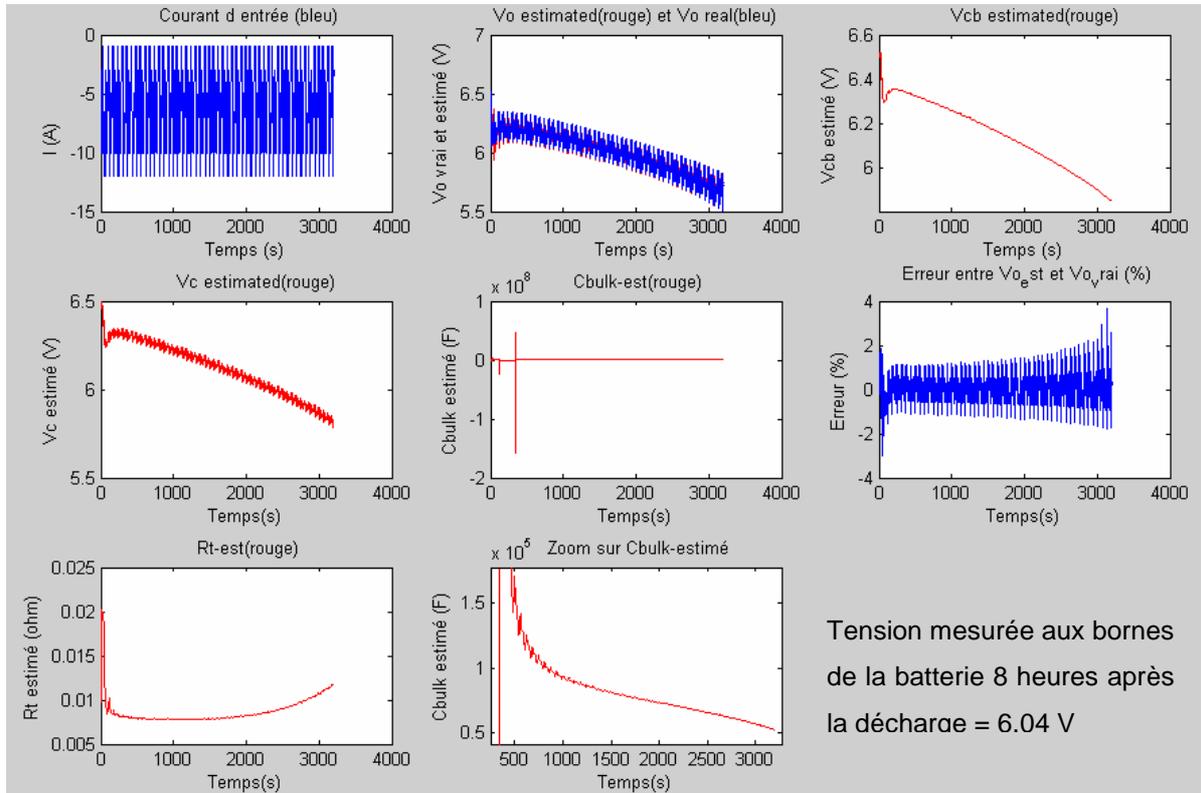


Fig.4. 10 : Résultat de simulation après l'ajout de R_t dans le vecteur d'état

La tension mesurée 8 heures après la fin de décharge aux bornes de la batterie est de 6.04V et la valeur finale de V_{cb} estimée par le filtre de Kalman étendu est de 5.849V. L'erreur d'estimation est de 3.1% environ, donc le fait de rajouter la résistance R_t dans le vecteur d'état améliore la précision (l'erreur d'estimation de V_{cb} est passée de 5,7% à 3,1% en fin de décharge).

Nous remarquons aussi que comme prévu, la résistance R_t évolue pendant la décharge. La valeur estimée de cette résistance passe de 4,5 m Ω en début de décharge à 11,6 m Ω en fin de décharge. En prenant en compte les résistances R_s et R_e , la résistance interne R_{int} estimée à la fin de décharge par le filtre de Kalman étendu est donnée, compte tenu de l'équation 4.27, par :

$$R_{int} = 11.6 + \frac{5.5}{2} = 14.35\text{m}\Omega \quad (4.32)$$

La résistance interne de la batterie mesurée après la décharge avec un ohmmètre est de 14.5 m Ω . Donc l'erreur d'estimation du filtre de Kalman étendu, est de 1% environ. Par contre, la valeur de C_b décroît beaucoup pendant la décharge.

Les résultats de simulation pour les différents profils de courant appliqués à la batterie en

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

introduisant la variation de la résistance R_t sont présentés dans les annexes (Annexe 4).

Le tableau ci-dessous résume toutes les simulations effectuées avec et sans introduction de la résistance R_t dans le vecteur d'état.

Tableau IV. 2 : Résultat d'estimation de la tension V_{cb} avec le filtre de Kalman étendu

N° de test	Type de décharge	V_{cb} estimée	V_{cb} réelle	Erreur %
1	82.6 W à 5.90 V	6.44 V	6.31 V	2.0%
2	82.6 W à 5.01 V	5.89 V	6.03 V	2.3%
3	60 W pendant 15 minutes	6.28 V	6.28 V	0.01%
4	60 W à 5.01 V	5.81 V	6.01 V	3.2%
5	110 W à 5.01 V	5.85 V	6.06 V	3.4%
6	110 W à 5.80 V	6.32 V	6.29 V	0.5%
7	10 A à 5.50 V	5.73 V	5.94 V	3.5%
8	Courant riche en variation pendant 50 minutes	5.85 V	6.04 V	3.1%

A partir des résultats, nous pouvons voir que les erreurs d'estimation de la tension de circuit ouvert sont toutes $<5\%$.

3.3.3. Simulation avec différentes matrices de covariance de bruits Q et R

Les simulations avec différentes matrices Q et R concernent seulement le filtre de Kalman étendu avec le vecteur d'état $x = [V_{cb} \ V_{cs} \ V_o \ \alpha \ R_t]^T$.

Les informations concernant les bruits du modèle et de la mesure se trouvent dans les matrices de Q et R. La sélection de Q et R détermine la précision de la performance du filtre, comme ils déterminent le gain du filtre K_{k+1} et la matrice de covariance d'erreur $P_{k+1|k+1}$. L'initialisation de Q, selon plusieurs expériences effectuées, est plus compliquée que le choix de R car la connaissance de la précision du modèle est limitée. Par conséquent, les études expérimentales avec différentes matrices de Q sont nécessaires afin de trouver une matrice Q qui convient le mieux au système défini.

La Fig.4.11 montre la performance de l'EKF pour quatre différentes matrices Q. L'entrée de la batterie est la même que celle de la Fig.4.10. Les quatre matrices Q sont respectivement listées ci-dessous, notons que la matrice Q2 est celle que nous avons finalement choisie car c'est celle qui permet la meilleure estimation de la variation de V_{cb} .

**CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI**

$$Q1 = \begin{bmatrix} 0.6^6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.6^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6^4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.6^8 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.6^4 \end{bmatrix} \quad Q2 = \begin{bmatrix} 0.028^6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.028^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.028^4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.028^8 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.028^4 \end{bmatrix}$$

$$Q3 = \begin{bmatrix} 0.028^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.028^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.028^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.028^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.028^2 \end{bmatrix} \quad Q4 = \begin{bmatrix} 0.028^3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.028^3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.028^3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.028^3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.028^3 \end{bmatrix}$$

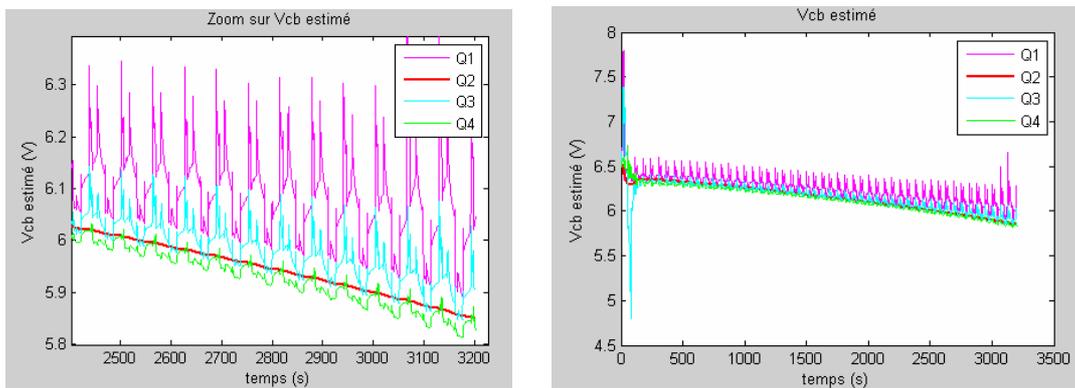


Fig.4. 11 : Résultats de simulations pour différentes matrices Q

Pour le choix de la matrice R, la Fig.4.12 présente les résultats de simulations de la tension V_o du filtre pour différentes matrices R. Sur la figure de droite, se trouve les réponses de la tension V_o du filtre pour une décharge avec des impulsions de courant. Nous pouvons voir que plus la valeur de R est grande, moins la réponse du filtre est oscillatoire. Dans la figure à gauche se trouve les réponses de la tension V_o du filtre pour une décharge à puissance constante. Nous constatons que plus la valeur R est grande, moins la réponse du filtre est précise (cf. Fig.4.12)

Le tableau ci-dessous montre l'influence de la valeur R sur la tension finale de V_{cb} estimée par le filtre de Kalman étendu pour différentes entrées utilisées. Nous rappelons que ces résultats de simulation ne concernent que l'EKF avec le vecteur d'état $x = [V_{cb} \ V_{cs} \ V_o \ \alpha \ R_c]^T$. Au vue des écarts maximaux calculés pour les trois types de décharge, nous constatons que quand la batterie est déchargée avec un courant riche en fréquence ou à puissance constante, l'influence de la variation de la valeur R sur l'estimation finale de V_{cb} est relativement petite. Ceci est important vu que dans les ASI, les batteries sont déchargées à puissance constante.

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

Tableau IV. 3 : Résultat de simulation de la tension V_{cb} avec plusieurs valeurs de la matrice R

Type de décharge Valeur R	Courant riche en variation V_{cb} réelle =5,85V	Courant constant (10A) V_{cb} réelle =5,94V	Puissance constante V_{cb} réelle =6,03V
1	5.84 V	5.70 V	5.99 V
10	5.85 V	5.62 V	5.96 V
100	5.85 V	5.73 V	5.89 V
1000	5.86 V	5.85 V	5.92 V
Ecart maximal	0.02 V	0.24 V	0.11 V

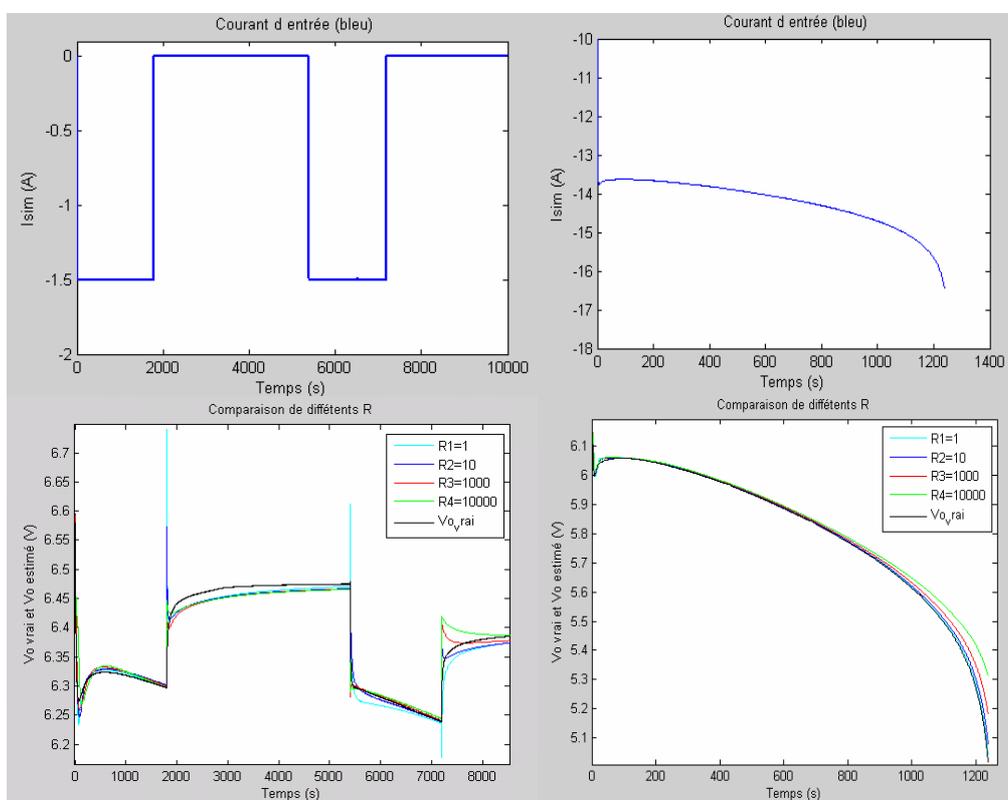


Fig.4. 12 : Résultats de simulations de la réponse V_o pour différentes matrices R

3.3.4. Simulation pour deux batteries en série

Les résultats précédents ne concernent que les simulations sur une seule batterie. Dans cette partie, nous allons montrer des résultats de simulation sur deux batteries connectées en série. La même méthode décrite précédemment est utilisée pour déterminer les paramètres du modèle RC. La Fig.4.13 ci-dessous montre la réponse pour une décharge à courant de 10A pendant $t = 0.5$ s.

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

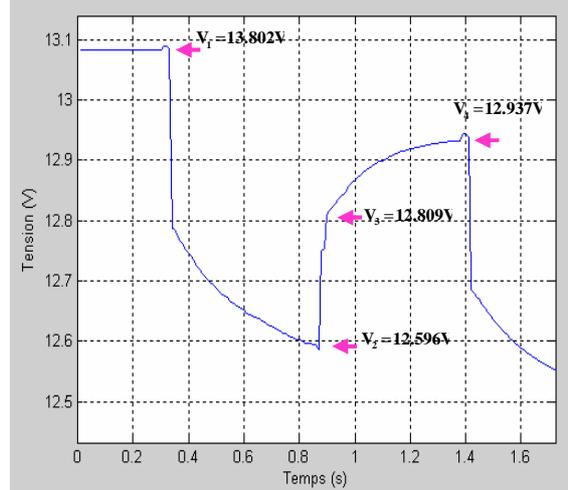


Fig.4. 13 : Réponse de deux batteries en série pour une décharge de 10A pendant 0.5 s

Les valeurs des paramètres du modèle RC sont résumées dans le Tableau IV.4 :

Tableau IV. 4 : Paramètres expérimentaux du modèle RC pour deux batteries en série

Paramètre :	R_t (m Ω)	R_e (m Ω)	R_s (m Ω)	C_b (kF)	C_s (F)
Valeur :	9.1	10.9	10.9	132,36	14.38

Les résultats de quelques simulations (avec la matrice de covariance $R = 10$) se trouvent dans le tableau ci-dessous. Le filtre de Kalman étendu avec le vecteur d'état $x = [V_{cb} \ V_{cs} \ V_o \ \alpha \ R_t]^T$ est utilisé pour prendre en compte la variation de la résistance interne pendant la décharge.

Tableau IV. 5 : Résultat d'estimation de la tension V_{cb} avec plusieurs profils de décharge

N° de test	Type de décharge	V_{cb} réelle	V_{cb} estimé	Erreur %
1	120W pendant 30 min à 10.2V	12.04V	11.86V	1.5%
2	120W pendant 20 min	12.44V	12.40V	0.3%
3	120W pendant 10 min	12.80V	12.92V	0.9%
4	120W pendant 5 min	12.96V	12.98V	0.2%

Les résultats dans le tableau ci-dessus montrent que :

- La méthode du filtre de Kalman étendu est valable pour deux batteries en série
- Les performances du filtre de Kalman étendu pour deux batteries en série sont meilleures que pour une seule batterie.

Les résultats de simulation présentés ci-dessus montrent qu'après l'ajout de la résistance R_t dans le vecteur d'état à estimer, le filtre de Kalman étendu avec le modèle RC est capable d'estimer la tension de circuit ouvert. Cette tension qui est un indicateur de l'état de charge (SOC) de la batterie est estimée avec une précision satisfaisante (<5% d'erreur). Dans le cas des ASI, les batteries sont toujours déchargées à puissance constante, par conséquent, l'utilisation du filtre de Kalman étendu avec le modèle RC pour estimer l'état de charge est

satisfaisante.

Par ailleurs, toutes les simulations ont montré que la valeur de C_b estimée par le filtre décroît pendant la décharge. L'évolution de la valeur de C_b est liée à la non-linéarité de la batterie et à la limitation du modèle RC. Dans le cas de la simulation avec des valeurs de C_s , R_t , R_e , R_s fixées, le filtre du Kalman ne peut que changer la valeur de C_b pour que la réponse estimée corresponde à celle de la batterie. L'ajout de la résistance R_t dans le vecteur d'état du filtre de Kalman étendu n'améliore pas cette situation car la non linéarité causée par la variation de la valeur de R_t est trop petite et donc ne peut donc compenser la variation de C_b .

Cependant, pour avoir une estimation précise sur le SOH de la batterie, une méthode sera détaillée plus tard dans ce chapitre (cf. paragraphe 4.4).

Dans ce qui va suivre, nous allons évaluer le comportement de l'impédance interne de la batterie en utilisant la spectroscopie d'impédance.

4. SPECTROSCOPIE D'IMPEDANCE DE LA BATTERIE

Le spectromètre d'impédance électrochimique, ou encore la Spectroscopie d'Impédance Electrochimique (SIE) est une méthode de caractérisation fréquentielle pour étudier les systèmes électrochimiques [32]. C'est une technique de mesure stationnaire qui repose sur la mesure de la réponse électrique à une perturbation sinusoïdale de courant ou de potentiel pour différentes valeurs de fréquence. Ses applications couvrent ainsi le domaine de l'électrochimie, avec pour application principale l'étude de la corrosion, tout en étant bien entendu adaptée à l'étude des accumulateurs électrochimiques comme celle de la batterie.

4.1. PRINCIPE DU SPECTROMETRE D'IMPEDANCE

Comme indiqué par son nom, le spectromètre d'impédance est utilisé pour obtenir les valeurs des impédances du système électrochimique pour différentes valeurs de fréquence. L'impédance est généralement mesurée en utilisant des petites perturbations sinusoïdales en courant (mode galvanostatique) ou en tension (mode potentiostatique), afin que le système électrochimique soit à la fois linéaire et invariant dans le temps.

Pour un système linéaire, la réponse à un signal sinusoïdal est aussi sinusoïdale à la même fréquence mais avec un décalage en phase, comme le montre la Fig.4.14 ci-dessous :

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

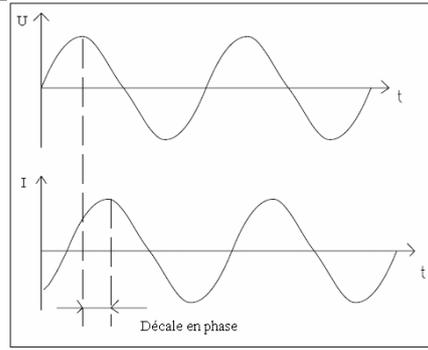


Fig.4. 14 : Réponse en courant pour un système linéaire

La tension et le courant peuvent être respectivement exprimés par :

$$U(t) = U_0 \sin(\omega t) \quad (4.33)$$

$$I(t) = I_0 \sin(\omega t + \theta) \quad (4.34)$$

où U_0 est l'amplitude du signal de tension, I_0 est l'amplitude du signal de courant, ω la pulsation telle que $\omega = 2\pi \cdot f$ (avec f la fréquence) et θ le décalage en phase.

D'après la loi d'Ohm, nous pouvons calculer l'impédance du système à l'instant t par :

$$Z = \frac{U(t)}{I(t)} = \frac{U_0 \sin(\omega t)}{I_0 \sin(\omega t + \theta)} = Z_0 \frac{\sin(\omega t)}{\sin(\omega t + \theta)} \quad (4.35)$$

L'impédance est donc exprimée sous forme d'une amplitude Z_0 et d'une phase de décalage θ .

Avec la notation complexe, nous pouvons aussi exprimer l'impédance comme :

$$Z(f) = Z_0 e^{j\theta} = \text{Re}(Z) + j\text{Im}(Z) \quad (4.37)$$

Les impédances obtenues pour différentes fréquences sont alors représentées sur les diagrammes de Bode ou de Nyquist, tels que représentés sur la Fig4.15. Un point important à noter est qu'il est usuel d'opposer l'axe imaginaire des diagrammes de Nyquist des batteries. Il faut donc savoir que la partie haute représente la partie capacitive (basse fréquence) et la partie basse représente la partie inductive (haute fréquence).

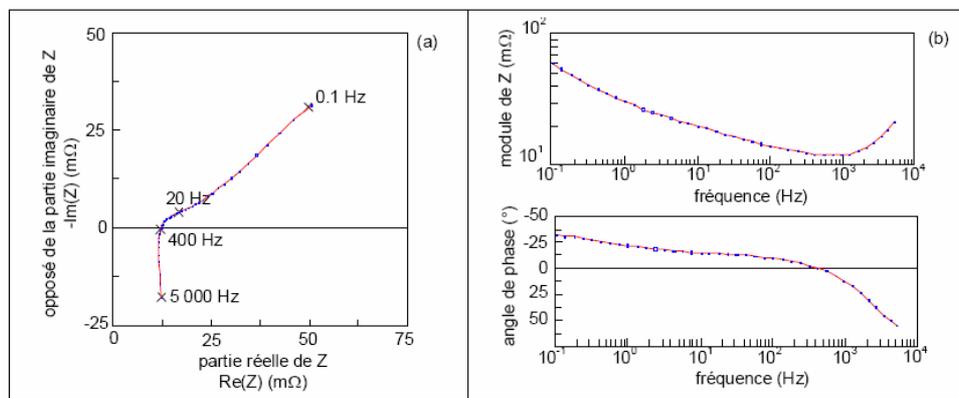


Fig.4. 15 : Diagrammes de Nyquist et de Bode d'une batterie au plomb

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

4.2. MOYENS EXPERIMENTAUX

Les équipements expérimentaux utilisés dans cette partie sont montrés sur la figure ci-dessous (Fig.4.16). Le spectromètre d'impédance dont nous disposons peut caractériser des systèmes électrochimiques (batteries, supercondensateurs, etc ...) dont la tension délivrée doit être inférieure à 10V. Cela explique notre choix sur la batterie utilisée (6V / 8.5Ah / 34W).



