

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie Electrique
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de

Doctorat LMD en : Génie Electrique

Spécialité (Option) : Contrôle et Diagnostic des Systèmes Electriques.

Intitulé

**Contribution au diagnostic des défauts dans les condensateurs
électrolytiques : Applications aux convertisseurs DC-DC**

Présentée par :

Khaled LAADJAL

Soutenue publiquement le 25 Novembre 2018

Devant le jury composé de :

Dr. Mebarek BAHRI	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. Mohamed SAHRAOUI	Maitre de Conférences 'A'	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Antonio J.M Cardoso	Professeur	Co-Rapporteur	Université de Beira Interior Portugal
Dr. Said DRID	Professeur	Examineur	Université de Batna
Dr. Salah Eddine ZOUZOU	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Dr. Khaled YAHIA	Maitre de Conférences 'A'	Examineur	Université de Biskra

Résumé

Les condensateurs électrolytiques en aluminium (AEC) sont les condensateurs les plus couramment utilisés dans l'électronique de puissance. Ils sont fréquemment utilisés pour les fonctions de filtrage et de stockage d'énergie, à cause de leur petite taille, leur grande capacité et de leur faible coût. Cependant, les AEC représentent également la principale cause des pannes dans les équipements d'électronique de puissance, principalement en raison de leur usure due à la vaporisation de l'électrolyte, à cause des effets du vieillissement et de la température. Le vieillissement des AEC est exprimé par l'augmentation de leur résistance série équivalente (ESR) et la diminution de leur capacité (C). Par conséquent, l'estimation de ces deux paramètres peut fournir un bon indicateur d'une défaillance potentielle du condensateur. De plus, les changements dans les paramètres C et ESR ont une grande influence sur le rapport entre les ondulations de tension et du courant des condensateurs. Ce rapport représente l'impédance du condensateur qui est dominée par C aux basses fréquences et par l'ESR en hautes fréquences. Par conséquent, ce travail propose le développement des algorithmes dédiés à l'estimation et le suivi en ligne des paramètres C et ESR en utilisant ce rapport, qui est calculé à partir de certaines harmoniques qui sont toujours présents à basses et en hautes fréquences.

Deux algorithmes appartenant à l'approche signal ont été développés. Le premier utilise la technique FFT à fenêtre glissante (Short Time Fourier Transform « STFT »). Le deuxième utilise la méthode de Prony modifiée à fenêtre glissante (Short Time Least Square Prony's « STLSP »). Ces deux algorithmes permettent l'estimation en ligne des amplitudes de certains harmoniques qui existent en permanent dans le spectre des signaux des ondulations de tension et du courant. Par la suite, les amplitudes estimées seront utilisées pour le calcul et le suivi en ligne des paramètres C et ESR en tenant compte de l'effet de la température. Plusieurs tests de simulation et essais expérimentaux ont été effectués sur un simple hacheur élévateur puis, sur un convertisseur DC-DC élévateur entrelacé à 3 bras (IBC) contrôlé par la commande H_∞ .

Les résultats obtenus montrent que l'algorithme utilisant la technique STLSP est bien adaptée à une telle application, car il permet de déterminer et suivre l'amplitude et la fréquence de n'importe quelle composante spectrale, même pour les signaux non stationnaires distordis. Nous avons démontrés également que cet algorithme nécessite un petit nombre d'échantillons (au moins 30 échantillons) pour obtenir des résultats précis de l'estimation des paramètres C et ESR. Cela réduit considérablement les besoins de stockage ce qui facilite son implantation en ligne.

Mots clés

Convertisseurs DC-DC, condensateurs électrolytiques, résistance série équivalente (ESR), capacité, STFT, contrôle H_∞ , convertisseur élévateur entrelacé (IBC), méthode de Prony.

Abstract

Aluminum electrolytic capacitors (AECs) are the most common capacitors used in power electronics. They are frequently used for filtering and storage functions because of their small size, large capacitance and low price. However, AECs also represent the major cause for power electronics equipment breakdown, mainly due to their wear out through the vaporization of the electrolyte, as a result of both aging and temperature effects. The aging of AECs is expressed by the increase of their equivalent series resistance (ESR) and the decrease of their capacitance (C). Therefore, estimating these two parameters can provide a good indicator for a potential capacitor failure. Additionally, these changes in C and ESR parameters strongly influence the ratio between the capacitors voltage ripple and their current ripple. This ratio is dominated by C at low frequencies and by the ESR in the high frequency range. Hence, this work proposes the development of algorithms dedicated to the estimation and online monitoring of C and ESR parameters using this ratio, which is calculated from certain harmonics that are always present at low and high frequencies.

Two algorithms belonging to the signal approach have been developed. The first uses the FFT technique (Short Time Fourier Transform "STFT"). The second uses the Prony's Short Time Least Square Prony's (STLSP) method. These two algorithms allow online estimation of the amplitudes of certain harmonics that exist by continuing in the spectrum of the signals of the voltage and current ripples. Subsequently, the estimated amplitudes will be used for the calculation and on-line monitoring of parameters C and ESR taking into account the effect of temperature. Several simulation tests and experimental tests were performed on a simple elevator chopper and then on a 3-link interlaced DC-DC up-link converter (IBC) controlled by the H_∞ control.

The results obtained show that the algorithm using the STLSP technique is well adapted to such an application, since it makes it possible to determine the amplitude and the frequency of any spectral component, even for the non-stationary distorted signals. We have also demonstrated that this algorithm requires a small number of samples (at least 30 samples) to give accurate results in estimating C and ESR parameters. This significantly reduces storage requirements which facilitates its online implementation.

Keywords

DC-DC converters, electrolytic capacitors, equivalent series resistance (ESR), capacitance, DFT, STFT, H_∞ Control, interleaved boost converter (IBC), Prony's method.

ملخص

تعتبر مكثفات الألومنيوم الكهربائية (AECs) المكثفات الأكثر استخدامًا في مجال إلكترونيات القوة. وكثيرًا ما تستخدم في وظائف التصفية والتخزين بسبب صغر حجمها، سعتها الكبيرة وسعرها المنخفض. ومع ذلك، تمثل AECs أيضًا السبب الرئيسي لانحياز معدات إلكترونيات القوة، ويرجع ذلك أساسًا لتبخر الإلكتروليت، نتيجة لتأثيرات الشيخوخة ودرجة الحرارة على حد سواء. يتم التعبير عن شيخوخة AECs من خلال زيادة مقاومتها المكافئة (ESR) وانخفاض سعتها (C). لذلك، فإن تقدير هذه المعلمتين يمكن أن يوفر مؤشراً جيداً لفشل (عطب) محتمل للمكثفة. بالإضافة إلى ذلك، تؤثر هذه التغييرات بشدة في C و ESR على النسبة بين تموج الجهد والتيار للمكثفات. هذه النسبة تهيمن ب C في الترددات المنخفضة و ب ESR في نطاق التردد العالي. ومن ثم، يقترح هذا العمل تطوير خوارزميات مخصصة لتقدير ومراقبة المعلمات C و ESR مباشرة باستخدام هذه النسبة، والتي يتم حسابها من توافقيات معينة موجودة دائماً بترددات منخفضة وعالية.

تستخدم الخوارزمية الرئيسية المقترحة تقنية STLSP (Short Time Least Square Prony) لتحديد وتتبع قيمة ذروة الترددات المستهدفة. إن تقنية STLSP مناسبة تماماً لمثل هذا التطبيق لأنها تسمح بتحديد أي تردد ورصده، حتى بالنسبة للإشارات غير الثابتة (المشوهة). تمت مقارنة الخوارزمية المقترحة بخوارزمية أخرى، على سبيل المثال، STFT (Short Time Fourier Transform).

لقد أثبتنا أن التقنية المقترحة تتطلب عددًا صغيرًا من العينات (30 عينة) لإعطاء نتائج جيدة جدًا. هذا يقلل بشكل كبير من متطلبات التخزين. لذلك، فإن الطريقة المقترحة مناسبة للتنفيذ المباشر. وثبتت فعالية هذه الطريقة من خلال اختبارات المحاكاة والاختبارات التجريبية باستخدام محول مستمر أحادي، ومحول متشابك ثلاثي الوصلات (IBC) يتم التحكم فيه بواسطة التحكم ∞H .

Remerciement

Je remercie tout d'abord **ALLAH** de m'avoir prêté santé et volonté pour mener à terme cette thèse de doctorat.

Je profite cette occasion pour exprimer ma sincère gratitude à mon directeur de thèse : Docteur **Mohamed Sahraoui**, et Professeur **Antonio .J.M Cardoso** pour leurs précieux conseils, leurs encouragements, leurs discussions techniques novatrices et pour me fournir toutes les facilités nécessaires tout au long de ce travail. Cela n'aurait pas été possible sans leurs motivations et leur soutien sans fin.

Je remercie tous les membres du personnel enseignant et administratif du laboratoire de Modélisation des systèmes énergétiques de Biskra (**LMSE**) et de laboratoire de génie électrique Biskra (**LGEB**), en particulier professeur **Mebarek BAHRI** et professeur **Salah Eddine ZOUZOU** pour me fournir toutes les installations officielles et de laboratoire dans divers moyens d'achever cette thèse.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury : Monsieur **Mebarek BAHRI** et Monsieur **Salah Eddine ZOUZOU** Professeurs à l'Université de Biskra, Monsieur **Khaled YAHIA** Docteur à l'université de Biskra, **Said DRID** Professeur à l'Université de Batna pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.

Ma gratitude s'exprime pour Monsieur **Acácio M. R. Amaral**, Docteur à l'université de Coimbra -Portugal pour ses directives scientifiques ainsi que ses qualités humaines ; je remercie aussi Professeur **Antonio .J.M Cardoso** de m'avoir accueilli au sein du CISE (Electromechatronic Systems Research Centre), Monsieur **Med-Yacine HAMMOUDI** et Monsieur **Ramzi SAADI**, Docteurs à l'Université de Biskra pour toutes les facilités et l'assistance fournies.

Enfin, je remercie tous mes collègues de laboratoire LMSE et LGEB, dont le soutien direct ou indirect m'a aidé dans la réalisation de cette thèse.

Table Des matières

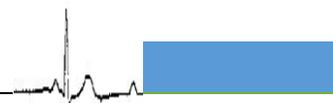
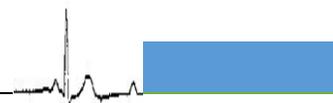


Table des Matières

Liste des figures.....	V
Liste des tableaux.....	IX
Introduction Générale.....	01

Chapitre I : Etat de l'art

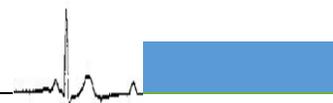
I.1	Introduction.....	05
I.2	Propriétés générales des condensateurs.....	06
I.2.1	Stockage d'énergie, capacité.....	06
I.2.2	Constante et rigidité diélectriques.....	08
I.2.3	Epaisseur du diélectrique.....	09
I.2.4	Surface des armatures en regard.....	10
I.3	Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium.....	13
I.3.1	Principe.....	13
I.3.2	Diélectrique (Oxyde d'alumine).....	13
I.3.3	Electrolyte.....	14
I.4	Caractéristiques électriques.....	15
I.4.1	Schémas électriques.....	15
I.4.2	Capacité.....	18
I.4.3	Résistance de fuite diélectrique (R_p).....	19
I.4.4	Inductance série équivalente (ESL).....	20
I.4.5	Résistance série équivalente (ESR).....	20
I.5	Influence de la température.....	21
I.6	Processus de fabrication des condensateurs électrolytiques à l'aluminium...	22
I.6.1	Gravure des feuilles d'aluminium.....	22
I.6.2	Formation de la couche d'oxyde	22
I.6.3	Découpe des feuilles	22
I.6.4	Bobinage	22
I.6.5	Imprégnation	23
I.6.6	Assemblage, finition.....	23



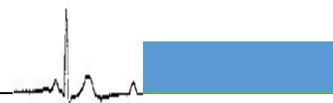
I.6.7	Reformation	23
I.6.8	Courant de fuite dans les condensateurs électrolytiques.....	24
I.7	Comparaison avec des autres types de condensateur.....	25
I.7.1	Condensateurs céramiques.....	26
I.7.2	Condensateurs à film.....	28
I.7.3	Condensateurs en tantale solide.....	29
I.8	Fiabilité Des Condensateurs Electrolytiques.....	30
I.8.1	Besoin de surveillance de l'état du condensateur électrolytique.....	32
I.9	Modes de défaillance.....	33
I.9.1	Défaillance par dégradation	34
I.9.2	Défaillance catastrophique.....	34
I.10	Techniques de diagnostic des défauts.....	34
I.11	Conclusion	38

Chapitre II : Caractérisation et lois de variation des paramètres de l'AEC.

II.1	Introduction	40
II.2	Les grandeurs externes influant sur les paramètres du condensateur.....	40
II.2.1	Influence de la fréquence sur les paramètres du condensateur.....	40
II.2.2	Influence de la température de fonctionnement sur les paramètres du condensateur.....	41
II.3	Préparation des échantillons (condensateur sain et en défaut).....	42
II.3.1	Influence de la fréquence sur les condensateurs à l'état sain.....	42
II.3.2	Influence de la fréquence sur les condensateurs à l'état défectueux	44
II.3.3	Lois de variation d'ESR et C en fonction de la température.....	47
II.4	Estimation des paramètres ESR et C	49
II.4.1	La Transformée de Fourier Rapide	50
II.5	Application sur un convertisseur DC-DC simple	51
II.5.1	Simulation.....	51
II.5.2	L'effet de la charge.....	57



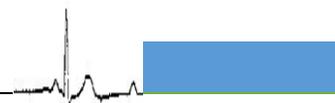
II.5.3	Validation expérimentale.....	60
II.6	Handicapes de la méthode FFT.....	65
II.7	La méthode STFT (Short Time Fourier Transform)	67
II.7.1	Résultats de simulation.....	69
II.7.2	Validation expérimentale.....	71
II.8	Conclusion.....	75
Chapitre III : Estimation des paramètres de l'AEC par STLSP.		
III.1	Introduction.....	77
III.2	Méthode de Prony	78
III.3	La Méthode De Prony Modifier.....	80
III.4	Test de l'algorithme de PRONY	82
III.4.1	Signal généré mono-harmonique.....	82
III.5	La méthode STLSP (<i>Short Time Least Square Prony's Method</i>).....	84
III.5.1	Choix de l'ordre du modèle de Prony.....	85
III.5.2	Testes de la méthode STLSP.....	85
III.6	Application à l'estimation des paramètres ESR et C.....	93
III.7	Résultats de Simulation.....	95
III.7.1	Effet de la charge du convertisseur.....	99
III.7.2	Effet d'inductance.....	102
III.8	Implémentation on-line de la méthode STLSP.....	103
III.8.1	Polyvalence de la méthode proposée.....	107
III.8.2	L'effet de capteur de courant	108
III.8.3	L'effet de la température.....	111
III.8.3.1	Le capteur de température utilisé	112
III.8.3.2	l'indicateur de défaut	113
III.9	Conclusion	116



Chapitre IV : Application dans un convertisseur DC-DC en boucle fermé.

IV.1	Introduction.....	118
IV.2	Le choix du convertisseur	118
IV.3	Le choix de contrôleur.....	120
IV.4	Modélisation du convertisseur IBC.....	120
IV.5	Commande par H_∞ (problème de de sensibilité mixte).....	121
IV.6	Conception de la commande par H_∞	123
IV.6.1	Contrôleur de sensibilité mixte H_∞ de courant	123
IV.6.2	Contrôleur de sensibilité mixte H_∞ de tension	124
IV.7	Résultats Expérimentaux.....	125
IV.8	Conclusion.....	132
	Conclusion Générale.....	134
	Références Bibliographiques.....	136
	Annexes	

Liste des
Figures et des
Tableaux



Liste des figures

Chapitre I : Etat de l'art

Fig. I.1	Famille de condensateur en fonction de leur capacité.....	06
Fig. I.2	Gamme de tension nominale pour différentes familles de condensateurs.....	06
Fig. I.3	Condensateur plan idéal.....	07
Fig. I.4	Condensateur bobiné.....	11
Fig. I.5	Condensateur sous forme parallélépipédique.....	11
Fig. I.6	Condensateur cylindrique à une couche.....	12
Fig. I.7	Constitution d'un condensateur électrolytique aluminium.....	13
Fig. I.8	Schéma équivalent d'un condensateur.....	15
Fig. I.9	Schéma équivalent série simplifié du condensateur.....	15
Fig. I.10	Diagramme de Fresnel.....	17
Fig. I.11	Influence de R_p en fonction de la fréquence f sur C et ESR	17
Fig. I.12	Schéma équivalent simplifié en continu.....	18
Fig. I.13	Diagrammes de Bode de l'impédance du circuit équivalent du condensateur électrolytique.....	20
Fig. I.14	Bobinage d'un condensateur électrolytique.....	22
Fig. I.15	Condensateur électrolytique à vis.....	23
Fig. I.16	Gammes de capacité et de tension pour les différents types de condensateurs.....	25
Fig. I.17	Condensateurs céramique.....	26
Fig. I.18	Condensateurs à film.....	28
Fig. I.19	Condensateurs en tantale solide.....	29
Fig. I.20	Fiabilité des condensateurs électrolytiques en fonction du temps.....	31
Fig. I.21	Répartition des pannes pour différents composants de puissance.....	33
Fig. I.22	Graphique du mode de défaillance.....	33

Chapitre II : Caractérisation et lois de variation des paramètres de l'AEC.

Fig. II. 1	Variation d'ESR en fonction de la température ambiante pour des condensateurs.....	41
Fig. II. 2	Variation d'ESR en fonction de la température.....	41
Fig. II. 3	Les quatre condensateurs en test.....	42

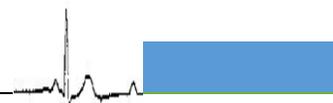


Fig. II. 4	RLC-meter Gw INSTRON LRC-8105G.....	43
Fig. II. 5	La variation d'ESR en fonction de la fréquence.....	43
Fig. II. 6	La variation de C en fonction de la fréquence.....	44
Fig. II. 7	un four programmable utilisé pour l'application de la température sur le condensateur.....	45
Fig. II. 8	La variation de C en fonction de la fréquence avec différentes valeurs de température.....	45
Fig. II. 9	La variation de C en fonction de la fréquence avec différentes valeurs de la température.....	46
Fig.II.10	La variation d'ESR en fonction de la fréquence dans les deux états sains et dégradé...	46
Fig.II.11	La variation de C en fonction de la fréquence dans les deux états sains et dégradé....	46
Fig.II.12	La variation de C en fonction de la température dans les deux états sains et dégradé...	47
Fig.II.13	La variation d'ESR en fonction de la température dans les deux états sains et dégradé.....	47
Fig.II.14	Le convertisseur-Boost étudié	51
Fig.II.15	les allures temporelles du courant et tension aux bornes du condensateur.....	52
Fig.II.16	L'analyse spectrale de la tension et du courant du condensateur. (b) zoom autour de la fondamentale (c) autour de la fréquence de commutation.....	52
Fig.II.17	Tension de condensateur pour différentes valeurs d'ESR et C	54
Fig.II.18	Forme d'ondulation du courant de condensateur pour différentes valeurs d'ESR et C	55
Fig.II.19	La composante spectrale fondamentale de la tension et du courant de condensateur avec différentes valeurs d'ESR et C.....	55
Fig.II.20	La composante spectrale de commutation pour différentes valeurs d'ESR et C.....	56
Fig.II.21	La forme d'ondulation de la tension de condensateur avec différentes valeurs de charge.....	57
Fig.II.22	La forme d'ondulation du courant de condensateur avec différentes valeurs de charge.....	57
Fig.II.23	La composante spectrale fondamentale de la tension et du courant de condensateur avec différentes valeurs de charge.....	58
Fig.II.24	La composante spectrale de commutation de la tension et du courant de condensateur avec différentes valeurs de charge.....	58
Fig.II.25	Configuration expérimentale.....	60
Fig. II.26	Capteur de courant.....	61
Fig.II.27	Capteur de tension.....	61
Fig.II.28	L'interface de logiciel Lab-VIEW.....	62

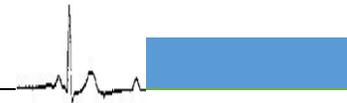


Fig.II.29	Le schéma de la carte NI PCI-6036E.	62
Fig.II.30	schéma de la carte de conditionnement.....	63
Fig.II.31	Photo de la carte de conditionnement.....	63
Fig.II.32	Procédure d'acquisition, visualisation et enregistrement des signaux en utilisant Lab-VIEW.....	64
Fig.II.33	Tension de condensateur et la forme d'ondulation du courant.....	64
Fig.II.34	L'analyse spectrale de la tension et du courant de condensateur avec un zoom autour de la fondamentale et autour de la fréquence de commutation.....	65
Fig. II.35	Formes d'onde de la tension et courant lors d'un défaut brusque dans le condensateur	67
Fig. II.36	Les composantes spectrales de la tension et du courant autour du 100 Hz et 5000 Hz.....	67
Fig. II.37	Schéma explicatif de la technique d'estimation de paramètres STFT.....	68
Fig.II.38	Fréquences estimées par la méthode de STFT : (a) fréquence fondamentale, (b) fréquence de commutation.....	69
Fig. II.39	Amplitudes de l'harmonique de commutation estimées par STFT.....	69
Fig. II.41	ESR estimée.	70
Fig. II.42	C estimée.....	70
Fig. II.43	Commutateur bidirectionnel permettant la commutation entre les condensateurs sain et défectueux.....	72
Fig. II.44	Tension et courant des condensateurs enregistrés pendant l'état sain et en défaut.....	73
Fig. II.46	Valeur estimée de C pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux avec la méthode STFT.....	74
Fig.II.47	Valeur estimée d'ESR pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux avec la méthode STFT.....	74

Chapitre III : Estimation des paramètres de l'AEC par STLSP.

Fig.III. 1	schéma général pour les étapes de l'estimation d'un signal.....	82
Fig.III. 2	l'allure temporelle de Signal généré mono composante.....	82
Fig.III. 3	Spectre du signal génères ($f_s = 60$ Hz).....	83
Fig.III. 4	Méthode de prony à fenêtre glissante.....	84
Fig.III. 5	Fréquence et amplitude estimée par la méthode de Prony avec fenêtre glissante.....	86
Fig.III. 6	L'allure temporelle du signal génère non-stationnaire.....	87
Fig.III. 7	Fréquence et l'amplitude estimée d'un signal non-stationnaire.....	87
Fig.III. 8	L'allure temporelle du signal génère multi-harmonique.....	88
Fig.III. 9	Spectre du signal généré de trois composantes.....	88

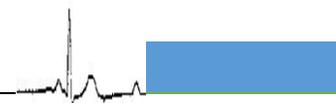


Fig.III.10	Fréquence et l'amplitude estimée d'un signal généré multi-harmonique par la méthode de PFG.....	89
Fig.III.11	Les allures temporelles du signal avec SNR=50.....	90
Fig.III.12	Fréquence et Amplitude estimées pour le signal $x(t)$ avec SNR=50 dB.....	91
Fig.III.13	Erreur relative d'estimation des fréquences et amplitudes pour SNR=50 dB	91
Fig.III.14	L'allure temporelle du signal $x(t)$ avec SNR=10 dB.....	92
Fig.III.15	Fréquence et Amplitude estimées du signal $x(t)$ avec SNR=10.....	92
Fig.III.16	Erreur d'estimation (%) de fréquence et amplitude avec SNR=10.....	93
Fig.III.17	Schéma descriptif de l'application de la STLSP.....	94
Fig.III.18	Schéma du convertisseur-boost utilisé.....	95
Fig.III.19	La tension et l'ondulation du courant des condensateurs dans les états sains et défectueux.....	96
Fig.III.20	L'estimation de la fréquence de commutation de la tension et du courant de condensateur dans les états sains et défectueux.....	96
Fig.III.21	L'estimation de la fréquence fondamentale de la tension et du courant de condensateur dans les états sains et défectueux.....	97
Fig.III.22	L'estimation de l'amplitude de la fréquence de commutation de la tension et du courant de condensateur dans les états sains et défectueux.....	97
Fig.III.23	L'estimation de l'amplitude de la fréquence fondamentale de la tension et du courant de condensateur dans les états sains et défectueux.....	97
Fig.III.24	Estimation de la valeur ESR pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux.....	98
Fig.III.25	Estimation de la valeur C pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux.....	98
Fig.III.26	ESR estimée avec et sans correction pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux.....	99
Fig.III.27	Estimation de C avec différentes valeurs de charge.....	100
Fig.III.28	Estimation d'ESR avec différentes valeurs de charge.....	100
Fig.III.29	Les formes des ondulations temporelles de la tension de courant du condensateur avec un changement brusque de charge.....	101
Fig.III.30	Estimation d'ESR avec une variation brusque de charge.....	102
Fig.III.31	Les formes des ondulations de tension du condensateur pour différentes valeurs de L.....	102

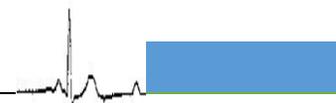


Fig.III.32	Les formes des ondulations de courant du condensateur pour différentes valeurs de L.....	103
Fig.III.33	Valeurs ESR et C estimées avec différentes valeurs de L. (a) ESR (b) C.....	103
Fig.III.34	les allures temporelles enregistrées pendant le fonctionnement sain et avec défaut : a) la tension V_c ; b) le courant I_c	104
Fig.III.35	L'interface développée sous l'environnement Lab-VIEW	105
Fig.III.36	Estimation expérimentale d'ESR par la méthode STLSP.....	106
Fig.III.37	Estimation expérimentale de la capacitance C par la méthode STLSP.....	106
Fig.III.38	Essais expérimentaux : C et ESR estimées par STLSP pour trois condensateurs électrolytiques différents.....	107
Fig.III.39	Essais de simulation : C et ESR estimées par STLSP pour trois condensateurs électrolytiques différents.....	107
Fig.III.40	Le capteur de courant utilisé.....	109
Fig.III.41	Les allures temporelles de V_c avec et sans capteur de courant.....	110
Fig.III.42	Composantes spectrales de V_c avec et sans capteur de courant (a) autour de la fréquence fondamentale, (b) autour de la fréquence de commutation.....	110
Fig.III.43	Schéma de la méthode proposée pour l'évaluation de l'état du condensateur en tenant compte de l'effet de la température.....	111
Fig.III.44	Capteur de température (LM35).....	112
Fig.III.45	Circuit du capteur de température LM35.....	112
Fig.III.46	L'acquisition de la température.....	113
Fig.III.47	Thermomètre numérique à laser.....	113
Fig.III.48	Evolution temporelle de l'indicateur de défaut. a) ESR. b) C.....	114

Chapitre IV : Application dans un convertisseur DC-DC en boucle fermé.

Fig.IV.1	Groupe power-train étudié du véhicule FC.....	119
Fig.IV.2	Schéma équivalent simplifié.....	120
Fig.IV.3	Minimisation de la sensibilité mixte S / KS sous forme standard.....	121
Fig.IV.4	Réponse en fréquence du filtre de pondération.....	124
Fig.IV.5	Configuration expérimentale du convertisseur boost entrelacé à trois phases.....	125
Fig.IV.6	Le schéma de la carte DS1104.....	125
Fig.IV.7	Le convertisseur élévateur entrelacé triphasé utilisé.....	126
Fig.IV.8	La tension de sortie avec sa valeur de référence.....	127

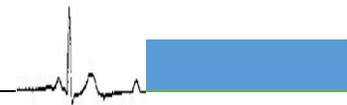
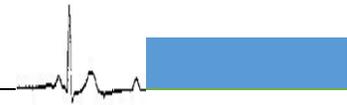


Fig.IV.9	Le courant de charge avec différentes valeurs de charge.....	127
Fig.IV.10	La tension de sortie avec différentes valeurs de charge.....	128
Fig.IV.11	Les composantes spectrales de la tension et du courant pour un convertisseur commandé.....	129
Fig.IV.12	La tension de sortie avec sa valeur de référence avec la présence d'un défaut dans le condensateur.....	130
Fig.IV.13	Le courant dans le condensateur quand un défaut est survenu.....	130
Fig.IV.14	Valeur de la fréquence de commutation estimée pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux par la méthode STLSP.....	131
Fig.IV.15	Valeur ESR estimée pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux par la méthode STLSP.....	131



Liste des tableaux

Chapitre I : Etat de l'art.

Tableau I.1	Constante et rigidité diélectrique des principaux matériaux utilisés pour la fabrication des condensateurs.....	08
Tableau I.2	Epaisseur minimale des principaux matériaux diélectriques utilisés pour la fabrication des condensateurs et gamme de tension associée.....	10

Chapitre II : Caractérisation et lois de variation des paramètres de l'AEC.

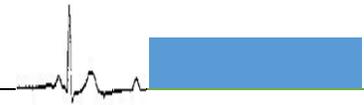
Tableau II.1	Les paramètres des lois de variation d'ESR et C en fonction de la température à l'état sain.....	48
Tableau II.2	Les valeurs d'ESR et C déterminés par simulation.....	52
Tableau II.3	Les valeurs d'ESR et C déterminés expérimentalement.....	56
Tableau II.4	Les valeurs d'ESR et C déterminés pour différentes valeurs de charge..	59
Tableau II.5	les paramètres ESR et C calculés à partir des spectres des signaux enregistrés expérimentalement.....	65
Tableau II.6	ESR et C mesurés, donnés par un RLC-meter.....	72

Chapitre III : Estimation des paramètres de l'AEC par STLSP.

Tableau III.1	L'amplitude et fréquence estimées par les méthodes de prony et FFT...	83
Tableau III.2	ESR et C mesurés, donnés par un RLC-Mètre.....	103
Tableau III.3	Les erreurs d'estimation d'ESR pour les trois condensateurs.....	108
Tableau III.4	Les erreurs d'estimation de c pour les trois condensateurs.....	108

Introduction

Générale



Introduction générale

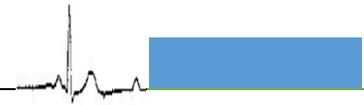
Les condensateurs électrolytiques en aluminium (AEC) ont une importance cruciale dans de nombreux domaines des systèmes de l'électronique de puissance. Ils sont fréquemment utilisés pour les fonctions de filtrage et de stockage en raison de leur rendement volumétrique élevé, très grande gamme de capacités, de tension et surtout leur faible coût.

Tout d'abord, nous allons commencer par la problématique tout en fixant les objectifs de ce travail et ensuite nous exposerons brièvement la structure générale de cette thèse.

Problématique et Objectifs de la Thèse

Le haut rendement volumétrique d'un condensateur électrolytique est réalisable en raison de sa surface de plaque améliorée et d'une couche diélectrique très mince. Ce type de condensateur a été utilisé pour le filtrage, les réseaux de temporisation, le by-pass, le couplage et d'autres applications nécessitant un composant rentable et hautement fiable. Malheureusement, les condensateurs électrolytiques sont considérés comme l'élément le plus faible dans toutes ces applications. En effet, ils sont responsables de plus de 50% des pannes dans ces équipements en raison de leur usure due à la vaporisation de l'électrolyte, à cause des effets du vieillissement et de la température [AMA 12].

Tous défauts ou variation des caractéristiques des condensateurs électrolytiques peuvent conduire à un changement indésirable sur les performances du système électrique ou un arrêt inattendu provoquant des pertes économiques considérables. Ceci montre l'importance du développement des algorithmes de détection de défaut pour évaluer l'état du condensateur, et donc d'éviter la défaillance totale ou le dysfonctionnement de l'équipement. Par conséquent, la détection précoce des défauts dans les condensateurs électrolytiques présente une importance cruciale surtout pour les systèmes où la sécurité des personnes peut être mise en jeu (système de protection de personnes, appareillage médical,...) ou lorsque le coût d'une défaillance est bien



supérieur à une maintenance préventive (arrêt d'une chaîne de production due à une détérioration de matériel,...). Cet aspect justifie bien l'étude à conduire sur ce composant.

Pour ces raisons, le travail présenté dans cette thèse est orienté vers le développement des algorithmes permettant une maintenance préventive des condensateurs électrolytiques. Dans cette direction, deux algorithmes ont été développés en se basant sur l'approche signal :

- Le premier utilise la technique FFT à fenêtre glissante (Short Time Fourier Transform « STFT »).
- Le deuxième utilise la méthode de Prony modifiée à fenêtre glissante (Short Time Least Square Prony's « STLSP »).

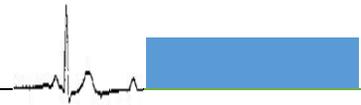
Une étude comparative entre ces deux algorithmes sera effectuée, dont le but essentiel est de connaître leurs points forts ainsi que leurs points faibles.

Un autre objectif important de cette thèse est l'implantation en ligne de ces deux algorithmes, ce qui exige par conséquent l'élaboration d'un banc d'essais qui permet l'atteinte de nos objectifs.

Structure de la Thèse

Pour arriver aux objectifs fixés, cette thèse sera structurée de la façon suivante :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation d'un ensemble de définitions de base concernant la maintenance et le diagnostic. Ensuite, on va présenter d'une manière générale les différents types des condensateurs, tout en concentrant sur les condensateurs électrolytiques en montrant leurs constitutions et fabrication ainsi que leurs caractéristiques à l'état sain et en défaut. Ce chapitre présente aussi une aperçue sur les différentes techniques utilisées pour la détection des défauts dans les condensateurs électrolytiques. Ceci va nous permettre d'avoir une connaissance sur ce qu'il a été présenté dans la littérature et par conséquent de bien positionner notre travail.



Dans le deuxième chapitre, nous allons étudier et caractériser expérimentalement les paramètres électriques internes (ESR et C) en fonction de la fréquence et de la température. On va présenter aussi les lois d'évolution de ces paramètres à l'état sain et en défaut. Ensuite on va utiliser un hacheur élévateur comme un exemple pour étudier l'influence des défauts d'usure du condensateur sur les ondulations de la tension et du courant. Dans ce chapitre, on va présenter notre premier algorithme qui utilise la STFT. Des résultats de simulation et expérimentaux ainsi que l'implantation en ligne de ce premier algorithme seront clairement présentés dans ce chapitre.

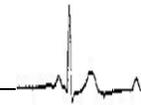
Dans le troisième chapitre, nous allons présenter notre deuxième algorithme qui utilise la méthode STLSP. Ce chapitre exposera avec détail la méthode proposée ainsi que son application pour la détection des défauts dans les condensateurs électrolytiques. La comparaison avec le premier algorithme sera aussi présentée.

Le quatrième chapitre présente une application des algorithmes proposés pour la détection des défauts dans un condensateur électrolytique faisant partie d'un convertisseur élévateur entrelacé à 3 bras (IBC) contrôlé par la commande H_∞ .

Une conclusion générale s'impose à la fin de cette thèse pour évaluer, d'une manière générale, les résultats obtenus devant les objectifs fixés ; ceci va nous permettre de tracer des perspectives d'avenir qui répondent aux problèmes auxquels nous sommes confrontés, afin d'accomplir efficacement la tâche de la maintenance préventive.

Chapitre I :

Etat de l'art



I.1 Introduction

Les condensateurs sont utilisés dans de nombreux domaines de l'électronique, leurs utilisations principales sont les suivantes [SAR 98, PRE 03] :

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

Les contraintes électriques, thermiques et mécaniques liées à l'utilisation de ces composants sont très diverses. Il existe donc différents types de condensateurs qui permettent de couvrir l'ensemble des besoins des utilisateurs. Les paramètres technologiques sur les matériaux et les dimensions d'un composant ont une influence importante sur son fonctionnement et ses caractéristiques.

Le choix d'un condensateur le mieux adapté au système peut s'avérer très important car il est responsable dans certaines applications de la plupart des défaillances [VEN 93]. On peut distinguer trois principaux types de condensateurs qui couvrent l'ensemble des besoins des utilisateurs :

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

Les deux principaux facteurs à prendre en compte pour le choix d'un type de condensateur sont : la capacité et la tension d'utilisation du composant. Les Fig. I.1 et Fig. I.2 représentent les ordres de grandeur de capacité et tension en fonction du type de technologie des différents condensateurs présents sur le marché.

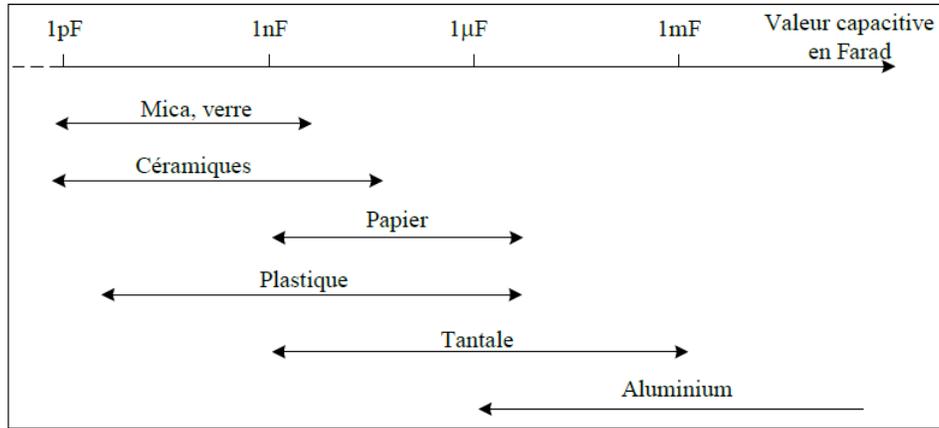


Fig. I.1 : Famille de condensateur en fonction de leur capacité [PRE 03].

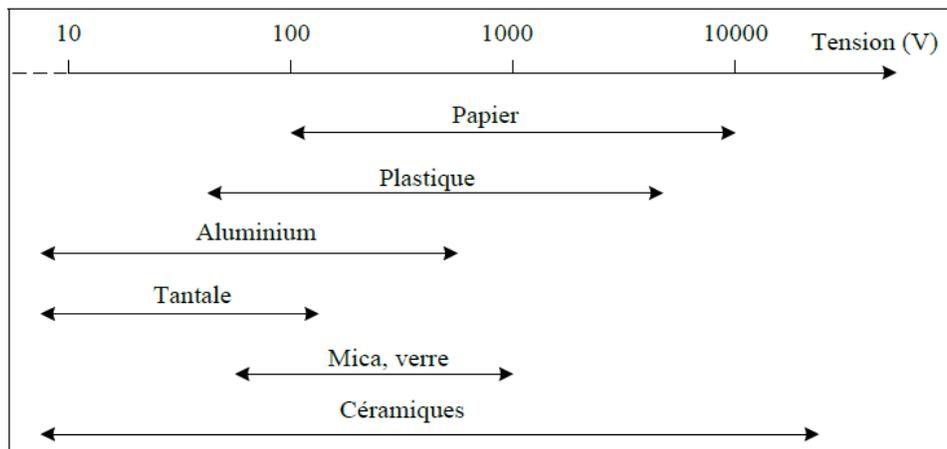


Fig. I.2 : Gamme de tension nominale pour différentes familles de condensateurs [PRE 03].

I.2 Propriétés générales des condensateurs

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

I.2.1 Stockage d'énergie, capacité

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

$$E = \frac{1}{2} Q.U = \frac{1}{2} C_{AK}.U^2 \quad (\text{I.1})$$

La figure ci-dessous représente un condensateur plan idéal :

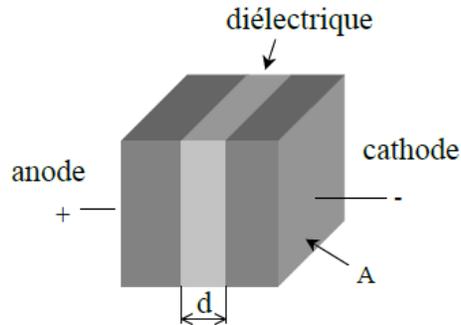


Fig. I.3 : Condensateur plan idéal.

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

$$C_{AK} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

ϵ_0 = permittivité absolue du vide ($\epsilon_0 = 8,854.10^{-12} \text{F/m}$)

ϵ_r = permittivité relative du diélectrique (sans dimension)

A = surface de contact anode-diélectrique en m^2

d = épaisseur du diélectrique en m.

La valeur de la capacité d'un condensateur dépend donc fortement de la valeur de la constante diélectrique du matériau isolant utilisé et de l'épaisseur de ce celui-ci. Une autre des caractéristiques essentielles du diélectrique est sa tenue en tension fonction de son épaisseur.

I.2.2 Constante et rigidité diélectriques

Les grandeurs U , ϵ_r et d sont interdépendantes entre elles. En effet, une des caractéristiques essentielle du diélectrique est sa tenue en tension en fonction de son épaisseur. Le tableau I.1 donne les valeurs de la constante diélectrique ϵ_r ainsi que de la rigidité diélectrique e_v de différents matériaux utilisés pour la fabrication des condensateurs [PER 03], [BES 90], [LAG 96]. Ces matériaux définissent le type de condensateur. Pour certains matériaux, la rigidité diélectrique n'est pas toujours linéaire en fonction de leur épaisseur [MEN 97]. Les contraintes technologiques dues aux matériaux et à la fabrication des condensateurs imposent donc des limitations sur l'épaisseur du diélectrique et sur sa tenue en tension.

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

Type de condensateur	Matériaux diélectriques	Constante diélectrique ϵ_r	Rigidité diélectrique e_v (kV/cm)
Air	Air	1,00059	21
Film	Plastique	2,1 à 6	600 à 4500
	Papier	2 à 6	300 à 600
Electrolytique	Oxyde d'alumine (AL ₂ O ₃)	8 à 10	6600 à 7700
	Oxyde de tantale (Ta ₂ O ₃)	10 à 26	6600 à 10000
Verre, Mica, Céramique	Verre	4,8 à 9,9	100 à 400
	Mica	5,4 à 8,7	600 à 1800
	Céramique	12 à 20000	200 à 400

L'utilisation d'un diélectrique donné sous une tension appropriée peut permettre l'obtention de forte capacité. Le constant diélectrique associé est donc un facteur clef de cette capacité. Notons que les condensateurs céramiques possèdent une très forte valeur de permittivité relative mais malheureusement, l'épaisseur minimale du diélectrique est relativement importante (**tableau I.2**).

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

Les condensateurs à film ont un bon comportement aux courants et tensions élevés. Les condensateurs électrolytiques possèdent une épaisseur de diélectrique faible donc une capacité volumique élevée. Par contre, leurs caractéristiques sont fortement dépendantes de la température et du temps de vieillissement.

Les condensateurs céramiques peuvent avoir une très forte valeur de permittivité relative mais ne peuvent posséder des couches fines de diélectrique. De plus leur tenue en température est mauvaise. Notons qu'il existe trois classes différentes en fonction de la constante diélectrique. Les condensateurs au mica utilisés pour les faibles valeurs de capacité ont une très bonne tenue en température. Ils sont parfois remplacés par les condensateurs au verre compte tenu de leurs coûts.

I.2.3 Epaisseur du diélectrique

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

$$e_{min} = \frac{U_n}{e_v} \quad (\text{I.3})$$

Le **tableau I.2** donne pour les différentes familles de condensateur, l'épaisseur minimale du diélectrique e_{min} ([BES 90], [LAG 96]) et l'ordre de grandeur de la gamme de tension nominale. Pour les condensateurs électrolytiques, cette épaisseur qui constitue celle de l'oxyde se formant par le processus d'électrolyse est fonction de la tension appliquée lors de ce processus.

Tableau I.2 : Epaisseur minimale des principaux matériaux diélectriques utilisés pour la fabrication des condensateurs et gamme de tension associée.

Type de condensateur	Matériaux diélectriques	Epaisseur minimale du diélectrique e_{min}	Ordre de grandeur des tensions nominales (V)
Film	Plastique	0,9 à 6 μm	10 à 10^4
	Papier	5 à 14 μm	10^2 à 10^5
Electrolytique	Oxyde d'alumine (Al_2O_3)	1,4 nm/V	10 à 500
	Oxyde de tantale (Ta_2O_3)	1,4 nm/V	10 à 500
Verre, Mica, Céramique	Verre	10 μm	10^2 à 10^3
	Mica	20 μm	10^2 à 10^4
	Céramique	20 μm	10 à 10^4

L'épaisseur du diélectrique est un élément déterminant de la valeur de la capacité. En effet, nous constatons sur le **tableau I.2** que les condensateurs électrolytiques qui peuvent avoir une épaisseur minimale de diélectrique e_{min} jusqu'à 1000 fois inférieure aux autres composants possèdent une très forte capacité en comparaison de ceux-ci.

L'importance de cette épaisseur sera de nouveau mise en évidence plus tard, lors de la présentation des super-condensateurs qui possèdent une très forte capacité grâce à une épaisseur équivalente à e_{min} définie par l'épaisseur de la double couche électrique assimilable au diamètre des molécules du solvant de l'ordre de quelques dixièmes à quelques nanomètres [LAS 01], [CON 97].

I.2.4 Surface des armatures en regard

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

Le matériau diélectrique (ou du support d'électrolyte pour les condensateurs électrolytiques) est bobiné avec les armatures (**Fig. 1.4**). Le boîtier utilisé est le plus souvent cylindrique ou éventuellement en forme de parallélépipèdes le bobinage est aplati.

Le matériau diélectrique est empilé avec les armatures en différentes couches pour insertion dans un boîtier en général parallélépipédique (**Fig. 1.5**). Suivant le type et la technologie des condensateurs, il existe plusieurs possibilités de connexion entre elles des différentes couches de même nature.

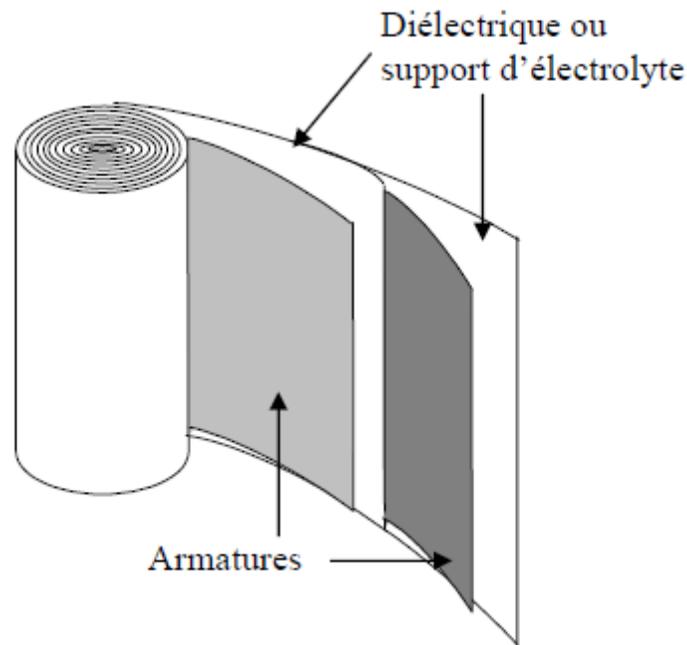


Fig. I.4 : Condensateur bobiné

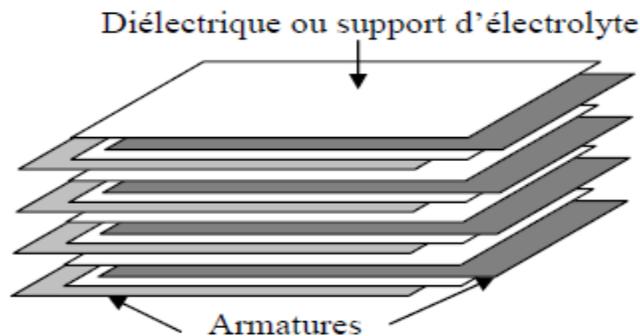


Fig. I.5 : Condensateur sous forme parallélépipédique

Notons que la capacité C_{AK} d'un condensateur cylindrique à une seule couche ayant une longueur l , des armatures de rayons r_1 et r_2 (**Fig. 1.6**) est donnée par l'expression suivante :

$$C_{AK} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (\text{I.4})$$

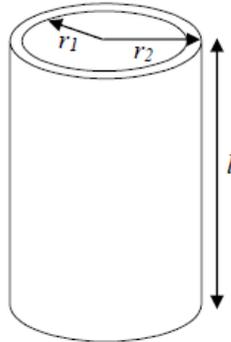


Fig.I.6 : Condensateur cylindrique à une couche.

En général, la différence $r_2 - r_1$, correspondant à l'épaisseur e du diélectrique, est petite devant r_1 . L'expression (I.4) peut donc s'écrire ainsi :

$$C_{AK} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l}{\ln\left(1 + \frac{r_2 - r_1}{r_1}\right)} \approx \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l}{r_2 - r_1} = \frac{\epsilon_0\epsilon_r S}{e} \quad (\text{I.5})$$

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

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

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

I.3 Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium

I.3.1 Principe

Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium sont constitués d'une cathode et d'une anode en feuille d'aluminium, de papiers imprégnés d'électrolyte et d'une couche d'oxyde d'alumine (Al_2O_3) constituant le diélectrique et formé sur la surface de la feuille d'anode.

La couche d'oxyde formé par un processus d'oxydation électrochimique permet d'avoir une bonne constante et rigidité diélectriques (**Tableau I.1**). De plus l'épaisseur de la couche d'oxyde est faible (quelques nm à quelques centaines de nm) ce qui permet d'obtenir des capacités importantes. Afin d'augmenter la valeur de la capacité du composant, la feuille d'aluminium constituant l'anode est gravée. La surface utile est donc plus importante que la surface visible de l'électrode [**RIF 95, FRE 03, ABD 10**].

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

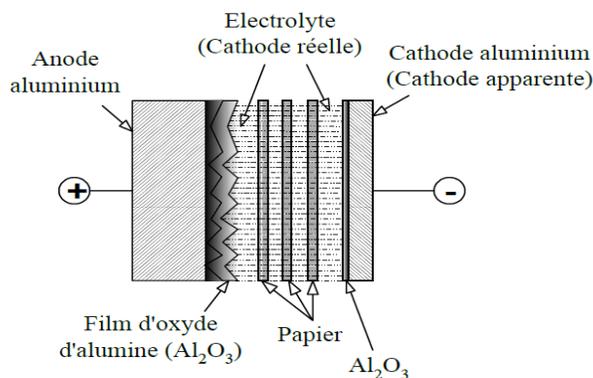


Fig. I.7 : Constitution d'un condensateur électrolytique aluminium [FRE 03, ABD 10].

