



Système de mesure d'impédance électrique embarqué, application aux batteries Li-ion

Rouba Al Nazer

► **To cite this version:**

Rouba Al Nazer. Système de mesure d'impédance électrique embarqué, application aux batteries Li-ion. Electronique. Université Grenoble Alpes, 2014. Français. <NNT : 2014GRENT007>. <tel-00958783v2>

HAL Id: tel-00958783

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00958783v2>

Submitted on 1 Dec 2015

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.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Signal Image Télécommunications et Parole**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Rouba AL NAZER

Thèse dirigée par **Nadine MARTIN** et

Co-encadrée par **Viviane CATTIN**
Pierre GRANJON

préparée au sein du **Laboratoire CEA/LETI**
dans l'**École Doctorale Electronique Electrotechnique**
Automatique Traitement du Signal

Systeme de mesure d'impédance électrique embarqué, application aux batteries Li-ion

Thèse soutenue publiquement le **24 Janvier 2014**,
devant le jury composé de :

M., Gérard, BLOCH

Professeur, Université de Lorraine, Rapporteur

M., Christophe, FORGEZ

Professeur, Université de Technologie de Compiègne, Rapporteur

M., François, HUET

Professeur, Université Pierre et Marie Curie, Membre

Mme, Marie, CHABERT

Professeur, INP-Toulouse, Présidente

M., Maxime, MONTARU

Docteur Ingénieur, CEA/INES, Invité

Mme, Nadine, MARTIN

Directeur de Recherche CNRS, GIPSA-Lab, Directrice de thèse

Mme, Viviane, CATTIN

Docteur Ingénieur, CEA/LETI, Co-encadrante

M., Pierre, GRANJON

Maître de conférences, Grenoble-INP, GIPSA-Lab, Co-encadrant



Remerciements

Ce travail a été effectué dans le laboratoire L2EP du leti du CEA grâce à Viviane Cattin que je tiens à remercier pour m'avoir permis de réaliser cette thèse et de m'avoir orientée vers la thématique de l'étude de l'impédance des batteries utilisées dans les véhicules hybrides. Je lui suis également reconnaissante pour tous les précieux conseils qu'elle m'a donnés, pour la confiance qu'elle m'a accordée et sans qui ce travail n'aurait jamais vu le jour.

J'adresse mes remerciements les plus chaleureux à Pierre Granjon, maître de conférences à ENSE3, pour sa disponibilité, ses qualités pédagogiques et scientifiques. J'ai beaucoup appris à ses côtés et je lui adresse toute ma gratitude. J'ai notamment apprécié d'avoir eu, tout au long de cette thèse, ses conseils de grande rigueur scientifique et littéraire.

J'associe à ces remerciements Maxime Montaru, chercheur à l'INES de Chambéry, pour m'avoir transmis la majeure partie des expériences effectuées dans le cadre d'autres projets et pour m'avoir conseillée et guidée avec bienveillance grâce à ses précieuses connaissances dans le domaine des batteries.

Un énorme merci à vous trois pour m'avoir corrigée et aidée avec patience, tout au long de la rédaction de ce manuscrit.

Je voudrais également remercier tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail.

De manière plus personnelle, je remercie chaleureusement tous mes camarades du laboratoire qui m'ont permis d'effectuer cette thèse dans une ambiance amicale, et plus particulièrement ceux qui se reconnaîtront, pour leur soutien et leur bonne humeur.

Immanquablement, je souhaite remercier ma famille pour leur soutien constant. Cette thèse, aboutissement de longues années d'études, je la dois beaucoup à mes parents, à mes sœurs et mes frères exceptionnels avec qui j'ai vécu dans un climat toujours serein, à l'abri de tous soucis affectifs. Il m'est impossible de trouver des mots pour dire à quel point je suis fière d'eux, et à quel point je les aime.

Résumé

La mesure d'impédance électrique en embarqué sur véhicule est un sujet clé pour améliorer les fonctions de diagnostic d'un pack batterie. On cherche en particulier à fournir ainsi des mesures supplémentaires à celles du courant pack et des tensions cellules, afin d'enrichir les indicateurs de vieillissement dans un premier temps, et d'état de santé et de charge dans un second temps. Une méthode classique de laboratoire pour obtenir des mesures d'impédance d'une batterie est la spectroscopie d'impédance électrochimique (ou EIS). Elle consiste à envoyer un signal sinusoïdal en courant (ou tension) de fréquence variable balayant une gamme de fréquences d'intérêt et mesurer ensuite la réponse en tension (ou courant) pour chaque fréquence. Une technique d'identification active basée sur l'utilisation des signaux large bande à motifs carrés est proposée. En particulier, des simulations ont permis de comparer les performances d'identification de différents signaux d'excitation fréquemment utilisés dans le domaine de l'identification et de vérifier les conditions correspondant à un comportement linéaire et invariant dans le temps de l'élément électrochimique. L'évaluation de la qualité d'estimation est effectuée en utilisant une grandeur spécifique : la cohérence. Cette grandeur statistique permet de déterminer un intervalle de confiance sur le module et la phase de l'impédance estimée. Elle permet de sélectionner la gamme de fréquence où la batterie respecte les hypothèses imposées par la méthode d'identification large bande. Afin de valider les résultats, une électronique de test a été conçue. Les résultats expérimentaux permettent de mettre en valeur l'intérêt de cette approche par motifs carrés. Un circuit de référence est utilisé afin d'évaluer les performances en métrologie des méthodes. L'étude expérimentale est ensuite poursuivie sur une batterie Li-ion soumise à un courant de polarisation et à différents états de charge. Des essais comparatifs avec l'EIS sont réalisés. Le cahier de charge établi à l'aide d'un simulateur de batterie Li-ion a permis d'évaluer les performances de la technique large bande proposée et de structurer son utilité pour l'estimation des états de vieillissement et de charge.

Abstract

Embedded electrical impedance measurement is a key issue to enhance battery monitoring and diagnostic in a vehicle. It provides additional measures to those of the pack's current and cell's voltage to enrich the aging's indicators in a first time, and the battery states in a second time. A classical method for battery impedance measurements is the electrochemical impedance spectroscopy (EIS). At each frequency, a sinusoidal signal current (or voltage) of a variable frequency sweeping a range of frequencies of interest is at the input of the battery and the output is the measured voltage response (or current). An active identification technique based on the use of wideband signals composed of square patterns is proposed. Particularly, simulations were used to compare the performance of different excitation signals commonly used for system identification in several domains and to verify the linear and time invariant behavior for the electrochemical element. The evaluation of the estimation performance is performed using a specific quantity: the spectral coherence. This statistical value is used to give a confidence interval for the module and the phase of the estimated impedance. It allows the selection of the frequency range where the battery respects the assumptions imposed by the non-parametric identification method. To experimentally validate the previous results, an electronic test bench was designed. Experimental results are used to evaluate the wideband frequency impedance identification. A reference circuit is first used to evaluate the performance of the used methodology. Experimentations are then done on a Li-ion battery. Comparative tests with EIS are realized. The specifications are established using a simulator of Li-ion battery. They are used to evaluate the performance of the proposed wide band identification method and fix its usefulness for the battery states estimation: the state of charge and the state of health.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 : CONTEXTE GENERAL	5
1.1 PROBLEMES ECOLOGIQUES ET ECONOMIQUES LIES AU TRANSPORT.....	5
1.1.1 <i>Le transport en tant que principal émetteur de GES</i>	5
1.1.2 <i>Le pétrole : conflits économiques et politiques</i>	8
1.2 VERS L'ÉLECTRIFICATION DU VEHICULE.....	8
1.3 GENERALITES SUR LES ACCUMULATEURS.....	10
1.3.1 <i>Les technologies des accumulateurs</i>	10
1.3.2 <i>Grandeurs caractéristiques d'un accumulateur</i>	12
1.3.2.1 La capacité de stockage C (Ah).....	12
1.3.2.2 La capacité nominale C _n (Ah).....	12
1.3.2.3 La capacité stockée C _s (Ah).....	12
1.3.2.4 Le rendement faradique (%).....	12
1.3.2.5 L'autodécharge (%).....	12
1.3.2.6 La tension à vide (OCV pour Open Circuit Voltage).....	13
1.3.2.7 La durée de vie en cyclage et calendaire.....	13
1.3.3 <i>Les accumulateurs Li-ion</i>	13
1.3.3.1 Fonctionnement.....	13
1.3.3.2 Phénomènes physico-chimiques.....	14
a) L'effet de couche double.....	14
b) Transfert de charge.....	15
c) La diffusion.....	15
d) Film de passivation.....	15
e) Pertes ohmiques.....	16
1.3.4 <i>Des accumulateurs aux batteries</i>	16
1.4 SYSTEME DE SUPERVISION DE BATTERIE.....	16
1.4.1 <i>Indices d'états</i>	17
1.4.1.1 Etat de santé (SOH).....	17
1.4.1.2 Etat de charge (SOC).....	17
1.4.2 <i>Terminologie</i>	18
1.5 L'ACCUMULATEUR : OBJET DE MODELISATION.....	19
1.5.1 <i>Boite Blanche</i>	19
1.5.2 <i>Boite noire</i>	20
1.5.3 <i>Boite grise</i>	20
1.5.3.1 Le modèle de Randles généralisé.....	21
1.5.3.2 Application aux cellules LiFePO ₄	23

1.6	CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT ET NOTION D'IMPEDANCE ELECTRIQUE	24
CHAPITRE 2	: IDENTIFICATION DE L'IMPEDANCE ELECTRIQUE D'UN ACCUMULATEUR.....	25
2.1	HYPOTHESES DE TRAVAIL	26
2.2	ETAT DE L'ART	26
2.2.1	<i>Identification de la résistance interne</i>	27
2.2.1.1	Mesure par milliohmètre.....	27
2.2.1.2	Temps de repos (period-of-rest)	27
2.2.1.3	Impulsion de courant.....	27
2.2.1.4	Interprétation	27
2.2.1.5	Exploitation	28
2.2.2	<i>Spectroscopie d'impédance électrique (SIE)</i>	29
2.2.3	<i>Vers une rupture inévitable des méthodes classiques</i>	29
2.3	IDENTIFICATION NON PARAMETRIQUE D'UN ACCUMULATEUR.....	30
2.3.1	<i>Système linéaire et invariant dans le temps (LIT)</i>	30
2.3.2	<i>Identification non paramétrique</i>	31
2.3.2.1	Principe.....	31
2.3.2.2	Cohérence spectrale.....	32
2.3.2.3	Algorithme d'identification non paramétrique	33
2.3.2.4	Intervalles de confiance.....	34
2.3.3	<i>Erreurs d'estimations</i>	35
2.3.3.1	Erreur quadratique moyenne et variance d'erreur d'estimation	35
2.3.3.2	Erreur quadratique moyenne efficace et écart type normalisés	35
2.3.4	<i>Intérêt majeur de l'identification large bande pour l'application en embarqué</i>	36
2.3.5	<i>Effet des paramètres de la méthode d'estimation</i>	36
2.3.5.1	Signal d'excitation	37
a)	Bruit blanc aléatoire	37
b)	Séquence binaire pseudo aléatoire	38
c)	Chirp	38
d)	Carré modulé en fréquence	39
e)	Carré.....	40
2.3.5.2	Nombre d'échantillons, durée d'acquisition, moyennage.....	40
2.3.5.3	Drift compensation.....	41
2.4	APPLICATION AUX ACCUMULATEURS : ETUDE EN SIMULATION	42
2.4.1	<i>Système, entrée, sortie</i>	42
2.4.2	<i>Visualisation des résultats</i>	43
2.4.3	<i>Validation des résultats</i>	43
2.4.4	<i>Simulations</i>	43
2.4.4.1	Paramètres de simulation	43
2.4.4.2	Cohérence spectrale.....	44
2.4.4.3	Intervalles de confiance.....	45

2.4.4.4	Effet du bruit de mesure	48
2.5	CONCLUSION	49
CHAPITRE 3	: VALIDATION EXPERIMENTALE DES RESULTATS.....	51
3.1	BANC EXPERIMENTAL.....	51
3.1.1	<i>Electronique de génération des signaux à motifs carrés</i>	<i>51</i>
3.1.2	<i>Technique d'identification par analyse par harmonique (AH).....</i>	<i>52</i>
3.1.3	<i>Mesure à quatre points</i>	<i>53</i>
3.1.4	<i>Circuit électrique de référence.....</i>	<i>53</i>
3.1.4.1	Description du circuit électrique de référence	53
3.1.4.2	Contraintes pour une mesure directe	53
3.2	PROTOCOLE EXPERIMENTAL	54
3.2.1	<i>Technologie de l'accumulateur</i>	<i>54</i>
3.2.2	<i>Réglage du point de fonctionnement.....</i>	<i>55</i>
3.2.3	<i>Amplitude du signal d'excitation.....</i>	<i>55</i>
3.2.4	<i>Paramétrage des expérimentations</i>	<i>57</i>
3.2.4.1	Conception des signaux d'excitation	57
3.2.4.2	Séparation des mesures	58
3.3	RESULTATS EXPERIMENTAUX	59
3.3.1	<i>Résultats des essais sur le circuit électrique de référence</i>	<i>59</i>
3.3.1.1	Résultats avec la technique d'analyse par harmonique	59
3.3.1.2	Résultats de la technique d'identification large bande	60
3.3.1.3	Résultats avec l'AH à base de signaux carrés périodiques.....	62
3.3.1.4	Interprétation des résultats.....	63
3.3.2	<i>Test sur un accumulateur réel</i>	<i>65</i>
3.3.2.1	Etude dans la gamme de fréquence [4 Hz-96 Hz].....	65
a)	Résultats avec la SBPA.....	65
b)	Résultats avec un signal carré modulé en fréquence	66
c)	Résultats avec un signal carré périodique	67
d)	Interprétation des résultats	68
3.3.2.2	Etude en basses fréquences [0,033 Hz-3,33 Hz].....	69
3.4	CONCLUSION	71
CHAPITRE 4	: L'IMPEDANCE ELECTRIQUE POUR LA SUPERVISION DES ACCUMULATEURS.....	72
4.1	IMPEDANCE ELECTRIQUE ET CEE	72
4.1.1	<i>Technologie DFRA/DFIS</i>	<i>72</i>
4.1.2	<i>Identification partielle d'un CEE en utilisant une SBPA.....</i>	<i>73</i>
4.1.3	<i>Principe de normalisation pour l'identification sous un courant de polarisation fort [18].....</i>	<i>74</i>
4.1.4	<i>Algorithme d'optimisation : amélioration des performances</i>	<i>74</i>
4.1.4.1	Principe de l'estimation par optimisation numérique.....	75

4.1.4.2	Application aux accumulateurs	75
a)	Approche classique	77
b)	Les approches alternatives	78
4.1.5	<i>La nouvelle approche : estimation en deux étapes</i>	82
4.1.6	<i>Résultats expérimentaux</i>	83
4.2	EXPLOITATION DE L'IMPEDANCE ELECTRIQUE POUR LE SUIVI DES INDICES D'ETAT	84
4.2.1	<i>Cahier des charges pour le SOH</i>	84
4.2.2	<i>Cahier des charges pour le SOC</i>	87
4.2.3	<i>Etude de validité de la technique d'identification large bande pour le suivi du SOH</i>	88
4.2.3.1	Signal d'excitation et calcul de la dispersion sur les mesures	88
4.2.3.2	Interprétation des résultats	89
4.2.4	<i>Validité de la technique d'identification large bande pour le suivi du SOC</i>	89
4.2.4.1	Essai de suivi du SOC	89
4.2.4.2	Interprétation des résultats	90
4.3	CONCLUSION	91
CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES		94
ANNEXE A.	DERIVATION NON ENTIERE ET CPE	97
ANNEXE B.	DATASHEET BATTERIE A123-SYSTEMS	100
ANNEXE C.	SIMULATEUR D'UN ACCUMULATEUR LIFEP04	102
ANNEXE D.	CARTE ELECTRONIQUE DE GENERATION DES SIGNAUX A MOTIFS CARRES	104
ANNEXE E.	EXEMPLE D'UN DIAGRAMME DE NYQUIST TOTAL EXPERIMENTAL D'UN ACCUMULATEUR LIFEP04	106
REFERENCES		107

TABLE DES FIGURES

FIGURE 1-1: EVOLUTION COMPAREE DE LA CONCENTRATION EN CO ₂ DANS L'ATMOSPHERE ET DE LA TEMPERATURE MOYENNE DU GLOBE TERRESTRE.....	6
FIGURE 1-2 : EMISSIONS DE GAZ A EFFET DE SERRE PAR SECTEUR EN FRANCE EN 2000 ET 2011 [4].	7
FIGURE 1-3 : EVOLUTION DE LA PRODUCTION EN AUTOMOBILE ET DE LA CONCENTRATION EN CO ₂ DANS L'ATMOSPHERE.....	7
FIGURE 1-4 : EVOLUTION DU PRIX DE PETROLE DE 1987 A 2012 [6].	8
FIGURE 1-5 : DIAGRAMME DE RAGONE POUR DIFFERENTES TECHNOLOGIES D'ACCUMULATEURS [9].	10
FIGURE 1-6 : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN ACCUMULATEUR LI-ION [14].	13
FIGURE 1-7 : SCHEMA DE COMPOSITION DE LA COUCHE DOUBLE [16].	15
FIGURE 1-8 : LIEN ENTRE ACCUMULATEURS ET BATTERIES – EXEMPLE D'UNE BATTERIE COMPOSEE DE 10 MODULES EN SERIE, CHAQUE MODULE CONTENANT 5 ACCUMULATEURS DE 2,3 AH CHACUN EN PARALLELE (5P) MIS EN SERIE 12 FOIS (12s).	16
FIGURE 1-9 : CIRCUIT DE RANGLES.....	21
FIGURE 1-10 : DIAGRAMME DE NYQUIST DE Z _R /CPE POUR DIFFERENTES VALEURS DE P [47].....	22
FIGURE 1-11 : TROIS TYPES D'IMPEDANCE DE WARBURG [18].	23
FIGURE 1-12 : MODELE DE BATTERIES LiFePO ₄ [18].	23
FIGURE 2-1 : ESTIMATION DE LA RESISTANCE VIA LE RAPPORT DE $\Delta V/\Delta I$ EN UTILISANT LE SIMULATEUR ET COMPARAISON AVEC LES VALEURS DES PARAMETRES DU CEE IMPLANTE.....	28
FIGURE 2-2 : SYSTEME SISO.....	30
FIGURE 2-3 : IDENTIFICATION D'UN SYSTEME.	32
FIGURE 2-4 : EXEMPLE D'UNE SBPA (TRACE TEMPOREL A GAUCHE, DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE EN DB A DROITE).	38
FIGURE 2-5 : EXEMPLE D'UN CHIRP (TRACE TEMPOREL A GAUCHE, DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE EN DB A DROITE).	39
FIGURE 2-6 : EXEMPLE D'UN CARRE MODULE EN FREQUENCE (TRACE TEMPOREL A GAUCHE, DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE EN DB A DROITE).....	40
FIGURE 2-7 : EXEMPLE D'UN CARRE (TRACE TEMPOREL A GAUCHE, DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE EN DB A DROITE).	40
FIGURE 2-8 : REPONSE EN TENSION A UN COURANT CONTINU IDC A ESTIMER PAR UN POLYNOME GRACE A LA REPONSE EN TENSION A UN COURANT IDC + SBPA.	42
FIGURE 2-9 : ERREUR MOYENNE ENTRE P _T ET U _{DC} (T) EN FONCTION DU DEGRE DU POLYNOME P _T	42
FIGURE 2-10 : DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE (EN DB) DES CINQ SIGNAUX D'EXCITATION.....	44
FIGURE 2-11 : COHERENCE SPECTRALE, CINQ SIGNAUX D'EXCITATION DIFFERENTS, RSB=0dB, GAMME DE FREQUENCE [13 Hz-320 Hz].....	45
FIGURE 2-12 : INTERVALLES DE CONFIANCE EN HAUTE FREQUENCE POUR LES SIGNAUX	47
FIGURE 2-13 : NRMSE EN % POUR DIFFERENTS SIGNAUX D'EXCITATION EN FONCTION DU RSB.....	48
FIGURE 3-1 : SCHEMA SIMPLIFIE DE LA CARTE ELECTRONIQUE UTILISEE POUR GENERER DES SIGNAUX A MOTIFS CARRES.....	51
FIGURE 3-2 : APPAREIL VMP-300 DE CHEZ BIOLOGIC.	52
FIGURE 3-3 : SCHEMA DU CIRCUIT DE REFERENCE PASSIF ET DE SON DIAGRAMME DE NYQUIST.	53
FIGURE 3-4 : SCHEMA DU CIRCUIT DE REFERENCE PASSIF ADAPTE AU PROTOCOLE DE MESURE.	54
FIGURE 3-5 : AMPLITUDE D'EXCITATION (A ₀) DE LA SBPA SELON LES DONNEES DU SIMULATEUR POUR DIFFERENTES VALEURS DU COURANT DE POLARISATION.....	56

FIGURE 3-6 : VARIATION DE L'AMPLITUDE DU SIGNAL D'EXCITATION ENTRE LE DEBUT (BLEU) ET LA FIN (VERT) DES TESTS EFFECTUES POUR DIFFERENTES VALEURS DU SOC INITIAL, POUR UN COURANT DE POLARISATION DE 110 mA POUR UNE DUREE DE 5 MINUTES.....	57
FIGURE 3-7 : PHOTO DU MONTAGE DE MESURE EN ALTERNANCE (CONNEXION SIMULTANEE DU VMP-300 ET DU SYSTEME D'IDENTIFICATION LARGE BANDE).....	58
FIGURE 3-8 : PHOTO DU MONTAGE DE MESURE ISOLEE AVEC LE VMP-300.	59
FIGURE 3-9 : DIAGRAMME DE NYQUIST DE L'IMPEDANCE OBTENUE PAR ANALYSE HARMONIQUE DANS LA GAMME DE FREQUENCE [4 Hz-96 Hz].....	60
FIGURE 3-10 : TRACES TEMPORELS DU SIGNAL D'EXCITATION DE 19 BLOCS DE SBPA POUR LA GAMME DE FREQUENCE [4 Hz-96 Hz] : (A) SIGNAL COMPLET (COURANT A GAUCHE, TENSION A DROITE, CAS ACCUMULATEUR EN PREMIERE LIGNE ET ACCUMULATEUR + CIRCUIT ELECTRIQUE DE REFERENCE EN DEUXIEME LIGNE), (B) TRACE IDEM QUE (A) ZOOMÉ SUR UN BLOC DE COURANT ET DE LA REPONSE EN TENSION CORRESPONDANTE POUR LES DEUX CAS, (C) COHERENCES SPECTRALES ESTIMEES A L'AIDE DES DONNEES PRECEDENTES POUR LES DEUX CAS.	61
FIGURE 3-11 : DIAGRAMME DE NYQUIST DE L'IMPEDANCE OBTENUE POUR LA SBPA DANS LA GAMME DE FREQUENCE [4 Hz-96 Hz].	61
FIGURE 3-12 : TRACES TEMPORELS DES SIGNAUX UTILISES POUR L'AH A BASE DE SIGNAUX CARRÉS PERIODIQUES : (A) TRACES COMPLETS DU COURANT A GAUCHE ET DE LA REPONSE EN TENSION A DROITE POUR LES CAS ACCUMULATEUR EN PREMIERE LIGNE ET ACCUMULATEUR + CIRCUIT ELECTRIQUE DE REFERENCE EN DEUXIEME LIGNE, (B) EXEMPLE DE DECOUPAGE D'UN SIGNAL.....	62
FIGURE 3-13 : DIAGRAMME DE NYQUIST DES IMPEDANCES ELECTRIQUES OBTENUES PAR L'AH A BASE DE SIGNAUX CARRÉS PERIODIQUES DANS LA GAMME DE FREQUENCE [4 Hz-96 Hz].	63
FIGURE 3-14 : DIAGRAMME DE NYQUIST DES IMPEDANCES ELECTRIQUES ESTIMEES A L'AIDE DES DIFFERENTS SIGNAUX PAR COMPARAISON AVEC L'IMPEDANCE THEORIQUE DANS LA GAMME DE FREQUENCE [4 Hz-96 Hz].	63
FIGURE 3-15 : (A) CONTACT CARTE-CARTE DANS LE CAS D'IDENTIFICATION LARGE BANDE. (B) DIAGRAMME DE NYQUIST MONTRANT UNE IMPEDANCE NON REPRODUCTIBLE ET INCONTROLABLE QUI EN RESULTE.	64
FIGURE 3-16 : COHERENCE SPECTRALE: RESULTATS DE TROIS MESURES EXPERIMENTALES OBTENUES AVEC LA SBPA COMME SIGNAL D'EXCITATION DANS LA GAMME DE FREQUENCE [4 Hz-96 Hz].	66
FIGURE 3-17 : DIAGRAMME DE NYQUIST : RESULTATS DE TROIS MESURES EXPERIMENTALES OBTENUES AVEC LA SBPA COMME SIGNAL D'EXCITATION DANS LA GAMME DE FREQUENCE [4 Hz-96 Hz].	66
FIGURE 3-18 : COHERENCE SPECTRALE : RESULTATS DE TROIS MESURES EXPERIMENTALES OBTENUES AVEC LE CARRE MODULE EN FREQUENCE COMME SIGNAL D'EXCITATION DANS LA GAMME DE FREQUENCE [4 Hz-96 Hz].	67
FIGURE 3-19 : DIAGRAMME DE NYQUIST : RESULTATS DE TROIS MESURES EXPERIMENTALES OBTENUES AVEC LE CARRE MODULE EN FREQUENCE COMME SIGNAL D'EXCITATION DANS LA GAMME DE FREQUENCE [4 Hz-96 Hz].	67
FIGURE 3-20 : COHERENCE SPECTRALE: RESULTATS DE TROIS MESURES EXPERIMENTALES OBTENUES AVEC UN CARRE DE FREQUENCE FONDAMENTALE 8HZ COMME SIGNAL D'EXCITATION.	68
FIGURE 3-21 : DIAGRAMME DE NYQUIST : RESULTATS DE TROIS MESURES EXPERIMENTALES OBTENUES AVEC UN SIGNAL CARRE DE FREQUENCE FONDAMENTALE 8HZ COMME SIGNAL D'EXCITATION.	68

FIGURE 3-22 : RESULTATS DES ESTIMATIONS EXPERIMENTALES OBTENUES AVEC LES DIFFERENTS SIGNAUX A MOTIFS CARRES COMME SIGNAL D'EXCITATION DANS LA GAMME DE FREQUENCE [4 Hz-96 Hz].	69
FIGURE 3-23 : COHERENCE : RESULTATS DE TROIS MESURES EXPERIMENTALES AVEC LA SBPA COMME SIGNAL D'EXCITATIONS DANS LA GAMME DE FREQUENCE [0,033 Hz-3,33 Hz].	70
FIGURE 3-24 : DIAGRAMME DE NYQUIST POUR LES MESURES SUR UN ACCUMULATEUR DANS LA GAMME DE FREQUENCE [0,033 Hz-3,33 Hz].	70
FIGURE 4-1 : SCHEMA DU CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT UTILISE DANS [80].	73
FIGURE 4-2 : ALGORITHME D'OPTIMISATION.	76
FIGURE 4-3 : HISTOGRAMMES NORMALISES OBTENUS AVEC L'APPROCHE CLASSIQUE : LIGNES VERTES REPRESENTENT LES VALEURS THEORIQUES, LES JAUNES SONT LES VALEURS MOYENNES ESTIMEES SUR LES DIFFERENTES REALISATIONS EFFECTUEES.	78
FIGURE 4-4 : TRACE DU MODULE DES IMPEDANCES PARTIELLES ET DE L'IMPEDANCE TOTALE DE L'ACCUMULATEUR.	79
FIGURE 4-5 : HISTOGRAMMES NORMALISES, APPROCHE PAR SEGMENTATION DE LA BANDE DE FREQUENCE CLASSIQUE : LIGNES VERTES REPRESENTENT LES VALEURS THEORIQUES, LES JAUNES SONT LES VALEURS MOYENNES ESTIMEES SUR LES DIFFERENTES REALISATIONS EFFECTUEES.	80
FIGURE 4-6 : HISTOGRAMMES NORMALISES, APPROCHE PAR EXTENSION DE BANDES DE FREQUENCE CLASSIQUE : LIGNES VERTES REPRESENTENT LES VALEURS THEORIQUES, LES JAUNES SONT LES VALEURS MOYENNES ESTIMEES SUR LES DIFFERENTES REALISATIONS EFFECTUEES.	81
FIGURE 4-7 : HISTOGRAMMES NORMALISES, APPROCHE D'OPTIMISATION EN DEUX ETAPES CLASSIQUE : LIGNES VERTES REPRESENTENT LES VALEURS THEORIQUES, LES JAUNES SONT LES VALEURS MOYENNES ESTIMEES SUR LES DIFFERENTES REALISATIONS EFFECTUEES.	82
FIGURE 4-8 : EXEMPLE DE RESULTATS EXPERIMENTAUX A DIFFERENTS SOCs ET INTENSITES DE COURANT.	84
FIGURE 4-9 : MODELE D'EVOLUTION DE R EN FONCTION DU SOH.	86
FIGURE 4-10 : ABAQUE DE PRECISION POUR SOH.	86
FIGURE 4-11 : TRACE DE LA VARIATION $\Delta Z_{SOC}(f)$ SUR L'IMPEDANCE ELECTRIQUE A $SOC_0 = 95\%$ ET $I_0 = -0,26A$ ET CE POUR 5% DE VARIATION SUR LE SOC.	88
FIGURE 4-12 : TRACE DE L'ECART TYPE DE LA PARTIE REELLE DE L'IMPEDANCE DE L'ACCUMULATEUR CALCULE SUR LES $M = 30$ ESSAIS AVEC LA SBPA COMME SIGNAL D'EXCITATION.	89
FIGURE 4-13 : DIAGRAMME DE NYQUIST A DIFFERENTS SOCS DE L'IMPEDANCE ELECTRIQUE DE L'ACCUMULATEUR DANS LA BANDE DE FREQUENCE [0,033 Hz-3,33 Hz].	90
FIGURE 4-14 : EVALUATION DES RESULTATS D'IDENTIFICATION LARGE BANDE PAR RAPPORT AU CAHIER DES CHARGES DU SOC.	91
FIGURE A-1 : DIAGRAMME DE BODE DE L'APPROXIMATION D'UN CPE [18].	98
FIGURE A-2 : CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT DE L'OPERATEUR DE DERIVATION NON ENTIERE S-Y [18].	99
FIGURE C-1 : SCHEMA DU CIRCUIT IMPLANTE SOUS SIMULINK.	102
FIGURE E-1 : DIAGRAMME DE NYQUIST EXPERIMENTAL COMPLET DE L'ACCUMULATEUR A UN SOC DE 83 % ET SOUS UN COURANT DE POLARISATION DE DECHARGE DE 0,92 A.	106

Introduction

De nos jours, le réchauffement climatique est l'un des dilemmes qui exalte les efforts des pays afin d'en limiter les conséquences graves. A la base, il s'agit d'un phénomène naturel que le globe terrestre connaît depuis l'aube des temps. Les fluctuations naturelles de température sont aux alentours de plus ou moins 1°C par millénaire. Or, les mesures terrestres de températures réalisées au cours du *XX^e* siècle montrent une élévation significative de la température moyenne, ce qui traduit une situation alarmante. Le groupe intergouvernemental sur l'évolution du climat (GIEC) fondé par l'ONU est chargé de réaliser une synthèse des études scientifiques sur ce sujet. Dans son dernier rapport, le GIEC a présenté des projections des modèles climatiques indiquant que la température à la surface du globe est susceptible d'augmenter de 1,1 à 6,4 °C supplémentaires au cours du *XXI^e* siècle. La corrélation entre les relevés de CO_2 et l'augmentation des températures prouve la responsabilité de l'activité humaine liée à la production massive de gaz à effets de serre (GES). Bien que l'étude soit limitée à la période allant jusqu'à 2100, le réchauffement devrait se poursuivre au-delà de cette date, même si les émissions s'arrêtent, en raison de la grande capacité calorifique des océans et de la durée de vie du CO_2 et des autres GES dans l'atmosphère.

Les conséquences prévues théoriquement de ce réchauffement accéléré sont nombreuses et difficiles à cerner. Cependant, on en citera plusieurs qui sont déjà visibles : la fréquence, l'intensité et la durée des phénomènes extrêmes (canicules, inondations, sécheresses, cyclones...) se sont accentuées ; les écarts thermiques entre les saisons et les continents sont de moins en moins marqués ; le recul des glaciers et la fonte des calottes polaires augmentent le niveau des océans ; les cycles de vie de certaines espèces animales et végétales sont modifiés et leur risque d'extinction s'accroît, etc...

Outre ces impacts sur l'environnement, tous les secteurs socio-économiques seront affectés. Ces conséquences imposent la mise à jour de l'infrastructure physique et sociale, allant d'une modification des pratiques de construction à une adaptation des systèmes de santé. Le secteur de l'agriculture sensible au climat sera aussi touché. Le changement de température affecte la période des récoltes ; les précipitations fortes provoquent de sérieux glissements de terrain ou de violentes coulées de boue d'où le besoin d'adaptation de ce secteur pour résister aux catastrophes naturelles plus intenses et plus fréquentes.

L'ensemble des études et données annoncent donc un danger qui menace la vie sur la Terre. Ce problème planétaire touche le monde entier sans exception et nécessite donc un engagement au niveau international afin d'en limiter les conséquences et sauver la planète.

L'activité humaine génère des GES qui sont une des causes du réchauffement climatique. La combustion des énergies fossiles est l'un des premiers facteurs qui augmentent la production des GES. C'est pourquoi aujourd'hui il est nécessaire de trouver de nouvelles énergies propres pour, sans même penser à baisser cette production, tenter au moins d'arrêter sa croissance. Actuellement, la quasi-totalité des activités (industries, transport, habitat etc..) se base sur les dérivés du pétrole (essence et gazole) dont les stocks sur la planète sont limités ce qui entraîne un problème économique et politique : la rareté des ressources liée à l'augmentation incontrôlable de la demande cause la croissance ingérable des prix et implique une dépendance politique envers les pays fournisseurs. Des solutions doivent donc être mises en œuvre pour limiter la consommation du pétrole tant dans l'industrie, que l'habitat ou les transports.

Dans le domaine des transports, l'hybridation des motorisations thermiques est une solution provisoire qui prépare pour les motorisations tout électriques. En utilisant des sources d'énergie électriques au lieu des dérivés du pétrole, l'efficacité énergétique du véhicule est améliorée et, en même temps, les émissions du véhicule et la consommation des carburants à base de pétrole sont réduites.

Depuis plusieurs années, les études sur ces nouvelles configurations de véhicules sont lancées. Différents sujets sont évoqués, mais la batterie reste l'élément primordial vu que le bon fonctionnement des véhicules hybrides et électriques est lié à la disponibilité du réseau de puissance et donc par conséquent à la batterie.

Dans ce genre d'applications où de fortes puissance et tension sont nécessaires, les accumulateurs (dits aussi cellules) sont branchés en parallèle pour former ce qu'on appelle un étage. L'association de plusieurs étages en série forme un module, et finalement un pack est constitué de plusieurs modules en série.

Le marché des batteries ne cesse d'évoluer au cours des années et les thèmes de recherche peuvent être divisés en deux groupes. Le premier porte sur la chimie et les processus de fabrication des batteries, et vise à augmenter l'énergie, la puissance, la sécurité et la dimension des cellules, de manière à être compatible avec les exigences de l'automobile. Le second s'intéresse aux modes d'utilisation des batteries et concerne le développement des modèles pour décrire leurs comportements, des algorithmes pour estimer des variables non mesurables, des circuits électroniques pour gérer les batteries pendant leur fonctionnement, etc... Le premier thème de recherche apparaît dans ce manuscrit au travers du choix de la technologie de l'accumulateur, alors que le cœur de l'étude appartient au deuxième.

La batterie est souvent accusée d'être le facteur limitant de ces nouvelles catégories de véhicules. Etant la partie la plus coûteuse (50 % du prix du véhicule), ni le constructeur, ni le consommateur ne désirent assumer le coût financier du remplacement du pack batterie au cours de la vie du véhicule.

Le développement d'un véhicule propre englobe par conséquent l'optimisation de sa chaîne de motorisation du point de vue du coût et de l'autonomie, ainsi qu'une mise en adéquation de la durée de vie du pack batterie avec celle du véhicule.

Malheureusement, les performances des batteries déclinent au fil de leur utilisation, ce qui rend leur gestion un enjeu essentiel pour la diffusion des véhicules propres dans des conditions de coûts acceptables. Un système de management de batterie (BMS pour Battery Management system) à bord d'un véhicule est nécessaire afin de protéger les batteries de tous les dommages éventuels, de prolonger leur durée de vie, et de veiller à les maintenir à un niveau de fonctionnement optimal. Pour atteindre ces objectifs, plusieurs indices d'état sont prédéfinis dont deux sont primordiaux pour une bonne gestion de l'énergie. Une bonne connaissance de l'état de charge (*SOC* pour State Of Charge) et de l'état de santé (*SOH* pour State Of Health) permet de déterminer le niveau de fonctionnement que peut assurer la batterie. Une bonne surveillance de la batterie permet également d'assurer son fonctionnement en toute sécurité et prévenir tout risque de dégradation des accumulateurs eux-mêmes (emballement thermique, explosion) et de leurs performances. Dans la littérature, on mentionne souvent la pertinence de l'impédance électrique pour atteindre ces objectifs. Sur la base d'observations des variations de l'allure du spectre d'impédance avec les conditions de mesures (courant, *SOC*, *SOH*, etc ...), on suggère une corrélation implicite ou explicite de l'impédance avec ces indices. Dans cette optique, le projet de recherche proposé dans ce mémoire vise à établir un système d'estimation embarqué de l'impédance électrique des accumulateurs et s'inscrit dans le cadre de l'amélioration des systèmes de gestion de batterie.

Toute l'étude portera sur un accumulateur de technologie Li-ion. En effet, cette technologie présente une excellente densité d'énergie, une durée de vie importante et ne possède pas d'effet mémoire. Après des débuts plus ou moins satisfaisants sur des technologies nickel-cadmium (*NiCd*) ou nickel-hydrure métallique (*NiMH*), les batteries Li-ion semblent prometteuses pour une utilisation dans des applications de puissance et donc représentent la prochaine génération de système de stockage qu'intégreront les véhicules électriques.

Etant donné que cette étude a pour finalité l'implantation en temps réel dans des processeurs embarqués sur véhicule, l'originalité de cette thèse par rapport aux travaux similaires, repose sur l'utilisation des signaux large bande à motifs carrés. Malgré leur simplicité apparente, leur intérêt est notable. Faciles à implanter en embarqué, ces signaux ont prouvé leurs performances pour l'identification de systèmes, et on va les appliquer au cas de l'impédance d'un accumulateur.

Ce document est structuré en quatre chapitres.

Un premier chapitre permet de situer la problématique traitée dans cette thèse par rapport aux enjeux sociétaux et environnementaux du développement des véhicules non polluants. Ensuite, les caractéristiques d'un accumulateur ainsi que les différentes approches de modélisation sont

présentées. A côté des modèles mathématiques et électrochimiques, les circuits électriques équivalents sont détaillés ainsi que les liens possibles entre les principaux phénomènes chimiques qui y prennent place et les composants électriques du modèle. Ce formalisme permettra une analyse physique plus aisée des différentes réponses de l'accumulateur.

Les chapitres suivants constituent le cœur du travail réalisé durant cette thèse.

Le chapitre 2 commence avec une présentation de la théorie de l'identification non paramétrique des systèmes linéaires et invariants dans le temps en utilisant des signaux large bande en entrée. Sur la base d'un circuit électrique équivalent (*CEE*) implanté sous Simulink, une étude en simulation des performances de signaux large bande de différents types pour l'estimation de l'impédance électrique est proposée afin de valider l'utilité de tels signaux pour cette application. Plusieurs grandeurs caractéristiques sont utilisées (cohérence spectrale, intervalle de confiance...) afin de quantifier les performances d'estimation de ces signaux d'excitation.

Ensuite, une étude expérimentale est présentée dans le chapitre 3. Puisque l'impédance réelle de l'accumulateur est inconnue, la première partie de ce chapitre est consacrée à une étude effectuée sur un circuit électrique de référence à impédance connue. En utilisant son expression analytique, une comparaison de performances entre la technique d'identification large bande proposée et celles de la méthode classique est établie. La seconde partie présente les résultats expérimentaux obtenus sur un accumulateur réel.

Le chapitre 4 constitue une continuité naturelle de l'étude. Il décrit deux possibilités d'exploitation de l'impédance estimée via la technique d'identification large bande. La première consiste à l'utilisation d'un algorithme d'optimisation afin de remonter aux valeurs des composants d'un circuit électrique équivalent. Dans cette optique, un algorithme double étape est élaboré. Celui-ci permet d'améliorer en termes de convergence, un algorithme classiquement utilisé. La seconde partie présente une comparaison des performances de la technique d'identification large bande proposée par rapport à un cahier des charges élaboré via le simulateur pour le suivi des indices d'état de l'accumulateur : l'état de charge (*SOC*) et l'état de santé (*SOH*).

Chapitre 1 : Contexte général

1.1 Problèmes écologiques et économiques liés au transport

De nos jours, la quasi-totalité des activités humaines s'appuie sur la consommation des dérivés du pétrole (essence et gazole), ce qui est particulièrement vrai pour le secteur du transport. La raréfaction de ces ressources et le réchauffement climatique que subit notre ère poussent à l'émergence de nouvelles énergies alternatives propres et renouvelables. Le développement de véhicules hybrides et électriques s'inscrit dans cette tendance de fond. De tels véhicules permettront de circuler, d'une part, en réduisant l'émission des gaz à effet de serre (GES) reconnus être les principaux agents responsables du réchauffement climatique, et d'autre part, sans être menacés par la raréfaction des ressources pétrolières.

1.1.1 Le transport en tant que principal émetteur de GES

Le terme GES regroupe plusieurs gaz émis par les activités humaines [1] :

- le dioxyde de carbone (CO_2) qui provient de la combustion des énergies fossiles,
- le méthane (CH_4) qui provient de l'élevage des ruminants, de la culture du riz, des décharges d'ordures, des exploitations pétrolières, gazières et charbonnières,
- le protoxyde d'azote (N_2O) qui vient des engrais azotés et de divers procédés chimiques,
- les gaz fluorés ou hydrofluorocarbures (HFC) qui sont des gaz propulseurs des bombes aérosols, des gaz réfrigérants ou proviennent d'industries diverses,
- les hydrocarbures perfluorés (PFC) qui sont émis notamment lors de la fabrication de l'aluminium,
- l'hexafluorure de soufre (SF_6) qui est un gaz inerte utilisé comme détecteur de fuite et isolant électrique.

Dans son cinquième rapport scientifique de 2013 [2], le groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat (GIEC) confirme, avec plus de 90% de certitude, que le réchauffement observé ces cinquante dernières années provient essentiellement de l'augmentation des émissions de GES par les activités humaines (chauffage, transports, industries, élevage intensif). La corrélation entre l'augmentation de la température et celle de la concentration des GES et plus particulièrement le CO_2 (unité : parties par million en volume ($ppmv$)) est un des éléments qui permettent d'étayer cette hypothèse [3] (Figure 1-11-1).

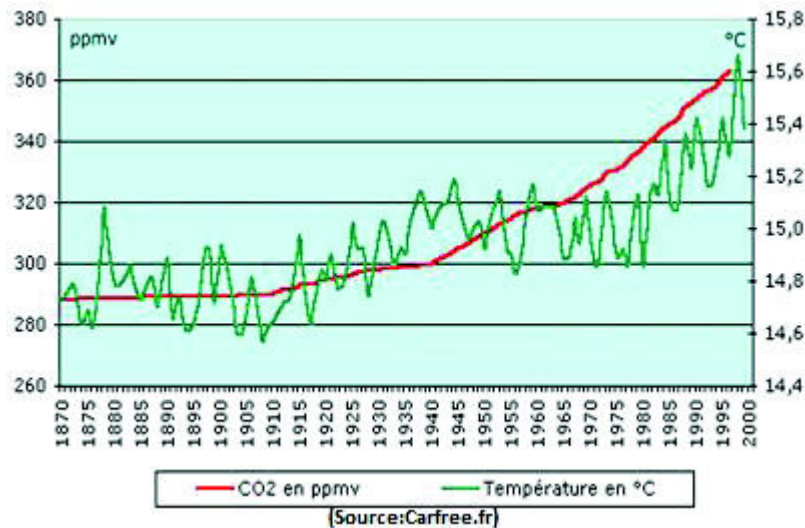


Figure 1-1: Evolution comparée de la concentration en CO_2 dans l'atmosphère et de la température moyenne du globe terrestre.