Fig.4. 16 : Equipements expérimentaux utilisés au laboratoire

Le spectromètre d'impédance, utilisé pour mesurer les batteries, est connecté à un PC. Le logiciel (Thales 3.08 USB) est utilisé à la fois pour :

- pour récupérer les données de mesure,
- tracer l'impédance de la batterie sous forme de diagramme de Nyquist ou de diagramme de Bode,
- effectuer un 'fitting' afin de trouver un modèle électrique pour la batterie.

La Fig.4.17 représente la page d'accueil de ce logiciel.

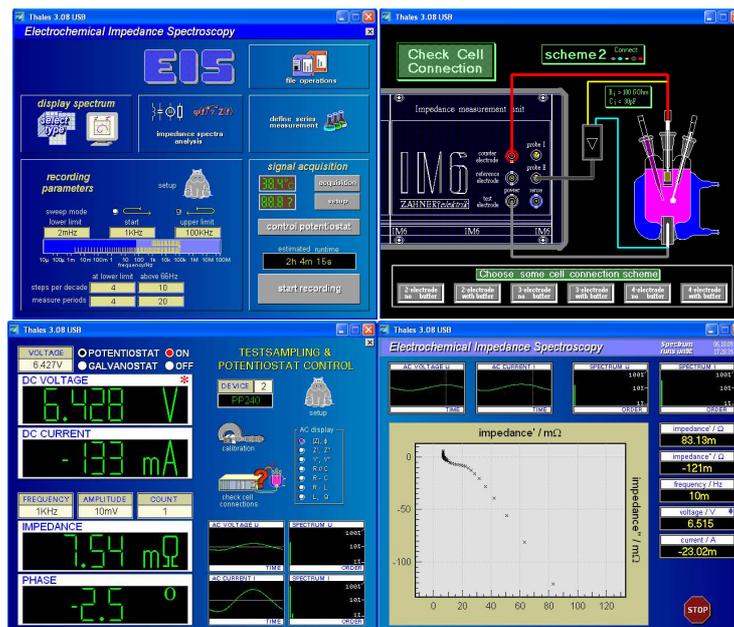


Fig.4. 17 : Interfaces du logiciel « Thales 3.08 USB »

4.3. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Sur la Fig.4.18 se trouve les résultats de mesures obtenues avec le spectromètre d'impédance pour une batterie neuve (6V/ 8.5Ah/ 34W) à 100% de SOC.

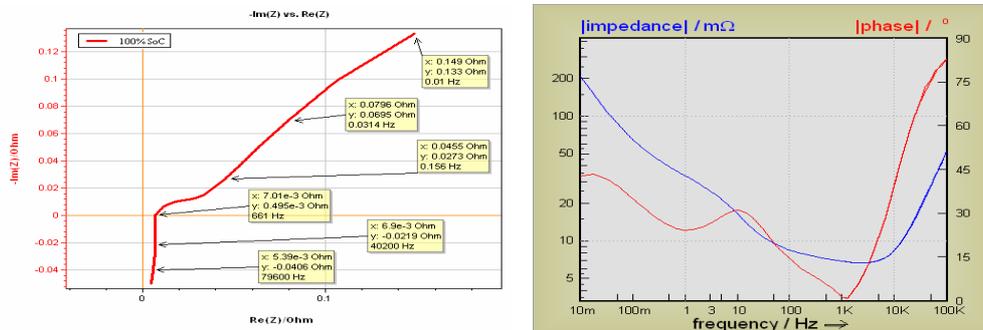


Fig.4. 18 : Diagramme de Nyquist (à gauche) et de Bode (à droite) de la batterie

Le spectromètre d'impédance est aussi capable d'indiquer la précision de mesure pour les différentes fréquences. A partir de la Fig.4.19, nous pouvons voir que l'erreur de mesure est importante pour les basses et hautes fréquences.

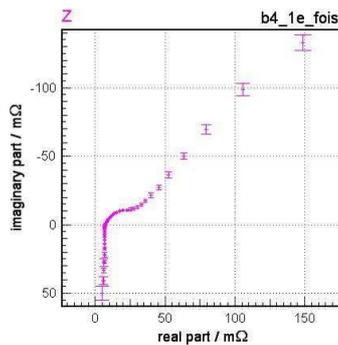


Fig.4. 19 : Précision de mesure pour le diagramme de Nyquist de la Fig.4.18

Le diagramme de Nyquist de la batterie n'est pas figé. En effet, il évolue pour différents SOC et au fur et à mesure de la vie de la batterie. Les diagrammes de Nyquist pour différents SOC sont montrés par la Fig.4.20. Nous pouvons constater que le diagramme de Nyquist de la batterie se décale vers la droite quand le SOC diminue, ce qui correspond au fait que la résistance interne de la batterie augmente quand son état de charge (SOC) diminue.

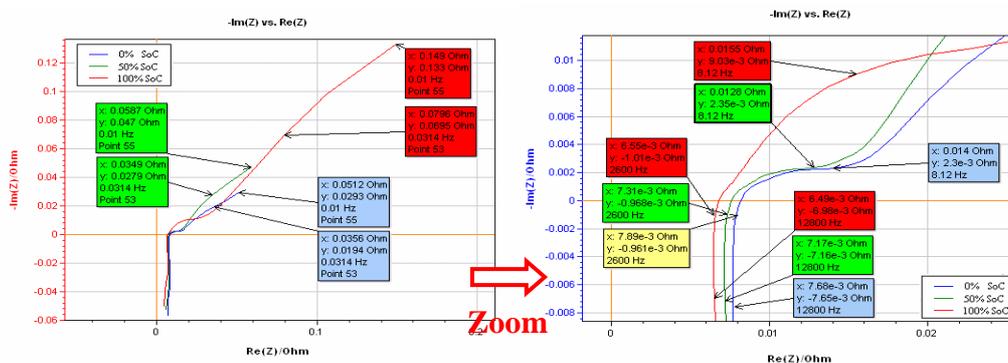


Fig.4. 20 : Diagramme de Nyquist de la batterie pour différents SOC,

**CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI**

Le diagramme d'impédance de la batterie, ainsi que le SOC évolue aussi pendant le vieillissement de la batterie [2] [50], comme l'explique la Fig.4.21 ci-dessous :

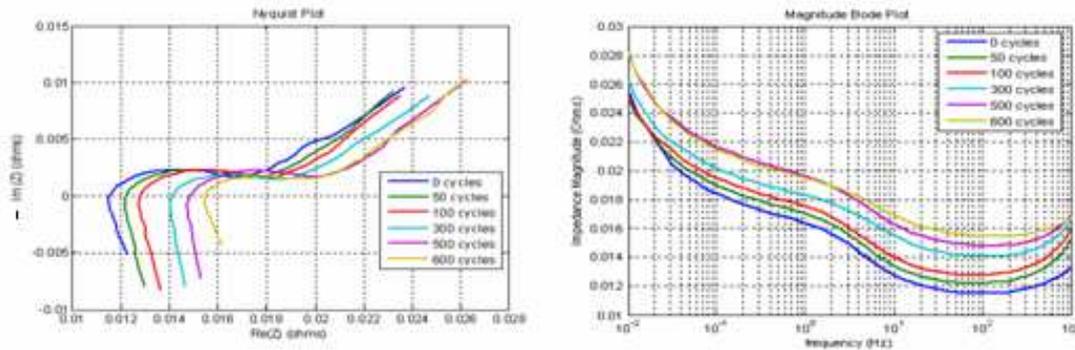


Fig.4. 21 : Tendence d'évolution d'impédance pendant la durée de vie d'une batterie [50]

Les évolutions du diagramme d'impédance pour la batterie utilisée seront présentées plus tard dans ce chapitre.

4.4. PROPOSITION D'UNE METHODE POUR ESTIMER LE SOH DE LA BATTERIE

A partir de la figure ci-dessus (Fig.4.21), nous remarquons que le diagramme de Nyquist se décale vers la droite avec le vieillissement de la batterie, ce qui est expliqué par l'augmentation de la résistance interne de la batterie pendant le vieillissement. Ce décalage est particulièrement visible pour la partie haute fréquences où les tracés sont proches des lignes droites et qui représentent une augmentation quasi linéaire d'impédance dans le diagramme de Bode. Cela nous conduit à proposer une méthode qui consiste à identifier les impédances à haute fréquences pour estimer l'état de santé de la batterie. Plusieurs tentatives utilisant les résistances internes ou impédances de la batterie pour estimer l'état de santé ont déjà été présentées dans des publications [66] [70] [71].

Sur les batteries utilisées (6V / 8.5Ah / 34W), en analysant plusieurs diagrammes de Nyquist nous avons trouvé que pour la plage de fréquence de 5 kHz à 10 kHz, la partie réelle de l'impédance reste quasiment la même. Le tableau ci-dessous résume les valeurs de la partie réelle d'impédance de six diagrammes de Nyquist de plusieurs batteries 6V / 8.5Ah / 34W.

Tableau IV. 6 : Evolution de la résistance R_{int} en fonction de la fréquence pour plusieurs batteries

N° de test / Fréquence	Batterie n° 1 Rint (mΩ)	Batterie n° 2 Rint (mΩ)	Batterie n° 3 Rint (mΩ)	Batterie n° 4 Rint (mΩ)
5 kHz	7.0271	7.7870	6.4512	6.5025
6 kHz	7.0037	7.7521	6.4427	6.5047
8 kHz	6.9930	7.7452	6.4387	6.5024

**CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE
SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE
AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI**

10 kHz	7.0062	7.7529	6.4463
			6.5428

Sachant que les valeurs de la partie réelle de l'impédance des fréquences entre 5 kHz et 10 kHz restent quasi constantes pour un diagramme de Nyquist donné et que ce diagramme décale vers la droite avec le vieillissement, nous pouvons utiliser les impédances des fréquences entre 5 kHz et 10 kHz pour estimer l'état de santé de la batterie.

Dans le diagramme de Nyquist, une ligne droite verticale dans la partie inductive correspond à un modèle électrique contenant une résistance et une inductance en série, comme le montre la figure ci-dessous (Fig.4.22).

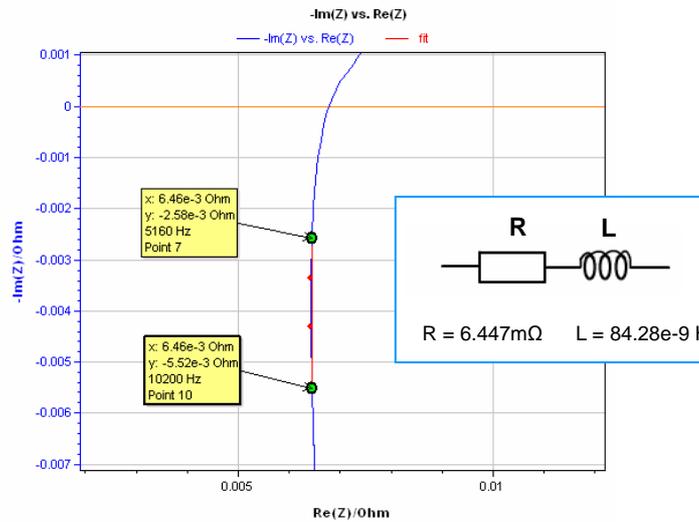


Fig.4. 22 : Fitting du tracé du diagramme de Nyquist pour les fréquences entre 5 kHz et 10 kHz et le modèle électrique correspondant

Dans le cas des ASI, les batteries sont maintenues en floating (charge à tension constante), par conséquent elles sont à 100% de SOC dans la plupart du temps.

D'autre part, quand la batterie vieillit, son tracé du diagramme de Nyquist décale vers la droite et ainsi la valeur de la résistance R dans le modèle électrique de la figure (cf. Fig.4.22) augmente. Nous pouvons donc estimer l'état de santé de la batterie à partir de l'évolution de cette résistance R. Pour obtenir la valeur de cette résistance R, nous proposons une méthode contenant les quatre étapes décrites ci-dessous :

- Etape 1 : injecter à la batterie une petite perturbation de courant alternatif riche en fréquences entre 5 kHz et 10 kHz pour provoquer une petite variation de la tension de sortie
- Etape 2 : récupérer les informations du courant et de la tension aux fréquences entre 5 kHz et 10 kHz en utilisant des filtres passe-bande
- Etape 3 : identifier la résistance R avec un algorithme d'estimation optimal, par exemple, l'algorithme de moindres carrés récursifs, utilisé et implémenté sous DSP

pour les condensateurs électrolytiques comme expliqué dans la première partie du travail.

La Fig.4.23 résume la méthode proposée pour estimer la résistance.

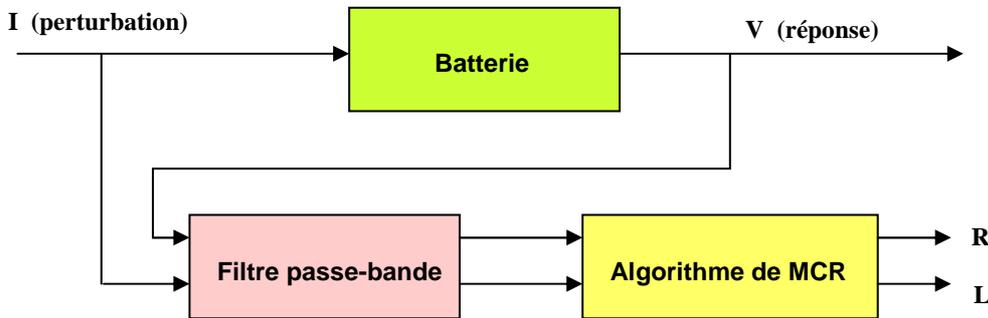


Fig.4. 23 : Résumé de la méthode proposée

Les programmes et résultats de simulation de cette méthode sont expliqués dans les Annexes (Annexe 4).

Notons que la température est aussi un paramètre influençant l'impédance de la batterie. Ce paramètre devra donc être aussi considéré.

Pour vérifier la faisabilité de cette méthode, il est nécessaire de faire des études expérimentales de vieillissement de la batterie pour étudier l'évolution de l'impédance à haute fréquence.

Comme nous l'avons expliqué auparavant, la batterie vieillit au fur et à mesure de son usage, le vieillissement se caractérise par la perte de la capacité en ampère-heure et l'augmentation de la résistance interne. Afin de maîtriser les caractéristiques du vieillissement de la batterie, des expérimentations sont donc nécessaires pour étudier les lois d'évolutions des paramètres liées au vieillissement.

5. EXPERIMENTATION DE VIEILLISSEMENT

L'objectif de cette partie est d'établir une procédure accélérée capable de vieillir la batterie le plus vite possible dans un premier temps, et d'étudier ensuite les lois de vieillissement des paramètres internes de la batterie.

5.1. MOYENS EXPERIMENTAUX

Deux équipements sont disponibles pour effectuer des essais de vieillissement accéléré : un banc de charge/décharge et une enceinte thermique comme le montre par la Fig.4.24 ci-dessous :

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

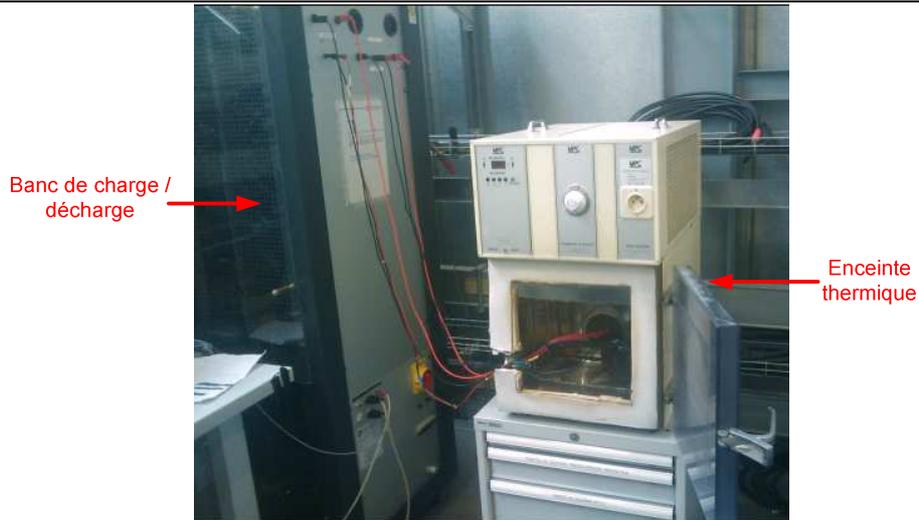


Fig.4. 24 : Banc expérimental utilisé pour le vieillissement

Le banc de charge/décharge permet aussi de caractériser les batteries. Le courant de décharge peut atteindre au maximum 500A et le courant de charge au maximum 30A.

Relié au PC, ce banc est piloté par un logiciel (BTS – 600) qui permet de :

- surveiller en temps réel l'état de la batterie pendant le test (tension, courant, Ah cumulé, ...),
- programmer les opérations à exécuter comme charge, décharge, repos, temporisation, cyclage, etc ...,
- récupérer des données de mesure selon une séquence programmée,
- tracer les données recoupées sous forme graphique.

Sur la Fig.4.25 ci-dessous, nous montrons quelques interfaces de ce logiciel.

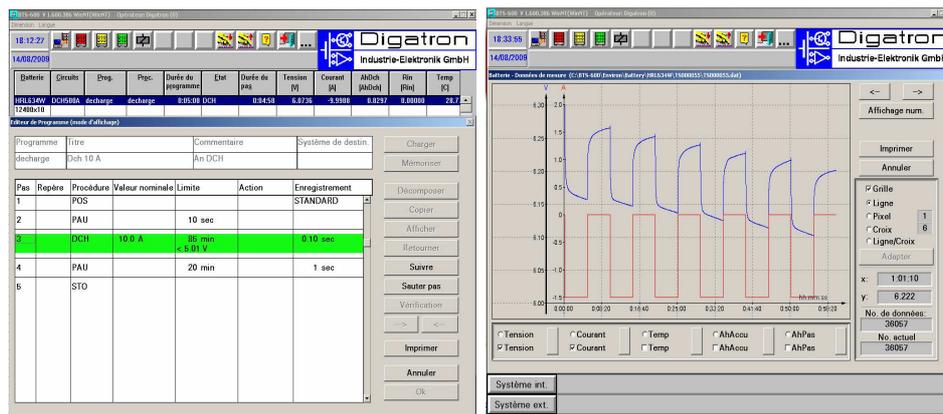


Fig.4. 25 : Interface du logiciel de programmation du banc utilisé [22]

Les résultats d'expérimentation d'un cycle de charge complet programmé (courant constant puis tension constante) sur le banc sont montrés dans la Fig.4.18 ci-dessous :

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

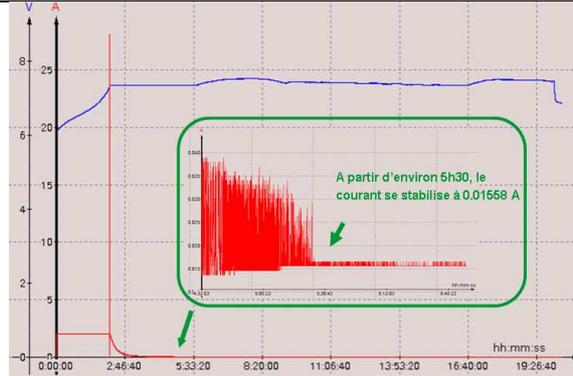


Fig.4. 26 : Résultat expérimental pour un cycle de charge à température ambiante de 25°C

5.2. DUREE DE VIE DE LA BATTERIE

Le fournisseur de la batterie utilisée nous indique la durée de vie de la batterie en nombre de cycles (charge/décharge) comme le montre la Fig.4.27 ci-dessous :

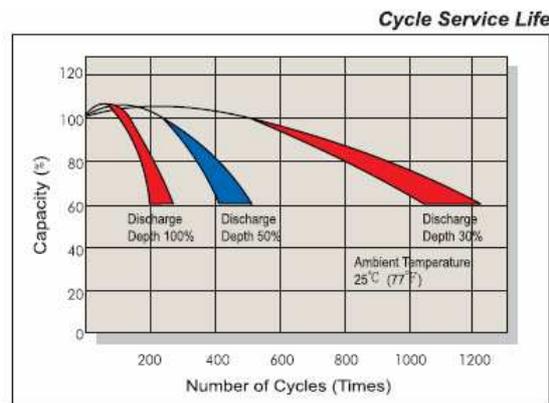


Fig.4. 27 : Données fournisseur pour la durée de vie d'une batterie au plomb en nombre de cycles à différentes profondeurs de décharge [17]

La durée de vie évolue pour différentes profondeurs de décharge. A partir de cette relation, il est possible de trouver la variation de la capacité (Ah) en fonction des ampères-heures débités et ceci, pour des vieillissements à décharge de profondeur supérieure à 50% (cf. Fig. 4.28).

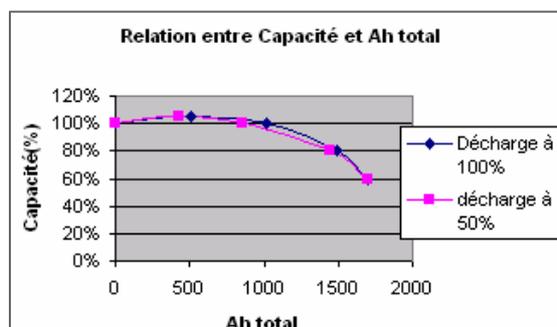


Fig.4. 28 : Durée de vie en fonction des Ampères-heures débités

Pour une décharge de profondeur 100%, il faut environ 200 cycles pour vieillir la batterie (vieillessement équivalent à une diminution de 20% de la capacité initiale).

5.2.1. Influence de la température

Plusieurs points concernant la température sont indiqués dans les dossiers techniques de la batterie utilisée.