Ce type de condensateur ne peut supporter qu'une très faible tension inverse de quelques volts, cette tenue en tension inverse est due à une fine couche d'oxyde qui se crée naturellement sur la cathode en aluminium du composant. La tension maximum de fonctionnement en direct sera inférieure à la tension appliquée sur la feuille d'anode pour la génération par électrolyse de l'oxyde d'alumine.

I.3.2 Diélectrique (Oxyde d'alumine)

La feuille d'aluminium d'anode porte le diélectrique du condensateur. Le diélectrique est une fine couche d'oxyde d'alumine (Al_2O_3) formée par un processus d'électrolyse. Une fois la feuille d'aluminium trempée dans un bain d'électrolyte, une tension est appliquée entre le bain et

cette feuille. Il se crée alors une couche d'oxyde d'alumine (Al_2O_3) sur la surface de la feuille d'aluminium. La réaction chimique créant le diélectrique s'exprime de la façon suivante :

- 1) $Al^{3+} + 6H_2O \rightarrow [Al(H_2O)_6]^{3+}$
- 2) $[Al(H_2O)_6]^{3+} \rightarrow Al(OH)_3 + 3H_2O + 3H^+$
- 3) $Al(OH)_3 \rightarrow Al_2O_3 + 3H_2O^+$

L'épaisseur de la couche d'oxyde dépend de la tension appliquée lors de ce processus.

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

I.3.3 Electrolyte

Une feuille d'anode et de cathode séparée par l'oxyde d'alumine et le papier constitue un condensateur élémentaire dans lequel le diélectrique est représenté par l'oxyde et le papier. La capacité de cet élément est faible. Le condensateur est ensuite imprégné du liquide électrolytique qui permet d'établir le lien électrique entre la feuille d'anode et de cathode, le diélectrique étant alors la couche d'oxyde d'alumine présente sur l'anode. Le papier imprégné d'électrolyte fait fonction de cathode. L'électrolyte est un milieu conducteur dans lequel le déplacement du courant s'effectue par migration des ions. Les caractéristiques principales que doit avoir une solution électrolytique sont les suivantes :

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

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

I.4 Caractéristiques électriques

I.4.1 Schémas électriques

Le schéma équivalent d'un condensateur peut être mis sous différentes formes. Un des modèles les plus utilisés est représenté sur la **Fig. I.8** :

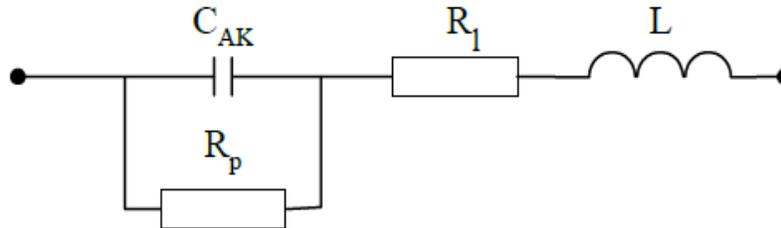


Fig. I.8 : Schéma équivalent d'un condensateur.

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

R_p = résistance parallèle représentant les pertes dans le diélectrique

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

L = inductance équivalente série des connexions et des enroulements.

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

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

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

Nous pouvons simplifier ce schéma selon la représentation normalisée de la **Fig. I.9** qui ne prend pas en compte la résistance R_p représentant principalement le courant de fuite :

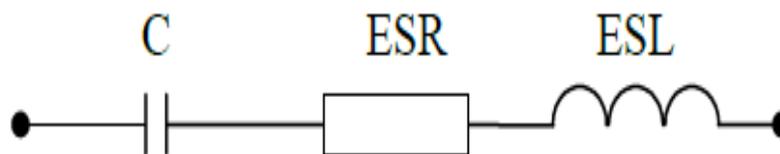


Fig. I.9 : Schéma équivalent série simplifié du condensateur.

Avec :

C = capacité.

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

ESL = inductance équivalente série.

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

Ce modèle est utilisé pour un fonctionnement en filtrage, c'est aussi le modèle définissant les valeurs nominales du condensateur [C.E.I 77, C.E.I 99].

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

$$Z_a = \frac{R_1 + R_p + R_1 \cdot R_p^2 \cdot C_{AK}^2 \cdot \omega^2}{1 + C_{AK}^2 \cdot R_1^2 \cdot \omega^2} + j \cdot \frac{L\omega - C_{AK} \cdot R_p^2 \omega + L \cdot C_{AK}^2 \cdot R_p^2 \cdot \omega^3}{1 + C_{AK}^2 \cdot R_p^2 \cdot \omega^2} \quad (\text{I.6})$$

$$Z_b = ESR + j \cdot \left(ESL \cdot \omega - \frac{1}{C \cdot \omega} \right) \quad (\text{I.7})$$

$$C = C_{AK} + \frac{1}{C_{AK} \cdot \omega^2 \cdot R_p^2} \quad (\text{I.8})$$

$$ESR = R_1 + \frac{R_p}{1 + C^2 \cdot \omega^2 \cdot R_p^2} \quad (\text{I.9})$$

$$ESL = L \quad (\text{I.10})$$

ω : étant la pulsation électrique.

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

$$tg \delta = ESR \cdot C \cdot \omega \quad (\text{I.11})$$

Le diagramme de Fresnel représenté sur la **Fig. I.10** indiquant l'angle de perte δ :

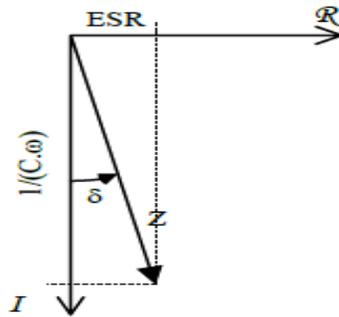


Fig. I.10 : Diagramme de Fresnel.

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

La **Fig. I.11** montre l'influence de R_p en fonction de la fréquence sur les valeurs de C et ESR pour un condensateur électrolytique ayant une capacité nominale de 4,7mF et une résistance équivalente série nominale de 20m Ω .

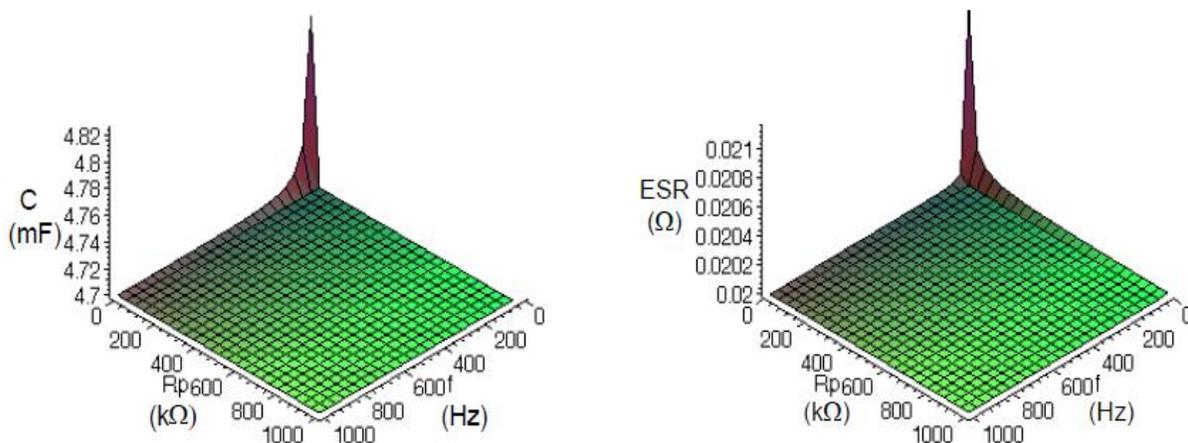


Fig. I.11 : Influence de R_p en fonction de la fréquence f sur C et ESR [ABD 10].

Les deux graphiques ci-dessus montrent que suivant les valeurs du couple R_p, f , l'approximation selon la **Fig. I.2** est valable pour les mesures en fréquence.

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

Pour une utilisation des condensateurs en stockage d'énergie, le schéma équivalent de la **Fig. I.8** peut être simplifié par le schéma de la **Fig. I.12**. L'inductance L peut être négligée ainsi que la résistance R_l petite devant R_p . C'est le schéma utilisé en continu.

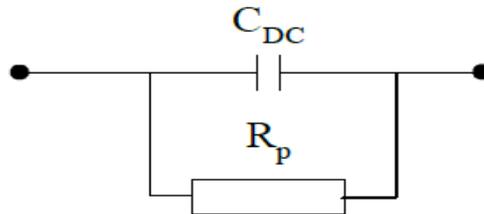


Fig. I.12 : Schéma équivalent simplifié en continu.

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

R_p = résistance parallèle représentant les pertes dans le diélectrique.

I.4.2 Capacité

La capacitance du condensateur électrolytique en aluminium ainsi que d'autres condensateurs, est exprimée par :

$$C = \frac{\mu_0 \mu_r A}{d} \quad (\text{I.12})$$

Où μ_0 = constante diélectrique dans l'espace libre (8.8542×10^{-12} F / m)

μ_r = constante diélectrique relative du matériau

A = Surface du diélectrique (m²)

d = Epaisseur du diélectrique (m)

Une grande capacité peut être obtenue quand

- Le constant diélectrique est élevé
- La surface est grande
- Le diélectrique est mince

Dans les condensateurs électrolytiques en aluminium, la constante diélectrique relative est d'environ 8 à 10 et la couche diélectrique d'oxyde d'aluminium est mince (environ 15 Å par volt).

Cependant, une feuille à gain élevé produite par la gravure électrochimique crée un grossissement de surface, ou gain, jusqu'à 100 fois pour la feuille basse tension et 20 à 25 fois pour la feuille haute tension. Par conséquent, un condensateur électrolytique en aluminium peut fournir une grande capacité par rapport à d'autres types de condensateurs du même volume. De plus, la tolérance de capacité correspond aux valeurs de capacité minimale et maximale autorisées exprimées en pourcentage de diminution et d'augmentation par rapport à la capacité nominale, $\Delta C / C$.

Des tolérances de capacité typiques sont de $\pm 10\%$ et $\pm 20\%$, cependant, des tolérances plus serrées sont plus facilement disponibles dans des condensateurs haute tension, par exemple supérieurs à 150 V, mais des tolérances inférieures à $\pm 10\%$ ne sont généralement pas disponibles. Cependant, des pièces de tolérance plus serrées peuvent satisfaire à d'autres exigences de cote de tolérance et sont facilement substituables si elles sont disponibles. Enfin, la capacité varie également avec la température et la fréquence, et la variation elle-même dépend de la tension nominale et de la taille du condensateur.

I.4.3 Résistance de fuite diélectrique (R_p)

Le diélectrique d'un condensateur a une grande résistance, ce qui empêche l'écoulement du courant continu. Cependant, certaines zones défectueuses dans le diélectrique permettent le passage d'une petite quantité de courant, appelée courant de fuite [YOU 79]. Les zones permettant l'écoulement du courant sont dues à de petits sites d'impuretés en feuille qui ne sont pas homogènes, et le diélectrique formé sur ces impuretés ne crée pas une liaison forte. Ces liaisons se décomposent lorsque le condensateur est exposé à des tensions continues élevées, et par conséquent le courant de fuite augmente. Le courant de fuite est également déterminé par les facteurs suivants :

- Valeur de capacité.
- Tension appliquée par rapport à la tension nominale.
- Histoire précédente.

Le courant de fuite est proportionnel à la capacité et diminue au fur et à mesure que la tension est réduite [COR 07]. Si le condensateur a été à des températures élevées sans tension appliquée

pendant une période prolongée, une certaine dégradation du diélectrique oxyde peut avoir lieu, ce qui entraînera un courant de fuite plus élevé. Habituellement, ces dommages seront réparés lorsque la tension est réappliquée.

I.4.4 Inductance série équivalente (ESL)

L'inductance d'un condensateur est une constante, et est principalement due à la connexion de la borne du condensateur. L'inductance varie de 10 nH pour condensateurs radial jusqu'à 100 nH pour les condensateurs de grande taille. Généralement, l'inductance n'affecte pas l'impédance globale sauf si le condensateur fonctionne à des fréquences élevées, comme indiqué dans le diagramme du Bode de l'impédance de circuit équivalent d'un condensateur électrolytique de la **Fig. 1.13** pour 1 mF, 85 °C, 100 volts Condensateur électrolytique.

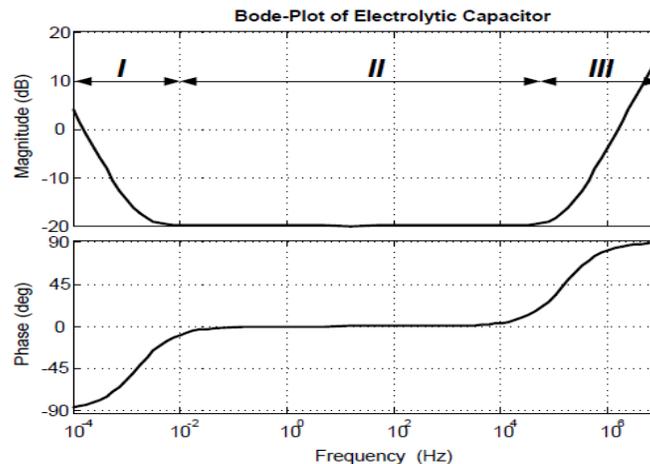


Fig. I.13 : Diagramme de Bode de l'impédance du circuit équivalent du condensateur électrolytique [IMA 03].

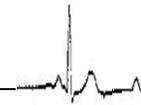
I.4.5 Résistance série équivalente (ESR)

ESR conduit à la génération de chaleur dans le condensateur à cause d'ondulation du courant AC. L'équation équivalente pour ESR est montrée en (1.13) [HAY 75].

$$ESR=R_1+R_2+R_3 \quad (\text{I.13})$$

Où R_1 = Résistance sensible à la fréquence résultant de l'épaisseur d'oxyde

R_2 = Résistance sensible à la température à la suite de l'électrolyte



R_3 = Résistance à cause des composants suivants :

- Longueur de la feuille
- Onglets
- Des fils conducteurs
- Résistance de contact ohmique

L'effet de la partie dépendant de la fréquence, R_1 , apparaît dans les multiplicateurs de courant d'ondulation fournis par les constructeurs [IMA 07]. Cet effet est provoqué par les pertes d'énergie dans l'alignement des dipôles dans le diélectrique, et le temps nécessaire à l'orientation des dipôles [YOU 79]. Il devient plus important pour les condensateurs à tension plus élevée, car leur couche d'oxyde est plus épaisse. Pour les applications avec un courant d'ondulation à une seule fréquence, l'ESR peut être simplement ajusté en utilisant un multiplicateur [COR 07]. La quantité de chaleur générée par le courant d'ondulation dépend de l'ESR du condensateur [ALW 69]. Pour avoir une ESR faible, il est nécessaire de contrôler les caractéristiques de l'électrolyte, le papier séparateur, l'alignement d'enroulement de l'élément, la position des pattes, et le grossissement et la construction de la fosse de la feuille gravée. Tous ces facteurs contribuent à l'ESR du condensateur [ALW 68, LEV 92, GRO 46]. La combinaison parallèle de R_p et C modélise la couche d'oxyde diélectrique du condensateur.

I.5 Influence de la température.

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

I.6 Processus de fabrication des condensateurs électrolytiques à l'aluminium

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

I.6.1 Gravure des feuilles d'aluminium :

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

I.6.2 Formation de la couche d'oxyde :

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

I.6.3 Découpe des feuilles :

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

I.6.4 Bobinage :

L'anode et la cathode sont bobinées avec le papier garantissant l'absence de court-circuit entre les électrodes. Des bandes de connexion réparties sur le bobinage sont serties sur l'anode et la cathode. **La Fig. I.14** représente le bobinage d'un condensateur électrolytique.

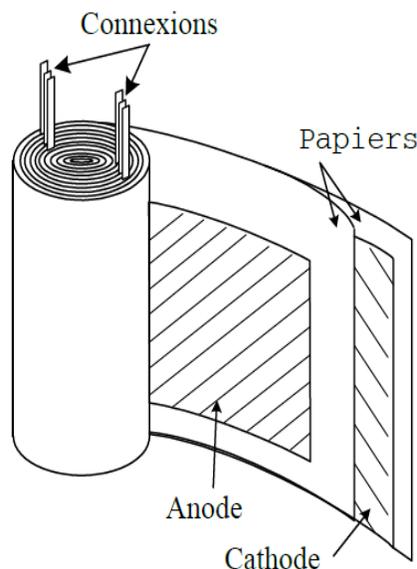


Fig. I.14 : Bobinage d'un condensateur électrolytique.

I.6.5 Imprégnation :

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

I.6.6 Assemblage, finition :

Le bobinage est assemblé dans un boîtier aluminium étanche. Le type de boîtier ainsi que les connexions externes diffèrent selon la taille du composant. La **Fig. I.15 [WIL 92]** ci-dessous représente la constitution d'un condensateur complet de grande dimension avec une connectique à bornes. La soupape de sécurité permet l'évacuation d'une éventuelle surpression en cas d'évaporation de l'électrolyte due à un échauffement interne. Le boîtier est en général relié à la cathode par contact entre elle et le fond du boîtier. Le type des bornes de connexions à vis permet le passage d'un courant plus important que les bornes à souder.

I.6.7 Reformation :

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

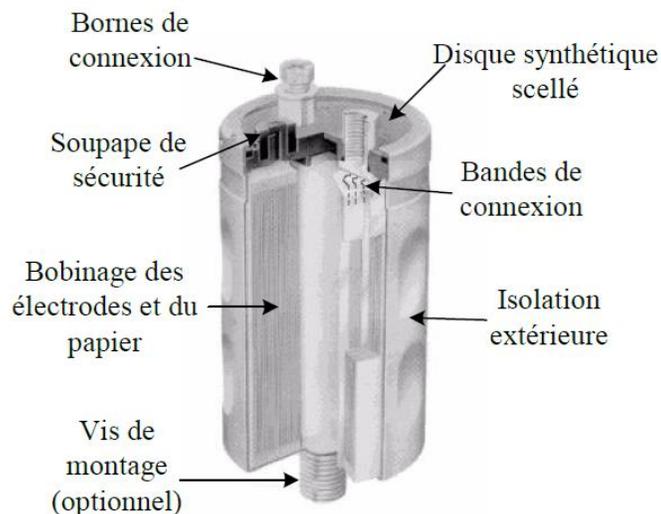
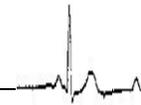


Fig. I.15 : Condensateur électrolytique à vis.



I.6.8 Courant de fuite dans les condensateurs électrolytiques

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

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

La qualité et l'épaisseur de la couche d'oxyde d'alumine réalisée par électrolyse sur l'anode ne peuvent être garanties sur toute la surface de l'électrode. Des points de plus faibles épaisseurs peuvent apparaître localement. En ceux-ci, le courant de fuite peut augmenter localement. Le courant ainsi créé sépare l'eau de l'électrolyte en oxygène et hydrogène. Ce phénomène électrochimique permet une oxydation de l'anode ce qui élimine les éventuels points faibles de la couche d'oxyde d'alumine. On appelle ce phénomène auto-régénération de l'oxyde d'alumine.

Ce phénomène dissociant l'eau de l'électrolyte peut être dommageable lorsqu'un champ électrique excessif dans son amplitude et dans le temps est appliqué entre anode et cathode. La quantité d'hydrogène créé dans l'ensemble du composant fait augmenter la pression à l'intérieur du boîtier et peut conduire à une défaillance. Le courant de fuite est variable en fonction du temps de polarisation et dépend de l'état antérieur du composant. Un condensateur électrolytique en stockage voit se dégrader sa couche d'oxyde d'alumine. Le courant de fuite lors de sa mise en service peut être important. Il diminue ensuite dans le temps grâce au phénomène d'auto-régénération. La tension de polarisation ainsi que la température ont une influence importante sur le courant de fuite. Le courant de fuite augmente avec la tension de polarisation. Il devient très important pour des valeurs de tension continue supérieures à la tension nominale du composant.

I.7 Comparaison avec d'autres types de condensateur

Les différentes grandeurs détaillées ci-dessus permettent de déterminer les deux principaux paramètres à prendre en compte pour le choix d'un type de condensateur, à savoir la capacité C_{AK} et la tension d'utilisation U du composant. La **Fig. 1.17** représente les ordres de grandeur des gammes de capacité et de tension pour les différentes familles de condensateurs présentes sur le marché [SAR 98], [WIL 92].

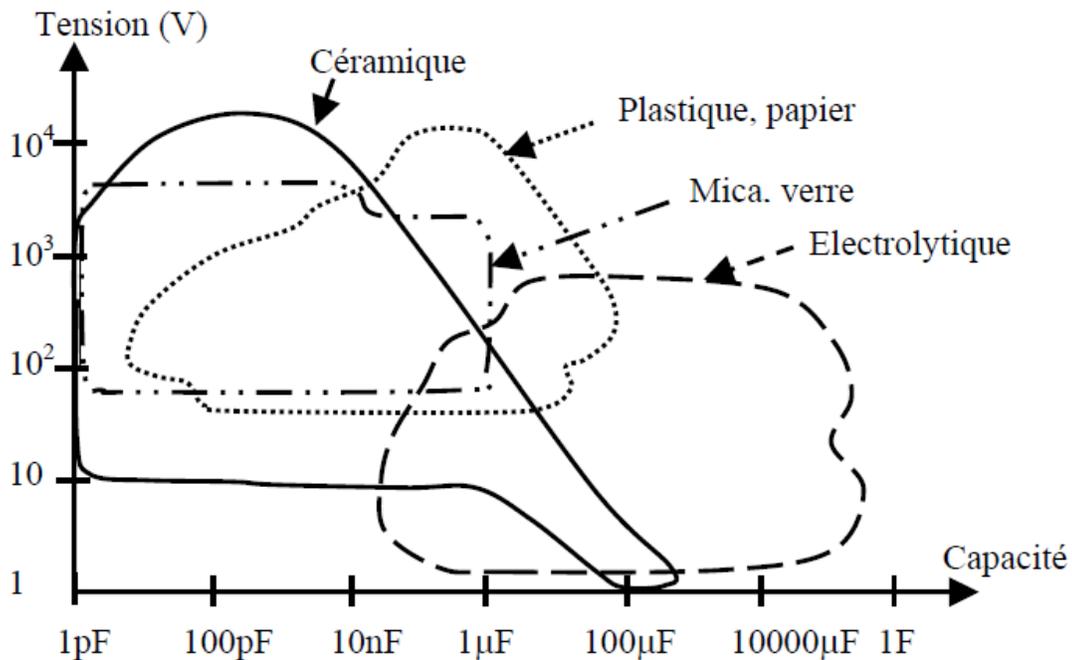


Fig. I.16 : Gammes de capacité et de tension pour les différents types de condensateurs [PER 03].

Les composants présentant la plus forte valeur de capacité volumique sont les condensateurs électrolytiques. A titre d'exemple, le volume théorique v d'un condensateur 4,7mF / 500V en fonction de la technologie employée est le suivant [PER 03] :

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

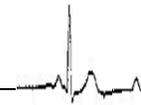
I.7.1 Condensateurs céramiques

Les condensateurs céramiques sont devenus le principal condensateur non polarisé d'usage général, en particulier dans les dispositifs à puce à montage en surface (SMT) où leur faible coût les rend particulièrement attrayants [COR 07]. Avec l'émergence de diélectrique plus mince, unités multicouches avec des tensions assignées inférieures à 10 V, valeurs de capacité dans des centaines de microfarads sont devenues disponibles. Cela empiète sur la capacité traditionnelle des condensateurs électrolytiques en aluminium à haute capacité. Les condensateurs céramiques sont disponibles en trois classes en fonction de la constante diélectrique et des performances thermiques. La classe 1 (NPO, COG) convient aux applications à faible capacité et à tolérance serrée de l'ordre de 1 pF à quelques mF. La classe 2 (X7R) a 20 à 70 fois plus de capacité par taille de boîtier, mais la capacité varie généralement de $\pm 10\%$ sur sa plage de température de -55 à 125 °C, avec un changement maximal de $+15\%$ à -25% . La classe 3 (Z5U) avec environ 5 fois la capacité de la classe 2 a de grandes variations de capacité avec la tension et la température. La plage de température va de -25 °C à 85 °C, et la capacité varie d'environ $+20\%$ à -65% sur cette plage [COR 07].



Fig. I.17 : Condensateurs céramique.

Les condensateurs céramiques sont fragiles et sensibles aux chocs thermiques. à prendre pour éviter les fissures lors du montage, en particulier pour les grandes tailles à haute capacité. La plage de température typique pour les condensateurs céramiques est de -40 °C à 85 °C ou 105 °C, et leur capacité varie de $+5\%$ à -40% sur cette plage, avec une réduction de la capacité à



basse température. Par exemple, les condensateurs de -55°C ont généralement seulement -10% à -20% de pertes de capacité à -40°C . Les performances à basse température pour des tensions nominales de 300 V et plus sont souvent moins bonnes et les performances thermiques varient selon le fabricant. Ainsi, les condensateurs céramiques de classe 1 et 2 fonctionnent mieux que les condensateurs électrolytiques à basse température, et les condensateurs céramiques de classe 3 sont moins performants à toutes les températures [COR 07].

Les condensateurs électrolytiques fournissent plus de capacité et de stockage d'énergie par unité de volume que les condensateurs céramiques pour tous les types à l'exception des condensateurs de type puce CMS céramique de classe 3 basse tension. Alors que les tolérances de $\pm 5\%$ et $\pm 10\%$ sont courantes pour les condensateurs céramiques, $\pm 20\%$ et -10% à $+ 50\%$ sont les normes pour les condensateurs électrolytiques.

Ceci fait des condensateurs électrolytiques le choix pour les applications à haute capacité telles que les filtres de rectification et les rétentions de puissance où plus de capacité est un bonus et où la précision n'est pas importante. La faible DF (facteur de dispersion) et la haute stabilité capacitive des classes 1 et 2 sont des condensateurs céramiques spécialement adaptés aux applications AC et RF. Par comparaison, les condensateurs électrolytiques sont polarisés et ne supportent pas des tensions inverses supérieures à environ $1,5\text{ V}$. Cependant, des condensateurs électrolytiques non polaires sont disponibles pour des applications à courant alternatif, comme les applications de démarrage et d'inversion de tension.

Le DF élevé des condensateurs électrolytiques, de 2% à 150% , entraîne un chauffage excessif et une courte durée de vie dans la plupart des applications AC. Les condensateurs céramiques ne sont généralement pas plus fiables que les condensateurs électrolytiques parce que les condensateurs électrolytiques ont des propriétés d'auto-guérison. Puisque les condensateurs céramiques à capacité élevée peuvent développer des microfissures, les condensateurs électrolytiques sont préférés pour les valeurs de capacité élevée. Cependant, de petites tailles de condensateurs électrolytiques peuvent avoir une durée de vie limitée en raison de l'assèchement, et la fiabilité devient un problème lorsque l'on opère à des températures ambiantes élevées, supérieures à 65°C .

I.7.2 Condensateurs à film

Les condensateurs à film offrent des tolérances de capacité serrées, de faibles courants de fuite et de petites variations de capacité avec la température. Ils sont particulièrement adaptés aux applications à courant alternatif grâce à leur combinaison de haute capacité et leur faible DF qui permet des courants alternatifs élevés. Cependant, ils sont relativement gros en taille et en poids. Les polymères populaires utilisés pour les condensateurs diélectriques en film plastique sont le polyester et le polypropylène.

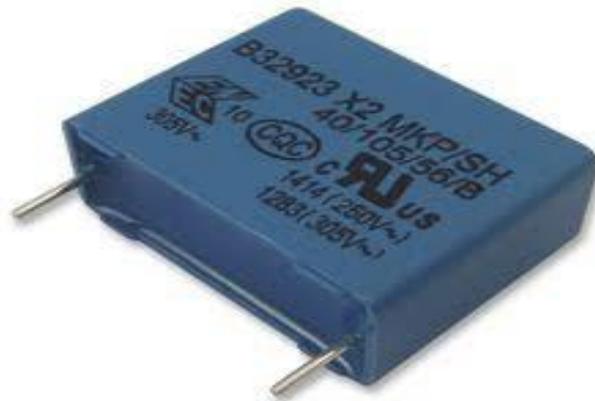


Fig. I.18 : Condensateurs à film.

Le polymère populaire pour les dispositifs SMT est le sulfure de polyphénylène (PPS). Alors que la construction film / feuille est souvent utilisée pour de petites valeurs de capacité inférieures à $0,01 \mu\text{F}$, et pour les applications à courant élevé, les types de film métallisé sont généralement préférés car ils ont une taille plus petite, un coût moindre et sont auto-cicatrisants.

Les condensateurs à film sont des condensateurs à usage général pour les applications à trous traversant et ont des utilisations spéciales pour la tolérance serrée, la tension alternative, la haute tension. Les condensateurs à film polyester fonctionnent entre -55°C et 85°C à la tension nominale ; en outre, de $+85^\circ\text{C}$ à 125°C avec une tension linéaire déclassée à 50% de la tension nominale. Le changement de capacité typique sur toute la plage est inférieur à -5% à $+15\%$, et aussi faible que $\pm 1\%$ de 0°C à 50°C .

Les valeurs de capacité sont facilement disponibles jusqu'à $10 \mu\text{F}$ et avec des grandes sections spéciales jusqu'à $100 \mu\text{F}$. Généralement, les tensions disponibles sont de 50 à 1000 Vcc

et de 35 à 600 Vac. La gestion du courant alternatif est limitée par le DF haute température du polyester d'environ 1%. Les condensateurs à film de polypropylène fonctionnent de -55°C à 85°C à la tension nominale ; en outre, 85°C à 105°C avec une tension linéaire déclassant à 50% de la tension nominale. Le changement de capacité typique sur toute la plage est inférieur à + 2% à -4% avec des valeurs aussi basses que $\pm 1\%$ de -20°C à 60°C .

Les valeurs de capacité sont facilement disponibles jusqu'à $65\ \mu\text{F}$ et avec de grandes sections spéciales jusqu'à $1000\ \mu\text{F}$. Généralement, les tensions disponibles sont de 100 à 3000 Vcc et de 70 à 500 Vac. La gestion du courant alternatif permet l'utilisation dans des applications de courant alternatif et d'autres applications continues. Comparé aux condensateurs électrolytiques en aluminium, les condensateurs à film prennent la tête dans les applications haute tension, tension alternative et tolérance élevée. Cependant, les condensateurs électrolytiques en aluminium excellent en capacité et en stockage d'énergie.

I.7.3 Condensateurs en tantale solide

Comme les condensateurs électrolytiques en aluminium, les condensateurs en tantale solide sont des dispositifs polarisés (tension inverse maximale de 1 V), ayant des bornes positives et négatives distinctes, et sont proposé dans une variété de styles.



Fig. I.19 : Condensateurs en tantale solide

Les styles de boîtiers incluent des versions moulées et conformes de configurations radiales, axiales et de montage en surface. Les valeurs de capacité typiques vont de $0,1\ \mu\text{F}$ à $1000\ \mu\text{F}$ dans les tensions de 2 V à 50 V. Les combinaisons capacitance-tension maximales

typiques sont d'environ 22 μF à 50 V pour les styles plombés et 22 μF à 35 V pour les montages en surface. Les avantages des condensateurs en tantale solide sont la stabilité de la température, l'efficacité volumétrique et la compatibilité avec tous les systèmes d'assemblage automatisés.

Cependant, les faiblesses sont les plages de tension et de capacité limitées, et un mode de défaillance de court-circuit accompagné d'un incendie. La plage de température de fonctionnement est de $-55\text{ }^\circ\text{C}$ à $85\text{ }^\circ\text{C}$ à la tension nominale ; en outre, de $+85\text{ }^\circ\text{C}$ à $125\text{ }^\circ\text{C}$ avec une tension linéaire déclassant aux 2/3 de la tension nominale. Le changement de capacité typique sur toute la plage est inférieur à $\pm 5\%$. Ainsi, les condensateurs électrolytiques ont des plages de tension et de capacité beaucoup plus larges que les condensateurs solides en tantale, mais ils fonctionnent moins bien à basse température. Les condensateurs au tantale solide sont généralement considérés comme plus fiables que les condensateurs électrolytiques parce que les condensateurs solides au tantale ne s'usent pas. Leur taux de défaillance diminue avec le temps, tandis que les condensateurs électrolytiques s'usent par dessèchement de l'électrolyte. Pratiquement, le séchage ne concerne que les plus petits condensateurs fonctionnant dans des environnements à haute température. Les condensateurs électrolytiques plus grands ne sèchent pas rapidement s'ils sont utilisés dans les conditions spécifiées, et ils devraient durer de 10 à 20 ans pour la plupart des applications.

I.8 Fiabilité Des Condensateurs Electrolytiques

L'évolution du nombre de pannes d'un condensateur électrolytique en fonction du temps est représentée par une courbe en forme de baignoire (**Fig. I.20**)

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

dispositif a survécu jusqu'au temps t [VEN 93]. La courbe ci-dessous (**Fig. I.20**) (appelée aussi courbe en baignoire) représente tous les défauts que peut subir un condensateur électrolytique pendant sa vie.

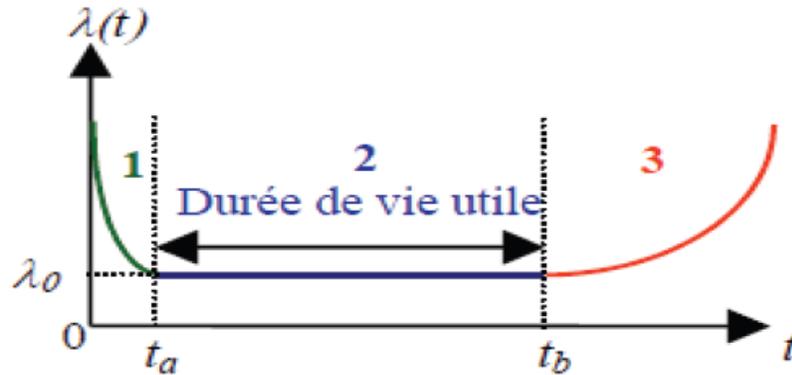


Fig. I.20 : Fiabilité des condensateurs électrolytiques en fonction du temps [ABD 10].

Cette courbe se décompose en trois parties [PER 03] :

- La première période (1) constitue les défaillances précoces Δt ($t \leq t_a$) qui sont dues aux défauts de jeunesse des composants. Le taux de défaillance Δt décroît pendant cette période. Pour éliminer ces défaillances, il faut que les composants subissent un déverminage [VEN 07].
- La deuxième période (2) ($t \in]t_a, t_b[$) est la période où le taux de défaillance est approximativement constant ce qui correspond à la durée de vie utile. Pendant cette période, les défaillances sont généralement des défaillances catalectiques.
- La troisième période (3) ($t \geq t_b$) est celle où le taux de défaillance augmente. Pendant cette période, c'est les défaillances par dégradation qui apparaissent généralement. Pour les condensateurs électrolytiques, cette phase correspond à l'évaporation de l'électrolyte.

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

$$\lambda(t) = \alpha \cdot c \cdot t^{c-1} \quad (\text{I.14})$$

Où c est un paramètre de forme ($c > 0$) et α un paramètre d'échelle ($\alpha \geq 0$) Selon [LAH 98] [IMA 05] [HAR 93], les condensateurs électrolytiques représentent environ 15% des pannes de

l'ensemble des convertisseurs de puissance. Ces pannes provoquent à la fois des pertes de production dues aux arrêts intempestifs, la détérioration du matériel, d'où la nécessité de mettre en place une redondance pour certaines installations sensibles. Comparativement aux autres composants de l'électronique de puissance, le condensateur électrolytique est l'un des composants les moins fiables [LEE 05] [MY 07] [SAN 97]. Par exemple [LAH 98] [HAN 95], explique que dans les convertisseurs statiques d'énergie, ces composants sont responsables d'environ 50% des pannes des composants de puissance. Les mécanismes de défaillance des condensateurs électrolytiques sont nombreux. La dégradation de ces composants peut être due à un effet combiné de contraintes électrique, thermique, mécanique.

L'usure principale est essentiellement le résultat de l'évaporation de l'électrolyte qui est accéléré avec l'élévation de la température et du courant appliqué au condensateur. Cela provoque une diminution de la capacité C et une augmentation de la résistance équivalente série (ESR). Quelques références [IMA 07] [VEN 93] suggèrent que le condensateur est considéré en fin de vie si la résistance équivalente série (ESR) atteint le double de sa valeur initiale et/ou la capacité présente une diminution de 20%. Les estimations de l'ESR et de la capacité C constituent des signatures du vieillissement. Elles permettent en prenant en compte la variation de la température de fonctionnement de surveiller l'état de santé des condensateurs électrolytiques. Plusieurs techniques présentées dans la littérature expliquent les procédures permettant d'évaluer la valeur de l'ESR et/ou de la capacité.

I.8.1 Besoin de surveillance de l'état du condensateur électrolytique

La surveillance de l'état est définie comme l'évaluation continue de la santé de l'installation et de l'équipement tout au long de sa durée de vie. Il est important de pouvoir détecter les défauts pendant qu'ils sont en cours de développement, ce que l'on appelle la détection des défaillances naissantes. Un avertissement rapide qui peut être suivi par une maintenance corrective peut éviter des pannes catastrophiques et des temps d'arrêt coûteux, et peut fournir un environnement sûr pour les opérateurs humains.

Un condensateur électrolytique en aluminium est souvent utilisé pour lisser la sortie d'un régulateur de commutation, le filtrage du bus continu dans les entraînements de moteur, et dans

de nombreuses autres applications. Ces condensateurs sont généralement considérés comme le maillon faible de l'espérance de vie du système, comme le montre la Fig.1.21.

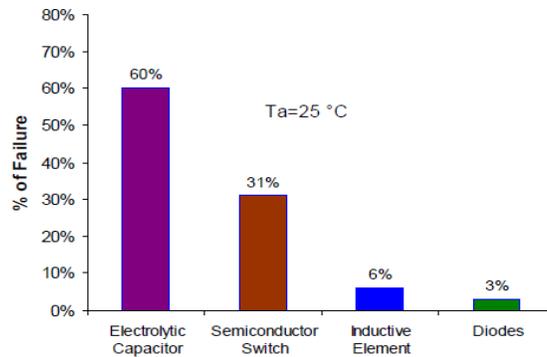


Fig.I.21 : Répartition des pannes pour différents composants de puissance [ABD 10].

La Fig.I.21 montre la distribution des pannes des différents composants dans un convertisseur statique. Dans 60% des cas, les condensateurs électrolytiques sont responsables de la défaillance du convertisseur statique. Cela montre qu'en surveillant l'état du condensateur électrolytique, on peut considérablement améliorer la fiabilité du convertisseur statique.

I.9 Modes de défaillance :

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

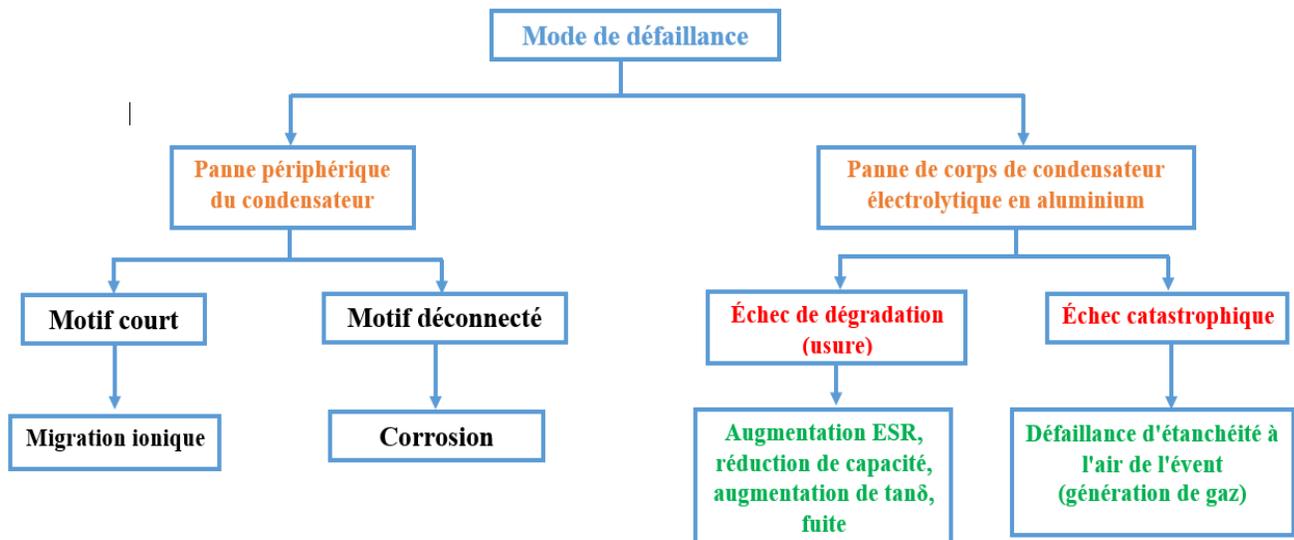
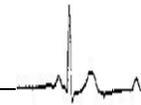


Fig. I.22 : Graphique du mode de défaillance.



I.9.1 Défaillance par dégradation :

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

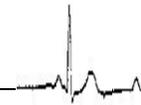
I.9.2 Défaillance catastrophique :

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

I.10 Techniques de diagnostic des défauts

Les défaillances catastrophiques peuvent résulter des défaillances du fabricant ou de l'utilisateur, ou sont simplement le résultat du processus de vieillissement naturel. Les techniques de diagnostic de défaut cherchent à éviter les pannes catastrophiques résultant d'un processus de vieillissement naturel, qui sont le résultat d'une défaillance paramétrique non détectée en temps voulu. Pour les condensateurs électrolytiques, le principal mécanisme de défaillance est l'évaporation de la solution d'électrolyte, qui est accélérée par une augmentation de la température pendant le fonctionnement et par l'ondulation du courant. Cette situation entraîne une diminution de la capacité (C) et une augmentation de la résistance série équivalente (ESR) qui peut encore augmenter la température [AMA 18].

Dans certaines applications, il peut être nécessaire d'utiliser d'autres critères, en fonction des performances du convertisseur. Le vieillissement des condensateurs augmente l'ESR du condensateur, ce qui à son tour conduit à une augmentation de l'ondulation de tension dans le circuit intermédiaire. L'augmentation de l'ondulation peut affecter l'efficacité du convertisseur ou même endommager d'autres composants. Par exemple, dans les onduleurs solaires photovoltaïques, l'augmentation de l'ondulation de la tension du circuit intermédiaire diminue la puissance extraite et peut simultanément endommager les commutateurs semi-conducteurs en raison d'une surtension [AMA 18]. Dans ces cas, il est nécessaire d'introduire un critère qui protège le convertisseur, comme une limite d'ondulation de tension maximale.



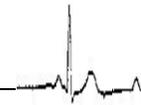
La technique de diagnostic des défaillances des condensateurs peut être subdivisée en trois types :

- Off-line
- On-line
- Quasi-online.

Certains travaux sont rapportés dans la littérature pour la surveillance de l'état des condensateurs électrolytiques dans les circuits électroniques de puissance, et certains d'entre eux sont résumés ci-dessous. Le principal mécanisme de défaillance est l'évaporation de la solution d'électrolyte, qui est accélérée par une augmentation de la température pendant le fonctionnement et par l'ondulation du courant. Cette situation entraîne une diminution de la capacité (C) et une augmentation de la résistance série équivalente (ESR) qui peut encore augmenter la température.

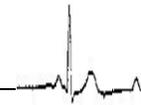
Les normes suggèrent que le condensateur doit être considéré comme défaillant s'il y a une augmentation d'environ le double de la valeur ESR initiale et une diminution de 20% de la valeur de capacité [ABD 10], [LAH 98]. Cela prouve que l'estimation de ces deux paramètres peut fournir un bon indicateur d'une défaillance potentielle du condensateur. Les condensateurs électrolytiques étant l'un des composants les plus sensibles de l'électronique de puissance, le développement de techniques de détection de défauts est essentiel pour évaluer leur état et ainsi éviter une défaillance totale ou un dysfonctionnement de l'équipement. Au cours des dernières années, plusieurs articles ont été publiés sur la surveillance de l'état des condensateurs électrolytiques, et diverses techniques en ligne ont été proposées pour l'estimation de C et ESR. Dans [AMA 12], une technique de détection de défauts en ligne est proposée pour éviter les défaillances structurelles dans les condensateurs électrolytiques en aluminium utilisés dans le filtre de sortie des convertisseurs DC-DC abaisseurs.

Une relation simple entre les pentes du courant d'entrée et la tension de sortie, pendant l'étape de conduction, a été développée pour estimer la valeur ESR du condensateur. L'effet de la température a également été considéré en utilisant un modèle mathématique d'ESR en fonction de la température. Il a été montré qu'aucun capteur de courant supplémentaire n'est requis, ce qui



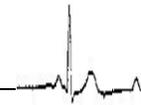
rend cette technique simple et peu coûteuse. Dans [AMA 09], les formes d'onde de courant et de tension du condensateur du côté primaire d'une alimentation ATX ont été analysées à l'aide de la transformée de Fourier discrète (DFT) à la fréquence de commutation des MOSFET, permettant d'estimer la valeur ESR. Bien que la DFT soit une méthode simple et rapide, certains inconvénients réduisent considérablement son efficacité pratique. En effet, l'extraction d'amplitudes harmoniques à l'aide de DFT n'a pas de sens si les harmoniques sont non-stationnaires. De plus, une bonne résolution fréquentielle nécessite de stocker de longs échantillons de données, ce qui n'est pas toujours possible en raison de la limitation de la mémoire système. D'autre part, l'état stationnaire des signaux ne peut être garanti pendant une longue période d'acquisition. Pour pallier ces inconvénients, l'utilisation du STFT a été proposée. Le principe de la STFT consiste à appliquer l'algorithme DFT sur une fenêtre glissante de courte durée ; ceci permet une représentation temps-amplitude pour les harmoniques recherchées. Cependant, la résolution en fréquence dépend toujours de la longueur de la fenêtre coulissante. En fait, une fenêtre très courte fournit une bonne résolution temporelle avec une mauvaise résolution de fréquence, alors qu'une fenêtre longue donne une résolution à haute fréquence avec une résolution de fréquence temporelle médiocre.

Dans [YAO 16], une autre technique a été proposée avec succès pour l'estimation en ligne de l'ESR et du C, lorsqu'elle est appliquée à un convertisseur de correction de facteur de puissance de suralimentation. Il a été montré que cette méthode n'a pas besoin de capteurs de courant supplémentaires ; seulement deux valeurs de tension de condensateur à des instants particuliers dans un cycle de ligne sont nécessaires. La même technique a également été appliquée pour un convertisseur abaisseur à mode de conduction continue (CCM) fonctionnant dans différentes conditions [YAO 15]. Cette technique convient bien aux convertisseurs DC-DC fonctionnant en CCM, mais ce mode ne peut pas être garanti dans toutes les conditions de fonctionnement. Dans [SUN 17], une méthode intéressante de surveillance en ligne des conditions des modules IGBT et des condensateurs électrolytiques à liaison CC, dans un convertisseur DC-AC monophasé, a été proposée. Cette méthode est basée sur l'introduction d'un court-circuit contrôlé dans un bras de pont un convertisseur de puissance pendant un temps de test de 2-5 μ s. Le courant de court-circuit résultant du module IGBT passera à travers le condensateur de liaison CC provoquant un changement significatif de l'ondulation du courant du



condensateur. Les auteurs ont développé une expression permettant d'estimer l'ESR en utilisant le courant de court-circuit de l'IGBT et la tension de pas du condensateur DC-link. Dans [FAR 17], l'application d'un nouveau type de capteur de bobine de Rogowski a été rapportée. Il a été montré que l'ESR peut être estimée avec succès en utilisant l'ondulation de la tension de sortie et la tension de sortie de la bobine de Rogowski. Il a également été indiqué que la mise en œuvre de cette technique est relativement simple, même pour les convertisseurs déjà fabriqués. La méthode d'optimisation basée sur la biogéographie (BBO) a été proposée dans [LI 16] comme une nouvelle approche pour l'estimation de paramètres complets en ligne d'un convertisseur abaisseur continu-continu. Cette approche est caractérisée par un faible taux d'échantillonnage et utilise un modèle moyenné. Le BBO peut être considéré comme un nouvel algorithme évolutif qui peut donner de très bons résultats par rapport à d'autres algorithmes d'optimisation tels que les algorithmes génétiques (GA). Le processus d'estimation des paramètres nécessite l'injection d'une perturbation de la séquence binaire pseudo-aléatoire qui produit la tension et le courant d'ondulation. Malgré les résultats intéressants obtenus par cette approche, la charge de calcul élevée reste son principal inconvénient.

Dans [YAO 17], une méthode non invasive a été proposée pour estimer les paramètres du condensateur de sortie d'un convertisseur flyback. Un circuit de déclenchement et un circuit d'amplification isolé ont été conçus pour mesurer les ondulations de tension de sortie à certains instants du cycle de commutation. Les valeurs mesurées sont envoyées à un processeur de signal numérique pour le calcul d'ESR et C. Dans [AHM 17], les auteurs ont suggéré de surveiller le condensateur électrolytique en évaluant son impédance à deux fois la fréquence du réseau (100 Hz). Cette technique a été appliquée sur un système photovoltaïque monophasé connecté au réseau où la puissance du réseau fluctue avec deux fois la fréquence fondamentale du réseau. Les courants PV et inducteurs disponibles ont été utilisés pour estimer le courant du condensateur et, par conséquent, aucun capteur de courant supplémentaire n'a été nécessaire. L'estimation en ligne de la capacité a été également présentée dans [AHM 16]. Il a été démontré que ce paramètre est un meilleur indicateur pour l'évaluation de la santé des AEC. Dans [SOU 18], une nouvelle approche en ligne a été proposée pour prédire C et ESR des condensateurs et des supercondensateurs. L'approche proposée est basée sur la combinaison de la logique floue et des réseaux de neurones. Une autre méthode, basée sur l'analyse de la réponse de l'étape de tension



de sortie par rapport à une diminution de la capacitance, a été proposé pour détecter l'usure des condensateurs à l'étage de sortie d'un convertisseur DC-DC abaisseur [HAN 16]. Dans [AHM 16], une technique en ligne pour l'estimation ESR a été proposée pour évaluer la santé du condensateur électrolytique dans un système DC à base de PV solaire. Cette méthode utilise la tension et le courant PV. Une technique d'évaluation en ligne de la dégradation des condensateurs électrolytiques a été proposée dans [NAK 18]. Cette méthode convient aux SMPS à commande numérique.