Les conséquences graves du réchauffement climatique sont sans équivoque. L'accroissement des températures moyennes mondiales de l'atmosphère et de l'océan, la fonte généralisée de la neige et de la glace et l'élévation du niveau moyen mondial de la mer sont des observations qu'on ne peut plus nier. Le réchauffement moyen constaté à la surface de la terre s'élève de $0,72^{\circ}C$ ($0,49^{\circ}C$ à $0,89^{\circ}C$) sur la période 1951 – 2012. Chacune des trois dernières décennies a été beaucoup plus chaude que toutes les décennies précédentes, et la première décennie du 21^e siècle a été la plus chaude [1].

Pour toutes ces raisons, bon nombre d'états ont investi dans des recherches visant à réduire les émissions de GES.

En France, plusieurs secteurs sont à l'origine des émissions de GES [4]. Particulièrement, en 2011 et avec un pourcentage d'environ 36%, le secteur des transports (regroupant la circulation automobile et le transport routier) est le principal émetteur, en particulier pour le CO_2 (Figure 1-21-2). Ce quota prend en compte la contribution directe de ce secteur à l'émission de CO_2 (combustion du gazole ou de l'essence), de CH_4 (évaporation des carburants en stockage et combustions incomplètes) et de HFC (systèmes de climatisation), ainsi que sa contribution indirecte (émissions dues à l'exploitation du pétrole).

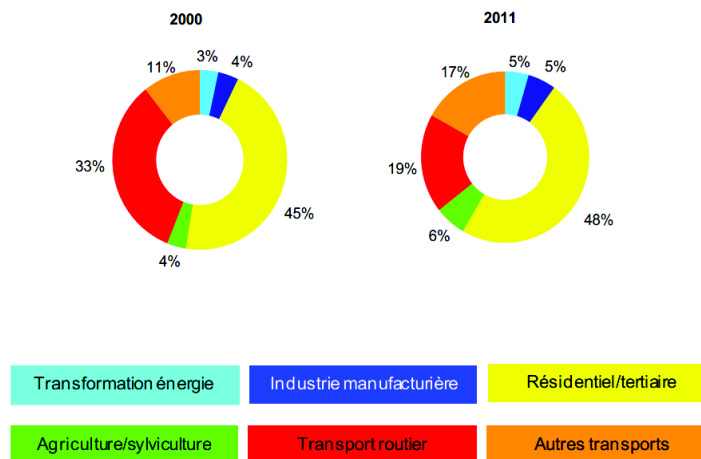


Figure 1-2 : Emissions de gaz à effet de serre par secteur en France en 2000 et 2011 [4].

Dans le secteur du transport, une corrélation explicite est notée entre l'évolution de la production automobile mondiale depuis 1880 et la concentration en CO_2 dans l'atmosphère (Figure 1-31-3). L'origine de cette augmentation peut être attribuée à deux causes principales : l'augmentation continue du nombre de voitures en circulation d'une part, et l'exigence continue des clients d'avoir des voitures plus puissantes et donc émettant plus de CO_2 d'autre part. En 2005, [5] annonce une nouvelle inquiétante : selon une étude récente, la concentration en CO_2 (380 $ppmv$) est 27 % plus élevée que le maximum atteint au cours de ces 650 000 dernières années. En 2006, le taux de CO_2 est toujours en augmentation, l'Organisation Météorologique Mondiale (OMM), enregistre une teneur de 381,2 $ppmv$.

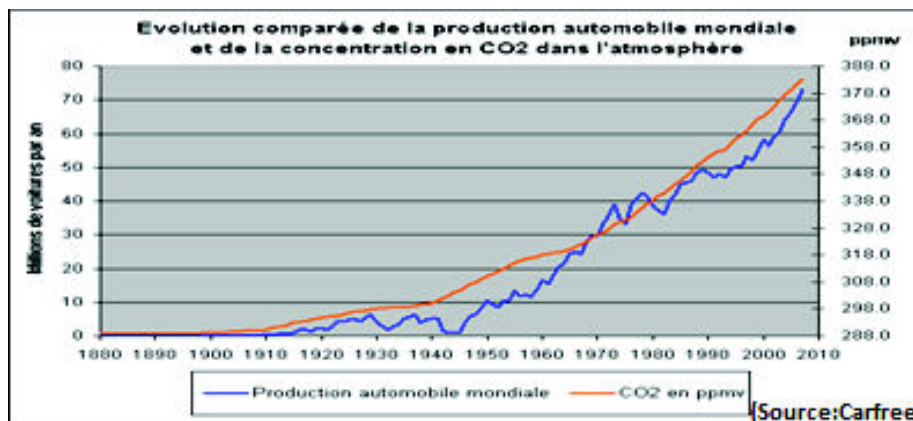


Figure 1-3 : Evolution de la production en automobile et de la concentration en CO_2 dans l'atmosphère.

Ces chiffres alarmants ont finalement abouti en 2005 à la mise en place d'une norme antipollution réduisant les émissions de GES par la commission européenne. Elle a pour objectif de corriger progressivement les tendances polluantes, et ses exigences sont réactualisées tous les quatre ans.

1.1.2 Le pétrole : conflits économiques et politiques

De même que les préoccupations environnementales, les préoccupations économiques et politiques impliquent également la mutation du secteur du transport. Les ressources en pétrole ne sont pas illimitées alors que les besoins s'accroissent. Cette raréfaction a directement influé sur le prix de l'essence qui ne cesse d'augmenter (Figure 1-41-4). L'effondrement noté en 2008 est lié à la crise financière qui a touché la planète. Cependant, la reprise à la hausse souligne une demande mondiale importante.

Et ce n'est pas tout, les pays occidentaux manquent de ressources pétrolières. Ce sont les pays du Moyen-Orient qui assurent les besoins des pays développés en pétrole. Cette dépendance économique impacte profondément les relations politiques surtout avec les troubles politiques au Moyen-Orient. L'utilisation de produits pétroliers devient de moins en moins avantageuse face à d'autres alternatives. Les constructeurs automobiles, en particulier, doivent donc s'adapter à ce contexte en développant des solutions utilisant des sources d'énergie moins coûteuses que le pétrole.

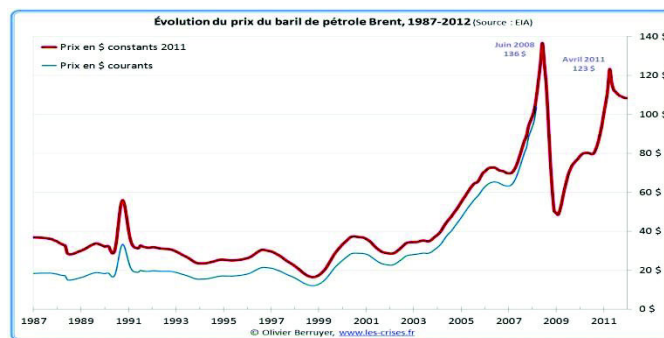


Figure 1-4 : Evolution du prix de pétrole de 1987 à 2012 [6].

1.2 Vers l'électrification du véhicule

Face aux problèmes évoqués, les consommateurs désirent des véhicules de plus en plus propres et les constructeurs automobiles doivent développer des solutions moins polluantes tout en utilisant des ressources moins coûteuses que le pétrole.

Plusieurs possibilités sont envisageables. Utiliser le Gaz de Pétrole Liquéfié, le Gaz Naturel, le biogazole en sont des exemples. Cependant, l'électrification du véhicule constitue notamment à court terme une excellente solution alternative, et à moyen ou long terme, pourrait venir remplacer les véhicules thermiques classiques. On distingue plusieurs degrés d'électrification en fonction de l'importance du système électrique dans la traction du véhicule [7] :

- HEV : Véhicule Hybride Électrique (Hybrid Electric Vehicle). Ces véhicules disposent d'un degré d'électrification plus ou moins important, allant de la simple aide au démarrage à un mode tout électrique très limité. Le véhicule devient alors moins consommateur de carburant

et moins polluant dans les villes. Il garde une autonomie et des performances dynamiques, comparables à celles des véhicules thermiques classiques sur routes et autoroutes. Il se distingue par l'impossibilité de se recharger sur une prise de courant [7].

- PHEV : Véhicule Hybride Électrique Rechargeable (Plug-in Hybrid Electric Vehicle). Ces hybrides rechargeables sont une variante du modèle hybride. Leur spécificité est de permettre le rechargement de la batterie du véhicule à l'arrêt à l'aide d'une prise de courant. Le pack batterie est, dans les faits, beaucoup plus important que pour un simple HEV. Le véhicule est donc capable de fonctionner en mode tout électrique sur de petites distances (inférieures à 50 km). Une fois la batterie déchargée, le véhicule se comporte alors comme un véhicule hybride [7].
- EV : Véhicule Électrique (Electric Vehicle). Les véhicules électriques ne sont pas des véhicules hybrides, ils ont le plus haut degré d'électrification. On parle de véhicule « tout électrique ». La seule source d'énergie utilisée, dans ces véhicules, est la batterie. Celle-ci se recharge comme celle d'un PHEV sur une prise de courant (recharge classique ou rapide). Les émissions sont alors nulles lors du roulage du véhicule, on parle également de véhicule « Zéro Émission » [7].

Ces véhicules, entre autres, font l'objet d'études menées au CEA¹ : en particulier, les instituts du LETI² et du LITEN³ travaillent dans le but de valoriser cette technologie. Il s'avère évident que le bon fonctionnement de ces véhicules dépend essentiellement des dispositifs de stockage d'énergie électrique, en particulier des batteries. Par conséquent, le contrôle du système de stockage d'énergie est primordial. Le principal obstacle est la difficulté d'une telle tâche. En effet, une batterie est un système non-linéaire complexe influencé par plusieurs facteurs dont les principaux sont les profils d'utilisation, caractérisés par les régimes de puissance et les durées d'interruptions, et la température interne, dépendante de la température ambiante et du système de gestion thermique. De plus, elle subit des modifications de ses propriétés en raison de processus de vieillissement. Dans de nombreux cas, l'état de la batterie est évalué uniquement à partir de la tension, du courant et de la température, ces paramètres étant accessibles à la plupart des systèmes de mesure embarqués dans le véhicule.

Cette thèse est une contribution à la gestion embarquée des batteries, et plus particulièrement à la détermination de l'impédance électrique d'un accumulateur (élément de base d'une batterie) dans un but de surveillance.

¹ Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives

² Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information

³ Laboratoire d'Innovation pour les Technologies des Energies Nouvelles et les nanomatériaux

1.3 Généralités sur les accumulateurs

Afin de situer la problématique de ce travail de thèse, cette section présente de manière générale, les accumulateurs, les différentes technologies existantes et leur principe de fonctionnement. Elle introduit aussi les grandeurs caractéristiques d'un accumulateur, ce qui permet de définir les indices d'état.

1.3.1 Les technologies des accumulateurs

Un accumulateur est un élément de stockage d'énergie électrochimique pouvant fonctionner de manière réversible. Un accumulateur est constitué de deux couples oxydoréducteurs, Ox_1/Red_1 et Ox_2/Red_2 , présents sur deux électrodes différentes ayant des potentiels d'équilibre différents. C'est l'écart entre les potentiels qui fait la tension à vide de l'accumulateur (OCV pour open circuit voltage). Ce dernier doit être capable de fournir un maximum d'énergie et de puissance pour un minimum de volume et de masse.

Un critère important de comparaison des performances de différents accumulateurs est l'évaluation du couple puissance/énergie spécifique qui est représenté par le diagramme de Ragone (Figure 1-51-5). Ce couple traduit l'énergie fournie pour une puissance donnée [8]. La puissance (resp. l'énergie) spécifique est définie comme étant la puissance maximale (resp. l'énergie maximale) que peut fournir l'accumulateur par unité de poids. Une première estimation de l'énergie spécifique peut être obtenue en utilisant la capacité nominale, la tension nominale et le poids de l'élément.

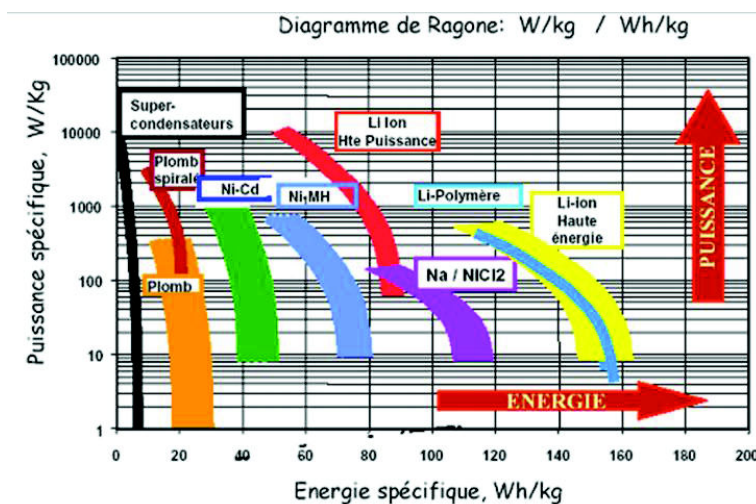


Figure 1-5 : Diagramme de Ragone pour différentes technologies d'accumulateurs [9].

Le choix des technologies des accumulateurs intégrés dans les véhicules hybrides et électriques a évolué au cours du temps. Le Tableau 1-1 présente une comparaison de trois principales technologies utilisées et permet d'expliquer les raisons aboutissant au choix de la technologie *Li-ion*.

energy storage technology	characteristics							
	energy [Wh/kg]	energy [Wh/l]	power [W/kg]	number of cycles @ 80% DoD	efficiency [%]	temperature range [°C]	cost [€/kWh]	
PbAC	flooded	25 - 40	60 - 100	140 - 350	200 - 1500	70 - 75	20 - 40	100 - 190
	VRLA	30 - 40	80 - 100	140 - 300	300 - 1000	80 - 85	20 - 40	100 - 190
	compressed	40 - 50	100	140 - 250	600 - 1500	70 - 85	20 - 40	35 - 50
alkaline	NiCd							
	power	25 - 40	130	500	600 - 1500	70 - 75	-40 - 50	400 - 1000
	energy	40 - 50	130	120 - 350	800 - 1500	70 - 75	-40 - 50	400 - 1000
	NiZn	60 - 60	200 - 300	500 - 1000	200 - 1000	60 - 65	0 - 40	500 - 800
NiMH	power	40 - 55	80 - 200	500 - 1400	500 - 2000	70 - 80	0 - 45	700 - 1500
	energy	60 - 60	200 - 350	200 - 600	500 - 2000	70 - 80	0 - 45	700 - 1500
lithium based	Lilon							
	power	70 - 130	150 - 450	600 - 3000	800 - 1500	85 - 90	-20 - 60	500 - 1500
	energy	110 - 220	150 - 450	200 - 600	800 - 1500	85 - 90	-20 - 60	500 - 1500
LiPolymer	100 - 180	100	300 - 500	300 - 1000	90 - 95	-110	300 - 500	
ultracap	power	3 - 5	3 - 10	2000 - 10000	500k - 1M	95 - 100	-20 - 90	1700 - 2300
	energy	12 - 20	3 - 6	2000 - 10000	500k - 1M	95 - 100	-20 - 90	1700 - 2300
flywheel	power	1.8 - 3.7	7 - 17	100 - 1000	10k - 50k	90 - 95	-20 - 50	200 - 660 [€/kWh]
	life	1 - 10	3.7 - 5.7	100 - 1000	10k - 100k	90 - 95	-20 - 50	300 - 400 [€/kWh]

Tableau 1-1 : Comparaison des technologies d'accumulateurs [13].

Au départ, en raison de leur faible coût et de leur simplicité de mise en œuvre, les accumulateurs plomb à électrolyte acide étaient les plus utilisés. Toutefois, leurs faibles densités énergétiques ainsi que leur courte durée de vie ont poussé les constructeurs à développer de nombreuses autres technologies : nickel à électrolytes alcalins (*NiCd*, *NiMH*, *NiFe*), lithium à électrolyte polymère solide et anode de lithium métallique en film minces (*Li-pol*) ou à électrolyte organique liquide et électrode négative à insertion (*Li-ion*), alcalins (*Ni/Zn*, *Mn/Zn*) etc. Les technologies qui ont précédé les accumulateurs *Li-ion* souffraient de plusieurs problèmes. On peut citer comme simple exemple le dépôt métallique sous forme de dendrite. Ce dépôt, inhérent à la nature même du métal, peut, dans les accumulateurs lithium métal polymère par exemple, provoquer des problèmes de sécurité. Cette poussée dendritique est susceptible d'entraîner un court-circuit interne à l'accumulateur par percée du séparateur (membrane séparant les deux feuillets d'électrodes). De plus, elle contribue à la consommation de l'électrolyte qui réagit avec le lithium fraîchement déposé [10]. Actuellement les accumulateurs *Li-ion* dominent le marché des accumulateurs pour plusieurs raisons. On en cite quelques unes ci-dessous [11][12] :

- densité d'énergie élevée ($170 \text{ mAh} \cdot \text{g}^{-1}$ environ),
- matière brute peu coûteuse et disponible dans la nature (minérale de triphylite),
- facilité de synthèse,
- respect de l'environnement et de la sécurité,
- vie de cycle et calendrier plus longue,
- excellente stabilité de structure,
- stabilité thermique et stabilité électrochimique.

Malgré ces performances, leur coût reste encore élevé. Les travaux de recherche actuels portent sur les matériaux constitutifs des électrodes, et notamment la positive, afin d'augmenter la tension de fonctionnement et/ou la durée de vie.

1.3.2 Grandeurs caractéristiques d'un accumulateur

Une technologie d'accumulateur peut être caractérisée par une multitude de grandeurs [20], dont on donne ici la définition.

1.3.2.1 La capacité de stockage C (Ah)

La capacité de stockage C [20] représente la quantité de charge qu'il est possible d'obtenir lors d'une décharge complète de l'accumulateur initialement chargé avec un courant constant. La nomenclature utilisée pour désigner la capacité de stockage obtenue pour une décharge de n heures est C_n . De manière générale, lorsque l'on parle d'une capacité C_5 , cela revient à évoquer la quantité de charge obtenue lors d'une décharge de 5 heures.

1.3.2.2 La capacité nominale C_n (Ah)

La capacité nominale [20] correspond à la capacité de stockage obtenue à un régime de décharge nominal et respectant les critères initiaux et finaux du constructeur (température, intensité du courant, etc...). Comme la capacité de stockage, la capacité nominale dépend de la température et de l'état de l'accumulateur.

1.3.2.3 La capacité stockée C_S (Ah)

La capacité stockée [20] est analogue à la capacité nominale définie au paragraphe précédent exceptée que l'état initial ne désigne pas forcément l'accumulateur comme étant complètement chargé.

1.3.2.4 Le rendement faradique (%)

Le rendement faradique [20] η_f représente l'efficacité de la recharge. En effet, dans les accumulateurs à électrolyte aqueux, les réactions aux électrodes sont concurrencées par des réactions secondaires. Ces réactions secondaires représentent des courants de fuite importants notamment lors des charges. Les accumulateurs Li-ion, dont l'électrolyte n'est pas aqueux, présentent des rendements faradiques proches de 100 %.

1.3.2.5 L'autodécharge (%)

Les phénomènes d'autodécharge [20] se traduisent par une perte de l'énergie lors du stockage de l'accumulateur. Ce phénomène provient des réactions secondaires intervenant aux deux électrodes et dépend fortement de la température. Pour les accumulateurs plomb et *NiCd* [21], l'autodécharge est de 2 % par jour. Les accumulateurs Li-ion sont beaucoup moins sensibles à ce phénomène avec une autodécharge de 10 % par mois [21].

1.3.2.6 La tension à vide (OCV pour Open Circuit Voltage)

La tension à vide désigne la tension d'équilibre de l'accumulateur au repos. Elle est définie comme la différence des potentiels d'équilibre entre les deux électrodes. Après des temps de relaxation suffisant, celle-ci dépend directement, d'après la loi de Nernst [22], des activités des espèces actives et de la température. L'historique de l'utilisation de l'accumulateur peut avoir un impact sur la tension à vide. On parle alors de phénomène d'hystérésis. Celui-ci est limité pour les accumulateurs Li-ion [20].

1.3.2.7 La durée de vie en cyclage et calendaire

Les performances des accumulateurs décroissent avec le temps. Un accumulateur est considéré en fin de vie lorsque ses performances ne répondent plus à celles nécessaires pour l'application visée. La durée de vie en cyclage dépend de plusieurs paramètres tels que le mode du cyclage, la fenêtre d'état de charge utilisée et de la température de cyclage. Elle est exprimée en nombre de cycles ou bien en quantité de charge fournie [20].

Par ailleurs, une autre durée de vie est donnée à un accumulateur lors d'un stockage prolongé, on parle de la durée de vie calendaire. Même dans le cas où l'accumulateur n'est pas utilisé, il est le siège de réactions secondaires qui le détériorent. Cette grandeur dépend aussi de plusieurs paramètres tels que l'état de charge de l'accumulateur et la température de stockage [20].

1.3.3 Les accumulateurs Li-ion

1.3.3.1 Fonctionnement

Dans cette étude, l'accumulateur Li-ion utilisé est de type $LiFePO_4$. Son fonctionnement repose sur le schéma d'oxydo-réduction classique de la Figure 1-61-6 intervenant simultanément aux deux pôles : l'électrode positive ($Li_{1-x}FePO_4$) (Equation 1-1) et la négative (Li_xC_6) (Equation 1-2). On nomme souvent ce principe mécanisme « rocking chair » car le lithium s'insère et se désinsère alternativement d'une électrode à l'autre lors des processus de charge / décharge.

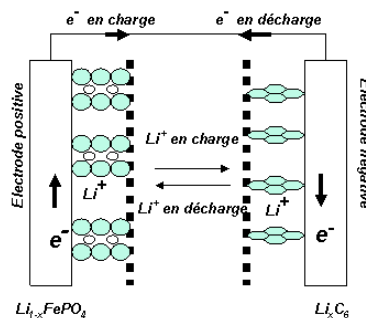
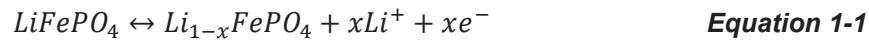
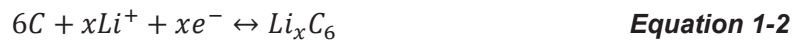


Figure 1-6 : Principe de fonctionnement d'un accumulateur Li-ion [14].

- Réaction électrochimique à l'électrode positive



- Réaction électrochimique à l'électrode négative



On constate qu'au cours des processus électrochimiques, le lithium conserve toujours un caractère ionique, sans que jamais ne survienne le phénomène de dépôt métallique.

Les matériaux d'électrodes sont généralement des matériaux d'insertion dont la caractéristique principale est de pouvoir insérer ou désinsérer des ions Li^+ de manière réversible. En fonctionnement, les ions Li^+ sont échangés entre les deux électrodes, à travers un électrolyte qui joue le rôle de conducteur ionique. Les électrons transitent, quant à eux, par le circuit électrique externe pour garantir la neutralité des électrodes. Pour assurer ces échanges, la polarisation doit bien entendu être toujours maintenue par le circuit externe. Lors de la décharge, les réactions d'oxydoréduction aux électrodes sont spontanées. Des ions Li^+ (respectivement électrons) sont produits à l'électrode négative et sont transportés à travers l'électrolyte (respectivement circuit électrique) avant d'être insérés dans l'électrode positive. Cela conduit à une oxydation de l'électrode négative (anode) et à une réduction de l'électrode positive (cathode), et donc à la production d'un courant électrique. Lors de la charge, un courant doit être fourni par le circuit externe pour inverser les réactions et stocker une énergie sous forme d'énergie chimique. Dans ce cas, l'électrode négative et l'électrode positive deviennent respectivement, la cathode et l'anode.

1.3.3.2 Phénomènes physico-chimiques

Les accumulateurs Li-ion sont le siège de différents phénomènes physico-chimiques. Cette partie décrit brièvement quelques-uns de ces phénomènes.

a) L'effet de couche double

L'effet de couche double est la représentation électrique de l'interface électrode-électrolyte. Lorsqu'un métal est plongé dans une solution, il a tendance à se charger négativement en surface à cause d'un excès d'électrons. À son tour, cette surface attire les ions positifs de son voisinage pour créer une couche positive (interne). Par équilibre, une couche d'ions de signe opposé (externe) va également se former quasi-instantanément le long de la première couche (Figure 1-71-7) [15]. Ce phénomène traduit le comportement d'un condensateur C_{dl} dont le diélectrique a une épaisseur très faible.

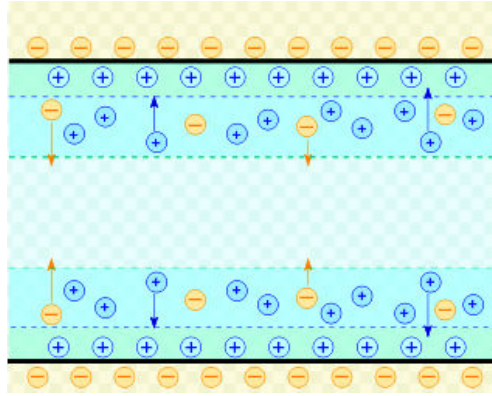


Figure 1-7 : Schéma de composition de la couche double [16].

b) Transfert de charge

Le phénomène de transfert de charge traduit la cinétique de la réaction d'oxydo-réduction [15]. Ce phénomène est dépendant, entre autres, de la surtension à l'interface et de l'activité des oxydants et réducteurs. L'expression du courant faradique est donnée, sous forme réduite, par la formule de Butler-Volmer [17]:

$$I_F = I_0(e^{-\alpha F\eta} - e^{-(1-\alpha)F\eta}) \quad \text{Equation 1-3}$$

Avec F la constante réduite de Faraday, α le coefficient de transfert de charge, η la surtension à l'électrode ou la surtension à travers la double couche (C_{dl}), et I_0 le courant d'échange.

c) La diffusion

Le transport par diffusion concerne le déplacement de matière sous l'effet du gradient de potentiel chimique des milieux les plus concentrés vers les moins concentrés. Ce phénomène est le plus compliqué à analyser dans l'étude de l'accumulateur et n'est sollicité que pour des fonctionnements à très basse fréquence ($f < 2 \text{ mHz}$) ou à fort courant [15][18].

d) Film de passivation

Lorsque le potentiel des électrodes négatives (resp. positives) est situé en dehors du domaine de stabilité électrochimique, une réduction (resp. décomposition) partielle de l'électrolyte à la surface des grains de matière active est alors observée [14][19]. Ce processus entraîne la consommation d'une partie du lithium et crée une couche solide à la surface de ces électrodes, appelée « film de passivation ». En plus d'une diminution irréversible de la capacité de l'accumulateur, une diminution de la puissance disponible due à l'augmentation de l'impédance de l'électrode à cause de la présence de cette couche, est aussi observée. Ce film permet la migration des ions lithium lors de l'insertion/désinsertion dans le matériau carboné, et empêche partiellement la réduction de l'électrolyte.

e) *Pertes ohmiques*

Tout passage de courant dans l'accumulateur est accompagné d'une chute de tension liée aux résistances de l'électrolyte, de l'électrode et des éléments de connexion. Bien que ces résistances soient de faibles valeurs, elles sont la cause principale des pertes par effet Joule dans l'accumulateur.

1.3.4 Des accumulateurs aux batteries

Toutes les technologies sont caractérisées par une faible tension nominale par rapport aux exigences de la plupart des systèmes à alimenter et particulièrement des véhicules hybrides et électriques (1,2 V pour des accumulateurs de type *NiMH*, 3,2 V pour une technologie Li-ion phosphate de fer (*LiFePO₄*), 3,7 V pour une technologie de type Li-ion à base d'oxyde de cobalt). Pour obtenir de fortes capacités, on place plusieurs accumulateurs en parallèle, ce type d'association est désigné comme un étage. Pour obtenir le niveau de tension adéquat, on place en série plusieurs étages, on parle alors de modules. L'association de plusieurs modules est appelée une batterie d'accumulateurs ou « pack batterie » ou plus couramment batterie (Figure 1-81-8).

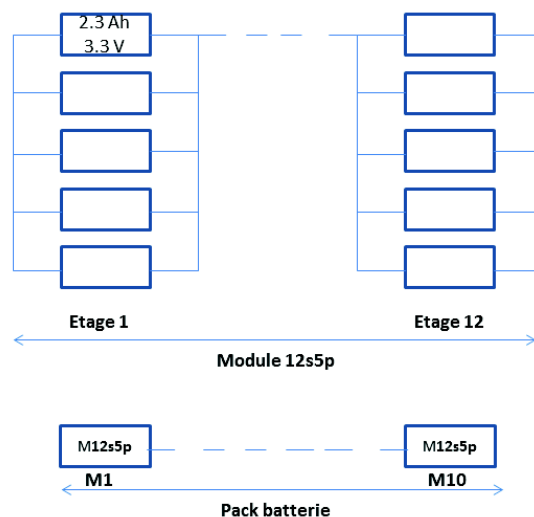


Figure 1-8 : Lien entre accumulateurs et batteries – Exemple d'une batterie composée de 10 modules en série, chaque module contenant 5 accumulateurs de 2,3 Ah chacun en parallèle (5p) mis en série 12 fois (12s).

1.4 Système de supervision de batterie

Le fonctionnement dans des conditions anormales d'un accumulateur peut provoquer des dégâts catastrophiques. L'emballement thermique en est un exemple. Ce phénomène se déclenche surtout lors d'un court-circuit interne ou une surcharge. Assurer la sûreté des éléments d'un pack batterie est donc indispensable pour le développement des HEVs et EVs.

Les batteries utilisées dans les véhicules sont soumises à des profils d'usage complexes. En effet, ces profils reflètent l'utilisation chaotique de la traction opérée par le conducteur lors de trajets et qui se

caractérisent par des vitesses et puissances variables et irrégulières. Contrairement à l'utilisation au sein d'un ordinateur portable (par exemple) constituée de charges et de décharges répétitives, les profils automobiles peuvent être considérés comme aléatoires.

Un système de supervision, désigné comme le BMS (Battery Management system), est donc toujours intégré dans les HEVs et EVs afin d'assurer a minima la sûreté de fonctionnement des batteries.

1.4.1 Indices d'états

Parmi les indicateurs d'état qui s'avèrent importants pour la gestion de la batterie, on peut citer l'état de charge et l'état de santé. Dans ce paragraphe, on s'intéresse à leur définition à l'échelle de l'accumulateur, mais les mêmes notions peuvent être adaptées à l'échelle d'une batterie.

1.4.1.1 Etat de santé (SOH)

Le vieillissement est la modification, au fil du temps, des propriétés de l'accumulateur. Il se traduit généralement par une baisse de la capacité nominale $C_n(Ah)$ au fil de l'utilisation ou du temps [25][26]. L'état de santé (SOH pour « state of health ») est donc défini comme le rapport de la capacité nominale de l'accumulateur à l'instant t par rapport à celle en sortie d'usine à t_0 :

$$SOH = \frac{C_{n,t}(T)}{C_{n,t_0}(T)} \quad \text{Equation 1-4}$$

La capacité nominale variant avec la température, cet indice est généralement défini pour une température de référence T donnée.

1.4.1.2 Etat de charge (SOC)

L'état de charge ou SOC (pour « state of charge ») représente le rapport des capacités stockée et nominale à une température T donnée. Il est normalisé entre 0 et 100%.

$$SOC = \frac{C_s(T)}{C_n(T)} \quad \text{Equation 1-5}$$

Le calcul par coulométrie permet de suivre facilement le SOC d'un accumulateur. Il consiste à calculer la quantité de charge retirée (décharge) ou injectée (charge) entre deux instants différents lorsque l'accumulateur est soumis à un courant I (Equation 1-6).

$$SOC(t_2) - SOC(t_1) = \frac{1}{3600C_n} \begin{cases} - \int_{t_1}^{t_2} I dt & \text{si } I < 0 \text{ (décharge)} \\ - \int_{t_1}^{t_2} \eta_f I dt & \text{si } I > 0 \text{ (charge)} \end{cases} \quad \text{Equation 1-6}$$

C_n est la capacité nominale en Ah, t_1 et t_2 sont les instants en s de début et fin de l'application du courant I , η_f est le rendement faradique qui représente l'efficacité de recharge [20].

Dans l'application des véhicules hybrides et électriques, le calcul d'intégration s'effectue grâce à une valeur référence de temps et de la mesure du courant total du pack batterie ou de l'accumulateur.

Les erreurs accumulées à cause à l'intégration sont compensées grâce au recalage du *SOC* via une mesure de tension lorsque celle-ci atteint les limites haute ou basse. Dans [52][88], plusieurs méthodes de mesure du *SOC* sont détaillées.

1.4.2 Terminologie

Dans ce paragraphe, une définition est donnée pour la surveillance, le diagnostic et la supervision des batteries. Cette terminologie est directement inspirée du domaine de la supervision des systèmes complexes [23][24].

D'une manière générale, la supervision d'un système a pour but de réagir correctement aux changements d'états éventuels de ce système (dégradation, apparition de défauts, ...) afin de maintenir ses performances et d'assurer la sécurité des biens et des personnes. Elle est constituée de trois tâches principales :

- l'étape de surveillance,
- l'étape de diagnostic,
- l'étape de décision.

L'objectif de la surveillance (ou « monitoring ») est la détermination à chaque instant de l'état courant du système d'intérêt. Cet état est constitué par un ensemble de symptômes dont il faut détecter la présence et déterminer les caractéristiques. Il est important de noter que ces symptômes ne sont pas des défauts, mais plutôt des indicateurs qui permettront la détection et la caractérisation de défauts ou de défaillances dans une étape ultérieure. La tâche de monitoring est réalisée grâce aux connaissances disponibles sur ce procédé, qui peuvent être de deux types :

- les connaissances *a priori* développées avant l'action de surveillance, constituées par exemple par des modèles physiques du système,
- les connaissances *en fonctionnement* constituées par les observations faites sur le système lors de son fonctionnement.

L'étape de diagnostic est l'opération qui consiste à remonter des symptômes et de leurs caractéristiques aux défauts présents dans le système d'intérêt. Cette étape utilise donc les sorties de l'étape précédente de surveillance pour fournir une liste de défauts et de défaillances éventuels ainsi que leurs caractéristiques (gravité, localisation...).

Enfin, l'étape de décision consiste à réagir correctement à l'apparition de défauts et de défaillances au sein du système, et à entreprendre les actions correctes permettant d'assurer la sûreté de fonctionnement du procédé (changement de consigne, passage dans un mode dégradé de fonctionnement, opération de maintenance, réparation, mise hors service...).

Concernant les applications de gestion de batteries embarquées dans des HEVs et EVs, la surveillance de la batterie (le système d'intérêt) consiste à estimer les indicateurs d'états (les symptômes) qui seront présentés dans le paragraphe suivant. Pour y parvenir, la tension et le

courant sont le plus souvent observés (constituant les connaissances en fonctionnement). Des connaissances *a priori* peuvent également être rajoutées en utilisant un modèle de batterie. Ensuite, l'étape de diagnostic consiste en général à attribuer un seuil pour chaque indicateur. Par exemple un état de charge aux alentours de 0% peut entraîner une surdécharge si l'accumulateur continue à débiter du courant, ceci ayant des conséquences néfastes sur l'accumulateur. L'étape de diagnostic consistera donc ici à comparer l'état de charge courant de l'accumulateur avec un seuil prédéterminé proche de 0 %. Une fois ce seuil franchi intervient la dernière étape du système de supervision : la tâche de décision. Pour l'exemple précédent de surdécharge, il s'agira de limiter le courant puis d'ouvrir le contacteur de sécurité en cas de franchissement du seuil afin de réagir correctement à cet événement particulier.

Les systèmes regroupant toutes ces fonctionnalités sont appelés systèmes de gestion ou de supervision de batteries, ou plus communément « BMS » (pour Battery Management system).

1.5 L'accumulateur : objet de modélisation

Afin d'assurer les différentes tâches du BMS, la modélisation des accumulateurs s'avère un outil essentiel pour comprendre et prédire leur fonctionnement dans un système aussi délicat que les HEVs et EVs. Elle aide à développer des outils théoriques et pratiques nécessaires pour la compréhension et la caractérisation des accumulateurs, siège de différents phénomènes électrochimiques complexes. Ce modèle doit s'adapter à n'importe quel profil de charge sur une large variation du *SOC* de l'accumulateur et à différentes températures de fonctionnement. Cette section est de nature bibliographique [27]. L'objectif n'est pas de recenser tous les modèles existants mais plutôt de se positionner par rapport aux travaux existants et souligner a posteriori les choix adoptés dans cette thèse.

1.5.1 Boîte Blanche

Il s'agit des modèles physio-chimiques. Ce sont les modèles les plus précis et les plus utilisés par les concepteurs d'accumulateurs pour optimiser les performances d'un accumulateur [27]. Toutefois, ils sont également les plus lents et les plus difficiles à configurer (paramètres basés sur la connaissance de la structure, la chimie, la composition, la capacité, la température, et d'autres caractéristiques de l'accumulateur). Par exemple, [28][29] ont développé un modèle électrochimique isotherme qui décrit la charge et la décharge d'un accumulateur au lithium pour un seul cycle. Ce modèle se base sur la résolution d'équations différentielles mettant en jeu les concentrations des espèces en solution. Ces modèles permettent de prédire la tension de l'accumulateur en fonction du temps, mais aussi les profils de concentration au sein des électrodes et de l'électrolyte [30]. Ils peuvent aussi

être utilisés pour définir les capacités disponibles à différents profils de sollicitation ou établir les régimes optimaux de courant admissible.

1.5.2 Boite noire

Il s'agit des modèles empiriques [27] consistant à établir une relation directe entre les conditions d'usage et les performances de l'accumulateur (capacité, énergie, ...). Ces modèles sont les plus faciles à configurer mais sont difficilement extrapolables. Les paramètres utilisés n'ont pas de signification physique, ce qui limite sérieusement l'analyse du comportement de l'accumulateur. La loi de Peukert [14] est un exemple de ce genre de modèle. On peut aussi citer dans cette catégorie les modèles basés sur la logique floue [31][32][33][34] ou ceux sur les réseaux de neurones [35][36][37]. Bien que la précision, la vitesse et la complexité de ces modèles soient acceptables, le comportement de l'accumulateur est décrit par des relations sans aucun lien direct avec les phénomènes physico-chimiques qui s'y déroulent. Par conséquent, l'interprétation physique des résultats demeure difficile.

1.5.3 Boite grise

Au lieu de modéliser le comportement de l'accumulateur, soit en décrivant les processus électrochimiques, soit par approximation empirique, les modèles de type boite grise [27] tentent de fournir une représentation équivalente du comportement d'un accumulateur. Bien que le nombre de paramètres soit en général limité, ces modèles font appel à des tables qui nécessitent un effort de configuration important.

Il s'agit en particulier de la modélisation des accumulateurs par des circuits électriques équivalents (*CEEs*) [38][39][40][41][42][43] qui constitue un outil essentiel pour les professionnels du génie électrique. De tels circuits permettent de traduire le comportement électrique fréquentiel et temporel des accumulateurs. Grâce à l'analogie entre les différents domaines de la physique-chimie et le domaine de l'électricité, les circuits électriques peuvent, sous certaines conditions de linéarité, approcher les différents phénomènes physico-chimiques présents dans un accumulateur au moyen d'éléments passifs (résistances, capacités, inductances) et actifs (force électromotrice, source de courant ...).

Il est important de distinguer les modèles statiques des modèles dynamiques. Les modèles statiques ne prennent pas en compte les phénomènes transitoires et leur impédance est constituée uniquement d'éléments résistifs, tandis que les modèles dynamiques sont capables de décrire les phénomènes transitoires en utilisant des éléments dont les impédances sont complexes.

Suivant la gamme de validité du modèle, les paramètres de ces circuits peuvent intégrer l'influence de divers facteurs tels que la température, l'état de charge, le courant et l'état de santé. Une phase

de caractérisation préalable est alors réalisée permettant d'établir le lien entre ces paramètres et les différents facteurs.

Enfin, quelle que soit la complexité du modèle *CEE* utilisé, des modèles supplémentaires sont nécessaires pour pouvoir suivre l'évolution du *SOC* (via le suivi de l'*OCV* par exemple), de la température (via un modèle d'évolution d'un ou plusieurs paramètres du *CEE*), et du *SOH* (via un modèle d'évolution d'un ou plusieurs paramètres du *CEE*).

1.5.3.1 Le modèle de Randles généralisé

L'accumulateur présente des comportements microscopiques très complexes et des phénomènes internes fortement couplés. Randles a proposé un circuit électrique équivalent (Figure 1-91-9) en les traduisant avec des composants électriques [44].

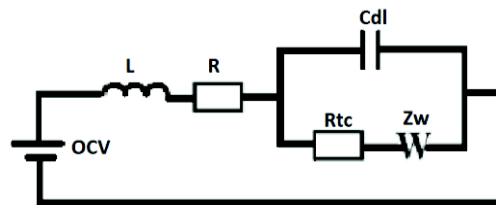


Figure 1-9 : Circuit de Randles.

Une interprétation préalable des composants est possible. Le modèle (Figure 1-91-9) renferme une résistance ohmique (R) et une inductance (L) en série modélisant les effets des électrodes, de l'électrolyte et de la connectique. Le comportement de la double couche peut être associé à la capacité C_{dl} alors que la cinétique de la réaction électrochimique peut être décrite par la résistance de transfert de charge (R_{tc}). Selon son modèle, le potentiel d'équilibre est représenté par une source de tension idéale (OCV). Enfin le phénomène de diffusion, connu pour être difficile à étudier, est modélisé par une impédance de Warburg (Z_w). Trois cas d'impédance de Warburg sont généralement utilisés selon l'épaisseur de la couche de diffusion [18] : épaisseur semi-infinie, épaisseur finie en présence de la convection ou de l'hypothèse de Nernst, et épaisseur finie à travers un film mince. Ces impédances peuvent être généralisées en intégrant des exposants non entiers dans leur expression.

Aussi, afin de présenter les équations correspondantes à chaque cas, il s'avère nécessaire d'introduire rapidement des composants à impédance d'ordre non entier appelés éléments à phase constante (*CPE* pour « *Constant Phase Element* ») [45][46] et présentés plus en détails dans l'Annexe A de ce mémoire. La formule générale de l'impédance d'un *CPE* est donnée par :

$$Z_{CPE}(f) = \frac{1}{T(j2\pi f)^p} \quad 0 \leq p \leq 1 \quad \text{Equation 1-7}$$

$$si \begin{cases} p = 1: \text{capacité pure} \\ p = 0: \text{résistance pure} \end{cases}$$

T est une constante et j est un complexe tel que $j^2 = -1$, f étant la fréquence, p étant l'ordre non entier du CPE . Dans cette étude, un CPE va être connecté en parallèle à une résistance R . Afin de clarifier la notion du CPE , l'impédance du circuit $R//CPE$ est tracée à la Figure 1-101-10 pour différentes valeurs de p .

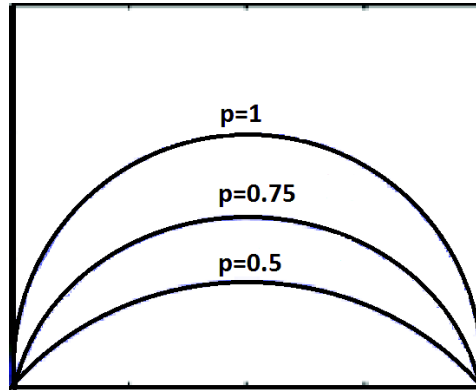


Figure 1-10 : Diagramme de Nyquist de $Z_{R//CPE}$ pour différentes valeurs de p [47].