- La température nominale pour la batterie est de $25^{\circ}\text{C}\pm 3^{\circ}\text{C}$ et la plage de température de fonctionnement de la batterie est limitée à $-15^{\circ}\text{C}\sim 50^{\circ}\text{C}$ pour la décharge et $-15^{\circ}\text{C}\sim 40^{\circ}\text{C}$ pour la charge
- Si la batterie fonctionne sous une température hors de la plage de 5°C à 35°C , un circuit de compensation de température est nécessaire pour la charge de la batterie. Le coefficient d'ajustement de température est $-0.5\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ par cellule pour l'usage en cyclage
- La capacité de la batterie augmente quand la température augmente
- La durée de vie de la batterie diminue quand la température augmente, mais l'influence exacte de la température sur l'usage en cyclage n'est pas précisée dans les dossiers techniques.

Sachant que la température élevée réduit la durée de vie de la batterie, celle-ci sera mise dans une enceinte thermique sous 40°C pour accélérer le vieillissement.

5.2.2. Etablissement du plan de vieillissement

Plusieurs procédures de vieillissement existent dans la littérature. Quelques unes sont présentées dans les annexes (Annexe 6) [35]. Pour notre étude, le vieillissement de la batterie doit se faire en s'approchant le plus de notre application. Ceci dans le but de provoquer les phénomènes de vieillissement les plus observés pour des batteries utilisées dans les ASI (cf. paragraphe 5.2.6 du chapitre 1). L'utilisation d'une batterie dans une ASI vérifie les deux conditions suivantes :

- batterie toujours en charge (floating),
- décharge à puissance constante.

La Fig.4.29 présente les étapes d'expérimentation de la batterie lors d'un cycle de charge/décharge de huit heures qui prend en compte ces deux conditions.

Une batterie de $6\text{V} / 8.5\text{Ah} / 34\text{W}$ est mise dans l'enceinte thermique et connectée aux deux circuits de charge et décharge du banc.

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI

Cyclage de vieillissement pour HRL634W
8 hr en total pour un cycle de charge et décharge

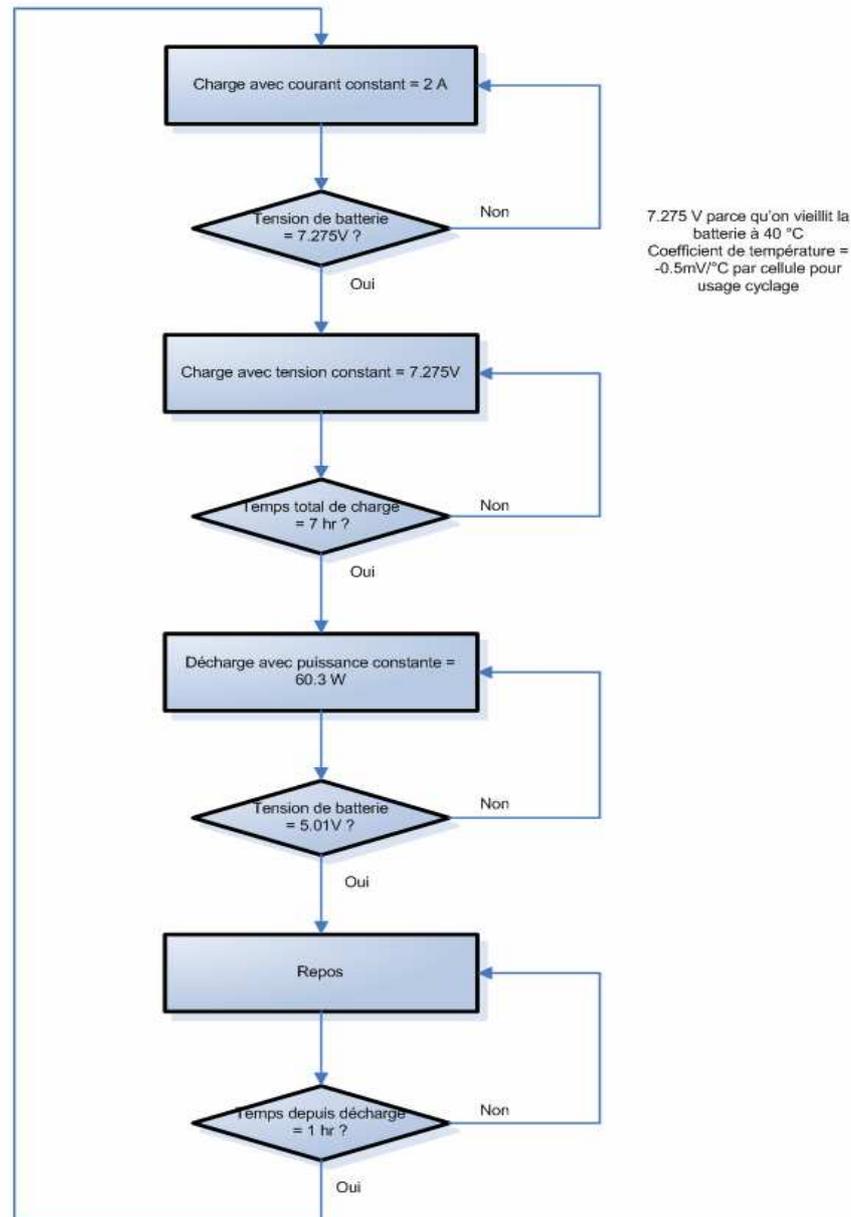


Fig.4. 29 : Organigramme d'expérimentation de vieillissement

Pendant la phase de charge, et selon les données fournisseurs, la batterie est chargée avec un courant constant à 2A jusqu'à ce que la tension atteigne 7.275V et puis elle est chargée à tension constante de 7.275V. Pour la décharge, la batterie est déchargée à puissance constante de 60.3W jusqu'à la tension d'arrêt de 5.01V correspondant à 0% de SOC.

Les profils de courant et de tension pendant un cycle sont montrés par la figure ci-dessous (Fig4.30) :

CHAPITRE IV : ETUDE DE LA FAISABILITE D'UN SYSTEME TEMPS REEL DE SURVEILLANCE D'ETAT DE CHARGE ET D'ETAT DE SANTE D'UNE BATTERIE AU PLOMB ETANCHE DANS LES ASI



Fig.4. 30 : Profils de tension et de courant pendant un cycle de vieillissement

Les opérations décrites dans l'organigramme sont programmées en utilisant le logiciel du banc. Les détails des programmes sont présentés dans les annexes (Annexe 6).

Plusieurs cycles de charge / décharge (comme celui présenté à la Fig.4.30) doivent être réalisés pour vieillir la batterie. En s'appuyant sur une caractérisation avec la spectroscopie d'impédance, l'objectif est de trouver un modèle électrique simple et précis représentant la batterie.

6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, en première partie, nous avons présenté quelques modèles électriques de la batterie utilisés dans la littérature pour évaluer le SOC et/ ou le SOH. En deuxième partie, nous avons étudié la performance du filtre de Kalman étendu et les limites modèle électrique choisi pour évaluer le SOC et le SOH. Une autre approche permettant d'évaluer le SOH a été proposée. La troisième partie a été consacrée à l'étude de la spectroscopie d'impédance d'une batterie au plomb étanche. Enfin, une procédure expérimentale de vieillissement de la batterie s'appuyant sur plusieurs cycles de charge / décharge a été défini. Cette procédure s'approchant de l'utilisation de la batterie dans les ASI permettra, d'une part, de trouver un modèle électrique simple et fiable, d'autre part, d'établir les lois d'évolution des paramètres électriques de ce modèle.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Face à l'évolution des systèmes électriques, nous assistons au développement des technologies permettant d'améliorer la sûreté de fonctionnement et notamment la maintenabilité des convertisseurs de puissance de type Alimentation Sans Interruption (ASI).

C'est dans ce cadre que nous avons effectué ces travaux dont l'objectif est de proposer un système de surveillance et de prédiction de panne des condensateurs électrolytiques et des batteries utilisés dans les ASI. Ces systèmes permettent d'assurer la continuité de fonctionnement en proposant une maintenance prédictive. Ils doivent cependant respecter des contraintes techniques, temporelles et économiques de nature industrielle. Ils doivent fonctionner en temps réel en ajoutant un minimum de capteurs relativement à ceux existants déjà dans les ASI.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté le contexte général de notre travail en expliquant l'architecture des différents convertisseurs de puissance qui constituent une ASI. Puis nous avons expliqué le principe, la modélisation et les caractéristiques des condensateurs électrolytiques à l'aluminium d'une part, et des batteries au plomb étanches d'autre part. Ensuite, nous avons exposé les systèmes de maintenance prédictive existants relatifs aux condensateurs électrolytiques et aux batteries en soulignant leurs principaux inconvénients. Enfin, à partir de ces études menées sur l'état de l'art, nous nous sommes fixés les cahiers des charges respectifs aux systèmes de surveillance et de prédiction de panne des condensateurs électrolytiques et des batteries au plomb.

Le second chapitre est composé de deux parties. La première explique les différentes étapes permettant la caractérisation et le vieillissement des condensateurs électrolytiques. Ces étapes sont les suivantes :

- La caractérisation des condensateurs en fonction de la température et de la fréquence. Cette étape a permis d'établir les lois d'évolution en fonction de la température des paramètres électriques, à savoir la résistance équivalente série (ESR) et la capacité (C).

- Le vieillissement standard accéléré dans une enceinte climatique pour deux températures différentes : cette étape a permis de déterminer les lois d'évolution des paramètres en fonction du temps et d'évaluer ainsi les énergies d'activation relatives à chaque composant.

La deuxième partie explique la démarche à suivre pour implémenter l'algorithme de vieillissement des condensateurs sur une carte à base d'un processeur numérique (Digital Signal Processing – DSP) en s'appuyant sur les lois d'évolution des paramètres.

Dans le troisième chapitre, nous avons expliqué les différents résultats de simulation sous Matlab de la méthode proposée pour le système de maintenance et de prédiction de pannes des condensateurs électrolytiques. Ensuite, nous avons détaillé les résultats expérimentaux sur une maquette en abordant toutes les problématiques et les contraintes rencontrées. Enfin, nous avons développé la conception des différentes cartes électroniques en précisant leur interaction ainsi que la programmation de la carte à base de DSP.

Dans le dernier chapitre, nous avons abordé la surveillance de la batterie au plomb étanche utilisée dans les ASI. Dans un premier temps, nous avons expliqué le fonctionnement de ce système électrochimique dans notre contexte de travail. Puis, nous avons montré les résultats de simulation du modèle simple proposé pour déterminer en temps réel l'état de charge (SOC) de la batterie. L'état de santé (SOH) est difficilement extrapolable à partir du modèle simple de la batterie proposé. Nous avons donc proposé d'utiliser la résistance interne de la batterie pour évaluer son SOH. Enfin, nous avons présenté une procédure expérimentale de vieillissement accéléré pour les cycles de charge décharge de la batterie proche de notre application. .

A la fin de cette thèse, nous pouvons conclure que la simulation et les résultats expérimentaux de la méthode proposée notamment pour les condensateurs électrolytiques donnent des résultats encourageants qui ont fait l'objet de plusieurs publications, à savoir un brevet international [39], une revue internationale [40] et deux congrès internationaux [42] [41].

Le travail présenté sur les batteries au plomb est un premier pas vers l'implémentation d'un système de surveillance et de prédiction de panne des batteries au plomb dans les ASI.

En termes de perspectives, pour les condensateurs électrolytiques, il nous faut valider expérimentalement l'implémentation sous DSP de la loi de vieillissement proposée. Puis, il faudra recueillir des résultats de mesure pour des ASI installées chez les clients. Cela nous permettra de valider définitivement le système pour pouvoir le commercialiser et assurer ainsi une maintenabilité optimale des convertisseurs de puissance.

Pour les batteries au plomb étanches, il faut effectuer leur vieillissement accéléré pour établir une loi de vieillissement représentant le fonctionnement réel dans notre application. Bien que cette modélisation soit difficile, elle est indispensable pour appliquer le filtrage de Kalman et avoir ainsi une idée précise sur l'état de santé (SOH) des batteries utilisées.

De manière plus élargie, il est maintenant indispensable d'optimiser la disponibilité des systèmes électroniques et plus particulièrement des ASI. Ceci passe par une étude et une compréhension de la fiabilité des composants qui constituent une ASI. Cette étude a montré tout l'intérêt d'une maintenance prédictive qui permet d'augmenter la disponibilité du système. Pour aller plus loin, il faudrait mener ce type d'étude sur l'ensemble des composants contribuant aux défaillances des ASI. Nous pensons aux éléments tels que les ventilateurs, les interrupteurs de puissance et les condensateurs à films polypropylène.

ANNEXES

ANNEXE 1 : ASPECTS PRATIQUES POUR LA MAQUETTE D'IDENTIFICATION DES PARAMETRES

Aspects pratiques de la méthode se basant sur la mesure de puissance

Cette méthode est principalement dédiée pour une implémentation numérique. L'opération de division, nécessaire à la fin pour ressortir la valeur de ESR, doit être calculée à une fréquence assez grande, c'est pourquoi nous avons besoin d'un calculateur performant et présentant une assez grande puissance de calcul.

La Fig.1 représente l'implémentation de cette méthode sur un système électriquement autonome utilisant un calculateur moderne (microcontrôleur, DSP,..) et qui est connecté directement sur le condensateur électrolytique

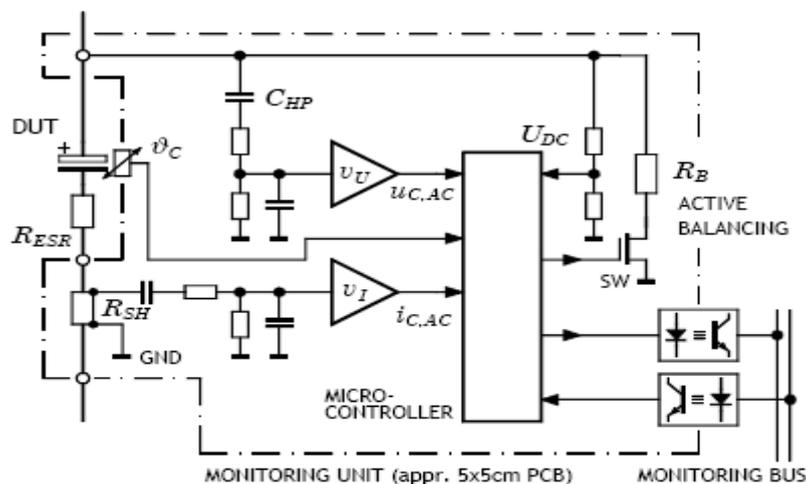


Fig.1: Implémentation de cette méthode sur un calculateur

Identification des paramètres ESR et C

Nous présentons ci-dessous des photos des cartes électroniques utilisées dans la maquette pour l'identification des paramètres ESR et C :

Les cartes électroniques conçues

Cette carte est conçue pour plusieurs tâches :

- Assurer le filtrage analogique sur les mesures de tension et de courant utilisés pour identifier les paramètres ESR et C.
- Connecter le transformateur d'intensité (TI) pour assurer la mesure de courant à travers des résistances de shunt
- Connecter jusqu'à quatre condensateurs en parallèles et/ou en série en assurant le même plan de masse.

Cette carte a été réalisée de façon à minimiser les boucles de mesures pour diminuer les perturbations.

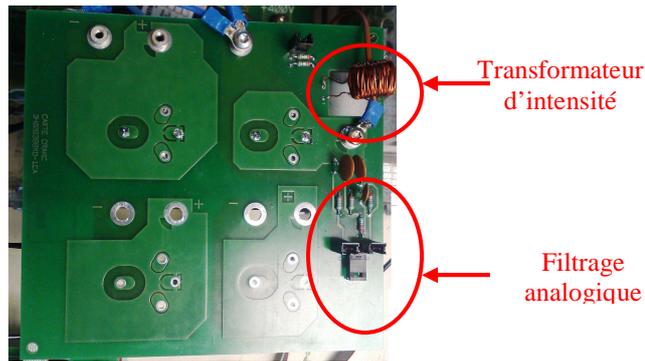


Fig.2: Cartes CRAKC

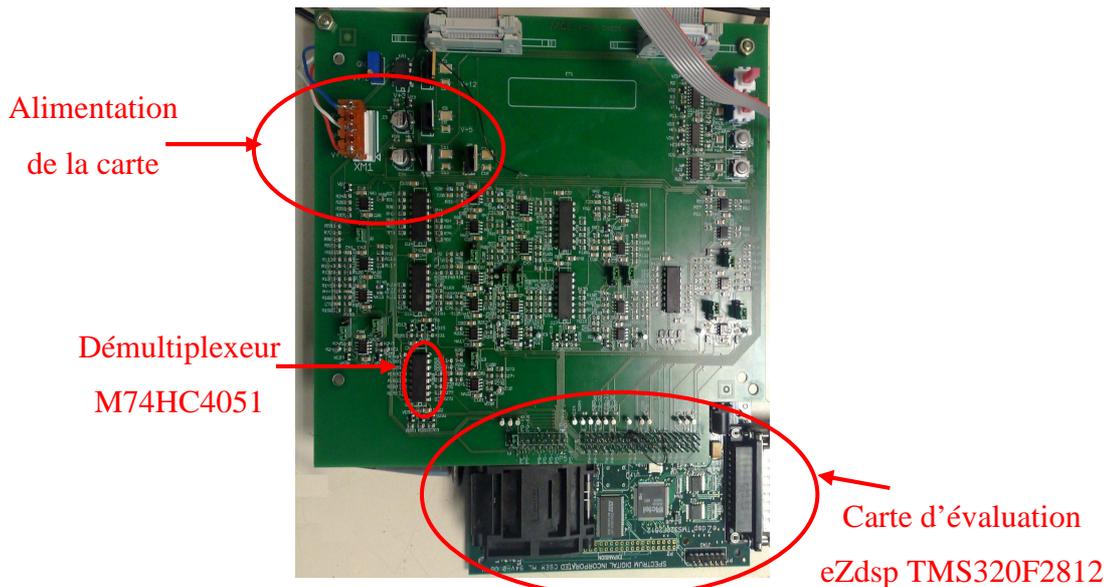


Fig.3: Carte ACQMC

Cette carte présente toutes les chaînes de mesures complètes utilisées pour identifier les paramètres ESR et C sont présentées ci-dessous :

Ces chaînes présentent :

- Le filtrage analogique utilisé pour choisir la bande de fréquence relative à chaque identification de paramètre
- Le gain variable
- Le filtrage anti-repliement
- La mise à échelle pour avoir des mesures utilisées par le convertisseur analogique numérique du DSP (mesures entre 0 et 3V)

Cette carte permet aussi

- L'interface avec la carte d'évaluation eZDSP
- Un circuit pour la génération de la commande (PWM)

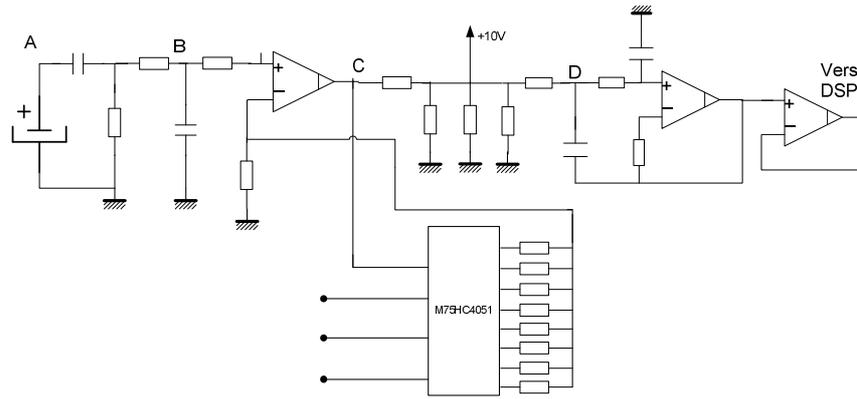


Fig.4 : Chaîne de mesure de tension pour identifier la capacité

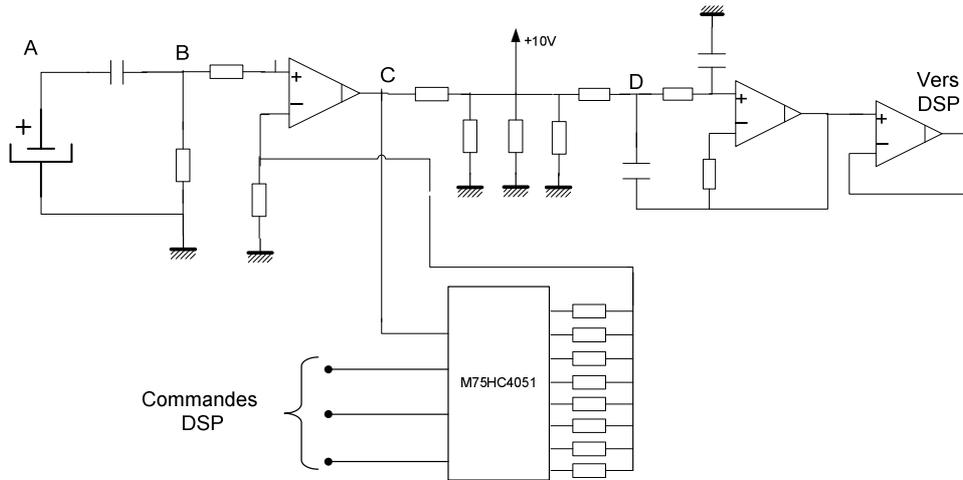


Fig.5 : Chaîne de mesure de tension pour identifier l'ESR

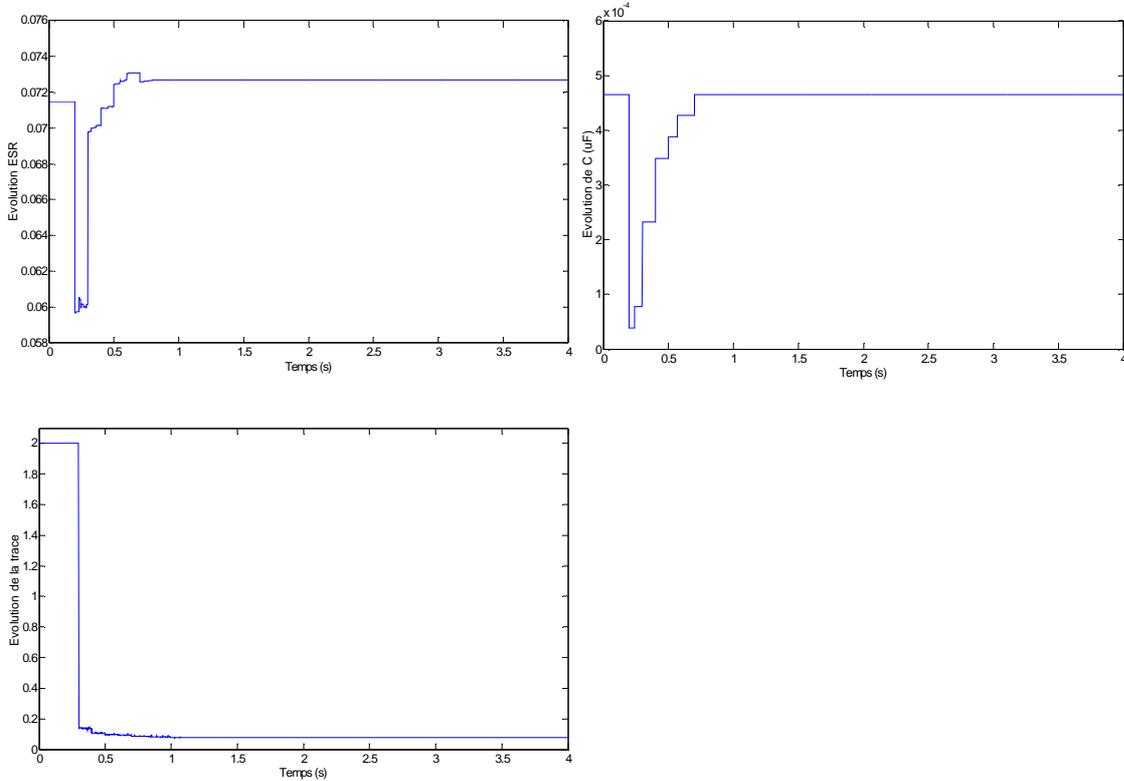


Fig.6 : Evolution des paramètres ESR et C et de la matrice de covariances en temps réel

La carte d'évaluation eZdsp TMS320F2812

Le DSP TMS320F2812 présente les caractéristiques suivantes :

- Son processeur est à 32 bit en virgule fixe
- Le CPU (control processus unit) fonctionne à une fréquence de 150 MHz ce qui correspond à 6.67 ns de temps de Cycle.
- 128 Flash mémoire
- 2 blocs de 4*16 SARAM...