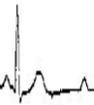
Le but de cette thèse est d'introduire une méthode pour détecter, en temps réel, les changements dans les valeurs ESR et de capacitance, et ainsi développer un système prédictif en temps réel pour les défaillances de condensateurs électrolytiques. Il est également démontré dans ce document que la méthode proposée peut être appliquée même pour des systèmes non stationnaires, comme les onduleurs, où la tension du condensateur et le courant fluctuent continuellement en amplitude et en fréquence en raison de la variation de charge.

I.11 Conclusion

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

Dans ce premier chapitre, nous avons brièvement passé en revue la construction, les caractéristiques électriques et le fonctionnement d'un condensateur électrolytique. En outre, une description a été présentée de divers types de défauts qui peuvent se produire dans un condensateur électrolytique. Quelques méthodes disponibles pour détecter de telles failles dans un condensateur électrolytique ont été discutées. Diverses techniques basées sur l'estimation de l'ESR et C disponibles pour détecter les défauts de condensateur ont été passées en revue. Dans les chapitres suivants, de technique hors ligne est proposée, suivies de la technique d'estimation des paramètres pour la surveillance des défauts en temps réel.

Chapitre II :
Caractérisation et lois de variation
des paramètres de l'AEC.



II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier, dans un premier temps, l'influence des grandeurs externes telle que la fréquence et la température sur les paramètres électriques internes du condensateur électrolytique à savoir la résistance équivalente série (ESR) et la capacitance (C). Cette étude est effectuée expérimentalement sur plusieurs types de condensateurs électrolytiques de différentes caractéristiques. Ensuite, nous allons développer des expressions mathématiques permettant l'estimation de ces paramètres internes en exploitant certaines familles d'harmoniques qui existent déjà dans les spectres du courant et de tension du condensateur. Un convertisseur AC-DC-DC élévateur sera utilisé comme un exemple de simulation pour étudier l'efficacité des lois de détermination des paramètres ESR et C sous différentes conditions de fonctionnement. Pour la validation expérimentale, un banc d'essai sera présenté en détail.

II.2. Les grandeurs externes influant sur les paramètres du condensateur

Deux grandeurs externes influent sur les paramètres internes des condensateurs :

- La fréquence.
- La température de fonctionnement.

II.2.1 Influence de la fréquence sur les paramètres du condensateur

Généralement, les convertisseurs électroniques fonctionnent à basse fréquence par rapport à la fréquence de résonance, donc ESL est généralement négligée. Concernant l'ESR, il a été démontré [SEP 16, ABD 10, AMA 12] que la valeur de paramètre ne change pas significativement pour des fréquences allant de 200 Hz à 20 kHz, cela signifie que $ESR \approx R_1$ (Fig. I.4). Concernant la capacitance (C), l'équation (8) montre que le terme principal de ce paramètre est : C_{AK} , qui est indépendant de la fréquence. Le deuxième terme est : $\frac{1}{R_P^2 \cdot C_{AK} \cdot \omega^2}$ qui a une importance pour les basses fréquences par contre son importance diminue légèrement à mesure que la fréquence augmente.

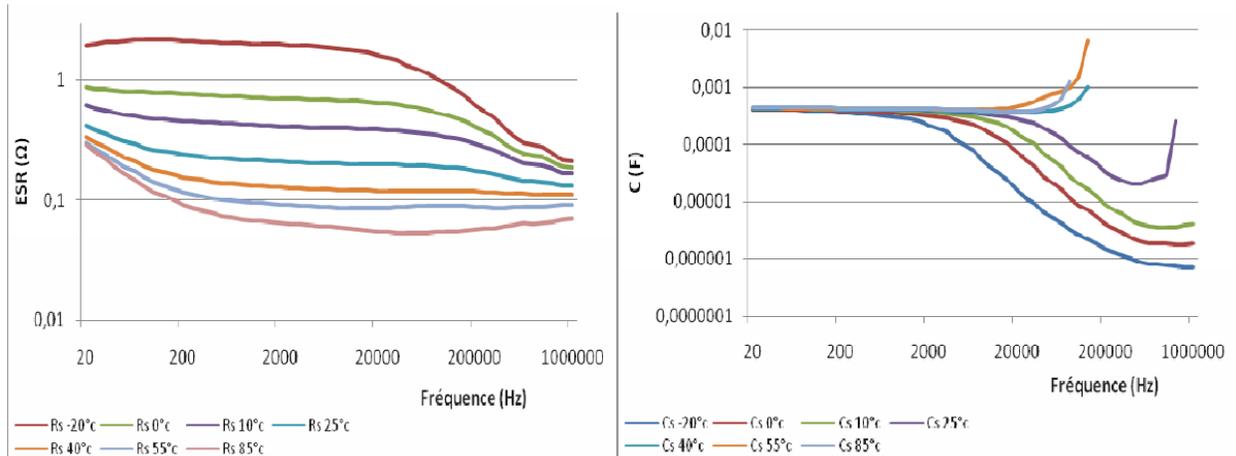


Fig.II.1 : Variation des paramètres d’un condensateur (470 μF, 400V) en fonction de la fréquence pour différentes températures [ABD 10].

En conséquence et selon la Figure II.1, on peut affirmer que pour la bande fréquentielle inférieure à 20 KHz et une température supérieure à 25°C, les paramètres ESR et C ne changent pas d’une manière significative lorsque la fréquence varie. Ceci est vérifié et mentionné dans de nombreuses références [SEP 16, ABD 10, AMA 12].

II.2.2 Influence de la température de fonctionnement sur les paramètres du condensateur

La figure II.2, représente la variation du paramètre ESR en fonction de la température pour l’exemple d’un condensateur de 2200 μF, 105 °C, 420V.

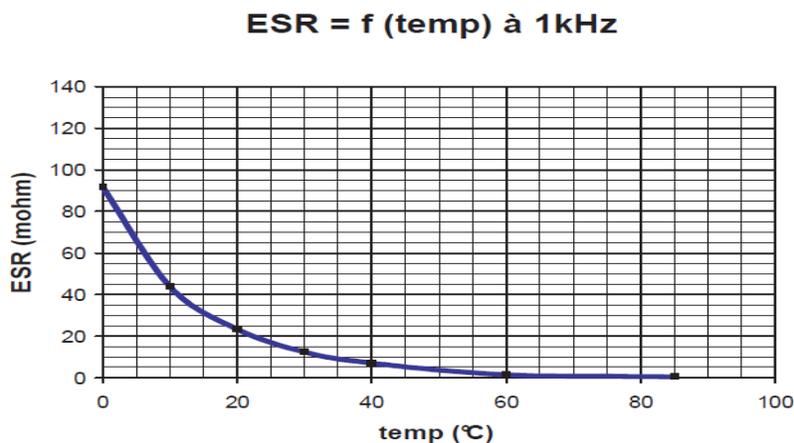


Fig. II.2 : Variation d’ESR en fonction de la température [ABD 10].

Selon cette figure, il est clair que la résistance ESR diminue significativement lorsque la température de fonctionnement augmente. En effet, on peut remarquer que la valeur de l'ESR a diminué de $90\text{ m}\Omega$ jusqu'à quelques $\text{m}\Omega$, et ceci pour une augmentation dans la température de 0°C jusqu'à 90°C . D'après cet exemple, on peut constater que la température est la grandeur externe la plus influente sur la durée de vie des condensateurs. Par conséquent, tout système de surveillance et de prédiction de pannes dans les condensateurs électrolytiques doit impérativement prendre en considération l'effet de la température de fonctionnement.

Dans ce que suit, nous allons étudier expérimentalement l'effet des grandeurs externes sur plusieurs condensateurs préparés dans notre laboratoire.

II.3 Préparation des échantillons (condensateur sain et en défaut)

Pour étudié l'effet de la fréquence et la température sur les paramètres internes du condensateur, on a utilisé quatre condensateurs électrolytiques : Condensateur A, Condensateur B, Condensateur C, Condensateur D (**Figure II.3**)



Fig. II.3 : Les quatre condensateurs utilisés pour les tests expérimentaux.

II.3.1 Influence de la fréquence sur les condensateurs à l'état sain

Dans un premier temps, et pour mesurer les paramètres : C et ESR des quatre échantillons à l'état sain, nous avons utilisé un **RLC-meter Gw INSTRON LRC-8105G** (**Figure II.4**). Cet instrument a été configuré afin de mesurer les valeurs de l'ESR et C pour différentes valeurs de fréquence (de 20Hz à 20 kHz).



Fig.II.4 : RLC-meter Gw INSTEK LRC-8105G.

Qualitativement, les Fig.II.5 et Fig.II.6 montrent que les allures de l'ESR et C en fonction de la fréquence sont les mêmes pour les quatre condensateurs. Par contre, et quoique que les quatre échantillons sont de même type, ces deux figures montrent que les variations d'ESR et C en fonction de la fréquence sont quantitativement différentes d'un condensateur à un autre (0.12Ω --- 0.15Ω et $290 \mu\text{F}$ --- $307 \mu\text{F}$). On note aussi, que la valeur de la capacitance influe sur la fréquence de résonance du condensateur, qui est théoriquement dans les alentours de 12 kHz.

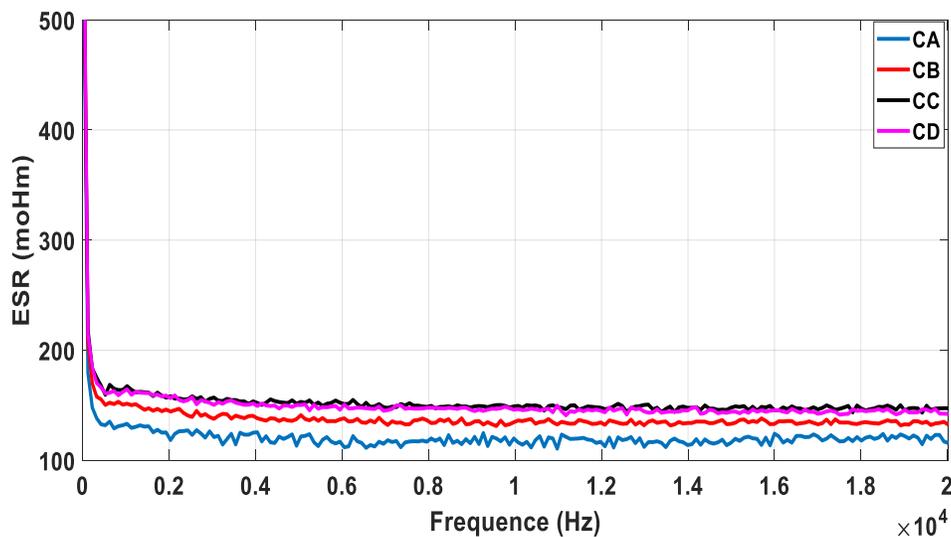


Fig.II.5 : La variation d'ESR en fonction de la fréquence.

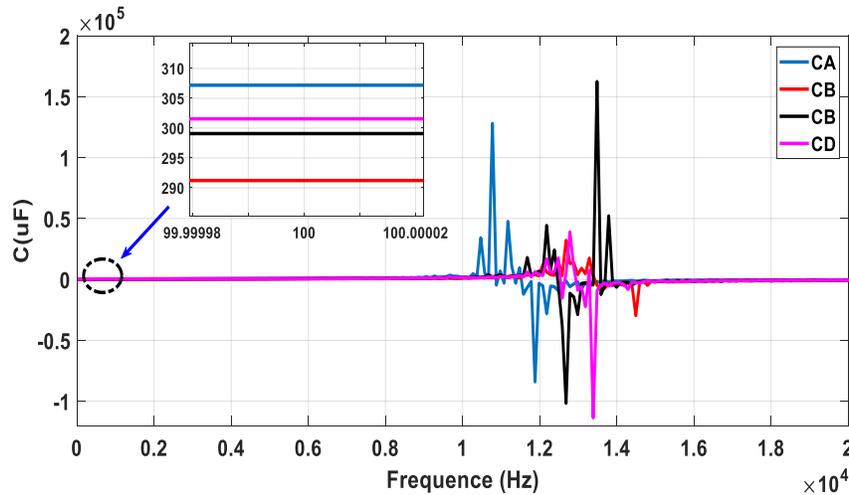


Fig.II.6 : La variation de C en fonction de la fréquence.

II.3.2 Influence de la fréquence sur les condensateurs à l'état défectueux

Pour montrer l'effet de la fréquence sur les paramètres internes du condensateur ESR et C à l'état défectueux, on a préparé plusieurs condensateurs avec différents degrés de sévérité de défaut. On sait que la dégradation des condensateurs électrolytiques est un processus très long, et pour accélérer ce processus, des échantillons sont placés dans un four programmable (**Fig.II.7**) permettant de contrôler la température et le temps de son application sur chaque échantillon. Les tests de dégradation sont effectués comme suit :

- Condensateur « A » : condensateur sain (de référence).
- Condensateur « B » : sous température de 120°C pendant 2 heures.
- Condensateur « C » : sous température de 120°C pendant 4 heures.
- Condensateur « D » : sous température de 200°C pendant 4 heures.

Par la suite, on a relevé les caractéristiques d'ESR et C en fonction de la fréquence en utilisant toujours notre RLC-mètre programmé entre 20 Hz et 20 kHz.



Fig. II.7 : Four programmable utilisé pour l'application de la température sur le condensateur.

Les Fig.II.8 et Fig.II.9 montrent que même pour les condensateurs défectueux («B», «C» et «D»), les allures d'ESR et C en fonction de la fréquence restent qualitativement semblable aux allures des condensateurs sains. Mais du point de vue quantitative, il est très clair que la valeur d'ESR augmente corrélativement avec le degré de dégradation des condensateurs. En fait, elle atteint presque 2.2Ω pour l'échantillon «D» ce qui représente une augmentation de 10 fois par rapport à la valeur de référence. Par contre, la valeur de C a diminuée corrélativement aussi avec le degré de vieillissement des condensateurs. En effet, on peut remarquer une diminution de plus que 80% pour le cas de l'échantillon «D». Selon les allures de la capacitance (Fig.II.9), on remarque que la fréquence de résonance augmente significativement en fonction de degré de vieillissement des condensateurs. En fait, cette fréquence peut dépasser 20 kHz pour le cas de l'échantillon «D».

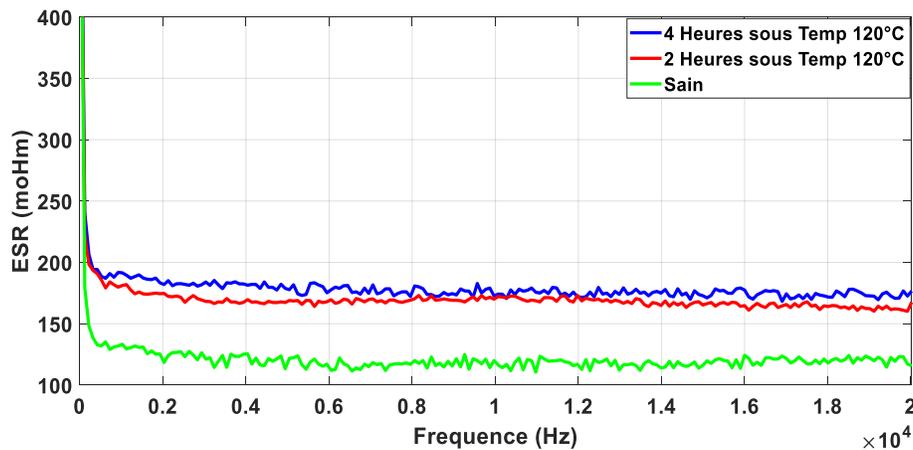


Fig.II.8 : La variation d'ESR en fonction de la fréquence avec différents degrés de défaut.

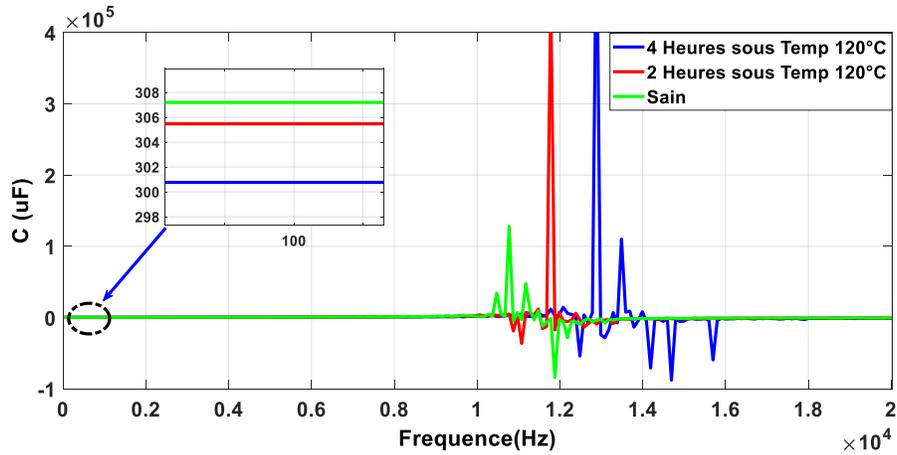


Fig.II.9 : La variation de C en fonction de la fréquence avec différents degrés de défaut.

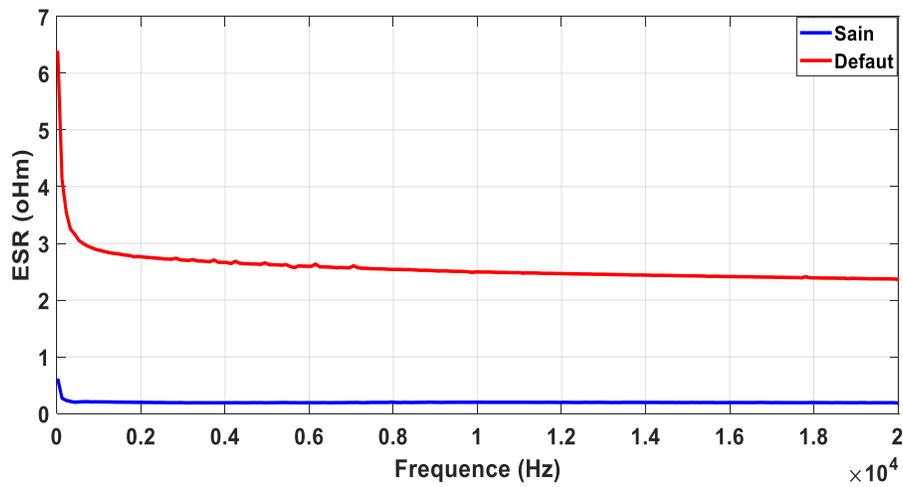


Fig. II. 10 : La variation d'ESR en fonction de la fréquence dans les deux états sains et dégradé.

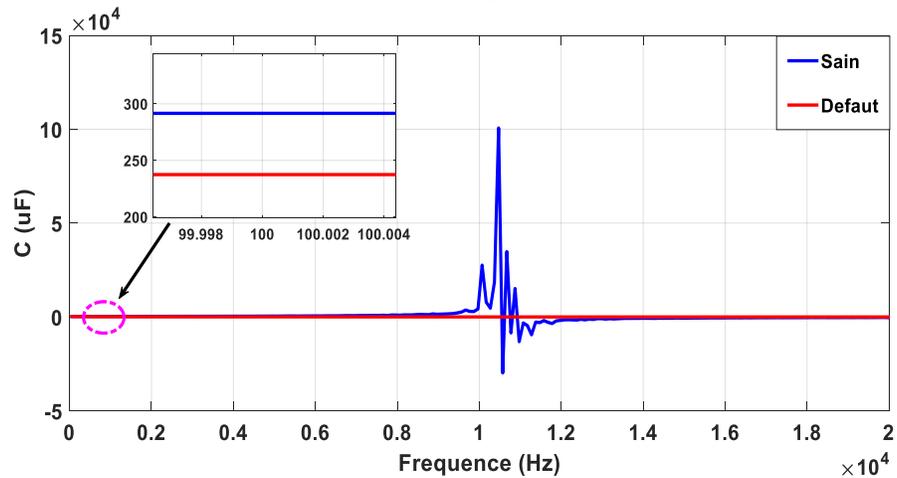


Fig. II. 11 : La variation de C en fonction de la fréquence dans les deux états sains et dégradé.

II.3.3 Lois de variation d'ESR et C en fonction de la température :

Il est évident que la température de fonctionnement affecte significativement, et d'une manière continue, les valeurs d'ESR et C. Par conséquent, cette forte relation avec la température ne doit pas être ignorée sinon, l'état du condensateur électrolytique ne peut pas être évalué avec succès. A cet effet, un condensateur sain (330µF / 450V) a été mis dans un four contrôlé sous l'effet d'une température variante de 30 °C jusqu'à 110 °C. La variation de la température a été effectuée selon des échelons de 10 °C toute les trente minutes. Après chaque variation, un LCR-mètre a été utilisé pour mesurer la capacitance (C) à 100 Hz et l'ESR à 5 kHz. Ces fréquences sont choisies parce que la technique utilisée pour déterminer les paramètres C et ESR est basée sur des composantes spectrales dont la fréquence est 100 Hz et 5 kHz. Les valeurs de C et ESR enregistrés sont tracés en fonction de la température sur la Fig.II.12 et II.13 respectivement.

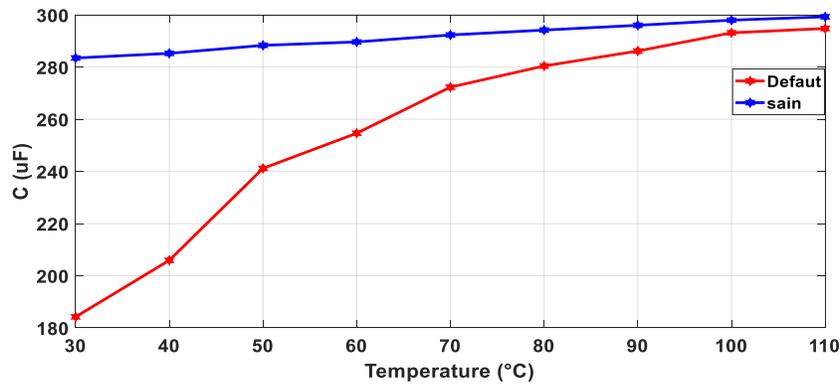


Fig.II. 12 : La variation de C en fonction de la température dans les deux états sain et dégradé.

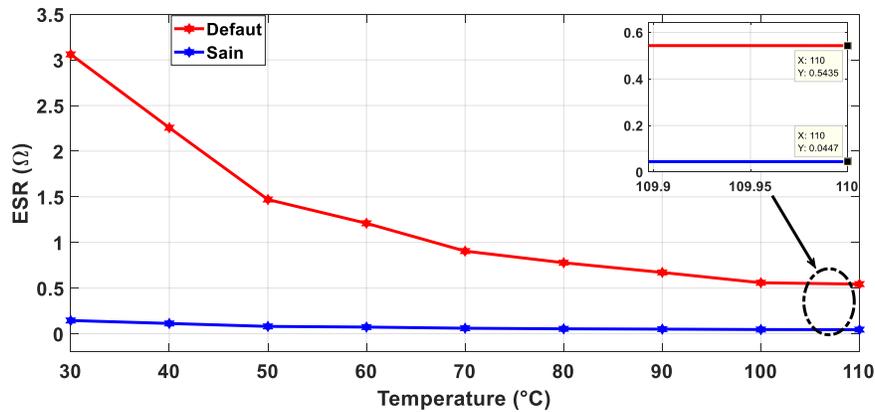


Fig.II. 13 : La variation d'ESR en fonction de la température dans les deux états sains et dégradé.

Ces résultats montrent clairement que d'une manière générale, l'augmentation de la température de fonctionnement provoque une diminution de l'ESR et une augmentation de C.

Selon l'ensemble des mesures de la capacitance présentées dans la figure II.12, nous remarquons que la variation de la capacitance est approximativement linéaire et peut s'exprimer tout simplement par une loi linéaire de la forme suivante [AHM 17, ABD 10] :

$$C_{ref}(T) = \alpha_C + \beta_C.T + \gamma_C.T^2 \tag{II.2}$$

Avec : $\alpha_C, \beta_C, \gamma_C$ sont des paramètres dépendant du condensateur utilisé et T est la température de fonctionnement.

Selon la figure II.13, nous remarquons une forte diminution de l'ESR à basse température, allant jusqu'au 55% de la valeur initiale pour une augmentation de 20 °C. Ces variations sont dues principalement au changement de la viscosité et de la dilatation des armatures [AMA 09, AHM 17]. La figure II.13, montre que la variation de l'ESR peut s'exprimer mathématiquement par une loi exponentielle de la forme suivante [AHM 17, ABD 10] :

$$ESR_{ref}(T) = \alpha_{ESR} + \beta_{ESR} \cdot e^{\frac{-T}{\gamma_{ESR}}} \tag{II.3}$$

Avec : $\alpha_{ESR}, \beta_{ESR}$ et γ_{ESR} sont des coefficients dépendant du condensateur utilisé et T est la température de fonctionnement en °C.

En utilisant l'ensemble des mesures enregistrées, les paramètres caractérisant les lois de variation de C et ESR ont été calculés et présentés dans le **tableau II.1**.

Tableau II.1 : Les paramètres des lois de variation d'ESR et C en fonction de la température à l'état sain.

α_{ESR}	0.0405	α_C	5.73
β_{ESR}	0.3466	β_C	-0.004
γ_{ESR}	25.0146	γ_C	0.0000141

Maintenant, et en utilisant les expressions (II.2) et (II.3), on peut facilement déterminer les valeurs de C et ESR à n'importe quelle valeur de température. Ceci présente une importance cruciale quant à l'efficacité de tout algorithme dédié à la détection des défauts dans les condensateurs électrolytiques.

II.4 Estimation des paramètres ESR et C :

Rappelons ici que notre objectif est d'estimer et de suivre les paramètres C et ESR, car ils fournissent des indications pertinentes sur les défaillances potentielles dans les condensateurs électrolytiques. En effet, tout changement dans les paramètres C et ESR affecte directement le rapport entre les ondulations de tension (ΔV_C) et de courant (ΔI_C). A tout instant donné, ce rapport est égal à l'impédance du condensateur. Cette dernière est dominée par C aux basses fréquences et par ESR dans la gamme des hautes fréquences. Pour les convertisseurs AC-DC-DC, chaque spectre des signaux ΔV_C et ΔI_C , comportent en permanent deux composantes spectrales importantes : la première a une fréquence égale à celle de commutation (f_{sw}) et la deuxième a une fréquence égale au double de la fréquence fondamentale (f_m).

Par conséquent, il est possible de calculer l'ESR et C en utilisant les expressions suivantes:

$$ESR = \frac{V_{f_{sw}}}{I_{f_{sw}}} \quad (\text{II.4})$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_m} \frac{I_{f_m}}{V_{f_m}} \quad (\text{II.5})$$

où $V_{f_{sw}}$ et $I_{f_{sw}}$ sont les amplitudes des harmoniques de fréquence f_{sw} , et V_{f_m} , I_{f_m} sont les amplitudes des harmoniques de fréquence f_m .

II.4.1 La Transformée de Fourier Rapide

Selon les équations ci-dessus, il est très clair que le problème d'estimation des paramètres : ESR et C revient principalement à un problème d'analyse spectrale des signaux ΔV_C et ΔI_C . En fait, un bon choix de la technique de traitement de signal conduit à une bonne détermination des amplitudes : $V_{f_{sw}}$, $I_{f_{sw}}$, V_{f_m} et I_{f_m} et par conséquent, à une estimation précise des paramètres du condensateur.

Dans un premier temps, on s'intéresse à l'utilisation de la technique la plus simple qui est la Transformée de Fourier Rapide (FFT).

On rappelle que la transformée de Fourier Rapide $x(f)$ d'un signal continu dans le temps est donnée par :

$$x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (\text{II.6})$$

L'analyse par FFT est utilisée principalement pour décrire un signal temporel dans le domaine fréquentiel avec une résolution fréquentielle constante sur une échelle linéaire de fréquence.

Généralement, pour analyser un signal par la technique FFT, on doit prendre en compte les paramètres suivants : par exemple les paramètres d'acquisition utilisés lors des essais expérimentaux sont les suivants :

- La fréquence d'échantillonnage : $f_e = 100000 \text{ Hz}$.
- Le temps d'acquisition : $T_a = 2 \text{ sec}$.
- Le nombre d'échantillons : $N_e = \frac{T_a}{T_e} = f_e * T_a = 200000 \text{ échantillons}$.
- La résolution fréquentielle: $\Delta f = \frac{1}{T_a} = \frac{1}{2} = 0.5 \text{ Hz}$.

Avec un ordinateur, il est impossible de calculer la FFT pour une valeur quelconque de la fréquence f . Donc, on ne calcule la FFT que pour des multiples Δf . C'est la notion de la Transformée de Fourier Discrète (DFT). En conséquence, la DFT $x(n)$ d'un signal échantillonné est donnée par :

$$x(n) = \sum_{k=1}^{N_e} x(k)e^{-j2\pi k \frac{n}{N_e}} \quad \text{avec } n = 1, 2, 3, \dots, N_e. \quad (\text{II.7})$$

Il est important de noter que la résolution fréquentielle joue un rôle primordial quant à la clarté du spectre, elle doit être de faible valeur pour qu'on puisse séparer les harmoniques proches [SAH 10].

II.5 Application sur un convertisseur DC-DC simple

II.5.1 Simulation

Pour Vérifier l'efficacité des lois de détermination des paramètres du condensateur électrolytique. Un simple convertisseur DC-DC élévateur a été modélisé sous l'environnement Matlab-Simulink. Les caractéristiques de ce convertisseur sont les suivantes: tension d'entrée de 35 V, charge résistive de 50 Ω, un rapport cyclique de 0,5 et une fréquence de commutation de 5 kHz. Le condensateur sous test est celui à la sortie du convertisseur. Ce condensateur présente les paramètres suivants: $C = 330 \mu\text{F}$ et $\text{ESR} = 0,2 \Omega$.

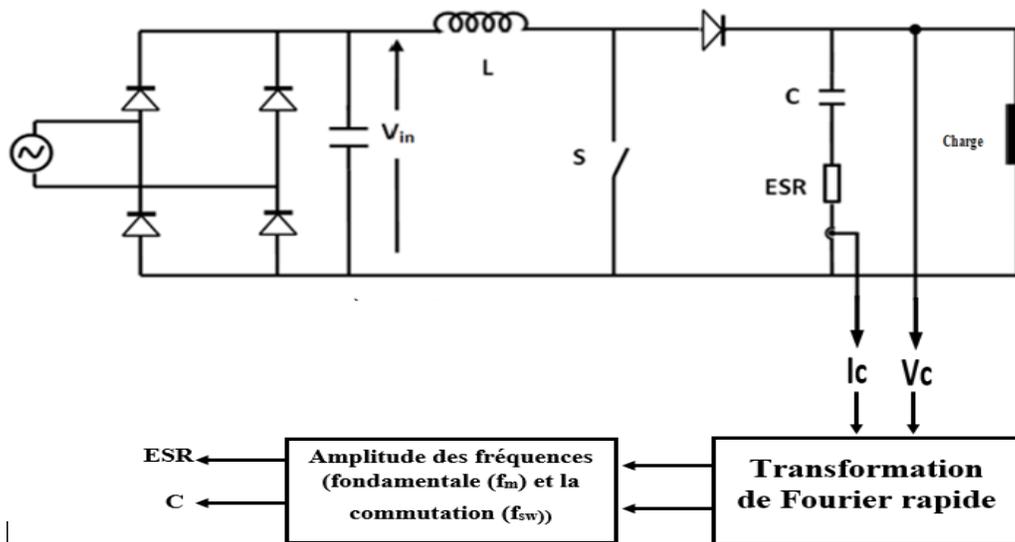


Fig.II. 14 : Le convertisseur-Boost étudié.

La Fig.II.15 représente les allures temporelles du courant I_c et de la tension V_c . Les ondulations des tension et courant sont très claires. La Fig.II.16 montre les différentes harmoniques constituant le spectre des signaux d'ondulations de tension et du courant. Comme nous l'avons dit précédemment, les harmoniques aux voisinage de la fréquence de commutation peuvent être utilisés pour la détermination de l'ESR (Eq. II.4), tandis que ceux aux alentours de double la fréquence fondamentale seront utilisés pour la détermination de C (Eq. II.5).

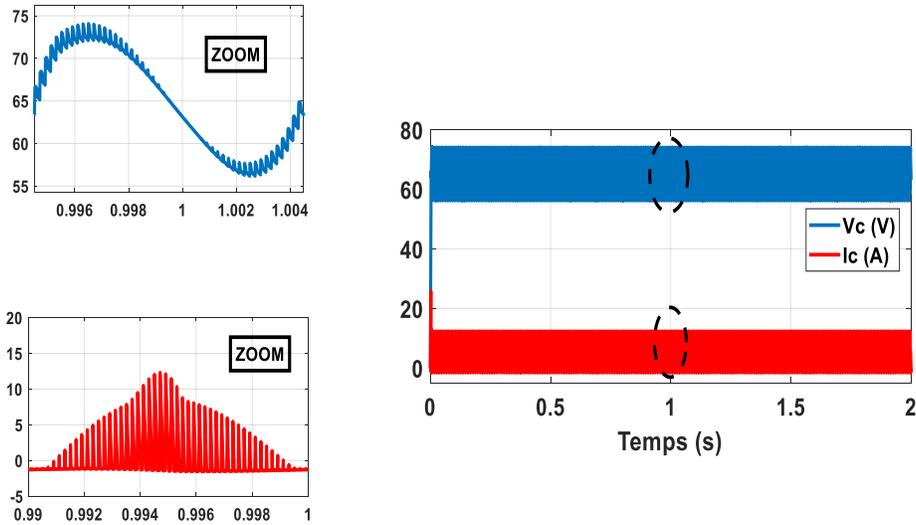


Fig.II. 15 : les allures temporelles du courant et de la tension aux bornes du condensateur.

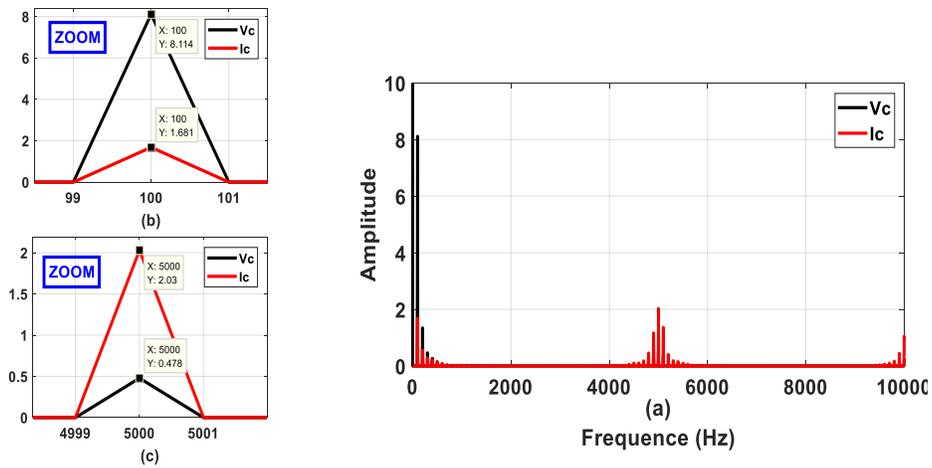


Fig.II. 16 : L'analyse spectrale de la tension et du courant du condensateur. (b) zoom autour de la fondamentale (c) autour de la fréquence de commutation.

Tableau II.2: Les valeurs d'ESR et C déterminés par simulation.

	ESR (Ω)	C (μF)
Les valeurs de référence	0.2	330
Les valeurs calculer	0.235	329.73
Erreur (%)	15	0.08

Le tableau II.2 montre une très petite erreur entre C estimée et sa valeur de référence dans les états sain et défectueux. Cependant, l'erreur liée à l'estimation de l'ESR est relativement élevée (15%) en particulier pour le condensateur sain ; ceci est dû au fait que l'ESR n'est pas strictement égal à $\frac{V_{(f_{sw})}}{I_{(f_{sw})}}$, il existe un effet capacitif qui doit être éliminé. Pour cela et afin d'améliorer la

précision de l'estimation de l'ESR, une expression corrigée pour ce paramètre peut être écrite comme suit :

$$ESR = \sqrt{\left(\frac{V_{(f_{sw})}}{I_{(f_{sw})}}\right)^2 - \left(\frac{1}{2\pi f_{sw} \cdot C_{Estimated}}\right)^2} \quad (II.8)$$

La nouvelle valeur de l'ESR estimée est égale à 0.214 Ω. Évidemment, l'erreur relative est fortement diminuée de 15% jusqu'à 7%.

D'autre part, si nous analysons l'effet de la fréquence sur l'impédance du condensateur, nous pouvons constater qu'à tout moment le rapport entre la tension du condensateur et les ondulations de courant est égal à l'impédance du condensateur :

$$Z_C(f) = \frac{\Delta V_C}{\Delta I_C} = \sqrt{ESR^2 + \frac{1}{(C\omega)^2}} \quad (II.9)$$

Cette impédance est dominée par la réactance capacitive aux basses fréquences et dominée par l'ESR ohmique à hautes fréquences. **Une question se pose ici, pourquoi nous n'avons pas corrigé la valeur C comme nous l'avons fait pour l'ESR ?**

Pour répondre à cette question, prenons l'exemple des résultats de simulation.

Si $f_m = 100$ Hz, l'expression réelle de C (c'est-à-dire avec correction) est :

$$Z_C^2(f_m) = \left(\frac{V_{f_m}}{I_{f_m}}\right)^2 = ESR^2 + \frac{1}{(2\pi \cdot f_m \cdot C)^2} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot f_m \cdot \sqrt{\left(\frac{V_{f_m}}{I_{f_m}}\right)^2 - ESR^2}} = 330.649 \mu F$$

Nous avons utilisé $ESR = 0.2 \Omega$ à titre d'exemple mais dans tous les cas, l'ESR est très petite par rapport à 1 et donc, $ESR^2 \ll \left(\frac{V_{fm}}{I_{fm}}\right)^2$. Ainsi, nous pouvons négliger son effet et obtenir une expression approximative pour C (c'est-à-dire sans correction) :

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_m \cdot \left(\frac{V_{fm}}{I_{fm}}\right)} = 328.83 \mu F$$

La différence entre la valeur C avec et sans correction est :

$$\Delta C = \frac{C - C_{cor}}{C} = 0.24\%$$

Donc, il n'y a pas de gain pour corriger la valeur C. Cependant, pour ESR, nous avons démontré que l'utilisation de l'expression corrigée (Eq II.8) a diminué considérablement l'erreur d'estimation.

Pour valider l'efficacité des lois de détermination des paramètres du condensateur électrolytique, on a essayé de tester ces lois pour différentes valeurs d'ESR et C. Le même simple exemple de convertisseur-boost a été simulé dans l'environnement Matlab-Simulink. Plusieurs essais de simulation ont été effectués sur trois condensateurs électrolytiques avec différentes valeurs de C et ESR : Capa. "A" (1000 μF , 0.1 Ω), Capa. "B" (220 μF , 0.15 Ω) et Capa. "C" (330 μF , 0.2 Ω).

Les figures (Fig.II.17 et Fig.II.18) montrent les allures temporelles de la tension et du courant de pour différentes valeur d'ESR et C.

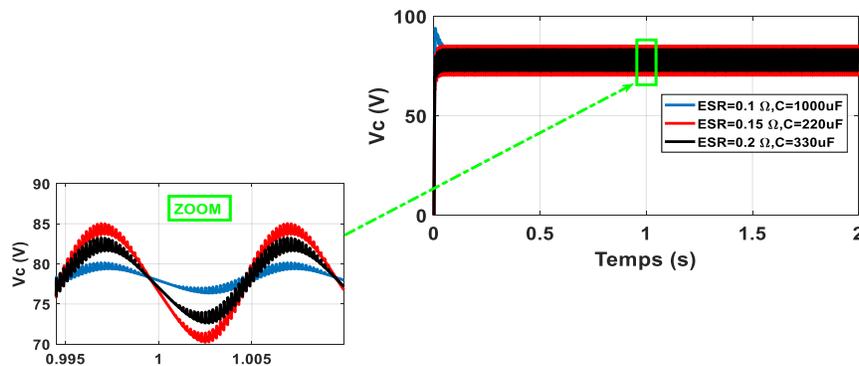


Fig.II.17 : Tension de condensateur pour différentes valeurs d'ESR et C.

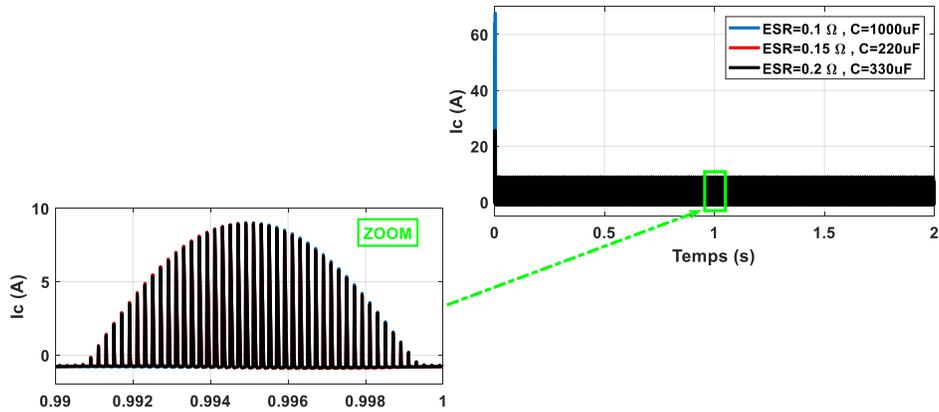


Fig. II.18 : Forme d'ondulation du courant de condensateur pour différentes valeurs d'ESR et C.

Les figures (Fig. II.19 et Fig. II.20) respectivement montrent les signatures spectrales de courant et de tension, et est clairement visible que les composantes spectrales fondamentales ou bien de la commutations sont variables si on a varié les valeurs de ESR et C.

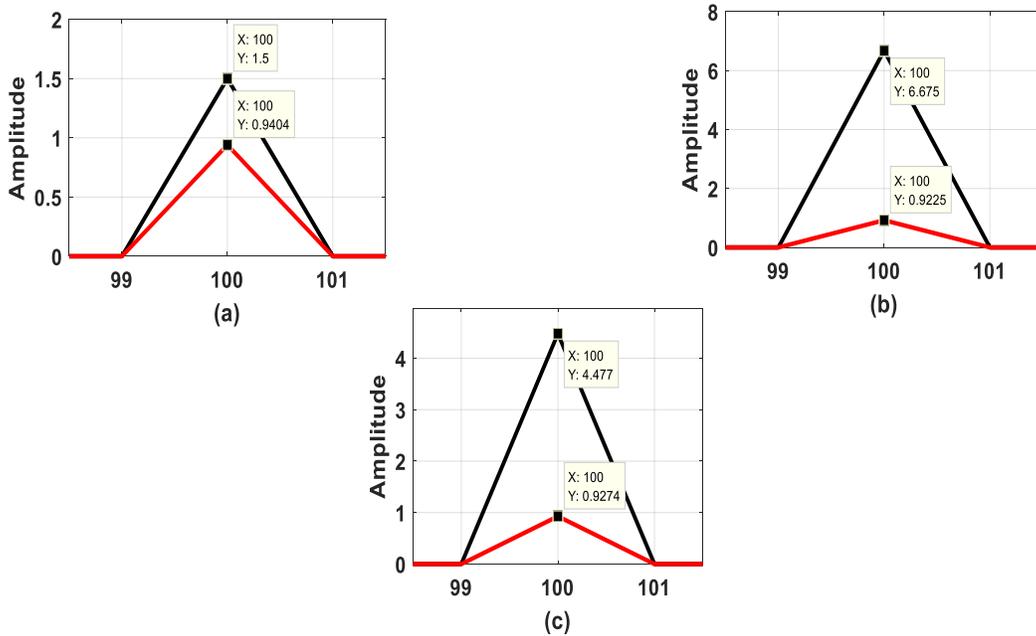


Fig. II.19 : La composante spectrale fondamentale de la tension et du courant pour différentes valeurs d'ESR et C.

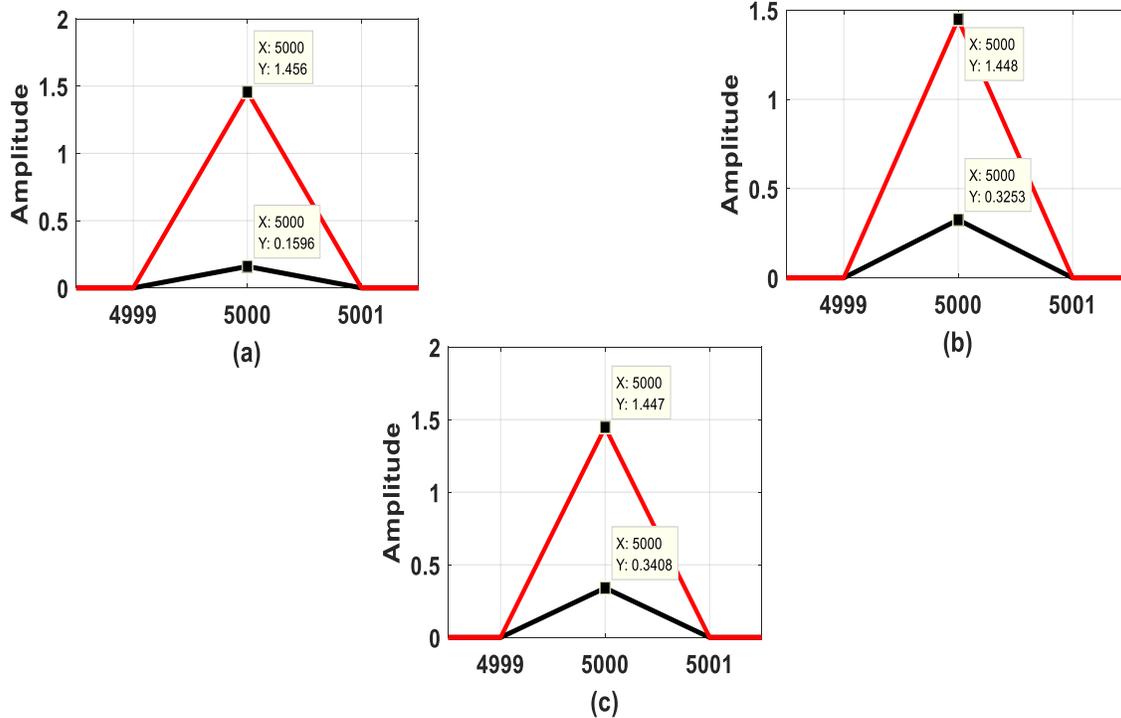


Fig. II.20 : La composante spectrale de commutation pour différentes valeurs d'ESR et C.

Les valeurs calculées des différents paramètres ESR et C sont regroupées dans le tableau II.3. On remarque que pour l'ESR, l'erreur est $< 8\%$, et pour C l'erreur est $\leq 0.2\%$, ce qui prouve que les valeurs calculées sont en bonnes concordance avec les valeurs de référence même pour les condensateurs de très petite ESR.

Tableau II.3: Les valeurs d'ESR et C déterminés expérimentalement.

	ESR (Ω)			C (μF)		
	ESR(A)	ESR(B)	ESR(C)	C(A)	C(B)	C(C)
Référence	0.1	0.15	0.2	1000	220	330
Calculée	0.1049	0.1619	0.214	997.8	219.96	329.73
Erreur (%)	4.9	7.93	7	0.2	0.018	0.08

II.5.2 Effet de la charge

Dans cette partie, nous allons étudier l'effet de la charge de convertisseur sur l'efficacité de la procédure utilisée pour le calcul des paramètres ESR et C. Plusieurs testes de simulation ont été effectués en utilisant un condensateur de $ESR=0.2 \Omega$ et $C = 330 \mu F$. On a choisis quatre valeurs de charge : $R= 10 \Omega$, 50Ω , 100Ω et 150Ω . Les figures (Fig.II.21 et Fig. II.22) montrent que la variation de la charge influe sur les ondulations de la tension et du courant.

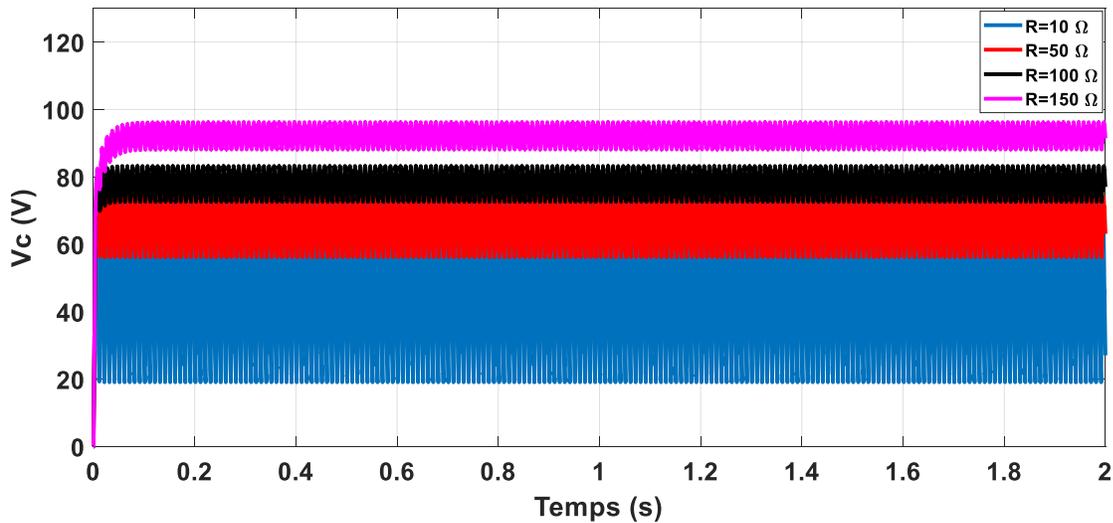


Fig. II.21 : La forme d'ondulation de la tension de condensateur avec différentes valeurs de charge.