Normalement, un système réel dépend non seulement de son état actuel mais également de ses états passés. La dérivée d'ordre non-entier d'une fonction $f(t)$ permet de prendre en compte les valeurs de $f(t)$ à tous les instants $t < 0$ grâce à l'intégration qui apparaît naturellement dans les définitions présentées dans l'annexe A. Elle fournit donc une caractérisation globale de $f(t)$. C'est cet effet mémoire qui fait de la dérivation non-entière un outil intéressant pour modéliser correctement les phénomènes capacitifs et diffusifs qui ont lieu au sein d'un accumulateur.

En fonction du cas considéré, l'impédance de diffusion est exprimée de manière différente [18] (Figure 1-111-11) :

- la diffusion semi-infinie est correctement modélisée par un CPE [18],
- la diffusion finie d'après l'hypothèse de Nernst [18] est modélisée par :

$$Z_W(\omega) = R \frac{\tanh(jT\omega)^p}{(jT\omega)^p} \quad \text{Equation 1-8}$$

A très basses fréquences, l'impédance de Warburg présente le comportement d'une résistance. C'est pourquoi on parle de « circuit fermé ».

- la diffusion finie à travers un film mince [18] est modélisée par :

$$Z_W(\omega) = R \frac{\coth(jT\omega)^p}{(jT\omega)^p} \quad \text{Equation 1-9}$$

La partie imaginaire tend vers l'infini pour les fréquences basses ce qui correspond à l'impédance d'une capacitance ou à un état de « circuit ouvert ».

Ces phénomènes diffusifs seront négligés dans la suite de la thèse vu qu'ils ne sont sollicités que pour des fréquences extrêmement basses.

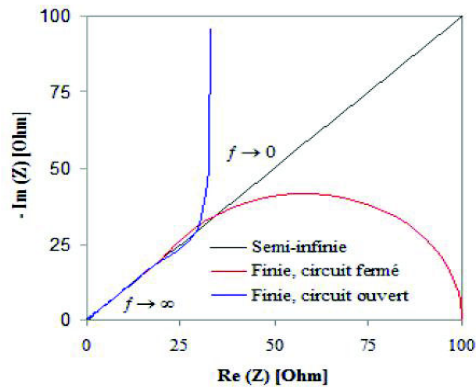


Figure 1-11 : Trois types d'impédance de Warburg [18].

1.5.3.2 Application aux cellules $LiFePO_4$

Le modèle classique de Randles donné à la Figure 1-91-9 et basé sur des impédances d'ordre entier n'est pas approprié pour décrire finement le comportement macroscopique complexe de l'accumulateur. Afin de modéliser correctement un accumulateur, le recours à l'utilisation des $CPEs$ s'avère intéressant, et particulièrement pour modéliser l'effet de couche double et du film de passivation. C'est pourquoi le modèle de Randles généralisé (Figure 1-121-12) consistant à introduire dans le circuit classique deux de ces termes, CPE_f et CPE_{dl} , a été proposé dans K.DONG [18] pour modéliser un accumulateur de type $LiFePO_4$.

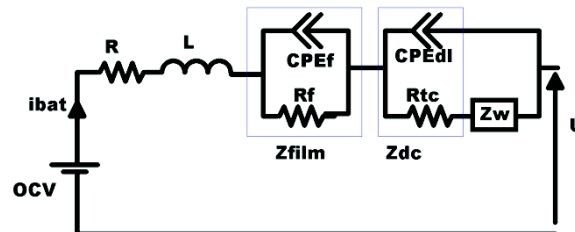


Figure 1-12 : Modèle de batteries $LiFePO_4$ [18].

L'équation analytique de l'impédance totale de ce circuit où l'impédance de Warburg est négligée est donc finalement donnée par :

$$Z_{analytique}(f) = R + 2\pi jLf + \frac{R_f}{1 + R_f T_f (2\pi jf)^{p_f}} + \frac{R_{tc}}{1 + R_{tc} T_{dl} (2\pi jf)^{p_{dl}}} \quad \text{Equation 1-10}$$

Le Tableau 1-2 récapitule l'ensemble des paramètres de ce modèle ainsi que les phénomènes que [18] a essayé de leur associer.

R	Résistance des électrodes, électrolytes et connexions
L	Inductance de connexions
R_f	Résistance du film de passivation
T_f, p_f	Paramètres du CPE_f : effet du film de passivation

R_{tc}	Résistance de transfert de charge
T_{dl}, p_{dl}	Paramètres du CPE_{dl} : effet de la double couche

Tableau 1-2 : Récapitulatif des paramètres du CEE de Randles amélioré.

Le simulateur associé (Annexe C), développé sous Matlab/Simulink à l'INES⁴ [18][20][48], a montré de bonnes performances lors d'expérimentations menées sur des accumulateurs graphite $LiFePO_4$ de la compagnie A123 Systems Ltd, de capacité nominale 2,3 Ah et de tension nominale de 3,3V (cf. Annexe B). Le modèle présenté ici sera donc celui utilisé dans la suite de ce mémoire, et le simulateur correspondant sera utilisé pour la réalisation des études en simulations, préliminaires à la phase expérimentale.

1.6 Circuit électrique équivalent et notion d'impédance électrique

La validité des CEEs précédents est basée sur les hypothèses suivantes :

- Un CEE est défini et valable uniquement autour d'un point de fonctionnement donné.
- L'amplitude des fluctuations de courant à l'entrée de l'accumulateur reste faible. Par conséquent, l'accumulateur modélisé autour du point de fonctionnement choisi peut être considéré comme linéaire.
- Sous les hypothèses précédentes et pour un point de fonctionnement fixe, l'accumulateur peut être considéré comme un système linéaire et invariant dans le temps (LIT) pour lequel les notions de fonction de transfert et de réponse fréquentielle sont parfaitement définies, comme il est montré dans le chapitre suivant.
- Dans ce cas, l'impédance électrique définie par l'Equation 1-10 correspond à la réponse fréquentielle du système LIT constitué par l'accumulateur au point de fonctionnement fixe considéré, dont l'entrée est le courant parcourant cet accumulateur, et la sortie la tension à ses bornes.

Cette impédance dépend des différents éléments du CEE choisi et contient donc la majeure partie de l'information liée aux phénomènes physiques qui prennent place dans l'accumulateur. Elle est donc importante à calculer pour sa caractérisation et/ou sa surveillance. C'est sur cette dernière remarque que repose la démarche suivie dans les chapitres suivants.

⁴ Institut National de l'Energie Solaire

Chapitre 2 : Identification de l'impédance électrique d'un accumulateur

L'identification de systèmes est un ensemble de méthodes visant à modéliser les systèmes dynamiques à partir de données expérimentales. Elle consiste à déterminer un modèle mathématique du système en utilisant et en analysant ses entrées et ses sorties. Si ce modèle mathématique repose sur un ensemble fini de paramètres, on parle d'identification « paramétrique ». L'identification paramétrique permet dans la plupart des cas de faciliter la synthèse de lois de commande, ce qui en fait un outil très apprécié dans le domaine de l'automatique. Si le modèle mathématique consiste en une fonction qui caractérise le système à identifier, comme la fonction de transfert ou les réponses impulsionnelle ou fréquentielle d'un système linéaire et invariant dans le temps, on parle alors d'identification « non paramétrique ». De plus, deux approches différentes de l'identification peuvent être envisagées. Si les entrées du système sont imposées par l'utilisateur spécifiquement pour l'identification, on parle d'approche « active ». Par contre, si on utilise les signaux d'entrée et de sortie du système en fonctionnement, sans ajouter aucun signal supplémentaire pour l'identification, on parle d'approche « passive ».

Dans ce chapitre, c'est l'identification non paramétrique active qui est choisie. En effet, une fois linéarisé autour d'un point de fonctionnement, le système peut être caractérisé par sa réponse fréquentielle, autrement dit son impédance électrique. Cette grandeur constitue donc un modèle non-paramétrique de l'accumulateur valable autour du point de fonctionnement considéré. L'objectif des méthodes développées dans ce chapitre est de réaliser une estimation précise de l'impédance électrique d'un accumulateur autour d'un point de fonctionnement en employant un signal d'entrée dédié à l'identification et en mesurant le signal de sortie correspondant. De plus, les méthodes présentées devront permettre de suivre l'évolution de cette impédance au cours du temps.

Ce chapitre établit tout d'abord les hypothèses de travail qui seront respectées tout au long de l'étude. Ensuite, un état de l'art sur les méthodes couramment utilisées (paramétriques et non paramétriques) pour identifier l'impédance électrique d'un accumulateur est présenté. Enfin, la possibilité d'employer des méthodes d'identification large-bande pour estimer cette impédance électrique sur des bandes de fréquence données sera étudiée. L'intérêt majeur de cette approche sera la possibilité d'être implantée sous forme réursive et donc en temps-réel, et embarqué dans les véhicules.

2.1 Hypothèses de travail

Le système en étude (accumulateur), ayant pour entrée le courant de polarisation I_{dc} (courant continu appliqué à l'accumulateur) auquel est superposée une composante alternative de faible amplitude $\Delta i(t)$, et pour sortie la réponse en tension correspondante, a en général un comportement non linéaire [49][50]. Cependant, l'identification non paramétrique proposée dans cette étude est restreinte aux systèmes linéaires et invariants dans le temps (LIT). Pour qu'elle aboutisse à des résultats valables, il faut que les conditions expérimentales permettent une linéarisation locale autour d'un point de fonctionnement fixe. Ce dernier est associé à un ensemble de paramètres qui doivent tous pouvoir être considérés comme constants au cours de la mesure. Le premier de ces paramètres est l'intensité du courant de polarisation qui est bien constante. Les autres paramètres sont relatifs à l'état global de l'accumulateur : son *SOH*, son *SOC* et sa température T . Tout d'abord, le *SOH* est considéré naturellement constant étant donné sa dynamique très lente. Ensuite, l'accumulateur fonctionne dans un régime stable établi à température ambiante : sa température est donc également considérée constante. Finalement, le *SOC* est effectivement plus ou moins variable durant la mesure (selon l'intensité du courant de polarisation). Cependant, en respectant un compromis entre la durée de mesure et l'intensité du courant de polarisation, une variation de *SOC* limitée à 2% est considérée comme acceptable. Sous les hypothèses précédentes, le point de fonctionnement autour duquel l'accumulateur fonctionne peut être considéré comme fixe. La composante alternative $\Delta i(t)$ superposée au courant de polarisation doit également être d'amplitude suffisamment faible pour permettre la linéarisation du système. On considère dans la suite qu'elle ne doit pas provoquer plus de 20 à 40 mV de variation sur la réponse en tension [51], une amplitude de 150 mA est alors admise (soit un régime de $C/15$).

Pour récapituler, les hypothèses de travail se résument à :

- une durée de mesure suffisamment faible pour que le *SOC* ne varie pas de plus de 2%.
- une composante alternative $\Delta i(t)$ suffisamment faible, correspondant à une amplitude de $C/15$.

Sous ces conditions, l'accumulateur sera considéré comme un système LIT autour du point de fonctionnement fixe, et donc pouvant être caractérisé par sa réponse fréquentielle. Cette dernière relie le courant d'entrée et la tension de sortie de l'accumulateur, il s'agit donc d'une impédance électrique.

2.2 Etat de l'art

Dans la littérature, on trouve plusieurs paramètres électriques dont la définition est plus ou moins simplement reliée à celle de l'impédance électrique d'un accumulateur. La terminologie est changeante, ce qui rend parfois difficile la compréhension de la grandeur mesurée.

2.2.1 Identification de la résistance interne

Le modèle électrique le plus simple d'un accumulateur est une source de tension en série avec une résistance. Cette dernière englobe les résistances dues aux processus électrochimiques ainsi que celles des connexions. Ce terme de résistance n'est pas défini de façon claire définitive, chaque définition dépendant de la technique de mesure utilisée [52].

2.2.1.1 Mesure par milliohmètre

En appliquant un signal d'excitation sinusoïdal à haute fréquence (typiquement 1 kHz), le milliohmètre donne directement la partie réelle de l'impédance complexe de l'accumulateur à cette fréquence [52].

2.2.1.2 Temps de repos (period-of-rest)

Le courant de décharge appliqué à l'accumulateur est interrompu brutalement ce qui cause après une certaine durée de repos T , une variation ΔV sur la tension de l'accumulateur. La résistance interne de l'accumulateur, dite aussi résistance dynamique [52], est alors définie par :

$$R_d(T) = \frac{\Delta V(T)}{I} \quad \text{Equation 2-1}$$

2.2.1.3 Impulsion de courant

Une impulsion de courant ΔI est appliquée après une période de repos ou ajoutée à un courant de charge ou de décharge déjà appliqué à l'accumulateur. Une variation ΔV est ensuite observée après une durée T . Une nouvelle définition de la résistance interne peut alors être établie [53] :

$$R_d(T) = \frac{\Delta V(T)}{\Delta I} \quad \text{Equation 2-2}$$

2.2.1.4 Interprétation

Dans ces deux dernières techniques, la résistance interne dépend fortement du temps de repos T [52]. [52] présente que sur les technologies de batterie au plomb et nickel-cadmium, on a :

- si $T < 10 \text{ ms}$, R_d correspondra au terme R du circuit de Randles amélioré (Figure 1-12),
- si $T \sim 1 \text{ s}$, les processus à constantes de temps supérieures à 1 s influent sur la mesure et R_d dépendra des termes R et R_f ,
- si $T > 1 \text{ min}$, les processus lents s'ajoutent et R_d dépendra d'une relation entre R , R_f et R_{tc} du circuit de Randles amélioré.

Afin de comprendre la relation entre la grandeur résistive estimée par le simple rapport tension sur courant et les termes résistifs du CEE de la Figure 1-12, une simulation a été réalisée en se référant au circuit électrique paramétré sur des cellules A123 2,3 Ah tel que présenté au chapitre précédent (paragraphe 1.5.3.2.). Un échelon de courant est appliqué en entrée du simulateur. Les valeurs du

rapport tension sur courant calculées (R_d) après différents temps d'attente sont comparées aux termes résistifs connus du CEE choisi (Figure 2-12-1). On observe que :

- le terme R associé à la résistance Joule (électrodes et électrolyte) est mesurable pour des durées inférieures à $0,1\text{ ms}$ ce qui nécessite des systèmes de métrologie à fréquences d'acquisition élevées. Cette grandeur est intéressante vu qu'elle est souvent liée aux SOH et SOC [52] [53] pour certaines technologies d'accumulateurs.
- une valeur de résistance peut correspondre à la somme des contributions des termes R et R_f , ce qui peut s'observer notamment au niveau du coude formé par l'allure de la réponse en tension,
- un temps d'attente long sur la réponse en tension fournit une valeur de résistance plus grande mais sans sens physique précis.

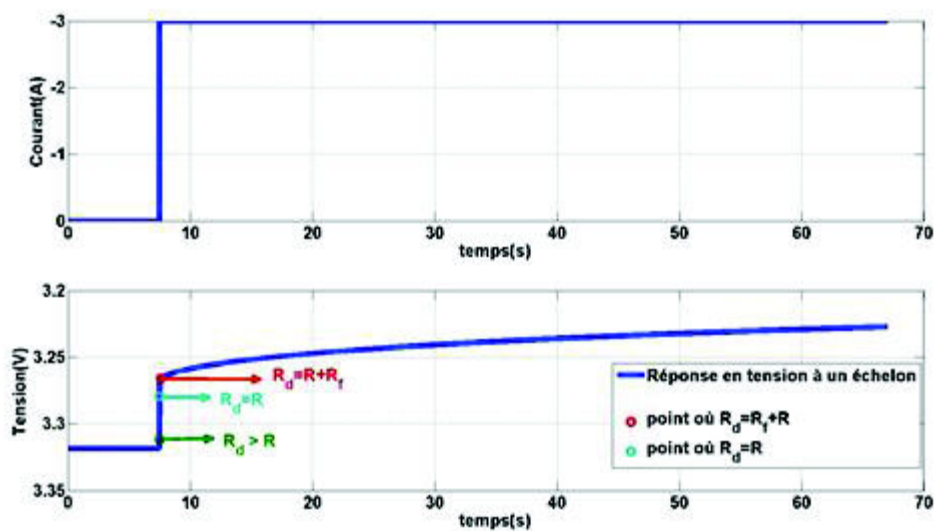


Figure 2-1 : Estimation de la résistance via le rapport de $\frac{\Delta V}{\Delta I}$ en utilisant le simulateur et comparaison avec les valeurs des paramètres du CEE implanté.

2.2.1.5 Exploitation

La résistance dynamique mesurée n'est ni une résistance pure ni le module de l'impédance électrique à une fréquence donnée [52]. Cependant, les deux dernières techniques (temps de repos et impulsion de courant) citées ci-dessus sont généralement utilisées en raison de leur simplicité de mise en œuvre. Elles nécessitent une variation de courant en entrée du système. Dans certaines applications (véhicules roulant) cette variation est naturellement générée. Dans d'autres (batteries des véhicules en charge ou UPS (Uninterruptible Power Supply) en mode de veille), on se permet de générer une variation de durée juste suffisante pour effectuer les mesures [24].

La quantité obtenue R_d a fait l'objet d'études pour déterminer une possible relation avec les indices d'état SOC et SOH de l'accumulateur, sans pour autant l'associer à des processus électrochimiques [52][54]. Notamment, il a été montré l'utilité de ce paramètre au diagnostic du SOH [52][55][56][57].

Etant données les contraintes d'échantillonnage d'un système embarqué, cette méthode ne semble pas permettre de déterminer directement la valeur de la résistance R car il faudrait alors échantillonner à haute fréquence. L'évolution de la mesure du terme $R + R_f$ peut toutefois permettre de suivre l'évolution de cet indicateur d'état.

2.2.2 Spectroscopie d'impédance électrique (SIE)

La spectroscopie d'impédance électrique (SIE), appelée aussi technique d'analyse par harmonique (AH) [58][51][59][60], est particulièrement utile et efficace pour étudier la dynamique des processus électrochimiques et physiques aux interfaces électrode/électrolyte [60]. Elle a également été utilisée pour caractériser l'impédance d'accumulateurs électriques [61]. Elle permet de déconvoluer les phénomènes à constantes de temps différentes.

Cette méthode consiste à appliquer une excitation sinusoïdale et à mesurer la réponse de l'accumulateur. La sollicitation peut être en courant ou en tension ; on parle alors respectivement des modes galvanostatique ou potentiostatique.

Dans le cas d'un essai **galvanostatique**, le courant continu (nommé aussi courant de polarisation) est contrôlé et une composante alternative sinusoïdale $i(t) = I_{\max} \sin(2\pi ft)$ lui est superposée. Le système étant linéarisé autour d'un point de fonctionnement, la réponse en tension de l'accumulateur est mesurée et considérée de la forme suivante : $v(t) = V_{\max} \sin(2\pi ft - \varphi)$. En utilisant ces deux grandeurs, l'impédance complexe de l'accumulateur est donnée dans le domaine fréquentiel par :

$$Z_{est}(f) = \frac{V_{\max}(f)}{I_{\max}} * \exp(-j\varphi(f)) \quad \text{Equation 2-3}$$

Dans les deux modes, en balayant une gamme de fréquence donnée, fréquence par fréquence, une bonne estimation de l'impédance complexe de l'accumulateur peut être obtenue.

2.2.3 Vers une rupture inévitable des méthodes classiques

Bien qu'elles soient simples et faciles à mettre en œuvre, les méthodes d'identification partielle de l'impédance électrique d'un accumulateur n'ont pas la richesse fréquentielle nécessaire pour l'analyse fine de son comportement.

En ce qui concerne l'AH, elle reste difficile à utiliser pour des applications embarquées telles que pour les EVs et HEVs où le coût de l'électronique nécessaire à son implantation reste prohibitif.

Un autre point faible de ces méthodes est à souligner. En effet, l'impédance électrique est une grandeur intéressante pour obtenir des informations sur les indices d'états de l'accumulateur. Toutefois, pour pouvoir suivre leur évolution dans le temps, elle doit être estimée à plusieurs dates temporelles consécutives. Or, avec l'AH par exemple, chaque nouvelle estimation de l'impédance

électrique nécessite un calcul complet, ce qui est particulièrement pénalisant en terme de coût de calcul.

Toutes ces contraintes imposent la recherche d'une nouvelle technique de mesure adéquate pour la finalité de cette étude : le suivi en ligne de l'impédance électrique d'un accumulateur.

2.3 Identification non paramétrique d'un accumulateur

A côté des techniques classiques de mesure d'impédance électrochimique se sont développées des techniques basées sur l'utilisation d'un signal d'excitation à large bande : ce qui est appelé technique de mesure large bande. Elles peuvent *a priori* faire espérer un gain important en temps de mesure puisqu'au contraire de l'AH, toutes les fréquences utiles sont envoyées simultanément dans le système. Le gain en calcul se situe également du côté de la mise en œuvre car cette technique peut être facilement implantée sous forme récursive afin d'assurer un suivi de la variation de l'impédance au cours du temps. Dans cette optique, les signaux d'excitation couramment utilisés dans d'autres secteurs d'application sont étudiés dans cette partie pour l'identification des accumulateurs Li-ion.

2.3.1 Système linéaire et invariant dans le temps (LIT)

Un système SISO (single input single output, système à entrée et sortie uniques) est représenté à la Figure 2-22-2, où $x[n]$ et $y[n]$ sont des signaux discrets.

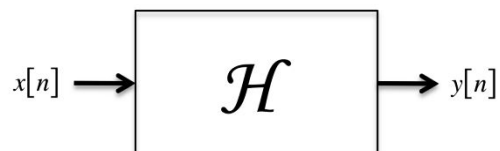


Figure 2-2 : Système SISO.

Si \mathcal{H} est linéaire et invariant dans le temps (LIT), il est complètement caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h[n]$ ou d'une manière équivalente par sa réponse fréquentielle $H(\lambda)$, qui sont reliées par une transformée de Fourier :

$$H(\lambda) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h[n]e^{-j2\pi\lambda n} \quad \text{Equation 2-4}$$

Dans cette équation, $j = \sqrt{-1}$ et $\lambda \in \left[-\frac{1}{2}; \frac{1}{2}\right]$ est la fréquence normalisée, conduisant à la fréquence f en Hz lorsqu'elle est multipliée par la fréquence d'échantillonnage f_e .

En effet, pour les signaux déterministes et les signaux aléatoires stationnaires, les relations entrées-sorties vérifiées par un tel système dans le domaine temporel et fréquentiel sont les suivantes :

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h[k]x[n - k], \quad \text{Equation 2-5}$$

$$S_{yx}(\lambda) = H(\lambda)S_{xx}(\lambda),$$

Equation 2-6

$$\text{Avec } S_{yx}(\lambda) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} E[Y_T(\lambda)X_T^*(\lambda)]$$

$$S_{xx}(\lambda) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} E[X_T(\lambda)X_T^*(\lambda)]$$

où $S_{xx}(\lambda)$ est la densité spectrale de puissance (DSP) de $x[n]$ et $S_{yx}(\lambda)$ est l'interspectre entre $x[n]$ et $y[n]$. L'Equation 2-6 donne la relation entrée-sortie dans le domaine fréquentiel pour un système LIT, et constitue le socle de l'identification non paramétrique de ces systèmes dans le domaine fréquentiel. L'Equation 2-5, quant à elle, est particulièrement adaptée à l'identification paramétrique des systèmes LIT.

2.3.2 Identification non paramétrique

La réponse fréquentielle définit complètement un système LIT. Elle peut être déduite grâce à la transformée de Fourier de sa réponse impulsionnelle ou bien celle de la dérivée de sa réponse indicielle. On peut donc identifier un système LIT en déterminant sa réponse impulsionnelle, sa réponse indicielle ou sa réponse fréquentielle. Dans le cas où on représente la réponse fréquentielle sous forme d'une fraction rationnelle, définie par un nombre fini de paramètres, on parle d'identification paramétrique, sinon, il s'agit d'identification non paramétrique. On verra par la suite qu'un modèle non paramétrique conduit à des algorithmes d'identification très simples susceptibles d'être facilement implantés sous forme récursive.

2.3.2.1 Principe

Comme il a été précisé auparavant dans ce chapitre, l'identification non paramétrique de systèmes LIT consiste à en estimer expérimentalement les réponses temporelles (e.g. indicielle, impulsionnelle) et/ou fréquentielle $H(\lambda)$ (Tableau 2-1).

Cas Continu	Cas discret
<i>Relation temporelle d'entrée/sortie</i>	
$y(t) = \int_0^{\infty} h(\theta)x(t - \theta)d\theta$	$y[n] = \sum_{k=0}^{+\infty} h[k]x[n - k]$
<i>Réponse impulsionnelle</i>	
$y(t) = \int_0^{\infty} h(\theta)\delta(t - \theta)d\theta$	$y[n] = \sum_{k=0}^{\infty} h[k]\delta[n - k]$
<i>Réponse indicielle</i>	
$y(t) = \int_0^t h(\theta)d\theta$	$y[n] = \sum_{k=0}^n h[k]$
<i>Réponse fréquentielle</i>	

$H(f) = \int_0^{+\infty} h(\theta) \exp(-2\pi j f \theta) d\theta$	$H(\lambda) = \sum_{n=0}^{+\infty} h[n] e^{-j2\pi \lambda n}$
$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)}$	$H[\lambda] = \frac{Y[\lambda]}{X[\lambda]}$

Tableau 2-1 : Représentations non paramétriques dans les cas discrets et continus pour des systèmes LIT causaux.

Le principe général de l'identification d'un système \mathcal{H} est illustré par la Figure 2-32-3 .

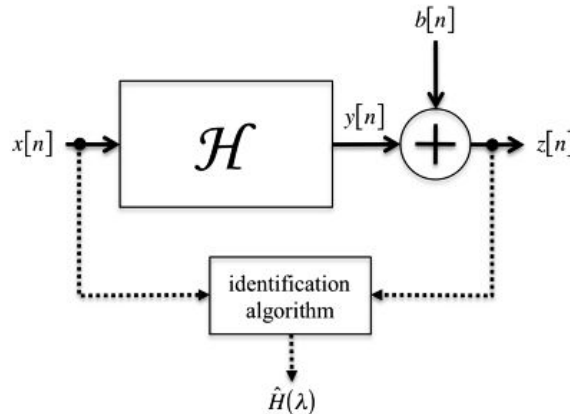


Figure 2-3 : Identification d'un système.

Un signal connu $x[n]$ est appliqué au système \mathcal{H} , et sa sortie bruitée $z[n]$ est mesurée en même temps. Le bruit de mesure $b[n]$ qui s'ajoute à la sortie est par hypothèse décorrélé de $x[n]$. Sous cette hypothèse, la relation représentée par l'Equation 2-6 peut être écrite :

$$S_{zx}(\lambda) = S_{yx}(\lambda) = H(\lambda)S_{xx}(\lambda) \quad \text{Equation 2-7}$$

Par conséquent, sur la gamme de fréquence où la DSP de l'entrée $S_{xx}(\lambda)$ est différent de 0, on peut estimer la réponse fréquentielle $H(\lambda)$ par l' Equation 2-8 :

$$H(\lambda) = \frac{S_{zx}(\lambda)}{S_{xx}(\lambda)} \text{ si } S_{xx}(\lambda) \neq 0 \quad \text{Equation 2-8}$$

Comme le montre clairement l'équation 2-8, l'avantage des signaux d'excitation $x[n]$ à large bande est de permettre l'estimation de $H(\lambda)$ sur une large bande de fréquence et en une seule acquisition.

2.3.2.2 Cohérence spectrale

La cohérence spectrale entre les signaux $x[n]$ et $z[n]$ est une grandeur statistique essentielle dans le cadre de l'identification de systèmes. Elle est comprise entre 0 et 1 et permet de déterminer les fréquences où le système peut être considéré comme LIT [62]. Elle est définie par l'Equation 2-9:

$$|c_{zx}(\lambda)|^2 = \frac{|S_{zx}(\lambda)|^2}{S_{xx}(\lambda)S_{zz}(\lambda)}. \quad \text{Equation 2-9}$$

En présence du bruit à la sortie mesurée (Figure 2-32-3), $|c_{zx}(\lambda)|^2$ sera :

$$|c_{zx}(\lambda)|^2 = \frac{S_{yy}(\lambda)}{S_{yy}(\lambda) + S_{bb}(\lambda)} = \frac{RSB}{1 + RSB} \quad \text{Equation 2-10}$$

Avec $RSB = \frac{S_{yy}(\lambda)}{S_{bb}(\lambda)}$ qui est le rapport signal sur bruit quantifiant le bruit additif $b[n]$ relativement à la sortie $y[n]$ [63][64]. Les équations 2-9 et 2-10 peuvent être interprétées comme suit :

- si $|c_{zx}(\lambda)|^2 \rightarrow 1$, $x[n]$ et $z[n]$ sont fortement corrélés et $RSB \rightarrow +\infty$ à la fréquence λ . Dans ce cas, $b[n]$ est négligeable par rapport à $y[n]$ et le système H est bien linéaire et invariant dans le temps autour de cette fréquence,
- si $|c_{zx}(\lambda)|^2 \rightarrow 0$, $x[n]$ et $z[n]$ sont décorrélés et $RSB \rightarrow 0$ à la fréquence λ . Cela correspond à un bruit de mesure important $b[n]$ par rapport à la sortie du système $y[n]$. Dans ce cas le système \mathcal{H} ne peut pas être supposé LIT autour de cette gamme de fréquence.

La cohérence spectrale est une grandeur fondamentale dans les applications d'identification non paramétrique de systèmes LIT car elle est directement liée aux erreurs d'estimation obtenues lors de l'estimation de $H(\lambda)$. Ceci est clairement mis en évidence par son apparition dans le calcul des intervalles de confiance des estimateurs de $H(\lambda)$ développés dans les deux paragraphes suivants.

2.3.2.3 Algorithme d'identification non paramétrique

Les équations 2-8 et 2-9 montrent que seules les densités spectrales de puissance de $x[n]$ et $z[n]$ (S_{xx} et S_{zz}) et leur interspectre (S_{zx}) sont à calculer afin d'estimer la réponse fréquentielle du système et la cohérence entre $x[n]$ et $z[n]$. Le périodogramme de Welch [64] est un estimateur classiquement utilisé pour estimer ce type de grandeurs. Les signaux sont tout d'abord subdivisés en L blocs de longueur N échantillons. Chaque bloc est ensuite multiplié par une fonction $w[n]$ de même longueur N dénommée fenêtre de pondération ou fenêtre d'apodisation. De nombreuses fenêtres ont été proposées dans la littérature (Hanning, Hamming, Blackman,...) ayant toutes un effet légèrement différent. Toutefois, le but de cette pondération est toujours d'améliorer l'estimation de $H(\lambda)$ en réduisant les lobes secondaires apparaissant dans le domaine fréquentiel (effet d'apodisation). La transformée de Fourier discrète de chaque bloc pondéré est ensuite calculée en utilisant un algorithme de transformée de Fourier rapide. On moyenne finalement les uns aux autres afin de diminuer la variance de l'erreur d'estimation, dont l'origine est liée à la présence de bruit sur les signaux mesurés. A cette étape, un compromis correct entre résolution fréquentielle et dispersion obtenue est à trouver. En effet, pour un nombre total d'échantillons $L \times N$, augmenter le nombre de blocs L permet d'atténuer la dispersion des estimateurs. Cependant, ce choix impose de diminuer le nombre d'échantillons par bloc N et par conséquent, dégrade la résolution fréquentielle qui lui est inversement proportionnelle.

À titre d'exemple, l'estimateur de l'interspectre entre $x[n]$ et $z[n]$ est donné par :

$$\hat{S}_{zx}(\lambda) = \frac{A}{L} \sum_{k=0}^{L-1} Z_k(\lambda) X_k^*(\lambda), \quad \text{Equation 2-11}$$

avec :

- A un facteur de normalisation,
- $Z_k(\lambda)$ (resp. $X_k(\lambda)$) les transformées de Fourier du $k^{\text{ème}}$ bloc pondéré de $z[n]$ (resp. $x[n]$),
- $*$ indique le complexe conjugué.

L'estimateur de l'autospectre de $x[n]$ $\hat{S}_{xx}(\lambda)$ est obtenu en remplaçant $Z_k(\lambda)$ par $X_k(\lambda)$ dans l'équation 2-11.

Les estimateurs de $|c_{zx}(\lambda)|^2$ et de la réponse fréquentielle $H(\lambda)$ du système à identifier sont alors donnés par :

$$|\hat{c}_{zx}(\lambda)|^2 = \frac{|\hat{S}_{zx}(\lambda)|^2}{\hat{S}_{xx}(\lambda) \hat{S}_{zz}(\lambda)}, \quad \text{Equation 2-12}$$

$$\hat{H}(\lambda) = \frac{\hat{S}_{zx}(\lambda)}{\hat{S}_{xx}(\lambda)} \text{ si } \hat{S}_{xx}(\lambda) \neq 0. \quad \text{Equation 2-13}$$

Les estimateurs du gain et de la phase de $H(\lambda)$ sont finalement déduits de l'équation 2-13 par $\hat{G}(\lambda) = |\hat{H}(\lambda)|$ et $\hat{P}(\lambda) = \arg\{\hat{H}(\lambda)\}$.

2.3.2.4 Intervalles de confiance

Il a été démontré dans [64][65][66] que sous certaines conditions générales, la variance d'estimation de $\hat{G}(\lambda)$ et celle de $\hat{P}(\lambda)$ sont liées à la cohérence par l'expression suivante :

$$\text{var}\{\hat{P}(\lambda)\} = \text{var}\left\{\ln\left(\hat{G}(\lambda)\right)\right\} = \frac{\frac{1}{2L}(1-|c_{zx}(\lambda)|^2)}{|c_{zx}(\lambda)|^2}. \quad \text{Equation 2-14}$$

Cette expression révèle deux propriétés importantes. D'une part, les erreurs d'estimation de la réponse fréquentielle sont inversement proportionnelles à la racine carrée du nombre de blocs L utilisé dans le périodogramme moyenné de Welch de l'équation 2-11. D'autre part, les erreurs d'estimation sont fortement liées à la cohérence : plus la cohérence est importante, plus les erreurs sont faibles.

L'équation 2-14 a été utilisée dans [65] pour calculer les bornes de l'intervalle de confiance à 95% pour les estimateurs du gain et de la phase $\hat{G}(\lambda)$ et $\hat{P}(\lambda)$ en remplaçant la cohérence théorique $|c_{zx}(\lambda)|^2$ par sa valeur estimée $|\hat{c}_{zx}(\lambda)|^2$ et en supposant les estimateurs distribués suivant une loi Gaussienne :

$$\log_{10}\left(\hat{G}(\lambda)\right) \pm 1.96 \sqrt{\frac{(\log_{10}(e))^2}{2L} \frac{1 - |c_{zx}(\lambda)|^2}{|c_{zx}(\lambda)|^2}} \quad \text{Equation 2-15}$$

$$\hat{P}(\lambda) \pm 1.96 \sqrt{\frac{1}{2L} \frac{1 - |c_{zx}(\lambda)|^2}{|c_{zx}(\lambda)|^2}} \quad \text{Equation 2-16}$$

En résumé, les équations 2-11 et 2-13 constituent l'algorithme d'identification du système LIT [64]. Elles sont utilisées pour estimer la réponse fréquentielle $H(\lambda)$ d'un système LTI et ce en exploitant son entrée $x[n]$ et sa sortie $z[n]$ mesurées. Les équations 2-12, 2-15 et 2-16 sont utilisées pour évaluer les performances de cet algorithme et ce en calculant les intervalles de confiance à 95% des différents estimateurs.

2.3.3 Erreurs d'estimations

Dans ce mémoire, une partie de l'étude est effectuée soit en simulation soit en expérimentation sur un circuit électrique de type RC connu. Dans les deux cas, la réponse fréquentielle théorique de ce circuit, ou impédance électrique complexe, est connue et plusieurs erreurs d'estimation peuvent être calculées afin d'évaluer la technique d'identification utilisée. Ces erreurs sont définies dans les deux paragraphes suivants.

2.3.3.1 Erreur quadratique moyenne et variance d'erreur d'estimation

Soit $X(f)$ la grandeur théorique à estimer et $\hat{X}(f)$ la valeur de l'estimateur. $X(f)$ peut être indifféremment la réponse fréquentielle du système à identifier, sa partie réelle ou imaginaire, son module ou sa phase exprimé en fonction de la fréquence réelle f . On considère avoir réalisé M estimations de $X(f)$, $\hat{X}_j(f)$ étant l'estimation d'indice j . L'erreur quadratique moyenne (ou MSE pour « mean squared error ») est alors définie pour la fréquence f par :

$$MSE(f) = \frac{\sum_{j=1}^M |\hat{X}_j(f) - X(f)|^2}{M} \quad \text{Equation 2-17}$$

La variance d'estimation associée à la fréquence f sera donc :

$$Variance(f) = \frac{\sum_{j=1}^M |\hat{X}_j(f) - \frac{\sum_{j=1}^M \hat{X}_j(f)}{M}|^2}{M} \quad \text{Equation 2-18}$$

L'écart type ou valeur efficace de l'erreur d'estimation à la fréquence f est tout simplement la racine carrée de la variance précédente.

Il faut noter que ces deux premières erreurs sont des fonctions de la fréquence f et permettent donc de quantifier les performances de la technique d'identification à chaque fréquence.

2.3.3.2 Erreur quadratique moyenne efficace et écart type normalisés

Afin de faciliter l'interprétation des résultats, une version scalaire et normalisée (en %) de l'erreur quadratique moyenne efficace (NRMSE pour « normalized root mean squared error ») est également définie. Elle est moyennée sur l'axe fréquentiel afin de pouvoir quantifier l'erreur globalement, c'est à dire sur des plages fréquentielles données et non plus à pour seule fréquence :

$$NRMSE_{\%} = 100 \sqrt{\frac{\sum_f MSE(f)}{\sum_f |X(f)|^2}} \quad \text{Equation 2-19}$$

De la même manière, on définit l'écart type normalisé de l'erreur d'estimation (NStd pour « normalized standard deviation ») pour une plage fréquentielle donnée :

$$NStd_{\%} = 100 \sqrt{\frac{\sum_f \text{variance}(f)}{\sum_f |X(f)|^2}} \quad \text{Equation 2-20}$$

2.3.4 Intérêt majeur de l'identification large bande pour l'application en embarqué

Il a été établi dans [58] et [67] que la technique d'identification non paramétrique avec des signaux large bande ne réduit significativement le temps de mesure par rapport à l'AH que si le système en étude a un temps de réponse important. Dans ce cas, pour l'AH, un temps d'attente long (condition de stationnarité) est à respecter avant la mesure à chaque nouvelle fréquence, alors qu'avec les signaux large bande ce temps n'est à respecter qu'une seule fois en début de mesure. Toutefois, le gain sera ici minime car si l'on néglige les phénomènes de diffusion, les temps de réponse de la majeure partie des accumulateurs peuvent être considérés comme relativement faibles.

Il est important de noter que la méthode présentée au paragraphe 2.3.2 et qui se base sur le calcul d'interspectres et d'autospectres peut facilement être implantée sous une forme récursive. En effet, les estimateurs employés dans l'Equation 2-12 et l'Equation 2-13 sont tous basés sur le périodogramme de Welch. Ce dernier, qui est une simple somme (Equation 2-11), peut facilement s'exprimer sous forme récursive, tout comme les estimateurs proposés. Ce fait rend ces méthodes très utiles pour des applications embarquées telles que les HEVs et les EVs. En effet, lorsque le suivi temporel de la variation de l'impédance électrique est nécessaire (par exemple pour suivre l'évolution des indices d'état au cours d'un roulage), l'AH nécessite un calcul complet à chaque nouvelle estimation. La version récursive de l'identification par périodogramme de Welch facilite cette étape car seul le dernier bloc de données peut être utilisé pour mettre à jour la grandeur estimée, et la totalité des mesures n'est alors plus nécessaire.

De plus, dans ce mémoire, l'utilité de signaux d'excitation basés sur des motifs carrés est étudiée. La génération de tels signaux peut être réalisée avec une électronique très simple à base de transistor faible tension, ce qui limite son coût de mise en œuvre.

2.3.5 Effet des paramètres de la méthode d'estimation

Différents paramètres influent sur les performances du processus d'identification. Minimiser l'effet du bruit et obtenir un contenu fréquentiel le plus précis et riche possible constituent les objectifs à atteindre.

2.3.5.1 *Signal d'excitation*

La sélection du signal d'excitation est une étape importante dans la conception de l'identification active d'un système. Il doit présenter une densité spectrale de puissance presque plate dans la bande de fréquence d'intérêt afin d'y exciter le système d'une manière homogène. Par conséquent, il est préférable d'éviter les signaux périodiques simples comme le sinus qui permettent d'estimer la réponse fréquentielle en une seule fréquence à la fois (cas de l'AH). Un échelon et une impulsion sont des signaux connus pour permettre l'identification de la fonction de transfert d'un système par l'intermédiaire de sa réponse indicielle ou impulsionnelle. Néanmoins, en pratique, des limites importantes dégradent rapidement la qualité des résultats. D'une part, l'échelon est peu riche en fréquences. D'autre part, le fait d'appliquer une impulsion à un système peut l'endommager et parfois poser des problèmes de sécurité. Pour les accumulateurs notamment, un fort appel en courant peut avoir comme conséquence un vieillissement prématuré ou un emballement thermique interne menant à terme à un risque accru d'incendie ou d'explosion. Enfin, pour de tels signaux, la présence de bruit de mesure affecte énormément les résultats puisqu'aucun moyennage n'est possible, sauf à itérer l'expérience.

Les signaux à large bande sont donc choisis comme candidats pour l'excitation de l'accumulateur et l'identification de son impédance électrique. Cinq signaux à large bande sont fréquemment utilisés dans les applications d'identification de systèmes : le bruit blanc, la séquence binaire pseudo aléatoire ou SBPA (ou PRBS pour « Pseudo Random Binary Sequence »), le sinus modulé en fréquence ou « chirp », le carré modulé en fréquence et le signal carré. Ce dernier signal n'est pas en lui-même un signal à large bande puisqu'il est périodique, mais il peut être considéré ainsi si ses premiers harmoniques sont dans la bande de fréquence d'intérêt. Ces signaux permettent l'estimation de la réponse en fréquence des systèmes linéaires et invariants dans le temps donc, sous certaines conditions, de l'impédance de l'accumulateur sur une large gamme de fréquence.

a) *Bruit blanc aléatoire*

Un bruit blanc présente une densité spectrale de puissance constante quelle que soit la gamme de fréquence considérée [67]. D'ailleurs, et dans le but d'établir une comparaison entre les signaux, il sera utile de le filtrer afin d'injecter uniquement la puissance dans la bande de fréquence d'intérêt. Si une connaissance de l'impédance dans une large gamme de fréquence est nécessaire, la mesure s'effectuera successivement pour différentes bandes de fréquences.

Ce signal a été déjà exploité dans d'autres études. [58] propose son utilisation comme signal d'excitation pour les accumulateurs. Cependant, il exploite les résultats sur un circuit électrochimique précis (électrode de fer en milieu sulfurique) et il établit une comparaison entre les résultats obtenus avec cette méthode et ceux de l'AH classique en utilisant un simple circuit *RC*. [68]

a utilisé le bruit naturellement généré par les accumulateurs dans les téléphones portables comme signal d'excitation. Il estime l'impédance comme le rapport entre les transformées de Fourier de la tension et du courant mesurés. Etant donnés les résultats bruités obtenus, l'enveloppe de l'impédance ainsi calculée est finalement prise comme estimateur.

b) *Séquence binaire pseudo aléatoire*

Les séquences binaires pseudo aléatoires (SBPA) présentent une densité spectrale de puissance quasiment constante dans une bande de fréquence dépendant des paramètres de ce signal, et trouvent des applications dans de nombreux domaines [69][70][71]. Elles forment un signal d'excitation utile pour l'estimation de la réponse fréquentielle.