Nous utiliserons essentiellement, le périphérique 'Event Manager' EV A/B ' et le convertisseur analogique/ numérique (CAN) de 12 bits, pour générer notre commande et pour procéder à l'identification des paramètres. De plus, il faut configurer l'environnement de travail du DSP, comme par exemple autoriser les pins d'interruption, choisir la fréquence d'échantillonnage.

Les commandes PWM

La génération des PWMs utilise les fonctions 'GP Timers' et 'Compare units'. En effet, pour ressortir les signaux PWMs, il faut configurer les registres correspondants (Compare Control Register COMCONx et Action Control Register ACTRx).

Le TMS320F2812 a 12 sorties PWMs, les six premières utilisent les trois Compare Units (1/2/3) dans EVA et les six dernières utilisent les trois Compare Units (4/5/6) dans EVB.

De plus, pour générer le signal physique de sortie, un générateur 'Waveform' est utilisé pour générer le signal carré. Chaque fois le compteur atteint la valeur de Compare Units, la sortie de PWM passe de l'état 1 à l'état 0 ou l'inverse. Ce mode de fonctionnement est illustré dans la figure suivante (Fig.4.4)

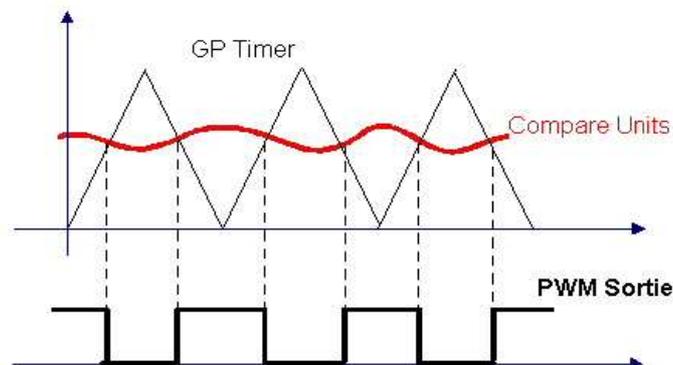


Fig.7 Génération des sorties PWMs

Le Convertisseur Analogique Numérique (CAN)

Le convertisseur analogique/numérique de TMS320F2812 est à 12-bits ADC et ayant 16

chaînes d'entrées. Ces chaînes peuvent être programmées comme deux chaînes de 8 entrées indépendantes ou une seule chaîne mise en cascade de 16 entrées. En plus des chaînes d'entrées, un module 'sample-hold' (S/H) et deux multiplexeurs sont connectés au convertisseur. La structure du CAN est présentée dans la figure suivante (Fig.4.6).

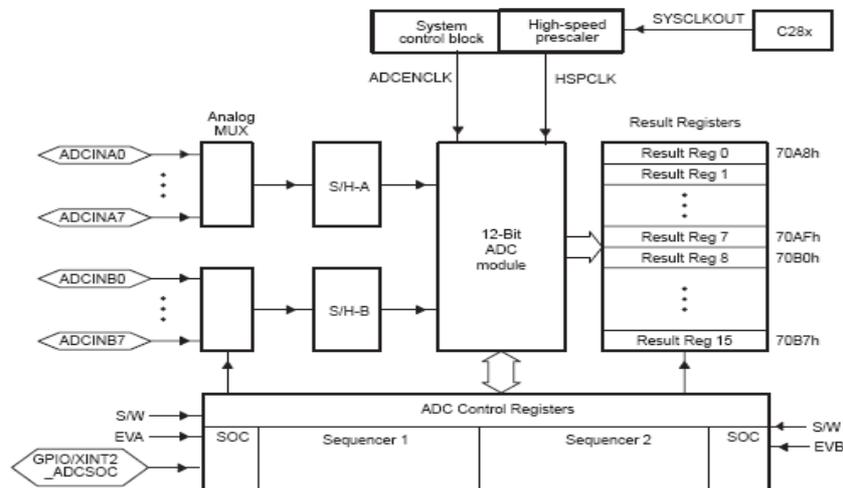


Fig.8 : Structure de l'ADC

Une fois le signal d'entrée choisi par le multiplexeur, il passe par le module (S/H) où il va être échantillonné et stocké avant de passer au module de conversion. La conversion étant terminée, les valeurs numériques seront placées dans le registre des résultats 'Register Results'.

La gestion des Interruptions

La gestion des interruptions au niveau du TMS320F2812 est gérée par un bloc PIE (Peripheral Interrupt Expansion). Ce bloc peut supporter 96 interruptions qui sont groupées par bloc de 8 et chaque groupe est associé sur les 12 lignes d'interruptions du CPU (INT1 to INT12). Chaque interruption est stockée dans son propre emplacement mémoire au niveau de la RAM qui peut être modifiée à tout moment par l'utilisateur.

Dans ce qui suit, nous allons présenter l'environnement utilisé pour la programmation et la surveillance en temps réel du fonctionnement du DSP.

Programmation du DSP

La programmation DSP est faite sous langage C en utilisant un environnement de Texas Instrument à savoir le Code Composer Studio. Cet environnement permet de :

Configurer les options de construction d'un projet (allocation des mémoires, registres,...)

Compilation, détection des erreurs et génération de l'exécutable qui va être transmis vers le DSP.

Suivie en temps réel (valeurs des registres, les Timers, l'état de la mémoire,...)

La figure suivante (Fig.9) représente l'environnement CCS (version 2)

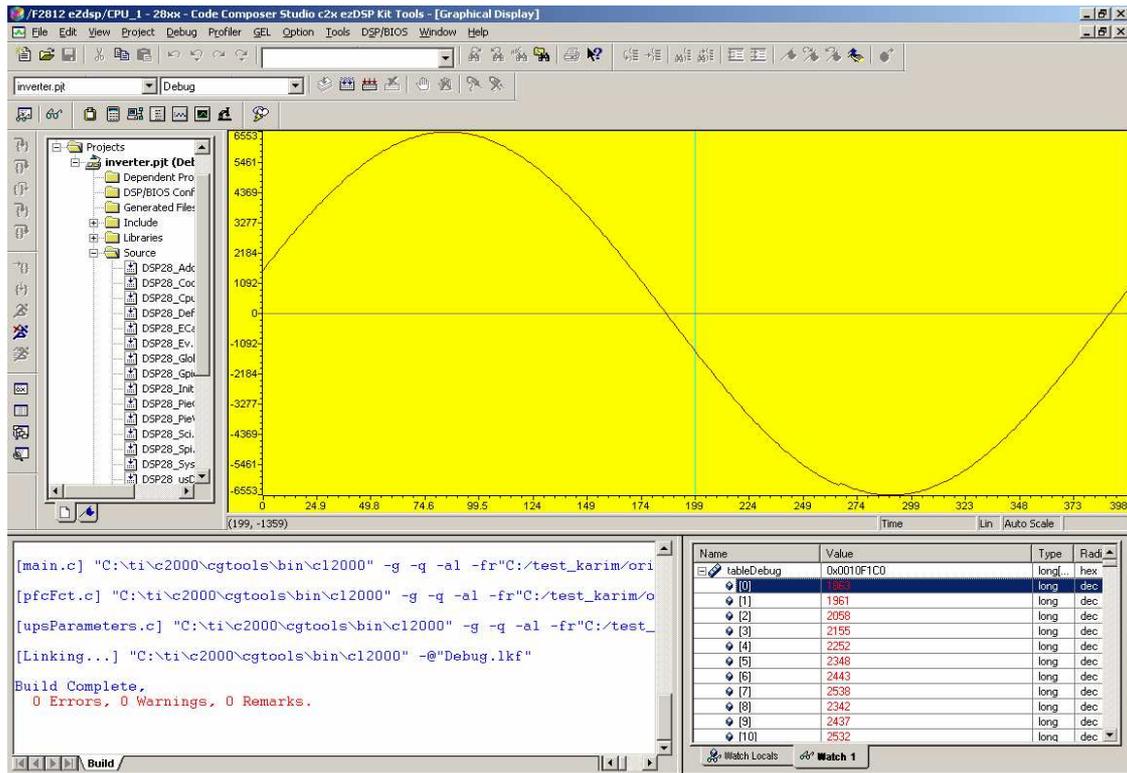
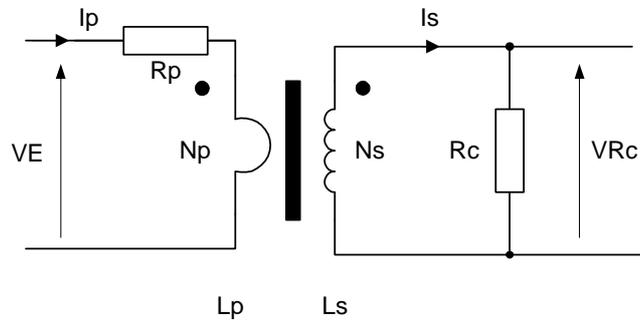


Fig.9 : L'environnement CCS de Texas Instrument

Conception du transformateur d'intensité (TI)

Un transformateur d'intensité T.I pour haute fréquence est expliqué dans le schéma suivant :



T.I. HF BIDIRECTIONNEL

Fig.10 : Dimensionnement du transformateur d'intensité (TI)

D'après la maquette utilisée, les données que nous avons sont :

$I_p = 10A$ (valeur crête)

La tension de mesure est fixée $VR_c = 3.33V$ ce qui permet de ramener 3V au niveau du DSP.

$$\text{On a } VR_c = R_c \cdot \frac{I_p}{N_s} \Rightarrow \frac{VR_c}{I_p} = \frac{R_c}{N_s} = 0.333 \quad (1)$$

Or la résistance ramenée $R_p = \frac{R_c}{N_s^2}$ au primaire doit être inférieure à 10% de l'ESR au niveau

$$ESR \approx 0.03\Omega \rightarrow R_p \approx 0.003\Omega \quad (2)$$

du condensateur avec dans notre cas

(1) et (2) donnent :

$N_s = 111$ spires

$R_c = 36.963 \Omega$

Pour des raisons pratiques nous avons fait 99 spires au secondaire du T.I et pour vérifier l'équation (2) nous avons:

$$Rp = \frac{Rc}{N_s^2} \approx 0.003 \Rightarrow Rc = 0.003.N_s^2 \approx 29.4\Omega$$

Pour R_c et N_s définis ci dessus, nous avons un courant $I_p = \frac{VR_c.N_s}{R_c} = 11.22A$ correspondant au 3V à l'entrée du DSP.

Les caractéristiques du tore Thomson FT16 / MO1 T6 utilisé sont :

La perméabilité $\mu = 4000$

La ligne de champ est $l_{ch} = 40.29mm$

La section est $S_F = 2 * 20 = 40mm^2$ puisque nous utilisons deux tores superposés

Ces caractéristiques permettent de ressortir la pulsation de cassure $\omega_c = \frac{Rc.l_{ch}}{N_s^2 \cdot \mu \cdot S_F} = 3.10^{-2}$

La pulsation fondamentale pour une fréquence de découpage de $f_c = 10kHz$ est $\omega_0 = 2\pi.f_c \approx 31415rd.s^{-1}$

$k = \frac{\omega_0}{\omega_c} \approx 10^6$ donc le TI mis en place permet de restituer jusqu'à 'k fois' les harmoniques

susceptibles de constituer le courant I_p .

Etude comparative sur les différents algorithmes d'estimation des paramètres

Plusieurs simulations et tests sur maquette ont été effectués pour comparer entre les différents algorithmes d'estimation utilisés pour identifier la résistance équivalente série (ESR) et la capacité (C). Un tableau montrant quelques résultats d'estimation des paramètres est présenté ci-dessous :

coefficient de contraction qui est un réglage supplémentaire. En effet, selon le réglage de ce coefficient, nous pouvons trouver des valeurs d'ESR ou de C plus précises que les valeurs obtenues avec les M.C.R., mais pas les deux en même temps. Par contre, il converge moins vite et est beaucoup plus lourd au niveau calcul et temps d'exécution.

Toutefois, si nous voulons une meilleure précision sur les deux paramètres en même temps, les Moindres Carrés Récursifs paraient être le choix à faire. Les différents algorithmes donnent des résultats cohérents mais pas assez précis pour se démarquer de l'algorithme des M.C.R. déjà mis en place. D'ailleurs en ce qui concerne l'algorithme E.S.M.P.E., il est trop lourd. Pour conclure, d'un point de vue de rentabilité, l'algorithme des Moindres Carrés Récursifs donnant des résultats en temps réel sans stockage de mesures et aussi bons ou meilleurs que les autres algorithmes, l'algorithme des Moindres Carrés Récursifs paraient le plus adéquat.

La séparation de l'estimation des paramètres ESR et la capacité C permet d'alléger la plupart des algorithmes et donc de les faire fonctionner en temps réel. L'étude comparative en séparant l'identification des paramètres est présentée dans la figure suivante.

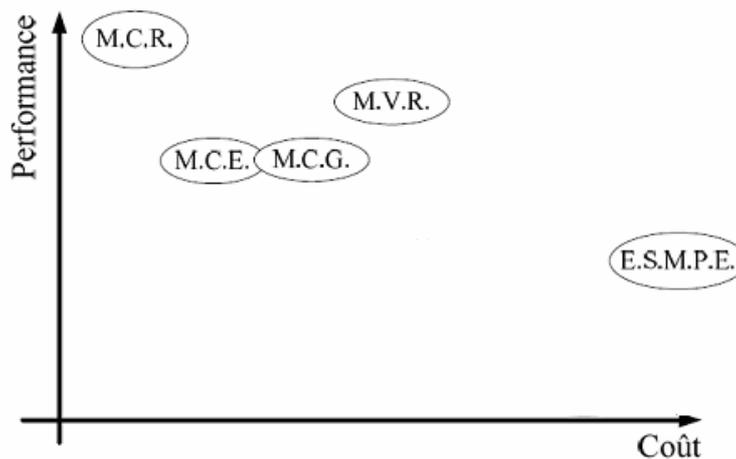


Fig.12 : Bilan pouvant aider au choix de l'algorithme à utiliser sous forme de comparaison

Pour conclure, il résulte que les Moindres Carrés Récursifs (MCR) est l'algorithme, le plus simple, le plus rapide (que ce soit en temps de convergence ou en temps d'exécution) et d'une précision meilleure ou équivalente aux autres algorithmes.

ANNEXE 2 : PROGRAMMES UTILISES SUR MATLAB POUR LES CONDENSATEURS

M.file sous Matlab utilisé pour les analyses FFT

```
%U is the input measurement to analyse
Y = fft(U,512);
%Compute the power spectral density, a measurement of the energy at various
frequencies, using the complex conjugate (CONJ).
% Form a frequency axis for the first 127 points and use it to plot the
result. (The remainder of the 256 points are symmetric.)
%Pyy = Y.*conj(Y)/512;
f = 1000000/256*(0:255);
%plot(f,Y)
plot(f,Pyy(1:256))
title('Power spectral density')
xlabel('Frequency (Hz)')
```

Conditions, modèles et méthodes de simulation sous Matlab

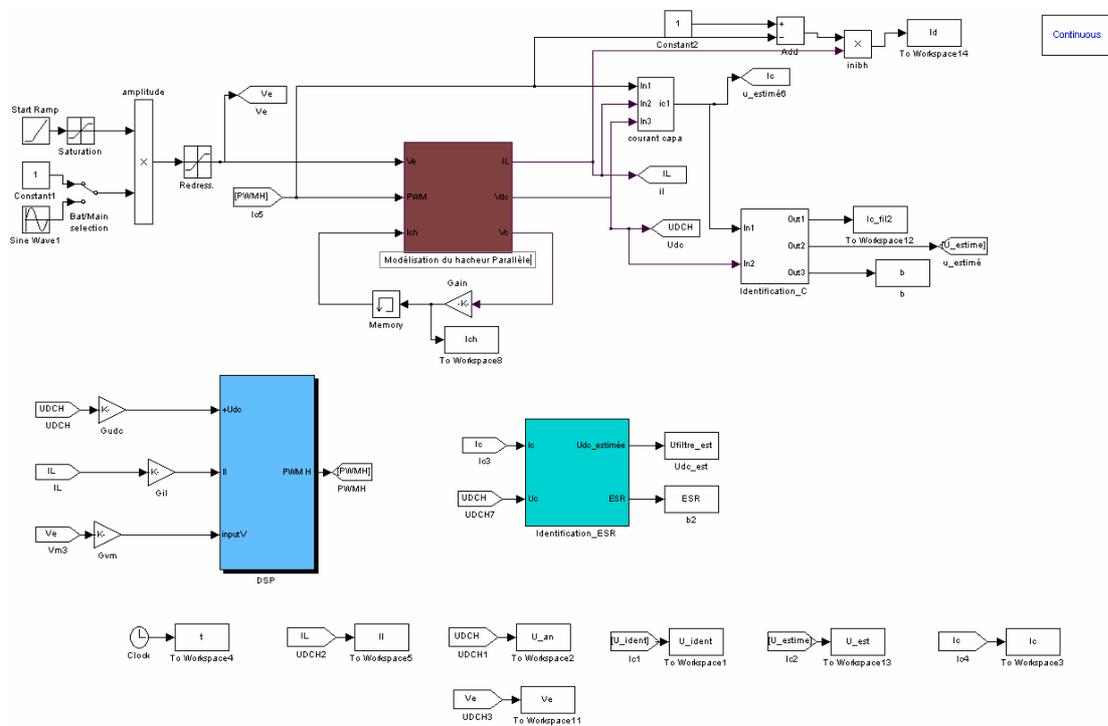


Fig.13 : Simulation complète (Modélisation, régulation et identification)