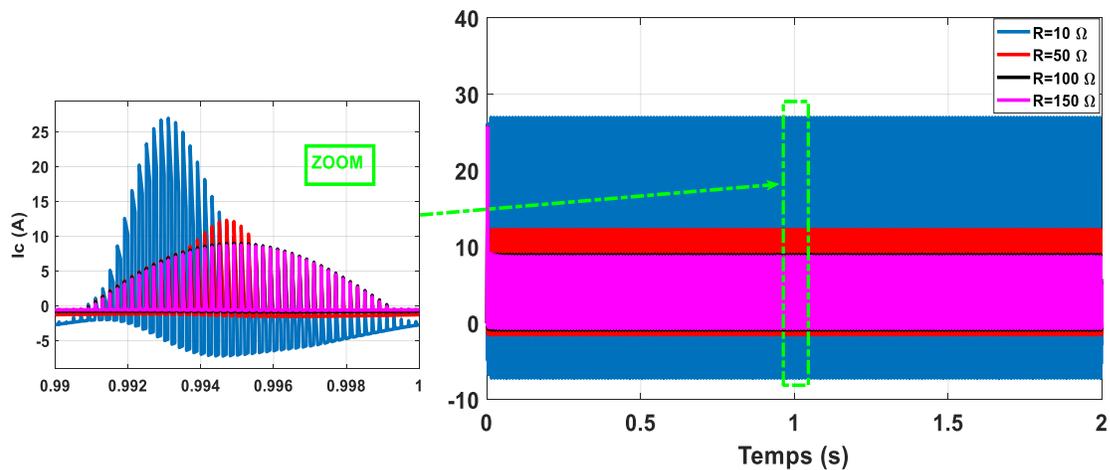


Fig. II.22 : La forme d'ondulation du courant de condensateur avec différentes valeurs de charge.

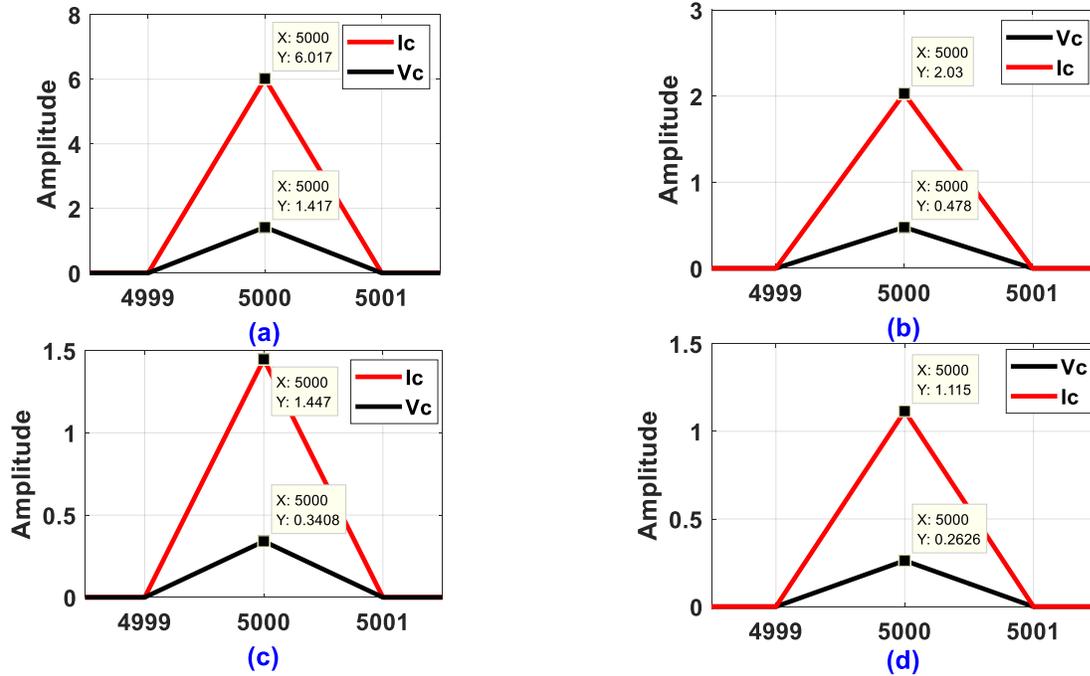


Fig. II.23 : La composante spectrale de commutation de la tension et du courant pour différentes valeurs de charge. (a) $R=10 \Omega$, (b) $R=50 \Omega$, (c) $R=100 \Omega$, (d) $R=150 \Omega$.

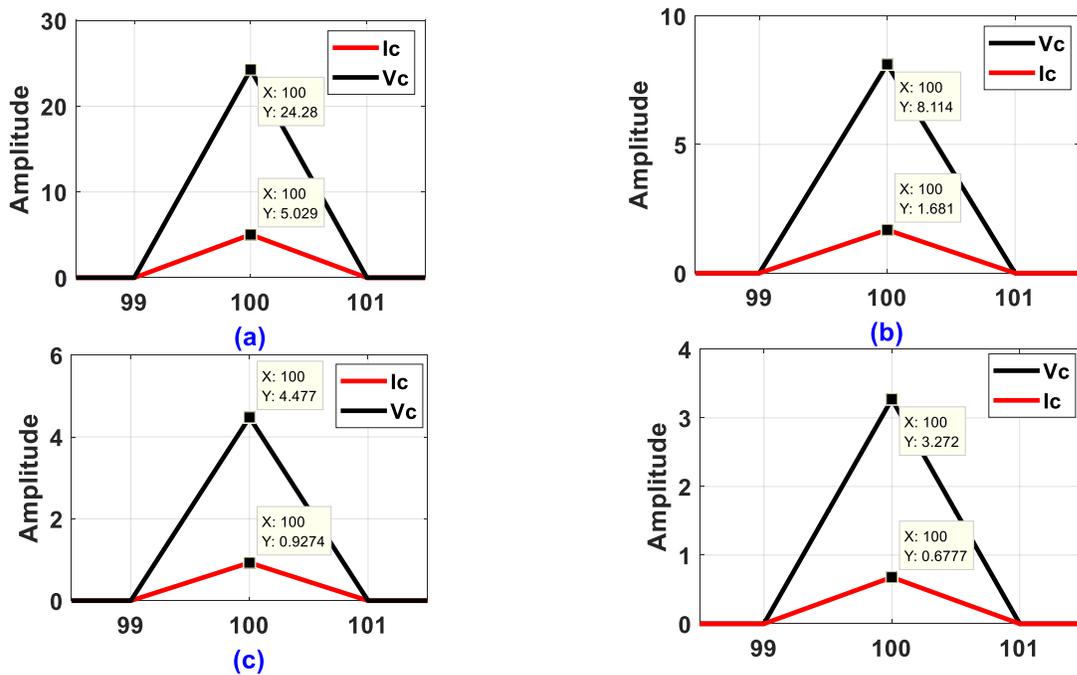


Fig. II.24 : La composante spectrale fondamentale de la tension et du courant de condensateur pour différentes valeurs de charge. (a) $R=10 \Omega$, (b) $R=50 \Omega$, (c) $R=100 \Omega$, (d) $R=150 \Omega$.

Les figures (Fig. II.23 et Fig. II.24) montrent qu'il ya une variation dans les amplitudes des composantes spectrales (fondamentale et de commutation) du courant et tension mais, les rapports V_{fm}/I_{fm} et V_{fsw}/I_{fsw} indiquent presque toujours les mêmes valeurs. Les résultats regroupés dans le tableau II.4 montrent que l'erreur relative entre la valeur calculée et la valeur de référence reste relativement constante pour les différentes valeurs de charge utilisée. Cela signifie que la variation de la charge n'influe pas sur l'efficacité des expressions II.4 et II.5 quant à la détermination des paramètres ESR et C.

Tableau II.4 : Les valeurs d'ESR et C déterminés pour différentes valeurs de charge.

	ESR (Ω)				C (μF)			
	ESR(A)	ESR(B)	ESR(C)	ESR(D)	C(A)	C(B)	C(C)	C(D)
Référence	0.2	0.2	0.2	0.2	330	330	330	330
Calculer	0.2139	0.214	0.214	0.214	329.6	329.7	329.7	329.65
Erreur (%)	6.95	7	7	7	0.12	0.09	0.09	0.1

II.5.3 Validation expérimentale

Pour valider expérimentalement les lois de détermination des paramètres ESR et C, le même convertisseur boost présenté dans la Fig. II.25 a été réalisé avec une charge constante ($R = 163 \Omega$). La tension d'entrée est de 35 V et la fréquence de commutation est maintenue constante autour de 5 kHz, avec un cycle de travail de 0,5.

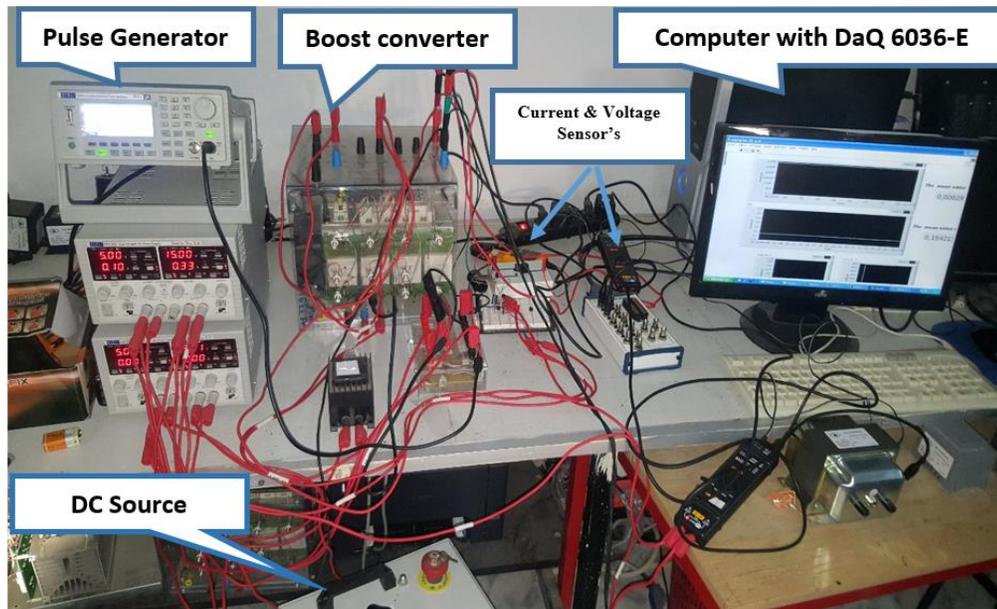


Fig. II.25 : Le banc d'essai expérimental.

Le convertisseur a été réalisé en utilisant les composants d'un onduleur « SEMIKRON ». La commande des interrupteurs est assurée par un générateur d'impulsion et l'acquisition des signaux est effectuée à l'aide d'une carte d'acquisition NI-6036.

a) Mesure des signaux :

Le courant de condensateur est mesuré par un capteur à effet Hall, de référence i30S de la Société FLUKE. La tension est mesurée par un capteur de tension de référence GDP-025 de la Société GWINSTEK. Le capteur de tension et de courant sont présentés dans les figures II.26 et II.27



Fig. II.26: Capteur de courant



Fig. II.27 : Capteur de tension

b) La carte d'acquisition NI-6036E :

Les sorties des capteurs sont envoyés au convertisseur analogique-numérique de [NI PCI-6036E](#). Le système de détection développé sous script-matlab a été transféré par le logiciel LabVIEW (2011, 32bit). Le schéma de la carte [NI PCI-6036E](#) est montré dans la **Fig. II.28**. Les deux signaux de condensateur (V_c et I_c) utilisés pour l'estimation des paramètres électriques (ESR et C).

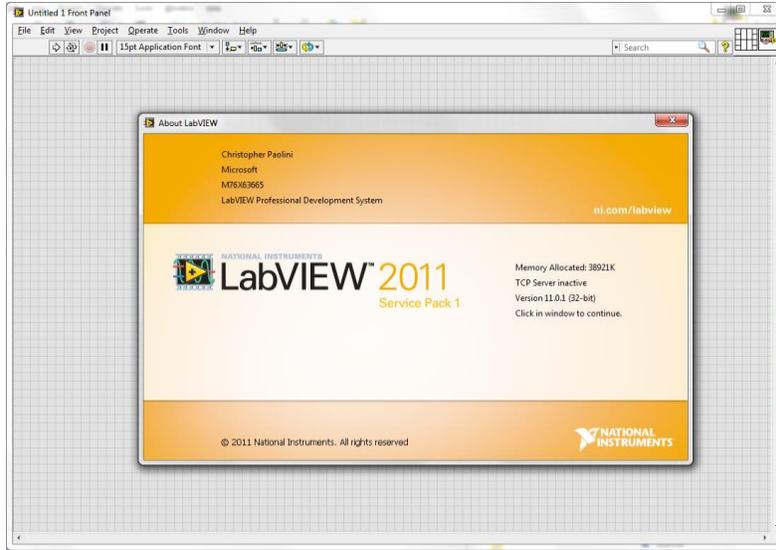


Fig. II.28 : L'interface de logiciel Lab-VIEW.

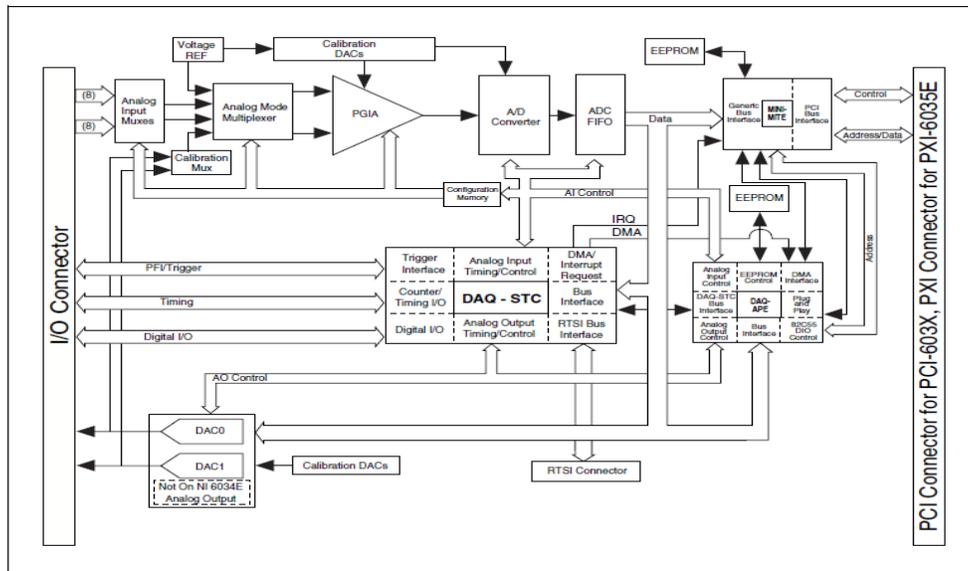


Fig. II.29 : Le schéma de la carte NI PCI-6036E.

c) Carte de conditionnement :

Cette carte est utilisée entre la sortie du générateur d'impulsion et les drivers d'IGBT. Elle convertie les signaux de commande de (0-5 V) à (0-15 V).

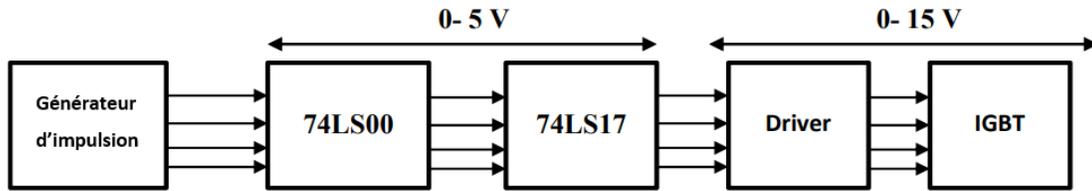


Fig. II.30 : schéma de la carte de conditionnement

La carte est composée d'un circuit NAND 74LS00 assurant une faible influence parasite entre IGBT et le générateur, et une diminution des dégâts en cas de mauvais fonctionnement du module IGBT. Il est en cascade avec un circuit d'élévation de niveau de tension 74LS17.

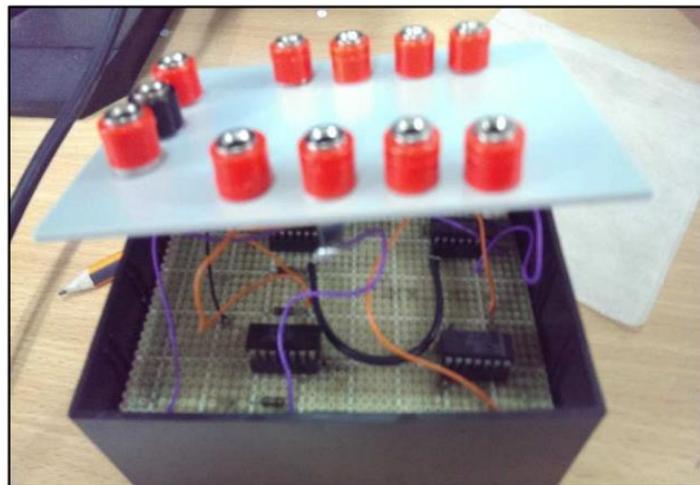


Fig. II.31 : Photo de la carte de conditionnement

Les paramètres d'acquisition des signaux I_c et V_c sont introduits dans une palette spécifique (*Assistant DAQ*) présentée par le logiciel Lab-VIEW (Fig. II.32). Les signaux peuvent être visualisés ou enregistrés. Les Fig. II.33 et II.34 montrent respectivement les allures temporelles et les spectres des signaux enregistrés.

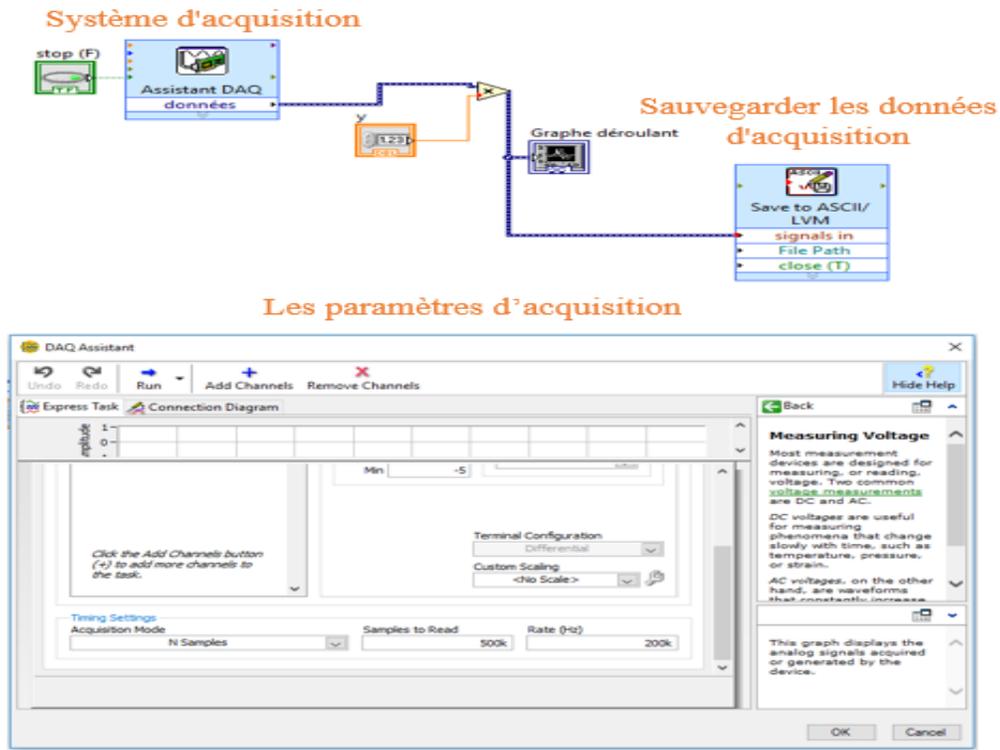


Fig. II.32 : Procédure d'acquisition, visualisation et enregistrement des signaux en utilisant LabVIEW.

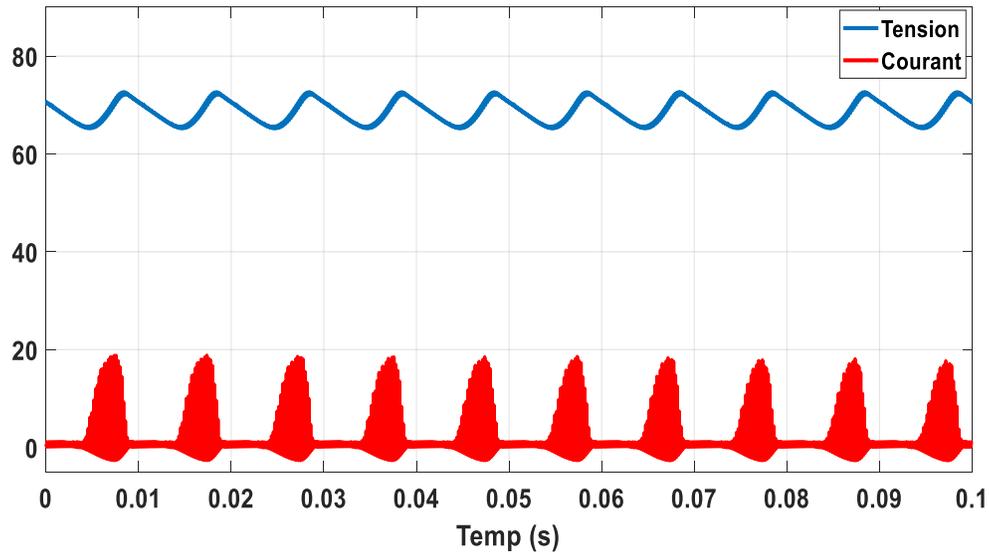


Fig. II.33 : Tension de condensateur et la forme d'ondulation du courant.

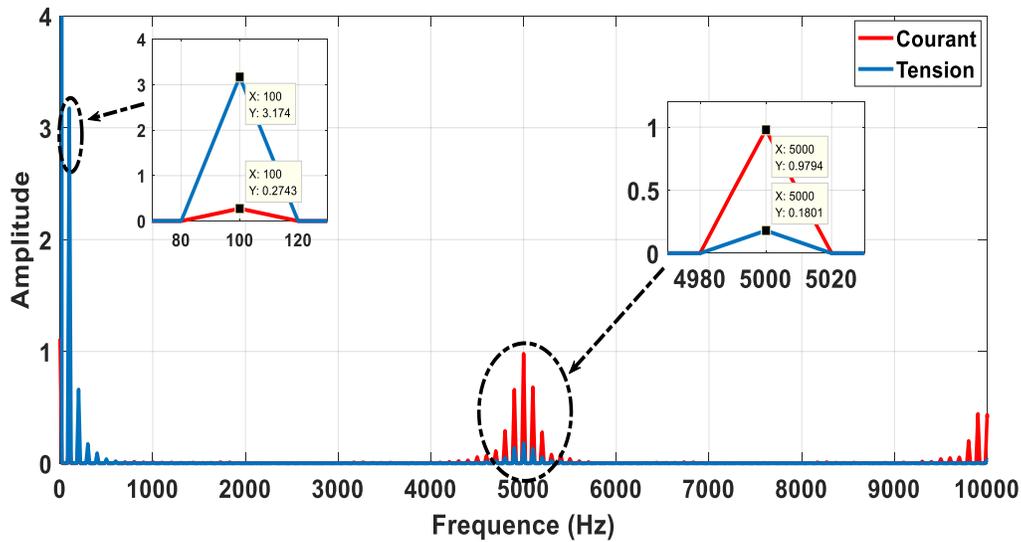


Fig. II.34 : L’analyse spectrale de la tension et du courant de condensateur avec un zoom autour de la fondamentale et autour de la fréquence de commutation.

Le tableau II.5 montre les paramètres ESR et C calculés à partir des spectres des signaux enregistrés expérimentalement. On remarque que les valeurs des paramètres calculés sont très proches de ceux références, ce qui confirme l’efficacité des expressions II.4 et II.5

Tableau II.5: les paramètres ESR et C calculés à partir des spectres des signaux enregistrés expérimentalement.

ESR_{Référence} (Ω)	ESR_{Calculée} (Ω)	Erreur (%)
0.192	0.183	4.6 %
C_{Référence} (μF)	C_{Calculée} (μF)	Erreur (%)
294.15	287.1	2.4 %

II.6 Handicapes de la méthode FFT

Il est évident que la technique FFT est la plus simple et la plus rapide pour analyser les spectres d’harmoniques. Cependant, l’utilisation de cette technique est réservée strictement aux signaux stationnaires. Par ailleurs, la DFT nécessite une longue séquence de données pour obtenir

une haute résolution fréquentielle afin de calculer seulement une valeur pour C et une autre pour ESR. En conséquence, le régime stationnaire peut être perdu pendant une longue période d'acquisition ; et si le signal enregistré présente de nonstationarités, que ce soit sur son amplitude et/ou sa fréquence, l'application de la FFT pour analyser le contenu spectral de ce signal donne, sans doute, des résultats erronés. De plus, le mémoire du système d'acquisition ne permet pas toujours de stocker un grand nombre d'échantillons. Et comme la résolution en fréquence dépend de l'inverse du temps de l'acquisition, la réduction de cette dernière diminue considérablement l'efficacité de l'analyse des harmoniques.

Pour bien illustrer les limites et les handicaps de la FFT, nous avons simulé le fonctionnement de notre convertisseur élévateur avec un condensateur électrolytique sain dont les paramètres sont : $C_H = 330 \mu\text{F}$ et $\text{ESR}_H = 0,2 \Omega$. Après une seconde de simulation, un défaut dans le condensateur est introduit brusquement par la modification des paramètres C_H et ESR_H qui deviennent : $C_d = 250 \mu\text{F}$ et $\text{ESR}_d = 0,4 \Omega$.

La **Fig. II.35** présente les allures temporelles des signaux de la tension et du courant. Celle montre clairement les changements qui apparaissent sur les formes d'onde après l'apparition brusque d'un défaut dans le condensateur électrolytique. Donc, si le défaut était produit pendant l'enregistrement des signaux, la FFT serait incapable d'estimer avec précision les paramètres du condensateur. En effet, la **Fig. II.36** représente le spectre de la tension et du courant du condensateur pour cette situation. Notez bien que ces spectres ont été obtenus en utilisant tous les points enregistrés (100 000 échantillons). Le calcul des paramètres du condensateur a donné: $\text{ESR}_{\text{cal}} = 0,34 \Omega$ et $C_{\text{cal}} = 280.33 \mu\text{F}$. Évidemment, les valeurs calculées sont assez éloignées des valeurs de référence, ce qui rend difficile la tâche de détection du défaut dans le condensateur électrolytique.

L'utilisation de la méthode STFT fournirait de bonnes informations sur les paramètres du condensateur électrolytique, mais cela nécessiterait un grand nombre d'échantillons (au moins 10 000 échantillons) pour fournir une valeur unique pour C et une autre pour ESR. Le STFT serait en mesure d'estimer avec précision les paramètres du condensateur.

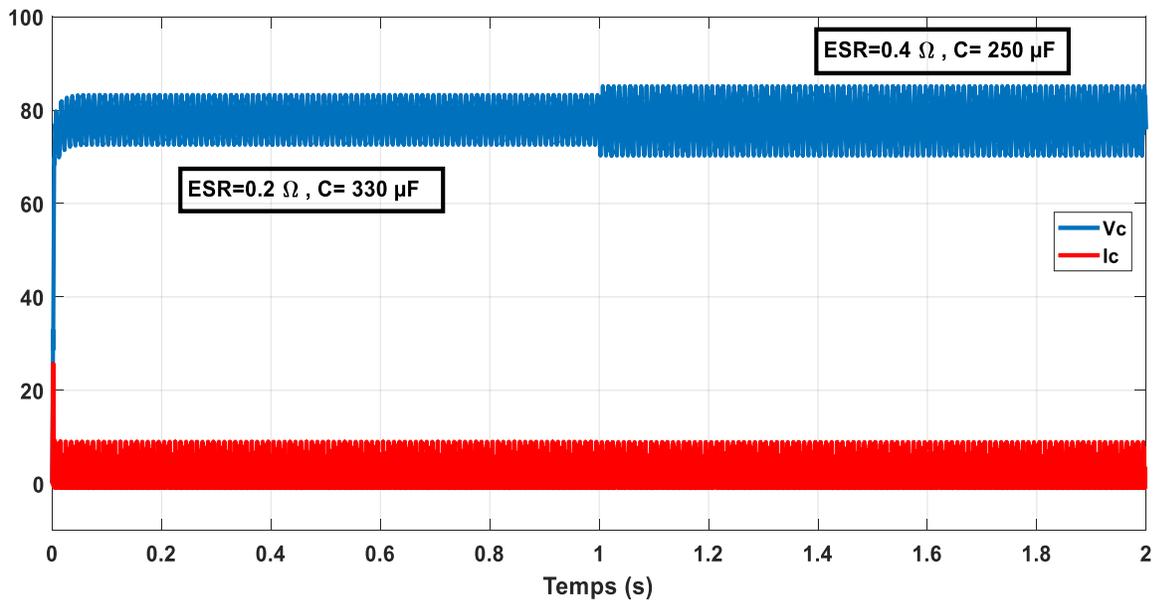


Fig. II.35 : Formes d'onde de la tension et courant lors d'un défaut brusque dans le condensateur

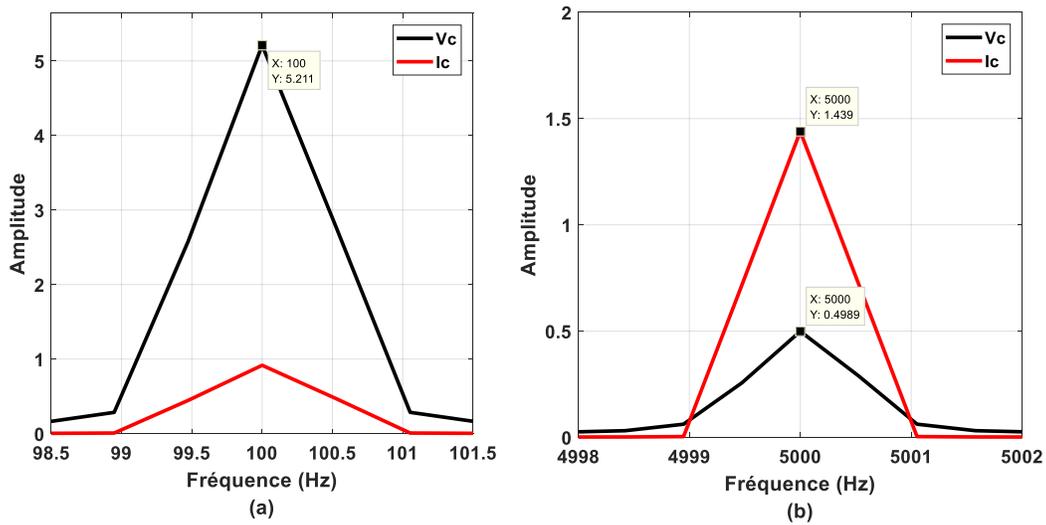


Fig. II.36 : Les composantes spectrales de la tension et du courant autour de 100 Hz et 5000 Hz

II.7 La méthode STFT (Short Time Fourier Transform) :

Pour éviter les handicaps de la technique FFT, nous avons proposé l'utilisation de la méthode STFT (Short Time Fourier Transform). Cette méthode est basée sur la division du signal enregistré en plusieurs fenêtres superposées de courte durée, puis l'application de la FFT sur chaque fenêtre afin de déterminer les amplitudes des composantes spectrales qui seront utilisées pour le calcul de ESR et C (Fig. II.37). En conséquence, la STFT permet de considérer l'aspect non stationnaire du problème ce qui convient bien au problème traité.

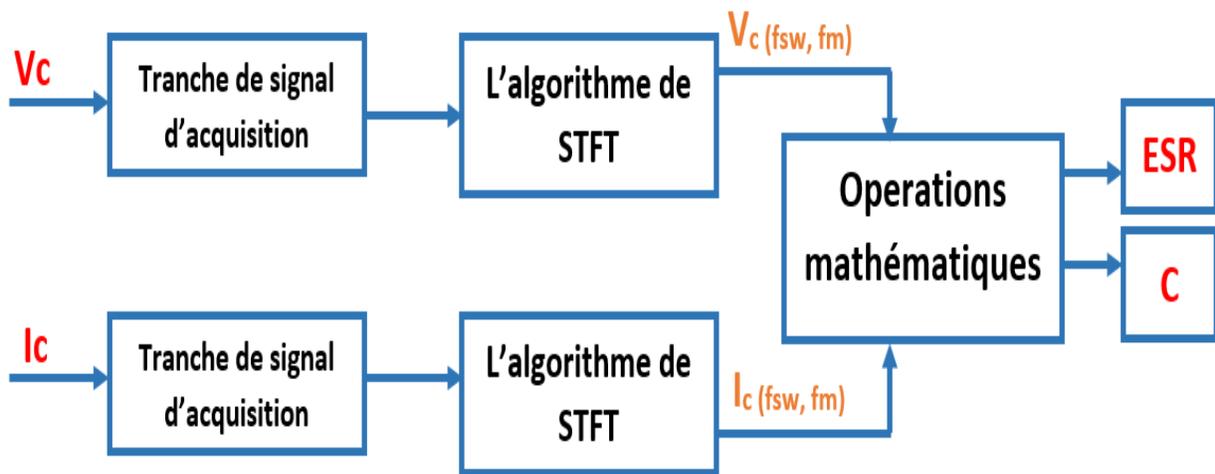
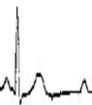


Fig. II.37 : Schéma explicatif de la technique d'estimation de paramètres STFT.

Il est très important de noter que deux paramètres influent beaucoup sur les performances de la STFT : la résolution fréquentielle et la résolution temporelle. Malheureusement, ces deux paramètres sont contradictoires et elles dépendent de la longueur de la fenêtre glissante. En effet, une fenêtre très courte donne une bonne résolution temporelle avec une mauvaise résolution fréquentielle, tandis qu'une fenêtre longue offre une haute résolution fréquentielle avec une médiocre résolution temporelle. Ainsi, on doit trouver un compromis entre ces deux exigences obligatoires. Dans ce contexte, plusieurs testes sont effectués avec différentes longueurs de la fenêtre d'acquisition et on a trouver que pour avoir une bonne resolution fréquentielle, on doit utiliser au moins 10000 echantillons.



II.7.1 Résultats de simulation

Nous avons appliqué la méthode STFT sur les signaux V_c et I_c obtenus de l'exemple de simulation décrit précédemment, où le convertisseur élévateur fonctionnait à l'état sain et après une seconde de simulation, un défaut dans le condensateur électrolytique est introduit brusquement ce qui représente une nonstationarité dans les signaux enregistrés.

On sait bien que le calcul de ESR et C nécessite la détermination des fréquences et et amplitudes correspondantes aux harmoniques fondamentales et ceux de commutation des signaux V_c et I_c . En fait, les figures (Fig. II.38, Fig. II.39 et Fig. II.40) montrent l'aptitude de la méthode STFT à estimer et suivre les amplitudes et les fréquences requises.

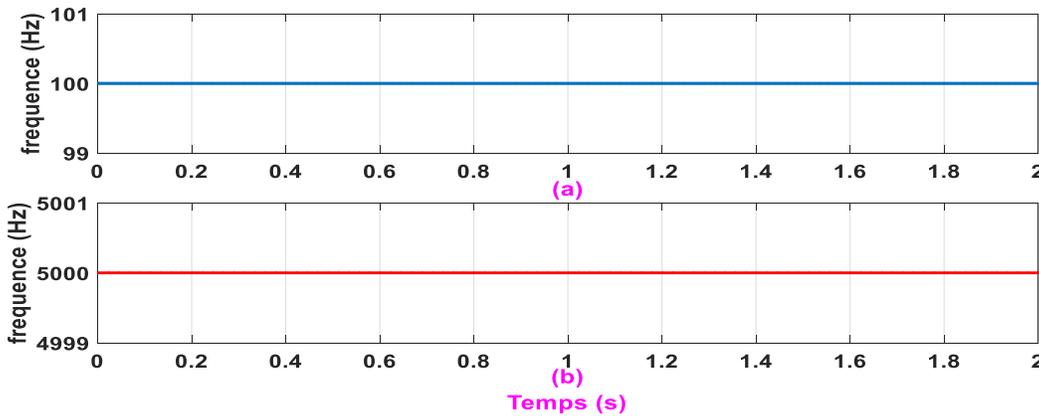


Fig. II.38 : Fréquences estimées par la méthode de STFT : (a) fréquence fondamentale, (b) fréquence de commutation.

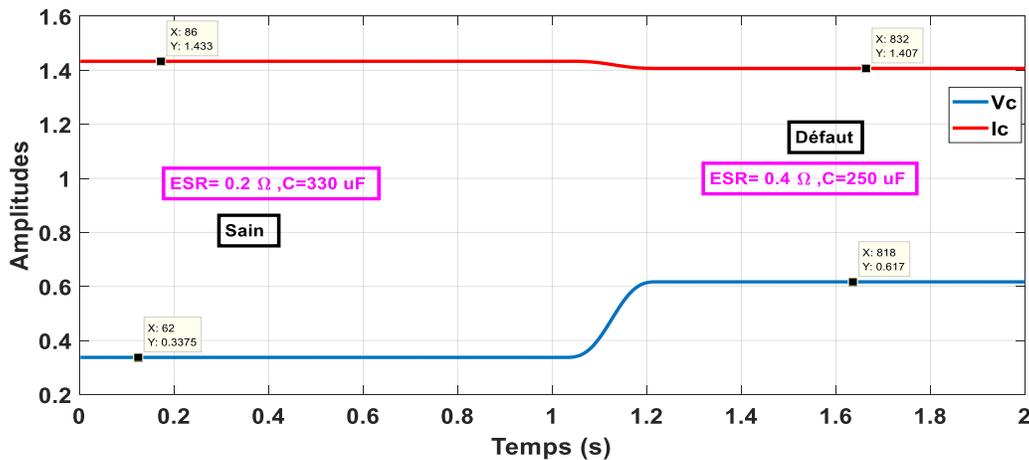


Fig. II.39 : Amplitudes de l'harmonique de commutation estimées par STFT

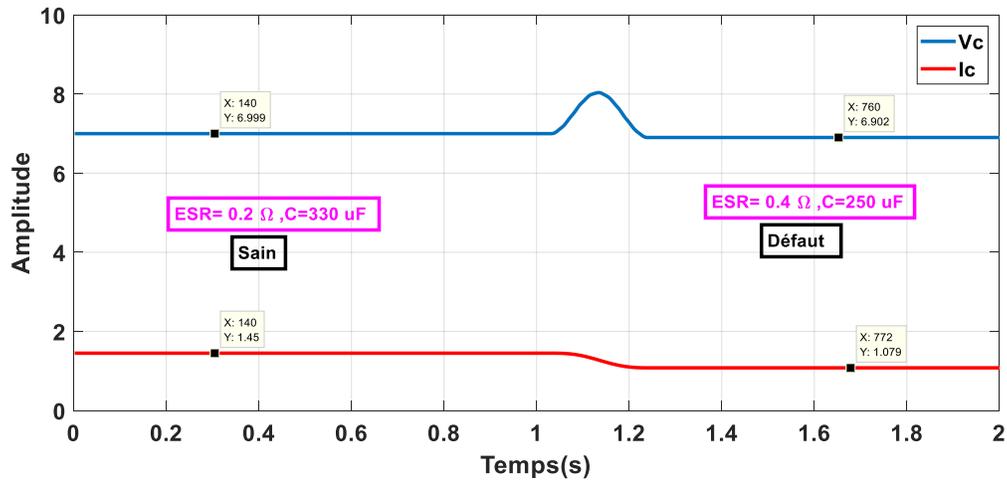


Fig. II.40 : Amplitudes de l’harmonique fondamentale estimées par STFT.

Maintenant, il est facile de calculer les paramètres C et ESR en utilisant les expressions (II.4) et (II.5). Les courbes obtenues sont illustrées sur les Fig. II.41 et Fig. II.42. Qualitativement, il est clair que la méthode STFT conduit à une représentation temporelle des paramètres C et ESR, ce qui est très important pour notre problématique, puisqu’elle permet d’estimer et en plus de suivre l’évolution de ces paramètres même s’il y a des variations ou des changements brusques sur le fonctionnement du convertisseur.

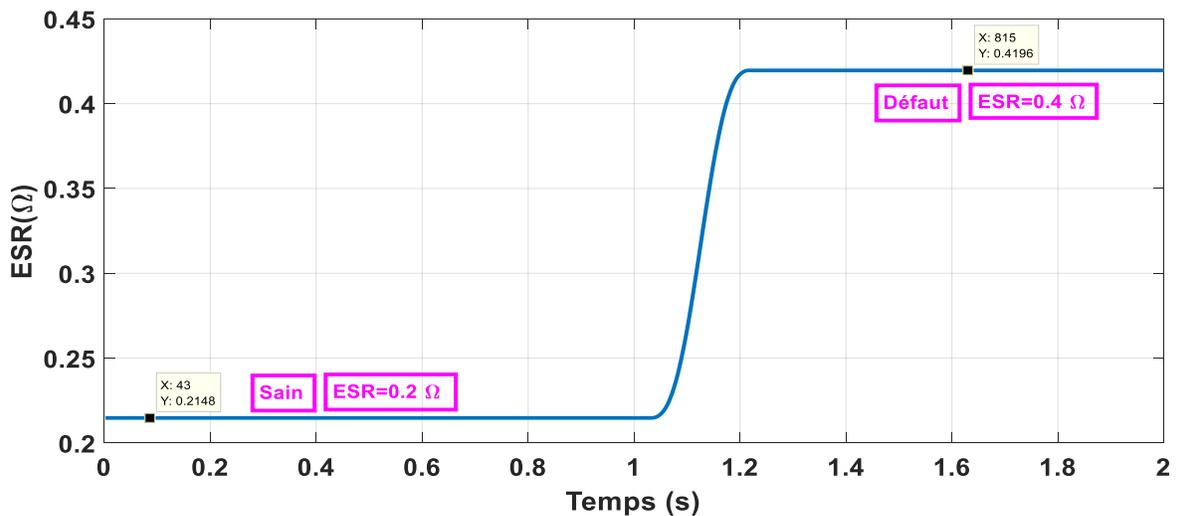


Fig. II.41 : ESR estimée.

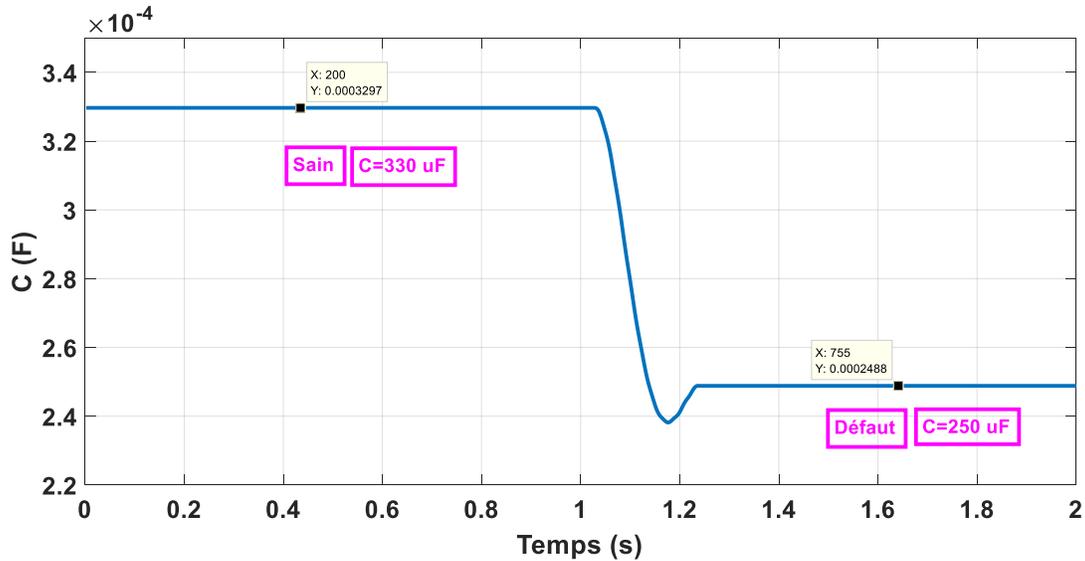


Fig. II.42 : C estimée.

Quantitativement, et pendant le fonctionnement sain, nous avons trouvé que les valeurs moyennes des paramètres ESR et C estimés par STFT sont respectivement égales à 0.214Ω et $329.67 \mu\text{F}$; ce qui est très proche des valeurs de référence saines (ESR_H et C_H) avec des erreurs relatives : 7% et 0,12%, respectivement. Après l'apparition du défaut, les **Fig. II.41 et II.42** montrent clairement que la méthode STFT a suivi avec succès les changements qui ont eu lieu sur les paramètres ESR et C. Les nouvelles valeurs estimées deviennent, respectivement, 0.419Ω et $248.8 \mu\text{F}$, qui sont de nouveau en bon accord avec les valeurs de référence ESR_d et C_d (erreurs : de 4.5% et 0.3%, respectivement).

II.7.2 Validation expérimentale

Pour valider expérimentalement la méthode proposée, nous avons utilisé notre banc d'essai décrit précédemment (**Fig. II.25**). Rappelons ici que la tension d'entrée est de 35 V et la fréquence de commutation est maintenue constante autour de 7 kHz, avec un rapport cyclique de 0,5.

Afin d'introduire soudainement le défaut du condensateur, deux condensateurs électrolytiques ont été montés en parallèle sur le côté de sortie du convertisseur élévateur. La commutation entre les condensateurs sain et défectueux est gérée en utilisant un commutateur bidirectionnel, comme le montre la **Fig. II.43**.

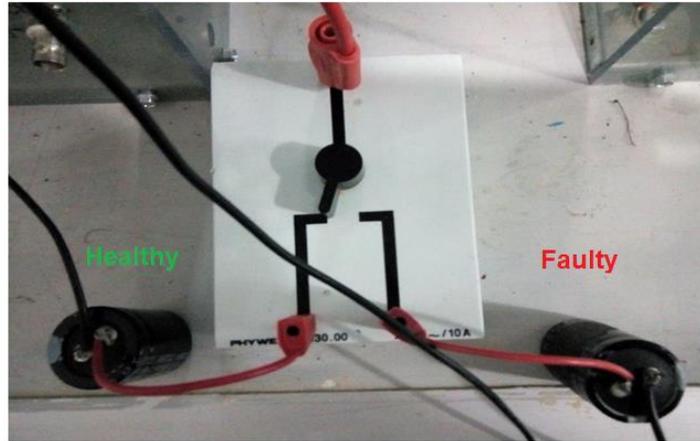


Fig. II.43 : Commutateur bidirectionnel permettant la commutation entre les condensateurs sain et défectueux.

Le tableau II.5 représente les valeurs des paramètres ESR et C correspondant aux condensateurs électrolytiques sain et défectueux, qui sont mesurées par un RLC mètre configuré pour calculer la valeur ESR à 7 kHz et la valeur C à 100 Hz.

Tableau II.5 ESR et C MESURÉS, DONNÉS PAR UN RLC-mètre.

	ESR(Ω)	C (μ F)
Condensateur Sain	0.238	291.34
Condensateur en défaut	2.40	195.85

L'acquisition des signaux de tension et de courant est effectuée avec une fréquence d'échantillonnage de 100 kHz. L'acquisition est commencée lorsque le convertisseur élévateur fonctionnait avec le condensateur électrolytique sain. Après quelques secondes, l'interrupteur est commuté sur le condensateur en défaut. Donc, le défaut du condensateur est introduit pendant la période d'acquisition. Les allures temporelles des signaux enregistrées sont présentées sur la **Fig. II.44**. On remarque que le défaut du condensateur influe sur les ondulations des signaux V_c et I_c . Ces signaux deviennent non stationnaires et par conséquent, l'estimation et le suivi des paramètres ESR et C peuvent être considérées comme un défi.

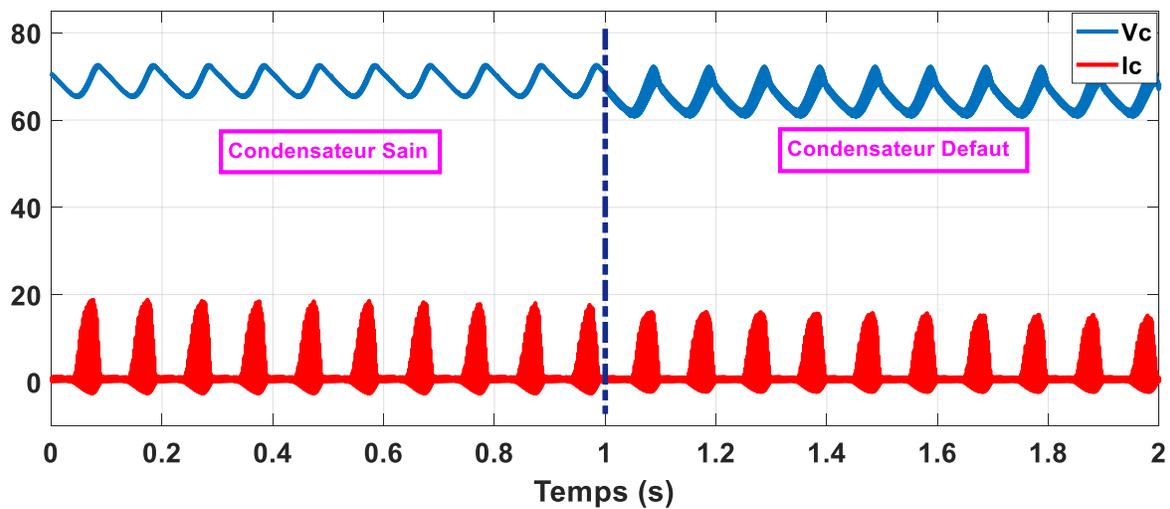


Fig. II.44 : Tension et courant des condensateurs enregistrés pendant l'état sain et en défaut.

L'algorithme qui gère le système d'acquisition est programmé de telle sorte que des tranches de 10000 échantillons des signaux V_c et I_c soient enregistrées et envoyées successivement vers l'algorithme principal de la STFT qui détermine les amplitudes des harmoniques requis et calcule en suite, les valeurs de ESR et C. A la sortie, les paramètres ESR et C sont visualisés numériquement ou sous forme des courbes en fonction du temps.