Ce signal est une séquence périodique déterministe de N_b bits à deux niveaux $+A$ et $-A$ (Figure 2-42-4). Le choix de la durée d'un bit et du nombre de bits de la séquence dépend de la gamme de fréquence à exciter afin que la SBPA présente une densité spectrale de puissance quasiment plate entre $[f_{min}, f_{max}]$. En fixant le temps de bit à T_b , la fréquence de bit sera $F_b = \frac{1}{T_b}$. Vu que la densité spectrale de puissance d'une SBPA a pour enveloppe un sinus cardinal, son amplitude s'annule pour $f = F_b$ (Figure 2-42-4). Par conséquent, la limite supérieure de la bande de fréquence excitée est inférieure à F_b et sera considérée comme $f_{max} = 0,4F_b$ [67]. La limite inférieure dépend de N_b par la relation $f_{min} = \frac{F_b}{N_b}$.

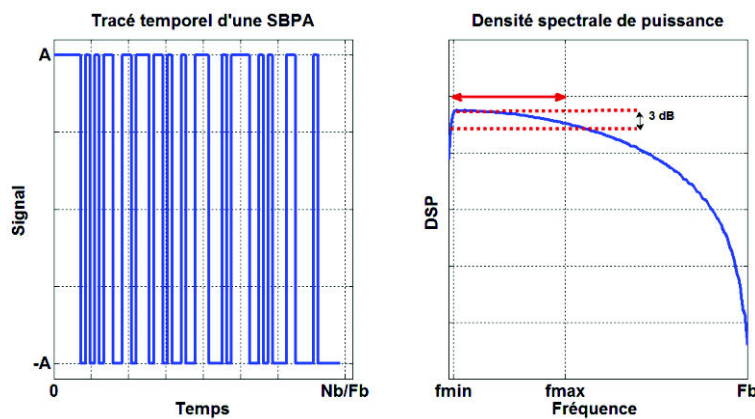


Figure 2-4 : Exemple d'une SBPA (tracé temporel à gauche, densité spectrale de puissance en dB à droite).

c) *Chirp*

Un « chirp » est un sinus dont la fréquence croît ou décroît avec le temps. La formule générale associée est :

$$s(t) = A \sin(\varphi(t))$$

Equation 2-21

Dans notre application, une variation logarithmique de la fréquence (de f_{min} à f_{max}) en fonction du temps est choisie afin d'exciter potentiellement plusieurs fréquences sur la gamme sans pour autant augmenter la durée du signal. En d'autres termes, on aura :

$$\begin{aligned}
 M &= \log\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right) / \log(2) \\
 R &= M / \text{sweeptime} \\
 C &= f_{min}(-1 + 2^{Rt}) / R \log(2) \\
 s(t) &= A \sin(2\pi C)
 \end{aligned}
 \tag{Equation 2-22}$$

où *sweeptime* est la durée du chirp.

Une densité spectrale de puissance presque plate est ainsi assurée sur la gamme de fréquence $[f_{min}, f_{max}]$ (Figure 2-52-5) [67].

Le chirp a été utilisé dans plusieurs domaines. À titre d'exemple, on peut citer le domaine acoustique [72].

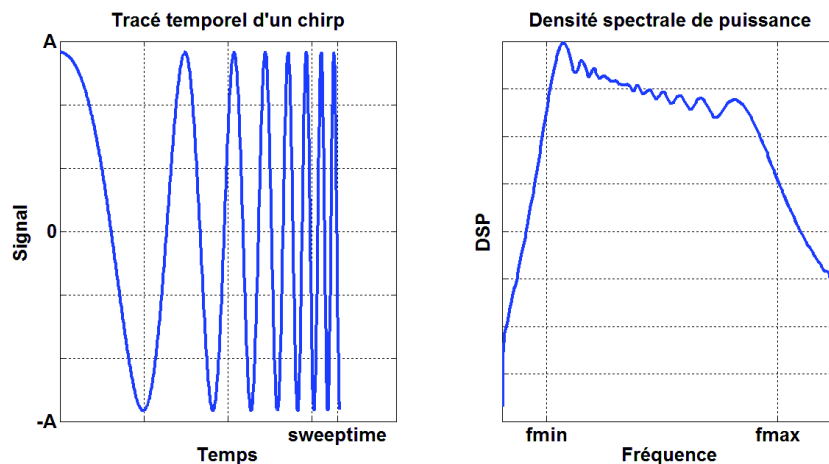


Figure 2-5 : Exemple d'un chirp (tracé temporel à gauche, densité spectrale de puissance en dB à droite).

d) Carré modulé en fréquence

Similaire au chirp, le carré modulé en fréquence est un carré dont la fréquence fondamentale varie dans la gamme de fréquence $[f_{min}, f_{max}]$ au cours du temps (Figure 2-62-6). Ce signal est étudié ici afin d'aborder les mesures en embarqué, où les signaux à motifs carrés suscitent un fort intérêt du fait de leur facilité de mise en œuvre électronique.

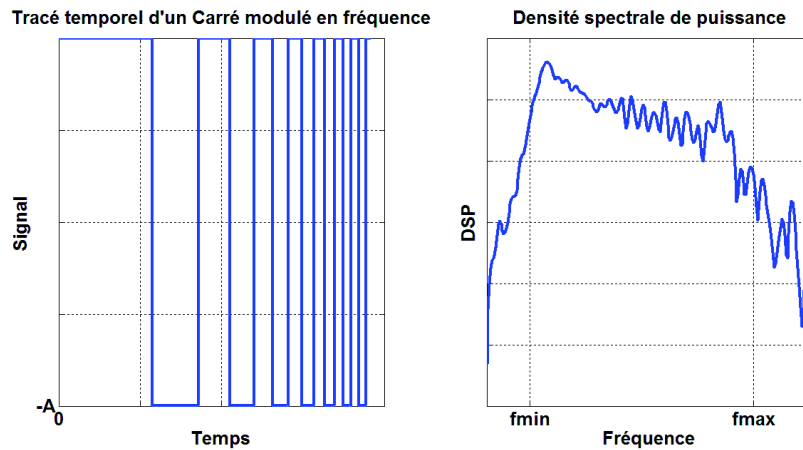


Figure 2-6 : Exemple d'un carré modulé en fréquence (tracé temporel à gauche, densité spectrale de puissance en dB à droite).

e) Carré

Le carré n'est pas un signal large bande puisqu'il est périodique. Néanmoins, avec un choix judicieux de sa fréquence fondamentale, ses harmoniques peuvent être exploitées en excitant plusieurs fréquences particulières dans la gamme de fréquence d'intérêt (Figure 2-72-7). Comme pour le carré modulé en fréquence, il est aussi étudié pour l'intérêt des mesures en ligne où il pourrait être l'équivalent d'une DFIS (Discrete Frequency Impedance Spectroscopy) en embarqué : les harmoniques seront les fréquences discrètes où l'impédance électrique est estimée correctement.

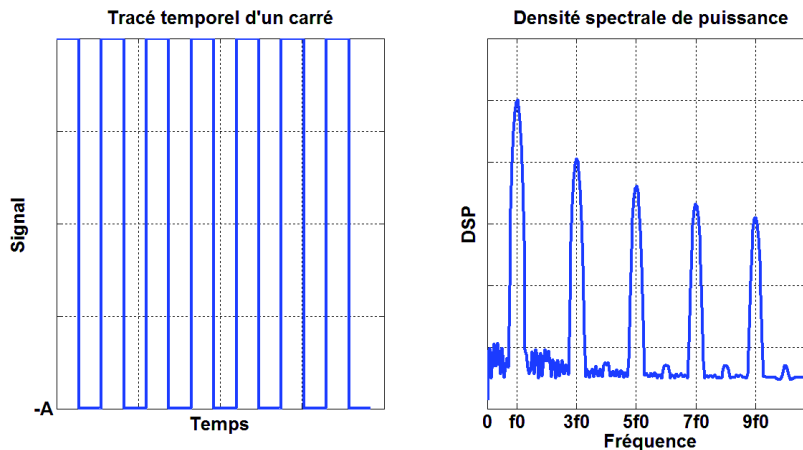


Figure 2-7 : Exemple d'un carré (tracé temporel à gauche, densité spectrale de puissance en dB à droite).

2.3.5.2 Nombre d'échantillons, durée d'acquisition, moyennage.

En présence de bruit de mesure, les estimations des différentes grandeurs citées aux paragraphes 2.3.2.3 et 2.3.2.4 ne sont parfaites que pour un nombre infini de points et donc pour une durée d'acquisition infinie. Or, en pratique de telles conditions sont irréalisables, ce qui induit une erreur

d'estimation. Pour les accumulateurs en particulier, la durée d'acquisition est limitée par les conditions d'invariance dans le temps des caractéristiques du système (pour rappel une variation maximale de 2% sur le *SOC* est tolérée dans cette étude).

Durant la mesure, un nombre L de blocs de signal de N échantillons chacun est appliqué à l'entrée de l'accumulateur, la durée totale du signal d'excitation est donc de $L \times N$ échantillons. Ces deux paramètres vont affecter les résultats de l'identification de différente manière.

D'une part, la durée d'un bloc agit directement sur la résolution fréquentielle de l'estimateur du périodogramme de Welch. En effet, celle-ci est proportionnelle l'inverse du nombre d'échantillons d'un bloc N , ce qui s'écrit:

$$\Delta f \propto \frac{1}{N} \quad \text{Equation 2-23}$$

D'autre part, le nombre de blocs L agit sur la dispersion des estimateurs. En effet, la minimisation de l'effet du bruit s'effectue en augmentant l'effet du moyennage et donc L au détriment de la résolution fréquentielle (cf. paragraphe 2.3.2.3). Ce dernier constat peut être facilement expliqué par l'expression de la variance de l'estimateur spectral inversement proportionnelle au paramètre L (Equation 2-14).

2.3.5.3 Drift compensation

Dans le cas des tests sous courant de polarisation non nul, la contribution de cette composante continue à la réponse en tension doit être compensée avant l'application de la technique d'identification envisagée. Un des moyens à notre disposition est l'approximation de cette contribution par un polynôme en temps $P(t)$ de degré faible. Afin de déterminer le degré optimal du polynôme à utiliser, une étude en simulation a été effectuée.

On impose dans une première simulation un courant purement continu I_{dc} et la réponse en tension U_{dc} correspondante est enregistrée (courbe en rouge de la Figure 2-82-8). C'est elle qu'on cherche à approcher.

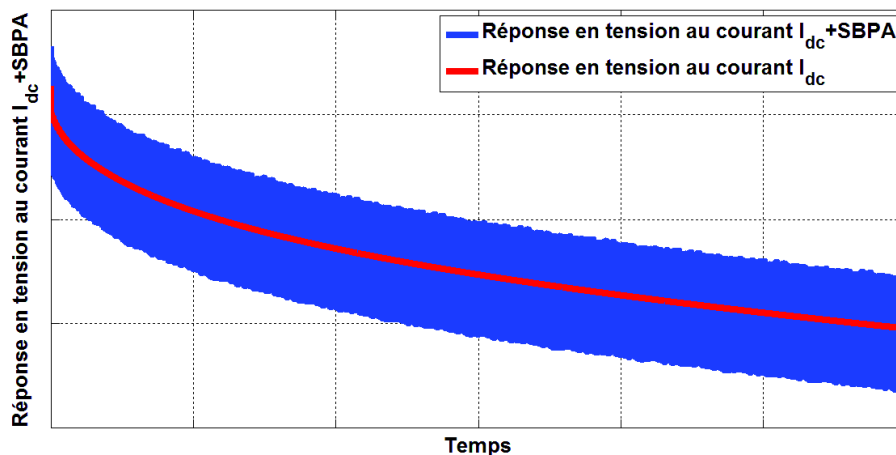


Figure 2-8 : Réponse en tension à un courant continu I_{dc} à estimer par un polynôme grâce à la réponse en tension à un courant I_{dc} + SBPA.

Une deuxième simulation est ensuite réalisée en superposant l'un des signaux d'excitation vu précédemment au courant I_{dc} : on obtient alors la réponse en tension U (courbe en bleu de la Figure 2-82-8). Un polynôme $P(t)$ d'ordre n est estimé par la méthode des moindres carrés en utilisant U et est comparé à U_{dc} . En essayant plusieurs valeurs de n , et en calculant l'erreur quadratique moyenne (Figure 2-92-9) entre $P(t)$ et $U_{dc}(t)$, on constate qu'un degré de $n = 2$ ou 3 peut être considéré comme suffisant pour compenser la réponse à I_{dc} .

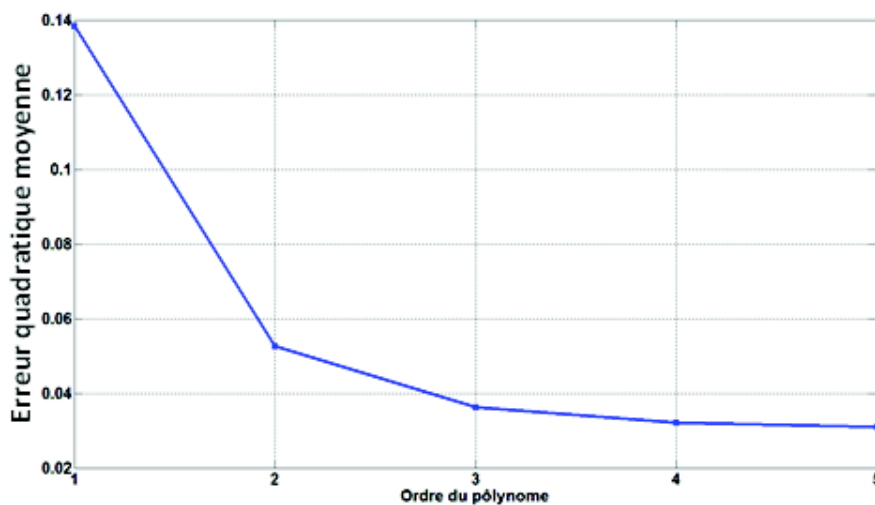


Figure 2-9 : Erreur moyenne entre $P(t)$ et $U_{dc}(t)$ en fonction du degré du polynôme $P(t)$.

2.4 Application aux accumulateurs : étude en simulation

2.4.1 Système, entrée, sortie

Dans le cadre de cette thèse, le système d'étude est l'accumulateur dont la réponse fréquentielle est à identifier. Un accumulateur peut être piloté en courant ou en tension. D'une manière courante dans les systèmes de management de batterie (BMS) [24], la tension des accumulateurs connectés en parallèle est mesurée pour des raisons de sécurité (éviter notamment la surcharge, permettre l'équilibrage entre étages), tout comme le courant total de la batterie. De plus, des systèmes actifs peuvent être utilisés pour piloter le courant (commutation d'accumulateurs par exemple [73]). Par conséquence et en adéquation avec certaines études en cours au CEA, on choisit de considérer comme l'entrée du système le courant imposé à l'accumulateur, et comme sortie la tension mesurée à ses bornes. Dans ce cas, la réponse fréquentielle correspondante est bien l'impédance électrique de l'accumulateur, reliant dans le domaine fréquentiel le courant d'entrée à la tension de sortie.

2.4.2 Visualisation des résultats

Une impédance électrique étant en général une fonction de la fréquence qui prend des valeurs complexes, elle peut être représentée de différentes manières.

Tout d'abord, sous la forme d'un diagramme de Nyquist représentant l'opposé de sa partie imaginaire en fonction de sa partie réelle dans le plan complexe. Ce genre de représentation est utilisée pour représenter les impédances électriques car elle permet de relier assez facilement les différentes parties de la courbe obtenue (demi-cercles, droites, ...) avec les effets électrochimiques entrant en jeu dans l'accumulateur ou les composants d'un schéma électrique équivalent sous-jacent (inductance, résistance et capacité en parallèle, ...). Le principal inconvénient de cette représentation est que la valeur de la fréquence n'y apparaît pas clairement.

On préfère visualiser l'influence de la fréquence en représentant les parties réelle et imaginaire de l'impédance, ou encore son module et sa phase, en fonction de la fréquence. Dans ce cas, l'axe des abscisses donne directement la valeur de la fréquence et celui des ordonnées celle de la valeur d'intérêt.

2.4.3 Validation des résultats

Comme il a été déjà mentionné, les mesures d'impédance électrique dépendent fortement des conditions de linéarité et d'invariance dans le temps du système étudié. La forme des résultats n'indique pas forcément une violation de ces deux conditions. Il existe plusieurs moyens pour valider les résultats obtenus. Une première possibilité consiste à tester la validité des relations de Kramers-Kronig ou de Bayard-Bode reliant les parties réelle et imaginaire (ou le module et la phase) de la réponse fréquentielle d'un système LIT causal et à phase minimale [75][50]. Cette approche est difficile à utiliser en pratique car elle nécessite l'estimation de la réponse fréquentielle sur une bande de fréquence infinie. Une autre possibilité pour valider les résultats est la mesure de la cohérence spectrale qui doit être forte et proche de 1 dans le cas d'un système linéaire et invariant dans le temps. Enfin, les intervalles de confiance permettent d'évaluer la qualité de l'estimation réalisée.

2.4.4 Simulations

Le simulateur du CEA/INES d'un accumulateur $LiFePO_4$ est utilisé dans ce travail pour l'étude des performances obtenues pour chacun des signaux d'excitation cités précédemment. L'étude en simulation sera réalisée en deux étapes. On considère une gamme de fréquence relativement haute [13 Hz, 320 Hz] afin de valider l'utilité de la technique dans le suivi de l'évolution du *SOH*.

2.4.4.1 Paramètres de simulation

Dans ce qui suit, une série de simulations est effectuée autour d'un même point de fonctionnement :

- un *SOC* de 60%,

- un courant de polarisation DC de 1 A en décharge.

Les paramètres sont choisis tels que :

- le nombre de blocs pour le moyennage est $L = 96$,
- le nombre d'échantillons par bloc est $N = 630$,
- la fréquence d'échantillonnage $f_e = 8200 \text{ Hz}$, ce qui correspond à un bloc de durée $T = 0,0769 \text{ s}$,
- la fenêtre de pondération utilisée est la fenêtre de Hanning.

Avec ces paramètres, la durée totale d'une acquisition est d'approximativement 7 s ce qui correspond à une variation de 0,1% du SOC pendant la mesure.

Le bruit de mesure sur la tension de sortie est simulé par l'ajout en sortie du simulateur d'un bruit blanc gaussien à moyenne nulle avec différents niveaux de variance. Afin d'évaluer les performances obtenues, l'impédance estimée grâce au courant d'excitation d'entrée et à la tension de sortie bruitée est comparée à la valeur théorique de référence (Equation 1-10), grâce aux différentes erreurs définies aux équations Equation 2-17 à Equation 2-20.

La densité spectrale de puissance des différents signaux d'excitation est présentée à la Figure 2-102-10. On remarque que, comme prévu, le bruit blanc présente la DSP la plus plate sur la gamme de fréquence excitée. Le carré modulé en fréquence et le chirp ont une DSP similaire qui se dégrade un peu près de la fréquence maximale excitée. Quant à la SBPA, elle présente une chute vers la fréquence F_b mais elle se caractérise par une DSP plate dans la gamme de fréquence considérée. Finalement le carré n'excite que les fréquences caractérisant les harmoniques d'ordre impair de sa fréquence fondamentale.

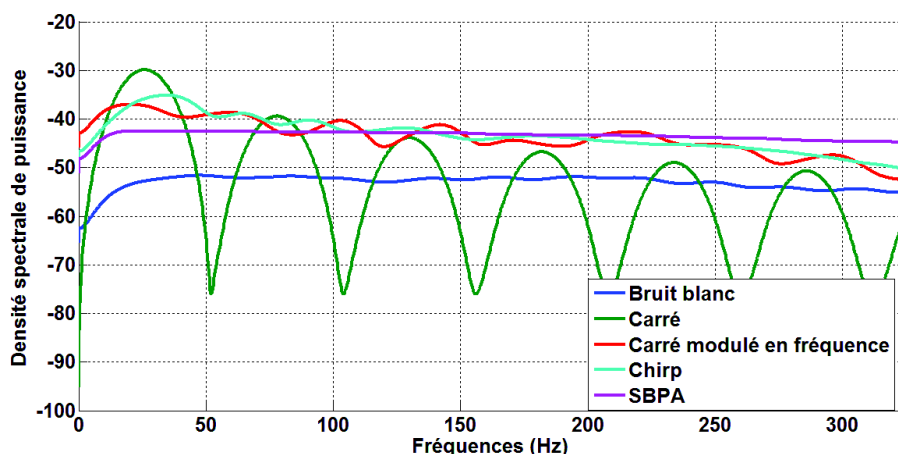


Figure 2-10 : Densité spectrale de puissance (en dB) des cinq signaux d'excitation.

2.4.4.2 Cohérence spectrale

En s'appuyant sur la théorie présentée au paragraphe 2.3.1, et en réalisant des simulations respectant les conditions précédentes, la cohérence spectrale entre le courant d'excitation et la tension bruitée mesurée aux bornes de l'accumulateur est estimée. Il s'agit d'un cas de simulation

avec un fort bruit additif, représentatif de l'application future dans un système embarqué tel que le véhicule hybride ou électrique en fonctionnement. Cette grandeur est un premier critère permettant de comparer les performances d'estimation obtenues pour les différents signaux d'excitation choisis.

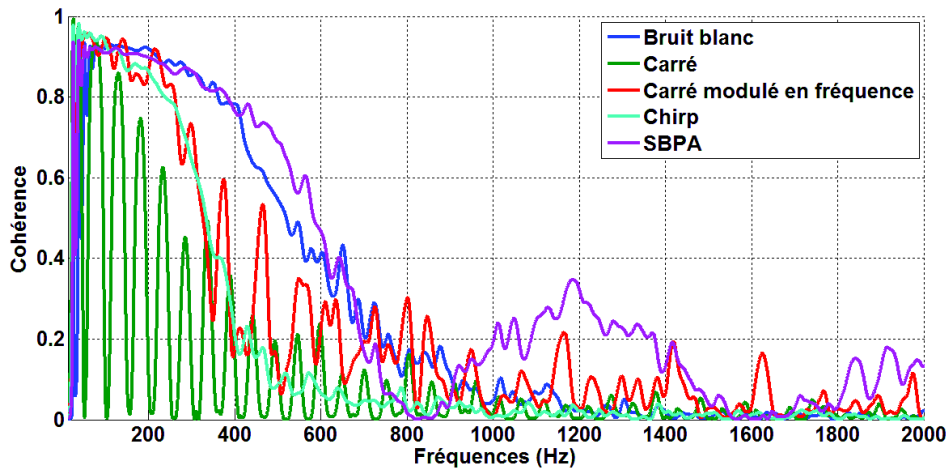


Figure 2-11 : Cohérence spectrale, cinq signaux d'excitation différents, RSB=0dB, gamme de fréquence [13 Hz-320 Hz].

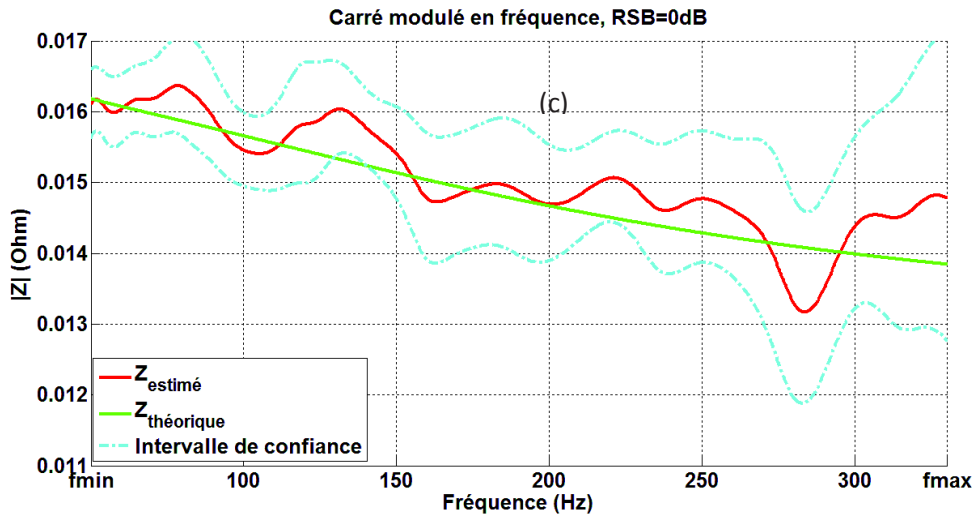
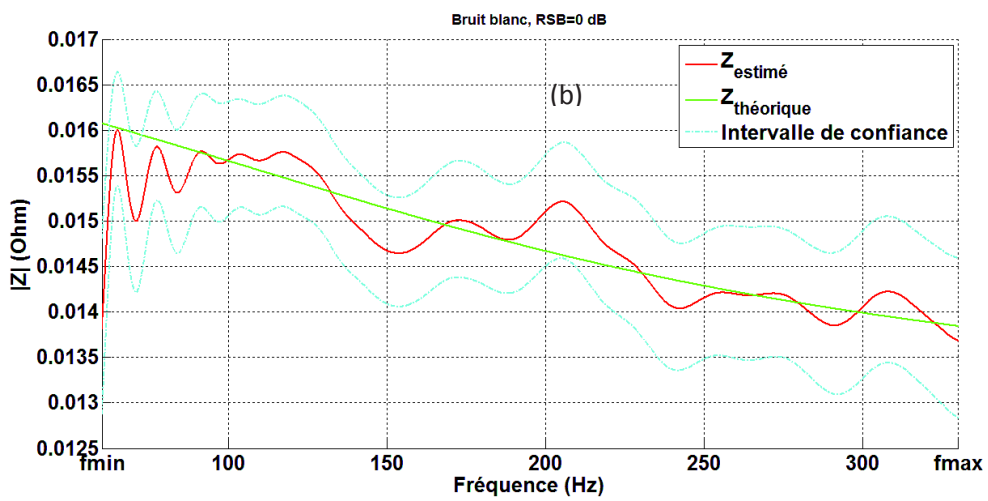
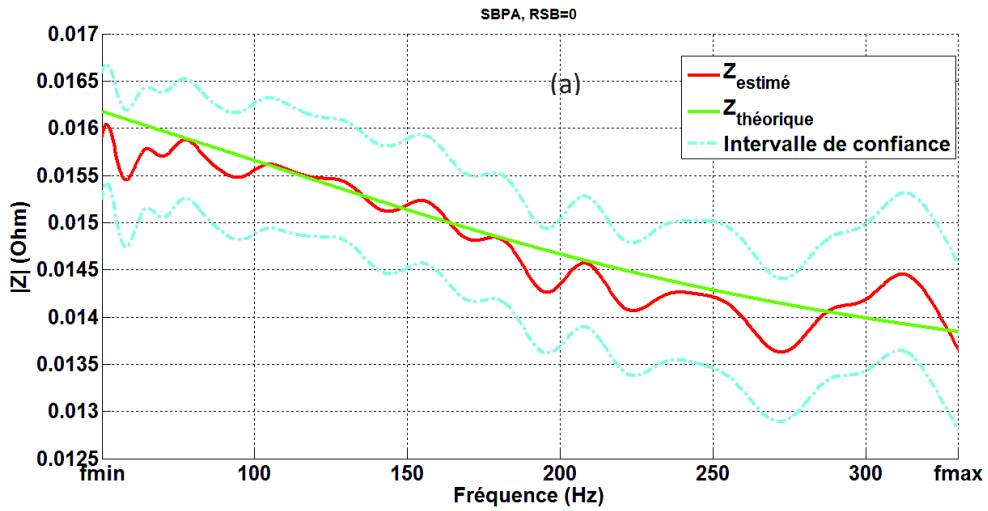
La Figure 2-112-11 présente les cohérences spectrales obtenues en utilisant les cinq signaux d'excitation choisis. On peut constater que les signaux donnent des résultats différents bien qu'ils soient conçus pour exciter la même gamme de fréquence. La SBPA et le bruit blanc filtré sont capables d'exciter fortement toutes les fréquences de la gamme de fréquence d'intérêt.

Le chirp et le carré modulé en fréquence agissent quasiment de la même manière : la cohérence dans ces deux cas diminue doucement dans la gamme de fréquence considérée. Comme prévu, le carré donne une cohérence spectrale forte à sa fréquence fondamentale et à ses harmoniques d'ordre impair.

2.4.4.3 Intervalles de confiance

En utilisant les équations 2-15 et 2-16, les intervalles de confiance sur les valeurs estimées du module et de la phase de l'impédance complexe peuvent être déterminés. Les résultats obtenus étant très similaires pour ces deux grandeurs, seuls ceux pour le module sont présentés dans ce mémoire. La valeur théorique à estimer doit évidemment être comprise à l'intérieur des limites des intervalles de confiance. Dans le cas contraire, le système n'est pas correctement identifié et ce pour différentes raisons possibles :

- le système n'est pas linéaire et invariant dans le temps,
- le moyennage n'est pas suffisant pour atténuer correctement l'effet du bruit de mesure,
- d'autres entrées non prises en compte excitent le système dans la bande de fréquence d'intérêt.



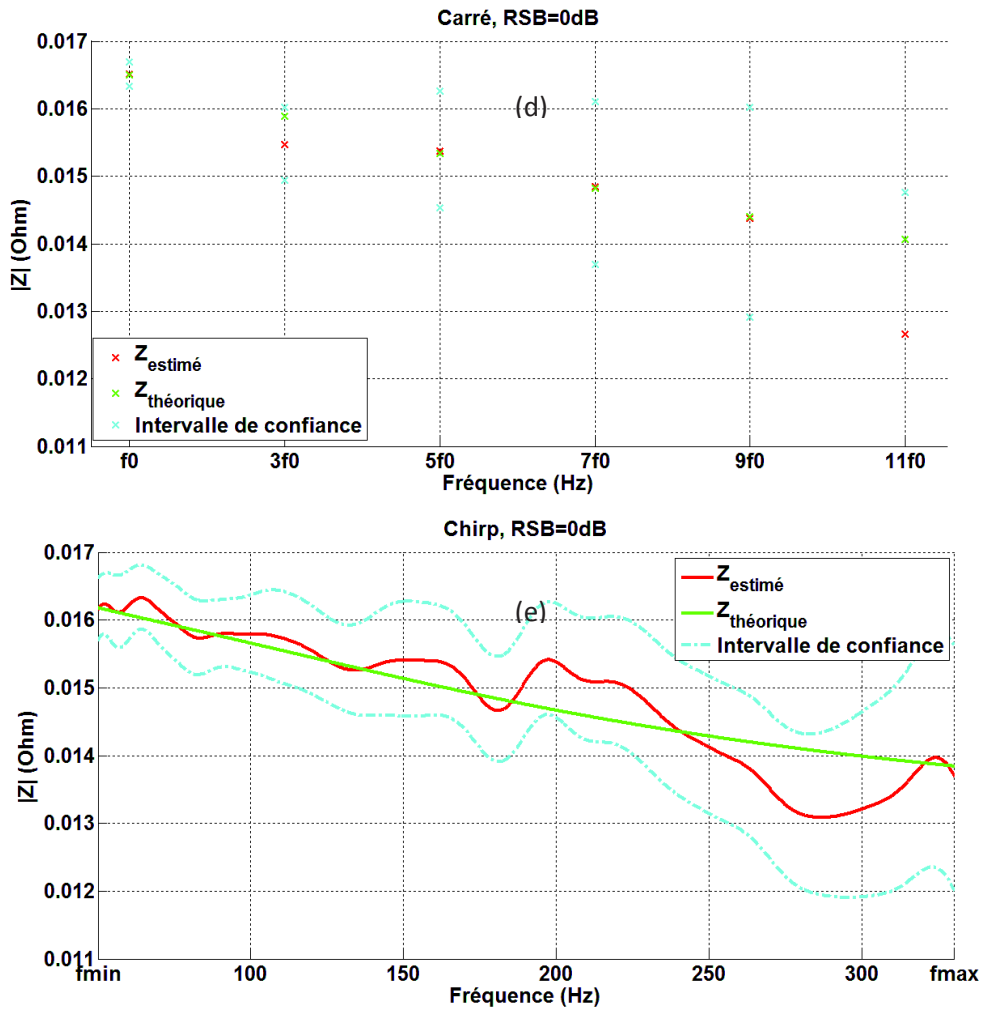


Figure 2-12 : Intervalles de confiance en haute fréquence pour les signaux

(a) SBPA, (b) bruit blanc, (c) carré modulé en fréquence, (d) carré, (e) chirp pour un RSB = 0dB.

Les différentes courbes de la Figure 2-122-12 montrent que la SBPA et le bruit blanc présentent des intervalles de confiance à 95% étroits sur la gamme de fréquence excitée, ce qui confirme les résultats déjà obtenus pour la cohérence spectrale. Le chirp et le carré modulé en fréquence présentent au contraire, un intervalle de confiance plus large aux fréquences proches de f_{max} . Etant donné que le signal est conçu de manière à parcourir les fréquences de f_{min} à f_{max} , une durée plus longue est associée aux fréquences basses. Le signal carré ne présente un intervalle de confiance étroit que pour les fréquences correspondant à son fondamental et ses harmoniques d'ordre impair, les valeurs obtenues pour les autres fréquences ne présentent pas d'intérêt et ne sont d'ailleurs pas représentées.

Ces résultats montrent clairement que les signaux d'excitation à base de motifs carrés (carré, SBPA et carré modulé en fréquence) peuvent être utilisés pour identifier l'impédance complexe d'un accumulateur. De tels signaux étant faciles à générer avec des composants électroniques simples et peu onéreux, ce seront les seuls utilisés pour mener les tests exposés dans la suite.

2.4.4.4 Effet du bruit de mesure

Le but de ce paragraphe est d'étudier l'influence du bruit additif présent dans la mesure de tension sur les performances de l'algorithme d'identification. On suppose ici qu'on utilise les valeurs imposées donc connues du courant de sollicitation et qu'il n'est donc pas mesuré. Afin d'évaluer la quantité de bruit dans le signal de tension, on définit le rapport signal sur bruit en décibels RSB de la manière suivante :

$$RSB = 10 \log_{10} \frac{P_{signal}}{P_{bruit}} \quad \text{Equation 2-24}$$

où P_{signal} est la puissance moyenne de la réponse en tension au signal d'excitation large bande aux bornes de l'accumulateur, et P_{bruit} est la puissance moyenne donc la variance du bruit ajouté à cette tension.

L'influence de la quantité de bruit dans le signal de tension mesuré est illustrée à l'aide d'une étude statistique réalisée pour plusieurs valeurs de RSB . Une puissance moyenne P_{signal} identique dans la gamme de fréquence étudiée est considérée quel que soit le signal. La quantité de bruit est quant à elle réglée par sa variance. Pour chaque RSB , on simule $k = 100$ réalisations différentes du bruit de mesure que l'on ajoute à la mesure de tension qui elle reste identique. On obtient ainsi 100 réalisations différentes de la mesure de tension, bruitées avec le même RSB . On applique l'algorithme d'identification sur chacune de ces réalisations et on utilise les résultats obtenus pour calculer l'erreur quadratique moyenne efficace normalisée de l'impédance définie par l'Equation 2-19. Les résultats obtenus sont tracés à la Figure 2-132-13.

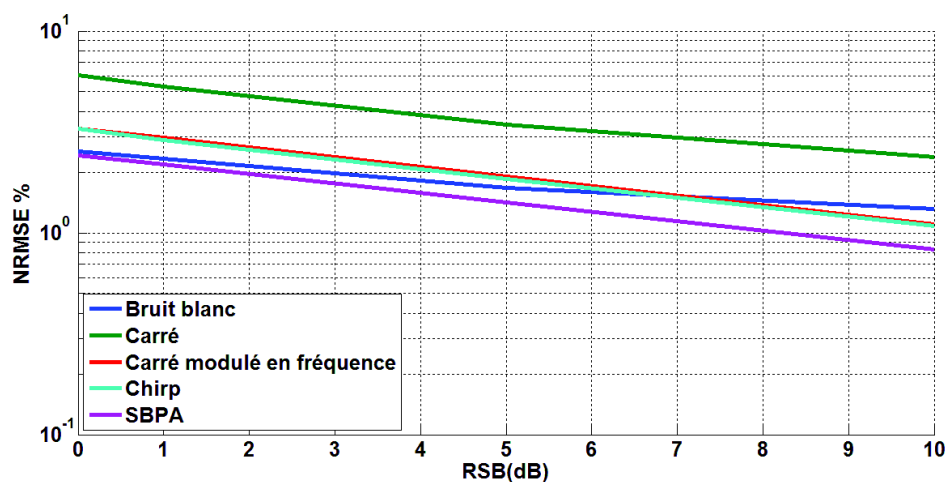


Figure 2-13 : NRMSE en % pour différents signaux d'excitation en fonction du RSB.

On constate clairement la dégradation provoquée par le bruit de mesure sur les performances d'estimation de l'algorithme utilisé. L'origine de ce phénomène est évidente : plus ce bruit est important, plus la cohérence spectrale diminue et plus la dispersion des estimateurs augmente. Ces effets néfastes peuvent être limités en augmentant le nombre de blocs utilisés pour le moyennage

comme le montre l'Equation 2-10 pour la cohérence, ainsi que l'Equation 2-15 et l'Equation 2-16 pour les intervalles de confiance des estimateurs. Cette amélioration impose toutefois une augmentation de la durée d'acquisition qui peut provoquer une variation du *SOC* de plus de 2 %. Ceci risque donc au final de modifier l'état interne de l'accumulateur et donc le point de fonctionnement choisi, et finalement invalider l'hypothèse d'invariance dans le temps de ce système. Quant à la différence des résultats entre les signaux, on peut constater que le signal carré présente une erreur plus forte que les autres signaux. Ceci vient du fait que l'impédance estimée aux harmoniques est moins fiable que celle estimée à la fréquence fondamentale. En effet, le bruit de mesure étant blanc, sa puissance est la même quelle que soit la bande de fréquence considérée. Par contre, la puissance des harmoniques décroît avec leur rang et le rapport signal à bruit autour de chaque harmonique se détériore en conséquence. Le carré modulé en fréquence et le chirp présentent une performance similaire, mais l'erreur obtenue est supérieure à celle obtenue avec le bruit blanc et la SBPA. Cela est dû à la décroissance de leur densité spectrale de puissance tout au long de la gamme de fréquence excitée. Enfin, le bruit blanc et la SBPA présentent les erreurs les plus faibles. Cela vient du fait qu'ils présentent la densité spectrale de puissance la plus plate sur la gamme de fréquence excitée. Pour des valeurs de RSB fortes, la SBPA devient plus performante que le bruit blanc. Cela s'explique par le fait que le bruit blanc, pour une faible durée de bloc, n'excite pas suffisamment les basses fréquences.

Dans la pratique, on devra donc être conscient qu'il existe pour chaque courant de polarisation une durée maximale d'acquisition, et que les erreurs d'estimation sont d'autant plus importantes que cette durée est courte et que le bruit de mesure est important.

2.5 Conclusion

L'étude précédente réalisée en simulation est prometteuse. Les signaux à motifs carrés large bande fournissent des résultats tout à fait acceptables pour estimer correctement l'impédance électrique d'un accumulateur. En concevant les signaux large bande de façon à exciter la gamme de fréquence d'intérêt qui convient à l'application, les signaux à motifs carrés possèdent des performances similaires à celles d'un bruit blanc ou d'un chirp. Une cohérence spectrale forte est obtenue, et les intervalles de confiance calculés en se servant de cette grandeur sont suffisamment faibles pour considérer la mesure obtenue comme précise. De plus, l'étude statistique réalisée avec plusieurs niveaux de bruit montre que même pour des rapports signal sur bruit faibles (0 dB), l'erreur d'estimation globale reste inférieure à 5%.

En se basant sur ces résultats de simulations validant l'utilité de ces signaux à motifs carrés, une étude expérimentale utilisant uniquement ce type de signaux sera présentée dans le chapitre suivant afin de valider définitivement leur utilité pour cette application.

Chapitre 3 : Validation expérimentale des résultats

Dans le chapitre 2, différentes méthodes d'estimation de l'impédance électrique d'un accumulateur ont été présentées et évaluées à l'aide d'un simulateur dédié aux accumulateurs de type LiFePO_4 . Les estimateurs basés sur le périodogramme de Welch et les signaux large bande à motifs carrés ont permis d'obtenir, en simulation, des performances d'identification tout à fait acceptables, ce qui en fait des candidats très sérieux pour une implantation embarquée. L'objectif de ce troisième chapitre est de valider ces résultats de simulation en employant cette technique sur un système expérimental. Dans la première partie, le banc expérimental conçu pour cette étude est détaillé. L'électronique de génération des signaux à motifs carrés et l'appareil de laboratoire utilisé pour effectuer la technique d'identification de l'analyse par harmonique (AH) sont présentés. Etant donné que l'impédance théorique de l'accumulateur est inconnue, une première étape d'expérimentation est effectuée sur un circuit électrique d'impédance connue. Dans la deuxième partie, le protocole expérimental adopté est détaillé et les contraintes électroniques sont expliquées. La dernière partie est dédiée à la présentation des résultats expérimentaux. Ceux-ci peuvent être classés en deux groupes : expérimentations effectuées sur le circuit électrique de référence dans un premier temps, puis sur l'accumulateur dans deux gammes de fréquence dans un second temps.

3.1 Banc expérimental

3.1.1 Electronique de génération des signaux à motifs carrés

Une carte électronique conçue au CEA (cf. Annexe D) pour des travaux de commutation d'accumulateur est utilisée pour réaliser les expérimentations (Figure 3-13-1). Elle permet de générer des signaux à motifs carrés avec des composants basiques.

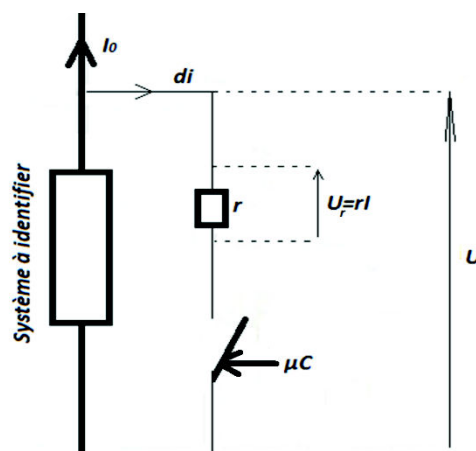


Figure 3-1 : Schéma simplifié de la carte électronique utilisée pour générer des signaux à motifs carrés.

Un transistor est commandé par un microcontrôleur qui permet de générer le signal désiré. Une résistance r est insérée en série avec le transistor afin de contrôler l'amplitude du courant d'excitation qui sera égale au rapport entre la tension de l'accumulateur et cette résistance r .

En commandant le transistor entre les états passants ou non, le courant d'excitation fourni par l'accumulateur passe ou non par la résistance. Par conséquent, la tension à ses bornes donne une image du courant excitant le système. Ceci permet de vérifier si le courant mesuré correspond bien au courant désiré implanté dans le microcontrôleur. Les mesures du courant, calculé via la chute de tension aux bornes de r , et de la réponse en tension de l'accumulateur sont effectuées avec un *RSB* élevé grâce à un système d'acquisition multivoies à 24 *bits* fabriqué par OROS (OR36).

3.1.2 Technique d'identification par analyse par harmonique (AH)

L'appareil de spectroscopie d'impédance utilisé pour effectuer des mesures d'impédance avec la technique AH (paragraphe 2.2.2) est le VMP-300 de la firme Biologic (Figure 3-23-2).

Avec le logiciel Ec-lab, tous les paramètres de la mesure en AH peuvent être réglés : la gamme de fréquence d'intérêt, le nombre de périodes, le temps d'attente avant et après la mesure, etc... Dans cette étude, l'appareil opère en mode galvanostatique. Ec-lab permet aussi d'effectuer des tests d'accumulateurs standards, tels que la charge à tension constante. Le préconditionnement de l'accumulateur et les mesures d'impédance peuvent ainsi être combinées dans un programme de test qui s'exécute automatiquement sans intervention de l'utilisateur. La mesure d'impédance par cette technique est effectuée dans la gamme de fréquence d'intérêt avec une variation linéaire entre les fréquences allant de f_{min} à f_{max} , en prenant au moins trois périodes par fréquence. Suite à cette mesure, seule l'impédance électrique directement identifiée par l'appareil est exploitable, les échantillons de tension et de courant n'étant pas disponibles pour l'utilisateur.