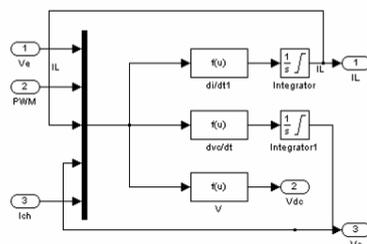


Fig.14 : Modélisation du convertisseur sous forme d'équation d'état

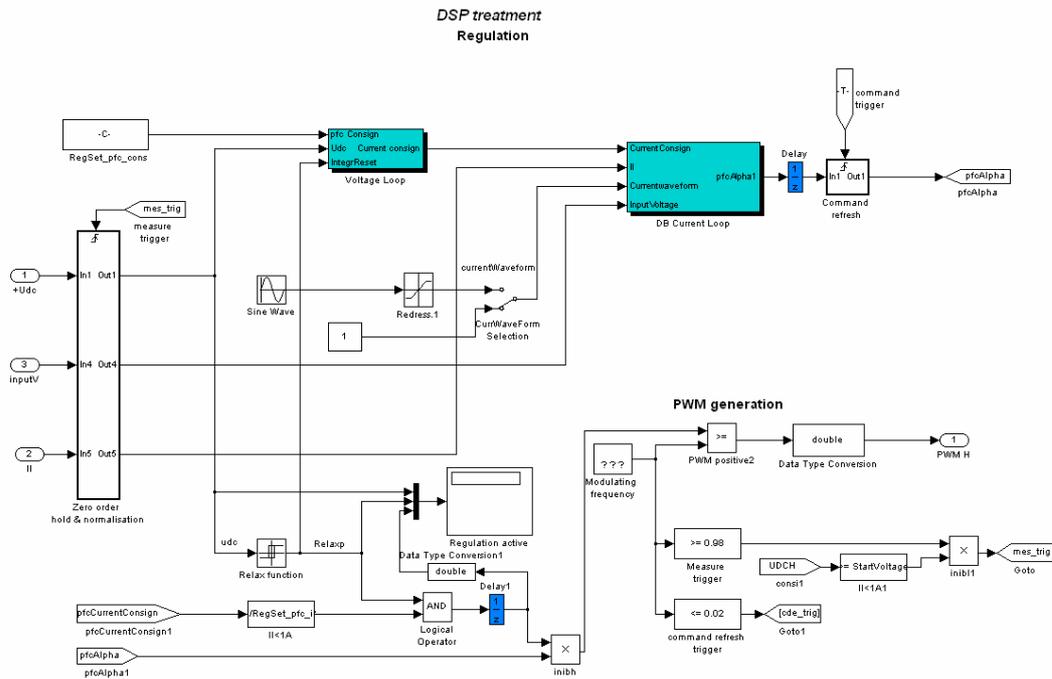


Fig.15 : Simulation de la régulation sous Matlab

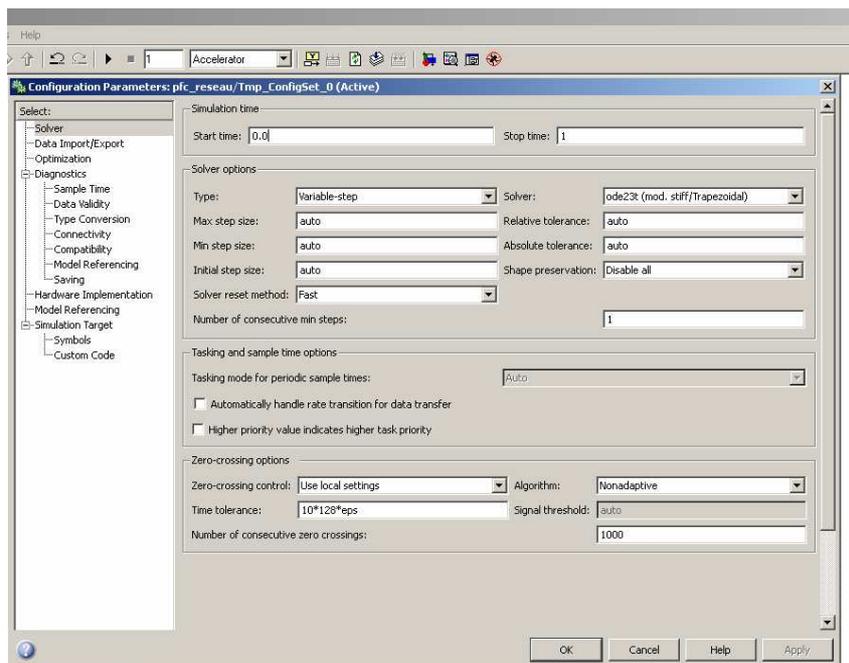


Fig.16 : Conditions de simulation

ANNEXE 3 : PROGRAMMES UTILISES SUR MATLAB POUR LA BATTERIE**M-file : pour le module « Ident_MCR » pour identifier L et R de la batterie**

```

function[sys,v0,str,ts]=Ident_MCR(t,v,u,flag,na,nb,lambda,d,st)
% *****
% Fonction:          Realiser l'algorithme de Moindres Carrés Récursifs
% Cree par:          APC by Shneider Electric, Monbonnot, France
% Date de creation: 08 septembre 2009
% *****

%*0* Introduction :
%ARX
%S-Function pour l'identification des paramètres du système
%Cette fonction comprend une évaluation parametral pour une application en
%ligne en appliquant l'algorithme des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli

%*1* Les arguments d'entrée sont:
% p:      Nombre de paramètres inconnus de theta (p = na+nb)
% lambda: Facteur d'oubli (*ici lambda1 = lambda2 = 1)
% st:     Période de prélèvement d'échantillons
% d:      Retard pur de l'usine
% flag:   les marques de état pour s-fonction
% u:      entrées au bloc
% v:      Vecteur de état v=[ye theta' P' z']'
% t:      Temps
% *** L'utilisateur doit spécifier u,p,lambda,T,d
% z=[-y(k-1),..., -y(k-n)u(k-1),..., u(k-d), u(k-d-1), ..., u(k-d-n)]'

%*2* Les arguments de sortie sont:
% sys = [ye,a_1,...,a_na,b_1,...,b_nb]'
% v0:   Valeur initiale du vecteur de état v
% str:  Reserved for the future use by Matlab

%*3* L'algorithme ARX est (MCR: Moindres carrés récursifs):
% theta(k) = theta(k-1)+P(k)*x(kT)*e(kT)  % x(k) est phi
% e(kT) = y(kT)-x'(kT)*theta'(k-1)      % e(k) est erreur
% P(k) = [P(k-1)-P(k-1)*x'(kT)*x'(kT)*P(k-1)/D]/lambda  % P est F(k)
% D = lambda+x'(kT)*P(k-1)*x(kT)
% theta: Vecteur de paramètres inconnus
% theta = [a_1,...,a_na, b_1,...,b_nb]'
% x: Vecteur de régression, *soit vecteur d'entrées
% P: matrice inverse de variances - covariances, *soit F
% lambda: facteur d'oubli, *ici lambda1 = lambda2 = 1
% Fonctin transfert:
%
%          b1*z + b2
% -----
%          z^2 - a1*z - a2
%
% !!note: cette méthode semble être seulement efficace pour le cas où
%         ordre(Denominateur) > ordre(numérateur)
%-----

```

```

%*****
%flag=0; Elle rend les dimensions des paramètres et les conditions
%initiales (** soit étape "Initialize")
%*****
p=nb+na;
if flag==0
    sys(1)=0;          %* Number of continuous states
    sys(2)=(p+1)^2+d; %* Nbr of discrete states (ici=nbr d'élément de v)
    sys(3)=p+1;       %* Nbr of output
    sys(4)=2;         %* Nbr of input
    sys(5)=0;         %* Must be zero, reserved for root finding
    sys(6)=0;         %* Voir y=C*x+D*u, si D=0 alors sys(6)=0, sinon =1
    sys(7)=1;         %* Nbr of sample times, this is the number of rows
                    %* in ts

    % Conditions initiales
    P=eye(p,p)*1e12;
    %* pour v0, on met 0 partout pour ye, theta, P(soit F) et z
    v0=[0,zeros(p,1)',P(:)',zeros(p+d,1)']';
    ts=[st,0];
    str=[];           % obligatoire=[]en matlab

%*****
%flag=2 Elle rend la condition discrète v (k+1) correspondante aux
%paramètres évalués après (** soit étape "Update")
%*****
elseif abs(flag)==2

    theta=v(2:p+1);
    P=zeros(p,p);
    P(:)=v(p+2:p*p+p+1); %* F(k), p*p matrix
    yk= u(2);           %* yk et uk : entrées de block; u(2) est la sortie de modèle
    uk= u(1);          % u(1) est l'entrée de modèle
    z=v(p*p+p+2:(p+1)*(p+1)+d); %* [-y(k-1),...,y(k-n),u(k-d),...,u(k-n-d)]
    x=[z(1:na)',z(na+d+1:p+d)']';
    ye=x'*theta;       % the same as ye=theta'*x
    err_est=yk-ye;
    D=lambda+x'*P*x;
    P=(1/lambda)*(P-(P*x*x'*P)/D);
    theta=theta+P*x*err_est;
    z=[yk z(1:na-1)' uk z(na+1:p+d-1)']';

    %Calcul de la sortie estimée
    x=[z(1:na)',z(na+d+1:p+d)']';
    ye=x'*theta;
    sys=[ye,theta',P(:)',z]'; % v(k+1) = sys

%*****

```

```
%flag=3 Elle rend theta et ye, seulement dans les instants de prélèvement
%d'échantillons (** soit étape "Output")
%*****
elseif flag==3

    sys=[v(1),v(2:p+1)']'; % output=[ye,a_1,...a_na,b_1,...,b_nb ]

%*****
%flag=4 Elle rend le temps de prélèvement des échantillons
% (** soit étape "Get time of next variable hit")
%*****
elseif flag==4

    %ns=t/st;
    %sys=(1+floor(ns+1e-13*(1+ns)))*st;
    sys=t+st;

%*****
%flag=9 (** soit étape "Termination"_ additional routines at the end)
%*****
elseif flag==9

    theta=v(2:p+1+d);

    a1 = theta(1)
    a2 = theta(2)
    b1 = theta(3)
    b2 = theta(4)

    num=[theta(3) theta(4)];
    den=[1 -theta(1) ];
    printsys(num,den,'z')

    R_estime = (b1+b2)/2 % résistance estimée
    L_estime = (b1-b2)*st/4 % inductance estimée

end
```

ANNEXE 4 : RESULTATS DE SIMULATION POUR L'APPLICATION DE EKF SUR LA BATTERIE AU PLOMB

Plusieurs essais sont effectués pour vérifier le bon fonctionnement du filtre développé :

- essai avec la valeur de C_{bulk} constante
- essai avec la valeur de C_{bulk} décroissante
- essai avec la valeur de C_{bulk} évolue de manière sinusoïdale
- essai de convergence : pour le cas où les valeurs initiales $\hat{x}(0|0)$ sont différentes que les valeurs initiales définies dans le modèle numérique

Dans la simulation, les valeurs initiales ci-dessous sont utilisées :

$$C_{bulk} = 88000F \quad C_s = 80F \quad R_e = 0.00375\Omega \quad R_s = 0.00375\Omega \quad R_t = 0.00275\Omega$$

$$Q = \begin{bmatrix} 0.3^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.3^4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.3^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.3^6 \end{bmatrix} \quad R = 10$$

Les matrices Q et R sont obtenus par des essais de simulation avec différentes valeurs.

Les résultats de simulations sont présentés ci-dessous :

Essai avec la valeur de C_{bulk} constante :

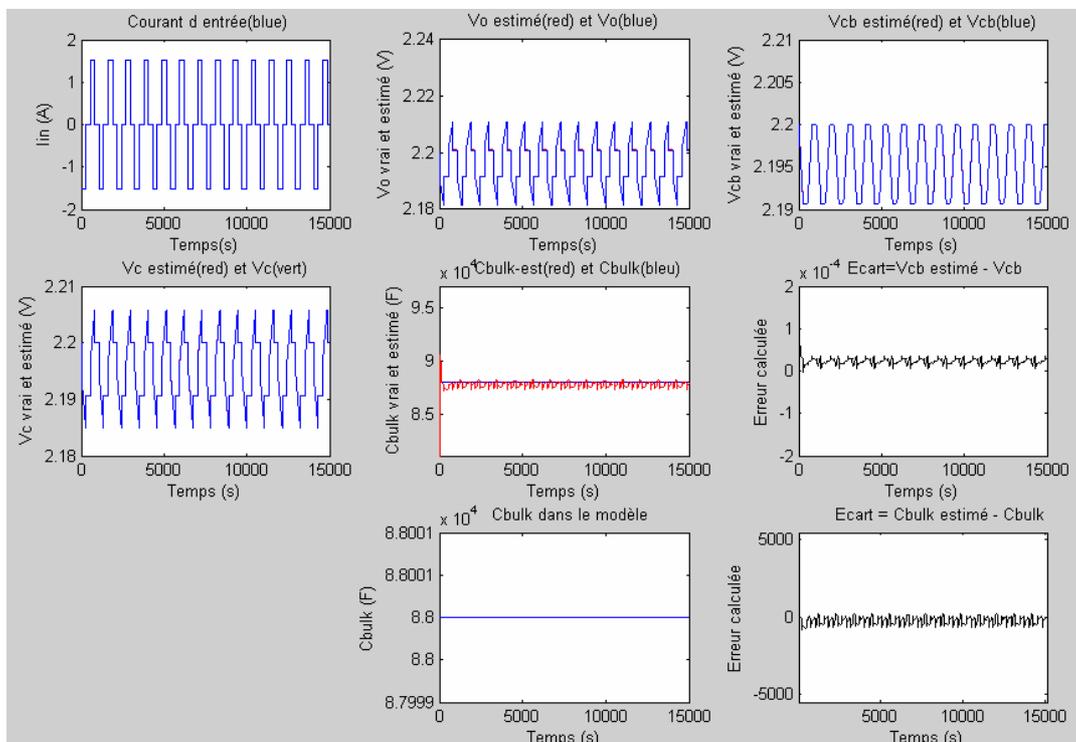


Fig.17 Résultat d'essai avec la valeur de C_{bulk} constante

Essai avec la valeur de C_{bulk} décroissante :

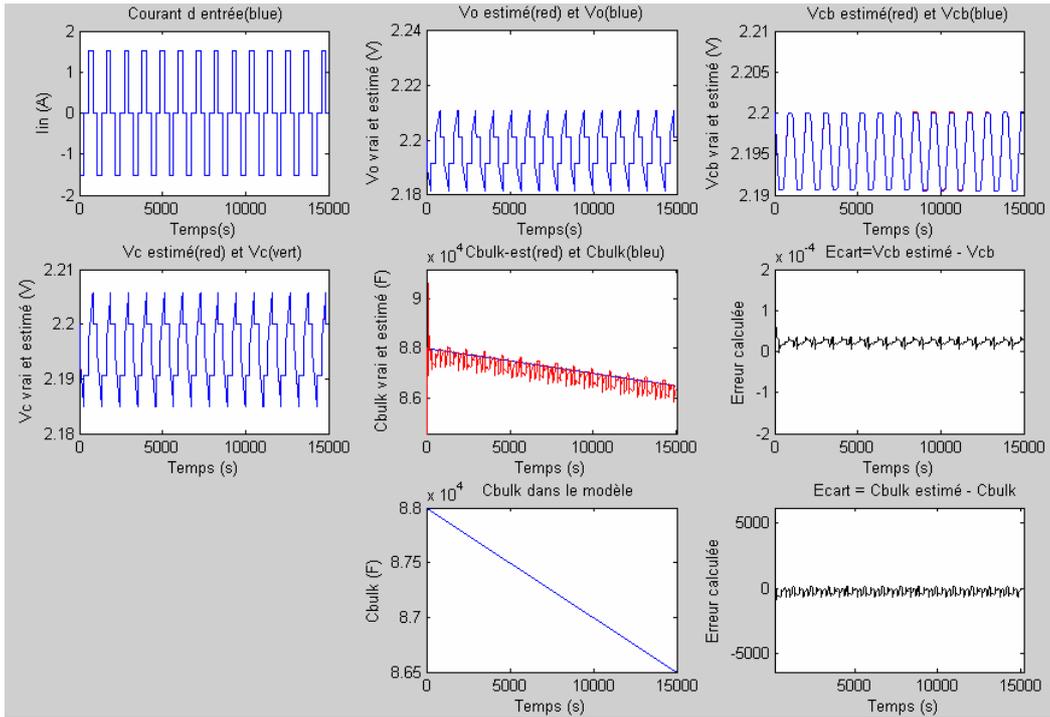


Fig.18 : Résultat d'essai avec la valeur de C_{bulk} décroissante

Essai avec la valeur de C_{bulk} évolue de manière sinusoïdal :

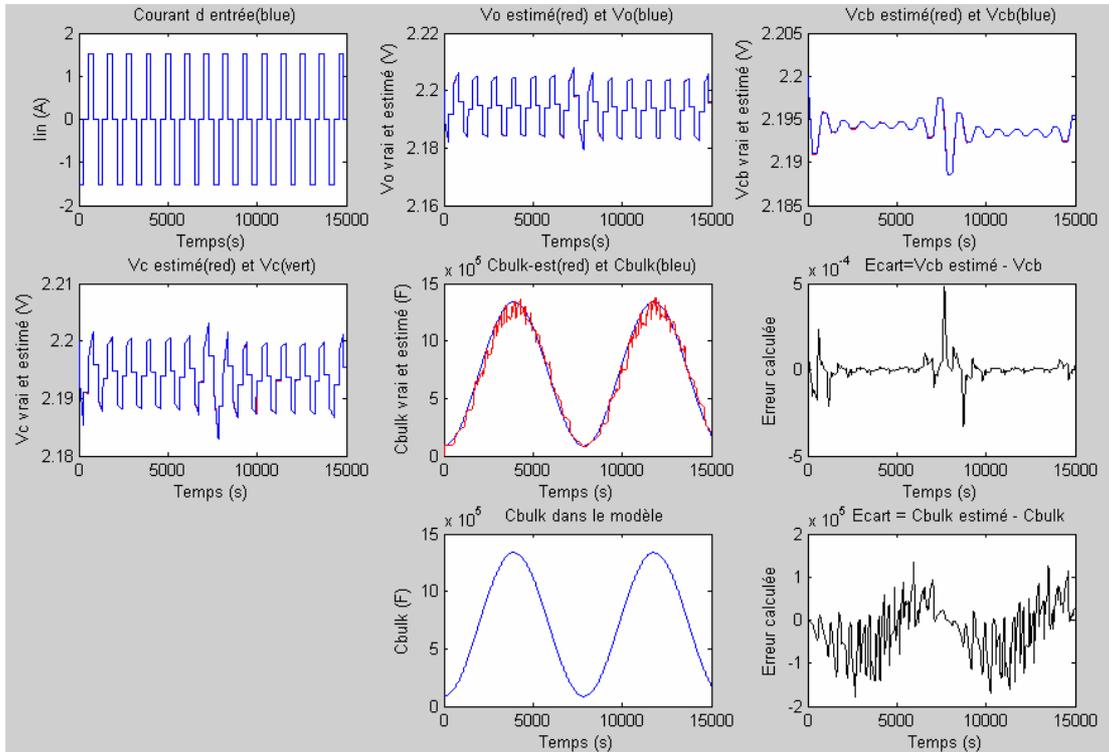


Fig.19 : Résultat d'essai avec la valeur de C_{bulk} évolue sinusoïdalement

A partir des trois essais, on voit bien que le filtre de Kalman étendu arrive à suivre l'évolution de la valeur de C_{bulk} , V_{cb} , V_{cs} et V_o .

Essai de convergence :

Dans cet essai, les valeurs initiales de C_{bulk} , V_{cb} , V_{cs} et V_{o} sont définies de manière qu'il y a une différence importante entre les valeurs initiales du modèle numérique et celles du filtre de Kalman étendu, comme dans le tableau ci-dessous. Si le filtre de Kalman étendu marche correctement, les valeurs estimées par le filtre de Kalman étendu vont converger vers les valeurs sortant du modèle numérique.

Valeur initiale	Modèle numérique	Filtre de Kalman étendu
V_{cb}	2.2 V	1.2 V
V_{cs}	2.2 V	1.2 V
V_{o}	2.2 V	1.2 V
C_{bulk}	88000 F	66000F

Les résultats de simulation sont donnés dans les figures (Fig.14 et Fig.15) ci-dessous. A partir des résultats, on peut voir que les valeurs estimées par le filtre de Kalman étendu convergent vers les valeurs du modèle numérique après une période d'oscillation.

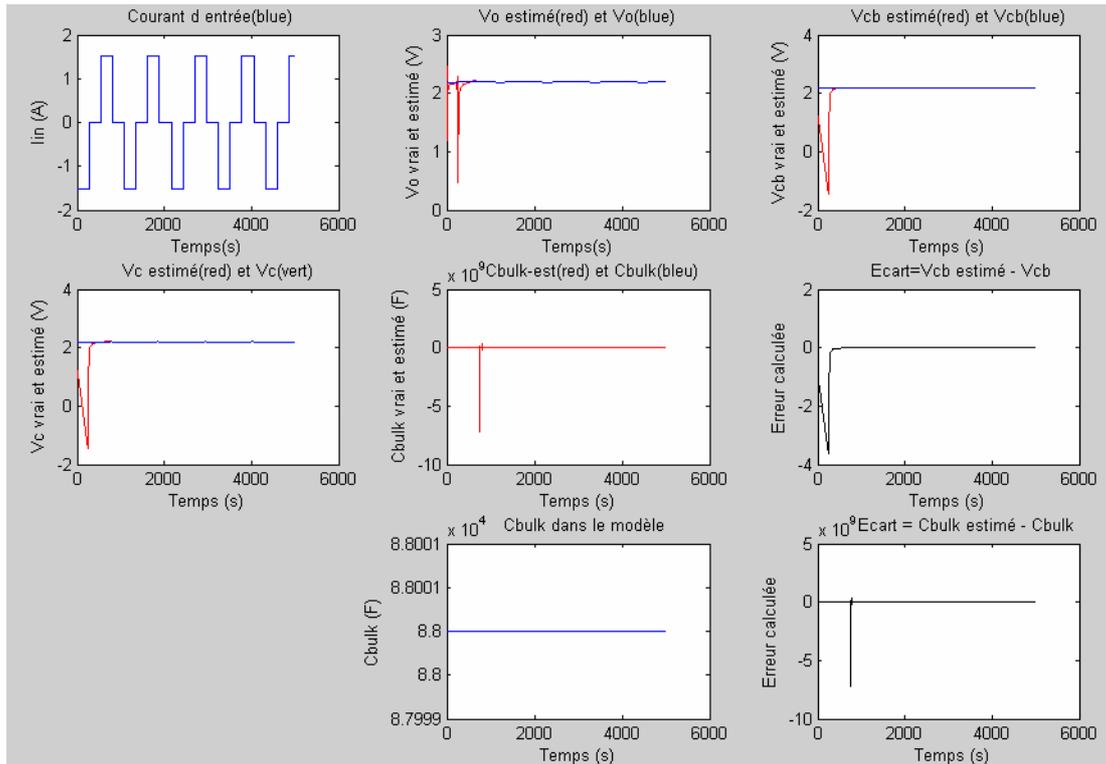


Fig. 20 Résultats de simulations d'essai de convergence

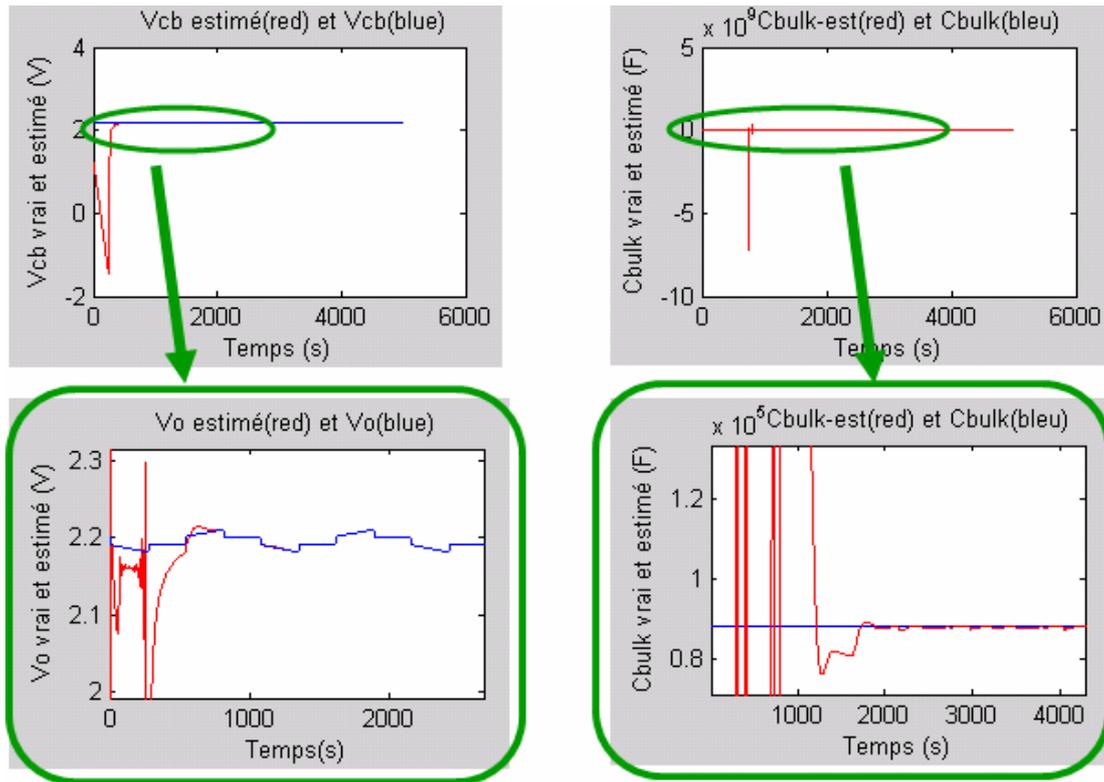


Fig.21 : Zoom sur les résultats de C_{bulk} et V_{cb}

A partir des résultats de simulation, on peut voir que le filtre de Kalman étendu développé est capable de suivre les évolutions des paramètres dans le modèle numérique, le bon fonctionnement du filtre est ainsi vérifié.