Les résultats obtenus sont présentés sur la **Fig. II.46** et **Fig. II.47**. Avant l'apparition du défaut, les valeurs moyennes des ESR et C estimés sont respectivement égales à $0,255 \Omega$ et $284,64 \mu\text{F}$. En comparant avec les valeurs de référence mesurées par RLC mètre, les erreurs relatives sont respectivement de 7,14% et 2,3%. Après la commutation vers le condensateur en défaut, on observe une augmentation considérable de ESR et une diminution aussi significative sur la capacitance C. Ces observations sont en bonne concordance avec les prédictions théoriques. La représentation temporelle des valeurs ESR et C estimées montre qu'après un court temps transitoire, les courbes convergent vers les nouvelles valeurs moyennes de $2,45 \Omega$ et de $192,22 \mu\text{F}$, ce qui correspondent respectivement aux erreurs relatives suivantes: 2,08% et 1,86%.

Les résultats obtenus prouvent que la méthode proposée (STFT) a réussi d'estimer et suivre les paramètres du condensateur électrolytique, même avec des signaux non stationnaires.

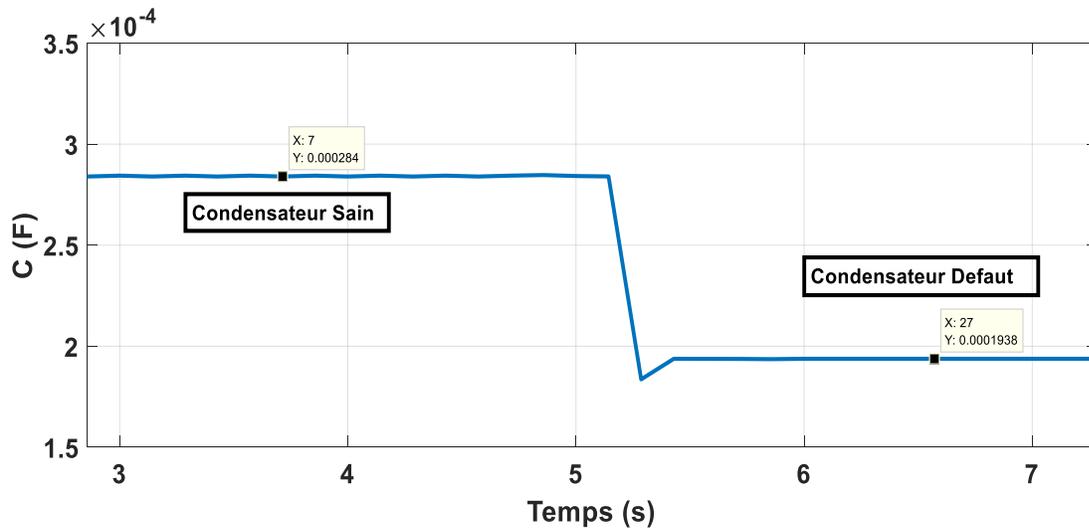


Fig. II.45 : Valeur estimée de C pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux avec la méthode STFT.

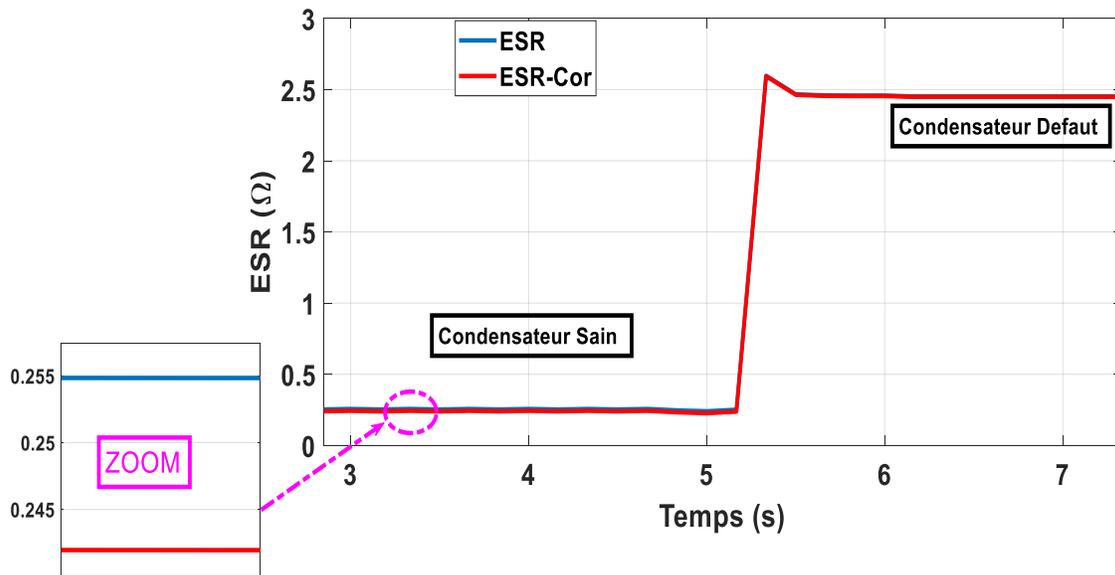
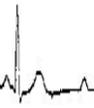


Fig. II.46 : Valeur estimée d'ESR pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux avec la méthode STFT.



II.8 Conclusion

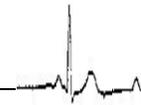
Dans ce chapitre, nous avons étudié expérimentalement, en utilisant plusieurs échantillons, les effets de la fréquence et de la température sur les valeurs des paramètres ESR et C des condensateurs électrolytiques. Cette étude a montré que la température de fonctionnement est la grandeur externe la plus influente sur les valeurs d'ESR et C. Grâce à des essais expérimentaux en utilisant un four programmable et des instruments de mesures performants, nous sommes arrivés à déterminer les coefficients des équations permettant de décrire l'évolution des paramètres ESR et C en fonction de la température, ce qui est très important pour tout algorithme de détection de défaut des condensateurs électrolytiques.

Ensuite, des expressions mathématiques permettant l'estimation des paramètres internes ESR et C ont été présentées. Nous avons expliqué en détail la procédure proposée pour le calcul de ces paramètres en exploitant certains harmoniques qui existent toujours dans les spectres du courant et tension du condensateur. Plusieurs tests de simulation ont été effectués sur un exemple d'un convertisseur AC-DC-DC élévateur fonctionnant sous différentes conditions. Les résultats obtenus ont confirmés clairement l'efficacité de la procédure proposée pour l'estimation des paramètres internes du condensateur.

Pour valider les résultats de simulation, un banc d'essais expérimentaux utilisant le même convertisseur a été construit au niveau du laboratoire LMSE de l'université de Biskra. Une description détaillée des différentes parties de ce banc d'essai a été présentée. Plusieurs tests expérimentaux ont été effectués et les résultats obtenus approuvent les constats issus de la simulation et confirment sans doute l'efficacité de la procédure proposée pour la détermination des paramètres internes du condensateur électrolytique lors de son utilisation dans un convertisseur de puissance.

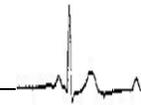
Chapitre III :

***Estimation des paramètres de l'AEC par
STLSP.***



III.1 Introduction

Après avoir étudié l'influence des grandeurs externes sur les paramètres internes du condensateur électrolytique, nous avons présenté comment peut-on utiliser la technique de la FFT pour déterminer ESR et C en se basant sur les amplitudes de certains harmoniques qui existe toujours dans les spectres des tension et du courant du condensateur. Cependant, nous avons montré que cette technique perd son efficacité face aux signaux non stationnaire et présente des limites quant à la résolution fréquentielle qui nécessite un temps d'acquisition large. De plus, nous avons montré également que la FFT donne une seule information sur ESR et C en utilisant un grand nombre des échantillons. Pour éviter ces handicapes, nous avons proposé l'utilisation de la méthode STFT. Cette méthode présente la possibilité de l'implémentée expérimentalement, ce qui a permis non seulement l'estimation des ESR et C mais aussi, le suivi de l'évolution de ces paramètres en fonction du temps. Malgré les avantages de la STFT, nous avons démontré qu'elle nécessite l'utilisation de large fenêtre (de 10000 échantillons) pour qu'elle fonctionne précisément. Comme contribution, nous allons proposer, dans ce chapitre, l'utilisation de STLSP (Short Time Least Square Prony) comme une nouvelle méthode pour l'estimation et le suivi des paramètres ESR et C. Elle est basée sur la méthode de Prony qui est une technique paramétrique de haute résolution pour le traitement des signaux qui permet d'identifier les caractéristiques des harmoniques de n'importe quel signal en utilisant un petit nombre des échantillons. L'efficacité de la méthode proposée sera étudiée par simulation et expérimentalement.



III.2 Méthode de Prony :

La méthode de Prony est une technique paramétrique de traitement de signal qui a été développée par **Gaspard de Prony** en 1795. Cependant, elle a connu un essor important seulement depuis 20 ans à cause de développement énorme des moyens de calcul. Elle fait donc l'objet de nombreuses publications présentant différentes variantes modernes de son algorithme primitif.

La méthode de Prony originale permet d'extraire le comportement sinusoïdal ou exponentiel d'un signal échantillonné en résolvant un ensemble d'équations linéaires issus d'un modèle mathématique du signal étudié. Donc, la méthode de Prony modélise la forme d'onde d'un signal échantillonné par une somme linéaire d'exponentielles complexes conjuguées.



Par exemple, supposons un signal $x[n]$ de N échantillons, la méthode de Prony classique rapproche l'ensemble des échantillons à une combinaison linéaire des fonctions exponentielles complexes. Cette combinaison représente l'expression du signal estimé $\hat{x}[n]$ [SAH 14] :

$$\hat{x}[n] = \sum_{k=1}^P h_k z_k^{n-1} \quad (\text{III.1})$$

Avec $h_k = A_k e^{j\varphi_k}$ et $z_k = e^{(\alpha_k + j2\pi f_k)T_s}$

Où P est l'ordre du modèle et T_s est la période d'échantillonnage.

Les paramètres du modèle : A_k , f_k , φ_k et α_k sont les inconnus à estimer. Ils représentent respectivement : l'amplitude, la fréquence, l'angle de phase et le coefficient d'amortissement caractérisant le $k^{\text{ième}}$ harmonique.

L'équation III.1 est un problème non linéaire très difficile à résoudre. En utilisant l'analyse de Prony, ce problème non linéaire se transforme à la solution d'un système d'équations linéaires. Dans cette direction, on doit construire un ensemble des équations de différence linéaires homogènes avec des coefficients a_k constants (où : $a_0 = 1$) :

$$\sum_{k=0}^p a_k x[n - k] = 0 \quad (\text{III.2})$$

L'équation de différence linéaire (III.2) peut être exprimée sous la forme matricielle suivante :

$$X.A = -Y \quad (\text{III.3})$$

$$\text{Où : } X = \begin{bmatrix} x[P] & \cdots & x[1] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x[2P - 1] & \cdots & x[P] \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} x[P + 1] \\ \vdots \\ x[2P] \end{bmatrix}$$

Les paramètres a_k sont déterminés en résolvant l'équation (III.3). Ensuite, un polynôme caractéristique avec des racines z_k peut être formé en utilisant les paramètres a_k comme suit :

$$F(z) = \sum_{k=0}^p a_k z^{P-k} \quad (\text{III.4})$$

Par conséquent, le coefficient d'amortissement et la fréquence peuvent être déduits directement à partir des racines z_k de polynôme (III.4) :

$$\alpha_k = \frac{\ln|z_k|}{T_s} \text{ and } f_k = \frac{1}{2\pi T_s} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}(z_k)}{\text{Re}(z_k)} \right]$$

Enfin, les racines z_k sont utilisées pour écrire les P équations de (III.1) sous une forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & \cdots & z_p \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{P-1} & z_2^{P-1} & \cdots & z_p^{P-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(1) \\ \vdots \\ x(P) \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Les paramètres complexes h_k peuvent être déterminés en résolvant l'équation (III.5) et par conséquent, l'amplitude (A_k) et l'angle de phase (φ_k) peuvent être obtenus en utilisant les relations suivantes:

$$A_k = |h_k| \text{ et } \varphi_k = \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}(h_k)}{\text{Re}(h_k)} \right]$$



III.3 La Méthode de Prony Modifiée

Il est important de noter que les performances de la méthode de Prony classique deviennent instables en présence de bruit. Cela est dû au fait qu'il n'y a aucune erreur considérée dans le modèle primitif. Cependant le signal réel est toujours noyé dans le bruit et pour prendre en considération cette situation, l'équation (III.1) devrait être modifiée comme suit [SAH 15] :

$$x[n] = \hat{x}[n] + \varepsilon[n] = \sum_{k=1}^P h_k z_k^{n-1} + \varepsilon[n] \quad \text{(III.6)}$$

Où $\varepsilon[n]$ représente l'erreur d'approximation entre le signal réel $x[n]$ et son approximation linéaire $\hat{x}[n]$. Le problème d'estimation de paramètre est basé donc sur la minimisation de l'erreur quadratique sur les N échantillons disponibles :

$$E = \sum_{n=1}^N |\varepsilon[n]|^2 = \sum_{n=1}^N \left| x[n] - \sum_{k=1}^P h_k z_k^{n-1} \right|^2 \quad \text{(III.7)}$$

Dans la pratique, le nombre des échantillons disponibles est supérieur au nombre des paramètres inconnus ($N > 2P$). Dans ce cas, l'équation aux différences linéaire (III.2) doit être modifiée comme suit :

$$\sum_{k=0}^P a_k x[n - k] = \varepsilon[n] \quad \text{(IV.8)}$$

Les N échantillons disponibles seront utilisés pour réécrire (III.8) sous une forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} x[P] & \cdots & x[1] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x[N-1] & \cdots & x[N-P] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_P \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} x(P+1) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix} \quad \text{(IV.9)}$$

Le vecteur des paramètres inconnus a_k est choisi pour minimiser l'erreur quadratique totale de prédiction linéaire. La minimisation peut être effectuée en utilisant la méthode des moindres carrés. En outre, l'estimation des paramètres complexes h_k est effectuée aussi par la méthode des moindres carrés. Dans ce cas, l'ensemble des équations linéaires (III.5) devrait être modifié sous la forme compacte suivante [SAH15, SAH 16]

$$Z.H=C \quad \text{(III.10)}$$

$$Z = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ z_1 & \dots & z_p \\ \vdots & \dots & \vdots \\ z_1^{N-1} & \dots & z_p^{N-1} \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_p \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} x(1) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Par conséquent, la méthode de prony modifiée comporte les trois étapes suivantes :

Etape 1:

La détermination des paramètres de prédiction linéaire a_k . Cette étape est réalisée par la résolution de l'équation (III.9).

Etape 2:

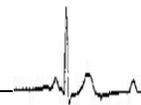
Trouver les racines z_k du polynôme caractéristique à partir de l'équation (III.4). Les racines z_k permettent la détermination de paramètres α_k et f_k .

Etape 3:

Résoudre l'équation (III.10) par la méthode des moindres carrées ce qui permet la détermination des A_k et φ_k .

Il est très important de noter que l'efficacité et la précision de la méthode de Prony dépendent de plusieurs facteurs. En fait, le nombre d'harmoniques à estimer, le niveau de bruit, la fréquence d'échantillonnage, l'ordre du modèle, le nombre d'échantillons utilisés et la nature du signal (stationnaire ou non) tous affectent la qualité et la précision des résultats. Pour réduire l'impact des ces facteurs, une étape de prétraitement du signal acquis est extrêmement nécessaire. Les principales tâches de cette étape sont :

- l'acquisition des échantillons où, on définit la fréquence d'échantillonnage et la taille de la fenêtre glissante. Parfois, on doit modifier la fréquence d'échantillonnage (*downsampling*) surtout lorsqu'il s'agit des harmoniques de faibles fréquences ;
- le filtrage qui est une tâche très importante et affecte directement la qualité des résultats. Il a deux objectifs principaux : l'atténuation du bruit et la suppression des composantes spectrales indésirables.



III.4 Test de la méthode de Prony classique

L'objectif de ce paragraphe est de tester l'efficacité de la méthode de Prony pour l'estimation de l'amplitude et la fréquence d'un signal généré en comparant avec la technique de FFT.

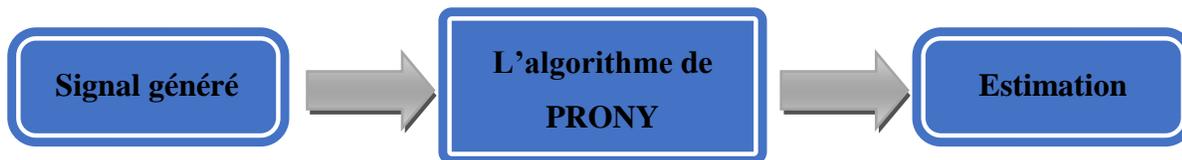


Fig. III.1 : schéma général représentant les étapes de la méthode de Prony

III.4.1 Signal généré mono-harmonique

Ce signal est défini comme suit :

$$x(t) = 20 \times \sin(2\pi \times 60 \times t) \quad \text{Avec :}$$

La fréquence d'échantillonnage : $f_e = 10000 \text{ Hz}$

Le nombre des échantillons : $N_e = 5 \text{ échantillons}$

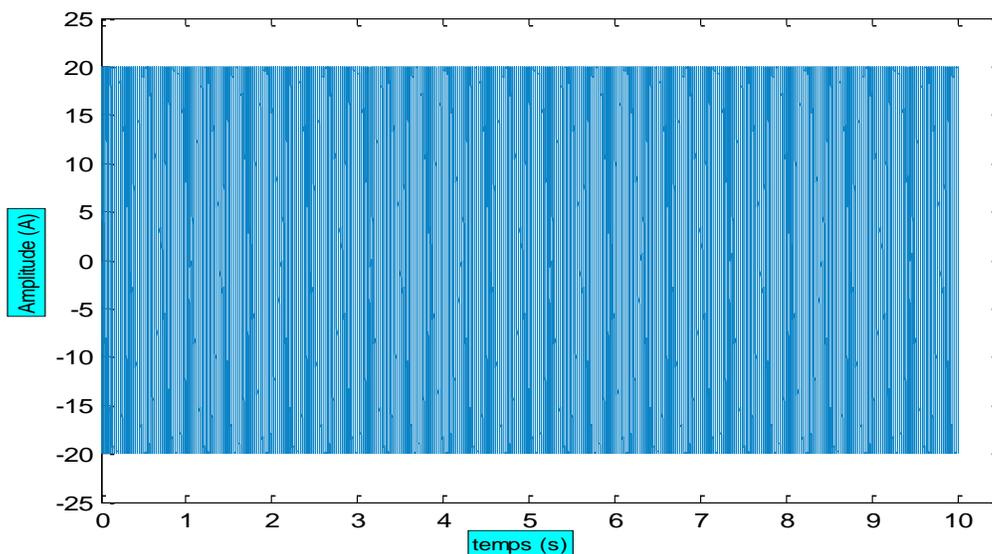


Fig. III.2 : l'allure temporelle de Signal généré mono composante.

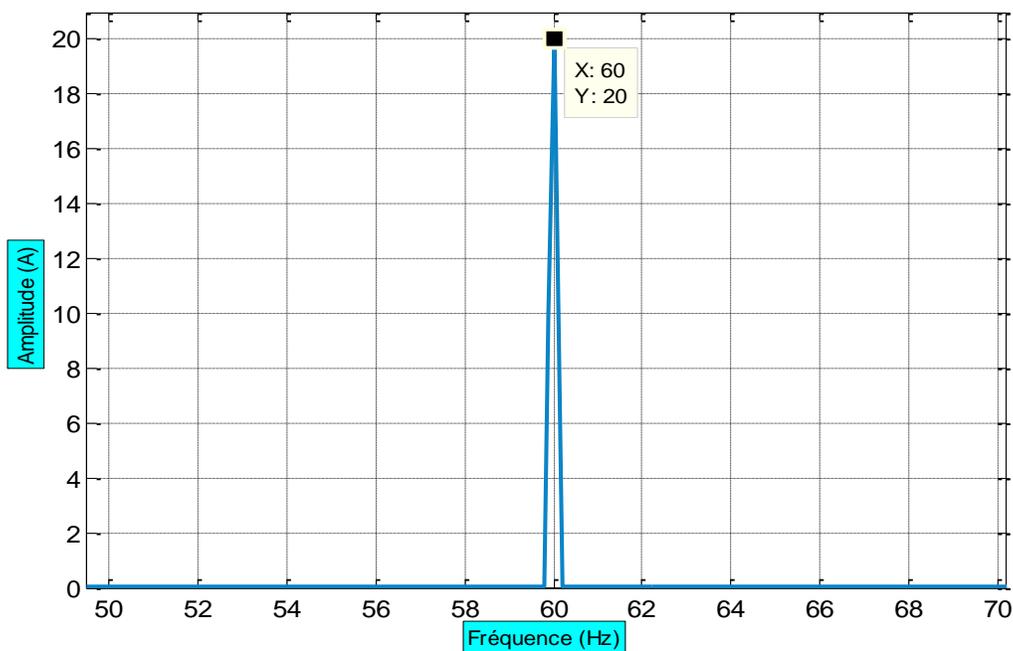
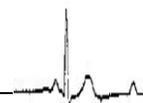


Fig. III.3 : Spectre du signal génère (fs = 60 Hz)

Tableau III.1 :L'amplitude et fréquence estimées par les méthodes de prony et FFT.

		Valeur réelle	Valeur estimée	Erreur	Le nombre des échantillons
Méthode de PRONY	Amplitude	20	20	0	5
	Fréquence	60	60	0	
Méthode de la FFT	Amplitude	20	20	0	10000
	Fréquence	60	60	0	

Le tableau III.1 montre les résultats obtenus par l'application de la méthode de Prony et celle de la FFT. On remarque que la méthode de Prony est besoin seulement de 5 échantillons pour qu'elle donne des résultats comparables à ceux obtenus par la FFT qui nécessite au moins 10000 échantillons.

III.5 La méthode STLSP (Short Time Least Square Prony's Method)

Il est important de noter L'application de l'algorithme de Prony, donne une seule information sur l'amplitude et la fréquence des harmoniques quel que soit le nombre des échantillons. Cependant, l'utilisateur veut toujours une information continue sur ces grandeurs. De plus, si le signal comporte des non-stationnarités, l'algorithme dans sa version initiale, ne peut plus fonctionner. Pour résoudre ce problème, nous avons proposé d'appliquer l'algorithme de la méthode STLSP.

Cette méthode consiste à subdiviser le signal en plusieurs fenêtres de petites tailles ; et chaque fenêtre sera analysée par la méthode de Prony. Le principe de cette méthode est présenté dans la figure III.4. Le choix de la taille de la fenêtre est une tâche critique. En effet, l'augmentation de la taille de la fenêtre améliore la précision des résultats d'une part mais d'une autre part, elle augmente le temps de calcul. On doit donc trouver un compromis entre la rapidité et la précision. De plus, le pas de déplacement de la fenêtre a une grande influence sur la résolution temporelle. En fait, un pas très petit, permet de suivre les variations brusques qui peuvent se manifester lors de l'acquisition du signal.

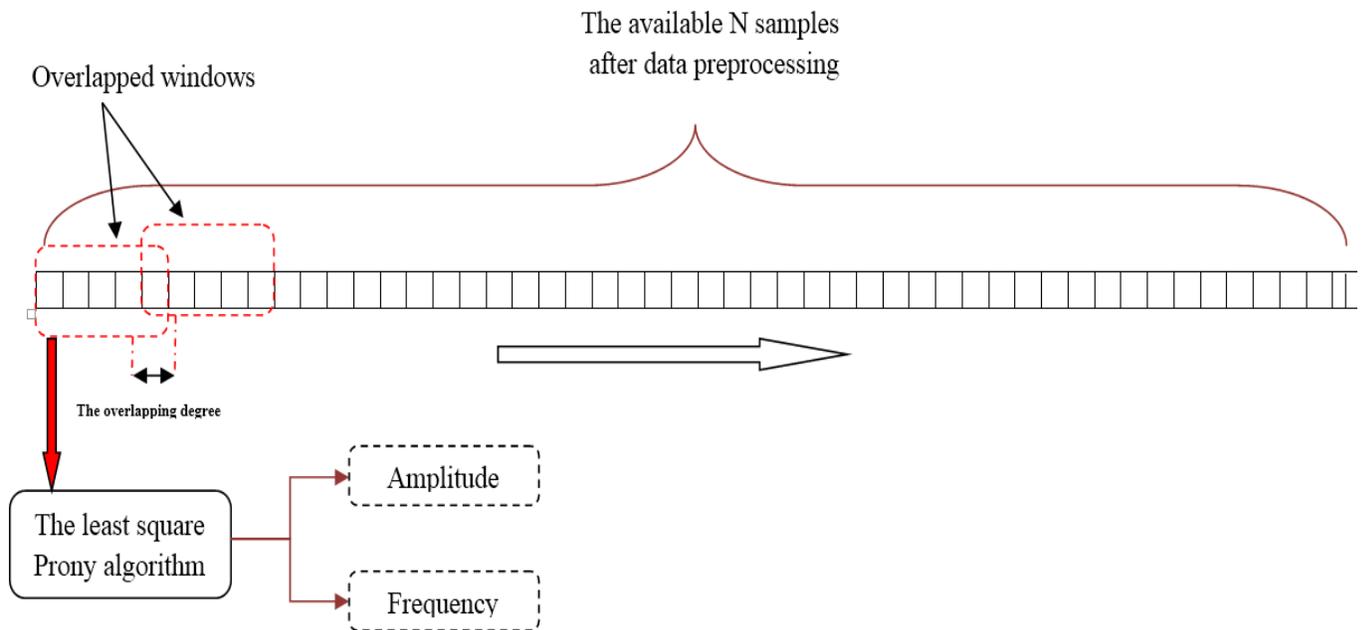
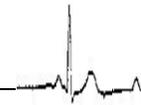


Fig. III.4 : Méthode de prony à fenêtre glissante



III.5.1 Choix de l'ordre du modèle de Prony

La méthode de Prony présente malheureusement un algorithme de calcul très lourd, car elle nécessite l'inversion des matrices de grande taille et traite de polynômes d'ordre élevé. Ces complexités dépendent fortement de l'ordre du modèle (P) et du nombre d'échantillons de traités (N). La choix correcte de P peut être considérée comme une tâche critique ; en fait, un ordre de modèle plus petit que le nombre d'harmoniques recherchées entraîne de grandes erreurs sur l'estimation des harmoniques. Cependant, l'augmentation de l'ordre du modèle peut améliorer la précision de l'estimation, mais elle entraîne un long temps de calcul et produit de nombreuses faux harmoniques. Certaines approches ont été proposées dans [SAH 15] pour choisir P mais, elles ne peuvent pas fonctionner dans toutes les situations en raison de leurs complexités.

Les efforts effectués pour sélectionner correctement l'ordre du modèle peut être réduit considérablement si on connaît préalablement le nombre d'harmoniques à estimer. Heureusement, dans notre application, il n'y a qu'un seul harmonique aux basse fréquences (f_m) et un autre aux haute fréquences (f_{sw}) pour le signal de tension et la même chose pour le signal de courant du condensateur électrolytique.

Pour définir l'ordre du modèle (P), on a proposé le critère suivant : P doit être aussi petit que possible mais supérieur au double du nombre d'harmoniques à estimer (n_h). Donc, l'ordre du modèle est défini comme suit [SAH 16, YAH 16 et LAA 18] :

$$P = 2.n_h + 1 \quad \text{(III.12)}$$

Par conséquent, on a trouvé que $P = 3$ est largement suffisant pour obtenir de bons résultats.

III.5.2 Testes de la méthode STLSP

a) avec un signal mono-harmonique

Le signal mono harmonique décrit précédemment $x(t)$ a été utilisé pour tester la méthode STLSP. Nous avons choisi une fenêtre de 6 échantillons qui déplace d'un pas égal à 1 échantillon. L'ordre du modèle est choisi $P=3$.

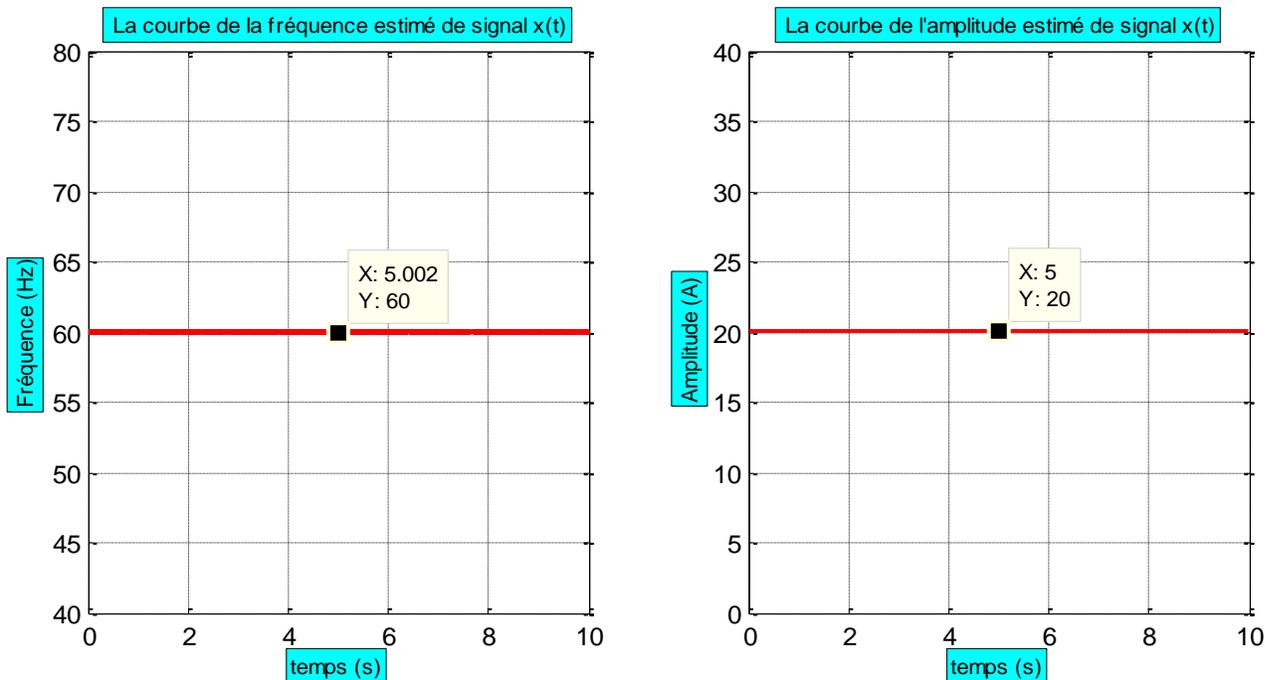
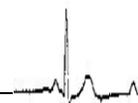


Fig. III.5 : Fréquence et amplitude estimées par la méthode de STLSP

La figure III.5 montre clairement que la méthode STLSP estime avec précision l'amplitude et la fréquence de l'harmonique recherché. De plus, elle permet de suivre l'évolution de la fréquence et l'amplitude avec une fenêtre glissante de seulement 6 échantillons.

b) avec un signal mono-harmonique non stationnaire

Maintenant, nous allons tester l'efficacité de la méthode STLSP face aux signaux non stationnaires. Pour cela, nous avons généré un signal mono-composant contenant une non-stationnarité dans sa fréquence et son amplitude comme suivant :

$$x(t) = 10 \times \sin(2\pi \times 60 \times t)$$

Où l'amplitude et la fréquence prennent, respectivement, les valeurs 10 A et 60 Hz dans l'intervalle du temps [0 s à 0.5 s] puis 5 A et 50 Hz dans l'intervalle [0.5 s à 1 s].

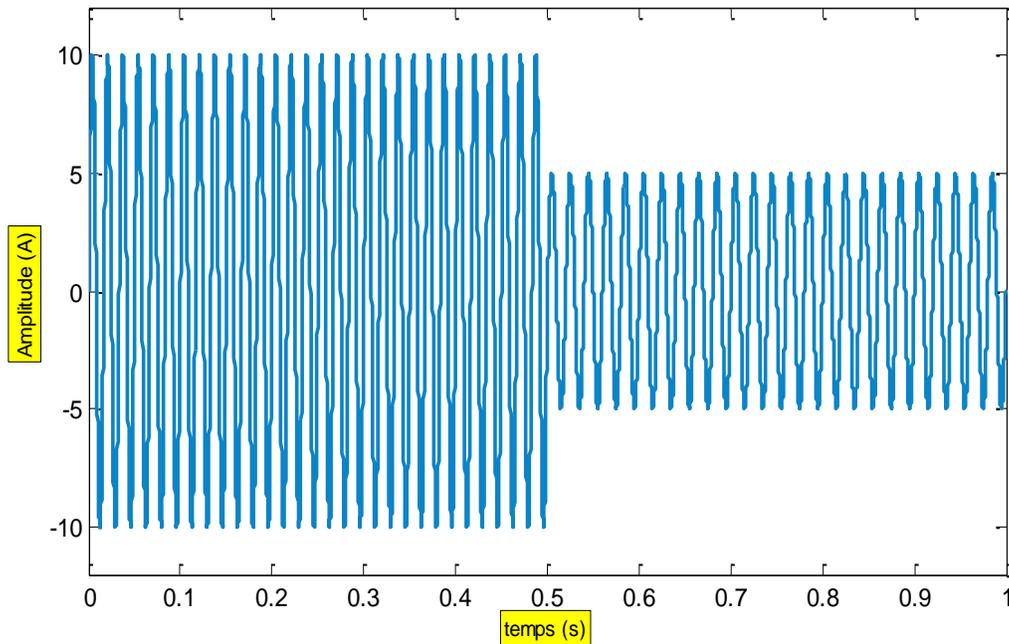
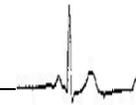


Fig. III.6 : L'allure temporelle du signal non-stationnaire généré.

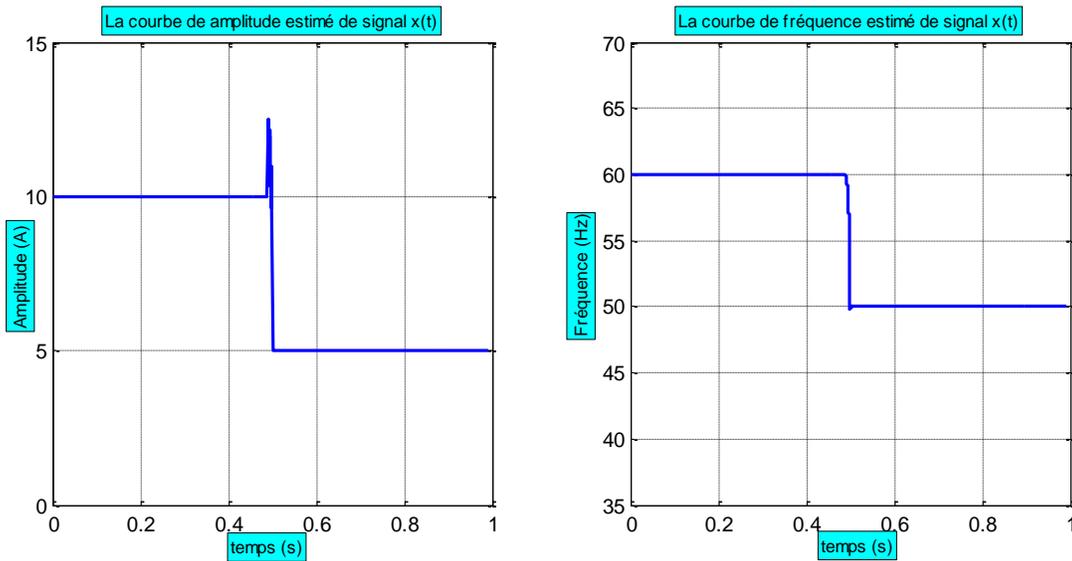
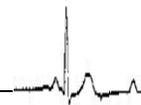


Fig. III.7 : Fréquence et l'amplitude estimées d'un signal non-stationnaire.

Selon la Fig. III.7, il est clairement visible que l'estimation et le suivi de la fréquence et l'amplitude de l'harmonique cible sont bien vérifiées. Ce résultat confirme que la STLSP a l'aptitude d'estimer et de suivre les fréquences et les amplitudes des harmoniques même pour les signaux non stationnaires.



c) avec un signal multi-harmoniques

Maintenant, nous allons tester l'efficacité de la méthode STLSP pour un signal généré multi-harmoniques. Donc, on a choisi un signal contenant trois harmoniques défini comme suit :

$$x(t) = 10 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t) + 7 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot t) + 4 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 70 \cdot t)$$

Dans ce cas, et puisque on a trois harmoniques à estimer, l'ordre du modèle doit être modifié selon l'expression (III.12), il devient donc : $P = 7$.

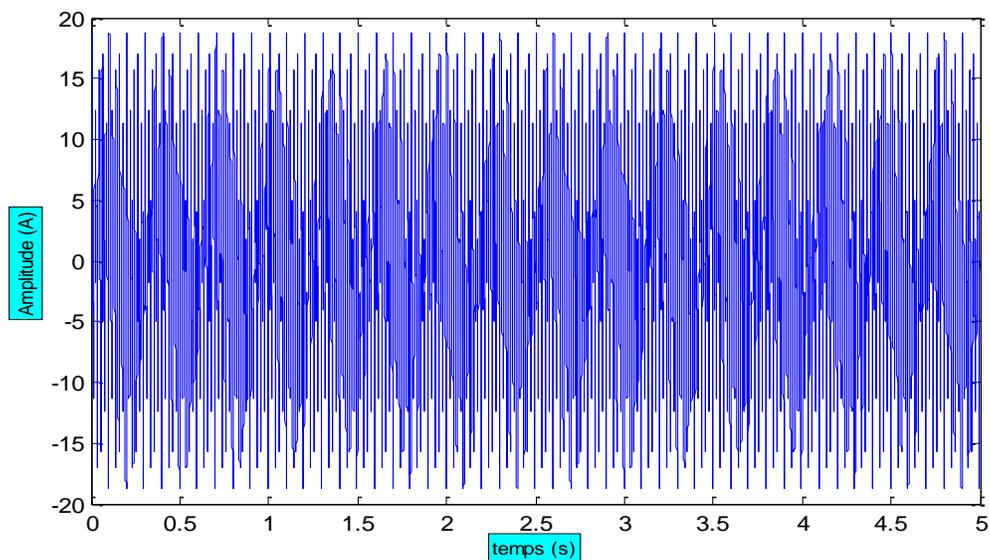


Fig. III.8 : L'allure temporelle du signal génère multi-harmoniques.

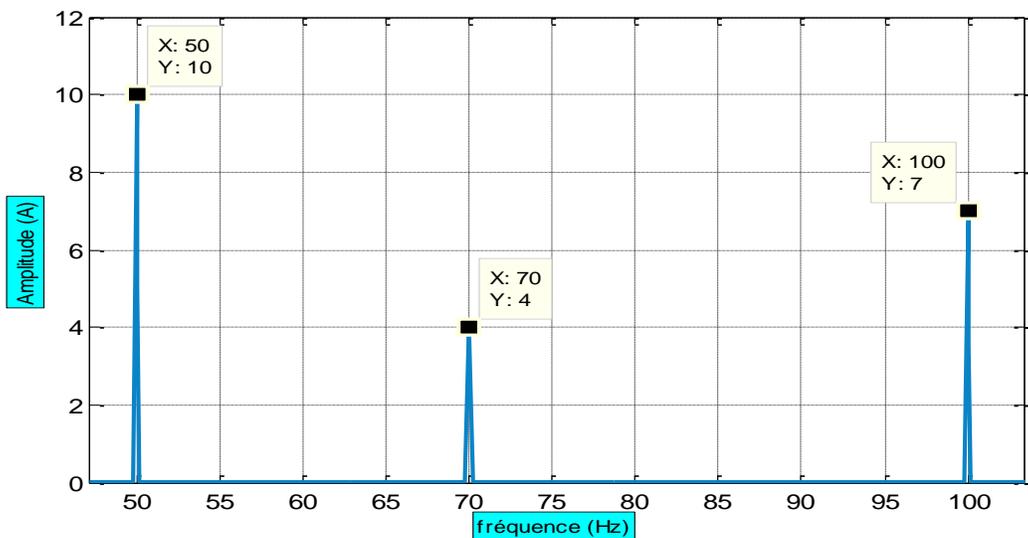


Fig. III.9 : Spectre du signal généré de trois composantes.

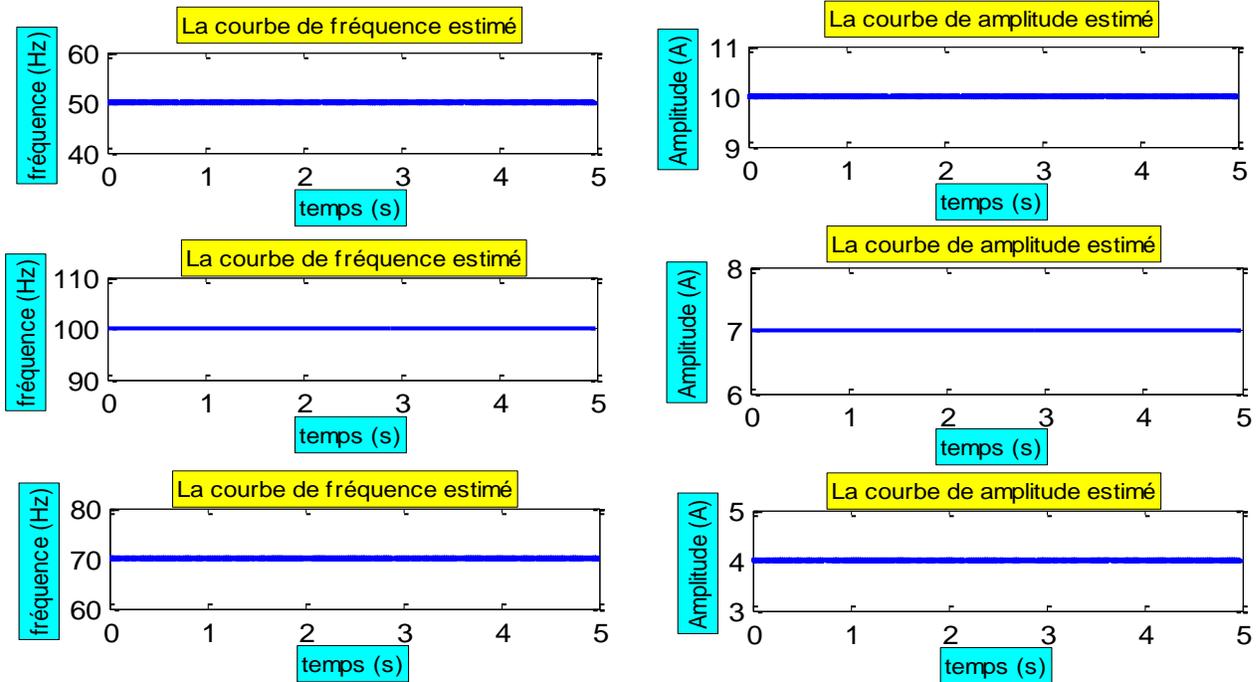


Fig. III.10 : Fréquence et l’amplitude estimées par STLSP d’un signal généré multi-harmoniques.

Les résultats présentés sur la Fig. III.10 confirment que la méthode STLSP ne trouve aucun problème pour estimer l’amplitude et la fréquence des trois harmoniques au même temps. Donc, la STLSP peut fonctionner parfaitement même si s’agit des signaux riches en harmoniques.

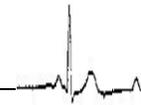
d) avec un signal bruité

On sait bien que le bruit est une contrainte très influente qui peut augmenter l’erreur d’estimation ce qui réduit significativement les performances de tout méthode de traitement de signal. Pour tester et étudier l’efficacité de la méthode STLSP face aux signaux bruités, nous allons utiliser un signal généré de différents degrés de bruit. Donc, le signal comporte trois harmoniques plus un signal de bruit $b(t)$. Le degré de bruit est mesuré par son SNR (signal-to-noise ratio) qui est défini par :

$$SNR = 10 \log_{10} \left[\frac{PUISSANCE DE SIGNAL}{PUISSANCE DE BRUIT} \right] \tag{III.13}$$

Ce signal est défini comme suit :

$$x(t) = 10 \times \sin(2\pi \times 50 \times t) + 2 \times \sin(2\pi \times 48 \times t) + 3 \times \sin(2\pi \times 52 \times t) + b(t)$$



La fréquence d'échantillonnage : $f_e = 10000 \text{ Hz}$

Le nombre des échantillons : $N = 100$ échantillons.

Pour évaluer l'effet du bruit sur la précision de la STLSP, on a comparé les amplitudes et les fréquences estimées avec les valeurs de références en utilisant les erreurs relatives qui sont définies par :

$$E_{freq}(\%) = 100 \left| \frac{f_{réel} - f_{estim}}{f_{réel}} \right| \tag{III.14}$$

$$E_{Amp}(\%) = 100 \left| \frac{A_{réel} - A_{estim}}{A_{réel}} \right| \tag{III.15}$$

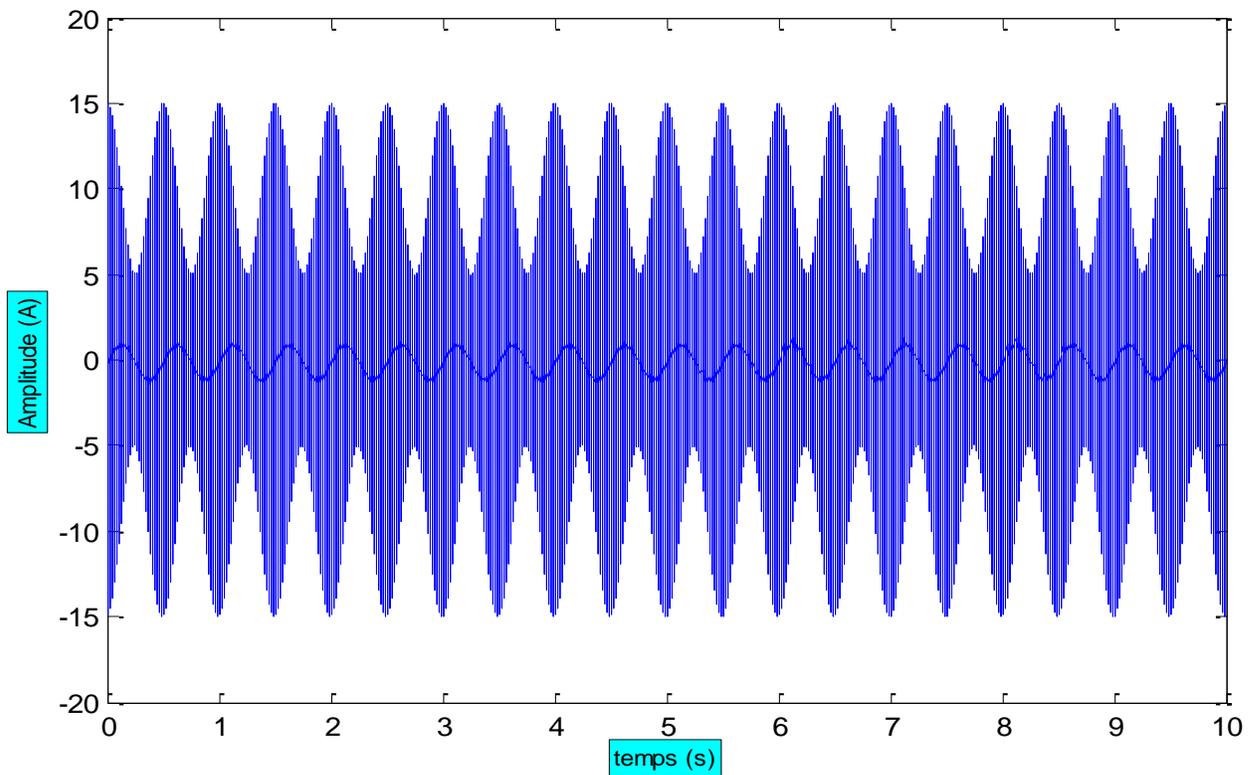


Fig. III.11 : L'allure temporelle du signal $x(t)$ avec $SNR=50 \text{ dB}$

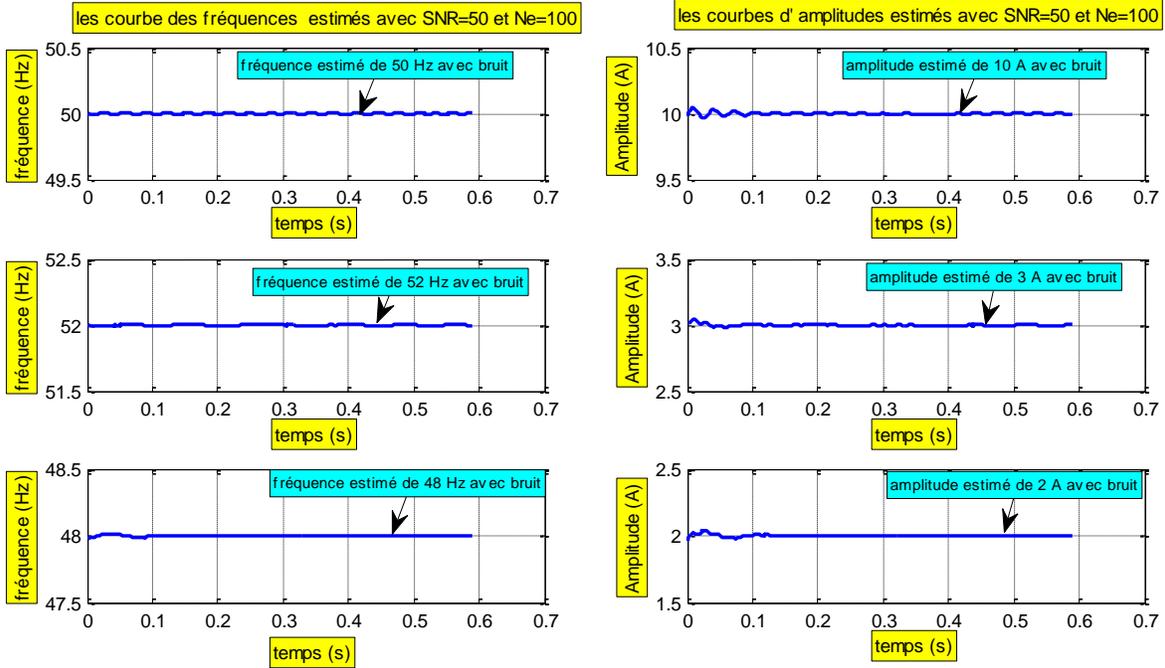
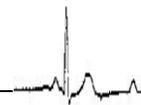


Fig. III.12 : Fréquence et Amplitude estimées pour le signal $x(t)$ avec SNR=50 dB.