Une caractéristique du VMP-300 est sa capacité à réaliser une "drift compensation" [75]. Il élimine mathématiquement l'effet de la variation de la tension en circuit ouvert qui se produit si l'accumulateur est chargé ou déchargé au cours de la mesure d'impédance.



Figure 3-2 : Appareil VMP-300 de chez Biologic.

3.1.3 Mesure à quatre points

Les mesures expérimentales sont effectuées sous courant de polarisation non nul. Des erreurs dues à la connectique peuvent avoir lieu si les mesures de courant et de tension ne sont pas séparées. En effet, si la mesure de tension s'effectue trop en amont sur le circuit électrique, elle va englober la chute de tension dans la connectique due à ce courant. Afin de surmonter ce problème, la technique dite de mesure à quatre points est adoptée pour le VMP-300 et la carte de génération de signaux à motifs carrés. Cette technique permet d'effectuer une mesure plus précise pour des impédances inférieures à 10 *ohms* [76].

3.1.4 Circuit électrique de référence

3.1.4.1 Description du circuit électrique de référence

L'impédance de l'accumulateur réel étant inconnue, il s'avère impossible d'évaluer les résultats d'identification obtenus par les méthodes d'identification large bande. Afin de comparer les résultats de cette méthode avec ceux obtenus par la méthode classique de l'AH, un circuit électrique simple à base de résistances et de capacité a été conçu. Le but est de valider les interprétations des résultats de mesure qui seront réalisés par la suite sur un accumulateur. Le circuit électrique passif d'impédance connue est représenté à la Figure 3-33-3. Il est composé d'une résistance ($R_1 = 200\text{m}\Omega \pm 1\%$) en série avec une branche parallèle formée d'une résistance ($R_2 = 1\Omega \pm 1\%$) et d'une capacité ($C_2 = 820\mu\text{F} \pm 1\%$). Le diagramme de Nyquist d'un tel circuit est constitué d'une portion de cercle dans la bande de fréquence désirée avec une fréquence de résonance de 194 Hz. Une résistance parasite $R_{2p} = 12\text{m}\Omega \pm 1\%$ fournie par le fabricant est supposée être en série avec C_2 .

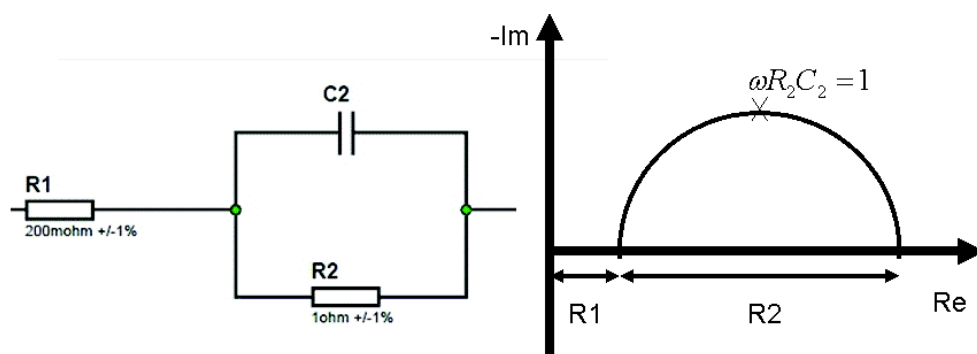


Figure 3-3 : Schéma du circuit de référence passif et de son diagramme de Nyquist.

3.1.4.2 Contraintes pour une mesure directe

Pour effectuer les mesures d'identification large bande, le principe du circuit électronique conçu (Figure 3-13-1) consiste à dévier une partie du courant généré par l'élément à identifier. Or le circuit

électrique de référence étant passif, il est nécessaire d'ajouter une source d'énergie pour l'alimenter. Il s'avère donc impossible avec ce circuit de mesure d'effectuer des mesures d'impédance du circuit de référence seul en utilisant la carte électronique de la Figure 3-13-1, bien que cela soit possible en utilisant le VMP-300. Afin de garder le même protocole expérimental pour les deux techniques, l'identification de l'impédance électrique du circuit passif de référence est réalisée en deux étapes suivant le schéma présenté à la Figure 3-43-4.

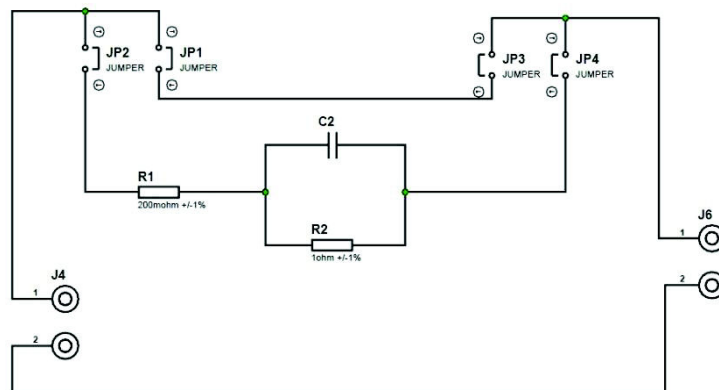


Figure 3-4 : Schéma du circuit de référence passif adapté au protocole de mesure.

Un accumulateur est connecté comme source de tension au niveau J4 (Figure 3-43-4). Les expériences sont effectuées à température ambiante au même point de fonctionnement (*SOC* de 70 %, durée de mesure totale d'environ 5 s) pour les deux méthodes d'identification testées.

Au niveau J6 est connecté soit le VMP-300 soit la carte électronique de la Figure 3-13-1. Un ensemble de cavaliers ($JP_i, i = 1, \dots, 4$) est utilisé pour alterner entre deux circuits d'impédance $\hat{Z}_1(\lambda)$ et $\hat{Z}_2(\lambda)$. Lorsque JP1 et JP3 sont en position fermée (JP2 et JP4 ouverts), le courant est appliqué sur l'accumulateur uniquement, et sa réponse en tension est mesurée. Cet ensemble de données permet de mesurer l'impédance de l'accumulateur $\hat{Z}_1(\lambda)$. Alors que JP2 et JP4 (JP1 et JP3 ouverts) permettent l'identification de l'impédance $\hat{Z}_2(\lambda)$ qui englobe la somme des impédances de l'accumulateur et du circuit passif de référence.

Finalement, l'impédance électrique du circuit passif est estimée par soustraction :

$$\hat{Z}_{circuit_passif}(\lambda) = \hat{Z}_2(\lambda) - \hat{Z}_1(\lambda) \quad \text{Equation 3-1}$$

3.2 Protocole expérimental

3.2.1 Technologie de l'accumulateur

Le simulateur utilisé dans le chapitre 2 était dédié aux accumulateurs Li-ion et plus précisément *graphite/LiFePO₄*. C'est pourquoi, les tests expérimentaux sont effectués sur un

accumulateur du même type : *ANR26650m1* de la compagnie A123 Systems Ltd, de capacité nominale $2,3\text{ Ah}$. Pour rappel, l'accumulateur doit se comporter comme un système LIT, par conséquent, deux conditions sont à respecter :

- l'amplitude du courant alternatif d'excitation doit être suffisamment faible,
- l'accumulateur doit être dans un état stationnaire et d'impédance considérée comme constante durant la durée de la mesure dans la gamme de fréquence désirée, ce qui correspond à un *SOC* situé dans une plage allant de 60 % à 80 % (valeurs calculées d'après le simulateur).

3.2.2 Réglage du point de fonctionnement

La procédure de mesure d'impédance électrique d'un accumulateur est constituée de deux étapes essentielles : le réglage du point de fonctionnement et la mesure effective de l'impédance.

La première étape est en général la plus difficile, car elle nécessite un temps assez long et affecte la qualité des mesures si elle n'est pas réalisée correctement.

Pour atteindre un point de fonctionnement donné, un courant de polarisation est appliqué à l'accumulateur afin de le charger complètement. Le *SOC* de 100 % est considéré atteint lorsque la tension de l'accumulateur est de $3,65\text{ V}$ (donnée constructeur) et que le courant devient inférieur à un régime de $\frac{C}{50}$. Ensuite, un courant de polarisation en décharge est appliqué pendant une durée t de manière à atteindre le *SOC* désiré (calcul par coulométrie). Finalement, un temps de repos de 30 min est imposée avant d'effectuer une mesure d'impédance.

Comme évoqué au paragraphe 2.1, une mesure sous courant de polarisation non nul viole en toute rigueur la condition d'invariance dans le temps puisque le *SOC* varie durant la mesure. La durée de la mesure est alors limitée pour obtenir une variation de *SOC* acceptable, c'est-à-dire suffisamment faible pour qu'elle n'affecte pas significativement le comportement de l'accumulateur. Empiriquement, on considère une variation maximale de *SOC* de 2 % comme acceptable. Cette valeur impose un temps de mesure limité, ce qui limite également la gamme de fréquence exploitable durant la mesure.

3.2.3 Amplitude du signal d'excitation

Dans les expériences réalisées, on considère le point de fonctionnement qui correspond à un courant de polarisation I_0 , auquel on superpose le motif d'excitation alternatif d'amplitude A . L'amplitude du courant d'excitation est aussi choisie empiriquement de $\pm 150\text{ mA}$ (paragraphe 2.1). Cela revient à dire que, pour la mesure classique AH, on applique $I_0 \pm 150\text{ mA}$. Alors que pour la méthode d'identification large bande, le motif d'excitation étant compris entre 0 et -300 mA , cela revient à appliquer un courant de polarisation I'_0 tel que $I'_0 - 150\text{ mA} = I_0$. L'objectif final est donc de garder

pour les deux techniques la même valeur de courant de polarisation moyen, avec une excitation alternative de même amplitude autour de celui-ci.

Cette méthode impose aussi des contraintes sur le signal généré. En effet, étant donné que la tension de l'accumulateur varie si ce dernier est soumis à un courant de polarisation moyen non nul, l'amplitude du signal d'excitation généré va aussi varier dans le même sens. Cet effet impose une contrainte à respecter durant les essais : la tension nominale de l'accumulateur en test ne doit pas varier fortement durant une mesure. Pour quantifier cet effet, une étude en simulation est réalisée. En se basant sur le simulateur, la Figure 3-53-5 montre comment évolue l'amplitude du signal SBPA généré selon la valeur initiale du SOC pour différentes valeurs de courant de polarisation. Partant d'un SOC_0 donné (lié à une tension aux bornes de l'accumulateur U_0), la valeur de l'amplitude du signal d'excitation A_0 correspondante vaut $\frac{U_0}{r}$, r étant la résistance dans la Figure 3-13-1. Au cours de la simulation, la tension de l'accumulateur va évoluer sous l'effet du courant de polarisation pour donner à la fin U_f , tension associée à un SOC_f . Par conséquent, la valeur de l'amplitude du signal d'excitation évolue dans le même sens vers une valeur A_f qui vaut $\frac{U_f}{r}$.

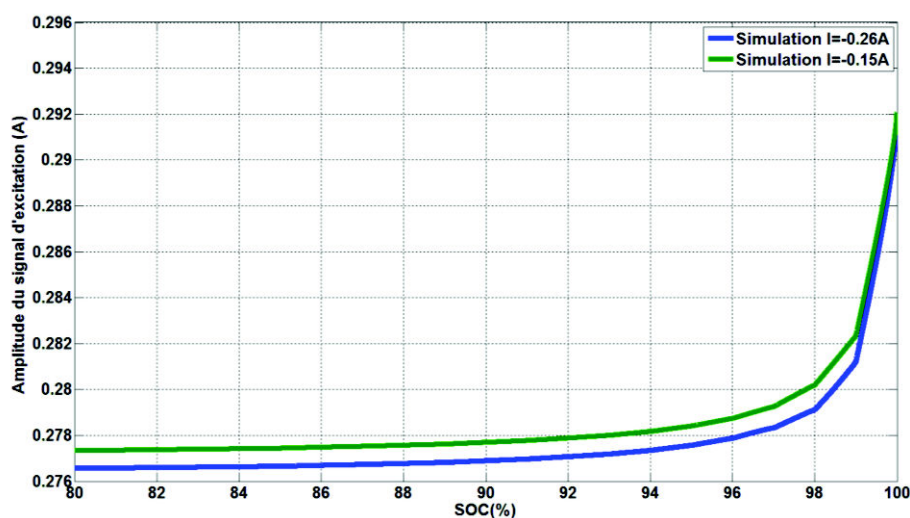


Figure 3-5 : Amplitude d'excitation (A_0) de la SBPA selon les données du simulateur pour différentes valeurs du courant de polarisation.

La Figure 3-63-6 montre un exemple d'évolution de l'amplitude (A_0 tracée en bleu et A_f en vert) à différents SOC_0 sous un courant de polarisation $I = -110 \text{ mA}$ (décharge) pour une durée de 5 minutes. Ces paramètres correspondent à ceux qui vont être appliqués ultérieurement en expérimentation. On remarque que pour des SOC s élevés, la variation de la tension est importante et donc un écart remarquable existe entre A_0 et A_f : la durée du test doit être réduite. Cependant, pour des SOC s intermédiaires, la tension de l'accumulateur est aux alentours de la tension nominale pour un grand intervalle de SOC et par conséquent, la variation de l'amplitude du signal d'excitation

entre A_0 et A_f reste minime. L'amplitude du signal d'excitation alternatif généré peut être donc considérée constante au cours de la mesure.

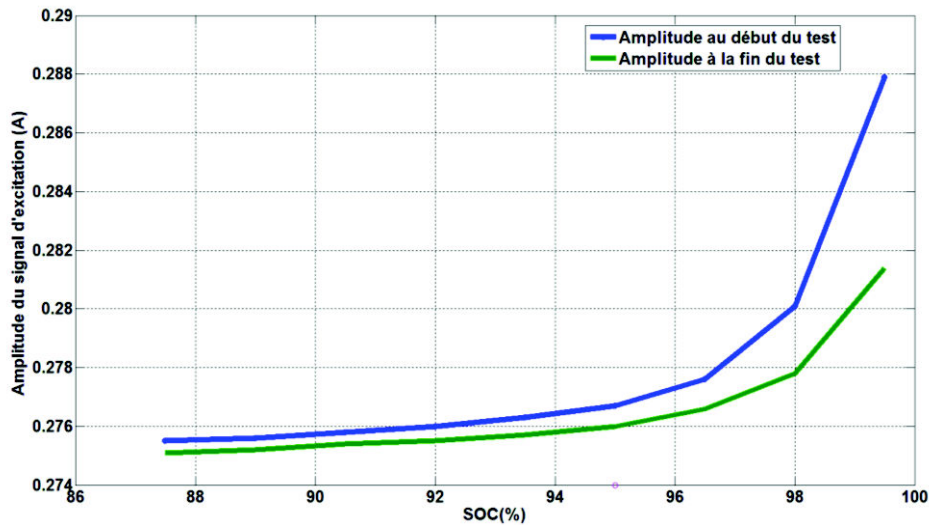


Figure 3-6 : Variation de l'amplitude du signal d'excitation entre le début (bleu) et la fin (vert) des tests effectués pour différentes valeurs du SOC initial, pour un courant de polarisation de 110 mA pour une durée de 5 minutes.

3.2.4 Paramétrage des expérimentations

3.2.4.1 Conception des signaux d'excitation

Dans le chapitre 2, l'intérêt des signaux à motifs carrés pour l'estimation large bande de l'impédance électrique d'un accumulateur a été mis en évidence. Dans l'étude expérimentale qui suit, différents signaux seront utilisés : SBPA, signal carré modulé en fréquence, signal carré périodique, et une AH à base de signaux carrés périodiques où les sinus sont remplacés par des signaux carrés périodiques. Bien que ce dernier signal ne représente pas un signal large bande, les résultats correspondants permettront de valider l'utilité de son utilisation pour des applications en embarqué où l'AH sous forme de sinus n'est pas implantable simplement.

L'étude expérimentale sera effectuée sur deux gammes de fréquence. La première gamme est $[4 \text{ Hz} - 96 \text{ Hz}]$. Celle-ci est adaptée pour une application dédiée au suivi du *SOH* comme l'illustre le chapitre suivant. Une SBPA de $N_b = 63 \text{ bits}$ est générée avec une $F_b = 240 \text{ Hz}$ (donc de durée $T = 0,2625 \text{ s}$) qui permet d'exciter la bande de fréquence entre $f_{min} = F_b / N_b \approx 4 \text{ Hz}$ et $f_{max} = 0,4 * F_b = 96 \text{ Hz}$. Un carré modulé en fréquence est aussi généré pour exciter cette même gamme de fréquence. Pour ces signaux, le moyennage est réalisé sur 19 blocs. Un signal carré de fréquence fondamentale 8 Hz est aussi utilisé : on aura des estimations de l'impédance à cette fréquence et aux fréquences correspondant aux harmoniques impaires, soit $[8 \text{ Hz}, 24 \text{ Hz}, 40 \text{ Hz}, 56 \text{ Hz}, 72 \text{ Hz}, 88 \text{ Hz}]$.

Cette gamme de fréquence sera utilisée dans un premier temps sur le circuit électrique de référence, ce qui correspond à une partie du Nyquist de la Figure 3-33-3, puis sur un accumulateur. Les objectifs sont :

- de pouvoir évaluer sur le circuit électrique de référence les estimations effectuées avec la technique d'identification large bande et celles avec l'AH,
- de comparer de façon quantifiée les performances des différents signaux à motifs carrés sur l'accumulateur.

La seconde gamme concernera des fréquences plus basses [0,033 Hz – 3,33 Hz] et ne sera appliquée qu'à l'accumulateur réel. Elle vise l'obtention des mesures dédiées in fine à l'exploitation de l'impédance pour le suivi du *SOC* comme l'illustre le chapitre suivant. Etant donné les résultats obtenus pour la première gamme de fréquence, seul un signal de type SBPA sera testé. Le choix de ce signal est privilégié vu qu'il est déjà implanté dans le BMS pour une autre application. La condition d'invariance dans le temps limite la durée maximale des essais dans cette gamme de fréquence. On considère alors une durée de mesure de 5 *minutes*, un temps qui peut être envisagé pour un véhicule au repos, garé sur un parking par exemple. Une SBPA de $N_b = 255 \text{ bits}$ à une fréquence de $F_b \approx 8,5 \text{ Hz}$, excite la gamme de fréquence définie entre $f_{min} = F_b/N_b \approx 0,033 \text{ Hz}$ et $f_{max} = 0,4 * F_b \approx 3,33 \text{ Hz}$. Les impédances estimées avec cette SBPA seront comparées aux mesures obtenues par le VMP-300. Ces dernières seront effectuées sous un courant de polarisation de 260 mA , ce qui correspond à un courant extérieur de 110 mA pour le cas de la SBPA. La durée de mesure de 5 *minutes* correspond à trois périodes par fréquence pour le VMP-300.

3.2.4.2 Séparation des mesures

Les premiers tests effectués ont montré la nécessité de ne pas connecter simultanément (Figure 3-73-7) le VMP-300 et la carte électronique d'identification large bande. En effet, cette dernière perturbe les mesures du VMP-300. Pour les tests avec le VMP, il faut donc réaliser les mesures en déconnectant la carte électronique (Figure 3-83-8).

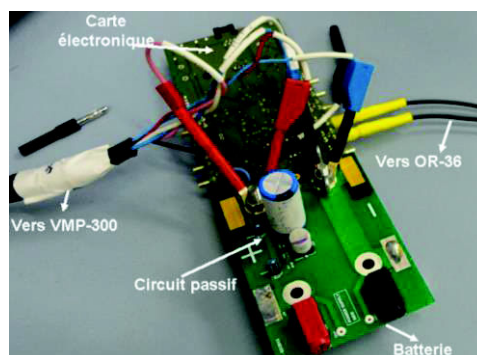


Figure 3-7 : Photo du montage de mesure en alternance (connexion simultanée du VMP-300 et du système d'identification large bande).

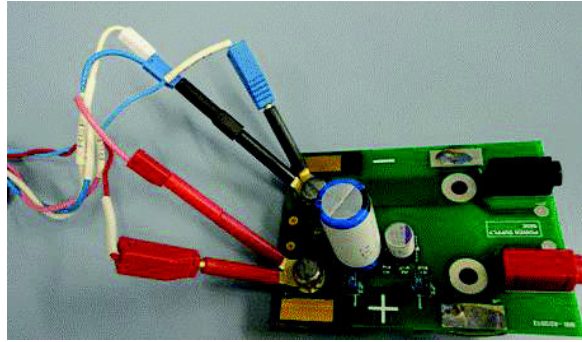


Figure 3-8 : Photo du montage de mesure isolée avec le VMP-300.

3.3 Résultats expérimentaux

3.3.1 Résultats des essais sur le circuit électrique de référence

Les essais sur le circuit électrique de référence sont effectués en respectant la démarche présentée au paragraphe 3.1.4.2. Le diagramme de Nyquist de l'impédance théorique (formule analytique du circuit) est obtenu en tenant compte de la précision sur les valeurs des composants donnée par le fabricant. Ce spectre est comparé à ceux estimés avec la technique de l'identification large bande et la technique d'analyse par harmonique AH.

3.3.1.1 Résultats avec la technique d'analyse par harmonique

Le diagramme de Nyquist de la moyenne des 30 estimations d'impédance du circuit électrique de référence, effectuées avec le VMP-300, est tracé sur la Figure 3-93-9. En comparant avec la valeur de l'impédance théorique, on peut remarquer que la technique AH présente une bonne précision. Pour quantifier ces résultats et pour pouvoir les comparer aux autres, la *NRMSE* et le *NStd* (Equation 2-19 et 2-20) sont calculées. On obtient une *NRMSE* de 0,69 % et un *NStd* de 0,41 %. Ces valeurs faibles se retrouvent sur le Nyquist de la Figure 3-93-9. L'impédance moyenne estimée avec la technique AH est bien comprise dans l'intervalle d'incertitude calculé pour l'impédance théorique. L'identification via cette technique est donc correcte

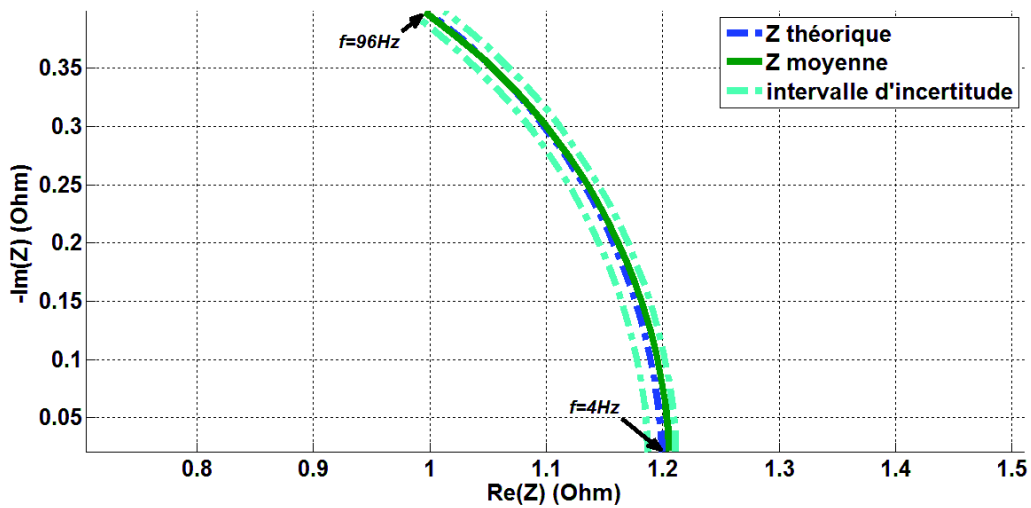
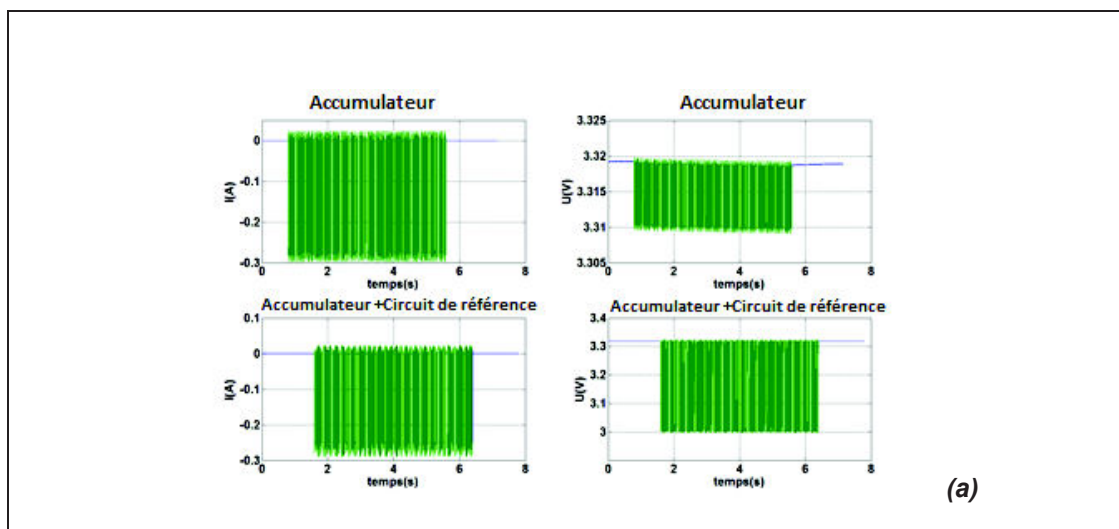


Figure 3-9 : Diagramme de Nyquist de l'impédance obtenue par analyse harmonique dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz].

3.3.1.2 Résultats de la technique d'identification large bande

La Figure 3-103-10 présente un exemple de signaux de courant et de tension mesurés sur le système, ainsi que la cohérence spectrale estimée pour une des 30 mesures. On constate une valeur élevée de la cohérence spectrale, ce qui valide les hypothèses de linéarité et d'invariance dans le temps de l'accumulateur au cours des mesures. Le diagramme de Nyquist de l'impédance moyenne obtenue à partir de 30 estimations est également tracé (Figure 3-113-11). Les résultats correspondent à une *NRMSE* de 2,6 % et un *Nstd* de 0,19 %. Cette valeur élevée de la *NRMSE* se traduit sur le Nyquist par le fait que l'impédance moyenne estimée se situe en dehors de l'intervalle d'incertitude de l'impédance théorique. En revanche, la valeur faible du *Nstd* met en valeur la reproductibilité des résultats et la faible dispersion des estimations. La *NRMSE* peut être imputée à l'existence d'un biais sur l'impédance estimée.



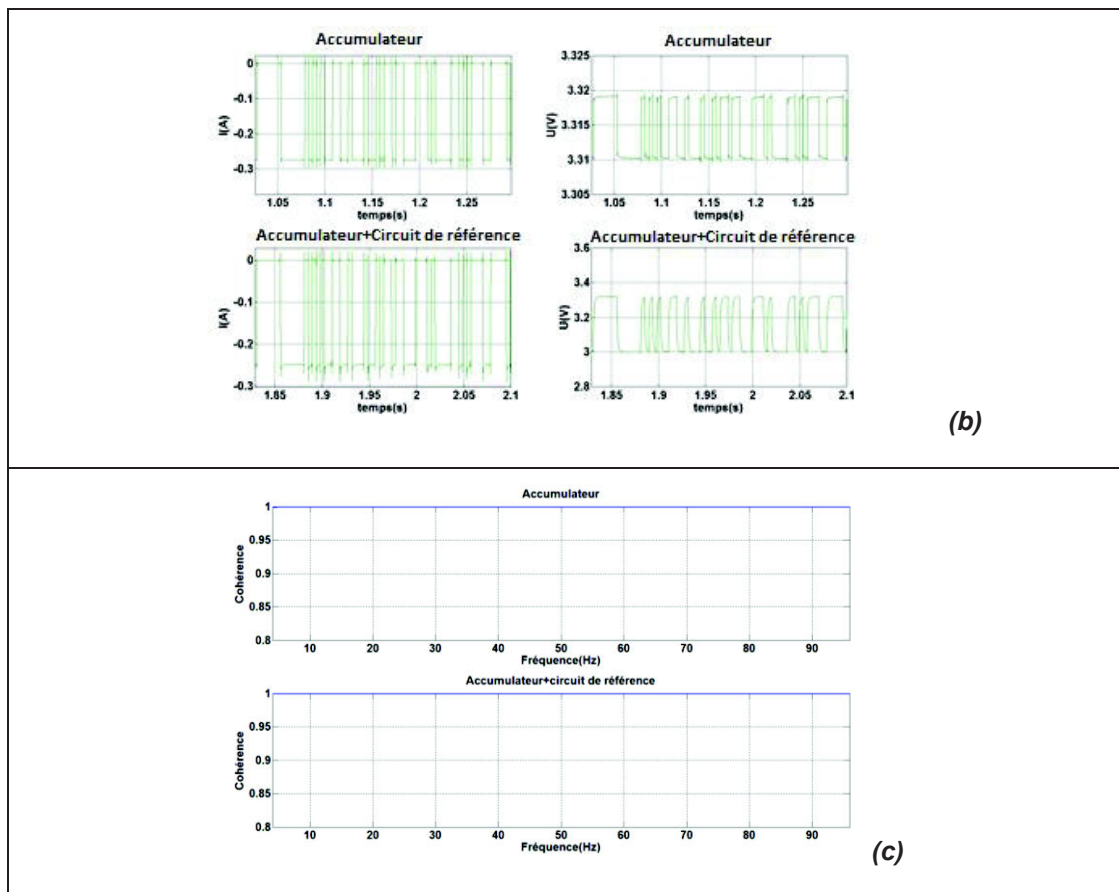


Figure 3-10 : Tracés temporels du signal d'excitation de 19 blocs de SBPA pour la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz] : (a) signal complet (courant à gauche, tension à droite, cas accumulateur en première ligne et accumulateur + circuit électrique de référence en deuxième ligne), (b) tracé idem que (a) zoomé sur un bloc de courant et de la réponse en tension correspondante pour les deux cas, (c) cohérences spectrales estimées à l'aide des données précédentes pour les deux cas.

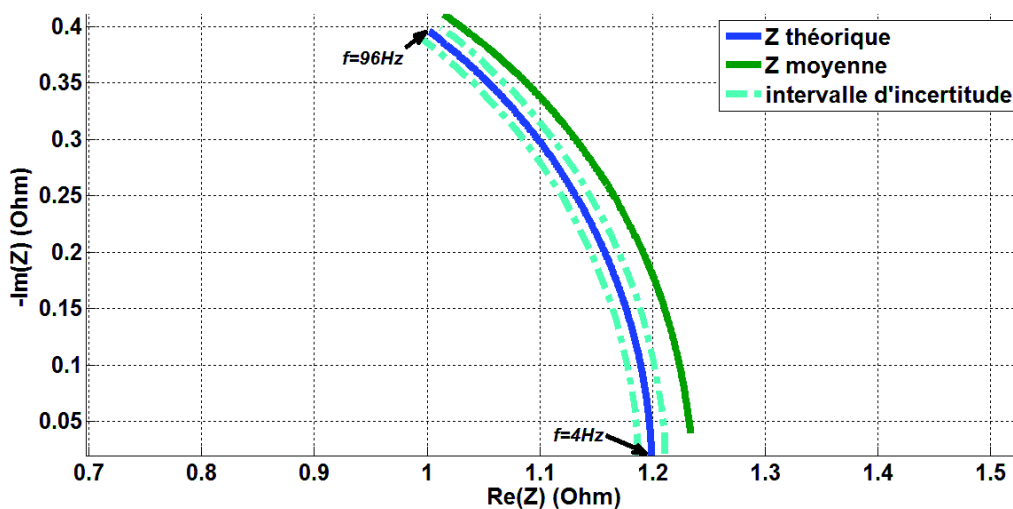


Figure 3-11 : Diagramme de Nyquist de l'impédance obtenue pour la SBPA dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz].

3.3.1.3 Résultats avec l'AH à base de signaux carrés périodiques

La même étude statistique sur 30 mesures est réalisée en employant la technique de l'AH à base de signaux carrés périodiques. Pour l'identification, les signaux de courant et de réponse en tension sont découpés en morceaux qui correspondent chacun à une seule fréquence excitée (Figure 3-123-12(b)). L'impédance à cette fréquence est alors estimée. Le diagramme de Nyquist de la moyenne des 30 estimations de l'impédance est tracé. Encore une fois, l'impédance estimée n'est pas incluse dans l'intervalle d'incertitude théorique fourni par le fabricant. Une $NRMSE$ de 2,44 % et un $NStd$ de 0,14 % sont obtenus. La forte valeur de la $NRMSE$ et la faible valeur du $NStd$ renforcent l'hypothèse développée dans le paragraphe précédent : la $NRMSE$ traduit principalement la présence d'un biais d'estimation, l'écart type normalisé $NStd$ indique quant à lui une très faible dispersion des impédances estimées.

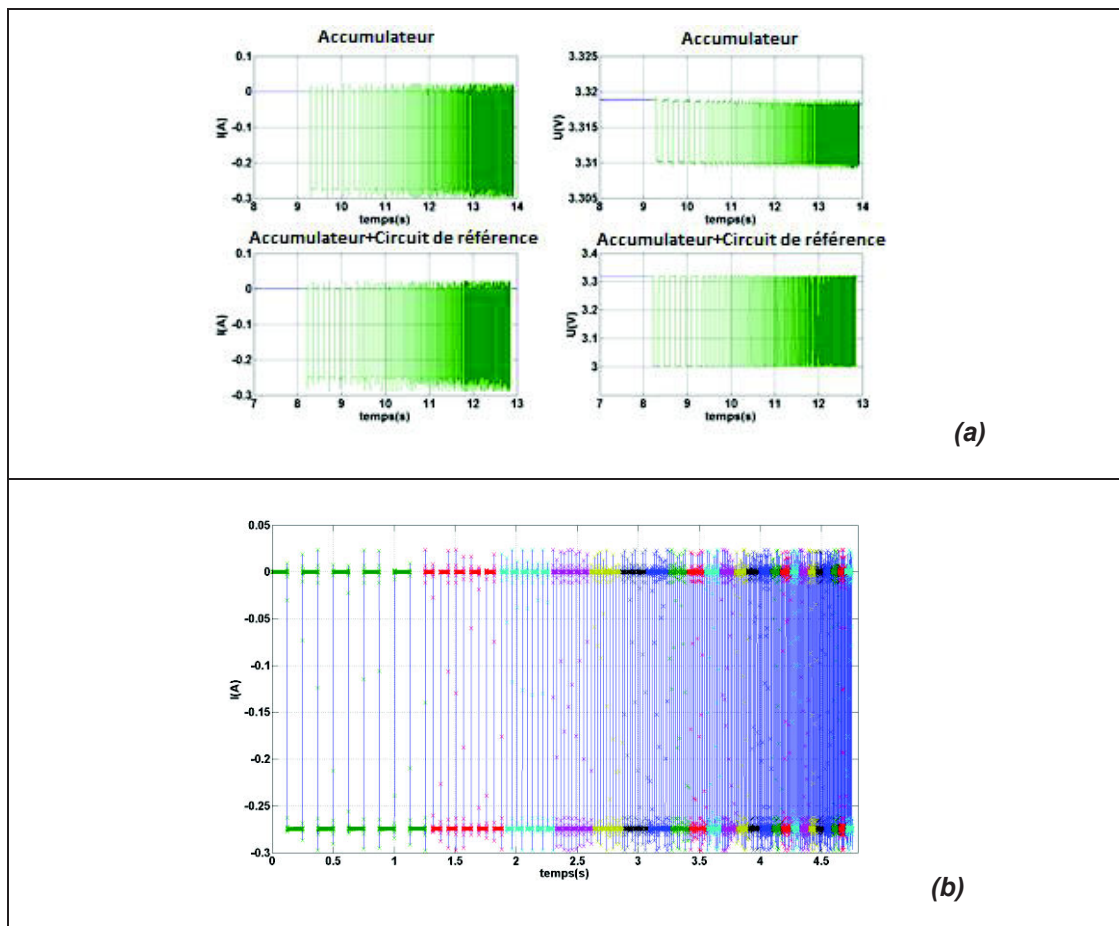


Figure 3-12 : Tracés temporels des signaux utilisés pour l'AH à base de signaux carrés périodiques : (a) tracés complets du courant à gauche et de la réponse en tension à droite pour les cas accumulateur en première ligne et accumulateur + circuit électrique de référence en deuxième ligne, (b) exemple de découpage d'un signal.

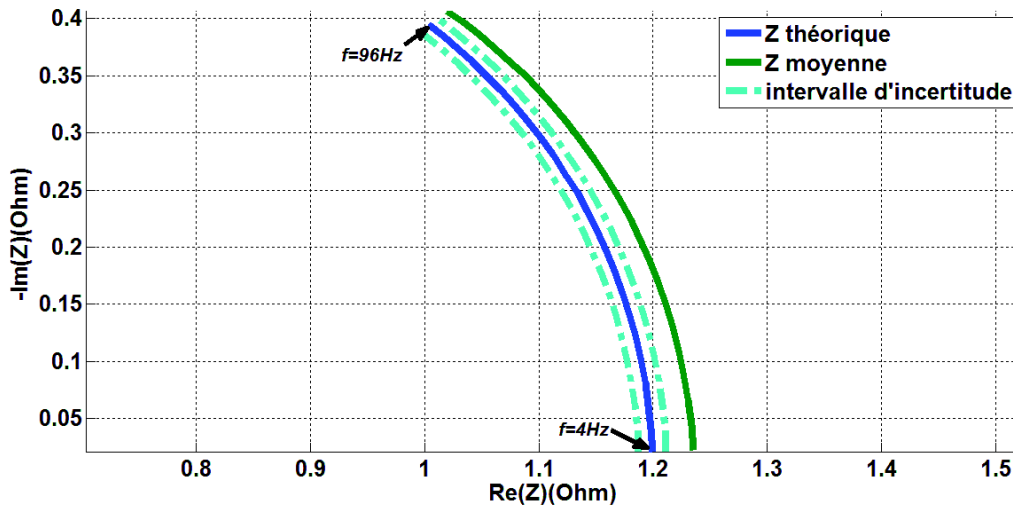


Figure 3-13 : Diagramme de Nyquist des impédances électriques obtenues par l'AH à base de signaux carrés périodiques dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz].

3.3.1.4 Interprétation des résultats

Afin de mieux comparer les différents résultats obtenus précédemment, la Figure 3-14 présente le diagramme de Nyquist de l'impédance théorique, avec son intervalle d'incertitude, ainsi que les impédances moyennes estimées par les différents signaux d'excitation. Ces dernières montrent que l'impédance d'un circuit peut être identifiée en utilisant des signaux à motifs carrés (notamment SBPA) générés par la carte électronique présentée au début de ce chapitre, avec une dispersion de l'erreur d'estimation faible mais un biais important. Ce biais est identique pour les deux signaux utilisés (SBPA et AH à base de signaux carrés périodiques).

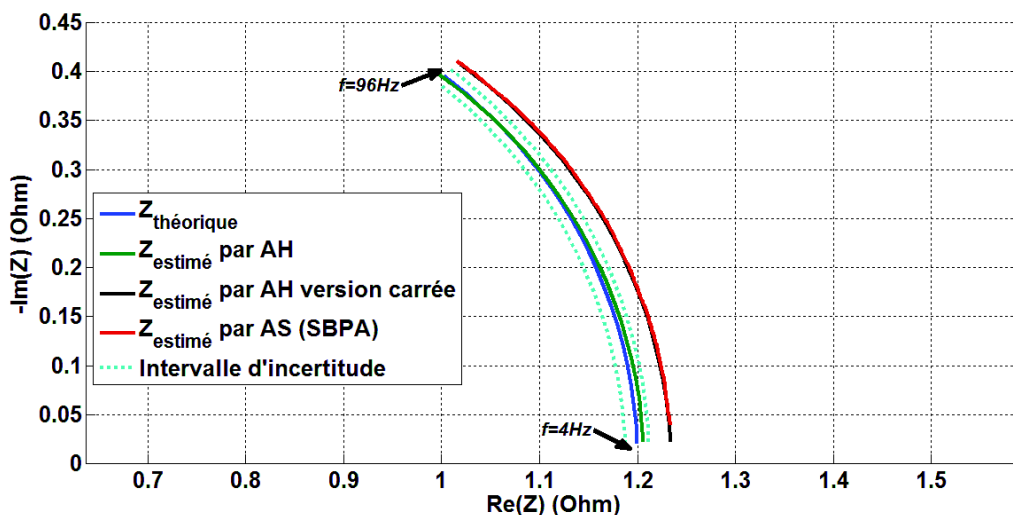


Figure 3-14 : Diagramme de Nyquist des impédances électriques estimées à l'aide des différents signaux par comparaison avec l'impédance théorique dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz].

Plusieurs causes peuvent être à l'origine de ce phénomène. En premier lieu, les connexions sont différentes entre le VMP-300 et la carte électronique développée pour l'identification large bande, où plusieurs pistes supplémentaires sont parcourues par le courant généré par l'accumulateur. La différence majeure se traduit par une impédance résistive incontrôlable et non reproductible due au contact carte-carte utilisé pour ces essais (Figure 3-15 (a)). Une première étude pour valider cette hypothèse a été menée et les résultats sont présentés sur le diagramme de Nyquist (Figure 3-15 (b)). Il présente une série de mesures d'impédance électrique d'un accumulateur, en effectuant un vissage dévissage des deux cartes entres deux mesures consécutives.

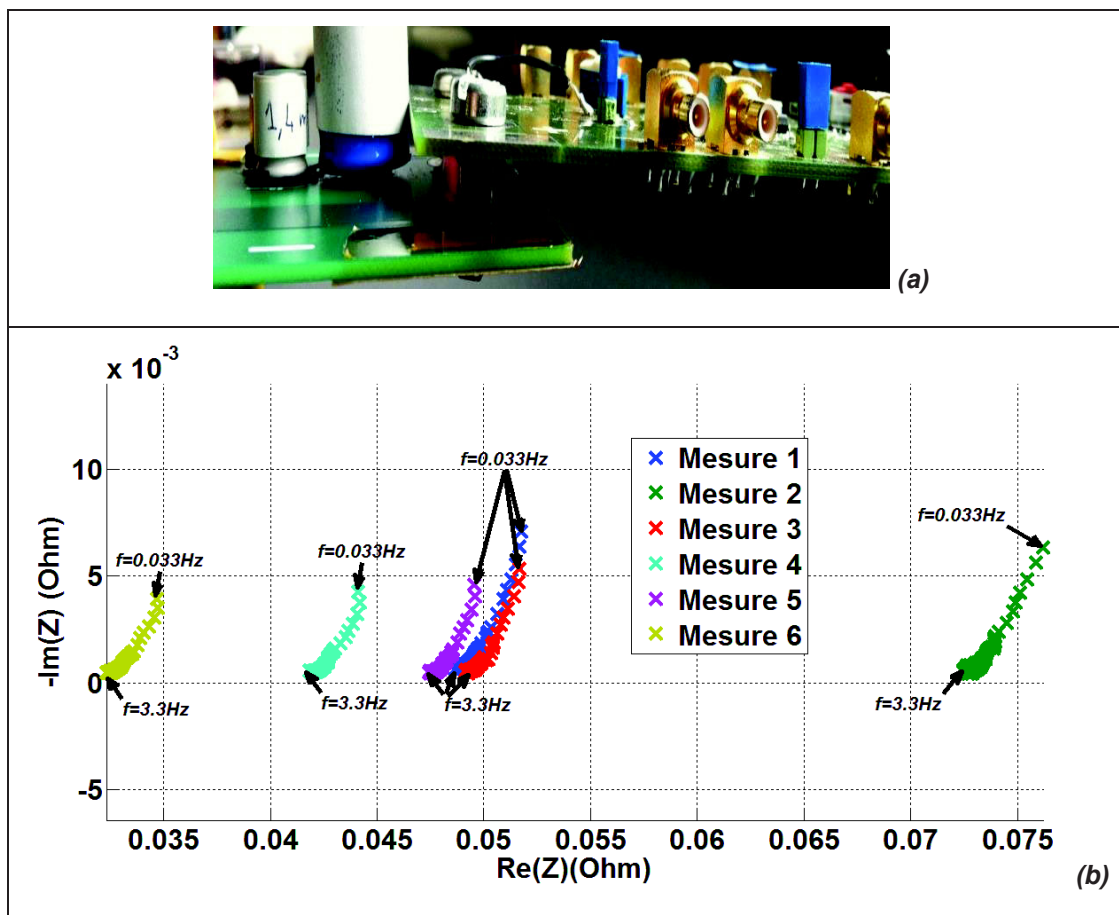


Figure 3-15 : (a) Contact carte-carte utilisé pour les essais. (b) Diagramme de Nyquist montrant des impédances non reproductibles et incontrôlables liées aux étapes de vissage / dévissage.