Résultat de simulation avec des données expérimentales

Le schéma de simulation est donné dans la Fig.16

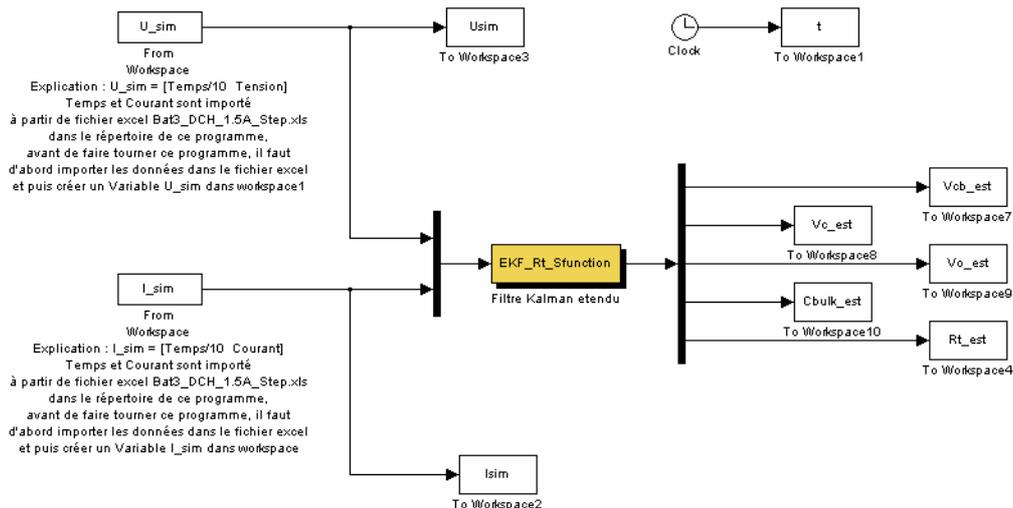


Fig.22 : Schéma de simulation pour le nouveau filtre de Kalman étendu

En utilisant la même entrée dans la simulation avec l'entrée riche, nous obtenons le résultat présenté dans la Fig.17 ci-dessous.

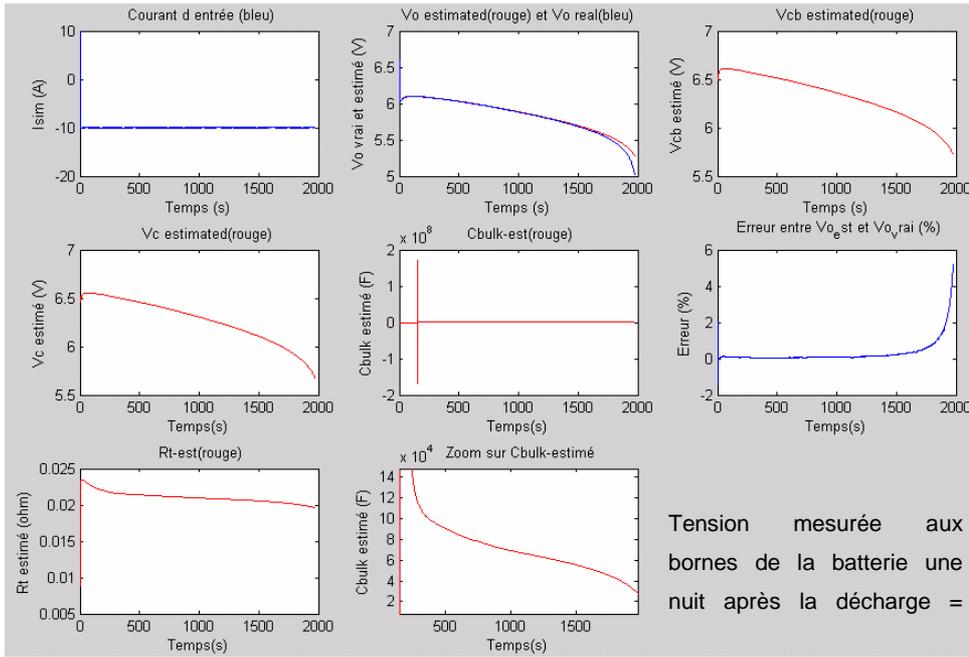


Fig.23 : Résultat de simulation avec courant constant 10 A

La valeur finale de V_{cb} estimée par le filtre de Kalman étendu est de 5.73 V, l'erreur entre la valeur estimée de V_{cb} et la tension de circuit ouvert de la batterie est environs 3.5%, qui est plus précise que dans le cas de la Fig.18 où la valeur finale de V_{cb} estimée est 5.45V.

Par contre, la valeur de C_{bulk} décroît aussi beaucoup pendant la décharge.

En utilisant la même entrée dans la simulation avec décharge de puissance constante, nous obtenons le résultat présenté dans la figure (Fig.18).

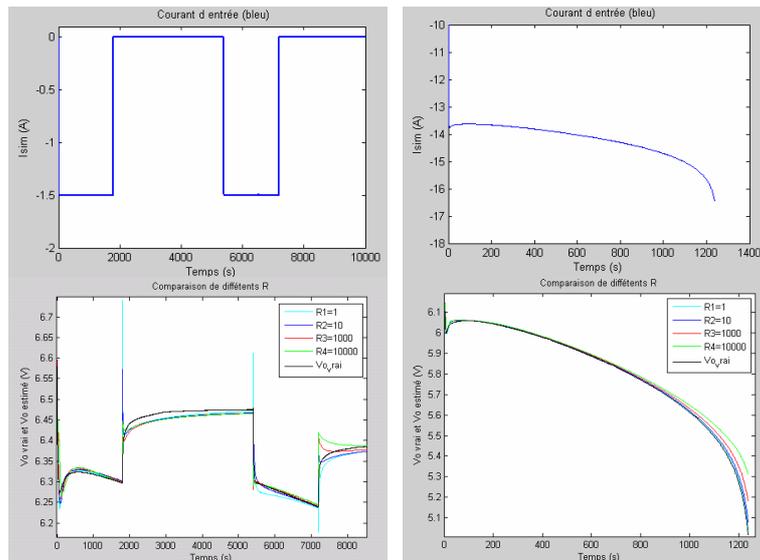


Fig.24 : Résultats de simulations de la réponse V_O pour différentes matrices R

Explication du filtre de Kalman Étendu (EKF)

Pour expliquer le principe du filtre de Kalman étendu, prenons l'exemple de la figure 3.4 et supposons qu'on a un système non linéaire qui est représenté par les équations d'état suivantes :

$$\dot{x} = f(x, u) + \omega \quad (1)$$

$$z = h(x) + v \quad (2)$$

Avec :

- u vecteur d'entrées mesurées, $u \in \mathbf{R}^l$
- x vecteur d'état (états internes du système), $x \in \mathbf{R}^n$
- z vecteur de sorties mesurées, $z \in \mathbf{R}^m$
- ω bruit de modèle représentant l'inexactitude du modèle, $\omega \in \mathbf{R}^p$
- v bruit de mesure, $v \in \mathbf{R}^m$

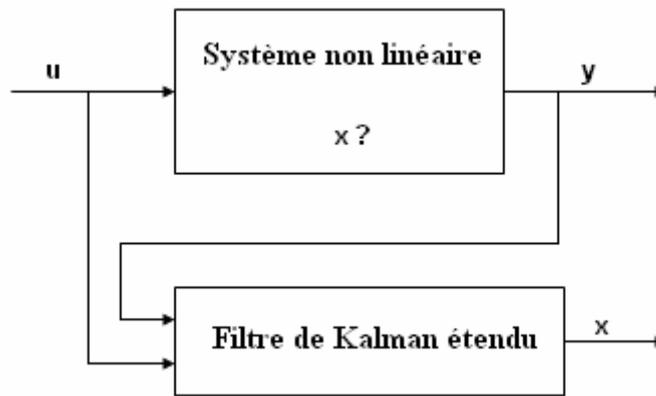


Figure 3.4 Utilisation du filtre de Kalman étendu

Supposons que le temps d'échantillonnage est suffisamment petit afin que pendant une période T_c , l'évolution du système peut être considérée comme linéaire au tour du point de fonctionnement (x_0, u_0) . A chaque instant d'échantillonnage, le filtre de Kalman étendu a besoin donc d'un modèle de petit signal du système à partir d'une linéarisation du modèle décrit par (12) et (13). Pour linéariser le modèle autour du point de fonctionnement (x_0, u_0) , on utilise la méthode d'expansion de série de Taylor :

$$f(x, u) = f(x_0, u_0) + F_x(x_0, u_0) \cdot (x - x_0) + F_u(x_0, u_0) \cdot (u - u_0) + \mathbf{T.O.E} \quad (3)$$

$$h(x, u) = h(x_0) + H_x(x_0) \cdot (x - x_0) + \mathbf{T.O.E} \quad (4)$$

où :

$F_x \in \mathbf{R}^{n \times n}$, $F_u \in \mathbf{R}^{n \times l}$, $F_x \in \mathbf{R}^{m \times n}$ sont les matrices de Jacobian données par :

$$F_x(x_0, u_0) = \left. \begin{Bmatrix} \partial f_1 / \partial x_1 & \cdots & \partial f_1 / \partial x_n \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \partial f_n / \partial x_1 & \cdots & \partial f_n / \partial x_n \end{Bmatrix} \right|_{x=x_0, u=u_0} \quad (5)$$

$$F_u(x_0, u_0) = \left. \begin{Bmatrix} \partial f_1 / \partial u_1 & \cdots & \partial f_1 / \partial u_l \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \partial f_n / \partial u_1 & \cdots & \partial f_n / \partial u_l \end{Bmatrix} \right|_{x=x_0, u=u_0} \quad (6)$$

$$H_x(x_0) = \left. \begin{Bmatrix} \partial h_1 / \partial x_1 & \cdots & \partial h_1 / \partial x_n \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \partial h_m / \partial x_1 & \cdots & \partial h_m / \partial x_n \end{Bmatrix} \right|_{x=x_0, u=u_0} \quad (7)$$

T.O.E représente « Termes d'ordres plus élevés ».

Identique au filtre de Kalman simple, le filtre Kalman étendu contient aussi deux phases récursives : Prédiction et Correction. On va maintenant utiliser les équations ci-dessus pour établir l'algorithme du filtre de Kalman étendu :

Etablissement de l'équation de « Prédiction » :

En négligeant les **T.O.E** (les termes d'ordres plus élevés), on peut écrire l'équation (8) comme :

$$f(x_0, u_0) = F_x(x_0, u_0) \cdot x_0 + F_u(x_0, u_0) \cdot u_0 + [f(x, u) - F_x(x_0, u_0) \cdot x - F_u(x_0, u_0) \cdot u] \quad (8)$$

Si (x, u) est suffisamment proche de (x_0, u_0) , on peut écrire l'équation (19) comme :

$$f(x_0, u_0) \approx F_x(x_0, u_0) \cdot x_0 + F_u(x_0, u_0) \cdot u_0 \quad (9)$$

A chaque instant t , connaissant l'entrée nominale $u^*(t)$, on peut donc calculer l'état nominal $x^*(t)$ et la sortie nominale $z^*(t)$ par les équations suivantes :

$$\dot{x}^*(t) = f[x^*(t), u^*(t)] \quad (10)$$

$$z^*(t) = h[x^*(t)] \quad (11)$$

Selon (8), on peut donc écrire :

$$f[x^*(t), u^*(t)] \approx F_x[x^*(t), u^*(t)] \cdot x^*(t) + F_u[x^*(t), u^*(t)] \cdot u^*(t) \quad (12)$$

Le filtre de Kalman donne l'estimé de l'état à l'instant t en utilisant la connaissance du système et des mesures courantes. Maintenant on va utiliser le terme $\hat{x}(t|t_k)$ pour représenter l'estimé de l'état à l'instant t basé sur les informations jusqu'à l'instant $t = t_k$, et on va utiliser le terme $\hat{x}(k+1|k)$ pour représenter $\hat{x}(t|t_k)$. Définissons :

$$\delta\hat{x}(t|t_k) = \hat{x}(t|t_k) - x^*(t) \quad \text{avec } t \in [t_k, t_{k+1}] \quad (13)$$

En linéarisant l'équation d'état concernant $\hat{x}(k|k)$ à chaque instant t_k , on peut voir que :

$$x^*(t) = \hat{x}(t|t_k), \quad \forall t \in [t_k, t_{k+1}] \quad (14)$$

Par conséquent, $\delta\hat{x}(t|t_k) = 0$, et en substituant (25) dans (21), on peut ensuite déduire :

$$\hat{x}(k+1|k) = \hat{x}(k|k) + \int_{t_k}^{t_{k+1}} f[x(\tau|t_k), u^*(\tau)]d\tau$$

(26) L'équation (26) est appelée l'équation de prédiction du filtre de Kalman étendu. Notons bien qu'ici $x^*(t_{k+1}) = \hat{x}(k+1|k)$.

Comme on a linéarisé le modèle au point du fonctionnement $[x^*(t), u^*(t)]$, et comme $u^*(t)$ est fixé pendant l'intervalle de $[t_k, t_{k+1}]$, donc pour $t \in [t_k, t_{k+1}]$, $F_x[x^*(t), u^*(t)]$ et $F_u[x^*(t), u^*(t)]$ sont constants et sont exprimés par :

$$F_x[x^*(t), u^*(t)] = F_x[\hat{x}(k|k), u^*(t_k)] \quad (15)$$

$$F_u[x^*(t), u^*(t)] = F_u[\hat{x}(k|k), u^*(t_k)] \quad (16)$$

Pareille pour $H_x[x^*(t)]$, on a :

$$H_x[x^*(t)] = H_x[\hat{x}(k+1|k)] \quad (17)$$

On va utiliser par la suite F_x , F_u , H_x pour représenter respectivement (15), (16), (17). On peut donc avoir :

$$f[\hat{x}(k|k), u^*(t_k)] \approx F_x \cdot \hat{x}(k|k) + F_u \cdot u^*(t_k) \quad (18)$$

Une solution pour l'équation (30) est :

$$\hat{x}(k+1|k) = \Phi(t_{k+1}, t_k) \cdot \hat{x}(k|k) + \int_{t_k}^{t_{k+1}} \Phi(t_{k+1}, \tau) \cdot F_u \cdot u^*(t_k) d\tau \quad (19)$$

Avec :

$$\Phi(t_{k+1}, t_k) = e^{F_x \cdot T_c} \quad \text{et} \quad T_c = t_{k+1} - t_k \quad (20)$$

Pour la simplicité, on va utiliser par la suite $\Phi(k+1, k)$ pour représenter $\Phi(t_{k+1}, t_k)$. En utilisant la méthode d'expansion de série de Taylor, on peut rendre $e^{F_x \cdot T_c}$ en :

$$e^{F_x \cdot T_c} = 1 + F_x \cdot T_c + F_x^2 \cdot \frac{T_c^2}{2} + F_x^3 \cdot \frac{T_c^3}{3!} + \dots \quad (21)$$

Pour un temps d'échantillonnage suffisamment petit, on peut utiliser le terme suivant pour les équations de prédiction et correction :

$$e^{F_x \cdot T_c} \approx 1 + F_x \cdot T_c \quad (22)$$

On peut donc avoir :

$$\Phi(k+1, k) = \mathbf{I} + \mathbf{F}_x \cdot T_c \quad (23)$$

En utilisant ce résultat dans (31) et sachant que l'entrée mesurée $u(t) = u^*(t)$ est constante pour $t \in [t_k, t_{k+1}]$, on peut donc écrire le terme intégral en (31) par :

$$\begin{aligned} \int_{t_k}^{t_{k+1}} \Phi(t_{k+1}, \tau) \cdot F_u \cdot \tau &= \int_{t_k}^{t_{k+1}} [\mathbf{I} + \mathbf{F}_x \cdot (t_{k+1} - \tau)] \cdot F_u \cdot \tau \\ &\approx F_u \cdot T_c + F_x \cdot F_u \cdot T_c - F_x \cdot F_u \cdot \int_{t_k}^{t_{k+1}} \tau d\tau \\ &\approx F_u \cdot T_c + F_x \cdot F_u \cdot \frac{T_c^2}{2} \approx F_u \cdot T_s \end{aligned} \quad (24)$$

On va représenter $F_x \cdot F_u$ par $\Psi(k+1, k)$, on a donc finalement l'équation de prédiction :

$$\hat{x}(k+1|k) = \Phi(k+1, k) \cdot \hat{x}(k|k) + \Psi(k+1, k) \cdot u(k) \quad (25)$$

Avec :

$$\Phi(k+1, k) = \mathbf{I} + \mathbf{F}_x \cdot T_c \text{ et } \Psi(k+1, k) = F_u \cdot T_c$$

Etablissement de l'équation de « Correction » :

L'équation de correction du filtre de Kalman étendu est donnée par :

$$\hat{x}(k+1|k+1) = \hat{x}(k+1|k) + K(k+1) \cdot \{z(k+1) - \hat{z}(k+1|k)\} \quad (26)$$

Avec :

$$\hat{z}(k+1|k) = h[\hat{x}(k+1|k)] \quad (27)$$

Le gain de filtre $K(k+1)$ est une matrice de dimension $n \times m$, le calcul de $K(k+1)$ est donné par les équations suivantes :

$$P(k+1|k) = \Phi(k+1, k) \cdot P(k|k) \cdot \Phi^T(k+1, k) + Q(k+1, k) \quad (28)$$

$$K(k+1) = P(k+1|k) \cdot H_x^T(k+1) \cdot [H_x(k+1) \cdot P(k+1|k) \cdot H_x^T(k+1) + R(k+1)]^{-1} \quad (29)$$

$$P(k+1|k+1) = [\mathbf{I} - K(k+1) \cdot H_x(k+1)] \cdot P(k+1|k) \quad (30)$$

Où $\mathbf{I} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ est une matrice d'unité, $P(k+1|k+1) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ est la matrice de covariance d'erreur, $Q(k+1, k)$ et $R(k+1)$ sont respectivement les matrices de covariance de $\omega(k)$ et $v(k)$ dans (1) et (2). En pratique, $Q(k+1, k)$ et $R(k+1)$ peuvent être initialisés par matrices constantes diagonales $Q \in \mathbf{R}^{p \times p}$ et $R \in \mathbf{R}^{m \times m}$.

Résumé de l'algorithme du filtre de Kalman étendu :

En bref, l'utilisation du filtre de Kalman étendu est résumée par les étapes suivantes :

Etape 1 : Décrire le système non linéaire par des équations d'état :

$$\dot{x} = f(x, u) + \omega$$

$$z = h(x) + v$$

Etape 2 : Déterminer les valeurs initiales de T_c , $\hat{x}(0|0)$, $P(0|0)$, Q et R .

Pour chaque instant k :

Etape 3 : Calculer F_x et F_u à chaque instant k :

$$F_x(x_k, u_k) = \left. \begin{Bmatrix} \partial f_1 / \partial x_1 & \cdots & \partial f_1 / \partial x_n \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \partial f_n / \partial x_1 & \cdots & \partial f_n / \partial x_n \end{Bmatrix} \right|_{x=x_k, u=u_k}$$

$$F_u(x_k, u_k) = \left. \begin{Bmatrix} \partial f_1 / \partial u_1 & \cdots & \partial f_1 / \partial u_l \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \partial f_n / \partial u_1 & \cdots & \partial f_n / \partial u_l \end{Bmatrix} \right|_{x=x_k, u=u_k}$$

Etape 4 : Calculer $\Phi(k+1, k)$ et $\Psi(k+1, k)$:

$$\Phi(k+1, k) = \mathbf{I} + F_x \cdot T_c$$

$$\Psi(k+1, k) = F_u \cdot T_c$$

Etape 5 : Calculer l'état estimé a priori $\hat{x}(k+1|k)$:

$$\hat{x}(k+1|k) = \Phi(k+1, k) \cdot \hat{x}(k|k) + \Psi(k+1, k) \cdot u(k)$$

Etape 6 : Calculer $P(k+1|k)$:

$$P(k+1|k) = \Phi(k+1, k) \cdot P(k|k) \cdot \Phi^T(k+1, k) + Q$$

Etape 7 : Calculer H_x

Etape 8 : Mettre à jour le gain de Kalman K :

$$K(k+1) = P(k+1|k) \cdot H_x^T \cdot [H_x \cdot P(k+1|k) \cdot H_x^T + R]^{-1}$$

Etape 9 : Mettre à jour la matrice de covariance d'erreur

$$P(k+1|k+1) = [\mathbf{I} - K(k+1) \cdot H_x] \cdot P(k+1|k)$$

Etape 10 : Calculer l'état estimé a posteriori $\hat{x}(k+1|k+1)$:

$$\hat{x}(k+1|k+1) = \hat{x}(k+1|k) + K(k+1) \cdot \{z(k+1) - \hat{z}(k+1|k)\}$$

avec :

$$\hat{z}(k+1|k) = h[\hat{x}(k+1|k)] = H_x \cdot \hat{x}(k+1|k)$$

Etape 11 : Revenir à l'étape 3 pour prochain instant $k+1$

ANNEXE 5 : DATASHEET DE LA BATTERIE HRL634W [17]

Powered by



HRL 634W ▶ 6V 34W

HRL 634W is specially designed for high efficient discharge application. Its characteristics are high energy density, small footprint and high discharge efficiency. It can be used for more than 260 cycles at 100% discharge in cycle service, up to 8 years in standby service.