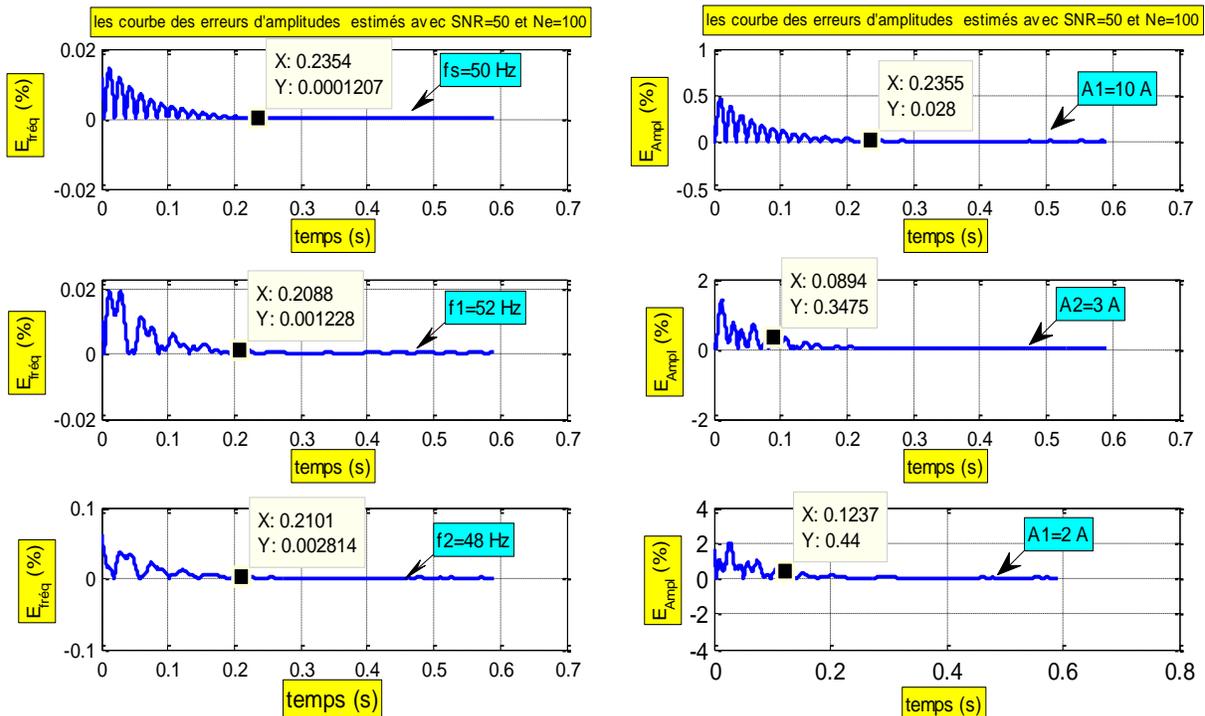


Fig. III.13 : Erreur relative d'estimation des fréquences et amplitudes pour SNR=50 dB

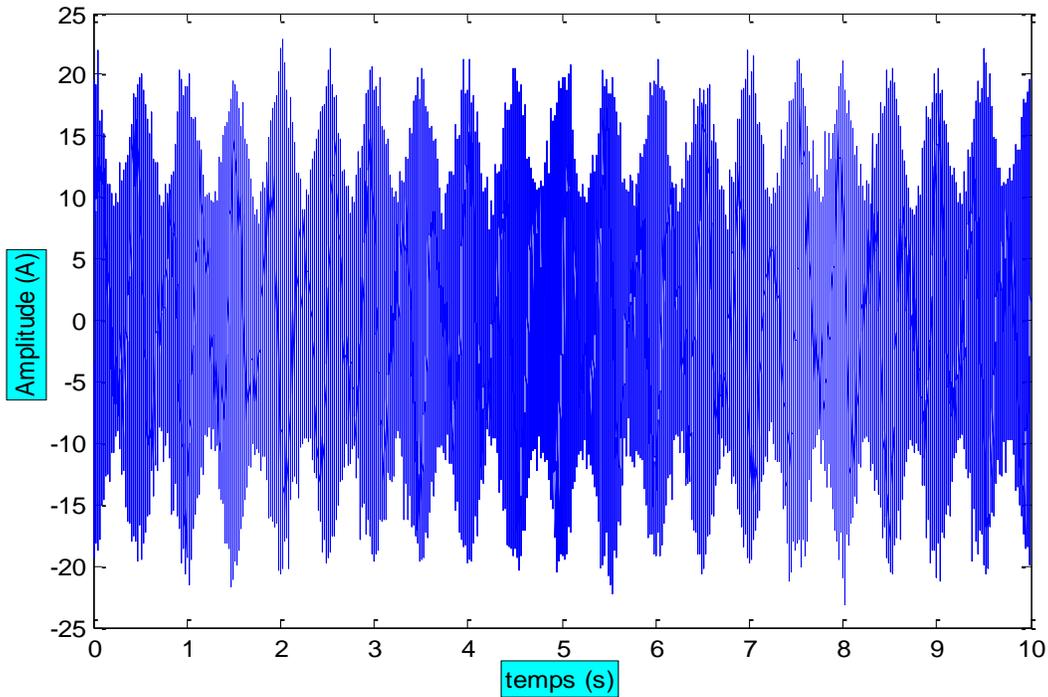
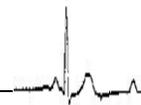


Fig. III.14 : L'allure temporelle du signal $x(t)$ avec SNR=10 dB

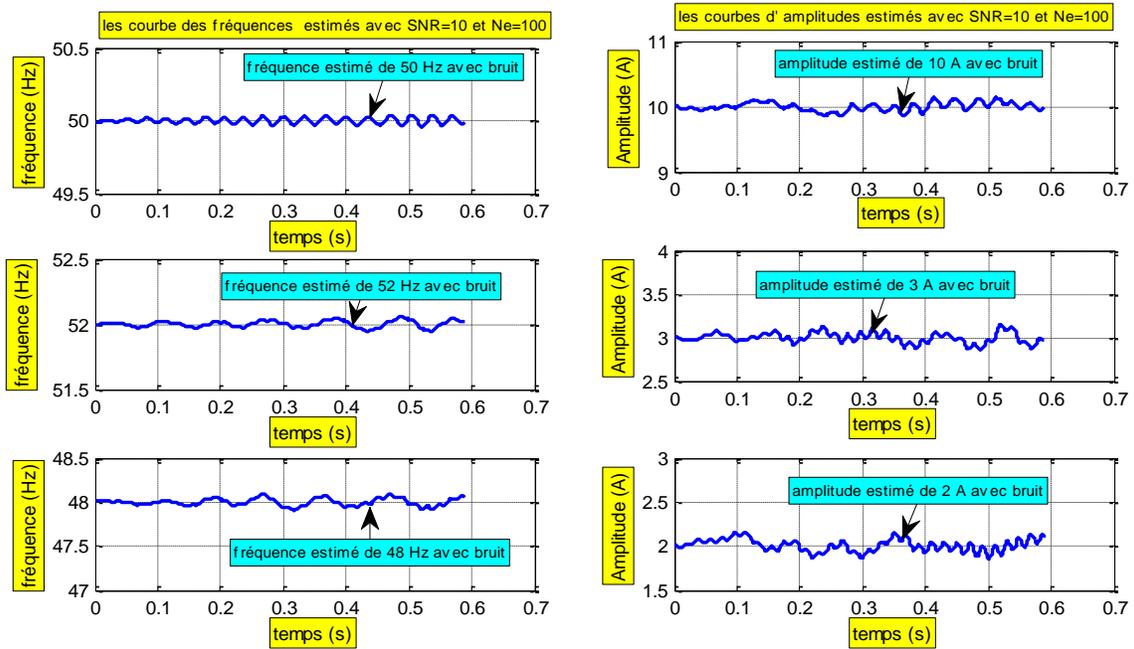


Fig. III.15 : Fréquence et Amplitude estimées du signal $x(t)$ avec SNR=10.

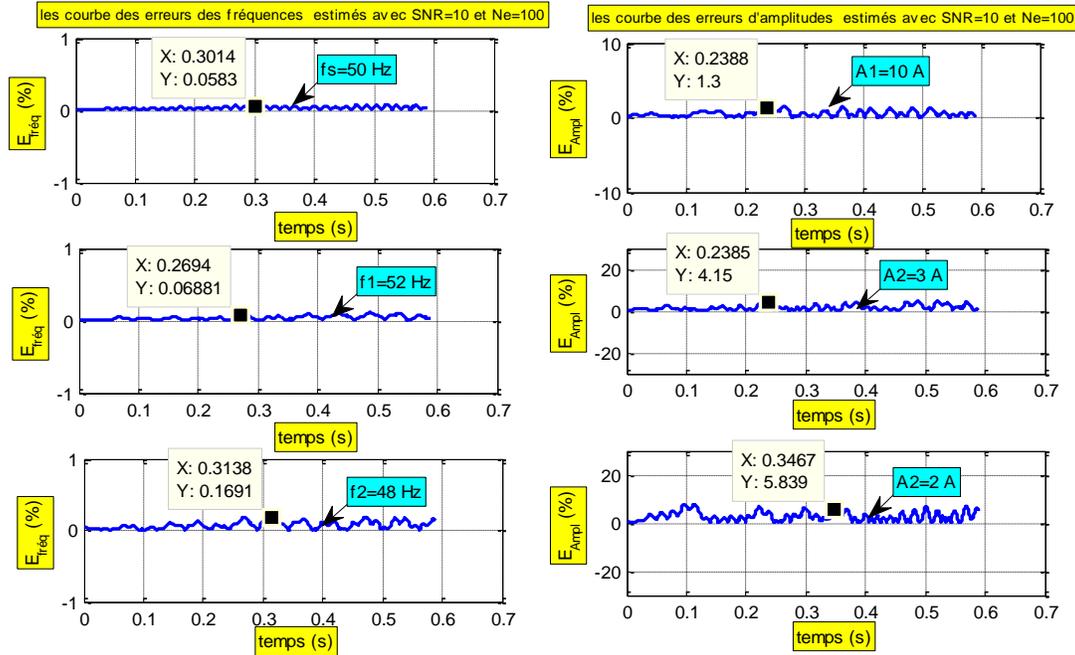


Fig. III.16 : Erreur d'estimation (%) de fréquence et amplitude avec SNR=10 dB

D'après les figures (Fig. III.12, Fig. III.13, Fig. III.15 et Fig. III.16), on observe que les erreurs relatives augmentent avec l'augmentation du niveau de bruit. Mais d'une façon générale, ces erreurs d'estimation restent de faibles valeurs, ce qui prouve l'efficacité de la méthode STLSP pour une telle situation critique.

III.6 Application à l'estimation des paramètres ESR et C

Il est important de rappeler ici que l'objectif est d'estimer et surveiller les paramètres C et ESR, car ils fournissent des indications pertinentes sur les défaillances potentielles du condensateur électrolytique. Tout changement dans les paramètres C et ESR est reflété sur le rapport entre les ondulations de la tension et de courant du condensateur électrolytique. A tout instant donné, ce rapport est égal à l'impédance du condensateur qui est dominée par C aux basses fréquences et par ESR dans la gamme des hautes fréquences. Par conséquent, il est possible de calculer ESR et C en utilisant les expressions (II.4 et II.5).

On a démontré au début de ce chapitre que la méthode STLSP permet de fournir des informations continues sur les fréquences et les amplitudes de tout harmoniques constituant un signal quelconque, ce qui convient bien à notre application. La Fig. III.17 montre un schéma

descriptif des étapes à suivre lors de l'application de la méthode STLSP pour l'estimation des C et ESR. Les signaux de la tension et du courant du condensateur sont d'abord préparés (*Data Preprocessing*) par filtrage, sous-échantillonnage et suppression des composantes continues. Le filtrage de signal a deux objectifs principaux : l'atténuation du bruit et l'élimination des composantes spectrales non désirées. A cet effet, deux filtres passe-bande étroits sont conçus avec des paramètres spécifiques qui permettent de ne laisser passer que l'harmonique f_m et l'harmonique de commutation f_{sw} . Ensuite, les signaux obtenus après le « *Data Preprocessing* » sont divisés en plusieurs fenêtres de courtes durées (**Fig.III.4**) puis, chacune est analysée par la STLSP, ce qui permet une estimation continue des amplitudes correspondantes aux harmoniques fondamental et de commutation nécessaires au calcul continu des paramètres C et ESR.

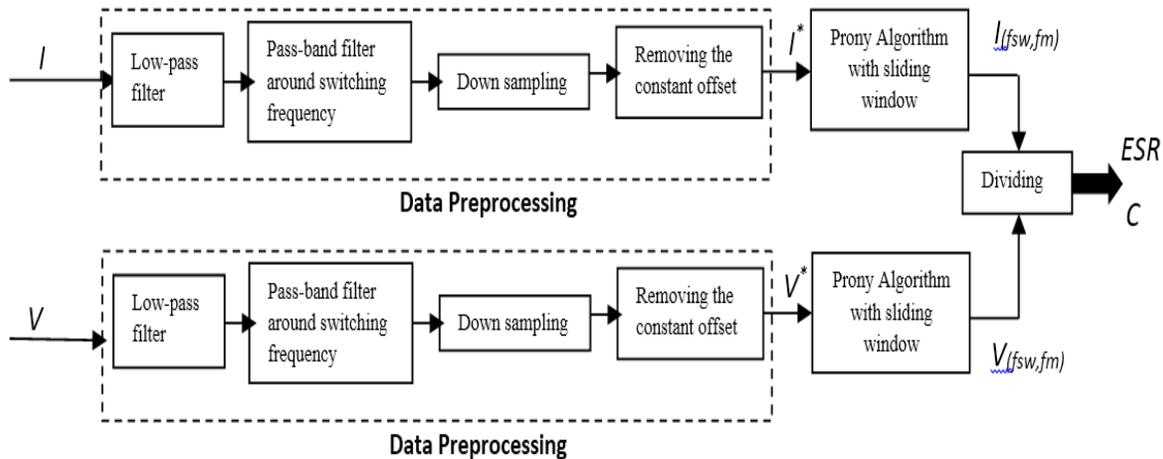


Fig. III.17 : Schéma descriptif de l'application de la STLSP.

III.7 Résultats de Simulation

Toujours le même simple convertisseur-boost est utilisé pour vérifier l'efficacité de la méthode (STLSP) quant à l'estimation continue des paramètres ESR et C (Fig. III.18). La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab - Simulink. La tension d'entrée du convertisseur élévateur est fixée à 35 V, avec un rapport cyclique de 0,5 et une fréquence de commutation de 5 kHz. Le condensateur sous test est le condensateur électrolytique du côté sortie du convertisseur élévateur. Dans l'état sain, ce condensateur présente les paramètres suivants: $C_H = 330 \mu\text{F}$ et $\text{ESR}_H = 0,2 \Omega$. Afin de simuler l'apparition d'un défaut brusque, les paramètres du condensateur ont été modifiés après 1s de simulation. Les nouvelles valeurs des paramètres correspondant au condensateur défectueux sont : $C_F = 200 \mu\text{F}$ et $\text{ESR}_F = 0,6 \Omega$.

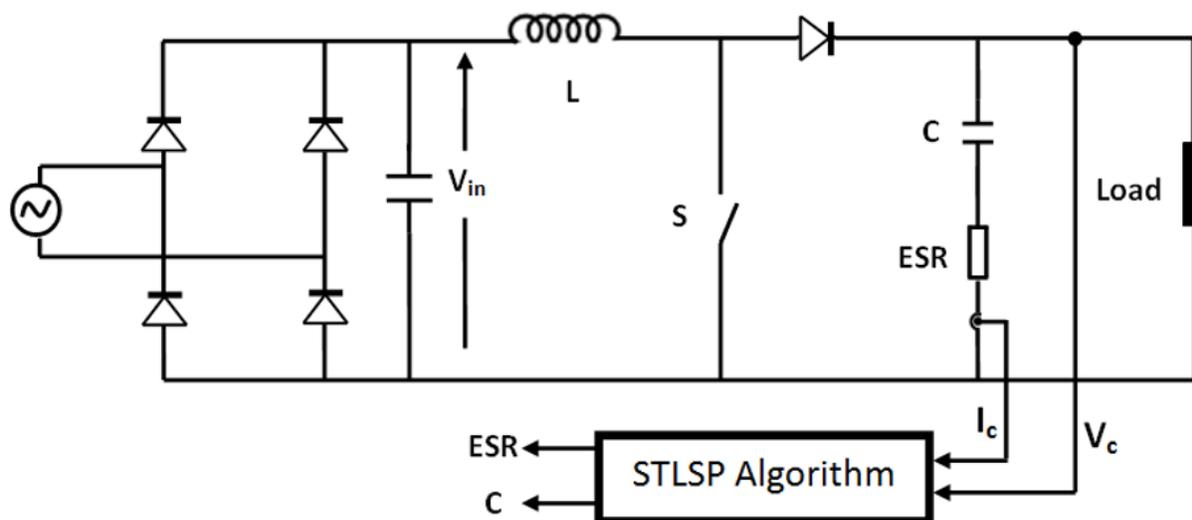


Fig. III.18 : Schéma du convertisseur-boost utilisé.

La Fig. III.19 montre les changements qui sont produits dans les allures temporelles de la tension et de courant du condensateur après l'apparition du défaut. Par conséquent, le contenu spectral de ces signaux sera aussi affecté par l'apparition du défaut.

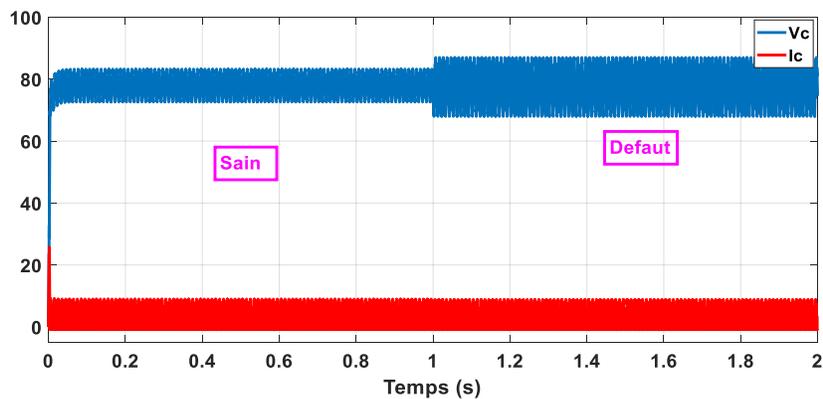
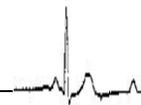


Fig. III.19 : La tension et l'ondulation du courant des condensateurs dans les états sains et défectueux.

L'application de la STLSP sur les signaux V_c et I_c a permis d'estimer les fréquences et les amplitudes correspondantes aux harmoniques fondamentales et de commutation. On remarque que la présence du défaut dans le condensateur n'influe pas sur les fréquences des harmoniques recherchés (Fig. III.20 et Fig. III.21) mais, il influe beaucoup sur leurs amplitudes (Fig. III.22 et Fig. III.23).

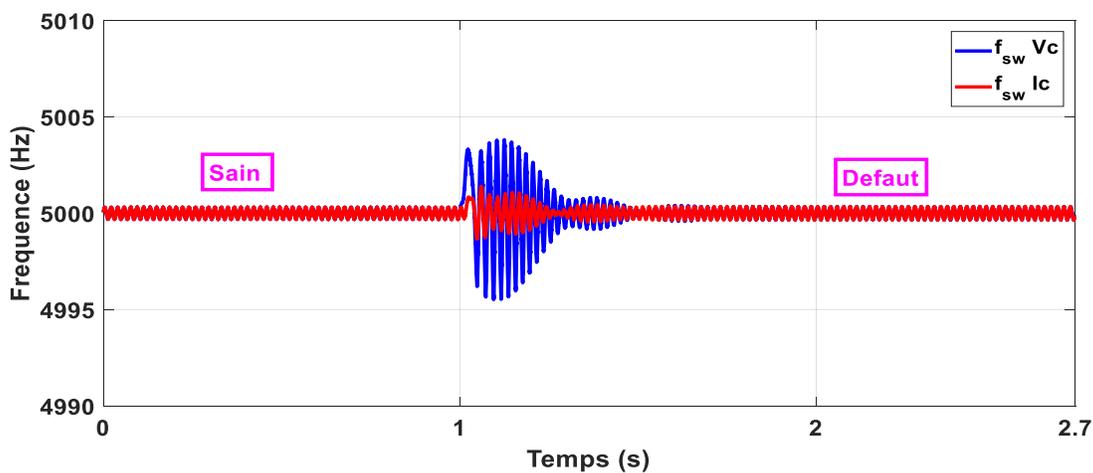


Fig. III.21 : L'estimation de la fréquence fondamentale de la tension et du courant de condensateur dans les états sains et défectueux.

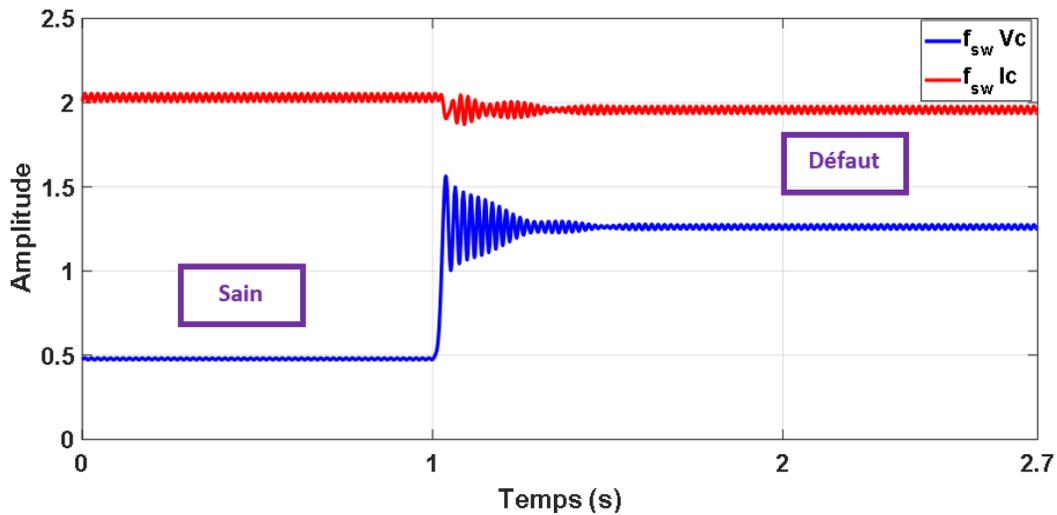


Fig. III.22 : L'estimation de l'amplitude de la fréquence de commutation de la tension et du courant de condensateur dans les états sains et défectueux.

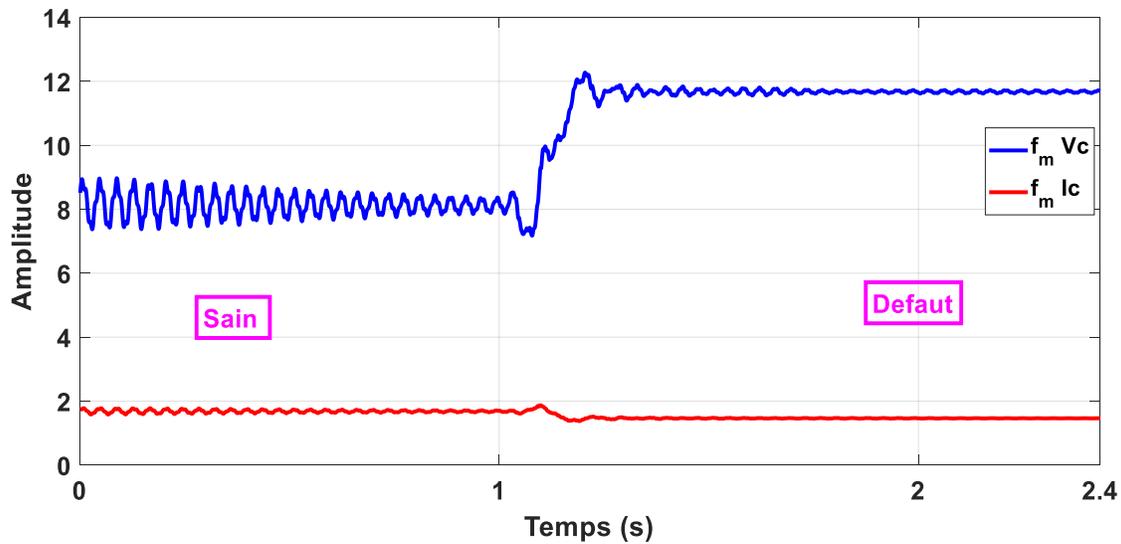


Fig. III.23 : L'estimation de l'amplitude de la fréquence fondamentale de la tension et du courant de condensateur dans les états sains et défectueux.

Les Fig. III.25 et Fig. III.26 montrent les allures des paramètres ESR et C estimés par STLSP. On remarque qu'avant l'apparition du défaut, les valeurs moyennes des paramètres ESR et C estimés sont respectivement égales à 0,213 Ω et 325 μF , ce qui est en bon accord avec les valeurs de référence saines : ESR_H et C_H (erreurs de 6.50 % et 1,50 %, respectivement). Après l'apparition de défaut, les résultats obtenus montrent clairement que la méthode proposée a suivi avec succès les changements qui ont eu lieu sur les paramètres ESR et C. Les nouvelles valeurs

estimées deviennent respectivement $0,636 \Omega$ et $195 \mu\text{F}$, ce qui est encore en bon accord avec les valeurs de référence de ESR_F et C_F (erreurs de 6 % et 2,50%, respectivement).

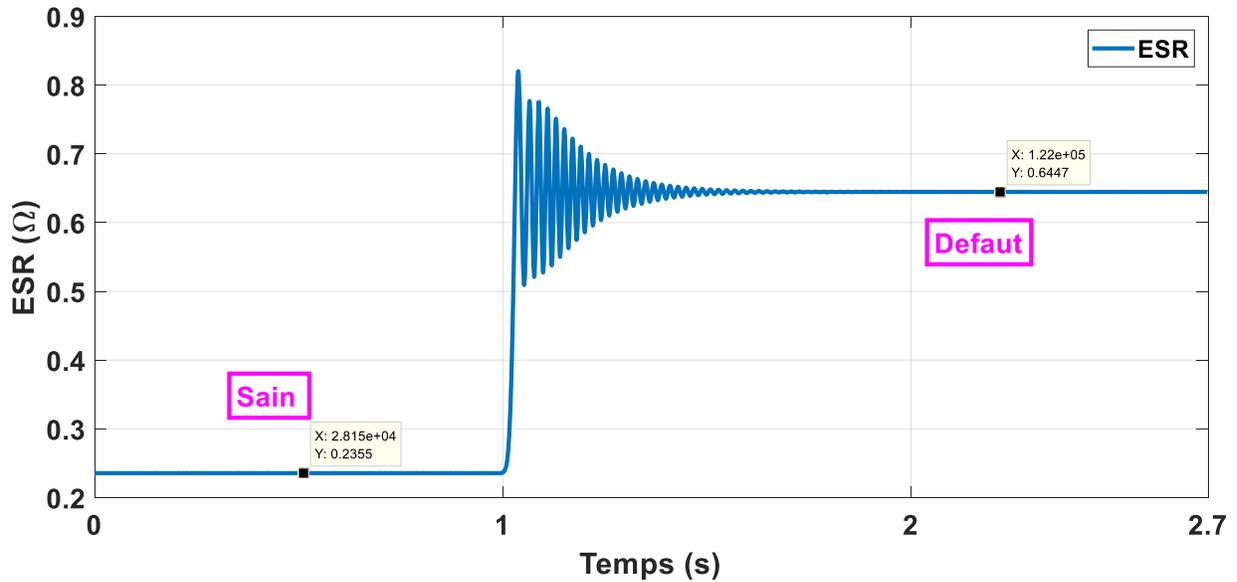


Fig. III.24 : Estimation de la valeur ESR pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux.

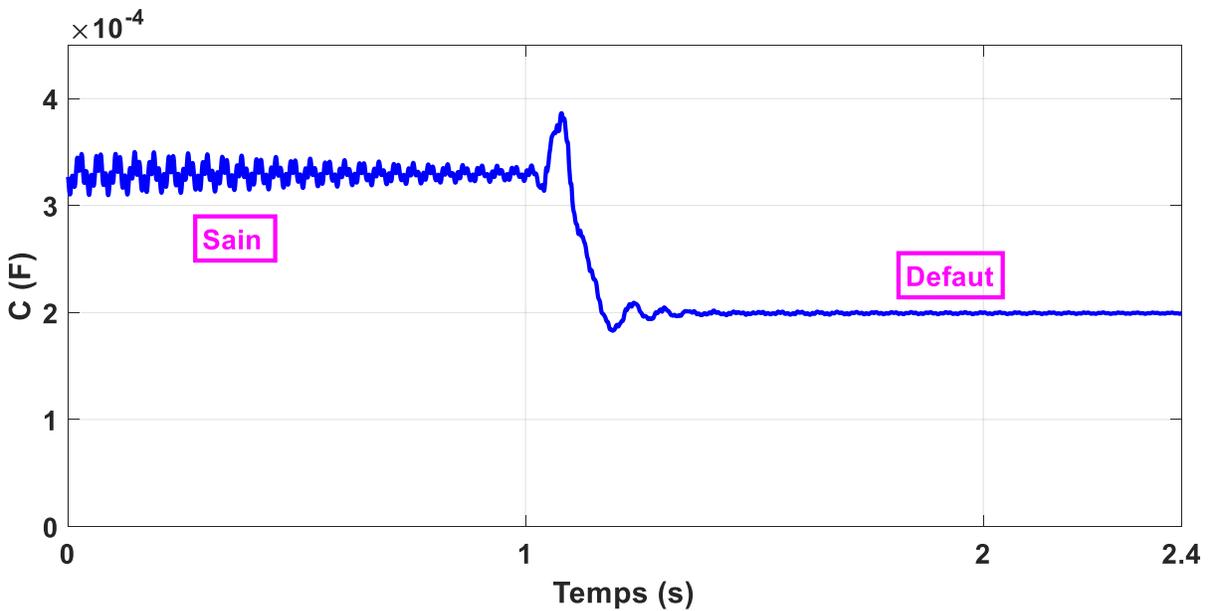


Fig. III.25 : Estimation de la valeur C pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux.

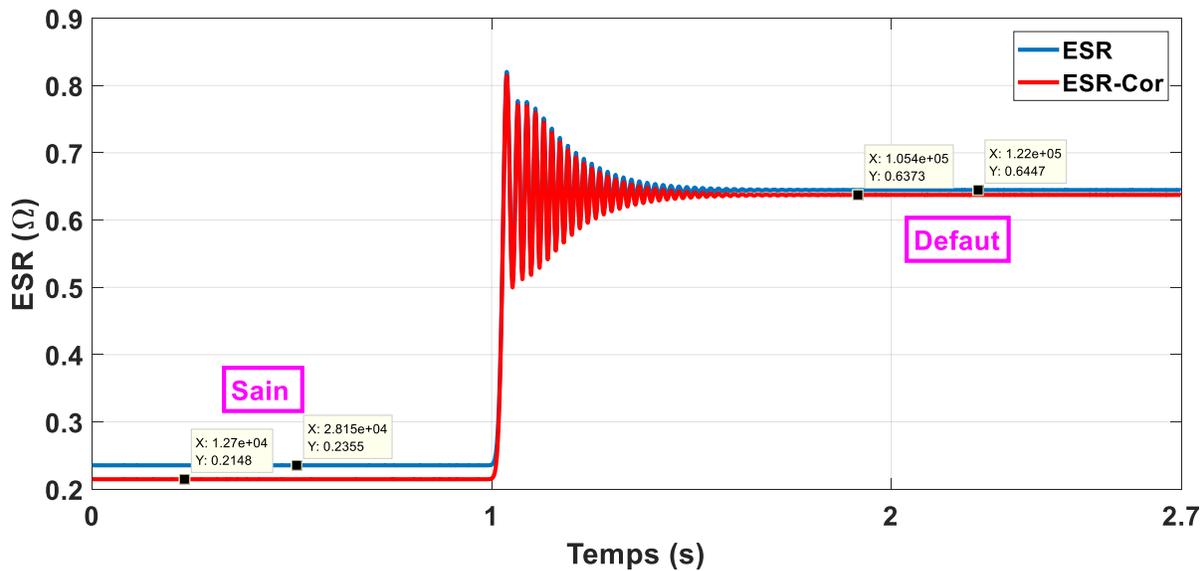


Fig. III.26 : ESR estimée pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux.

Sans doute, la méthode STFT peut également fournir de bonnes informations sur les paramètres du condensateur électrolytique, mais cela nécessiterait une fenêtre de grand nombre d'échantillons (au moins 10000 échantillons). Par contre, les résultats de simulation de la méthode STLSP ont été obtenus en utilisant une fenêtre glissante de seulement 30 échantillons.

III.7.1 Effet de la charge du convertisseur

Les tests précédents ont été effectués pour une charge constante. Mais en réalité, la charge peut changer à tout moment progressivement ou brusquement. Pour cette raison, plusieurs tests de simulation ont été effectués pour étudier l'effet de la variation de charge sur la précision de la méthode proposée. Dans ce test on a utilisé trois valeurs différentes de charge, pour $R=50 \Omega$, 200Ω et $R= 2000 \Omega$.

Les figures (Fig. III.27 et Fig. III.28) montrent les valeurs estimées ESR et C avec différentes valeurs de charge.

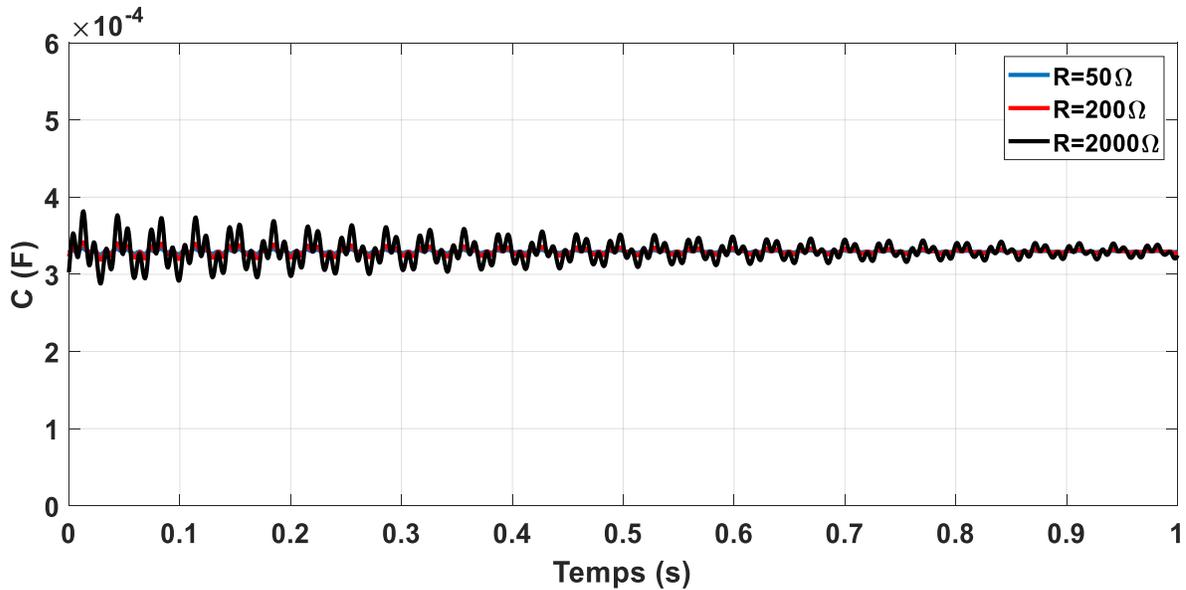
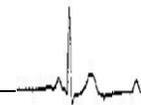


Fig. III.27 : Estimation de C avec différentes valeurs de charge.

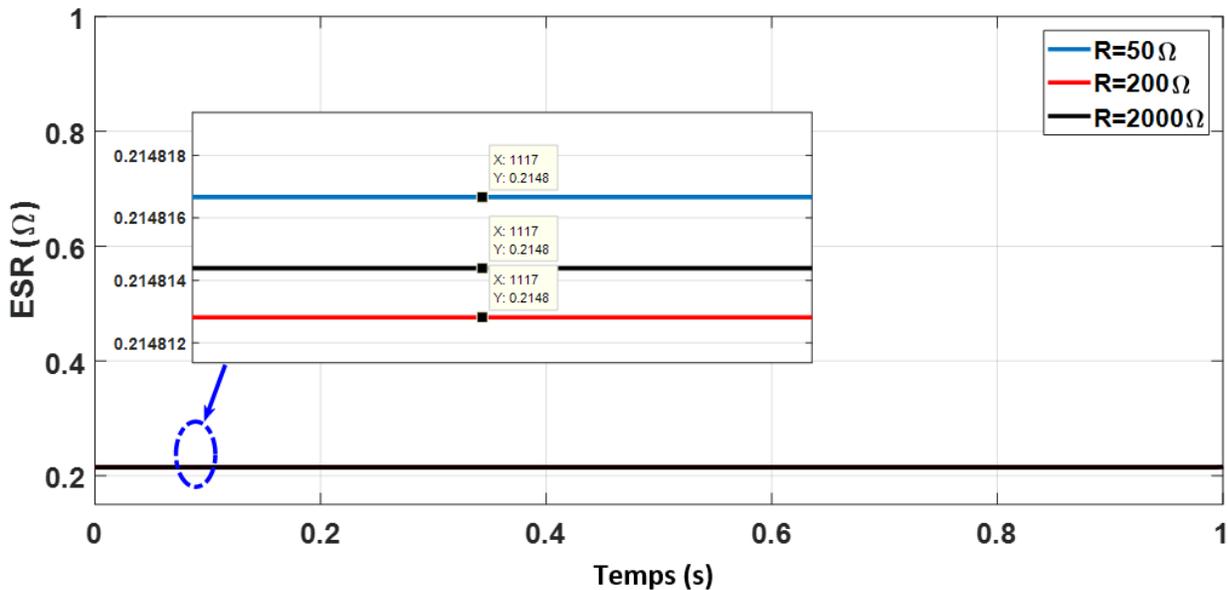


Fig. III.28 : Estimation de l'ESR avec différentes valeurs de charge.

D'après les résultats obtenus, on remarque que la variation de la charge n'a pas une influence significative sur la précision de la méthode STLSP.

Maintenant, nous avons simulé un fonctionnement avec un changement brusque dans la charge (de 50 Ω à 100 Ω). La Fig.III.29 montre que ce type de fonctionnement produit une non stationnarité flagrante dans les signaux V_c et I_c . La méthode proposée (STLSP) est bien adaptée à une telle situation car, elle utilise une fenêtre glissante de courte durée, ce qui permet d'extraire

et suivre l'évolution des paramètres ESR et C. Effectivement, la Fig.III.30 montre qu'à l'instant du changement brusque dans la charge, il apparait des petites oscillations rapidement amortie mais les valeurs estimées des paramètres C et ESR restent presque inchangées. Ceci, prouve l'indépendance de la méthode STLSP aux variations de la charge du convertisseur.

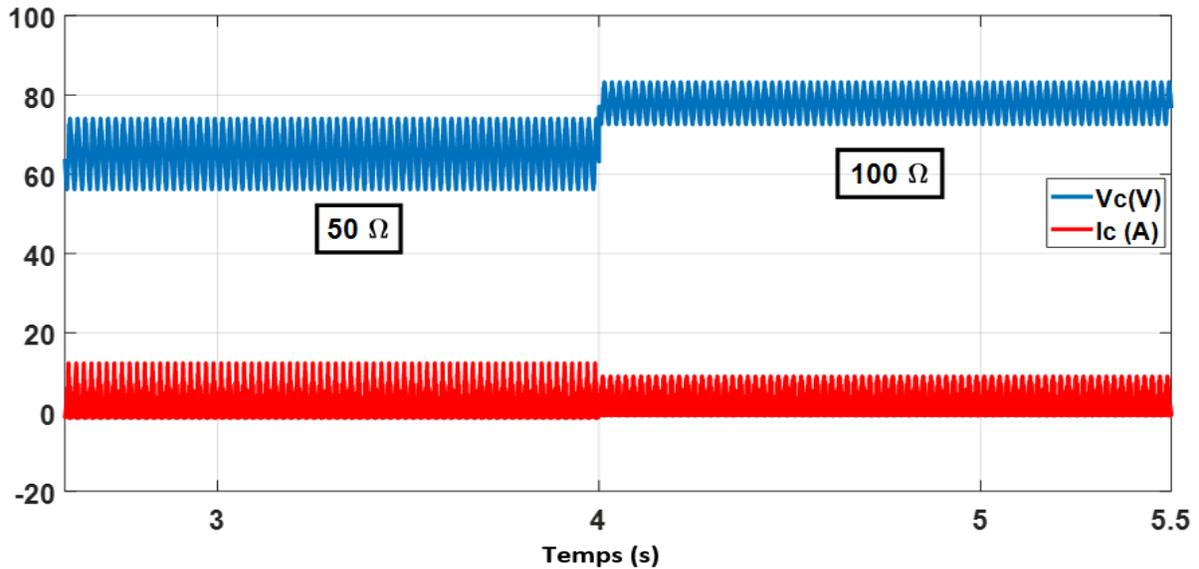


Fig. III.29 : Les formes des ondulations temporelles de la tension de courant du condensateur avec un changement brusque de charge.

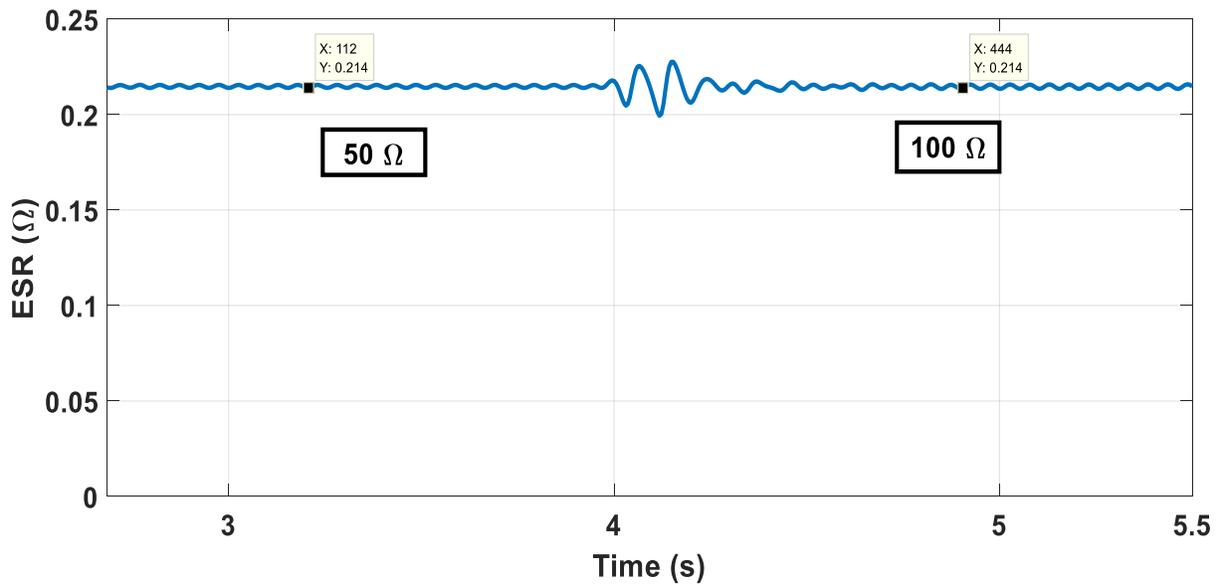


Fig. III.30 : Estimation d'ESR avec une variation brusque dans la charge.

III.7.2 Effet d'inductance

En outre, l'inductance (L) a un effet important sur le mode de fonctionnement du convertisseur élévateur dc-dc. Ainsi, plusieurs tests de simulation ont été effectués avec L égal à 1, 2 et 3 mH. Les figures (Fig. III.31 et Fig. III.32) montrent qu'une augmentation de L provoque une diminution des ondulations de tension et de courant, par conséquent, les amplitudes des harmoniques recherchés diminuent également.

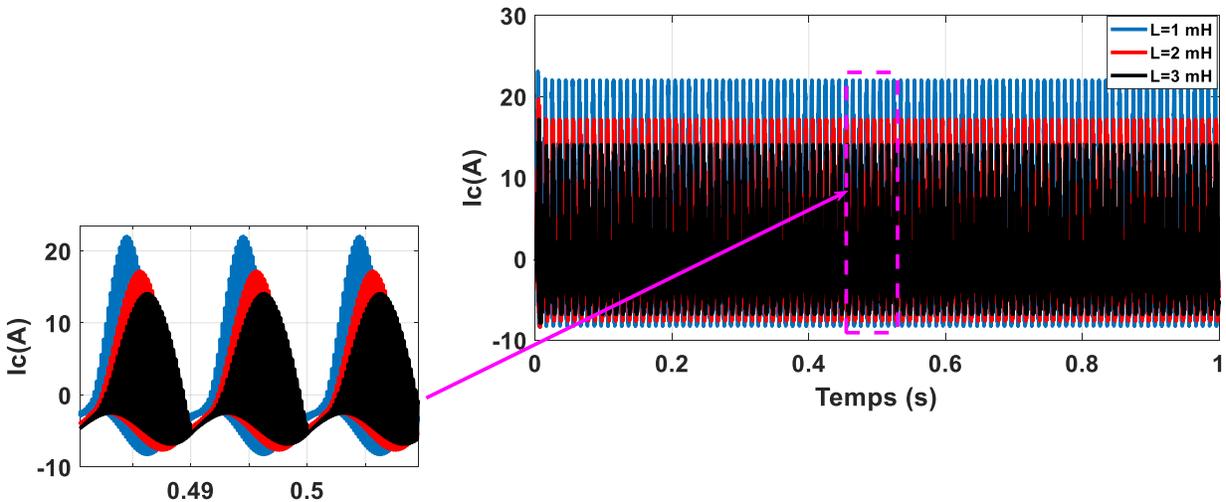


Fig. III.31 : Les ondulations de tension du condensateur pour différentes valeurs de L .

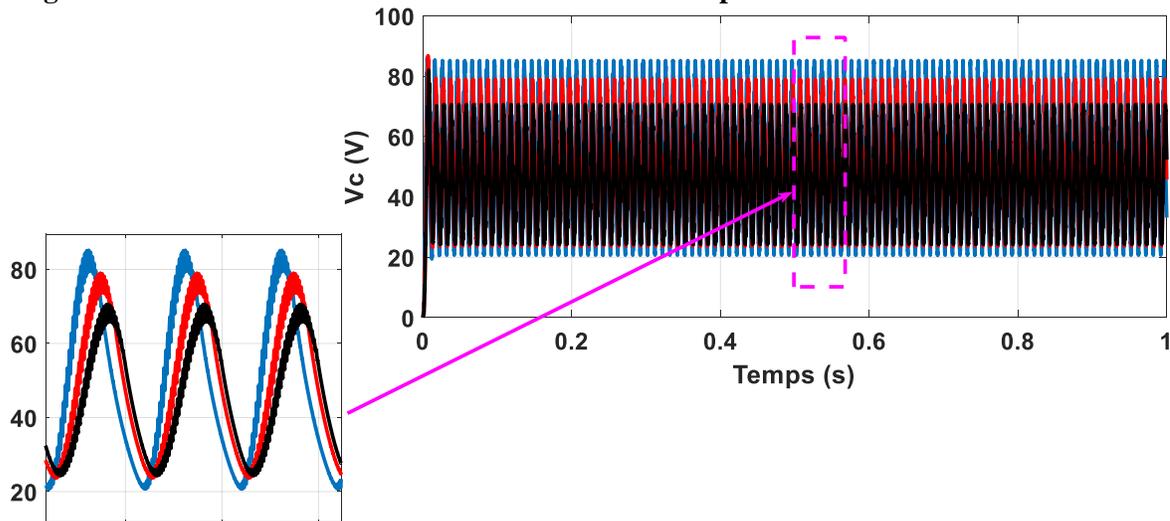


Fig. III.32 : Les ondulations de courant du condensateur pour différentes valeurs de L .

La Fig. III.33 montre les courbes des paramètres C et ESR estimés par la méthode STLSP pour différentes valeurs de l'inductance L . Il est clair que la variation de L n'a pas un effet

significatif sur la précision et la qualité des résultats. Ceci est dû au fait que les rapports : V_{fm}/I_{fm} et V_{fsw}/I_{fsw} restent presque inchangés même si L varie. Ces résultats confirment que la méthode STLSP peut fonctionner avec des signaux dont leurs harmoniques ont de petites amplitudes.

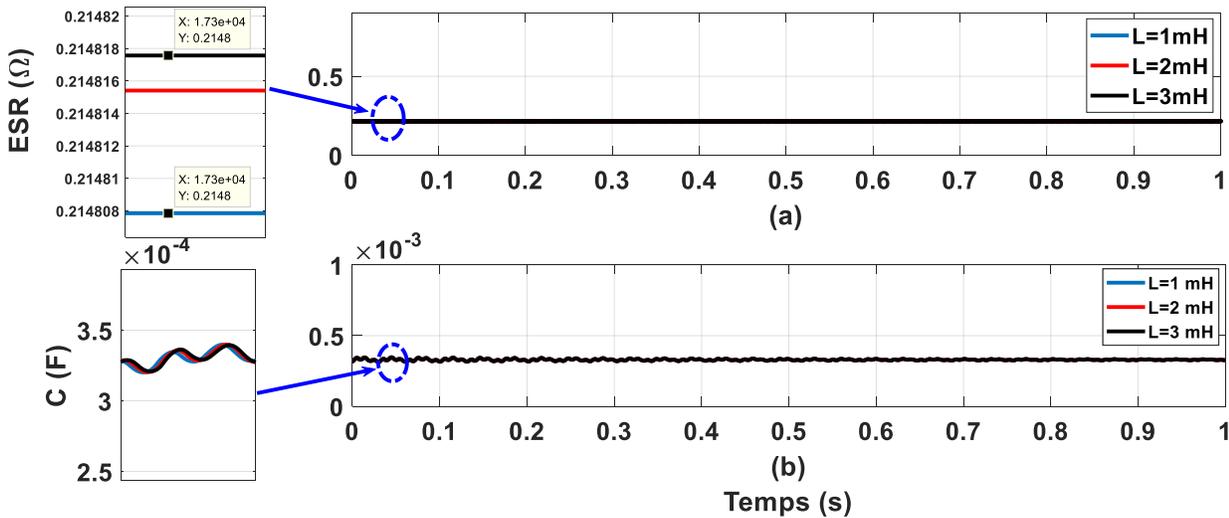


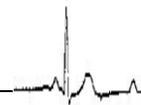
Fig. III.33 : Valeurs ESR et C estimées avec différentes valeurs de L. (a) ESR (b) C.