En second lieu, le transistor en commutation, qui est la base de génération des signaux à motifs carrés, peut présenter une résistance interne différente de zéro à l'état passant. Des résistances parasites non négligeables peuvent donc apparaître lors de l'utilisation de la carte électronique de la Figure 3-13-1, provoquant le biais d'estimation observé. L'impédance identifiée par l'AH sera considérée comme l'impédance de référence dans les essais suivants menés sur un accumulateur (paragraphe 3.3.2).

Enfin, la faible dispersion des estimations rend intéressante l'utilisation de ces signaux dans le cadre d'une application de surveillance d'accumulateur.

3.3.2 Test sur un accumulateur réel

Après avoir effectué l'analyse des résultats avec des signaux à motifs carrés sur un circuit de référence d'impédance connue, une série de tests est effectuée sur l'accumulateur choisi dans les deux gammes de fréquence retenues. L'impédance estimée correspond donc à une portion du spectre complet de l'accumulateur (Annexe E).

3.3.2.1 Etude dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz]

Les signaux SBPA, carré modulé en fréquence et carré périodique, générés pour la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz], sont implantés dans le microcontrôleur. Les expérimentations sont réalisées pour un courant de polarisation de 1A en décharge et un *SOC* de 60%. Ce *SOC* est réglé selon la technique expliquée au paragraphe 3.2.2. Afin d'étudier la variabilité des résultats obtenus avec chacun des signaux d'excitation, trois sollicitations de même nature sont appliquées à la suite les unes des autres. Il est à noter que la durée de mesure correspondante entraîne une variation du *SOC* de l'ordre de 3 % au cours de l'essai complet. Toutefois au regard des paramètres caractéristiques d'un accumulateur de ce type chargé entre 50 % et 60 % et des simulations réalisées grâce au simulateur, on peut supposer que son impédance varie peu dans la gamme de fréquence choisie entre ces deux valeurs de *SOC*.

a) Résultats avec la SBPA

Les résultats obtenus avec une SBPA comme signal d'excitation sont présentés sur la Figure 3-163-15 (cohérence spectrale) et Figure 3-173-16 (diagramme de Nyquist). La cohérence spectrale est quasiment égale à l'unité sur toute la gamme de fréquence excitée. Ceci confirme les hypothèses de linéarité et d'invariance dans le temps de cet accumulateur autour du point de fonctionnement choisi et tout au long de chaque mesure. L'impédance électrique de l'accumulateur est donc bien définie et devrait être correctement estimée. Une faible variabilité entre les différents essais est constatée sur toute la gamme de fréquence excitée. En effet, sur le diagramme de Nyquist de la Figure 3-173-16, les impédances estimées pour les trois essais sont quasiment superposées.

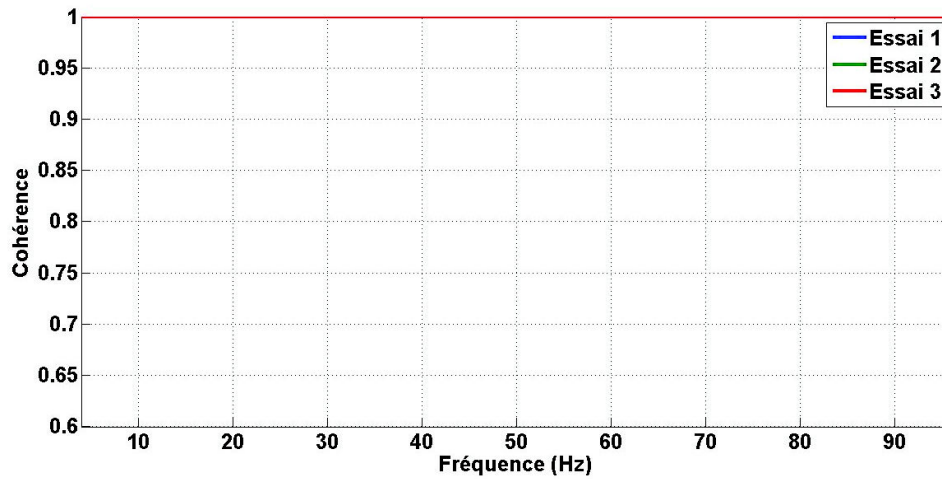


Figure 3-16 : Cohérence spectrale: Résultats de trois mesures expérimentales obtenues avec la SBPA comme signal d'excitation dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz].

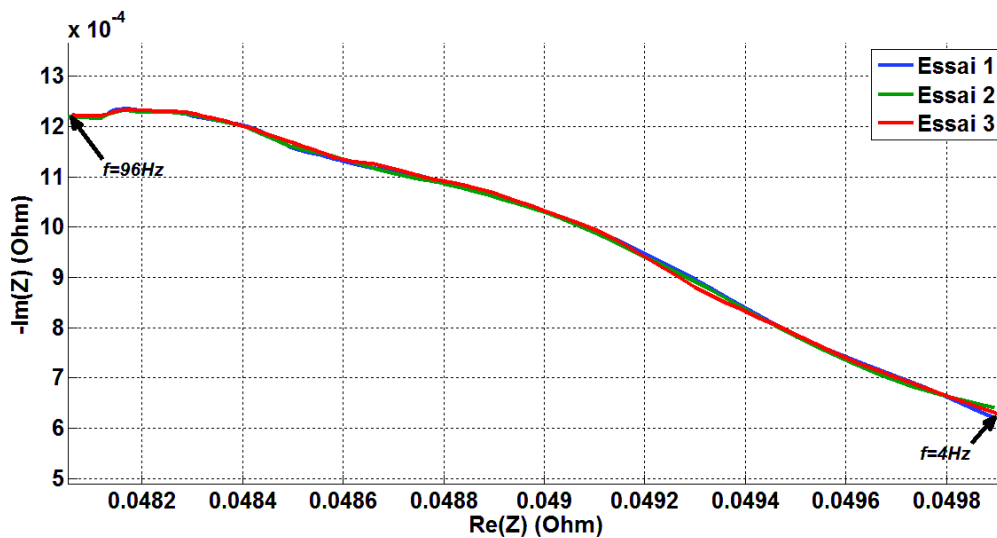


Figure 3-17 : Diagramme de Nyquist : Résultats de trois mesures expérimentales obtenues avec la SBPA comme signal d'excitation dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz].

b) Résultats avec un signal carré modulé en fréquence

Les tracés de la cohérence spectrale et du diagramme de Nyquist des résultats expérimentaux obtenus avec un signal carré modulé en fréquence comme signal d'excitation valident les performances de ce signal sur toute la gamme de fréquence excitée. La valeur importante de la cohérence spectrale tracée à la Figure 3-183-17 démontre à nouveau la validité de l'hypothèse LIT pour l'accumulateur, dans la gamme de fréquence et au point de fonctionnement choisi. Une faible variabilité entre les différents essais est constatée sur toute la gamme de fréquence excitée. Sur le diagramme de Nyquist tracé à la Figure 3-193-18, les impédances estimées pour les trois essais sont aussi pratiquement superposées.

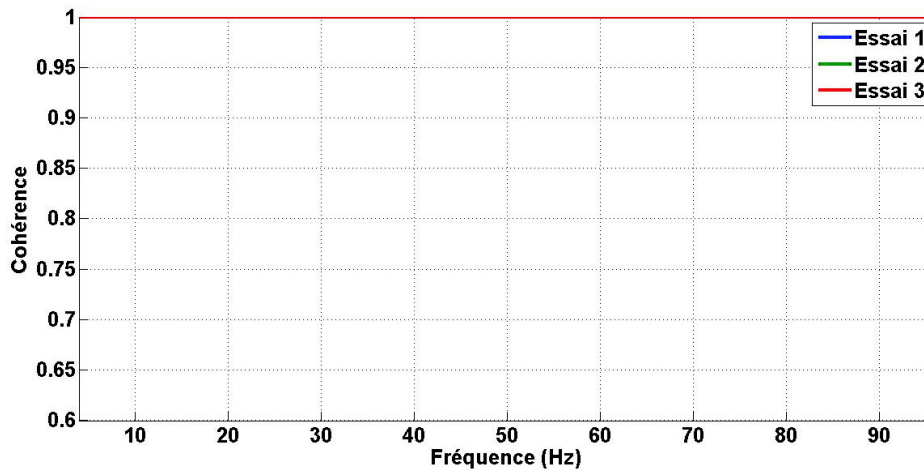


Figure 3-18 : Cohérence spectrale : Résultats de trois mesures expérimentales obtenues avec le carré modulé en fréquence comme signal d'excitation dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz].

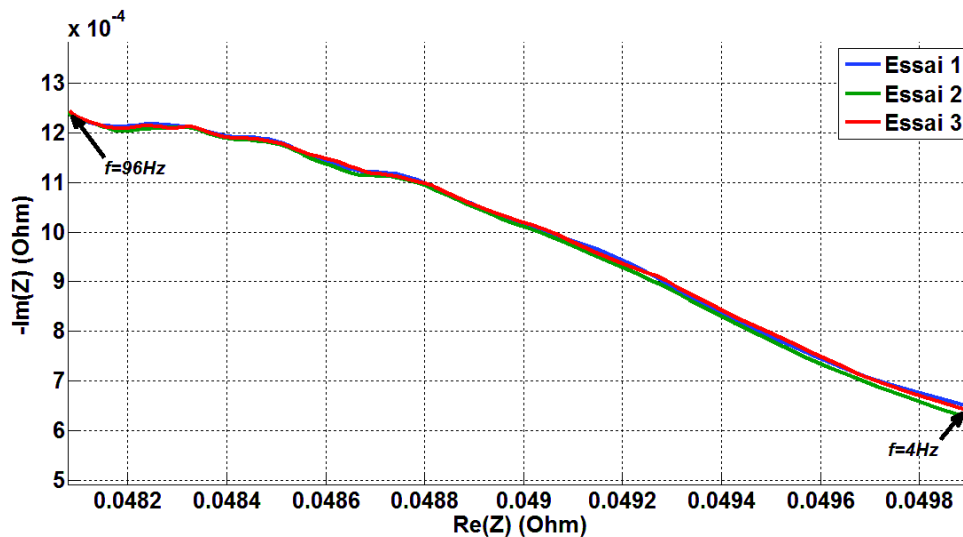


Figure 3-19 : Diagramme deNyquist : Résultats de trois mesures expérimentales obtenues avec le carré modulé en fréquence comme signal d'excitation dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz].

c) *Résultats avec un signal carré périodique*

Les tracés de la cohérence spectrale (Figure 3-203-19) et du diagramme de Nyquist (Figure 3-213-20) des résultats expérimentaux obtenus avec un signal carré de fréquence fondamentale 8Hz comme signal d'excitation valident à nouveau l'hypothèse LIT de l'accumulateur. Seules les valeurs de l'impédance estimées aux fréquences correspondant aux harmoniques impaires de la fréquence fondamentale sont retenues. Une faible variabilité entre les différents essais à ces fréquences est constatée. Sur le diagramme de Nyquist tracé à la Figure 3-213-20, les impédances estimées pour les trois essais sont superposées.

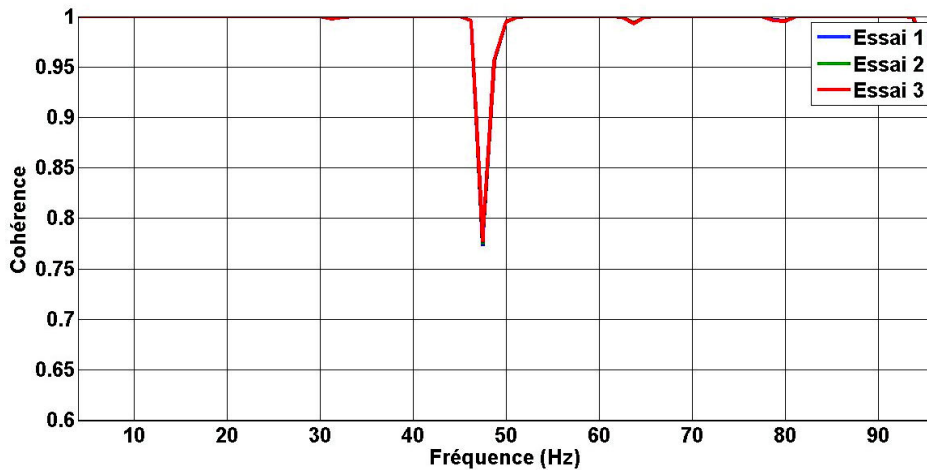


Figure 3-20 : Cohérence spectrale: Résultats de trois mesures expérimentales obtenues avec un carré de fréquence fondamentale 8Hz comme signal d'excitation.

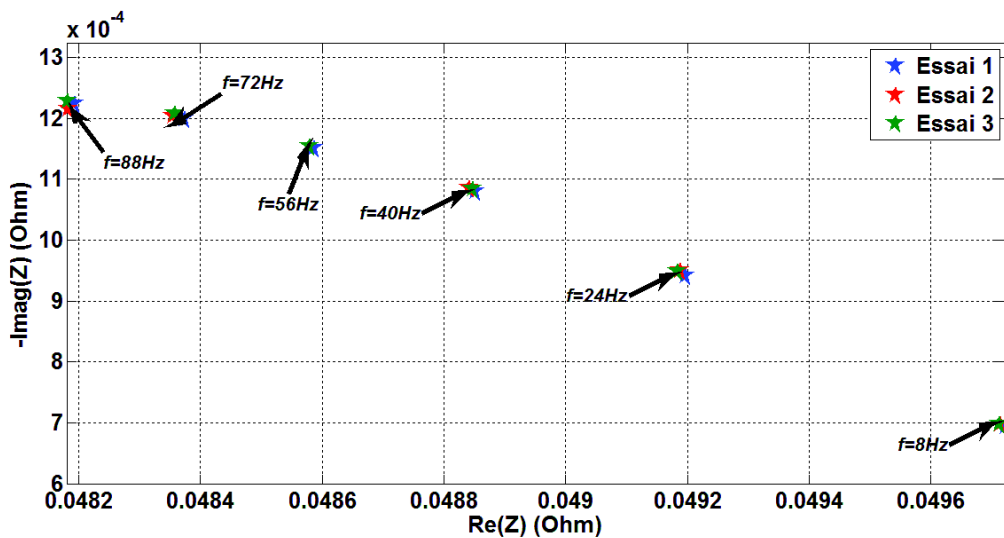


Figure 3-21 : Diagramme de Nyquist : Résultats de trois mesures expérimentales obtenues avec un signal carré de fréquence fondamentale 8Hz comme signal d'excitation.

d) *Interprétation des résultats*

Les résultats d'estimation de l'impédance de l'accumulateur avec les trois signaux à motifs carrés utilisés montrent que la technique est applicable sur les accumulateurs et donnent des résultats très similaires. La Figure 3-223-21 présente la superposition des estimations obtenues. Ce diagramme de Nyquist estimé constitue une portion du spectre total de l'accumulateur dont un exemple de son allure est présenté à la Figure E-1.

Le résultat obtenu permet de restreindre le choix des signaux d'excitation à un seul signal à motifs carrés pour la suite de cette étude. Le signal choisi sera la SBPA, d'autant plus qu'elle est déjà implantée dans les BMS avancés, développés au sein du CEA, pour autres d'applications.

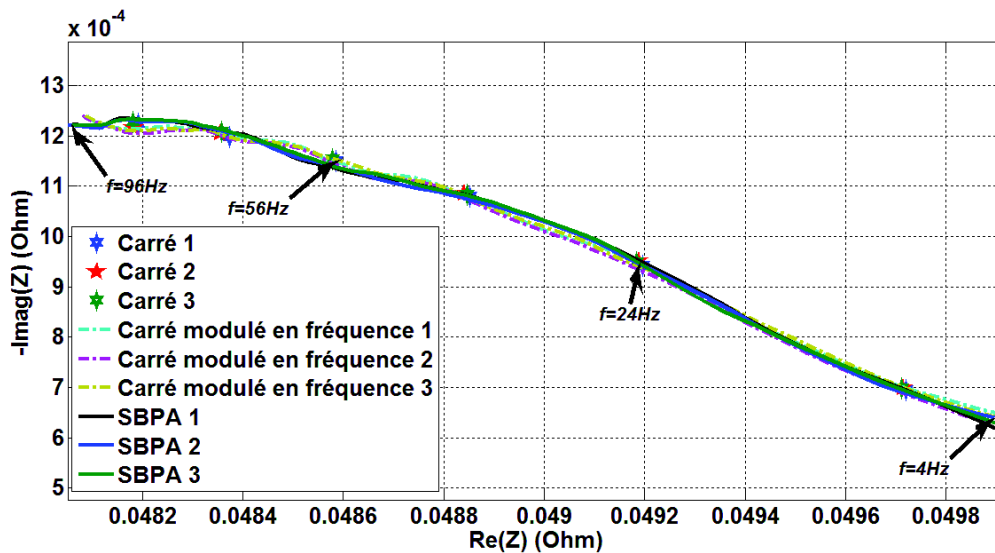


Figure 3-22 : Résultats des estimations expérimentales obtenues avec les différents signaux à motifs carrés comme signal d'excitation dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz].

3.3.2.2 Etude en basses fréquences [0,033 Hz – 3,33 Hz]

Les expérimentations dans la gamme de fréquence [4 Hz – 96 Hz] ont permis de valider le choix de la SBPA comme signal d'excitation pour la suite des travaux. Une seconde étude est effectuée, en basses fréquences, afin d'y évaluer les performances de la technique d'identification large bande en employant des signaux à motifs carrés. Trois mesures par la technique AH (via le VMP-300) suivies de trois mesures par la technique d'identification large bande utilisant une SBPA sont réalisées. Deux mesures par AH sont exploitées. Les tracés des cohérences spectrales calculées pour les trois estimations obtenues avec la SBPA (Figure 3-233-22) montrent que l'accumulateur étudié vérifie, dans les conditions expérimentales choisies, les contraintes de linéarité et d'invariance dans le temps, hypothèses essentielles pour la définition de l'impédance électrique et donc pour son estimation correcte. Cependant, la variabilité observée sur les diagrammes de Nyquist dans la Figure 3-243-23 pourrait être expliquée par la non adéquation de la technique de transformée de Fourier pour l'analyse des systèmes avec une dépendance temporelle très lente pour de basses fréquences.

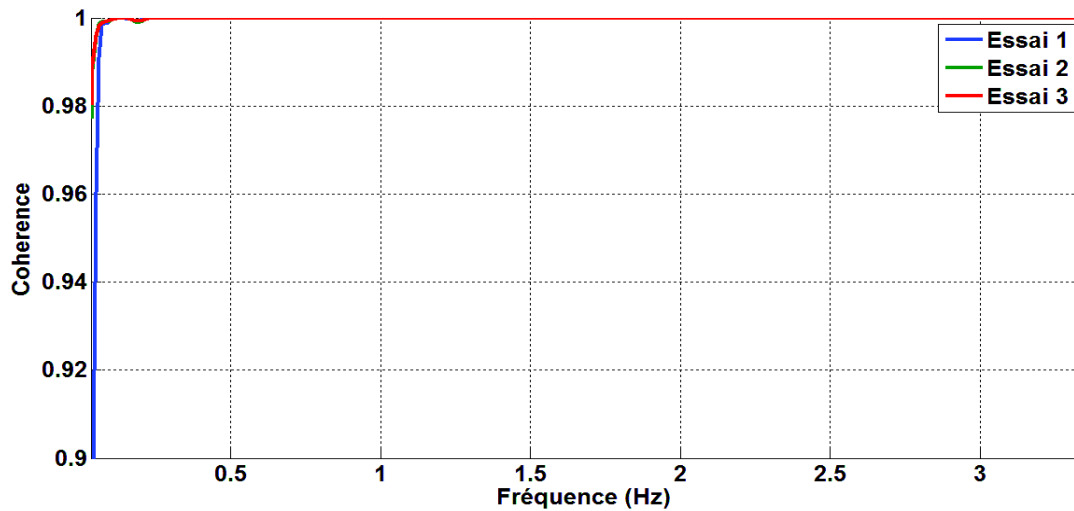


Figure 3-23 : Cohérence : résultats de trois mesures expérimentales avec la SBPA comme signal d'excitations dans la gamme de fréquence [0,033 Hz – 3,33 Hz].

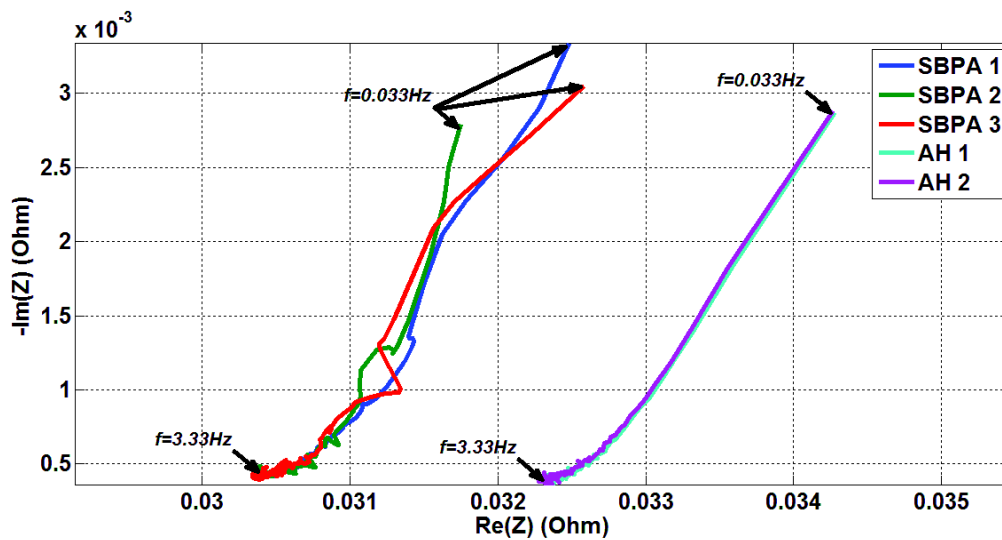


Figure 3-24 : Diagramme de Nyquist pour les mesures sur un accumulateur dans la gamme de fréquence [0,033 Hz – 3,33 Hz].

Par contre, et comme le montre la Figure 3-24-23, la technique AH employée par le VMP-300 présente une courbe d'impédance propre dans la gamme de fréquence estimée. Une variabilité très faible entre les deux estimations est constatée.

En comparant les impédances estimées par les deux techniques, on retrouve clairement le biais d'estimation comme constaté lors des tests avec le circuit de référence. L'impédance estimée correspond aussi à une partie du spectre complet de l'accumulateur (Annexe E).

3.4 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est de valider expérimentalement l'emploi de signaux à motifs carrés pour estimer l'impédance électrique d'un accumulateur en vue d'une application embarquée dans un véhicule. Dans ce but, une étude comparative entre la technique d'identification large bande employant des signaux à motifs carrés et la technique d'identification par analyse harmonique (AH) classique a été réalisée en deux étapes. En premier lieu, un circuit électrique de référence d'impédance électrique connue a été utilisé, et un protocole expérimental adéquat a été choisi en conséquence. Les résultats obtenus montrent la présence d'un biais d'estimation lorsque l'on emploie la technique d'identification large bande à l'aide de la carte électronique utilisée pour les essais. Cependant, la faible variabilité des résultats laisse ouvertes les possibilités d'utilisation de cette technique pour le suivi de l'impédance électrique, puisque dans ce cas-là, c'est la variation de l'impédance qui est intéressante et non plus sa valeur absolue. On retrouve de tels usages dans les applications HEVs et EVs où le suivi de l'impédance électrique pourrait permettre le suivi d'indicateurs tels que le *SOC* ou le *SOH*. Les essais sur un accumulateur réel aboutissent à la même conclusion. Les expérimentations réalisées dans deux bandes de fréquence différentes montrent la validité des signaux à motifs carrés pour l'estimation en ligne de l'impédance électrique d'un accumulateur avec une électronique simple. L'intérêt de l'utilisation de signaux à motifs carrés pour l'identification embarquée de l'impédance d'un accumulateur devient encore plus évident lorsque l'on sait que ce type d'électronique existe déjà dans certains BMS avancés.

Le chapitre suivant est consacré à l'utilisation de l'impédance électrique estimée dans un but de surveillance de l'accumulateur, et constitue la suite naturelle des résultats obtenus dans le présent chapitre.

Chapitre 4 : L'impédance électrique pour la supervision des accumulateurs

L'impédance électrique d'un accumulateur a été souvent étudiée comme source d'information sur les indices d'état, et plus particulièrement pour le suivi du *SOC* et du *SOH*. L'exploitation de cette grandeur peut être réalisée de différentes manières.

Une première possibilité consiste à utiliser l'impédance électrique de l'accumulateur afin d'estimer, par exemple par optimisation, les valeurs des composants électriques d'un circuit électrique équivalent, choisi pour modéliser le fonctionnement de cet accumulateur (dans cette étude, il s'agit du *CEE* de Randles amélioré (Figure 1-12)). Cette étape est importante pour comprendre les liens entre les phénomènes physico-chimiques modélisés et les indicateurs d'état de l'accumulateur. Des études antérieures ont réussi à établir une relation entre les valeurs des composants et les indices d'état, plus précisément le *SOC* et le *SOH* [18][20]. La première partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation d'un algorithme élaboré dans le cadre de cette thèse, afin d'améliorer en terme de convergence les performances d'un algorithme d'optimisation classiquement utilisé pour résoudre ce problème.

Une seconde possibilité consiste à utiliser directement la valeur estimée de l'impédance électrique pour obtenir des informations sur le suivi des indices d'état de l'accumulateur. Cette piste est explorée dans la seconde partie de ce chapitre, où les performances de la technique d'identification large bande sont étudiées dans un but de suivi des indices d'états : *SOC* et *SOH*. A l'aide du simulateur, un cahier des charges est élaboré et utilisé pour valider ou non l'exploitation de la technique d'identification large bande proposée dans cette thèse pour la supervision directe de l'accumulateur.

4.1 Impédance électrique et *CEE*

Dans un premier temps, on présente une rapide bibliographie expliquant comment les études antérieures utilisent l'impédance électrique pour remonter aux composants du *CEE* associé. Ensuite, l'algorithme d'optimisation élaboré afin d'estimer les valeurs des composants du *CEE* de Randles amélioré est détaillé ainsi que ses performances.

4.1.1 Technologie DFRA/DFIS

[77][78] proposent une technique qui associe l'analyse fréquentielle numérique (DFRA : Digital Frequency Response Analysis) à la mesure d'impédance électrique discrète (DFIS : Discrete Frequency Impedance Spectroscopy). Le principe se base sur les mesures d'une impédance complexe

de l'accumulateur pour un nombre n ($n \geq 2$) fini de fréquences, afin d'extraire les valeurs des composants d'un *CEE* comprenant $2n$ éléments (basé sur des capacités, résistances et inductances). L'idée est de dissocier les mesures en parties réelles et parties imaginaires, d'utiliser $2n$ variables intermédiaires afin de linéariser le système d'équations et enfin de résoudre ce système avec la méthode de Cramer. Or, les études réalisées montrent que les capacités pures ne traduisent pas exactement les processus électrochimiques à constantes de temps multiples [60][79]. Un *CPE* (Elément à Phase Constante) est alors introduit et le nouveau système d'équations (parties réelles et imaginaires des n mesures d'impédance) est résolu d'une façon analytique afin d'extraire les valeurs des composants du nouveau *CEE* à base de *CPE*. Dans cette technique, le *CEE* est identifié sans recours à un quelconque moyennage, ce qui rend les résultats très sensibles aux bruits de mesure.

4.1.2 Identification partielle d'un *CEE* en utilisant une SBPA

[80] propose l'estimation partielle du *CEE* de type Randles représenté à la Figure 4-14-1 en utilisant une SBPA comme signal d'excitation. En réalisant le rapport des transformées de Fourier de la tension et du courant à une fréquence donnée, la valeur de R_i est estimée en utilisant une fréquence de bit F_b élevée. Les valeurs de R_t et $C_{surface}$ sont estimées via un système de deux équations à deux inconnues, basé sur la valeur de l'impédance à deux pulsations basses ω_1 et ω_2 pour lesquelles l'impédance est approchée par :

$$Z = R_i + \frac{1}{\sqrt{1/R_t^2 + (\omega C_{surface})^2}} \quad \text{Equation 4-1}$$

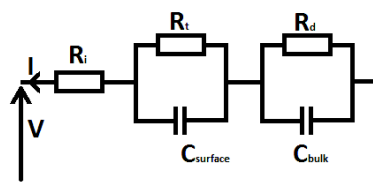


Figure 4-1 : Schéma du circuit électrique équivalent utilisé dans [80].

Bien qu'elle soit simple, cette méthode présente des inconvénients limitant son utilité dans les applications comme les HEVs et les EVs. D'une part, elle ne permet d'avoir qu'une connaissance partielle sur l'accumulateur. D'autre part, les performances de cette méthode se dégradent en présence de bruit de mesure. En effet, la résolution d'un système d'équations ne prend pas en compte le principe de moyennage pour atténuer les effets du bruit de mesure sur la solution proposée.

4.1.3 Principe de normalisation pour l'identification sous un courant de polarisation fort [18]

Dans cette étude, [18] a proposé un principe de normalisation pour estimer les valeurs de certains composants du *CEE* pour des courants forts. Sa méthode se base sur l'estimation, tout d'abord sous courant faible, des valeurs des composants du *CEE* de Randles amélioré. Il utilise un algorithme d'optimisation de type Levenberg Marquardt (logiciel ZView2) afin d'ajuster les valeurs des composants du *CEE* choisis aux mesures d'impédance effectuées avec la technique AH. Cet algorithme est très sensible à l'initialisation des paramètres du *CEE* effectuée au préalable par l'utilisateur. Partant d'une faible connaissance *a priori* des valeurs des composants correspondant à la technologie de l'accumulateur, plusieurs tentatives sont souvent nécessaires avant de pouvoir obtenir des résultats satisfaisants (l'erreur de l'ordre de 5% si l'initialisation est bien réalisée) [18]. Cette méthode ne permettant pas l'identification de tous les paramètres du *CEE* (plus précisément R_{tc} et T_{dl}) dans le cas de forts courants de polarisation, l'auteur a élaboré une technique de normalisation. L'idée consiste en une transformation géométrique composée de deux similitudes, l'une sur les variables de l'état de l'accumulateur (noté X)

$$X_0 = \frac{X}{X_{i,max}} 100\% \quad \text{Equation 4-2}$$

et l'autre sur la grandeur à normaliser (R_{tc} ou T_{dl} noté Y) [18]. Pour un courant de polarisation i et un état X_0 de l'accumulateur, la fonction Y_0 représente la fonction Y à partir de sa valeur pour un état de batterie de 50% [18].

$$Y_0(i, X_0) = \frac{Y(i, X)}{Y(i, 50\%)} \quad \text{Equation 4-3}$$

En utilisant les valeurs des paramètres estimés pour un courant de polarisation de référence i_{ref} et à un état de référence X_{ref} , et partant d'une série d'hypothèses [18], une relation analytique permet d'extraire la valeur estimée de Y à l'état désiré X . A titre d'exemple, la valeur de R_{tc} sous un courant fort i à un état X est déduite de la valeur de R_{tc} sous un courant faible i_{ref} et à un état X_{ref}

$$R_{tc}(i, X) = \frac{u_{dc}(i, 50\%)}{i} \times \frac{R_{tc}(i_{ref}, X_{ref})}{R_{tc}(i_{ref}, 50\%)}; \quad \text{Equation 4-4}$$

u_{dc} étant la tension aux bornes de $R_{tc} // CPE_{dl}$;

Dans cette équation, u_{dc} est calculée grâce à la différence entre la tension mesurée aux bornes de l'accumulateur et celle calculée aux bornes du sous circuit ($R + L + R_f // CPE_f$) (Figure 1-12).

4.1.4 Algorithme d'optimisation : amélioration des performances

Comme déjà évoqué au paragraphe 4.1.3, le résultat de l'estimation des paramètres du *CEE* dépend fortement du choix de l'initialisation de l'algorithme d'optimisation. Une forte connaissance *a priori* des paramètres est impérative afin d'assurer une erreur d'estimation acceptable. A ce titre, on

propose dans la suite un algorithme d'optimisation efficace permettant d'estimer les paramètres du *CEE* sans pour autant avoir une connaissance *a priori* très précise des valeurs des paramètres à estimer [81]. Du fait du temps de calcul de cette optimisation, cet outil est destiné à une utilisation hors-ligne, alors que d'autres procédés [82][83][84] sont plus adaptés aux utilisations en ligne ou en embarqué.

4.1.4.1 Principe de l'estimation par optimisation numérique

L'optimisation consiste à ajuster le plus précisément possible les valeurs des paramètres d'un modèle mathématique d'un système à l'aide d'un ensemble de données expérimentales mesurées sur ce système. Grâce à ce modèle, le comportement du système physique sous-jacent est approché, et il est tout à fait envisageable d'estimer des paramètres physiques pour concevoir ensuite des algorithmes de simulation, de surveillance, de diagnostic ou de commande du système en question. La première étape de l'optimisation consiste à choisir les signaux expérimentaux et à organiser un plan d'expérience où les grandeurs d'entrées / sorties du système sont mesurées. Le choix du modèle candidat du système parmi les modèles linéaires ou non linéaires, tenant compte du bruit ou pas, constitue la deuxième étape. Un critère d'erreur est ensuite défini à partir de la norme (quadratique ou autre) d'un signal d'erreur. La minimisation de ce critère permettra au final l'estimation des paramètres du modèle choisi. En fonction de la forme de ce critère, des techniques de programmation linéaire ou de programmation non linéaire peuvent être utilisées pour résoudre ce problème. Le modèle et ses paramètres ainsi estimés sont validés ou invalidés par des tests ultérieurs [85]. Dans cette étude, la relation entre l'impédance électrique et les paramètres du *CEE* de Randles amélioré choisi comme modèle (Figure 1-121-12) est fortement non-linéaire. Elle pourrait présenter plusieurs minima locaux ce qui rend l'algorithme d'optimisation très sensible à son initialisation. Cela nécessite une connaissance *a priori* forte des valeurs des paramètres pour assurer la convergence. Des algorithmes stochastiques existent afin de surmonter ce problème. Cependant, le coût et le temps de calcul de ces algorithmes justifient le choix de la solution plus simple et moins coûteuse. Dans les paragraphes qui suivent, une amélioration de l'approche classiquement employée dans le domaine de l'électrochimie (algorithme d'optimisation non linéaire de Levenberg-Marquardt) est présentée.

4.1.4.2 Application aux accumulateurs

Le modèle s'appuie sur le *CEE* donné à la Figure 1-12, et dont l'expression analytique de l'impédance électrique est donnée par l'Equation 1-10. Les valeurs de cette impédance complexe dans une bande fréquentielle donnée (Z_b) sont supposées connues et obtenues par exemple à partir de mesures d'impédance par la technique d'identification large bande proposée dans les chapitres précédents ou

généralisées via un vecteur de paramètres en simulation (Equation 1-10) auquel on ajoute du bruit uniforme. Le problème d'estimation consiste donc ici à estimer les paramètres du CEE (Tableau 1-2) à partir des mesures d'impédance dont on dispose (Z_b). De par l'expression analytique de l'impédance électrique ($Z_{modèle}$), ce problème d'optimisation est non linéaire vis-à-vis des paramètres. Il sera résolu dans ce qui suit à l'aide de l'algorithme de Levenberg-Marquardt [86], basé sur la minimisation de l'erreur entre les valeurs fréquentielles de l'impédance mesurée expérimentalement et celles calculées par le modèle théorique. L'erreur $E(f)$ et le critère à minimiser $J(V_i)$ sont décrits respectivement par [87] :

$$E(f) = \begin{pmatrix} \ln(|Z_b(f)|) - \ln(|Z_{modèle}(f)|) \\ phase(Z_b(f)) - phase(Z_{modèle}(f)) \end{pmatrix}$$

$$J(V_i) = \frac{1}{2} \sum_f ((\ln(|Z_{modèle}(f, V_i)|) - \ln(|Z_b(f)|))^2 + (phase(Z_{modèle}(f, V_i)) - phase(Z_b(f))))^2 \tag{Equation 4-5}$$

avec: Z_b : $Z_{simulation}$ ou $Z_{mesuré}$

$Z_{modèle}$: $Z_{estimé}$

V_i est le vecteur de paramètres $[R, L, R_f, T_f, p_f, R_{tc}, T_{dl}, p_{dl}]$ à l'itération i

La Figure 4-24-2 récapitule les principales étapes de cet algorithme d'optimisation, V étant le vecteur des inconnues (ici les valeurs des paramètres du CEE), V_0 sa valeur initiale et $\Delta V = V_i - V_{i-1}$ l'écart entre deux valeurs lors d'un pas de l'algorithme.

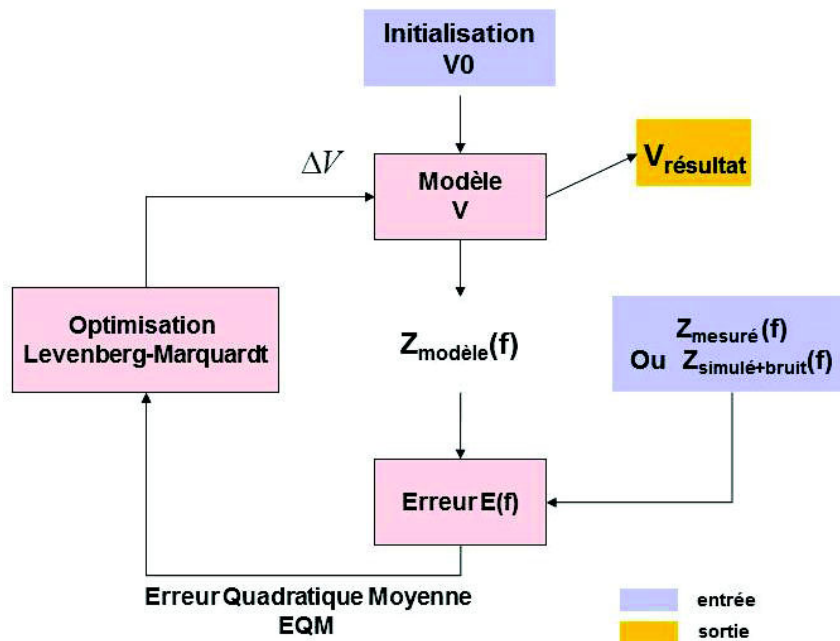


Figure 4-2 : Algorithme d'optimisation.

Le critère qui doit être minimisé est fortement non linéaire en fonction des paramètres du modèle et présente donc de nombreux minima locaux. Par conséquent, les propriétés de convergence de cet algorithme dépendent fortement de la valeur du vecteur initial des paramètres à estimer. L'étude des propriétés de convergence de cet algorithme ne sera pas abordée dans ce travail d'une façon théorique, mais uniquement à l'aide d'études statistiques basées sur des simulations de type Monte-Carlo.

A chacune des étapes d'estimation, il est possible d'utiliser une connaissance *a priori* particulière sur le système identifié. La méthode proposée dans ce travail repose sur l'utilisation du fait que certains composants électriques ont un effet prédominant en fonction de la bande de fréquence considérée. En utilisant cette information, on peut finalement rendre l'algorithme d'optimisation bien plus robuste à son initialisation.

a) *Approche classique*

L'approche classique consiste à identifier tous les paramètres du CEE quelle que soit la bande de fréquence considérée. Pour tester les performances de cette méthode, une étude statistique est effectuée. Une impédance complexe $Z(f)$ est générée à partir d'un vecteur de paramètres connus en utilisant une large gamme de fréquences (de 5 mHz à 65 kHz). Un bruit blanc à valeur complexe est ajouté à cette impédance théorique afin de modéliser l'effet du bruit de mesure. Cent itérations de ces impédances bruitées sont générées avec le même rapport signal sur bruit. Ces données constituent les entrées du problème. Pour chaque itération, un vecteur initial arbitraire V_0 est choisi aléatoirement dans un intervalle borné, puis l'algorithme d'optimisation est utilisé pour déterminer une estimation du vecteur des paramètres ($V_{résultat}$). Un nombre maximum de 500 itérations est toléré. Au-delà de cette valeur, on considère que l'algorithme est divergent.

Deux critères définis ci-dessous sont utilisés pour comparer les résultats des différentes approches : l'erreur quadratique moyenne efficace normalisée sur chacun des paramètres du CEE ($NRMSE_{\%}$ définie par :

$$NRMSE_{\%} = 100 \times \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^M (V_{résultat,k} - V_{théorique})^2}{M V_{théorique}^2}} \quad \text{Equation 4-6}$$

avec $M = 100$ itérations,

V représente l'un des paramètres $[R, L, R_f, T_f, p_f, R_{tc}, T_{dl}, p_{dl}]$.

et le taux de convergence CR donné par :

$$CR = \frac{\text{nombre}_{itérations\ convergentes}}{\text{nombre}_{total\ d'itérations}} \quad \text{Equation 4-7}$$

Dans le Tableau 4-1, on présente ces deux grandeurs statistiques, $NRMSE_{\%}$ (min et max sur l'ensemble des paramètres) et le taux de convergence. Deux cas sont considérés :

- soit le vecteur initial est généré aléatoirement sans aucune connaissance d'expert sur l'accumulateur considéré, mais uniquement avec des valeurs non aberrantes,
- soit le vecteur initial correspond à des valeurs proches des valeurs finales, ce qui suppose une connaissance de type « expert » sur l'accumulateur concerné.

Vecteur initial	$NRMSE_{\%}$ [min,max]	CR
pas de connaissance <i>a priori</i>	[0,3; 7]	2 %
connaissance d'expert	[0,2; 8]	30 %

Tableau 4-1 : $NRMSE$ et CR pour l'approche classique : la première ligne avec une initialisation sans expertise et la deuxième ligne avec expertise.

Bien que l'algorithme soit précis ($NRMSE$ faible), les résultats du Tableau 4-1 montrent la sensibilité à l'initialisation. La convergence est fortement liée à l'expertise de l'utilisateur. Les histogrammes normalisés (Figure 4-34-3) sont tracés uniquement en utilisant les itérations où l'algorithme a convergé correctement. Les lignes vertes représentent les valeurs théoriques, alors que les jaunes sont les valeurs moyennes estimées sur les différentes réalisations effectuées. Les résultats montrent qu'avec une telle méthode, la convergence de l'algorithme de Levenberg-Marquardt n'est pas garantie. Des méthodes préalables, permettant d'estimer les ordres de grandeur des paramètres du CEE sont donc nécessaires afin de bien initialiser.