Specification

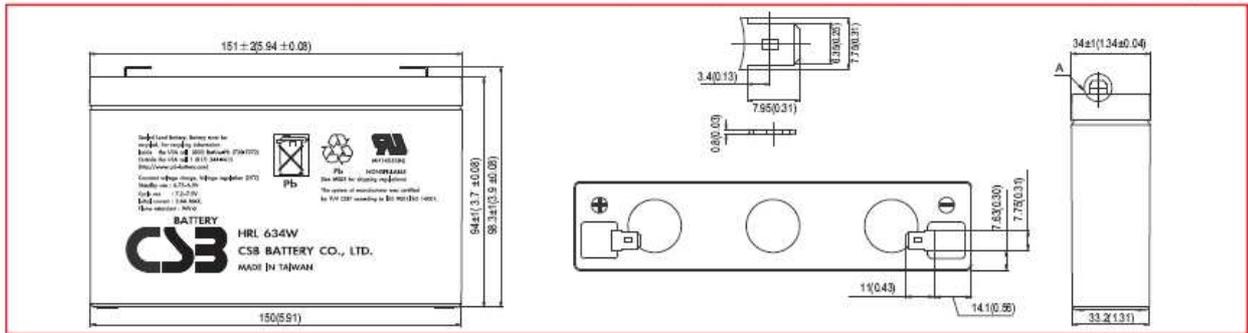
Cells per unit	3
Voltage per unit	6
Capacity	34W @ 15min-rate to 1.67V per cell @25°C(77°F) 8.5Ah @ 20hr-rate to 1.75V per cell @25°C(77°F)
Weight	Approx.1.32 kg(2.91 lbs)
Maximum Discharge Current	130A(5sec)
Internal Resistance	Approx. 10mΩ
Operating Temperature Range	Discharge: -15°C~50°C (5°F~122°F) Charge: -15 °C~40°C (5°F~104°F) Storage: -15°C~40°C (5°F~104°F)
Nominal Operating Temperature Range	25°C±3°C (77°F±5°F)
Float Charging Voltage	6.75 to 6.9 VDC/unit Average at 25°C(77°F)
Recommended Maximum Charging Current Limit	3.4A
Equalization and Cycle Service	7.2 to 7.5 VDC/unit Average at 25°C(77°F)
Self Discharge	CSB Batteries can be stored for more than 6 months at 25°C (77°F). Please charge batteries before using. For higher temperatures the time interval will be shorter.
Terminal	F2-Faston Tab 250
Container Material	ABS(UL 94-HB/File E50263)*Flammability resistance of (UL 94-V0/File E88637) can be available upon request.



CSB-manufactured batteries are UL-recognized components under UL924 and UL1989. CSB is also certified by ISO 9001 and ISO 14001.

Dimensions :

Overall Height (H)	Container height (h)	Length (L)	Width (W)
Unit: mm (inch)	98.3±1 (3.9±0.08)	94±1 (3.7±0.08)	151±2 (5.94±0.08)
			34±1 (1.34±0.04)



Constant Current Discharge Characteristics Unit:A (25°C, 77°F)

F.V/Time	2MIN	4MIN	6MIN	8MIN	10MIN	15MIN	20MIN	30MIN	60MIN	90MIN
1.60V	60.4	47.4	37.6	30.9	26.6	18.7	14.4	10.3	5.84	4.66
1.67V	56.5	44.4	35.4	29.3	25.2	18.6	14.3	10.2	5.80	4.63
1.70V	54.9	43.1	34.2	28.6	24.6	18.5	14.2	10.1	5.78	4.62
1.75V	51.9	40.7	32.3	27.0	23.8	18.3	14.1	10.0	5.74	4.57
1.80V	48.9	37.9	30.6	25.8	23.0	18.1	13.9	9.94	5.69	4.52
1.85V	45.4	35.1	28.6	24.6	22.0	17.9	13.8	9.84	5.65	4.47

Constant Power Discharge Characteristics Unit:W (25°C, 77°F)

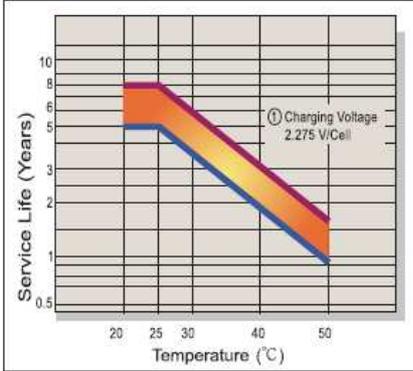
F.V/Time	2MIN	4MIN	6MIN	8MIN	10MIN	15MIN	20MIN	30MIN	60MIN	90MIN
1.60V	327	260	209	175	150	110	84.0	60.7	34.6	27.7
1.67V	312	246	197	167	143	109	82.6	60.3	34.5	27.6
1.70V	305	240	192	163	140	108	82.0	59.7	34.4	27.5
1.75V	292	228	183	155	135	104	81.0	59.3	34.2	27.3
1.80V	278	215	173	147	129	100	80.0	58.9	33.9	27.1
1.85V	265	203	164	139	123	96.0	79.0	58.1	33.7	26.9

HRL 634W

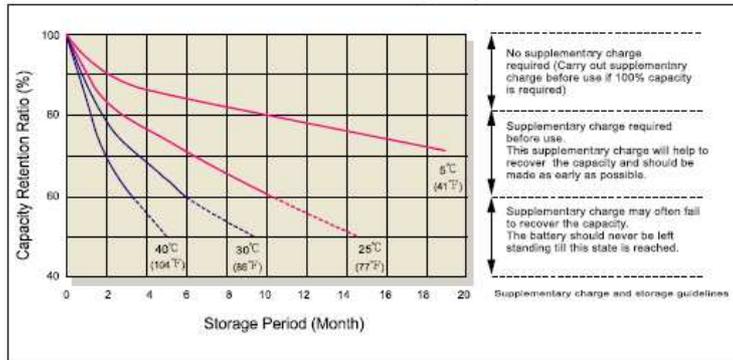
6V 34W



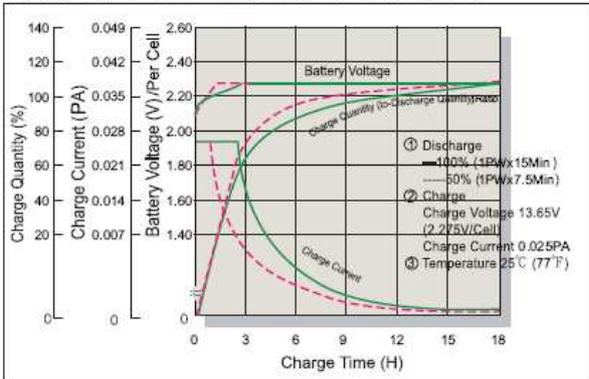
Trickle (or Float) Service Life



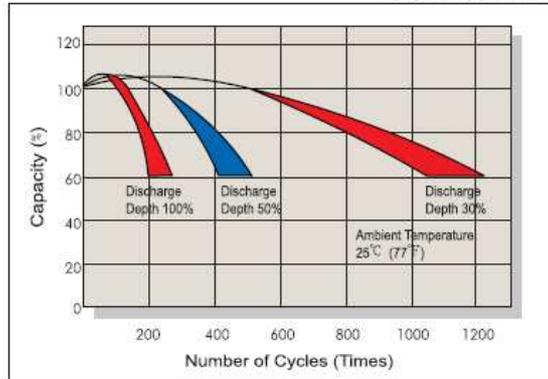
Capacity Retention Characteristic



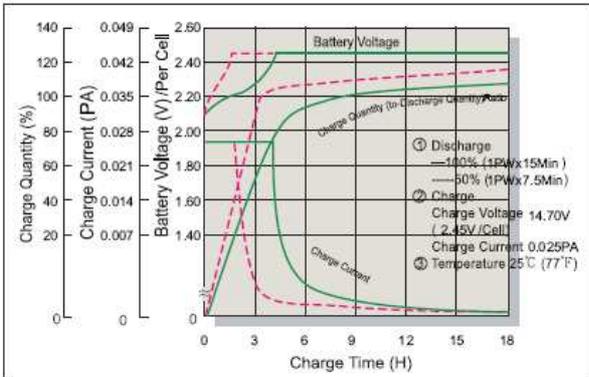
Battery Voltage and Charge Time for Standby Use



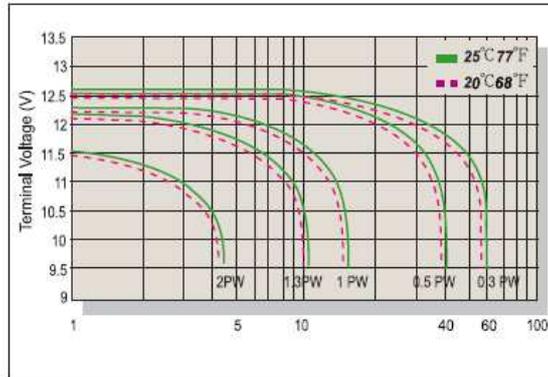
Cycle Service Life



Battery Voltage and Charge Time for Cycle Use



Terminal Voltage (V) and Discharge Time



Charging Procedures

Application	Charge Voltage(V/Cell)			Max.Charge Current
	Temperature	Set Point	Allowable Range	
Cycle Use	25°C (77°F)	2.45	2.40~2.50	0.1PA
Standby	25°C (77°F)	2.275	2.25~2.30	

Discharge Current VS. Discharge Voltage

Final Discharge Voltage V/Cell	1.75	1.70	1.60	1.30
Discharge Power(W)	0.1P>(W)	0.1P≤(W)<0.25P	0.25P≤(W)<1.0P	(W)≥1.0P

Sales Office URL:WWW.CSB-BATTERY.COM

CSB BATTERY CO., LTD.
TAIWAN OFFICE
 Tel: +886-2-2555-5600
 Fax: +886-2-2555-3300
 E-mail: service@csb-battery.com.tw

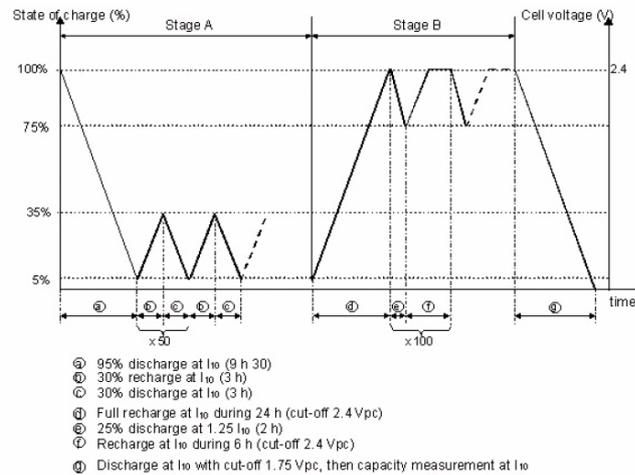
CSB BATTERY LOGISTICS (SHANGHAI) CO., LTD.
SHANGHAI OFFICE
 Tel: +86-21-5046-1622, 5046-0833
 Fax: +86-21-5064-3314
 E-mail: chinasis@csb-battery.com

CSB BATTERY TECHNOLOGIES, INC
USA OFFICE
 Tel: +1-817-244-7777(1-800-CSBUSA(272872))
 Fax: +1-817-244-4445
 E-mail: csb@csb-battery.com

CSB BATTERY LOGISTICS (SHANGHAI) CO., LTD.
BEIJING OFFICE
 Tel: +86-10-6597-8060, 6597-8070
 Fax: +86-10-6597-8050
 E-mail: chinasis@csb-battery.com

CSB BATTERY OF NETHERLANDS B.V
EUROPE OFFICE
 Tel: +31(0)180 418 140
 Fax: +31(0)180 418 327
 E-mail: eurosales@csb-battery.eu

CSB BATTERY LOGISTICS (SHANGHAI) CO., LTD.
SHENZHEN OFFICE
 Tel: +86-755-8831-6488/6396/16356
 Fax: +86-755-8831-6548
 E-mail: she@csb-battery.com.cn

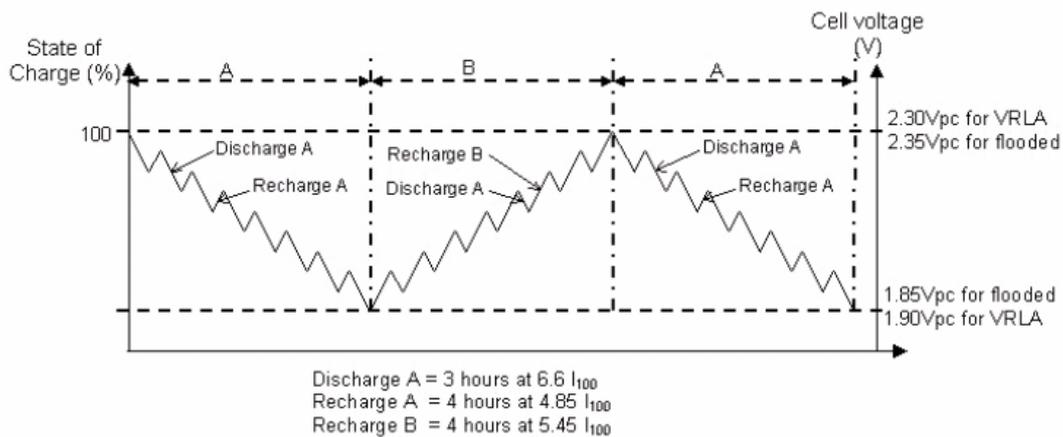
ANNEXE 6 : VIEILLISSEMENT DE LA BATTERIE**Sept procédures de vieillissement de la batterie [35]****IEC 61427 Standard cycling test procedure**

1 - IEC 61427 Standard cycling test procedure

The test conditions are as follows:

- Fifty cycles of 30 % depth of discharge are carried out between 5 and 35 % SOC, and then a hundred cycles are carried out between 75 and 100 % SOC. These 150 cycles are immediately followed by a capacity measurement and form a test sequence,
- A period lasts about 50 days. There are between 3 and 10 periods in a single test, requiring 5 to 16 months to complete the procedure. Several test sequences are repeated until an "end of test" criterion is reached,
- The temperature of the battery bath is 40 °C (The high temperature at which the test takes place aims at accelerating the degradation and thus reducing the time necessary to reach the end of life criterion).

NFC Standard cycling test procedure



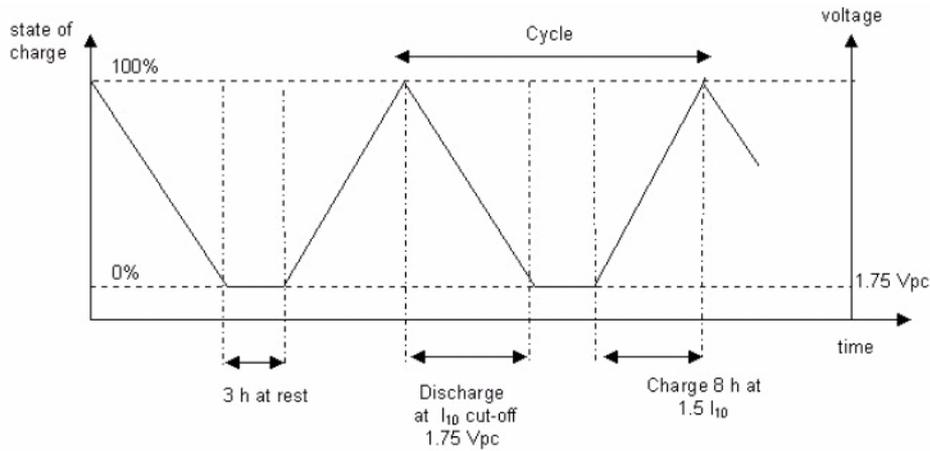
2 - NFC Standard cycling test procedure

The test conditions are as follows:

- A complete test sequence consists of three stages (stage A, stage B and stage A again) and two capacity measurements (C_{10} and C_{100}).
- In stage A, the battery undergoes shallow cycles with 3 hours discharge at the $6.6 \cdot I_{100}$ rate and recharge for 4 hours at the $4.85 \cdot I_{100}$ rate until the low voltage threshold is reached. The charging regime is not sufficient to fully charge the battery so that the SOC of the battery progressively decreases during stage A. The number of cycles needed to reach the low voltage threshold ranges from 30 to 80 cycles, depending on the battery type;
- In stage B, the battery undergoes shallow cycles with the same discharge regime as in stage A and 4 hours recharge at the $5.45 \cdot I_{100}$ rate so that the SOC of the battery progressively increases with cycling. The number of cycles in stage B is by definition the same as in stage A
- A test sequence lasts between 50 and 90 days. The total duration ranges from 3 to 10 test sequences, therefore from 3 months to two years. Several test sequences are repeated until an "end of test" criterion is reached

The temperature of the battery bath is $40\text{ }^{\circ}\text{C}$ (this value is not representative of climate conditions in temperate countries but is used to accelerate the test procedure).

PPER cycling test procedure

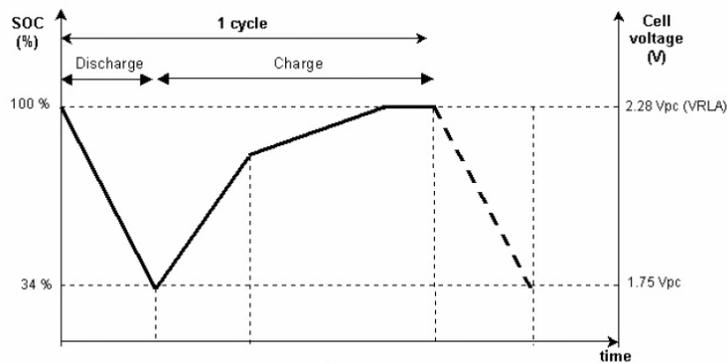


3 - PPER cycling test procedure

The test conditions are as follows:

- The battery is discharged at the I_{10} rate until a cut-off voltage of 1.75 V per cell, left at free potential for 3 hours and recharged for 8 hours at the $1.5 \cdot I_{10}$ rate,
- Each cycle induces an ageing effect on the battery and measures the C_{10} capacity at the same time (this allows the close control of the changes in the evolution of the capacity).
- Several cycles are repeated until an "end of test" criterion is reached. The total duration ranges from 2 weeks to 4 months.
- The temperature of the battery bath is 25 °C.

QUALIBAT cycling test procedure



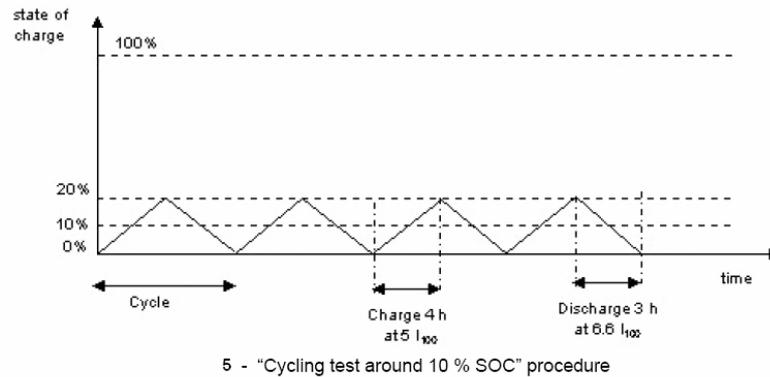
4 - QUALIBAT cycling test procedure

The test conditions are as follows:

The cycling test for flooded batteries requires 3 cycles per day at a relatively deep depth of discharge (66 %) and high current. For the VRLA products 1.5 cycles per day are performed at a similar depth of discharge and lower current. A total of 50 or 100 cycles of charge/discharge are followed by a capacity measurement and this forms a test sequence,

Several test sequences are repeated until an "end of test" criterion is reached. A test sequence lasts between one and two months. Total duration ranges from one to seven months, The temperature of the battery bath is 40 °C.

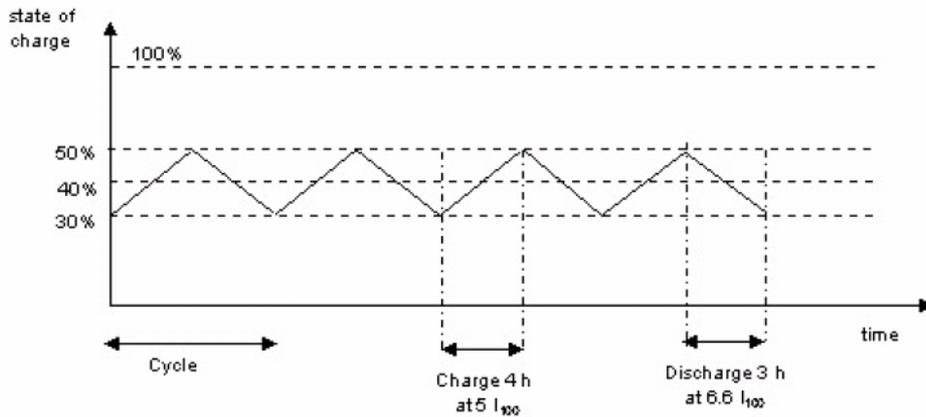
Cycling test around 10% SOC procedure



The test conditions are as follows:

- Prior to the beginning of cycling, a discharge is made to 1.75 Vpc (0 % SOC),
- Three hundred cycles of charge/discharge in a low state of charge (10 %) are followed by two capacity measurements (C_{10} and C_{100}) and form a test sequence,
- A correction is made after each cycle in order to avoid a drift in the state of charge (automatic calculation of the recharge coefficient),
- Several test sequences are repeated until an "end of test" criterion is reached. A test sequence lasts about three months. The total duration of the test procedure ranges from three months to more than one year,
- The battery bath temperature is 40 °C.