III.8 Implémentation on-line de la méthode STLSP

L'objectif de ce paragraphe est d'implémenter la méthode STLSP on-line pour tester son efficacité quant à l'estimation et le suivi on-line des paramètres C et ESR pendant le fonctionnement sain et en défaut. Pour cela, nous avons utilisé notre banc d'essai décrit au chapitre II (Fig. II.25). Rappelons ici que la tension d'entrée du convertisseur élévateur est de 35 V, la charge constante de 165 Ω, la fréquence de commutation est maintenue constante autour de 7 kHz, avec un rapport cyclique de 0,5. Un commutateur bidirectionnel est utilisé pour basculer entre le condensateur sain et celui avec défaut. Les paramètres réels des deux condensateurs sont mesurés à l'aide d'un RLC-mètre configuré pour mesurer la valeur ESR à 7 kHz et la valeur C à 100 Hz (Tableau III.2).

Tableau III.2 : Les valeurs ESR et C mesurés par un RLC-Mètre.

	ESR	C
Condensateur sain	0.22 Ω	290.58 μF
Condensateur en défaut	2.05 Ω	226.61 μF



L'acquisition des signaux de la tension et du courant du condensateur est effectuée à l'aide d'une carte d'acquisition NI 6036-E. La fréquence d'échantillonnage est fixée à 100 kHz. L'acquisition de la tension et du courant du condensateur commence lorsque le convertisseur élévateur fonctionne avec le condensateur électrolytique sain. Après quelques secondes, l'interrupteur est basculé vers le condensateur en défaut.

Les allures temporelles des signaux acquis sont présentées sur la **Fig. III.34**.

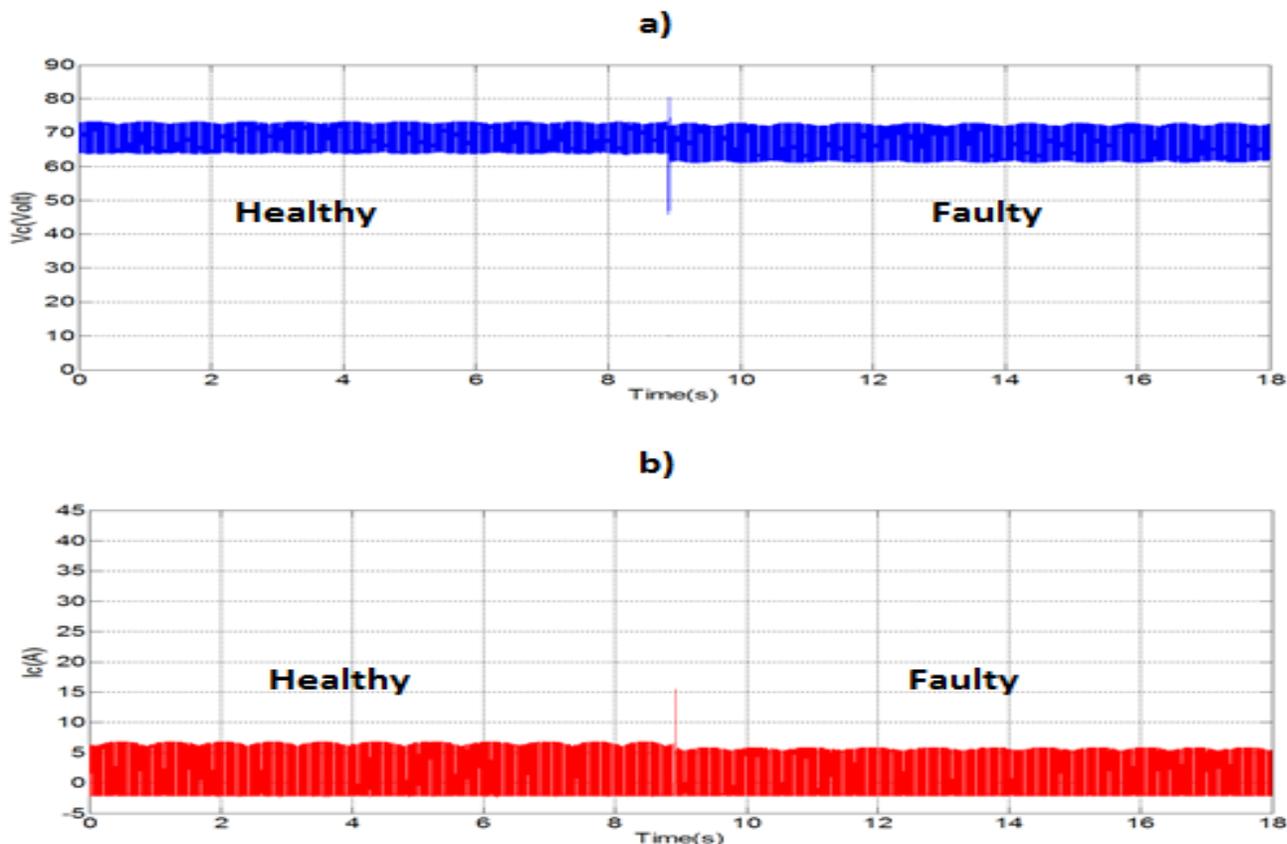


Fig. III.34 : les allures temporelles enregistrées pendant le fonctionnement sain et avec défaut : a) la tension V_c ; b) le courant I_c .

Pour la mise on-line de la méthode STLSP, son algorithme STLSP a été développé d'abord sous Matlab. Ensuite, le code développé est inséré dans le logiciel LabVIEW en utilisant le nœud « script Matlab ». Les autres étapes de la méthode proposée, telles que le filtrage, le down-sampling et la suppression d'offset, ont été réalisées directement à l'aide des palettes de LabVIEW. L'implantation on-line de la méthode STLSP nécessite l'acquisition successive des

tranches des signaux V_c et I_c . Chaque tranche contient seulement 30 échantillons, ce qui représente une fenêtre temporelle de 0,3 ms. La **Figure III.35** représente l'interface développée sous l'environnement Lab-VIEW pour afficher les résultats et contrôler le fonctionnement et les performances de l'algorithme STLSP.

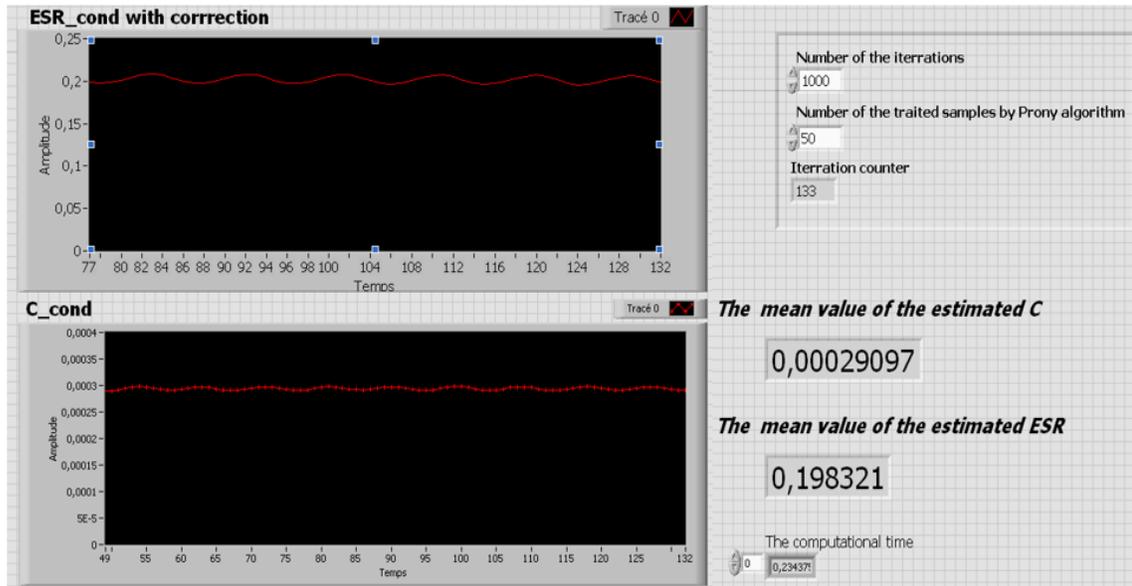


Fig. III.35 : L'interface développée sous l'environnement Lab-VIEW.

En effet, sur cette interface, on peut trouver un bouton pour lancer ou arrêter l'algorithme d'estimation. Un autre bouton permet d'augmenter ou de réduire, en temps réel, le nombre N d'échantillons utilisés ce qui conduit à contrôler la rapidité et la précision de l'algorithme d'estimation. En fait, augmenter N améliore la précision mais l'algorithme devient plus lent. Par contre, diminuer N rend l'algorithme plus rapide mais il réduit la précision d'estimation. Comme compromis, nous avons trouvé que des valeurs entre 30 et 100 sont largement suffisants pour avoir un algorithme précis et rapide.

Les résultats obtenus sont représentés sur les **Figures III.36 et III.37**. Avant l'apparition de la défaillance du condensateur, les valeurs moyennes estimées d'ESR et C sont, respectivement, égales à **0.209 Ω et 286.2 μF** . Par rapport aux valeurs données par le RLC-mètre, les erreurs relatives sont respectivement de **5,3% et 2,3%**. Après la commutation vers le condensateur en défaut, l'ESR augmente considérablement tandis que la capacité diminue aussi significativement. Ces observations sont en bonne concordance avec les prédictions théoriques. La représentation

en fonction du temps des ESR et C montre qu'après un court temps transitoire, les courbes des paramètres estimés convergent vers des nouvelles valeurs moyennes de 1.99Ω et $222.4 \mu\text{F}$, correspondant respectivement aux erreurs relatives suivantes : **3%** et **1,86%**.

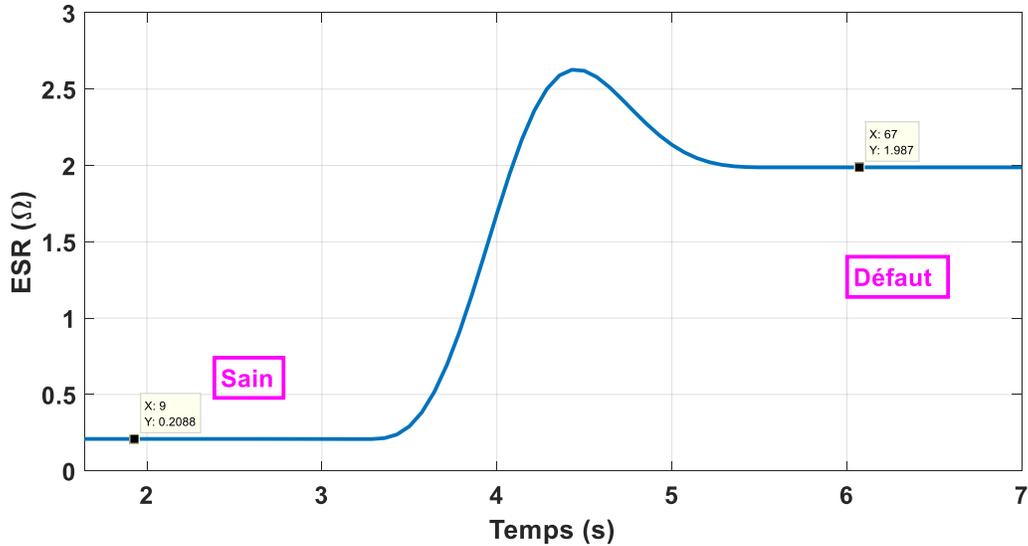


Fig. III.36 : Estimation expérimentale d'ESR par la méthode STLSP.

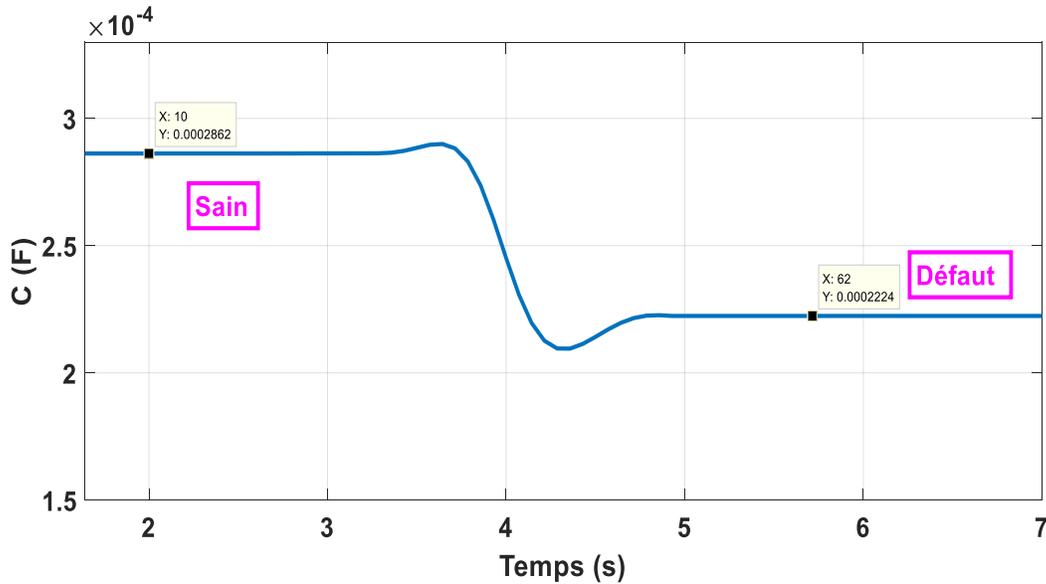


Fig. III.37 : Estimation expérimentale de la capacitance C par la méthode STLSP.

III.8.1 Polyvalence de la méthode proposée

Les résultats précédents ont été obtenus en utilisant un type de condensateur électrolytique en aluminium. Par conséquent, il est important d'illustrer la polyvalence de la technique proposée en évaluant d'autres condensateurs avec des paramètres différents. Pour cela, des tests de simulation et expérimentaux supplémentaires ont été effectués sur trois autres condensateurs électrolytiques en aluminium avec différents C et ESR: Capa. "A" (291.7 μF , 0.197 Ω), Capa. "B" (207.58 μF , 0.169 Ω) et Capa "C" (1067 pF, 0,1 Ω). Les **Figures III.38** et **III.39** prouvent que la méthode proposée a estimé et suit avec succès les paramètres C et ESR des trois condensateurs.

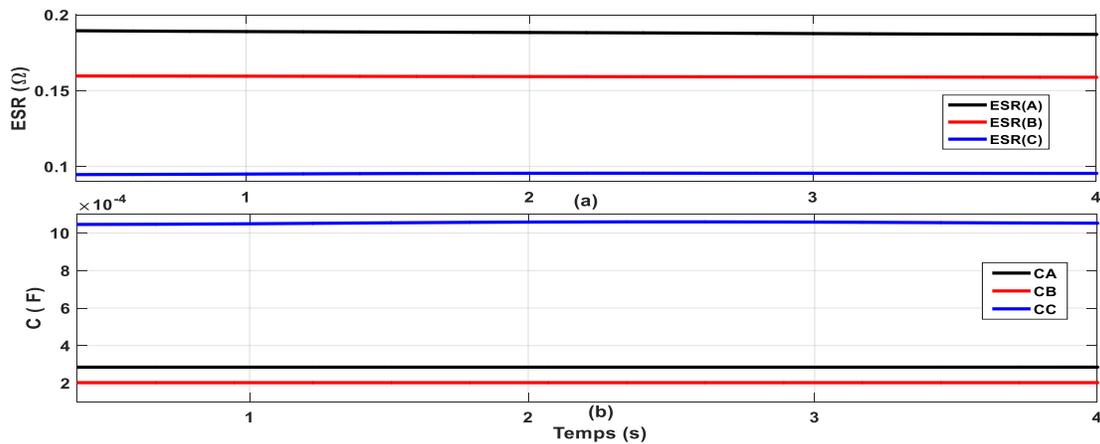


Fig. III.38 : Essais expérimentaux : C et ESR estimées par STLSP pour trois condensateurs électrolytiques différents.

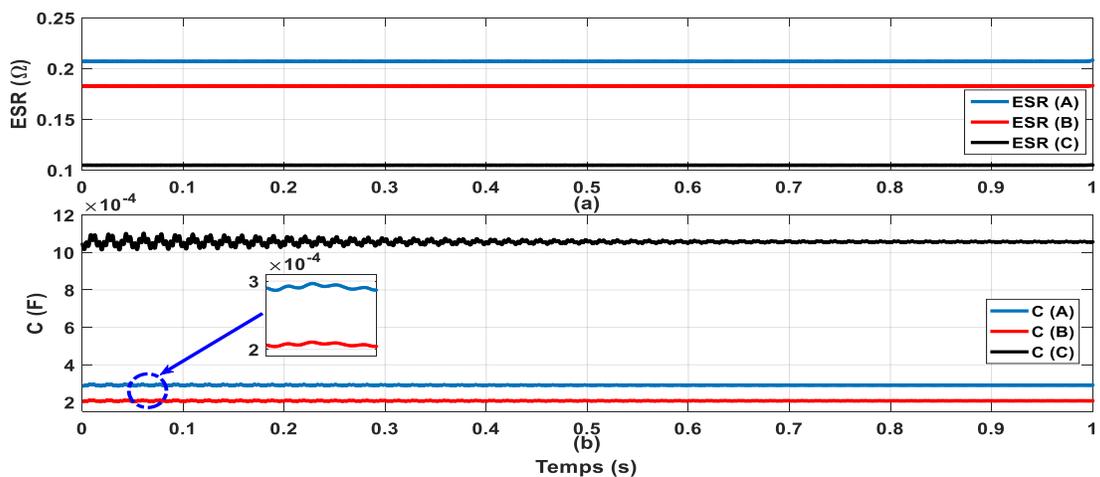
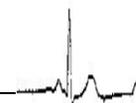


Fig. III.39 : Essais de simulation : C et ESR estimées par STLSP pour trois condensateurs électrolytiques différents.



Les tableaux III.3 et III.4 montrent les erreurs relatives sur l'estimation des ESR et C, par simulation et expérimental, pour les trois condensateurs. Il est logique que l'erreur d'estimation augmente lorsqu'il s'agit d'un condensateur dont les paramètres ont de très petite valeurs. Mais en générale, on voit clairement que les erreurs d'estimation restent relativement dans une plage raisonnable (<7%) même pour le condensateur "C" (avec ESR très faible = 0.1Ω). Cette étude quantitative confirme la polyvalence de la méthode proposée et sa capacité à travailler avec différents condensateurs électrolytiques même pour des condensateurs à faible ESR.

Tableau III.3 : Les erreurs d'estimation d'ESR pour les trois condensateurs.

Condensateurs	ESR mesurée par un RLC-mètre	Résultats de simulation		Résultats expérimentaux	
		ESR (Ω)	Erreur (%)	ESR (Ω)	Erreur (%)
"A"	0.197	0.206	4.56	0.187	5.07
"B"	0.169	0.180	6.51	0.159	5.91
"C"	0.100	0.1069	6.9	0.094	6.01

Tableau III.4 : Les erreurs d'estimation de C pour les trois condensateurs.

Condensateurs	C mesurée par un RLC-mètre	Résultats de simulation		Résultats expérimentaux	
		C (μF)	Erreur (%)	C (μF)	Erreur (%)
"A"	291.70	287.2	1.54	285	2.3
"B"	207.58	210.8	1.55	202.4	2.51
"C"	1067	1050	1.59	1045	2.1

III.8.2 Effet du capteur de courant

Il est bien connu que l'utilisation de capteurs supplémentaires peut être considérée comme un inconvénient pour toute méthode. La méthode proposée nécessite deux signaux : V_c et I_c . L'obtention de la tension du condensateur est relativement facile car, c'est un signal externe accessible. Cependant, l'acquisition du courant du condensateur peut être considérée comme un défi car, il s'agit d'un signal interne. La méthode la plus simple pour mesurer ce signal consiste à intégrer un capteur de courant à effet hall monté autour de la branche du condensateur. Théoriquement, cette méthode augmente l'inductance de fuite et par conséquent ajoute un effet ESL supplémentaire. Par conséquent, la nouvelle expression de l'impédance du condensateur peut s'écrire comme suit :

$$Z_c = \sqrt{ESR^2 + \left[(ESL + ESL_s)\omega - \frac{1}{C\omega} \right]^2} \quad (\text{IV.12})$$

Où ESL est les inductances de série équivalentes supplémentaires dues au capteur de courant. Les capteurs de courant à effet Hall modernes ont des performances élevées et spéciales et ils sont optimisés pour ne pas altérer les performances du convertisseur. Les courants sont mesurés par des capteurs de courant à effet Hall, de référence i30S de la Société FLUKE. Le capteur de courant est présenté sur la figure III.40.



Fig. III.40 : Le capteur de courant utilisé.

Par conséquent, les ESLs ont de très petites valeurs et un effet négligeable en particulier pour la gamme de fréquence <20 kHz [...]. Afin de vérifier l'influence du capteur de courant, des tests expérimentaux ont été réalisés. La **Fig. III.41** montre la forme d'ondulation de V_c avec et sans capteur de courant. On peut noter une petite modification sur la tension du condensateur avec un petit déphasage dû à la présence du capteur de courant. En outre, la **Fig. III.42** illustre clairement que les composantes spectrales recherchées restent pratiquement constantes et indépendantes à la présence du capteur de courant. De plus, et selon les résultats obtenus de plusieurs essais expérimentaux effectués sur différents condensateurs électrolytiques avec différents paramètres dans différentes conditions de travail, nous avons constaté que même avec l'utilisation du capteur de courant à effet Hall, la méthode proposée donne de bons résultats avec une plage d'erreur raisonnable ($<7\%$). Enfin, nous pouvons affirmer que l'intégration d'un capteur de courant à effet hall dans le convertisseur de puissance peut augmenter son coût mais cela en vaut la peine à long terme car, la fiabilité de fonctionnement peut être améliorée et le coût de la maintenance du système se réduit considérablement.

La deuxième façon de mesurer le courant de condensateur est par calcul via l'inductance et les courants de charge et en utilisant différentes méthodes d'analyse de circuit [AHM 17].

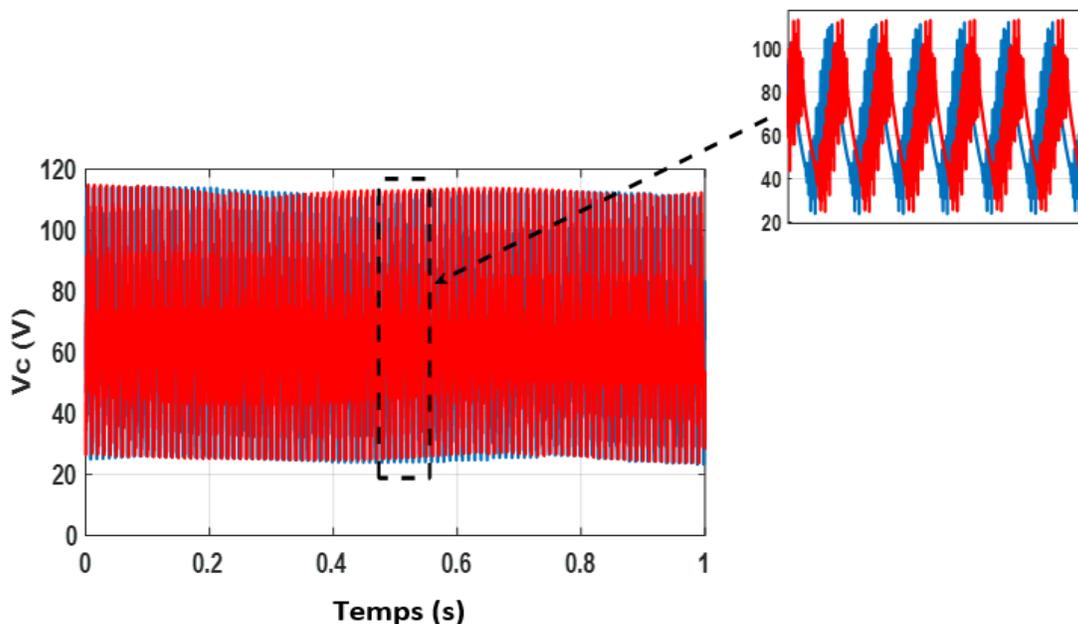


Fig. III.41 : Les allures temporelles de V_c avec et sans capteur de courant

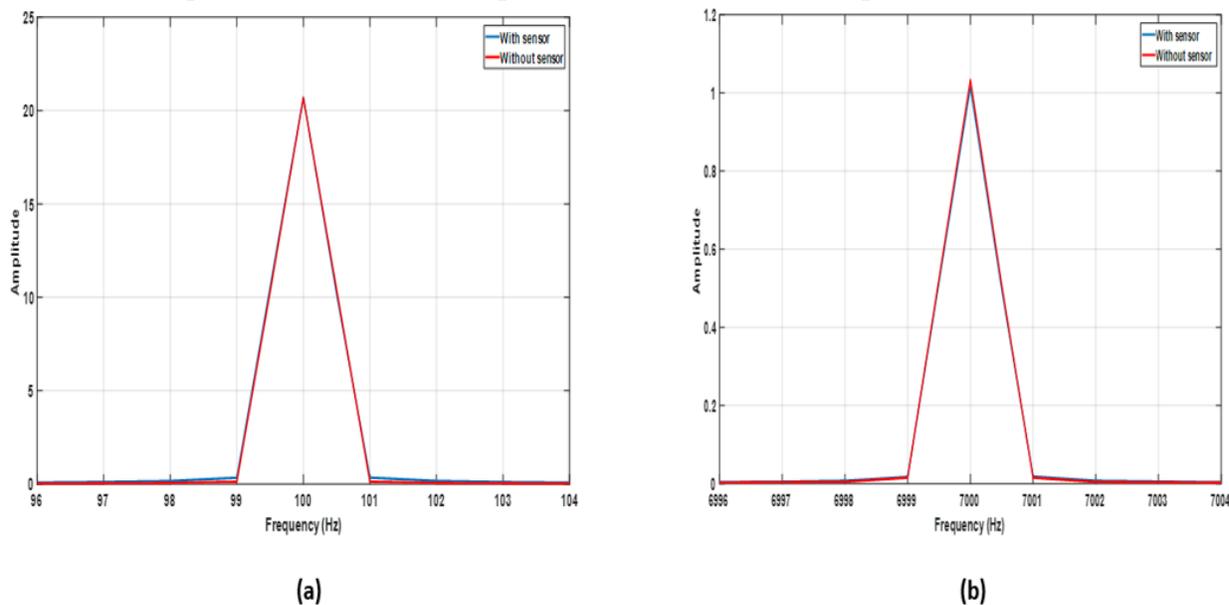


Fig. III.42 : Composantes spectrales de V_c avec et sans capteur de courant (a) autour de la fréquence fondamentale, (b) autour de la fréquence de commutation.

III.8.3 L'effet de la température

Il est bien connu que l'ESR et le C peuvent être considérablement modifiés en fonction de la température de fonctionnement. Par conséquent, cette forte relation avec la température ne doit pas être ignorée sinon, l'état du condensateur électrolytique ne peut pas être évalué avec succès. Donc, les valeurs C et ESR estimées à la température de fonctionnement actuelle doivent être comparées aux valeurs de référence correspondantes à la même température. Si les rapports obtenus dépassent les seuils définis, alors le condensateur électrolytique est déclaré défectueux et impropre à l'application considérée.

Dans le chapitre précédent, nous avons effectué des essais expérimentaux sur un condensateur électrolytique chauffé dans un four contrôlé à différentes températures de 30 ° C jusqu'à 110 ° C. L'objectif était la détermination des expressions mathématiques (Equ. II.2 et Equ. II.3) permettant de prédire les valeurs de C et ESR à n'importe quelle valeur de la température de fonctionnement. Ceci représentera une importance cruciale quant à l'efficacité de tout algorithme dédié à la détection des défauts dans les condensateurs électrolytiques.

Après avoir défini les lois de variation d'ESR et C en fonction de la température, il est maintenant possible d'évaluer l'état du condensateur électrolytique en surveillant les indicateurs ESR et C comme expliqué sur Fig. III.43.

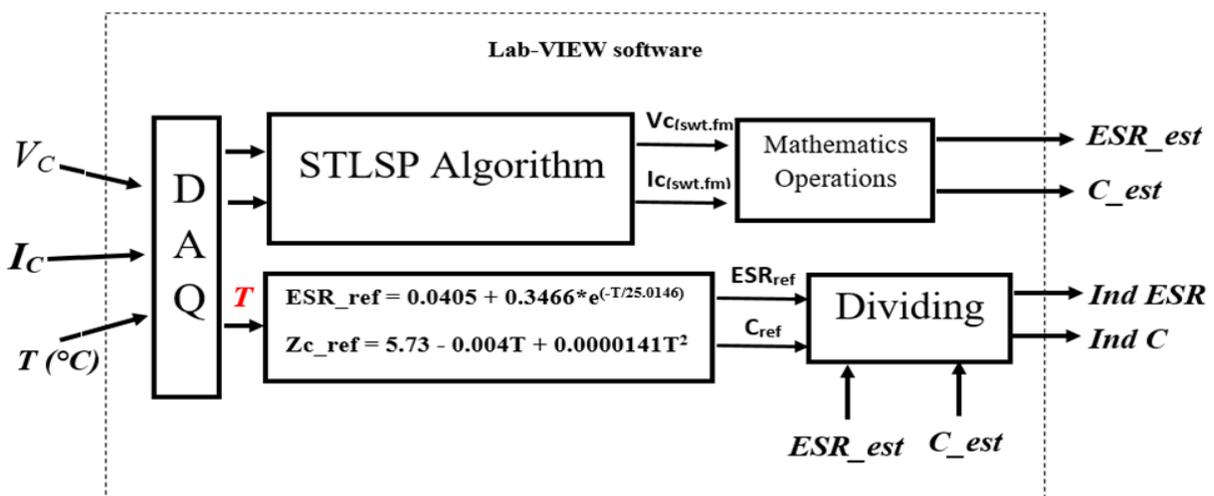


Fig. III.43 : Schéma de la méthode proposée pour l'évaluation de l'état du condensateur en tenant compte de l'effet de la température.

III.8.3.1 Le capteur de température utilisé

Selon Fig. III.43, l'acquisition de la température est extrêmement importante pour incorporer son effet dans l'algorithme STLSP proposé. Pour cela, on a utilisé le circuit intégré LM35 qui est un type de capteur de température couramment utilisé pour mesurer la température. Il peut mesurer la température avec plus de précision comparativement à une thermistance. De plus, ce capteur génère une tension de sortie élevée par rapport aux thermocouples et peut ne pas nécessiter l'amplification de la tension de sortie. Le LM35 a une tension de sortie proportionnelle à la température Celsius. Le facteur d'échelle est de $0,01 \text{ V} / ^\circ\text{C}$.

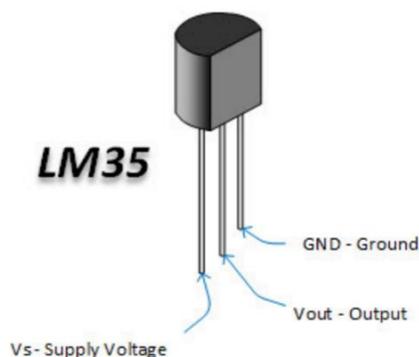


Fig. III.44 : Capteur de température (LM35).

Pour améliorer la qualité du signal donné par le LM35, nous avons utilisé un circuit d'amplification à base de IC741 (Fig. III.45). Ceci facilite l'acquisition du signal de tension qui est proportionnel à la température.

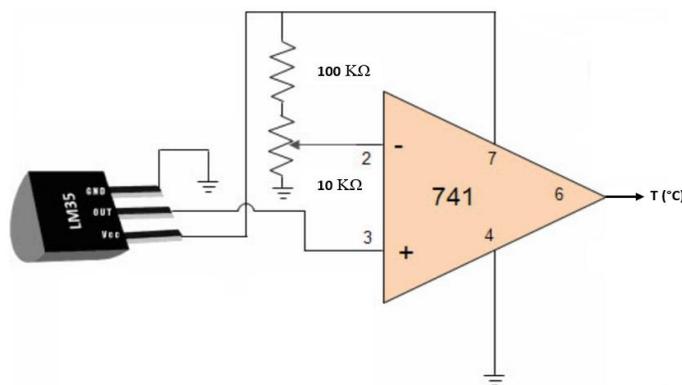


Fig. III.45 : Circuit du capteur de température LM35.

La Fig. III.46, montre le résultat d'un exemple d'acquisition de la température ambiante en utilisant le circuit de la Fig. III.45. La valeur moyenne de la température enregistrée est très proche de la valeur réelle mesurée par un thermomètre numérique (Fig. III.47)

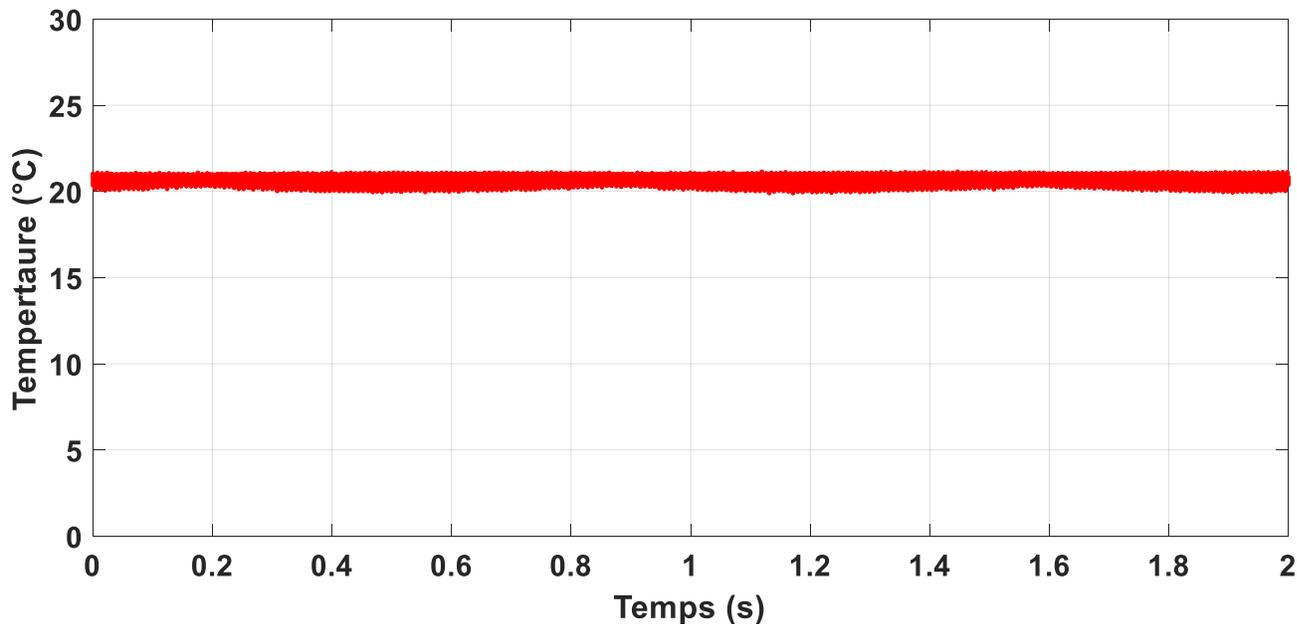


Fig. III.46 : L'acquisition de la température.



Fig. III.47 : Thermomètre numérique à laser.

III.8.3.2 Indicateur de défaut

Un système de surveillance adéquat repose principalement sur le suivi des indicateurs pertinents. Concernant notre application, nous avons proposé deux indicateurs définis comme étant le rapport entre les valeurs de C et ESR estimées à la température de fonctionnement

mesurée et leurs valeurs de référence obtenues à partir des équations (II.2) et (II.3) à la même température.

$$Ind_{ESR} = \frac{ESR(T_a)}{ESR_{ref}(T_a)} \tag{IV.17}$$

$$Ind_C = \frac{C(T_a)}{C_{ref}(T_a)} \tag{IV.18}$$

Selon la littérature, surveillé l'ESR est la meilleur façon pour évaluer l'état du condensateur électrolytique. Par conséquent, pour démontrer l'utilité de la surveillance de l'indicateur Ind_{ESR} , des essais expérimentaux ont été effectués sur un convertisseur élévateur dc-dc fonctionnant avec un condensateur sain puis soudainement avec un condensateur en défaut. La spécification du constructeur de prendre une augmentation de 200% de la valeur ESR comme critère de défaillance conduira à définir un seuil de 2 pour l'indicateur Ind_{ESR} .

Effectivement, la Fig. III.48 illustre la capacité de la méthode proposée pour le calcul et le suivi en ligne des indicateurs Ind_{ESR} et Ind_C . Les opérateurs de diagnostic peuvent déclarer si le condensateur électrolytique a un défaut important et doit être remplacé, lorsque l'indicateur Ind_{ESR} dépasse le seuil défini.

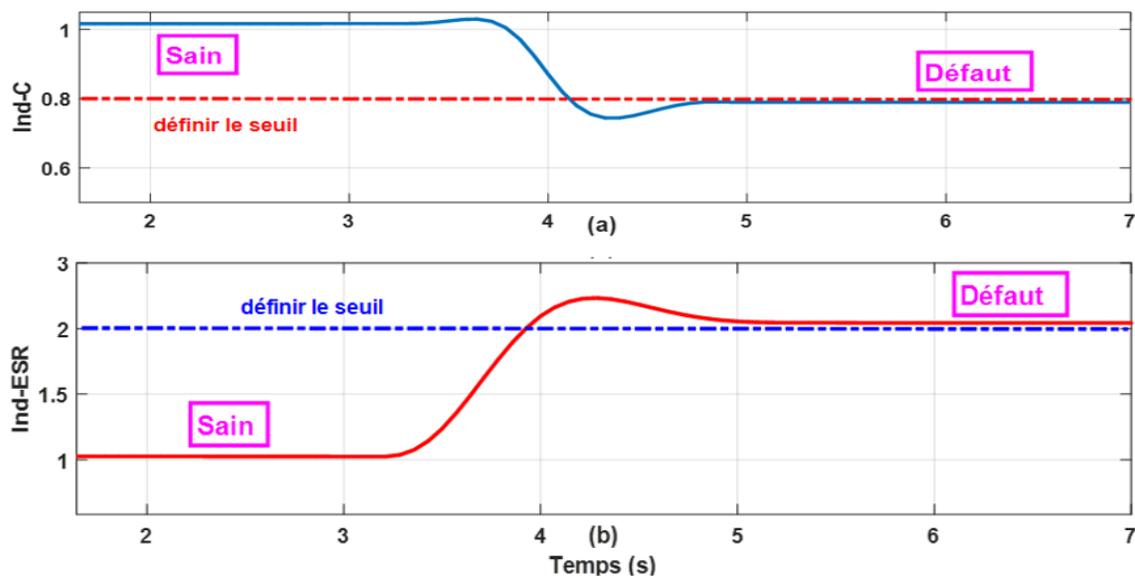


Fig. III.48 : Evolution temporelle de l'indicateur de défaut. a) Ind_C b) Ind_{ESR} .



III.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'application d'une nouvelle méthode appelée STLSP (Short Time Least Square Prony) dédiée à l'estimation en ligne des paramètres C et ESR d'un condensateur électrolytique. La méthode STLSP est basée sur l'application de l'algorithme de Prony modifié sur une fenêtre balayant les signaux V_c et I_c . Le fond théorique et mathématique de la méthode proposée a été bien expliqué. Plusieurs tests de simulation et expérimentation ont été effectués sur un convertisseur AC-DC-DC élévateur. Ces tests nous ont permis d'étudier les effets de certaines grandeurs telles que : la charge, l'inductance, le capteur de courant et la température de fonctionnement sur l'efficacité de la méthode proposée. En effet, nous avons confirmé que seule la température a une grande influence non pas sur l'estimation des paramètres C et ESR mais sur la fiabilité de la procédure de diagnostic des défauts dans les condensateurs électrolytiques. Pour cela, nous avons proposé la surveillance de deux indicateurs liés aux paramètres C et ESR et qui sont calculés en ligne en tenant compte de la température de fonctionnement.

Chapitre IV :

Application sur un convertisseur

DC-DC en boucle fermé.

IV.1 Introduction

Les changements dans les paramètres C et ESR influencent fortement le rapport entre l'ondulation de la tension du condensateur et leur ondulation actuelle. Ce rapport est dominé par C aux basses fréquences et par l'ESR dans la gamme des hautes fréquences. Par exemple dans les applications de commande de moteurs électriques, les convertisseurs d'électronique de puissance peuvent être utilisés en boucle fermée ou en boucle ouverte et tous les défauts ou variation d'un composant peut modifier l'état des autres composants, révélant l'importance d'une technique de détection de défaut de l'état du condensateur. Du côté de la technique de détection de défaut, il est également nécessaire d'utiliser un contrôleur robuste pour assurer ou prévenir le dysfonctionnement et la panne totale de ces convertisseurs. Dans ce chapitre, le contrôleur utilisé est basé sur la commande H_∞ avec sensibilité mixte appliquée au convertisseur entrelacé avec trois bras (IBC) conçu pour des applications avancées telles que les applications de machines électriques ou les applications de véhicules électriques. Le régulateur proposé adapté au convertisseur DC/DC est conçu pour assurer une dynamique et une robustesse rapides même en mode défaut. La technique de détection de défaut en ligne proposée permet d'estimer la valeur ESR du condensateur durant le fonctionnement du convertisseur. La méthode proposée utilise la technique STLSP (Short Time Least Square Prony) pour estimer et suivre les amplitudes des harmoniques cibles. Par conséquent, l'estimation d'ESR à partir l'ondulation de la tension et de courant même si on a un convertisseur commandé. L'efficacité de la méthode est vérifiée par des tests expérimentaux utilisant un convertisseur-boost (IBC).

IV.2 Le choix du convertisseur :

Au cours des dernières décennies, les véhicules électriques à pile à combustible (FCEV) sont considérés comme une technologie prometteuse pour remplacer les véhicules traditionnels [OUB 14]. Parmi les nombreuses technologies existantes de la pile à combustible, les piles à membrane échangeuse de protons (PEMFC) ont suscité un grand intérêt dans le développement du FCEV grâce à leur électrolyte solide, leur faible température de fonctionnement, leur petite taille et leur poids [THO 10]. FC est caractérisé par des sources d'énergie à basse tension et courant élevé [SAA 16]. Dans les applications FCEV, un bus DC haute tension est nécessaire, c'est pourquoi un convertisseur DC / DC est utilisé pour régler la tension de sortie FC à quelques centaines de volts, adaptée à la tension du bus continu FCEV [GUI 16]. Ce convertisseur doit répondre à plusieurs exigences pour FCEV telles que : améliorer l'efficacité et la densité de puissance, rapport de haute tension, faible entrée ondulation actuelle pour préserver la durée de vie du FC, réduire le poids, le volume et le coût [KAB 10]. Différents types de convertisseur DC / DC ont été présentés dans de nombreuses publications adéquates au FCEV [KOL 15]. Parmi eux, le convertisseur DC / DC Boost (IBC) entrelacé présente de nombreux avantages, en particulier une faible ondulation du courant, un rendement élevé, une compacité et une fiabilité particulièrement en mode de défaillance [GUI 15]. Les avantages mentionnés ci-dessus est un bon candidat pour l'interfaçage de la pile à combustible et du bus continu dans la technologie des véhicules.

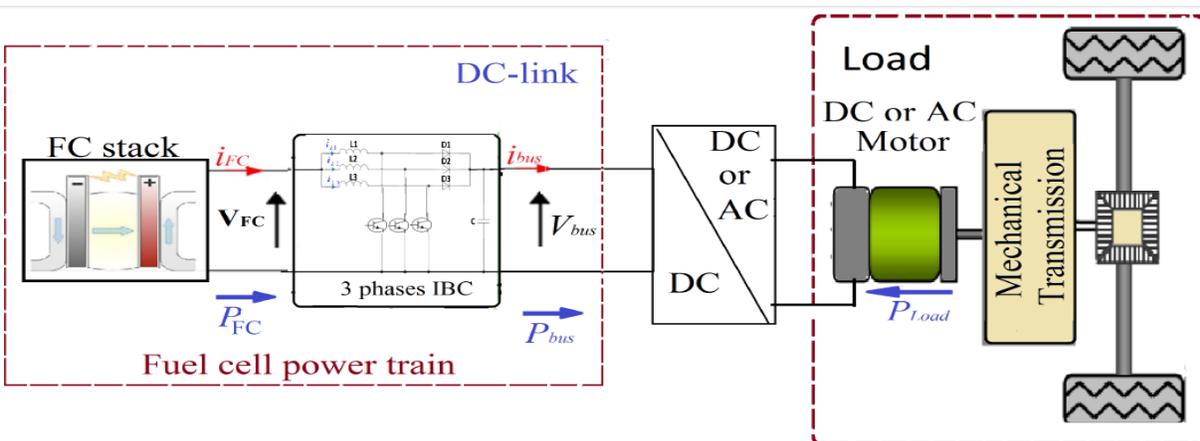


Fig.IV.1 : Groupe power-train étudié du véhicule FC.

La technique entrelacée offre des avantages avancés par rapport au convertisseur DC/DC classique, comme une ondulation de courant d'entrée réduite, une contrainte de courant inférieure appliquée au dispositif semi-conducteur, haute efficacité, compacité et fiabilité [REV 16]. Le convertisseur IBC [GUI 16], [SEY 12] se compose d'un certain nombre de convertisseurs boost classiques, appelés phases ou bras, connectés en parallèle et partageant un bus continu commun, le courant est divisé entre les différentes phases, permettent de réduire le volume et la taille des composants passifs et de réduire les pertes de puissance [SAL 15].

IV.3 Le choix de contrôleur

L'approche de sensibilité mixte H_∞ est la méthode la plus largement utilisée comme un contrôle robuste. Elle est basée sur le traitement des problèmes de suivi en sélectionnant une fonction de pondération appropriée ou les problèmes de rejet de perturbation. Dans ce chapitre, un contrôleur de sensibilité mixte à double boucle H_∞ consiste en une boucle de tension externe pour contrôler le bus DC et la boucle de courant interne pour assurer un partage de courant égal entre trois amplificateurs de convertisseur élévateur entrelacés pour les applications FCEV. En choisissant correctement les fonctions de pondération, en considérant non seulement le problème de contrôle de suivi mais aussi l'atténuation de perturbation.

IV.4 Modélisation du convertisseur IBC

Le convertisseur élévateur entrelacé (IBC) Fig.5.2, est composé d'un convertisseur élévateur entrelacé N phases connecté en parallèle et ayant le même bus continu. Afin de maintenir un rendement élevé, une faible ondulation du courant d'entrée et un rapport volume et poids d'inducteurs réduit Le choix de $N = 3$ phases est justifié par un compromis entre le volume des inducteurs.

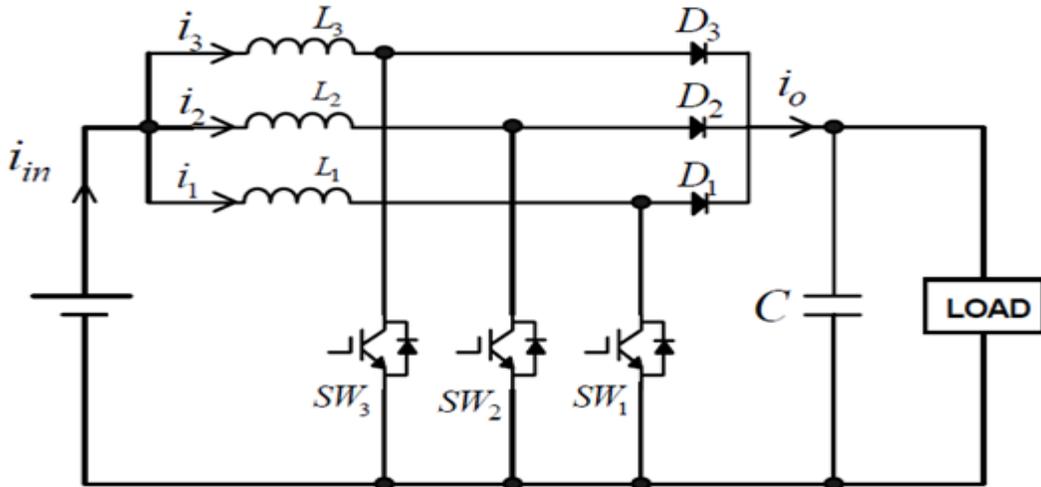


Fig.IV.2 : Schéma équivalent simplifié.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = V_{FC} - (1 - D_1) V_{bus} - r_{L_1} I_{L_1} \\ L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = V_{FC} - (1 - D_2) V_{bus} - r_{L_2} I_{L_2} \\ L_3 \frac{dI_{L_3}(t)}{dt} = V_{FC} - (1 - D_3) V_{bus} - r_{L_3} I_{L_3} \\ C_1 \frac{dV_{bus}(t)}{dt} = -I_{load} + (1 - D_1) I_{L_1} + (1 - D_2) I_{L_2} + (1 - D_3) I_{L_3} \end{array} \right. \quad (IV.1)$$

$$G_{ix}(s) = \frac{i_{lx}}{d} = \frac{2V_{bus}}{R(1-D)^2} \frac{1 + \frac{RC}{2}s}{1 + \left(\frac{L}{R(1-D)^2}\right)s + \left(\frac{LC}{(1-D)^2}\right)s^2} \quad (IV.2)$$

$$G_{vx} = \frac{V_{bus}}{i_{Lx}} = \frac{R(1-D)}{2} \frac{1 - \left(\frac{L}{R(1-D)^2}\right)s}{1 + \left(\frac{RC}{2}\right)s} \quad (IV.3)$$

IV.5 Commande par H^∞ (problème de de sensibilité mixte)

Le problème de conception de contrôle a été formulé en utilisant l'approche standard de sensibilité mixte, avec des caractéristiques appropriées dans le rejet des perturbations et l'optimisation de signal de commande. **Fig.IV.3.**

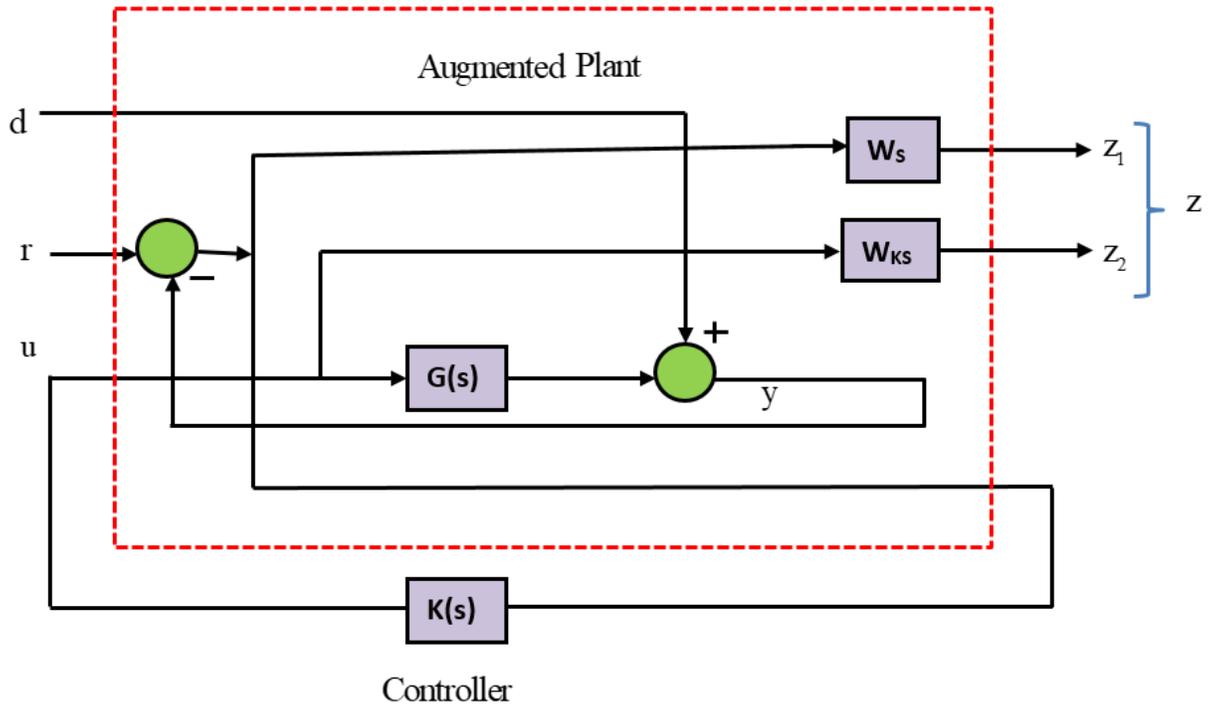


Fig.IV.3 : Minimisation de la sensibilité mixte S / KS sous forme standard.