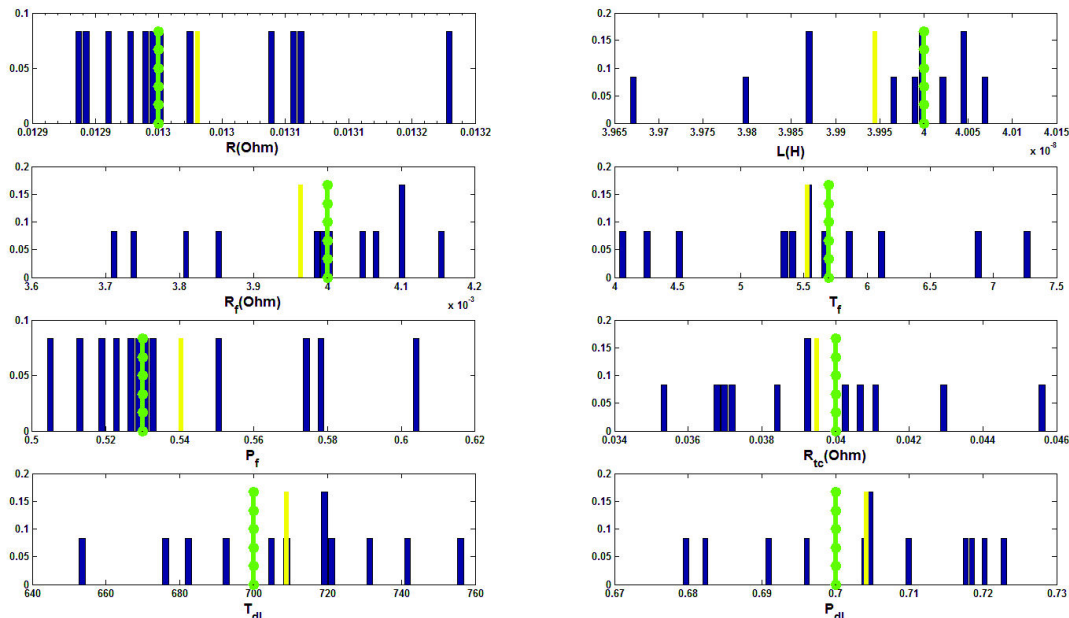


Figure 4-3 : Histogrammes normalisés obtenus avec l'approche classique : lignes vertes représentent les valeurs théoriques, les jaunes sont les valeurs moyennes estimées sur les différentes réalisations effectuées.

b) Les approches alternatives

On propose ici d'améliorer la convergence de cet algorithme d'estimation pour un utilisateur non spécialiste des accumulateurs en utilisant une connaissance *a priori* sur le système à identifier, non exploitée dans l'approche classique précédente. La Figure 4-44-4 montre le module des impédances complexes correspondant à diverses parties du CEE, et met en évidence que certains composants du CEE n'ont un effet significatif sur l'impédance complexe que dans certaines bandes fréquentielles : les effets du film de passivation ($Z_{film} = R_f // CPE_f$) ne sont significatifs que pour des fréquences inférieures à 10 kHz (courbe verte), tandis que la couche double et de transfert de charge ($Z_{dl} = R_{tc} // CPE_{dl}$) n'ont un effet notable que pour les fréquences inférieures à 1 Hz (courbe rouge). On peut également noter que l'impédance d'électrolyte et celle de la connectique, modélisée par R et L , n'est dominante que dans la gamme haute fréquence (courbe bleue pour les fréquences supérieures à 10 kHz).

Ce constat amène à proposer deux approches alternatives dans lesquelles cette connaissance *a priori* est utilisée de manière différente.

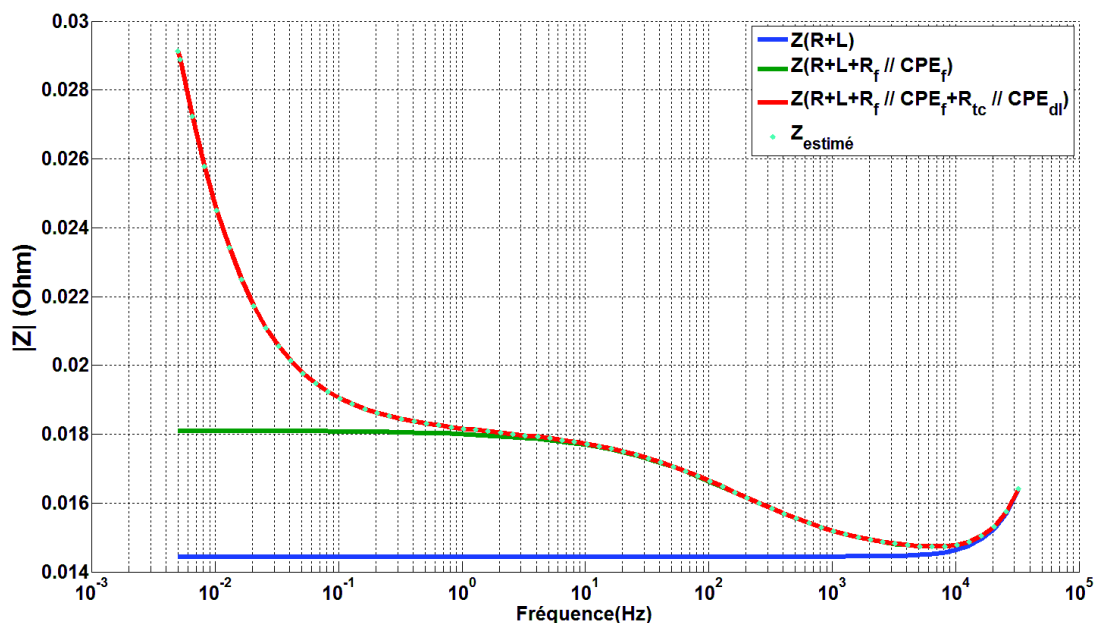


Figure 4-4 : Tracé du module des impédances partielles et de l'impédance totale de l'accumulateur.

Segmentation de la bande de fréquence

Pour cette approche, la bande de fréquence totale est subdivisée en différentes parties et les paramètres du CEE sont identifiés en utilisant les valeurs mesurées de l'impédance électrique dans la bande de fréquence où leur impédance est *a priori* prépondérante. Par exemple, seuls les paramètres R et L , dominants la bande des hautes fréquences, sont identifiés en utilisant uniquement les mesures de l'impédance électrique dans les hautes fréquences. Ensuite, seuls les paramètres correspondants à $Z_{film} = R_f // CPE_f$ sont estimés avec l'impédance électrique mesurée

dans la bande des fréquences moyennes tout en utilisant les valeurs de R et L déjà estimés dans la première étape, à l'aide des fréquences moyennes. Enfin, les paramètres restants ($Z_{dl} = R_{tc} // CPE_{dl}$), sont estimés en utilisant uniquement les basses fréquences et en utilisant les paramètres déjà estimés dans les étapes précédentes. La Figure 4-54-5 présente, comme pour le cas de l'approche classique, les résultats obtenus en utilisant cette nouvelle approche, dénommée « approche par segmentation de la bande de fréquence ». Le Tableau 4-2 regroupe les critères de performances calculés. Une $NRMSE_{\%}$ élevée est obtenue (11%), mais un taux de convergence élevé (96%) montre toutefois une amélioration importante par rapport à l'approche classique. Pour rappel, cette dernière présente un taux de convergence qui est de 30% dans le meilleur des cas, c'est à dire avec expertise.

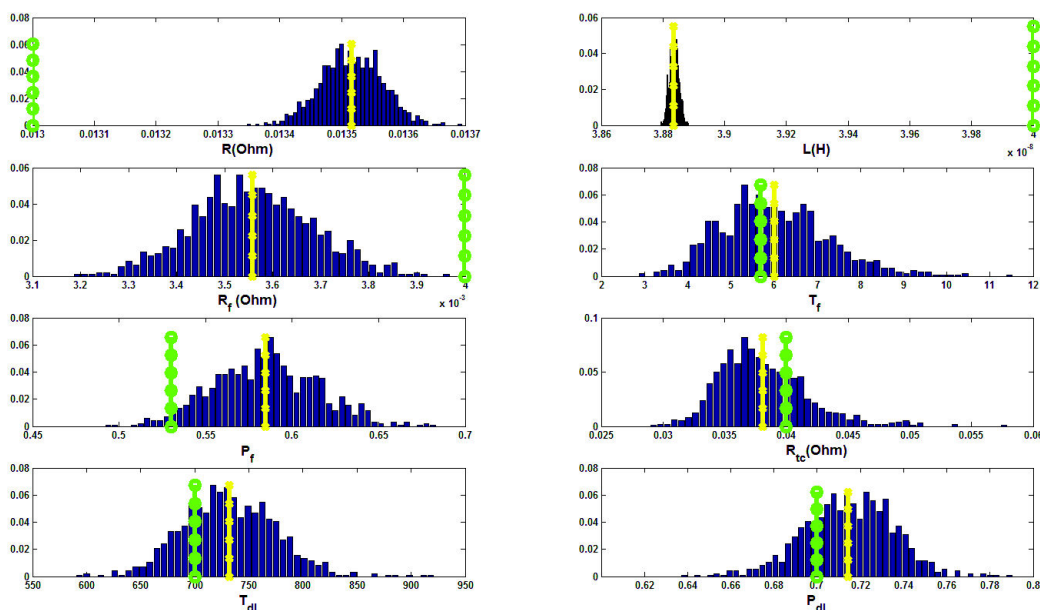


Figure 4-5 : Histogrammes normalisés, approche par segmentation de la bande de fréquence classique : lignes vertes représentent les valeurs théoriques, les jaunes sont les valeurs moyennes estimées sur les différentes réalisations effectuées.

approches alternatives	$NRMSE_{\%}$ [min,max]	CR
Segmentation de la bande de fréquence	[3; 11]	96 %

Tableau 4-2 : $NRMSE_{\%}$ et CR pour l'approche alternative par segmentation de la gamme de fréquence.

Extension des bandes de fréquence

Dans cette seconde approche alternative, la gamme de fréquence est également subdivisée en trois parties, mais au cours de chaque étape d'optimisation, la bande de fréquence utilisée pour l'estimation des paramètres est étendue, et non plus segmentée. Les paramètres prépondérants dans la bande des fréquences moyennes sont par exemple identifiés en utilisant les valeurs de

l'impédance mesurées dans les fréquences basses et moyennes, et ceux prépondérants en hautes fréquences, en utilisant toute la gamme de fréquence. Cette seconde approche est dénommée « approche par extension de la bande de fréquence ». Les résultats ainsi obtenus sont donnés à la Figure 4-64-6 et le Tableau 4-3 regroupe les résultats numériques. Similairement à l'approche par segmentation de la gamme de fréquence, une $NRMSE_{\%}$ élevée est obtenue (24 %) avec un taux de convergence élevé (96 %), ce qui montre à nouveau une amélioration importante par rapport à l'approche classique au prix d'une erreur d'estimation plus importante.

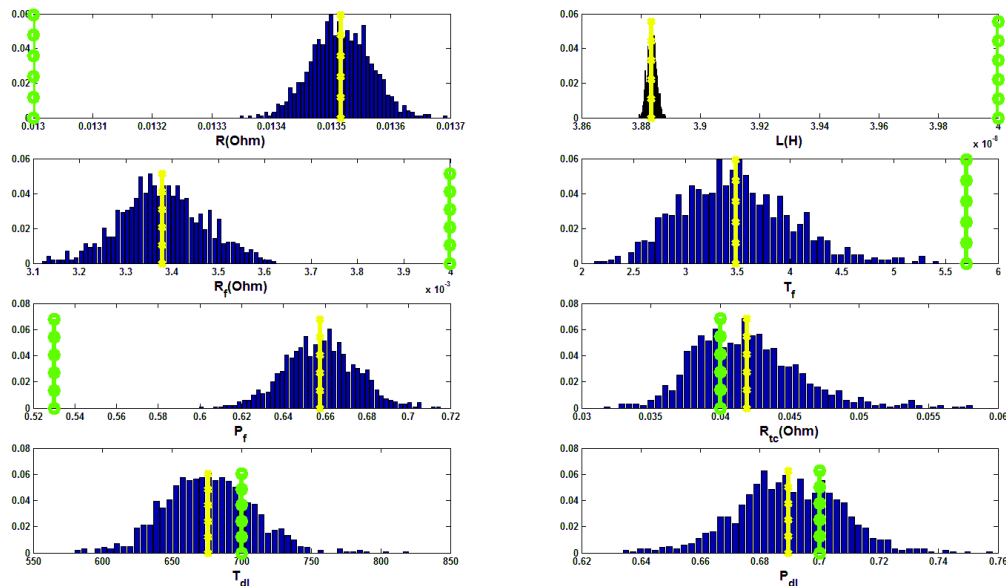


Figure 4-6 : Histogrammes normalisés, approche par extension de bandes de fréquence classique : lignes vertes représentent les valeurs théoriques, les jaunes sont les valeurs moyennes estimées sur les différentes réalisations effectuées.

approches Alternatives	$NRMSE_{\%}$ [min,max]	CR
extension de la bande de fréquence	[3; 24]	96%

Tableau 4-3 : NRMSE et CR pour l'approche alternative avec extension de bandes de fréquence.

c) Discussion

La principale différence entre l'approche classique et ces deux approches alternatives se trouve dans l'utilisation de la connaissance *a priori* nécessaire pour faire converger l'algorithme d'optimisation. Pour l'approche classique, le vecteur initial des paramètres du CEE doit être choisi avec des valeurs très proches des valeurs réelles. Mais ces connaissances ne sont accessibles qu'aux personnes expertes du domaine. Pour les approches alternatives proposées, seuls les ordres de grandeur des différents paramètres doivent être connus, ainsi que les limites entre les bandes de fréquence basses, moyennes et hautes, ce qui est une information *a priori* beaucoup plus simple à obtenir. Les résultats obtenus avec l'étude statistique (Figure 4-54-5 et la Figure 4-64-6) prouvent que ces

approches alternatives améliorent fortement le taux de convergence. En contrepartie, on remarque également qu'elles introduisent un biais d'estimation non négligeable. Enfin, une comparaison des Tableau 4-2 et Tableau 4-3 montre que l'approche par segmentation de la bande de fréquence conduit à de meilleurs résultats que celle par extension, avec un taux de convergence similaire.

4.1.5 La nouvelle approche : estimation en deux étapes

En se basant sur les résultats précédents, nous avons élaboré un nouvel algorithme d'estimation en deux étapes, avec une connaissance *a priori* exploitant le domaine fréquentiel. Le principe est basé sur la fusion de l'approche classique et de celle alternative par segmentation de la bande de fréquence, en vue de profiter de leurs avantages respectifs. Dans une première étape, on utilise l'approche par segmentation de la bande de fréquence. Le vecteur de paramètres estimé, certes biaisé, sera ensuite utilisé comme vecteur initial de la deuxième étape, qui consiste à appliquer cette fois la méthode classique. On peut ainsi profiter du taux de convergence élevé de l'approche par segmentation de la bande de fréquence, et de la bonne précision obtenue via l'estimation classique. Encore une fois, une étude statistique est réalisée pour évaluer les performances de cette nouvelle approche. Les résultats présentés à la Figure 4-74-7 et au Tableau 4-4 montrent que le processus d'optimisation est réalisé avec un taux de convergence élevé et une erreur faible. L'erreur sur les paramètres identifiés est inférieure à 9 % pour 96 % de taux de convergence, ce qui améliore largement les performances de l'algorithme d'origine (Tableau 4-1). Le Tableau 4-5 récapitule l'ensemble des performances des différentes approches.

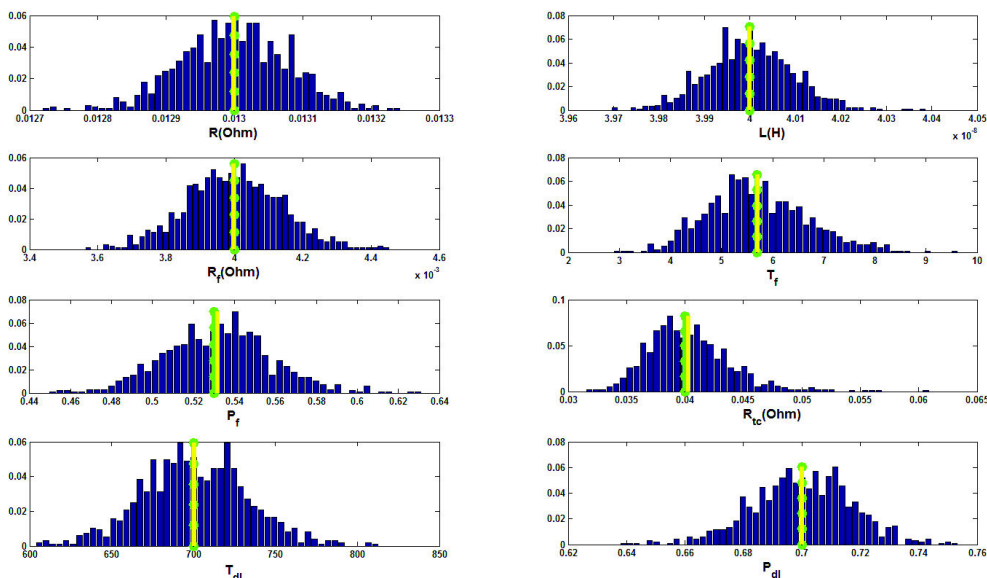


Figure 4-7 : Histogrammes normalisés, approche d'optimisation en deux étapes classique : lignes vertes représentent les valeurs théoriques, les jaunes sont les valeurs moyennes estimées sur les différentes réalisations effectuées.

	$NRMSE_{\%}$ [min;max]	CR
nouvelle approche (double étape)	[0,2 ; 9]	96%

Tableau 4-4 : NRMSE et CR pour l'approche d'optimisation en deux étapes.

Approche	$NRMSE_{\%}$ [min;max]	CR
Classique sans connaissance <i>a priori</i>	[0,3; 7]	2 %
Classique avec connaissance d'expert	[0,2; 8]	30 %
Segmentation de la bande de fréquence	[3; 11]	96 %
Extension de la bande de fréquence	[3; 24]	96%
Nouvelle approche (double étape)	[0,2 ; 9]	96%

Tableau 4-5 : Tableau récapitulatif des performances des différentes approches

4.1.6 Résultats expérimentaux

Afin de valider ce nouvel algorithme d'optimisation, un ensemble de données expérimentales de spectrométrie a été utilisé. L'algorithme a été testé sur une large base de données expérimentales disponible au CEA/INES pour différentes intensités de courant et différents états de charge. La Figure 4-84-8 présente les résultats obtenus pour quelques cas. Puisque les valeurs théoriques ne sont pas connues, c'est l'allure des Nyquist de l'impédance mesurée et celle calculées avec l'expression 1-10 en utilisant le vecteur de paramètres estimé qui sont comparés. Les résultats prouvent que cet algorithme est capable d'estimer correctement les paramètres du *CEE* (un exemple de résultat est donné dans le Tableau 4-6) même avec une connaissance toute relative de leurs valeurs initiales. Il est important de noter que la variabilité des paramètres du *CEE* à l'égard de l'intensité du courant, de son sens (charge/décharge) et du *SOC* de l'accumulateur a déjà fait l'objet d'une étude réalisée par K. Dong [18].

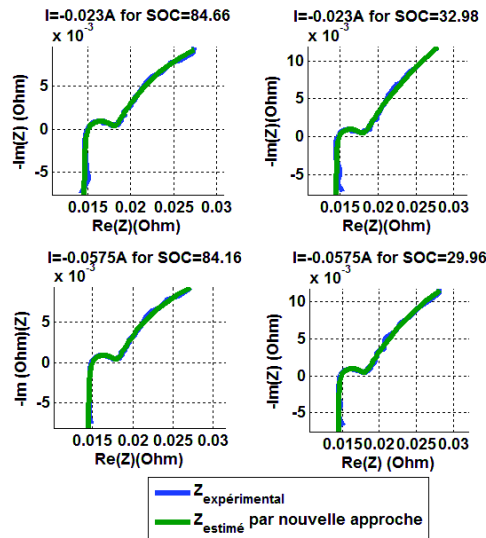


Figure 4-8 : Exemple de résultats expérimentaux à différents SOC et intensités de courant.

R	0,0145 Ohm
L	$3,8 * 10^{-8}$ H
R_f	0,0038 Ohm
T_f, p_f	4,5310; 0,5772
R_{tc}	0,0350 Ohm
T_{dl}, p_{dl}	736,1805; 0,7225

Tableau 4-6 : Valeurs estimées des composants du CEE avec la nouvelle approche proposée pour $I = 23$ mA et SOC = 84, 56%.

4.2 Exploitation de l'impédance électrique pour le suivi des indices d'état

Puisque l'impédance électrique d'un accumulateur caractérise son comportement dynamique autour d'un point de fonctionnement, c'est à dire sa réponse à une excitation de faible amplitude [20], l'estimation précise de ce paramètre en embarqué s'avère essentielle pour améliorer la connaissance de l'état de l'accumulateur dans son milieu applicatif (par exemple le véhicule). La technique proposée au chapitre 2 et validée au chapitre 3 pour l'identification de l'impédance électrique doit donc répondre à un cahier des charges précis en fonction de l'application envisagée, qui est dans notre cas le suivi en ligne de deux indicateurs d'état caractéristiques de l'accumulateur : le SOC et le SOH. Dans cette partie, les performances d'estimation de cette méthode en termes de dispersion sont donc comparées à celles nécessaires au suivi de ces indicateurs. Cette étude est réalisée à l'aide du simulateur du CEA/INES pour un accumulateur $LiFePO_4$.

4.2.1 Cahier des charges pour le SOH

De manière générale, lorsqu'un accumulateur atteint sa durée de vie maximale, il devient incapable de stocker une grande quantité d'énergie pour une longue durée. Le SOH caractérise le

vieillessement d'un accumulateur et est directement lié à la dégradation de sa capacité nominale au cours du temps, d'où sa définition donnée par l'équation 1-4. L'utilisation de cette définition pour l'estimation du *SOH* nécessite donc la mesure de la capacité $C(t)$, ce qui impose un cycle de charge/décharge complet, étape qui n'est que rarement rencontrée lors de l'usage normal d'un véhicule. Il est en outre difficile d'obtenir une mesure fréquente si l'accumulateur subit des microcycles, comme dans le cas d'un véhicule hybride par exemple.

Plusieurs sources bibliographiques [53] considèrent que l'augmentation de la résistance d'un accumulateur (R du *CEE* de la Figure 1-12) au cours du temps caractérise aussi son vieillissement.

C'est sur ce constat qu'est basé le modèle simplifié de vieillissement que l'on propose d'utiliser dans cette étude pour les accumulateurs Li-ion afin de construire un cahier des charges : on suppose que la résistance R augmente avec le nombre de cycles de fonctionnement de l'accumulateur.

En se basant sur cette hypothèse et afin de modéliser le vieillissement de l'accumulateur, on choisit d'imposer une évolution linéaire du terme résistif de l'impédance électrique en fonction du nombre de cycles de l'accumulateur :

$$R(n) = R_0 + \text{pente}_R \times n. \quad \text{Equation 4-8}$$

avec :

- R_0 : la valeur initiale de la partie résistive de l'impédance de la batterie quand elle est neuve, d'une valeur de $12,8 \text{ m}\Omega$ pour la batterie associée à cette étude,
- $\text{pente}_R = 5,76 \times 10^{-6}$, valeur empirique choisie à partir de résultats bibliographiques établis dans le domaine du vieillissement des batteries [24]. Cet ordre de grandeur devra être confirmé par des essais de vieillissement spécifiques ultérieurs. De plus, une cartographie plus complexe serait certainement nécessaire pour approcher au mieux la réalité car il est très fortement lié à la température de fonctionnement. Cette valeur est néanmoins suffisante pour fournir un ordre de grandeur afin de définir notre cahier des charges.
- n , nombre de cycles compris entre 0 et 2000, au cycle 2000 la résistance de la batterie atteint la valeur finale de $24,3 \text{ m}\Omega$ [24].

Pour chaque valeur de n , le rapport $100 * R_0/R(n)$ donne alors la valeur du *SOH* en % correspondant. Ceci aboutit à la relation entre R et *SOH* représentée à la Figure 4-94-9.

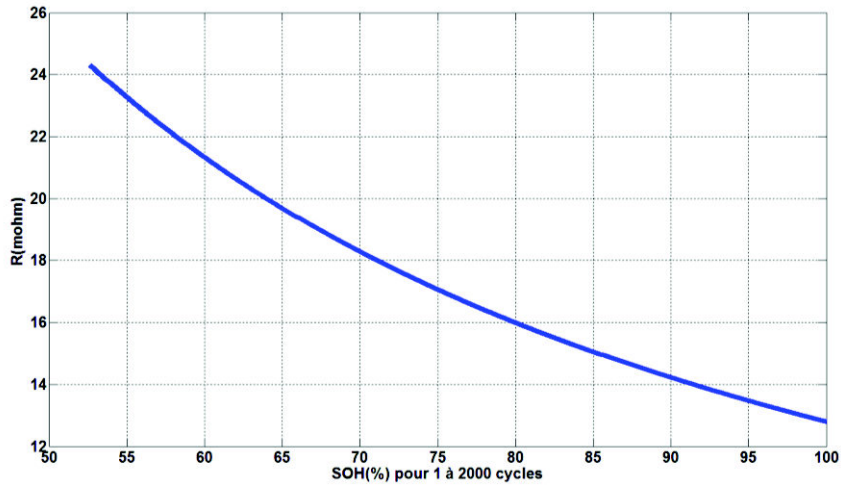


Figure 4-9 : Modèle d'évolution de R en fonction du SOH.

La démarche adoptée dans ce travail consiste à se placer en un point de fonctionnement donné, c'est-à-dire à un état de santé SOH_0 . On calcule alors la résistance $R(SOH_0)$ à ce point de fonctionnement, et $R(SOH_0 - dSOH)$ associée à une variation de SOH de $dSOH$ autour de SOH_0 . On définit alors ΔR_{SOH} qui quantifie cette variation de résistance due à une variation de SOH :

$$\Delta R_{SOH} = |R(SOH_0 - dSOH) - R(SOH_0)| \quad \text{Equation 4-9}$$

On obtient ensuite la Figure 4-104-10 donnant ΔR_{SOH} en fonction du SOH , et ce pour différentes variations de SOH .

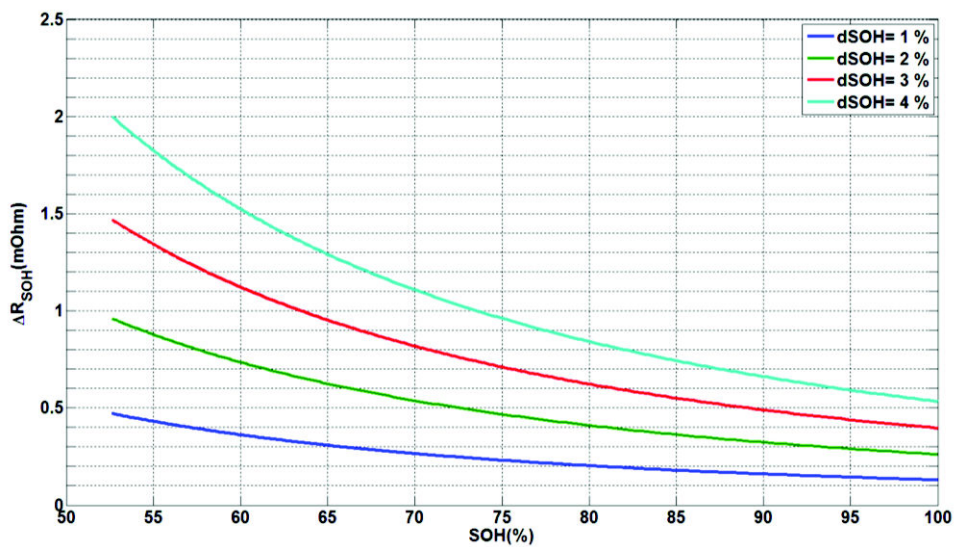


Figure 4-10 : Abaque de précision pour SOH.

Cette courbe montre que plus le SOH est faible, plus la résistance de l'accumulateur est sensible à une variation de SOH , et plus ΔR_{SOH} est importante. Par exemple, une évolution de SOH $dSOH = 1\%$ (courbe bleue) engendrera une variation de résistance de $0,1 \text{ mOhm}$ pour une batterie neuve (à $SOH = 100\%$), puis une variation plus forte pour une batterie plus âgée.

Ce paramètre ΔR_{SOH} sera utilisé dans la suite pour valider ou non l'utilité de la technique d'estimation de l'impédance électrique proposée au chapitre 2. Pour ce faire, il sera comparé à la dispersion des estimations de l'impédance électrique d'un accumulateur obtenues sur des données expérimentales. En effet, si la dispersion des erreurs d'estimation est plus grande que ΔR_{SOH} , alors les erreurs d'estimation de l'impédance électrique masqueront la variation de résistance due à une évolution du *SOH* et la méthode d'estimation en ligne proposée ne sera pas utilisable pour suivre l'évolution de l'état de santé de l'accumulateur. Au contraire, si la variation de la résistance due à l'évolution du *SOH* est plus grande que la dispersion des erreurs d'estimation de l'impédance électrique, la méthode proposée pourra être employée pour cette application.

4.2.2 Cahier des charges pour le *SOC*

La détermination du *SOC* est primordiale pour le BMS et plus particulièrement pour gérer le fonctionnement de l'accumulateur en termes de durée de vie et de sécurité. En particulier, des surcharges et surdécharges peuvent accélérer la dégradation des performances de l'accumulateur et avoir des conséquences dangereuses pour le système (emballement thermique par exemple). La détermination avec précision des *SOC* extrêmes est donc essentielle.

La démarche d'élaboration du cahier des charges pour le suivi du *SOC* est similaire à celle développée pour le *SOH*. Elle consiste à se placer à un point de fonctionnement donné, c'est-à-dire à un état de charge de référence SOC_0 et pour un courant de polarisation I_0 (on ne tient à nouveau pas compte de la température). On calcule alors les impédances $Z(I_0, SOC_0)$ à ce point de fonctionnement, et $Z(I_0, SOC_0 - dSOC)$ associée à une variation de *SOC* de $dSOC$ autour de SOC_0 . Nous définissons alors un critère $\Delta Z_{SOC}(f)$ pour quantifier cette variation d'impédance :

$$\Delta Z_{SOC}(f) = |Z(I_0, SOC_0 - dSOC) - Z(I_0, SOC_0)| \quad \text{Equation 4-10}$$

La Figure 4-114-11 présente le tracé de $\Delta Z_{SOC}(f)$ engendrée par une variation de -5% de *SOC* pour un courant de polarisation de $-0,26\text{ A}$ et un état de charge de 95% . On constate que pour les fréquences inférieures à $0,1\text{ Hz}$, la variation d'impédance correspondante est supérieure à $0,1\text{ m}\Omega$. Au contraire, une variation minimale est obtenue pour les fréquences supérieures à $0,5\text{ Hz}$. Par conséquent, la gamme de fréquence, dans laquelle l'impédance électrique est la plus sensible à une variation du *SOC*, est la gamme des très basses fréquences. Pour pouvoir suivre l'évolution de cet indicateur, on aura donc tout intérêt à identifier l'impédance électrique pour des fréquences très faibles. En revanche, exciter les basses fréquences impose une durée de mesure importante, ce qui peut provoquer de par le courant de polarisation non nul une variation non négligeable du *SOC* et donc du point de fonctionnement de l'accumulateur. Dans ce cas, l'hypothèse d'invariance dans le temps de l'accumulateur pendant la mesure peut ne plus être vérifiée, et les

résultats d'estimation de l'impédance électrique risquent de se dégrader. Pour cette raison, la durée de mesure doit être limitée, ce qui limite également la fréquence minimale pour laquelle l'impédance électrique peut être estimée correctement. Un compromis entre fréquence minimale excitée et durée de mesure est donc à établir.

Ce paramètre $\Delta Z_{SOC}(f)$ sera utilisé dans la suite pour discuter de l'utilité de la technique d'estimation de l'impédance proposée. Comme pour le cas du *SOH*, il sera comparé à la dispersion des erreurs d'estimation de l'impédance électrique obtenues pour un accumulateur réel afin de vérifier si ces dernières lui sont bien inférieures.

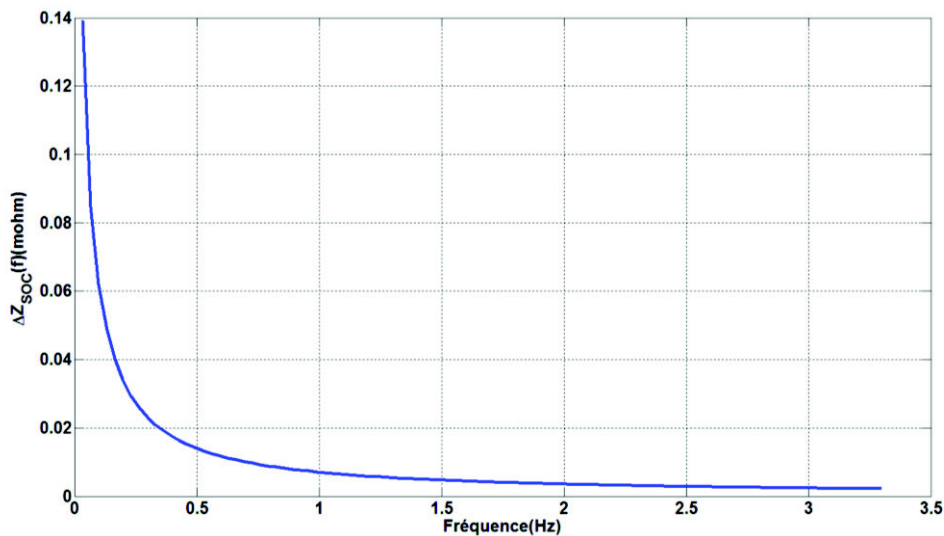


Figure 4-11 : Tracé de la variation $\Delta Z_{SOC}(f)$ sur l'impédance électrique à $SOC_0 = 95\%$ et $I_0 = -0,26A$ et ce pour 5% de variation sur le SOC.

4.2.3 Etude de validité de la technique d'identification large bande pour le suivi du *SOH*

4.2.3.1 Signal d'excitation et calcul de la dispersion sur les mesures

Un ensemble de mesures expérimentales est effectué dans une gamme de fréquences hautes. Trente estimations sont obtenues avec une SBPA comme signal d'excitation. Pour ces essais, une SBPA de $N_b = 63 \text{ bits}$ avec une fréquence de bits de $F_b = 819\text{Hz}$ ce qui correspond à une gamme de fréquence entre $f_{min} = F_b / N_b = 13\text{Hz}$ et $f_{max} = 0,4 * F_b = 320\text{Hz}$ avec $L = 10 \text{ blocs}$. Selon le modèle de vieillissement retenu, la variation de la résistance R de l'accumulateur est représentée par la variation de la partie réelle de l'impédance complexe dans la bande de fréquence considérée. La dispersion de cet estimateur est comparée dans le prochain paragraphe à ΔR_{SOH} , variation de résistance due à l'évolution du *SOH*.

4.2.3.2 Interprétation des résultats

Un moyen simple de quantifier la dispersion de l'estimateur précédent de R est de calculer son écart type. Suivant la règle des 6σ , on peut alors comparer six fois la valeur obtenue à ΔR_{SOH} afin de statuer sur la validité de la méthode proposée pour le suivi du SOH . L'écart type de la partie réelle de l'impédance électrique estimée est donc calculé à chaque fréquence étudiée. La Figure 4-124-12, représente 6σ , grandeur à comparer à ΔR_{SOH} du paragraphe 4.2.1. Les résultats montrent que pour un $dSOH$ de 1 %, $\Delta R_{SOH} = 0,5 \text{ m}\Omega$ est bien supérieur aux valeurs de dispersion représentées par la courbe de la Figure 4-124-12. Ces résultats permettent de valider l'intérêt de la technique d'identification large bande pour le suivi du SOH : en relatif, la précision de cette méthode serait donc suffisante pour suivre l'évolution du SOH à 1 % près.

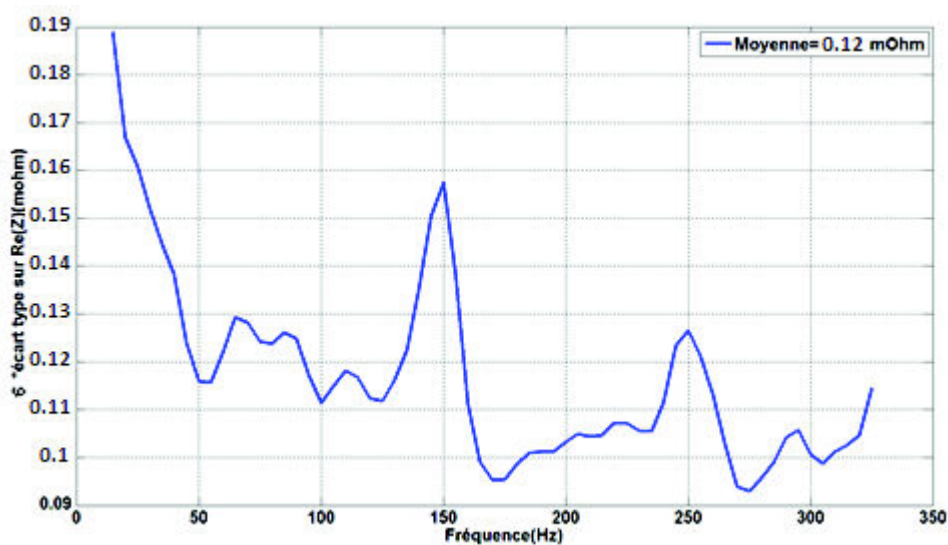


Figure 4-12 : Tracé de l'écart type de la partie réelle de l'impédance de l'accumulateur calculé sur les $M = 30$ essais avec la SBPA comme signal d'excitation.

4.2.4 Validité de la technique d'identification large bande pour le suivi du SOC

4.2.4.1 Essai de suivi du SOC

Un ensemble de mesures expérimentales pour différents $SOCs$ est effectué dans la gamme de fréquence $[0,033 \text{ Hz} - 3,33 \text{ Hz}]$. L'accumulateur étant chargé complètement, un courant de polarisation de $0,26 \text{ A}$ en décharge lui est appliqué en continu. Avec la carte électronique, une SBPA de 255 bits à $F_b = 8,5 \text{ Hz}$ est utilisée comme signal d'excitation, ce qui correspond à la même bande de fréquence $[0,033 \text{ Hz} - 3,33 \text{ Hz}]$. D'autre part, le SOC est calculé avec la méthode de coulométrie pour chaque variation de 1,5 %, et ce pour des valeurs allant de 99,5 % à 87,5 %. Les mesures d'impédance correspondantes représentées à la Figure 4-134-13, montrent une allure différente pour chaque SOC , ce qui peut faire penser que le suivi de l'état de charge par celui de l'impédance électrique estimée est possible. Certes pour des $SOCs$ élevés, la tension de la batterie

est suffisante pour évaluer le *SOC*. Cependant nous souhaitons vérifier si cette évolution est due à la dispersion de la technique d'identification ou uniquement à la variation du *SOC*. Pour s'en assurer, le paragraphe suivant propose une étude statistique où la dispersion des estimations de l'impédance électrique est comparée avec la variation d'impédance ΔZ_{SOC} du cahier des charges.

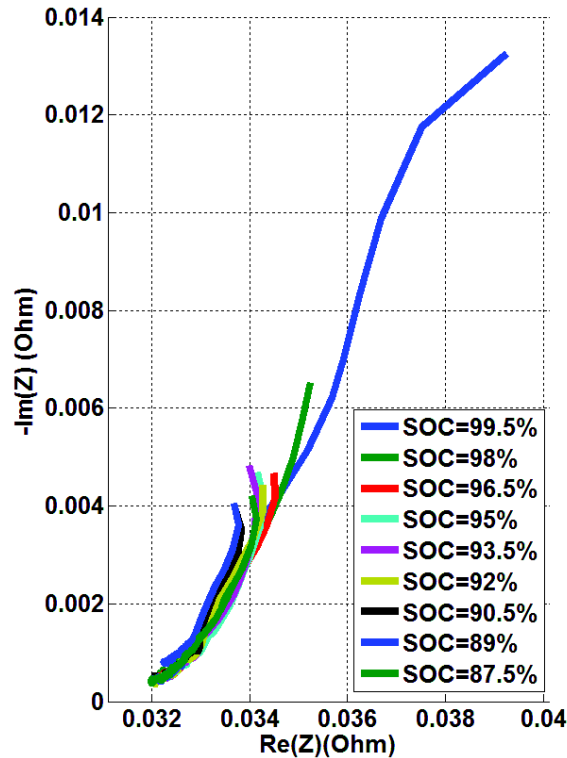


Figure 4-13 : Diagramme de Nyquist à différents SOC de l'impédance électrique de l'accumulateur dans la bande de fréquence [0,033 Hz – 3,33 Hz].

4.2.4.2 Interprétation des résultats

Comme il a déjà été mentionné dans le paragraphe 4.2.2, l'impédance électrique de l'accumulateur est plus sensible aux variations de l'état de charge pour les basses fréquences. Les données expérimentales du paragraphe 3.3.2.2 pour lesquelles l'impédance a été identifiée dans la bande de fréquence [0,033 Hz – 3,33 Hz] seront donc utilisées pour réaliser cette étude. Toutefois, on dispose dans cet ensemble de données que de trois impédances estimées par niveau de charge, ce qui est trop peu pour pouvoir calculer un écart type avec précision. Dans ce cas, la dispersion de l'estimateur sera directement représentée par son étendue $\Delta Z_e(f)$ c'est-à-dire le module maximum de la différence entre les impédances estimées à une même fréquence comme décrit à l'Equation 4-11.

$$\Delta Z_e(f) = \max_{i \neq j} |Z_i(f, SOC) - Z_j(f, SOC)|, \quad \text{Equation 4-11}$$

avec :

- $i = 1,2,3$ et $j = 2,3$,
- $Z_n(f, SOC)$ est l'impédance estimée de l'impédance électrique de l'accumulateur à la fréquence en f pour un état de charge SOC donné.

Cette quantité est directement comparée à $\Delta Z_{SOC}(f)$ par la Figure 4-14-14, où ces deux grandeurs sont représentées dans la même bande de fréquence. On constate que l'étendue $\Delta Z_e(f)$ engendrée (courbe verte) est supérieure à $\Delta Z_{SOC}(f)$ calculée pour une variation de 5% de l'état de charge (courbe bleue) sur toute la gamme de fréquence sollicitée. Par conséquent, la dispersion dans les mesures d'impédance électrique est ici bien plus grande que l'effet d'une variation de 5 % de SOC sur l'impédance électrique de l'accumulateur.

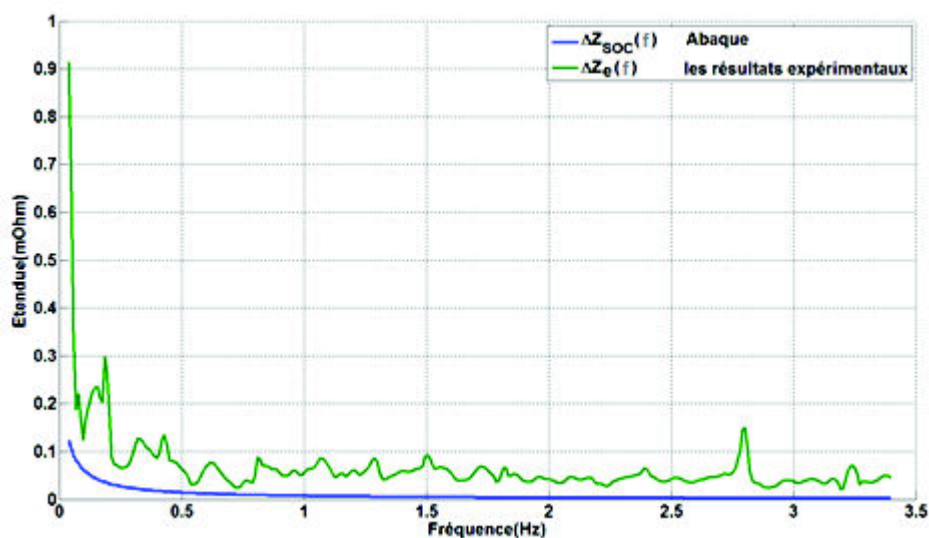


Figure 4-14 : Evaluation des résultats d'identification large bande par rapport au cahier des charges du SOC.

La dispersion de l'estimateur d'impédance pourrait être améliorée en augmentant le nombre de blocs utilisés pour le calcul du périodogramme de Welch, mais ceci impliquerait une augmentation de la durée de mesure et mettrait au péril la condition d'invariance dans le temps de l'accumulateur qui ne sera alors plus respectée. D'après ces résultats, cette technique d'identification large bande n'est donc pas *a priori* appropriée pour le suivi du SOC en très basses fréquences pour cette technologie d'accumulateur.