Cycling test around 40% SOC procedure

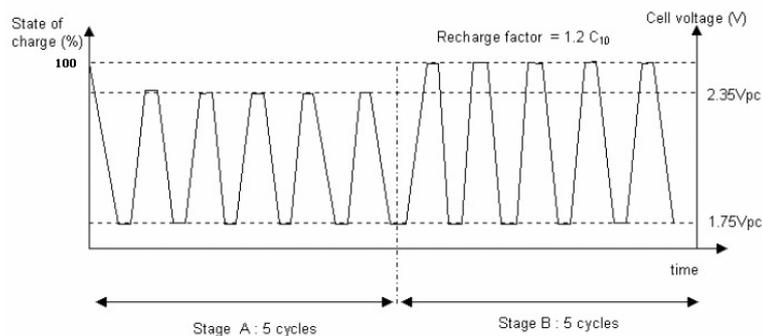


6 - "Cycling test around 40 % SOC" procedure

The test conditions are as follows:

- Prior to the beginning of cycling, a discharge at I_{10} is made to 30 % SOC (amperehour counting),
- Three hundred cycles of charge/discharge in a medium state of charge (40 %) are followed by two capacity measurements (C_{10} and C_{100}) and form a test sequence,
- Several test sequences are repeated until an "end of test" criterion is reached. A test sequence lasts about three months. The total duration ranges from three months to more than one year,
- The battery bath temperature is 40 °C.

DRE Cycling test procedure



7 - DRE cycling test procedure

The test conditions are as follows:

- Stratification is established by applying 5 charge/discharge cycles with a

recharge limited by a high voltage threshold (2.35 Vpc). Such a threshold voltage is insufficient for fully recharging the batteries. These cycles are followed by 5 cycles with a recharge coefficient of $1.2 \cdot C_{10}$. The applied overcharge thus enables the battery to recover from the sulphation induced during the 5 first cycles with low recharge. The development of the restored capacities allows an evaluation of the ability of the battery to recover its initial state. The series of 10 cycles is followed by a capacity measurement and form a test sequence,

- Several test sequences are repeated until an "end of test" criterion is reached. A test sequence lasts about 12 days. The total duration ranges from 3 to 16 test sequences, therefore from 1 to 7 months,
- The battery bath temperature is 25 °C.

Programme pour l'expérimentation de vieillissement

Programme d'édition						
Programme	Titre		Commentaire		Système de destin.	
CycleAge	Aging Cycle		An_Aging		MBT	
Pas	Repère	Procédure	Valeur nominale	Limite	Action	Enregistrement
1		POS				STANDARD
2		POS		> 10.0 V < 4.5 V > 29.9 A	STO STO STO	
3		PAU		5 sec		
4		PARALLEL 2				
5		DEB	CycFile			
6		FICHIER	CycFile			
7		POS	Timer2 = 8 h			
8		POS	Timer1 = 7 h			
9		CHA	2.0 A	> 7.275 V		1 sec
10		CHA	7.275 V	Timer1		2 sec
11		PAU		10 min		2 sec
12		DCH	60.3 Watt	< 5.01 V Timer2		0.10 sec
13		PAU		Timer2		2 sec
14		CYC	13*			
15		STO				

Explications du programme :

- Pas 2 : imposer les seuils de sécurité
- Pas 3 : pause de 5 seconds
- Pas 4 : mettre en parallèle la voie de décharge (soit voie 2)
- Pas 5 : début du cyclage
- Pas 6 : sauvegarde des données pour chaque cycle
- Pas 7 : définir un compteur (Timer1) de 8 heures
- Pas 8 : définir un compteur (Timer2) de 7 heures
- Pas 9 : charge à courant constant de 2A jusqu'à 7.275V
- Pas 10 : charge à tension constante de 7.275V jusqu'à la fin de Timer1
- Pas 11 : pause de 10 minutes
- Pas 12 : décharge à puissance constante de 60.3W jusqu'à 5.01V ou à la fin de Timer2
- Pas 13 : Pause jusqu'à la fin de Timer2
- Pas 14 : définir le nombre de cyclage à 13, revenir à Pas 5 si le nombre de cyclage > 0
- Pas 15 : stop

BIBLIOGRAPHIE

- [1]. A. Delaille, “ Développement de méthodes d’évaluation de l’état de charge et de l’état de santé des batteries utilisées dans les systèmes photovoltaïques”, Thèse de Doctorat, Université de Paris VI, Octobre 2006.
- [2]. A. Kirchev, A. Delaille, M. Perrin, E.Lemaire, F.Mattera, “Studies of the pulse charge of lead-acid batteries for PV applications, part II. Impedance of the positive plate revisited”, *Journal of Power Sources*, 2007
- [3]. A. Lahyani, “Surveillance et Diagnostic d’Etat des Condensateurs Electrolytiques dans les Convertisseurs Statiques”, Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Février 1998.
- [4]. A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, and P.J. Viverge, "Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply," *IEEE Transactions on Power Electronics*, No. 6, pp. 1197 - 1207, 1998.
- [5]. A. M. Imam, T. G. Habetler, R. G. Harley, and D.M. Divan, “Condition monitoring of electrolytic capacitor in power electronic circuits using adaptive filter modeling,” *Proc. of IEEE PESC*, pp. 601–607, Sept. 2005.
- [6]. A. M. Imam, T. G. Habetler, R. G. Harley, and D.M. Divan, “Real-Time Condition Monitoring of the Electrolytic Capacitors for Power Electronics Applications,” *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1057 – 1061, 2007
- [7]. A.H. Anbuky, P.E. Pascoe, “VRLA battery state-of-charge estimation in telecommunication power systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol-47 N°3 (2000) p 565-573.
- [8]. A.J. Salkind, C. Fennie, P. Singh, T. Atwater, D.E. Reisner, “Determination of state-of-charge and state-of-health of batteries by fuzzy logic methodology”, *Journal of Power Sources* Vol-80 (1999)p. 293-300.
- [9]. A.Kirchev, A.Delaille, M. Perrin, E.Lemaire, F.Mattera, “Studies of the pulse charge of lead-acid batteries for PV applications, part II. Impedance of the positive plate revisited”, *Journal of Power Sources*, 2007
- [10]. B.S. Bhangu, P. Bentley, D.A. Stone, C.M. Bingham, “Nonlinear Observers for Predicting State-of-Charge and State-of-Health of Lead-Acid Batteries for Hybrid-Electric Vehicles”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol.54, No.3, May 2005
- [11]. C. Forgez, B. Lemaire-Semail, S. Clenet., “Réseaux de neurones appliqués à la modélisation de systèmes électrotechniques” (Neural networks applied to electrical engineering modelling). *Revue International de Génie Electrique*, vol 2 n°3/1999 pp 305 - 334.
- [12]. C. Leconte, A. J. Keith, “Investigation of the Dissipation Process in Electrolytic Capacitors” *Electrocomponent Science and Technology*, 1980, Vol. 6, pp. 49-53.
- [13]. C.A. Clifton, Explication of Extended Kalman Filter in the master thesis “Hybrid System based Design for the Coordination and Control of Multiple Autonomous Vehicles”, Vanderbilt University, 2005

- [14]. C.C. Chan, E.W.C. Lo, W.X. Shen, "The available capacity computation model based on artificial neural network for lead-acid batteries in electric vehicles", *Journal of Power Sources* Vol-87(2000) p. 201-204. Références- 308 –
- [15]. C.S.C. Bose, F.C. Laman, "Battery state of health estimation through coup de fouet", *IEEE* (2000) p. 597-601.
- [16]. C.S.C. Bose, Patent number US6255801, "System and method for assessing a capacity of a battery and power plant incorporating the same", 03-07-2001.
- [17]. CSB, "Small VRLA Technical Support", www.csb-battery.com
- [18]. D. Alazard, "Introduction au filtre de Kalman", Supéaro, Janvier 2005
- [19]. D. G. W. Goad, H. Uchi, "Modelling the capacitance of d.c. etched aluminium electrolytic capacitor foil", *Journal of Applied Electrochemistry* 30, pp 285-291, 2000.
- [20]. D.C. Lee, J.K. Seok, and J.W. Choi, "Online Capacitance Estimation of DC-link Electrolytic Capacitors for Three-phase AC/DC/AC PWM Converters using Recursive Least Squares Method," *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, vol. 152, no. 6, pp. 1503 – 1508, Nov. 2005.
- [21]. D.V. Do, C. Forgez, K. El Kadri Benkara, G. Friedrich, "Impedance Observer for a Li-Ion Battery Using Kalman Filter", *IEEE Transactions On Vehicular Technology* 58 (8) : 3930-3937
- [22]. Digatron, "Instructions de service du banc de charge / décharge, modèle HEW 500-12 / LG 30-150 MES", 2008
- [23]. E. Aeloiza, J.H. Kim, P. Enjeti, P. Ruminot, "A Real Time Method to Estimate Electrolytic Capacitor Condition in PWM Adjustable Speed Drives and Uninterruptible Power Supplies," *Proc. of IEEE PESC*, pp. 2867 – 2872, 2005.
- [24]. E. Meissner, G. Richter, "Battery monitoring and electrical energy management precondition for future vehicle electric power systems", *Journal of Power Sources* Vol-116 (2003) p. 79-98.
- [25]. F. Huet, "A review of impedance measurements for determination of the state-of-charge or state-of-health of secondary batteries", *Journal of Power Sources* Vol-70 (1998) p. 59-69.
- [26]. F. Périssé, « Etude et analyse des modes de défaillances des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et des thyristors, appliqués aux systèmes de protection du LHC (Large Hadron Collider) ». Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Juillet 2003.
- [27]. F. Perisse, G. Rojat, J.M. Rétif, "Simple Model of Electrolytic Capacitor Taking into Account the Temperature and Aging Time" *Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik)*, Vol. 88, n° 2, January 2006, pp 89-95.

- [28]. F. Perisse, P. Venet, J.M. Rétif, G. Rojat “Parameters Determination of Electrolytic Capacitor Model by Genetic Algorithm”, CARTS Europe, 16th Annual European Passive Components Conference, 13th - 17th October 2002, pp107-110.
- [29]. F. Perisse, P. Venet, J.M. Rétif, G. Rojat “ Behavioral Study on the Reliability of Electrolytic Capacitors of Various Manufacturers” European Safety and Reliability Conference (ESREL 2002), Colloque Européen de Sûreté de fonctionnement, Lyon France, 2002, pp. 632-636.
- [30]. G. Plett, “Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs, Part 1, Part 2, Part 3”, J. Power Sour., 2004
- [31]. G.E. Rhoades, A. W. H. Smith, “Expected Life of Capacitor Whith Non-solid Electrolyte”, 34th Component Conference Proc, 1984, pp. 156-161.
- [32]. GAMRY INSTRUMENTS, “Basics of Electrochemical Impedance Spectroscopy”, www.gamry.com
- [33]. Gr. Welch, Gary Bishop, “An Introduction to the Kalman Filter”, Department of Computer Science, University of North Carolina, July 2006
- [34]. H. Ertl, K. Edelmoser, F. C. Zach, J. W. Kolar “A Novel Method for On-Line Monitoring and Managing of Electrolytic Capacitors of DC Voltage Link PWM Converters” Power Conversion Intelligent Motion (PCIM Europe 2006) Conference, 22th – 24th Mai 2006.
- [35]. IEA PVPS, “Testing of batteries used in Stand Alone PV Power Supply Systems”, Report IEA PVPS T3-11: 2002
- [36]. Ioan Doré LANDAU, “Identification et commande des systèmes”, 2^e édition, 1993, HERMES
- [37]. J. Chiasson, B. Vairamohan, “Estimating the State of Charge of a Battery”, IEEE Trans. on Control System Technology, Vol. 13, No. 3 May 2005
- [38]. J. Martinez-Vega, Matériaux diélectriques pour le génie électrique 2 - Applications spécifiques, Hermes Editions, 2007.
- [39]. K. Abdennadher, C. Rosset, P. Venet, G. Rojat, Patent number 20090112493, “ Method and device for predicting electrolytic capacitor defects, converter and uninterruptible power supply equipped with such a device”.
- [40]. K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, J.M. Rétif, C. Rosset, “ A Real Time Predictive Maintenance System of Aluminium Electrolytic Capacitors Used in Uninterruptible Power Supplies”, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008, pp. 1 – 6.
- [41]. K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, J.M. Rétif, C. Rosset, “ Online Monitoring Method and Electrical Parameter Ageing Laws of Aluminium Electrolytic Capacitors Used in UPS”, 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE ' 2009, pp. 1 – 9.

- [42]. K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, J.M. Rétif, C. Rosset, “Kalman Filter Used for Online Monitoring and Predictive Maintenance System of Electrolytic Capacitors Used in UPS”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE’ 2009, pp. 3188 - 3193
- [43]. K. Harada, A. Katsuki, M. Fujiwara, “Use of ESR for Deterioration Diagnosis of Electrolytic Capacitor” Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 8 Issue: 4, Oct. 1993, pp. 355 –361.
- [44]. K. Myungchul, L. Kwangwoon, Y. Jangho, L. Sang Bin, Y. Jiyeon, “Condition Monitoring of DC Link Electrolytic Capacitors in Adjustable Speed Drives” Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE Volume, Issue, 23-27 Sept. 2007 Page(s):237 – 243
- [45]. M. FU, Z. DENG, J. ZHANG, “Application of Kalman filtering in navigation system”, Beijing, 2003.
- [46]. M. S. Grewal, Angus P. Andrews, “Kalman Filtering : Theory and Practice Using MATLAB”, John Wiley & Sons Inc, 2001
- [47]. M.L. Gasperi, “Life Prediction Model for Aluminium Electrolytic Capacitors”, IEEE IAS Conference., 1996, pp. 1347-1351.
- [48]. M.L. Gasperi, “Life prediction modeling of bus capacitors in ac variable-frequency drives,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 6, pp. 1430–1435, Nov./Dec. 2005.
- [49]. Military Handbook 217 F, “Reliability prediction of electronic equipment,” Feb. 28, 1995.
- [50]. N. Picciano, Bachelor thesis, “Battery Aging and Characterization of Nickel Metal Hydride and Lead Acid Batteries”, The Ohio State University, 2007
- [51]. O. Ondel, E. Boutleux, and P. Venet, “A decision system for electrolytic capacitors diagnosis,” Proc. of IEEE PESC, pp. 4360-4364, June 2004.
- [52]. O. Sven Bohlen, Doctor thesis, “Impedance-based battery monitoring”, ISEA, RWTH Aachen University, 2008
- [53]. P. Pascoe, A. Anbuky, Patent number GB2350686, “Battery capacity measurement“, 06-12-2000.
- [54]. P. Singh, D. Reisner, “Fuzzy logic-based state-of-health determination of lead acid batteries”, IEEE (2002) p. 75-86.
- [55]. P. Venet, “Présentation de défaillance des condensateurs par utilisation d’un indicateur “, Centre de Génie électrique de Lyon
- [56]. P. Venet, « Amélioration de la sûreté de fonctionnement des dispositifs de stockage d’énergie ». Mémoire d’habilitation à Diriger les recherches, Université Claude Bernard Lyon1, Octobre 2007.

- [57]. P. Venet, « Surveillance d'alimentation à découpage. Application à la maintenance prédictive ». Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Décembre 1993.
- [58]. P. Venet, F. Perisse, G. Grellet, G. Rojat « *Condensateur intelligent* », Brevet français, 1999, n° de dépôt 99 10 292, date de dépôt : 04/08/1999, numéro de publication : FR2797345, date de publication : 09/02/2001
- [59]. P. Venet, F. Perisse, M.H. El-Husseini, and G. Rojat, "Realization of a smart electrolytic capacitor circuit," IEEE Industry Applications Magazine, vol. 8, no. 1, pp. 16–20, Jan./Feb. 2002.
- [60]. P. Venet, H. Darnand, and G. Grellet, "Dectection of faults of filter capacitors in a converter. Application to predictive maintenance," International Telecommunications Energy conference, pp.229-234, 1993.
- [61]. P.E. Pascoe, A.H. Anbuky, "A unified discharge voltage characteristic for VRLA battery capacity and reserve time estimation", Energy Conversion & Management Vol-45 (2004) p. 277-302.
- [62]. P.E. Pascoe, A.H. Anbuky, "Coup de fouet based VRLA battery capacity estimation", Proceedings first IEEE International Workshop on Electronic Design, Test, and Applications (2002) p.149-153.
- [63]. P.E. Pascoe, A.H. Anbuky, "The behaviour of the coup de fouet of valve-regulated lead-acid batteries", Journal of Power Sources Vol-111 (2002) p. 304-319.
- [64]. S. Ahlers, A. Mukherjee, "Advances in battery management using neural networks and fuzzy
- [65]. S. Buller, Doctor thesis, "Impedance-Based Simulation Models for Energy Storage Devices in Advanced Automotive Power Systems", ISEA, RWTH Aachen University, 2003
- [66]. S. Nagashima, K. Takahashi, T. Yabumoto, S. Shiga, Y. Watakabe, "Development and field experience of monitoring system for valve-regulated lead-acid batteries in stationary applications", Journal of Power Sources, 2006
- [67]. S. Piller, M. Perrin, A. Jossen, "Methods for state-of-charge determination and their applications", Journal of Power Sources Vol-96 (2001) p. 113-120.
- [68]. S. Rodrigues, N. Munichandraiah, A.K. Shukla, "A review of state-of-charge indication of batteries by means of a.c. impedance measurements", Journal of Power Sources Vol-87 (2000) p. 12-20.
- [69]. S. Siami, C Joubert, C. Glauze "High Frequency Model for Power Electronics Capacitors", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 16, N°.2, March 2001, pp. 157-166.
- [70]. T. Tsujikawa, T. Matsushima, K. Yabuta, T. Matsushita, "Estimation of the lifetimes of valve-regulated lead-acid batteries", Journal of Power Sources, 2009

- [71]. U. Tröltzsch, Olfa Kanoun, Hans-Rolf Tränkler, “Characterizing aging effects of lithium ion batteries by impedance spectroscopy”, Journal of Power Sources, 2006
- [72]. V.A. Sankaran, F.L. Rees, and C.S. Avant, “Electrolytic capacitor life testing and prediction,” Proc. of IEEE IAS Annual Meeting, pp. 1058-1065, Oct. 1997.
- [73]. V.H.Johnson, A.A.Pesaran, T. Sack, “Temperature-dependent battery models for high-power lithium-ion batteries”, presented at the Proc. EVS 17, Montreal, PQ, Canada, 2000
- [74]. W.X. Shen, C.C. Chan, E.W.C. Lo, K.T. Chau, “A new battery available capacity indicator forelectric vehicles using neural network“, Energy Conversion & Management Vol-43 (2002) p. 817-826.
- [75]. Y. Cadirci, Y. Özkazanç, “Microcontroller-based on-line state-of-charge estimator for sealed lead-acid batteries”, Journal of Power Sources Vol-129 (2004) p. 330-342.
- [76]. Y. Huang, L. Ma, H. Liu, Chaptor 11, Theory and application of S-function, “Simulation and engineering application of Matlab 7.0/Simulink 6.0”, Tsinghua University, 2005
- [77]. Y. Mieno, M. Teramura, “Prediction of remaining battery discharge capacity by neural networks and its display circuit”, EPE Lausanne (1999) pp. 1-5.

Etude et Elaboration d'un système de surveillance et de maintenance prédictive pour les condensateurs et les batteries utilisés dans les Alimentations Sans Interruptions (ASI)

Résumé : Pour assurer une énergie électrique de qualité et de façon permanente, il existe des systèmes électroniques d'alimentation spécifiques. Il s'agit des Alimentations Sans Interruptions (ASI).

Une ASI comme tout autre système peut tomber en panne ce qui peut entraîner une perte de redondance. Cette perte induit une maintenance corrective donc une forme d'indisponibilité ce qui représente un coût.

Nous proposons dans cette thèse de travailler sur deux composants parmi les plus sensibles dans les ASI à savoir les condensateurs électrolytiques et les batteries au plomb.

Dans une première phase, nous présentons, les systèmes de surveillance existants pour ces deux composants en soulignant leurs principaux inconvénients. Ceci nous permet de proposer le cahier des charges à mettre en œuvre.

Pour les condensateurs électrolytiques, nous détaillons les différentes étapes de caractérisation et de vieillissement ainsi que la procédure expérimentale de vieillissement standard accéléré et les résultats associés. D'autre part, nous présentons les résultats de simulation du système de surveillance et de prédiction de pannes retenu. Nous abordons la validation expérimentale en décrivant le système développé. Nous détaillons les cartes électroniques conçues, les algorithmes mis en œuvre et leurs contraintes d'implémentation respectifs pour une réalisation temps réel.

Enfin, pour les batteries au plomb étanches, nous présentons les résultats de simulation du système de surveillance retenu permettant d'obtenir le SOC et le SOH. Nous détaillons la procédure expérimentale de vieillissement en cycles de charge et décharge de la batterie nécessaire pour avoir un modèle électrique simple et précis. Nous expliquons les résultats expérimentaux de vieillissement pour finir avec des propositions d'amélioration de notre système afin d'obtenir un SOH plus précis.

Mots clés : Condensateurs électrolytiques, batteries au plomb, état de charge (SOC), état de santé (SOH), maintenance prédictive, identification en temps réel, filtre de Kalman

Study and elaboration of a monitoring and predictive maintenance system for capacitors and batteries used in Uninterruptible Power Supplies (UPS)

Abstract: To ensure power quality and permanently, some electronic system supplies exist. These supplies are the Uninterrupted Power Supplies (UPS).

An UPS like any other system may have some failures. This can be a cause of redundancy loss. This load loss causes a maintenance downtime which may represent a high cost.

We propose in this thesis to work on two of the most sensitive components in the UPS namely electrolytic capacitors and lead acid batteries.

In a first phase, we present the existing surveillance systems for these two components, highlighting their main drawbacks. This allows us to propose the specifications which have to be implemented for this system.

For electrolytic capacitors, we detail different stages of characterization; the aging accelerated standard experimental procedure and their associated results. On the other hand, we present the simulation results of monitoring and failure prediction system retained. We discuss the experimental validation, describing the developed system. We detail the electronic boards designed, implemented algorithms and their respective constraints for a real time implementation.

Finally, for lead acid batteries, we present the simulation results of the monitoring system adopted to obtain the SOC and SOH. We describe the aging experimental procedure of charging and discharging cycles of the batteries needed to find a simple and accurate electric models. We explain the aging experimental results and in the end we give suggestions for improving our system to get a more accurate SOH.

Keywords: Electrolytic capacitors, lead acid batteries, state of charge (SOC), state of health (SOH), predictive maintenance, real time identification, Kalman filtering