4.3 Conclusion

Le chapitre 4 constitue une suite naturelle de l'étude effectuée dans les chapitres précédents. Il présente deux axes possibles pour l'exploitation de l'impédance électrique d'un accumulateur estimée avec la technique d'identification large bande. Cette dernière a été proposée et validée en simulation puis en expérimentation dans les chapitres précédents.

Le premier axe repose sur l'estimation par optimisation des valeurs des composants d'un *CEE* (circuit de Randles amélioré dans cette étude). Un algorithme est élaboré afin d'améliorer en terme de convergence l'algorithme d'optimisation classiquement utilisé. Le principe se base sur l'utilisation de l'algorithme non linéaire de Levenberg Marquardt en deux étapes. Dans la première, une connaissance *a priori* des bandes fréquentielles où les composants électriques du *CEE* ont un effet significatif sur l'impédance électrique de l'accumulateur permet d'améliorer la convergence de l'algorithme. Toutefois, le biais d'estimation non négligeable permet de s'en servir comme vecteur d'initialisation pour la seconde étape où aucune connaissance *a priori* n'est utilisée. Le résultat obtenu à la fin de cette seconde étape est non biaisé. Cet algorithme permet donc d'améliorer les performances de la méthode d'optimisation en termes de sensibilité vis-à-vis de l'initialisation. Les paramètres du *CEE* étant estimés, des études sont à la recherche d'une relation la plus simple possible avec les indices d'état de l'accumulateur.

Le second axe présenté dans ce chapitre vise à valider ou pas la possibilité de suivi des indices d'état, plus précisément le *SOH* et le *SOC* via l'impédance électrique estimée avec la technique large bande proposée. Tout d'abord, un cahier des charges pour les deux indices d'états *SOH* et *SOC* est élaboré, grâce à un modèle issu de la littérature pour le premier, et le simulateur du CEA/INES pour le second. Pour le *SOH*, ce cahier des charges permet de calculer ΔR_{SOH} , la variation sur l'impédance engendrée pour une variation donnée de *SOH*. Une étude statistique permet de quantifier la dispersion des erreurs d'estimation de la technique d'identification large bande proposée (l'écart type sur la partie réelle $\sigma_{Re(Z)}$ de l'impédance complexe). Les deux grandeurs ΔR_{SOH} et $6 \times \sigma_{Re(Z)}$ seront comparées.

Pour le *SOC*, ce cahier des charges permet de calculer la variation sur l'impédance ($\Delta Z_{SOC}(f)$) engendrée pour une variation donnée de *SOC* qui sera comparée à la dispersion des erreurs d'estimation ($\Delta Z_e(f)$).

Finalement, si la dispersion des erreurs d'estimation est plus grande que la variation sur l'impédance calculée dans le cahier des charges, alors les erreurs d'estimation de l'impédance électrique masqueront la variation de l'impédance due à l'évolution de l'indice d'état correspondant. Les résultats des essais sur l'accumulateur en hautes fréquences, où le *SOH* a un effet sur l'impédance de l'accumulateur, sont prometteurs. La dispersion des erreurs d'estimation est inférieure à ΔR_{SOH} engendré pour une variation de 1 % sur le *SOH*, même pour un accumulateur neuf (*SOH* = 100 %). Pour le cas du *SOC*, l'étude est effectuée en basses fréquences où l'impédance électrique de l'accumulateur est plus sensible à ses variations. On constate que la dispersion dans les mesures $\Delta Z_e(f)$ est supérieure à l'effet $\Delta Z_{SOC}(f)$ engendré par une variation de 5 % de *SOC* sur l'impédance électrique de l'accumulateur. D'après ces résultats, cette technique d'identification

large bande n'est donc *a priori* pas appropriée pour le suivi du *SOC* en très basses fréquences pour cette technologie d'accumulateur. Elle ne permet donc pas de prendre en compte les phénomènes à dynamique très lente.

Conclusions et perspectives

Le travail effectué lors de cette thèse s'inscrit dans un cadre industriel et scientifique exigeant. L'électrification des véhicules est en plein essor dans la perspective de réduction des émissions automobiles. Pour cette nouvelle technologie de véhicule, la batterie constitue un élément clé. Elle limite actuellement le développement du véhicule électrique à cause de ses performances qui déclinent au cours du temps. Il est donc nécessaire d'améliorer son fonctionnement dans le véhicule. Dans le chapitre 1, après avoir introduit le contexte de l'étude, une présentation générale des caractéristiques des accumulateurs est réalisée. Celles-ci sont liées à des indices d'état, grandeurs primordiales pour le système de management de batterie (BMS). Ce dernier a pour mission d'optimiser la gestion de l'énergie du pack batterie, et d'assurer la sûreté de ses éléments grâce au suivi des différents indices d'état, comme l'état de charge (*SOC*) et l'état de santé (*SOH*). Pour y parvenir, la modélisation des accumulateurs a toujours été utilisée, notamment la modélisation par circuit électrique équivalent qui est adoptée dans ce travail. Ce modèle est défini et valable uniquement autour d'un point de fonctionnement où l'accumulateur est considéré comme linéaire et invariant dans le temps. Sous ces conditions, la notion de réponse fréquentielle ou d'impédance électrique est parfaitement définie.

Le chapitre 2 présente, une première partie bibliographique dédiée aux différentes méthodes existantes pour mesurer l'impédance électrique d'un accumulateur. Ces méthodes s'avèrent soit pauvres en information fréquentielle, soit non adaptées aux applications en embarqué dans des véhicules. Partant de l'hypothèse de linéarité et d'invariance dans le temps, la théorie de l'identification non paramétrique des systèmes est présentée dans la seconde partie. Ensuite une étude en simulation est réalisée. Le système étudié est un accumulateur de type $LiFePO_4$, modélisé par un circuit électrique équivalent implanté dans un simulateur. L'entrée est le courant parcourant l'accumulateur sous forme de signaux large bande, et la sortie est la tension à ses bornes : ces deux grandeurs sont nécessaires pour l'estimation de la réponse fréquentielle de ce système ou impédance électrique. Une relation entre les interspectres et les autospectres de ces grandeurs est utilisée pour estimer l'impédance recherchée, dont la qualité est estimée grâce à la cohérence spectrale. La comparaison en simulation entre les performances de différents signaux large bande en entrée a révélé l'intérêt des signaux à motifs carrés pour cette identification. Ce résultat est encourageant pour les applications en embarqué étant donnée la simplicité d'implantation électronique de tels signaux.

En se basant sur ces résultats, une étude expérimentale utilisant uniquement des signaux à motifs carrés est présentée dans le chapitre 3 afin de valider définitivement leur utilité. En premier lieu et afin d'établir le procédé expérimental, un circuit électrique de référence dont l'impédance électrique est connue, est utilisé. Une étude statistique est alors réalisée montrant que les estimations obtenues avec la technique d'identification large bande présentent un biais non négligeable, associé à une faible dispersion. La faible variabilité des résultats laisse ouvertes les possibilités d'utilisation de cette technique pour la mesure de l'impédance électrique dans les applications Hybrid Electric Vehicle (HEV) et Electric Vehicle (EV), où ce paramètre pourrait permettre le suivi d'indicateurs tels que le *SOC* ou le *SOH*. Les expérimentations sur un accumulateur réel, réalisées dans deux bandes de fréquence différentes, montrent l'efficacité des signaux à motifs carrés pour l'estimation en ligne de l'impédance électrique avec une électronique simple. L'intérêt de l'utilisation de tels signaux devient encore plus évident lorsque l'on sait que ce type d'électronique existe déjà dans certains BMS avancés.

Le chapitre 4 est consacré à l'utilisation de l'impédance électrique dans un but de surveillance de l'accumulateur. Une première partie est consacrée à l'estimation des valeurs des composants d'un circuit électrique équivalent, paramètres porteurs d'information que certaines études relient aux indicateurs d'état, à partir de mesures d'impédance. Un algorithme d'optimisation non-linéaire en double étape est élaboré. Il permet d'améliorer les performances des algorithmes classiques en termes de précision et surtout de convergence. Son principe se base sur l'utilisation de connaissances *a priori* particulières, notamment la bande fréquentielle où chaque composant du modèle influe significativement sur l'impédance. Ces informations permettent d'obtenir un algorithme bien plus robuste à son initialisation que les algorithmes d'optimisation non-linéaire classiques. Une seconde partie présente le cahier des charges nécessaire au suivi efficace des deux indices d'état *SOH* et *SOC*, directement à partir des valeurs de l'impédance électrique. Grâce au simulateur utilisé précédemment, le cahier des charges est élaboré en calculant la variation d'impédance engendrée par une variation de x % sur le *SOH* ou le *SOC*. Afin de permettre la mesure de cette variation, la technique d'identification proposée dans cette étude doit présenter une erreur d'estimation inférieure à cette valeur. Une étude statistique est donc réalisée dans deux gammes de fréquence. La dispersion des erreurs d'estimation obtenues est calculée et comparée au cahier des charges précédent. Les essais sur l'accumulateur ont montré des résultats prometteurs en hautes fréquences. En effet, la variabilité obtenue sur les mesures d'impédance est inférieure à la variation due à l'évolution de 1 % du *SOH*, même pour un accumulateur neuf (*SOH* = 100 %) qui constitue le cas plus délicat à mesurer. Cela démontre l'utilité de la technique d'identification large bande à motifs carrés pour le suivi de cet indicateur. En basses fréquences, la variabilité de la méthode d'identification proposée devient par contre trop forte pour évaluer la variation d'impédance liée à

l'évolution du *SOC*. Cette technique d'identification ne permet pas de prendre précisément en compte les phénomènes à dynamique très lente liés à cet indicateur.

Les possibilités d'évolution de la méthode d'identification large bande à motifs carrés proposée reposent sur l'élimination, ou au moins l'atténuation, du biais d'estimation grâce notamment à une électronique plus adaptée ou à l'intégration d'un système de calibration adéquat. Il serait aussi intéressant pour l'utilisateur d'intégrer un outil de quantification de la qualité de l'estimation obtenue, par exemple via la cohérence spectrale. De plus, une version récursive de la technique proposée permettrait d'évaluer le gain réalisé en temps de calcul par comparaison avec les méthodes classiques. Enfin, une fois ces améliorations effectuées, l'extension de cette technique pour l'identification de l'impédance d'un ou plusieurs étages d'accumulateurs, voire celle du pack batterie en entier, serait nécessaire pour faciliter son intégration au sein des véhicules. Par ailleurs, l'impédance électrique étant un paramètre de surveillance utilisé pour d'autres éléments de stockage, la mise en œuvre de l'approche proposée sur ces systèmes serait intéressante dans le but d'améliorer leur diagnostic en embarqué. Finalement, ces travaux montrent les limites d'utilisation de la technique d'identification large bande à base d'outils liés à la transformée de Fourier pour le cas de l'estimation de phénomènes très basse fréquence et variables dans le temps, tels certains phénomènes de relaxation ou diffusion présents au sein de la batterie. Pour estimer les effets liés à ces phénomènes, il serait nécessaire d'étudier d'autres méthodes d'identification plus adaptées au comportement non linéaire et lentement variable des accumulateurs Li-ion.

Annexe A. Dérivation non entière et CPE

A.1. Dérivation non entière

La dérivation est un outil mathématique communément utilisé pour plusieurs finalités. La succession des ordres des dérivées traduit, selon l'application, des comportements particuliers du système en étude. L'opération inverse associée à la dérivation est l'intégration. Celle-ci peut éventuellement être considérée comme une dérivation d'ordre négatif.

On parle souvent de dérivée, dérivée seconde et ainsi de suite. Donc, il s'agit toujours d'un ordre entier de la dérivée. Cependant, il existe aussi des dérivées d'ordre non entier et dans ce qui suit, on présente un état de l'art de la théorie de la dérivation non-entière.

La dérivation non entière apparut la première fois en publication en 1832 par Liouville. Ce dernier se basait sur le développement exponentiel sous forme de séries infinies et donc l'ordre de la dérivée devait être strictement restreint dans le domaine de convergence des séries. Plusieurs approches théoriques ont donc été proposées successivement. On cite la formule d'intégration de Liouville-Riemann donnée par :

$$J_c^p f(t) = \frac{1}{\Gamma(p)} \int_c^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-p}} d\tau \quad \text{Equation A-1}$$

Avec J^p est l'opérateur d'une intégration de l'ordre réel positif p , $f(t)$ est une fonction causale du temps, Γ est la fonction de Gamma et c est la limite inférieure de l'intégration. L'opérateur D^p peut donc être déduit de l'Equation A-1 par l'introduction d'un nombre entier positif m tel que $m - 1 < p \leq m$. On obtient donc :

$$D^p f(t) = D^m J^{m-p} f(t) = \frac{d^m}{dt^m} \frac{1}{\Gamma(m-p)} \int_c^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{p+1-m}} d\tau \quad \text{Equation A-2}$$

On cite aussi la formule de Grunwald-Letnikov qui se base sur le calcul de limites en utilisant un pas de h :

$$D^p f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^p} \sum_{m=0}^{\frac{t-p}{h}} (-1)^m \frac{\Gamma(p+1)}{\Gamma(p-m+1)} f(t-mh) \quad \text{Equation A-3}$$

A.2. Constant Phase Element (CPE)

En se basant sur les définitions données dans le paragraphe A.1, et en utilisant la transformée de Laplace, le CPE (élément à phase constante) est introduit afin de modéliser les systèmes à comportements microscopiques complexes et sièges de phénomènes internes très compliqués, tel qu'un accumulateur. Il s'agit d'un élément à comportement partiellement résistif et capacitif. Dans le

domaine de Laplace, il renferme deux paramètres T and p , avec $0 \leq p \leq 1$, l'expression analytique de son impédance est donnée par :

$$Z_{CPE}(\omega) = \frac{1}{\omega^p jT} \quad \text{Equation A-4}$$

Il faut bien noter qu'il correspond à une capacité pure pour $p = 1$ et une résistance pure pour $p = 0$.

Une méthode fréquentielle est utilisée pour l'approximation de tels composants. Cette approche repose sur une approximation de l'opérateur de la dérivation non-entière s^γ (obtenue via la transformation de Laplace) par une fonction rationnelle. Cette approximation est effectuée sur une gamme de fréquence donnée. Cela nous permet d'obtenir une forme réalisable des modèles non-entiers.

Les travaux d'Oustaloup [46][47] ont abouti à approximer s^γ par un système à réponse fréquentielle récursive, dont la transmittance résulte d'une distribution récursive de zéros et de pôles réels :

$$s^\gamma \approx S_0 \prod_{i=1}^{N=2M} \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z,i}}}{1 + \frac{s}{\omega_{p,i}}} \quad \text{Equation A-5}$$

où, N est un nombre naturel fini et $\omega_{z,i}$, $\omega_{p,i}$ respectivement les zéros et pôles récursifs. Dans ce mémoire, N est choisi étant pair (i.e. $N = 2M$). La Figure A-1 ci- présente le diagramme de Bode asymptotique de cette transmittance (approximation) ainsi que celui de s^γ (modèle).

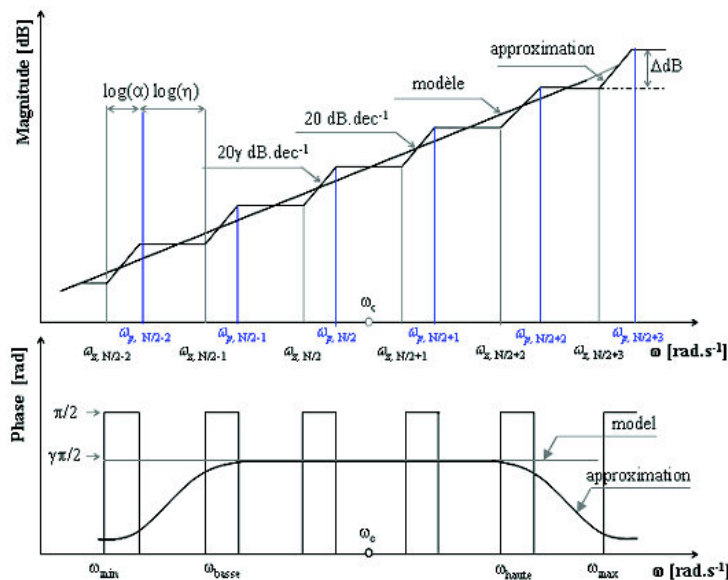


Figure A-1 : Diagramme de Bode de l'approximation d'un CPE [18].

Les paramètres α , η et δ sont liés aux pulsations par :

$$\frac{\omega_{p,i-1}}{\omega_{p,i}} = \frac{\omega_{z,i-1}}{\omega_{z,i}} = \alpha\eta = \delta \quad \text{Equation A-6}$$

$$\frac{\omega_{z,i+1}}{\omega_{p,i}} = \eta \quad \text{Equation A-7}$$

$$\frac{\omega_{p,i}}{\omega_{z,i}} = \alpha \quad \text{Equation A-8}$$

Partant de cette approximation, l'opérateur s^{-Y} peut être approximé par l'impédance du circuit électrique de la Figure A-2

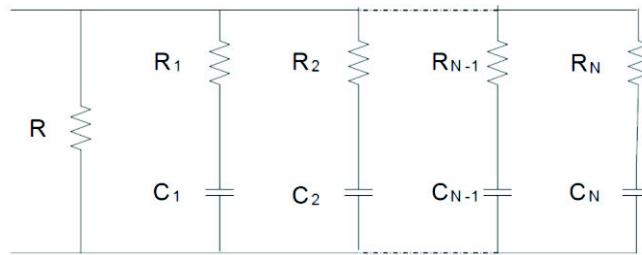


Figure A-2 : Circuit électrique équivalent de l'opérateur de dérivation non entière s^{-Y} [18].

Annexe B. Datasheet Batterie A123-systems

+ Nanophosphate[®] High Power Lithium Ion Cell ANR26650M1-A



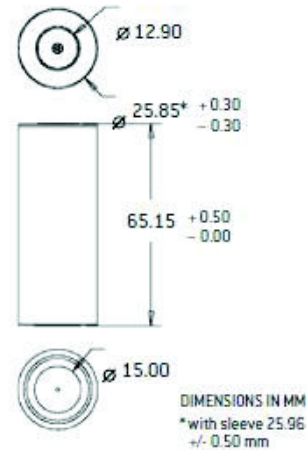
KEY FEATURES AND BENEFITS

- ♦ Excellent abuse tolerance and superior cycle life from A123's patented Nanophosphate[®] lithium ion chemistry
- ♦ High power with over 2,200W/kg and 4,400W/L
- ♦ High usable energy over a wide state of charge (SOC) range



ANR26650 Cell Specifications

Cell Dimensions (mm)	∅26 x 65
Cell Weight (g)	72
Cell Capacity (nominal/minimum, Ah)	2.3/2.2
Voltage (nominal, V)	3.3
Internal Impedance (1kHz AC typical, mΩ)	8
Recommended Standard Charge Method	3A to 3.6V CCCV, 45 min
Recommended Fast Charge Charge Current	10A to 3.6V CCCV, 15 min
Maximum Continuous Discharge (A)	70
Maximum Pulse Discharge (10 seconds, A)	120
Cycle Life at 10C Discharge, 100% DOD	>1,000 cycles
Operating Temperature	-30°C to 55°C
Storage Temperature	-40°C to 60°C



APPLICATIONS

Transportation



Advanced energy storage for electric drive vehicles

Commercial



Enabling next-generation commercial products

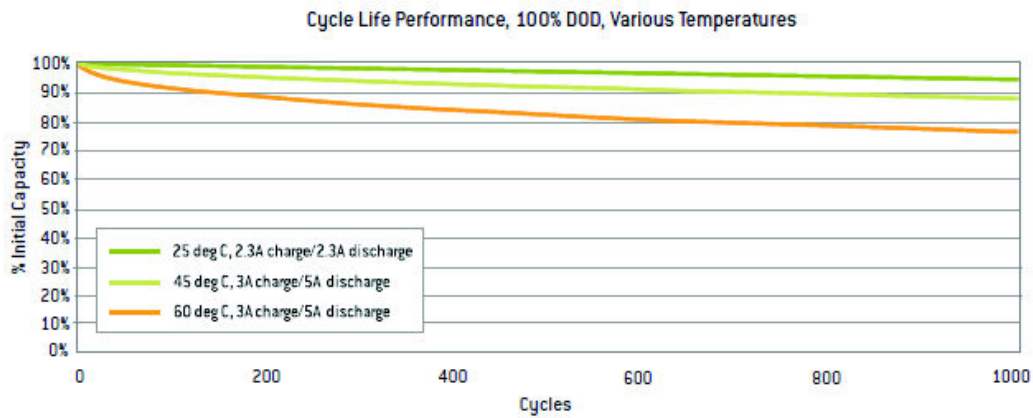
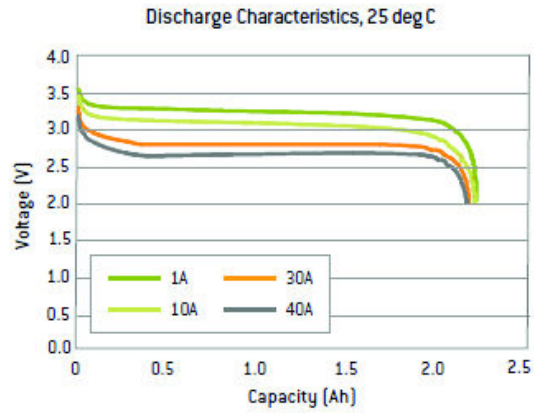
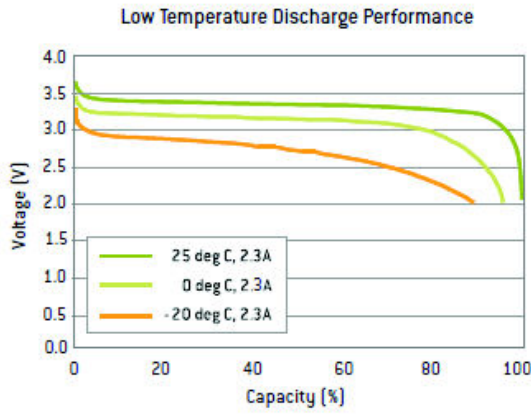
Electric Grid



Dynamic energy solutions for a smarter grid


+ Nanophosphate® High Power Lithium Ion Cell

ANR26650M1-A



Performance may vary depending on use conditions and application.
 A123 Systems makes no warranty explicit or implied with this datasheet. Contents subject to change without notice.

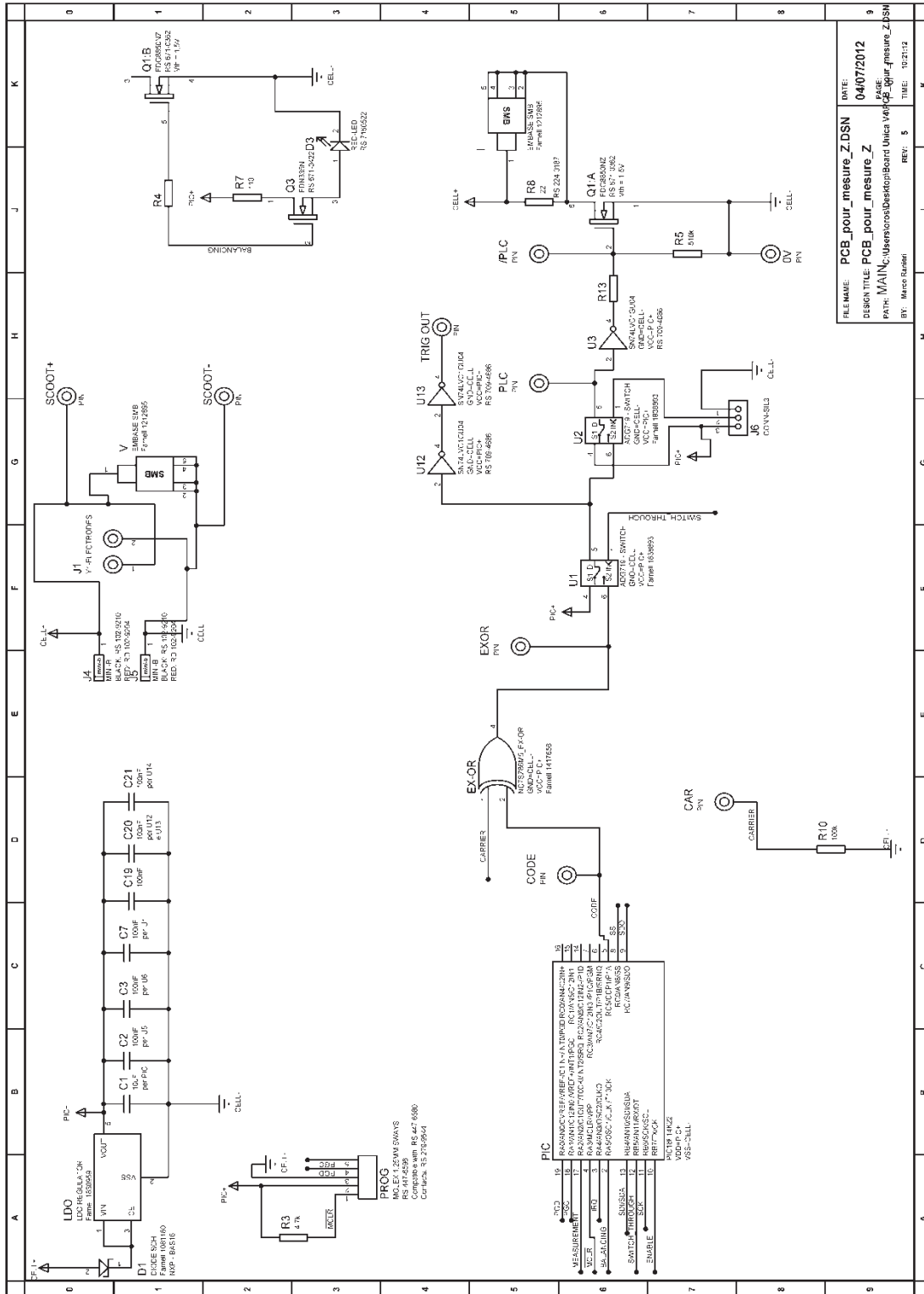
CORPORATE HEADQUARTERS
A123 Systems, Inc.
 200 West Street
 Waltham, MA 02451
 (617) 778-5700
www.a123systems.com



©2011 A123 Systems, Inc. All rights reserved.
 MO100001-03

compte ni l'effet de la température ni celui du vieillissement. Cet outil de simulation reste néanmoins l'outil de référence que nous utiliserons pour étudier un système embarqué de mesure d'impédance.

Annexe D. Carte électronique de génération des signaux à motifs carrés



Annexe E. Exemple d'un diagramme de Nyquist total expérimental d'un accumulateur $LiFePO_4$

L'accumulateur utilisé dans l'étude expérimentale est l'*ANR26650m1* de la compagnie A123 Systems Ltd, de capacité nominale 2,3 Ah. La technique d'identification large bande utilisée dans ces travaux n'estime qu'une portion du spectre correspondant à son impédance électrique. Un diagramme de Nyquist global est présenté à la Figure E-1. Il correspond au spectre mesuré à un SOC de 83 % et sous un courant de polarisation de décharge de 0,92 A. Cela permet de situer les diagrammes de Nyquist partiels estimés présentés dans ce mémoire.

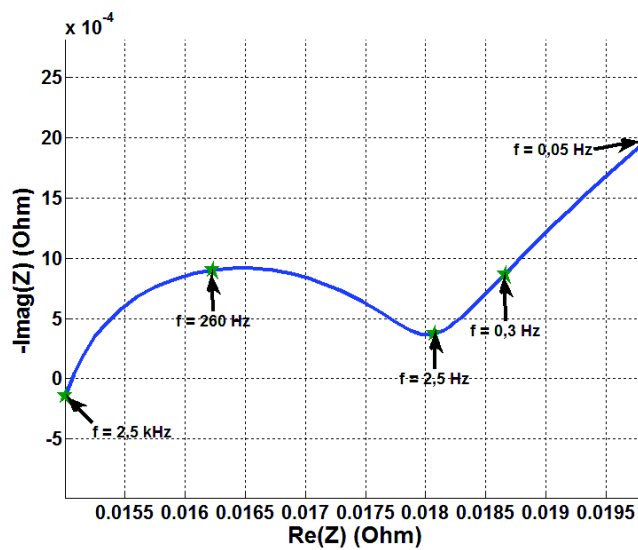


Figure E-1 : Diagramme de Nyquist expérimental complet de l'accumulateur à un SOC de 83 % et sous un courant de polarisation en décharge de 0,92 A.

Références

- [1] (2007), "*Bilan 2007 des changements climatiques*", Rapport d'évaluation du groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat, GIEC 2007.
- [2] (2013), "*Bilan des changements climatiques 2013 - les éléments scientifiques*", Volume 1 du cinquième rapport d'évaluation du groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat, Contribution du groupe I, GIEC2013.
- [3] Petit J.R., Jouzel J. et al, (1999), "*Climate and atmospheric history of the past 420000 years from the Vostec ice core in atlantica*", Nature 399, p.429-436.
- [4] Serveau L., (2011), "*Inventaire des émissions de polluants atmosphériques et de gaz à effet de serre en France séries sectorielles et analyses étendues*", Centre Interprofessionnel Technique d'Etudes de la Pollution Atmosphérique (CITEPA).
- [5] Lisan B., (2005), "*L'influence de l'homme sur le réchauffement climatique*", <http://jardin.secret.pagesperso-orange.fr>.
- [6] U.S Energy Administration Information (2013), <http://www.eia.gov/>.
- [7] Quentin B., (2012), "*Étude des mécanismes et modélisation du vieillissement des batteries lithium-ion dans le cadre d'un usage automobile*", Thèse de doctorat, Université Paris-sud.
- [8] Nagasubramanian G., Jungst R.G., Gouthy D.H., (1999), "*Impedance, power, energy, and pulse performance characteristics of small commercial Li-ion cells*", Journal of Power Sources, Volume 83, p.193-203.
- [9] P.Dsprez, (2007), "*Batteries*", Conférence industrielle dispensée dans le cadre de modules à l'ENESEM.
- [10] Dinh Vinh Do, (2010), "*Diagnostic de batteries Lithium ion dans des applications embarquée*", Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne.
- [11] MacNeil D. D., Lu Z., Chen Z., Dahn J. R.,(2002), "*A comparison of the electrode/electrolyte reaction at elevated temperatures for various Li-ion battery cathodes*", Journal of Power Sources, Volume 108, p.8–14.
- [12] Nakamura T., Sakumoto K., Seki S., Kobayashi Y., Tabuchi M., Yamada Y., (2007), "*Apparent Diffusion Constant and Electrochemical Reaction in $\text{LiFe}_{1-x}\text{Mn}_x\text{PO}_4$ Olivine Cathodes*", Journal of Electrochemical Society., Volume 154, p. A1118-A1123.
- [13] Smets S., (2002), "*Energy storage for HEV*", Paris : IEA, p.30.
- [14] Linden D. and Reddy T., (2001), "*Handbook of Batteries*", 3rd ed., McGraw-Hill.
- [15] Kuhn E., Forgez C. and Friedrich G., (2004). "*Modeling diffusive phenomena using non integer derivatives*", The European Physical Journal Applied Physics, Volume 25, p.183-190.
- [16] www.Wikipedia.org.
- [17] Diard J.P., Le Gorrec B., Montella C., (1996), "*Cinétique électrochimique*", Paris : Hermann, p.373.

- [18] Dong K., (2010), "*Contribution à la modélisation dynamique des batteries Lithium-ion pour l'application photovoltaïque et stockage connecté au réseau*". Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, France.
- [19] Delacourt C., "*Vieillessement des batteries lithium-ion*", Projet SIMSTOCK (CEA/INES/LES).
- [20] Montaru M., (2009), "Contribution à l'évaluation du vieillissement des batteries de puissance utilisées dans les véhicules hybrides selon leurs usages", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France.
- [21] Larminie J., Lowry J., (2003), "*Electric Vehicle Technology Explained*", John Wiley & Sons, USA.
- [22] Diard J. P., Le Correc B., Montella C., (1997), "*Cinétique électrochimique*", Hermann, Paris.
- [23] Isermann R., (2006), "*Fault-Diagnosis Systems – An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*", Springer, Germany.
- [24] Andréa D., (2010), "*Battery management systems for large Lithium-ion battery packs*", Atech house, Boston, London.
- [25] Haifeng D., Xuezhe W., and Zechang S., (2009), "A New SOH Prediction Concept for the Power Lithium-ion Battery Used on HEVs", Vehicle Power and Propulsion Conference, IEEE, p.1649 - 1653.
- [26] Eddahech A. , Briat O., Henry H., Delétage J.V., Woirgard E., Vinassa J.M., (2011), "Ageing monitoring of lithium-ion cell during power cycling tests", Journal of Microelectronics Reliability, Volume 51, p. 1968-1971.
- [27] Rao R., Vrudhula S., Rakhmatov D. N., (2003), "Battery Modeling for Energy-Aware System Design", IEEE Transactions on Mobile Computing, Volume 36, p. 77-87.
- [28] Doyle M., Fuller T.F., and Newman J., (1993), "Modeling of Galvanostatic Charge and Discharge of the Lithium/ Polymer/Insertion Cell", Journal of Electrochemical Society, Volume 140, p. 1526-1533.
- [29] Fuller T.F., Doyle M., and Newman J., (1994), "Simulation and Optimization of the Dual Lithium Ion Insertion Cell" Journal of Electrochemical Society, Volume 141, p. 1-10.
- [30] Newman J.S., (1991), "*Electrochemical Systems*", 2nd ed., Prentice Hall.
- [31] Gounant S., (1997), "*Création et réalisation d'un module de gestion optimisée de l'énergie électrique*", Thèse de doctorat, Université de Nancy.
- [32] Salkind A. J., Fennie C., Singh P., Atwater T., Reisner D. E., (1999), "Determination of state-of-charge and state-of-health of batteries by fuzzy logic methodology", Journal of Power Sources, Volume 80, p.293-300.
- [33] Liang Y. C., Nguyen T. K., (1993), "Design of battery charging system with fuzzy logic controller", International Journal of Electronics, Volume 75, p. 75 – 86.
- [34] Singh P., Reisner D., (2002), "Fuzzy logic-based state-of-health determination of lead acid batteries", IEEE Telecommunications Energy Conference, INTELEC, p. 583-590, Montreal, Canada.

- [35] Ahlers S., Mukherjee A., (2003), "*Advances in battery management using neural networks and fuzzy logic*", School of Electrical and Computer Engineering, Cornell University, Ithaca, NY 14850.
- [36] Mieno Y., Teramura M., (1999), "*Prediction of remaining battery discharge capacity by neural networks and its display circuit*", EPE Lausanne p.1-5.
- [37] Chan C. C., Lo E. W. C., Shen W. X. , (2000), "*The available capacity computation model based on artificial neural network for lead–acid batteries in electric vehicles*", Journal of Power Sources, Volume 87, p.201-204.
- [38] Karden E., Buller S., De Doncker R.W., (2002), "*A frequency-domain approach to dynamical modeling of electrochemical power sources*", Electrochimica Acta, Volume 47, p. 2347-2356.
- [39] Pascoe P.E., Anbuky A.H., (2004), "*A VRLA battery simulation model*", Energy Conversion and Management, Volume 45, p. 1015-1041.
- [40] Sauer D.U., Bopp G., Bächler M., Höhe W., Jossen A., Sprau P., Willer B., Wollny M., (1997), "*What happens to batteries in PV systems or Do we need one special battery for solar applications ?*", 14th European Photovoltaic Solar Energy Conference, , p. 1-6, Barcelona.
- [41] Pavlov D., Petkova G., (2002), "*Phenomena that limit the capacity of the positive lead acid battery plates - II. Electrochemical impedance spectroscopy and mechanism of discharge of the plate*", Journal of the Electrochemical Society, Volume 149, p. 654-661.
- [42] Baert D.H.J., Vervaeet A.A.K., (2004), "*A fast method for the measurement of the electrical capacitance for the estimation of battery capacity*", 25th International Telecommunications Energy Conference, Volume 87, p. 3478-3484.
- [43] Blanke H., Bohlen O., Buller S., De Doncker R.W., Fricke B., Hammouche A., Linzen D., Thele M., Sauer D.U., (2005), "*Impedance measurements on lead-acid batteries for state-of-charge, state-of-health and cranking capability prognosis in electric and hybrid electric vehicles*", Journal of Power Sources, Volume 144, p. 418-425.
- [44] J. E. B. Discuss Faraday, (1944), "*Kinetics of rapid electrode reactions*", Discuss. Faraday Soc., Volume 1, p. 11-19.
- [45] Oustaloup A., (1995), "*La dérivation non entière : Théorie, Synthèse et Applications*", Hermes Science Publications.
- [46] Oustaloup A., (2005), "*Représentation et identification par modèle non entier*", Hermes Science Publications.
- [47] Karden E., (2001), "*Using low-frequency impedance spectroscopy for characterization, monitoring, and modeling of industrial batteries*", Thèse de doctorat, RWTH Aachen University, Institute for Power Electronics and Electrical Drives ISEA.
- [48] N. Bertrand, (2011), "*Caractérisation électrique, mise en évidence des phénomènes physico-chimiques et modélisation fractionnaire des supercondensateurs à électrodes à base de carbone activé*", Thèse de doctorat, Université Bordeaux 1, France.
- [49] Karden E., Buller S., De Doncker R.W., (2000), "*A method for measurement and interpretation of impedance spectra for industrial batteries*", Journal of Power sources, Volume 85, p.72-78.
- [50] Bohlen O., (2008), "*Impedance-based battery monitoring*", Thèse de doctorat, Aachen.

- [51] Barsoukov E., Macdonald J.R., (2005), *“Impedance Spectroscopy : Theory, Experiment, and Applications”*, John Wiley & Sons.
- [52] Huet F., (1998), *“A review of impedance measurements for determination of SOC and SOH”*, Journal of Power Sources, Volume 70, p.59-69.
- [53] Gu W., Sun Z., Wei X., Dai H., (2011), *“Two Methods Studying Internal Resistance for Lithium-ion Battery Life Estimation Used in EV”*, Journal of Automotive Safety And Energy, Volume 2, p.145-149.
- [54] Bhangu, B.S., et al., (2005), *“Observer techniques for estimating the state-of-charge and state-of-health of VRLABs for hybrid electric vehicles”*, Vehicle Power and Propulsion Conference, IEEE.
- [55] DeBardelaben S., (1986), *“Determining the End of Battery Life”*, Telecommunications Energy Conference INTELEC, IEEE, p. 365–368.
- [56] F. Huet, R.P. Nogueira, P. Lailler, L. Torcheux, *“Investigation of the high-frequency resistance of a lead-acid battery”*, Journal of Power Sources Vol-158 (2006), p. 1012-1018.
- [57] F. Huet, R.P. Nogueira, *“Etude de la faisabilité du diagnostic de l'état de charge d'un accumulateur au plomb par mesures d'impédance”*, Rapport final contrat CEAC-CNRS (2000).
- [58] Huet F., *“Instrumentation, méthodologie en régime de bruit blanc”*, Cours.
- [59] Buller S., (2002), *“Impedance-Based Simulation Models for Energy Storage Devices in Advanced Automotive Power Systems”*, Thèse de doctorat, Aachen.
- [60] Macdonald J., (1987), *“Impedance Spectroscopy-Emphasizing Solid Materials and Systems”*, Wiley-Interscience.
- [61] Mauracher P., Karden E., (1997), *“Dynamic modeling of lead/acid batteries using impedance spectroscopy for parameter identification”*, Journal of Power Sources, Volume 84, p.67-69.
- [62] David R. Brillinger, (2001), *“Time Series: Data Analysis and Theory”*, Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM).
- [63] Shin K., Hammond J.K., (2008), *“Fundamentals of Signal Processing for Sound and Vibration Engineers”*, West Sussex PO19 8SQ, England.
- [64] Bendat J.S., Piersol A.G., *“Random data: analysis and measurements”*, Wiley.
- [65] Halliday D.M, Rosenberg J.R al, (1995), *“A framework for the analysis of mixed time series/point process data-theory and application to the study of physiological tremor, single motor unit discharges and electromyogram”*, Progress in Biophysics and molecular Biology, Volume 64, p.237-278.
- [66] Jenkins, G.M. and Watts, D.G., (1968), *“Spectral analysis and its applications”*, Holden day, San Francisco.
- [67] Pintelon R., Schoukens J., (2004), *“System identification, a frequency domain approach”*, John Wiley & Sons.
- [68] Robinson R.S., (1993), *“System noise as a signal source for impedance measurements on batteries connected to operating equipment”*, Journal of Power Sources, Volume 42, p.381-388.

- [69] Jamieson D.G., Schneider T., (1994), "*Electroacoustic evaluation of assistive hearing devices*", Engineering in Medicine and Biology Magazine IEEE, Volume 13, p.249-254.
- [70] Allain M., Viarouge P., Tourkani F., (2005), "*The use of pseudo-random binary sequences to predict a DC-DC converter's control-to-output transfer function in continuous conduction mode*", Canadian conference on Electrical and computer Engineering, p.574-577.
- [71] Gawad S., Sun T., Green N.G., Morgan H., (2007), "*Impedance spectroscopy using maximum length sequences : application to single cell analysis*", American Institute of Physics, Review of scientific instruments, Volume 78.
- [72] Simon L., Kadlec F., Lotton P., (2010), "*Nonlinear System Identification Using Exponential Swept-Sine Signal*", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Volume 59, p.2220 – 2229.
- [73] Despesse G., Lechat Sanjuan S., Gery S., (2012), "*Battery Monitoring System using switching battery cells*", RITF2012, Paris.
- [74] Barton R. T., Mitchell P. J., (1989), "*Estimation of the residual capacity of maintenance-free lead-acid batteries Part 1. Identification of a parameter for the prediction of state-of-charge*", Journal of Power Sources, Volume 27, p.287-295.
- [75] Application note #17, "*Drift Correction in electrochemical impedance measurements*", Biologic company, <http://www.bio-logic.info/assets/app%20notes/20101209%20-%20Application%20note%2017.pdf>.
- [76] Langan P. E., Jowett J. R., al, (2004), "*A guide to low resistance testing*", www.megger.com.
- [77] Champlin K.S., Bertness K., (2000), "*A fundamentally new approach to battery performance. Analysis using DFRA/DFIS technology*", INTELEC, p.1-8.
- [78] Champlin K.S., Bertness K., (2001), "*Method and apparatus for determining battery properties from complex impedance/admittance*", Patent 6,037,777, USA.
- [79] Cole K.S., Cole R.H., (1941), "*Dispersion and absorption in dielectrics I. Alternating current characteristics*", The Journal of Chemical Physics, Volume 9, p.341-351.
- [80] Fairweather A.J., Foster M.P. and Stone D.A., (2011), "*Battery parameter identification with Pseudo Random Binary Sequence excitation (PRBS)*", Journal of Power Sources, Volume 196, p.9398– 9406.
- [81] Al Nazer R., Cattin V., Granjon P., Montaru M., (2012), "*A new optimization algorithm for a Li-ion battery equivalent electrical circuit identification*", 9th International Conference of Modeling, Optimization and Simulation - MOSIM'12, Bordeaux, France.
- [82] Gregory L.Plett, (2004), "*Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs, Part 1. Background: Part 1: Introduction and state estimation*", Journal of Power Sources, Volume 134, p.252-261.
- [83] Gregory L.Plett, (2004), "*Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs, Part 2. Modeling and identification*", Journal of Power Sources, Volume 134, p.262-276.

- [84] Gregory L.Plett, (2004), "*Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs, Part 3. State and parameter estimation*", Journal of Power Sources, Volume 134, p.277-292.
- [85] Bonnans F., (2006), "*Numerical Optimization*", Springer-Verlag Berlin and Heidelberg GmbH & Co. K.
- [86] Rao S. S., (2009), "*Engineering Optimization: Theory and practice*", John Wiley & Sons.
- [87] Canat S., (2009), "*Contribution à la modélisation dynamique d'ordre non entier de la machine asynchrone à cage*". Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France.
- [88] Wen-Yeau Chang, (2013), "*The State of Charge Estimating Methods for Battery: A Review*", Hindawi Publishing Corporation ISRN Applied Mathematics, Volume 2013, Article ID 953792, 7 pages.