Où:

$G(s)$: fonction de transfert en boucle ouverte,

$K(s)$: Contrôleur,

y : Sorties,

u : Commande,

d : Perturbation à la sortie du système,

z : Entrées exogènes,

Et W_s ; W_{ks} : filtres de pondération,

La fonction de sensibilité S c'est la fonction de transfert de la perturbation d sur la sortie y . Pour un bon suivi du signal de référence et un rejet des perturbations (réduire les effets des perturbations sur la sortie), la fonction de sensibilité doit être de faible amplitude, c'est-à-dire qu'elle doit minimiser la norme $\|S\|_\infty$.

En pratique, il est également nécessaire de tenir en compte le signal de commande, ce qui implique de minimiser la norme de fonction de transfert entre la perturbation et le signal de commande, ceci conduit à minimiser la norme $\|KS\|_\infty$. Il est souhaitable de réduire l'amplitude de S et KS à toutes les fréquences dans les bandes de fréquences. Ce n'est malheureusement pas possible. Pour traiter cela, les fonctions de pondération W_S et W_{KS} sont introduites, ces fonctions de pondération qui sont utilisées pour réaliser la boucle fermée requise sont typiquement des filtres passe-bas ou passe-haut.

Donc, le problème est formulé de telle sorte que $\|S\|_\infty$ est inférieur à $1/W_S$ et $\|KS\|_\infty$ est inférieur à $1/W_{KS}$. Définir la fonction de transfert N , tel que :

$$N = \left\| \begin{matrix} W_s S \\ W_u KS \end{matrix} \right\|_\infty \tag{IV.4}$$

Le problème de synthèse de commande par H_∞ est de trouver un contrôleur K qui stabilise l'installation et minimise la fonction de coût H_∞ impliquant N .

L'objectif est de forcer la sortie y à suivre le signal de référence w et de rejeter la perturbation d par le biais du contrôleur K . Pour améliorer les performances du système, la forme de la fonction de pondération W_s suivante a été suggérée par :

$$W_s = \frac{s/M + w_a}{s + A.w_a} \tag{IV.5}$$

Il est important d'inclure KS pour limiter la taille et la bande passante du contrôleur et donc l'énergie de commande utilisée. Pour diminuer l'effet des perturbations externes sur le

signal de commande, on choisit un filtre passe-haut. Dans cette thèse, la fonction de pondération WKS a été suggérée par :

$$w_u = 1 \quad (\text{IV.6})$$

IV.6 Conception de la commande par H_∞

IV.6.1 Contrôleur de sensibilité mixte H_∞ de courant :

Les fonctions de pondération à imposer aux performances de suivi et de contrôle sont choisies comme suit :

$$W_s = \frac{0.6667s + 63.1}{s + 3.10^{-3}} \quad (\text{IV.7})$$

La sortie contrôlée z_2 est réglée pour atténuer le signal de commande u , la fonction de pondération W_{u2} est proposée comme :

$$W_u(s) = 1 \quad (\text{IV.8})$$

La réponse en fréquence de la fonction de pondération inversée W_s est représentée sur la Fig.IV.4 :

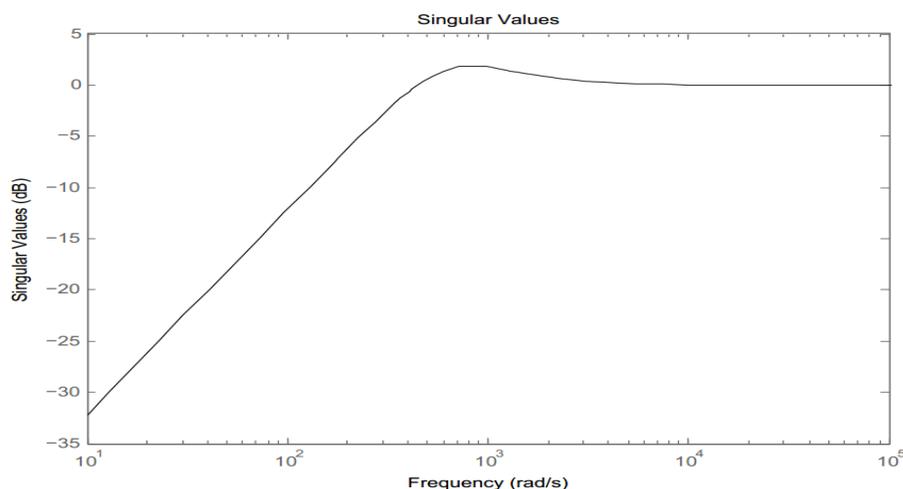


Fig.VI.4 : Réponse en fréquence du filtre de pondération.

La synthèse du contrôleur de H_∞ est réalisée en utilisant la fonction "Hinfyn" sur MATLAB Robust Control Toolbox.

Le régulateur de courant à sensibilité mixte H_∞ est donné par l'expression suivante :

$$K_{\infty Current}(s) = \frac{641.8s^2 + 3890s + 5251.10^4}{s^3 + 11460s^2 + 6308.10^3s + 1.99} \quad (\text{IV.9})$$

IV.6.2 Contrôleur de sensibilité mixte H_∞ de tension :

Nous conduit à choisir la fonction de pondération suivante $W_s(s)$.

$$W_s = \frac{0.6667s + 495.9}{s + 0.00248} \quad (\text{IV.10})$$

La fonction WKS est choisi constamment égale à l'unité. La conception du contrôleur est terminée en utilisant la boîte à outils de contrôle robuste de Matlab. Le contrôleur de tension est donné par l'expression suivante :

$$K_{\infty Voltage}(s) = \frac{3850s^2 + 117.10^4s + 63050}{s^3 + 35270s^2 + 3459.10^4s + 8.577} \quad (\text{IV.11})$$

IV.7 Résultats Expérimentaux

Le diagramme fonctionnel utilisé pour vérifier l'efficacité de l'algorithme d'estimation de paramètres en ligne proposé représenté sur la **Fig. III.17**. L'expérimentation de notre travail contient une alimentation programmable et trois inductances de 3mH et un bus continu (condensateur électrolytique) de 330uF.

Ce convertisseur (amplificateur triphasé entrelacé) tel que représenté sur la **Fig.IV.2**, avec une variable charge résistive (R), a été utilisé pour effectuer les essais expérimentaux. La fréquence de commutation est maintenue constante à environ 4 kHz.

Dans notre travail montré dans la **Fig.IV.8**, le banc d'essai contient deux parties :

- Contrôler la carte DSP 1104.
- La partie de détection de la carte d'acquisition 6036-E en utilisant Lab-VIEW.

IV.7.1 Carte dSPACE DS1104 :

La sortie des capteurs de mesure de signaux sont envoyés au convertisseur analogique-numérique de dSPACE 1104. Le système de commande développé sous Matlab –Simulink a été transféré par le logiciel Contrôle Desk. Le schéma de la carte DS1104 est montré dans la **Fig.IV.5**. Les trois signaux de commande sont générés par le convertisseur numérique analogique de la carte dSPACE. Ces signaux de commande sont au format analogique (0-5 V) et sont décalés l'un de l'autre. Les signaux de commande sont amplifiés par la carte interface de (0-5 V) a (0-15 V) pour attaquer les interrupteurs du convertisseur.

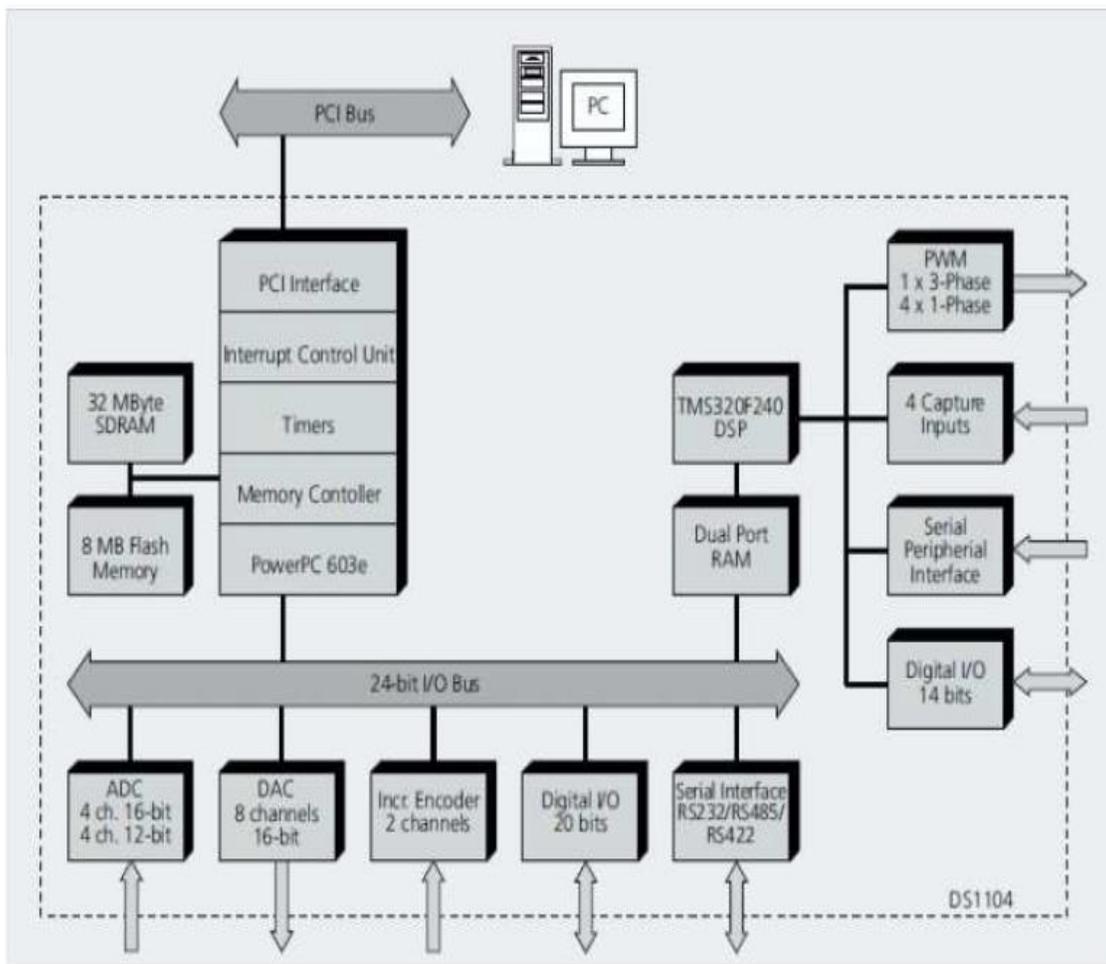


Fig.IV.5 : Le schéma de la carte DS1104.

IV.7.2 Configuration du convertisseur utilisé :

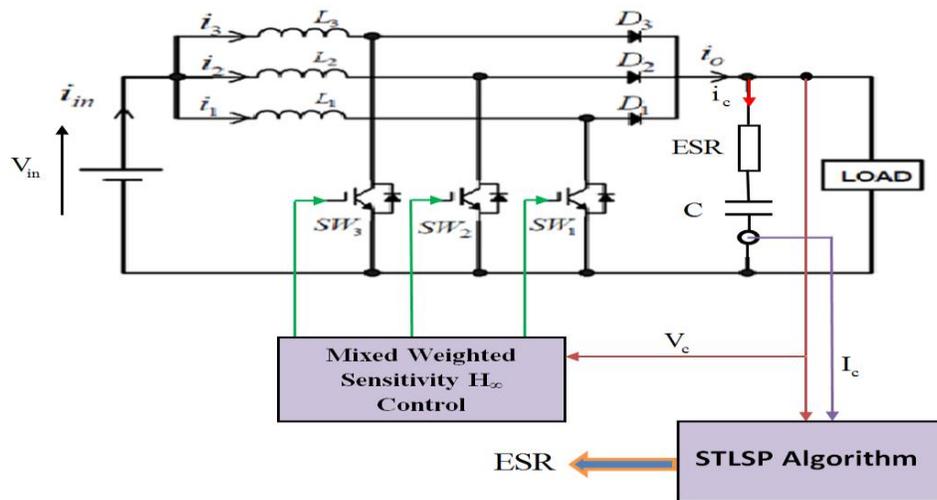


Fig.IV.6 : Le convertisseur élévateur entrelacé triphasé utilisé.

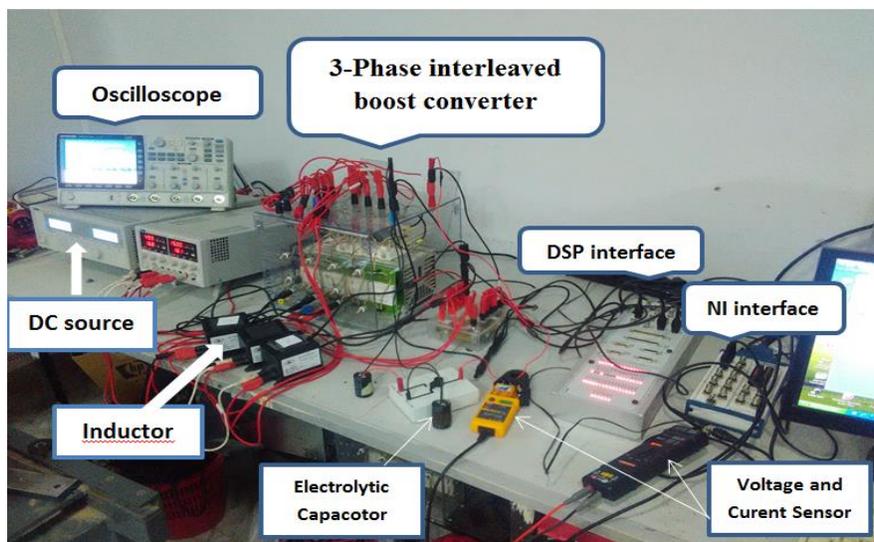


Fig.IV.7 : Configuration expérimentale du convertisseur d'amplification entrelacé triphasé.

Le convertisseur est commandé de sorte que la tension de sortie du système suive sa référence. Les résultats expérimentaux présentés sur la Fig.IV.8 montrent que la tension de sortie V_s mesurée correspond à la sortie désirée, de même qu'elle suit son signal de référence aussi bien que possible pendant des variations positives et négatives.

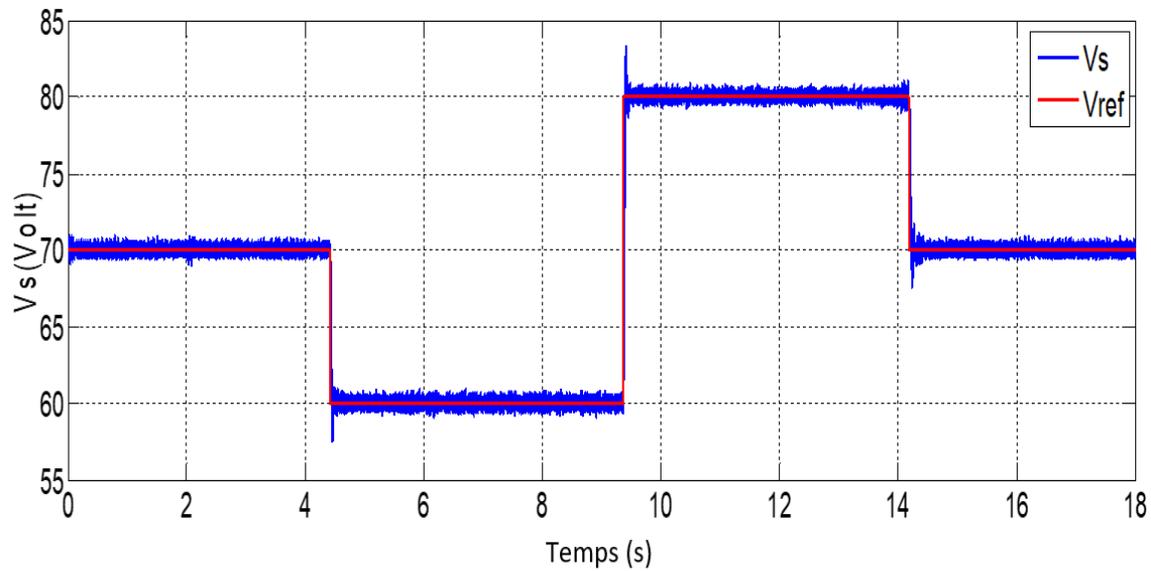


Fig.IV.8 : La tension de sortie avec sa valeur de référence.

Afin d'étudier le comportement du système étudié dans différents modes de fonctionnement et de tester la robustesse de ce contrôleur, les Fig.IV.9 et Fig.IV.10 montrent la tension de sortie V_s et le courant de charge avec différentes valeurs de charge. On remarque que la tension de sortie V_s reste stable même si on a une variation brusque dans la charge.

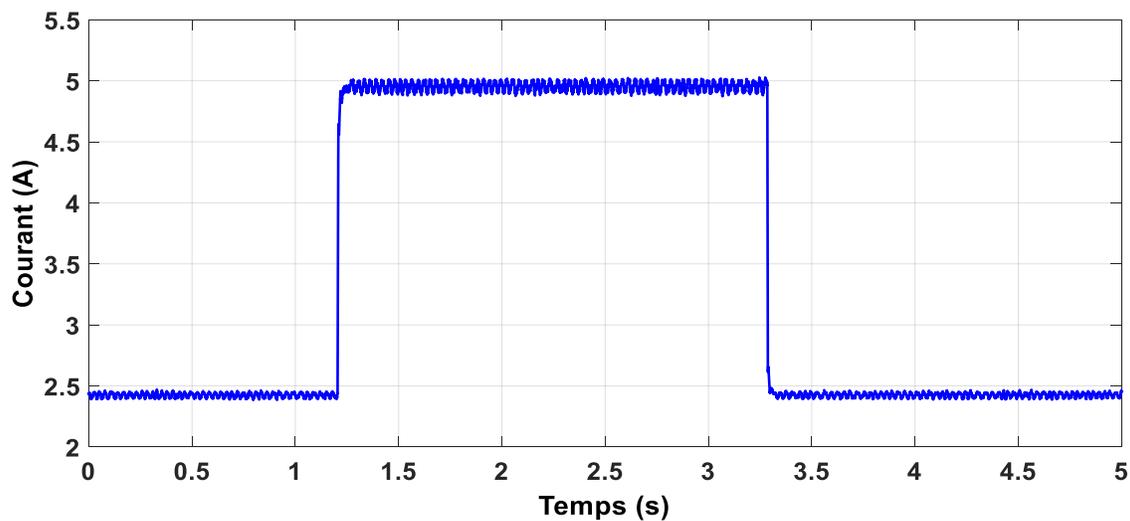


Fig.IV.9 : Le courant de charge avec différentes valeurs de charge.

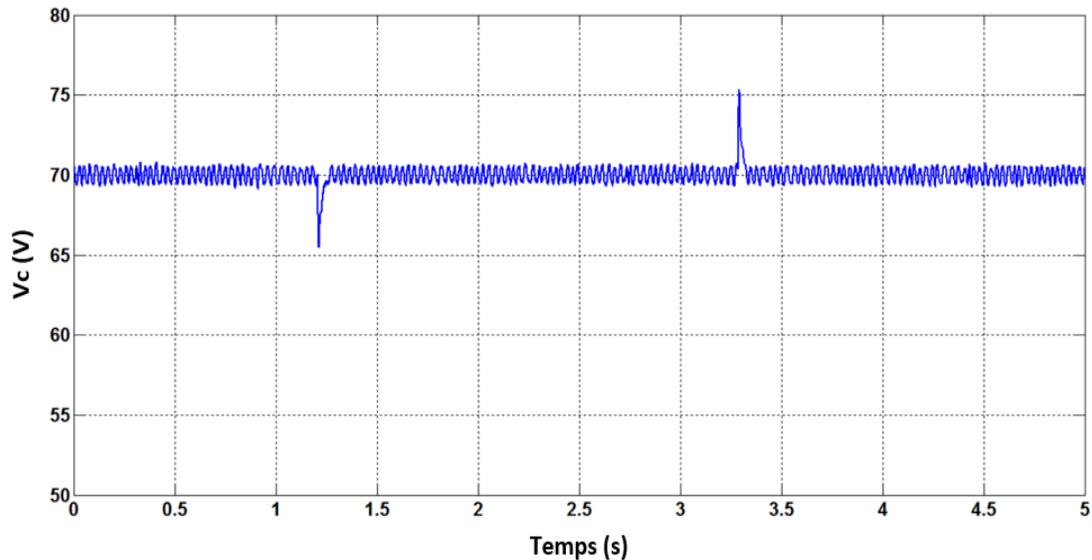


Fig.IV.10 : La tension de sortie avec différentes valeurs de charge.

La dynamique rapide et le bon suivi des courants et de la tension du système de bus continu étudié démontrent que le contrôleur mixte H-infinity développé fonctionne normalement en présence de perturbation ou de variation du courant de charge ou de la tension du bus DC. Ensuite, nous testons l'efficacité du contrôleur avec un défaut dans le condensateur électrolytique dans la sortie du convertisseur.

Avant de tester la robustesse du contrôleur avec la présence de défaut dans le condensateur de bus continu, on a testé les lois de variation qui sont présentées dans le chapitre 2, pour confirmer que ces lois sont valables même si on a un convertisseur commandé. La **Fig.IV.11** montre les composantes spectrales de la tension de sortie (V_c) et du courant du condensateur (I_c).

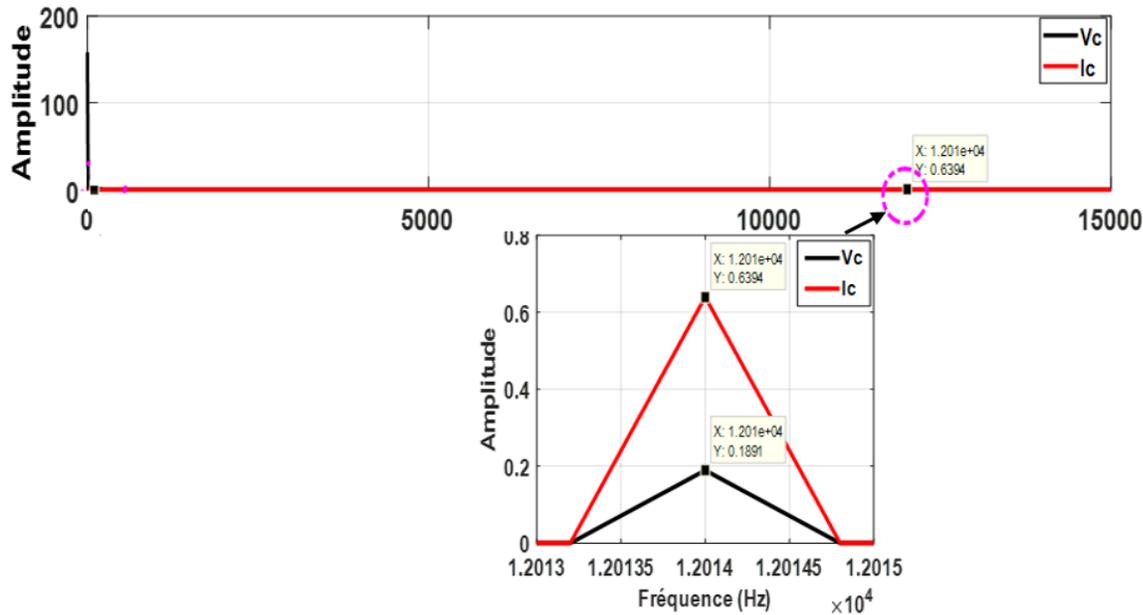


Fig.IV.11 : Les composantes spectrales de la tension et du courant pour un convertisseur commandé.

Dans le cas d'un convertisseur commandé, la fréquence de commutation toujours existe mais c'est pas toujours fixe, mais la marge de mouvement de cette fréquence très courte. Cette fréquence n'influe pas avec la charge ou bien la présence de défaut, c'est pour ça une fois nous connaissons la position de la fréquence on peut facilement estimée l'ESR. Il ya deux méthode pour localiser la position de la fréquence de commutation :

- a- **La première méthode** on peut que c'est une méthode offline : ça veut dire a partir l'analyse spectrale de la tension et du courant de condensateur offline on peut avoir la position après on a injecté la fréquence dans l'algorithme pour estimer l'ESR.
- b- **La deuxième méthode** on peut dire que c'est une méthode online : cette solution utiliser dans l'estimation de la vitesse de la MAS dans l'article [SAH 16] à partir la PSH ou cette fréquence a un mouvement si on a une variation dans la charge, ça veut dire que la largeur du mouvement de la fréquence est limitée par le minimum et le glissement maximal du moteur. En effet, il a été montré que les fréquences PSH déplacer dans une large bande de fréquence, limitée par le minimum et le glissement maximal du moteur. Cela représente un problème à concevoir le filtre passe-bande approprié. En fait, concevoir un filtre avec une fréquence passe-bande importante nécessite d'augmenter l'ordre du modèle de la méthode STLSP, qui provoque un long calcul temps et produit de

nombreux faux composants de signal. Résoudre ce problème, de nombreux filtres passe-bande étroits sont utilisés à la place d'un seul (Fig.IV.12).

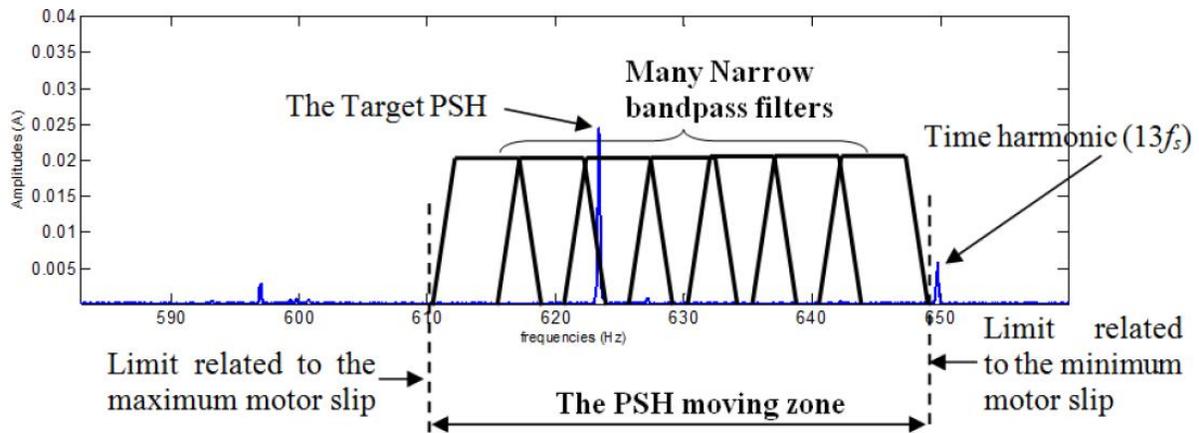


Fig.IV.12 : Processus de filtrage du PSH [SAH 16].

Le signal de sortie de chaque filtre est analysé par la méthode STLSP. En conséquence, quelques la fréquence et l'amplitude sont obtenues pour chaque filtre (Fig.IV.13). La procédure de recherche pour la vraie fréquence PSH est alors effectuée en détectant le composant avec la plus grande amplitude. Mais dans ce cas de condensateur la fréquence de commutation ciblée toujours fixe (même on a varié la charge, même dans le cas défectueuse), et la marge de variation très courte, ça veut dire le processus quant à l'abordé est très simple par rapport le moteur.

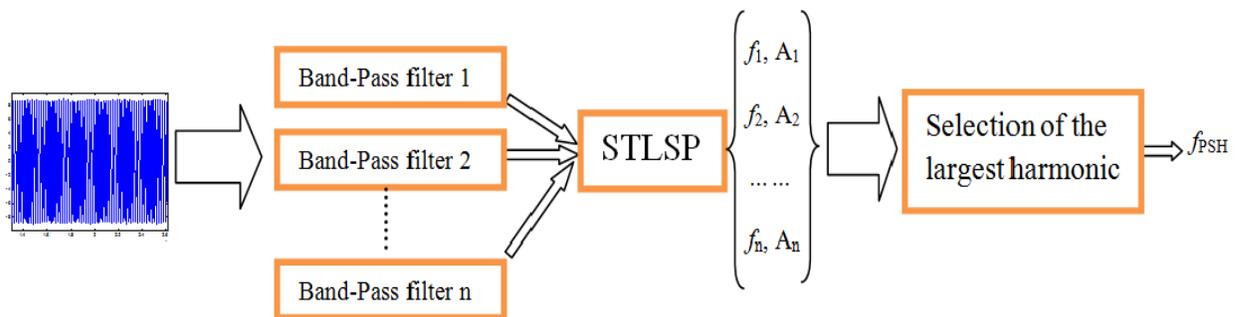


Fig.IV.13 : La technique proposée pour l'estimation de la vitesse [SAH 16].

Pour tester la robustesse du contrôleur et tester la méthode de révélateur pour détecter le défaut, il est bien connu que la rage d'un condensateur électrolytique est un processus lent. Par conséquent, pour accélérer le processus d'axe, un nouveau condensateur électrolytique est placé dans un four à température contrôlée à 200 ° C pendant 4 heures. La valeur mesurée du

paramètre ESR obtenu en utilisant un RLC-mètre. Le RLC-mètre a été configuré pour calculer la valeur ESR à 12014 kHz (car la fréquence de commutation est de 4 kHz (nous avons 3 bras qui signifient la fréquence est d'environ 12 kHz)).

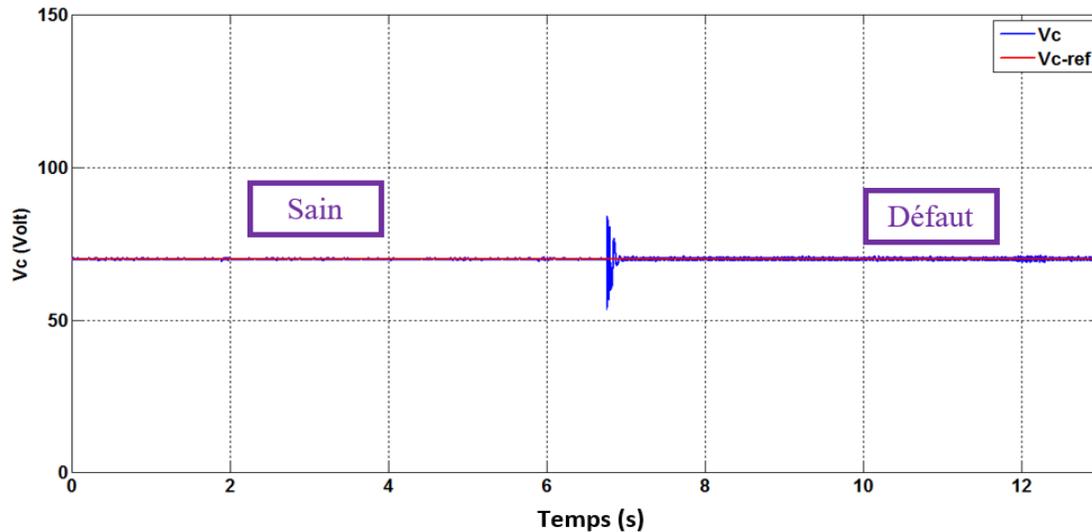


Fig.IV.14 : La tension de sortie avec sa valeur de référence avec la présence d'un défaut dans le condensateur.

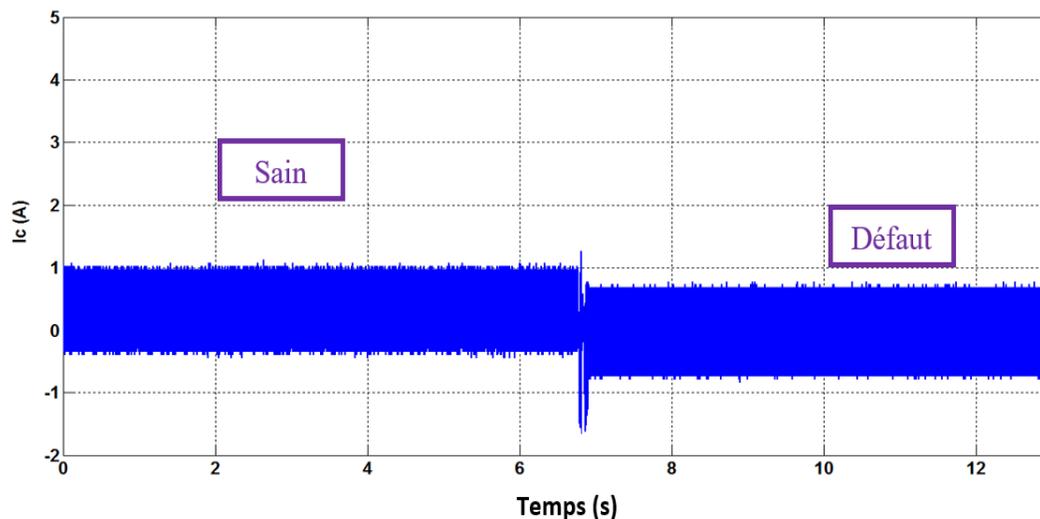


Fig.IV.15: Le courant dans le condensateur quand un défaut est survenu.

Afin de tester l'efficacité de la méthode proposée pour une telle application, une défaillance soudaine du condensateur électrolytique a été introduite en utilisant un commutateur qui est commuté du condensateur sain (avec $ESR_{\text{sain}} = 0,226 \Omega$) au condensateur vieilli (avec

ESR_{défaut} = 2,35 Ω). La Fig.IV.14 montre que la tension de sortie avec sa valeur de référence avec la présence d'un défaut dans le condensateur. De plus, la Fig.IV.17 montre que l'ESR a été estimé et suivi avec précision en utilisant la méthode proposée.

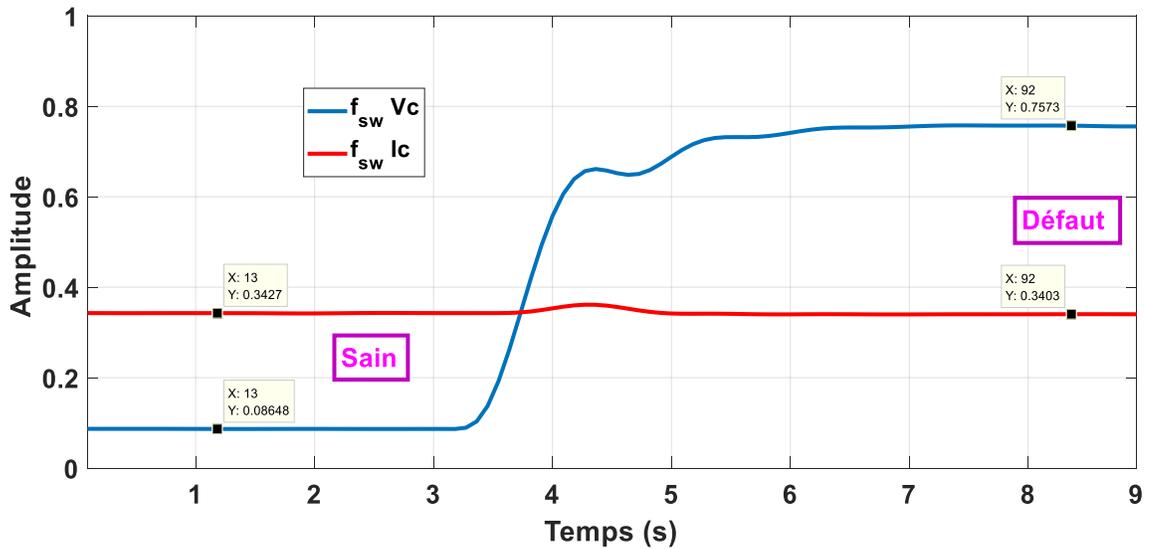


Fig.IV.16 : Valeur de la fréquence de commutation estimée pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux par la méthode STLSP.

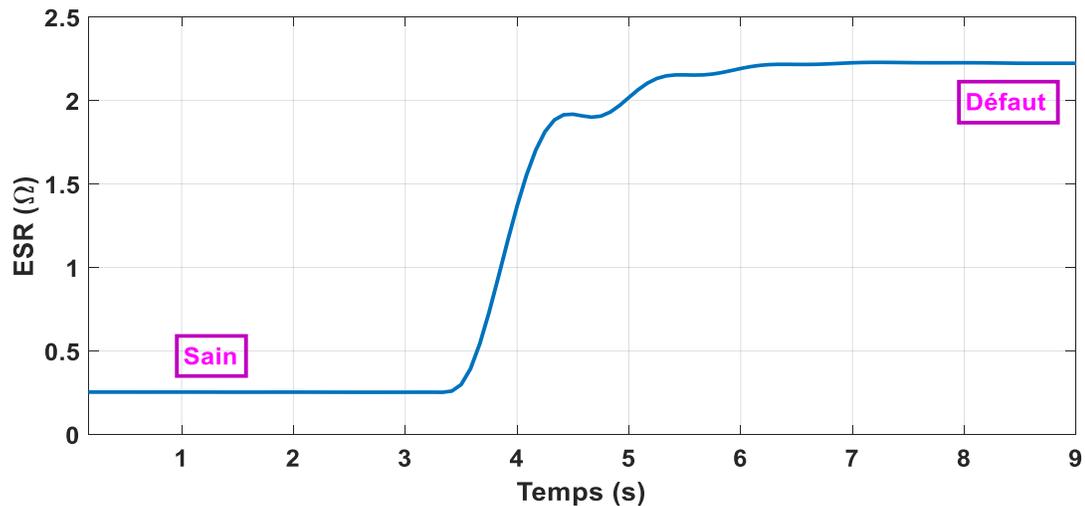


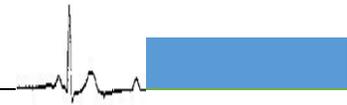
Fig.IV.17 : Valeur ESR estimée pour les condensateurs électrolytiques sains et défectueux par la méthode STLSP.

IV.8 Conclusion

Le contrôleur proposé dans ce chapitre est basé sur l'approche de (H_∞) avec une sensibilité mixte. Cette stratégie assure le contrôle et la stabilisation de la tension du bus continu dans le système d'alimentation électronique non linéaire. Plusieurs essais expérimentaux ont été réalisés en considérant un convertisseur de boost entrelacé (IBC). Les résultats obtenus confirment l'efficacité du contrôleur avec un défaut du condensateur électrolytique en sortie du convertisseur et d'un autre côté l'efficacité de la méthode proposée (Short Time Least Square Prony (STLSP)) pour l'estimation en ligne et le suivi des variations pouvant intervenir sur les paramètres des condensateurs électrolytiques les plus pertinents même en boucle fermée.

Conclusion

Générale



Conclusion générale

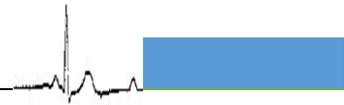
Le travail qui a été présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts dans les condensateurs électrolytiques. Nous avons informé que ce composant est responsable de plus de 50% des défaillances dans les circuits d'électroniques de puissance provoquant des arrêts inattendu et conduisant à des pertes économiques considérables. Pour éviter ces problèmes, il est impératif de mettre en œuvre des systèmes de surveillance adéquats permettant une maintenance conditionnelle.

Dans un premier temps, nous avons présenté le condensateur électrolytique du point de vue constitution, fabrication et schéma équivalent. Nous avons étudié également les caractéristiques du condensateur électrolytique à l'état sain et en défaut et les lois de variation de ses paramètres vis-à-vis les variations en fréquence et en température. Nous avons démontré qu'un condensateur peut être considéré défaillant si son ESR augmente de plus de 200 % et son capacitance diminue de 80 %.

De plus, nous avons développé deux algorithmes dédiés à l'estimation et le suivi des paramètres C et ESR du condensateur électrolytique. Le premier algorithme utilise la technique STFT et le deuxième utilise la technique STLSP. Des tests de simulation et essais expérimentaux ont été effectués sur un simple hacheur élévateur dont le but est d'examiner les performances des deux algorithmes ainsi que la comparaison entre eux.

Les résultats obtenus montrent que l'algorithme utilisant la technique STLSP est bien adaptée à une telle application, car il permet de déterminer et suivre avec précision les paramètres C et ESR, même pour les signaux non stationnaires distordis en utilisant seulement un petit nombre d'échantillons (au moins 30 échantillons). Cela réduit considérablement les besoins de stockage ce qui facilite son implantation en ligne.

Nous avons abordé aussi une application de la STLSP sur un convertisseur commandé, la première partie explique la démarche à suivre pour implémenter l'algorithme de détection des condensateurs sur une carte d'acquisition NI-6036-E, en s'appuyant sur les lois d'évolution des paramètres. La commande de convertisseur sur une carte à base d'un processeur numérique (Digital Signal Processing – DSP). Les résultats montrent l'efficacité de la commande qui assure la tension

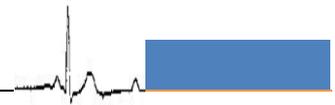


de sortie de convertisseur, ce qui n'empêche pas d'estimer l'ESR et C à partir l'ondulation de tension et de courant de condensateur.

A la fin de cette thèse, nous pouvons conclure que la simulation et les résultats expérimentaux de la méthode proposée notamment pour les condensateurs électrolytiques donnent des résultats encourageants.

Références

Bibliographiques



Références Bibliographiques

[ABD 10] Abdennadher, K., Rojat G., Rétif, J-M., and Rosset, C., “A real-time predictive-maintenance system of aluminum electrolytic capacitors used in uninterrupted power supplies,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 46, Issue 4, pp. 1644-1652, 2010.

[ABD 10] Abdennadher, K., “Étude et élaboration d’un système de surveillance et de maintenance prédictive pour les condensateurs et les batteries utilisés dans les Alimentations Sans Interruptions (ASI),” Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Juin 2010.

[AHM 16] Ahmad, M. W., Kumar, P. N., Aray, A., Anand,S., “Noninvasive technique for DC-Link capacitance estimation in single-phase inverters,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 33, No. 5, pp. 3693–3696, May 2018.

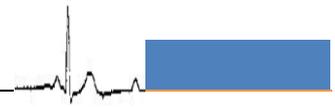
[AHM 17] Ahmad, M. W., Agarwal, N., Kumar, P. N., Anand S., “Low frequency impedance monitoring and corresponding failure criteria for aluminum electrolytic capacitors,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 64, Issue 7, pp. 7657-7666, 2017.

[ALW 68] Alwitt, R. S., “Electrical conductivity of paper and cellophane in aqueous and non-aqueous electrolyte solutions,” *Electrochemical Technology*, v 6, n 5-6, May 1968, p 172-178.

[ALW 69] Alwitt, R. S., “Contribution of spacer paper to the frequency and temperature characteristics of electrolytic capacitors,” *Journal of the Electrochemical Society*, v 116, n 7, July 1969, p 1024-7.

[AMA 09] Amaral, A. M. R., and Cardoso, A. J. M., “State condition estimation of aluminum electrolytic capacitors used on the primary side of ATX power supplies,” in *Proc. 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Porto, Portugal, pp. 447-452, 2009.

[AMA 12] Amaral, A. M. R., and Cardoso, A. J. M., “On-line fault detection of aluminium electrolytic capacitors, in step-down DC–DC converters, using input current and output voltage ripple,” *IET Power Electron.*, Vol. 5, Issue 3, pp. 315–322, 2012.



[AMA 18] AMARAL, A. M. R.; SAHRAOUI, M.; "Capacitors"; Diagnosis and Fault Tolerance of Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Antonio J. Marques Cardoso (Editor), Chapter 5, IET (ISBN 978-1-78561-531-3), Stevenage, Hertfordshire, UK, 2018 (in press).

[BES 90] Besson, R., "Technologie des composants électroniques," Tome 1, Editions Radio, Paris, 1990.

[C.E.I 99] Normes de la C.E.I, "Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques – Partie 1 : Spécification générique", CEI 60384-1, Troisième édition 1999-03.

[C.E.I 77] Normes de la C.E.I, "Condensateurs fixes utilisés dans les équipements électroniques – Partie 4 : Condensateurs à l'aluminium à électrolyte solide ou non solide. Choix des méthodes d'essai et règles générales", CEI 384-4, Première édition 1977.

[CON 97] Conway, B.E., Birss, V., Wojtowicz, J., "The role and utilization of pseudocapacitance for energy storage by supercapacitors," Journal of Power Sources, 66, 1997.

[COR 07] Cornell Dubilier, Liberty, SC 29657, "Aluminum Electrolytic Capacitors Application Guide," <http://www.cde.com/new/appguide>, Date: April 4, 2007.

[FAR 17] Farjah, E., Givi, H., and T. Ghanbari., "Application of an efficient Rogowski coil sensor for switch fault diagnosis and capacitor ESR monitoring in non-isolated single switch DC-DC converters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 32, no. 2, pp. 1442-1456, Feb. 2017.

[GUI 15] Guilbert, D., Gaillard, A., Mohammadi, A., N'Diaye, A., and Djerdir, A., "Investigation of the interactions between proton exchange membrane fuel cell and interleaved dc/dc boost converter in case of power switch faults," international journal of hydrogen energy, vol. 40, no. 1, pp. 519–537, 2015.

[GUI 16] Guilbert, D., N'Diaye, A., Gaillard, A and Djerdir, A., "Fuel cell systems reliability and availability enhancement by developing a fast and efficient power switch

open-circuit fault detection algorithm in interleaved dc/dc boost converter topologies,” *International Journal of Hydrogen Energy*, 2016.

[GUI 16] Guilbert, D., N’Diaye, A., Luberda, P., and Djerdir, A., “Fuel cell lifespan optimization by developing a power switch fault-tolerant control in a floating interleaved boost converter,” *Fuel Cells*, 2016.

[GRO 46] Grover, F. W., “Inductance Calculations: Working Formulas and Tables,” Publisher: D. Van Nostrand (1946) New York: Dover, ASIN: B0007DSFSE, p. 60.

[HAN 95] Military Handbook 217 F, “Reliability prediction of electronic equipment,” Feb. 28, 1995.

[HAN 16] J. Hannonen, J. Honkanen, J. P. Strom, T. Karkkainen, S. Raisanen and P. Silventoinen, "Capacitor aging detection in a DC-DC converter output stage," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 52, no. 4, pp. 3224-3233, July-Aug. 2016.

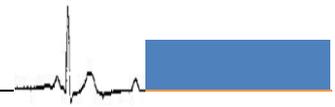
[HAR 93] Harada, K., Katsuki, A., Fujiwara, M., “Use of ESR for Deterioration Diagnosis of Electrolytic Capacitor,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, Volume: 8 Issue: 4, Oct. 1993, pp. 355 –361.

[HAY 75] Hayatee F. G., “Heat dissipation and ripple current rating in electric capacitors,” *Electrocomponent Science and Technology*, v 2, n 1, June 1975, p 67-72.

[IMA 03] A. M. Imam, “Condition monitoring of electrolytic capacitors for power electronics applications,” *Doctoral thesis, Georgia Institute of Technology*, April 5, 2007.

[IMA 05] Imam, A. M., Habetler, T. G., Harley, R. G and Divan, D.M., “Condition monitoring of electrolytic capacitor in power electronic circuits using adaptive filter modeling,” *Proc. of IEEE PESC*, pp. 601–607, Sept. 2005.

[IMA 07] Imam, A. M., Habetler, T. G. R., Harley, G and Divan, D.M., “Real-Time Condition Monitoring of the Electrolytic Capacitors for Power Electronics Applications,” *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1057 – 1061, 2007.



[KAB 10] Kabalo, M., Blunier, B., Bouquain, D., and Miraoui, A., “State-of-the-art of dc-dc converters for fuel cell vehicles,” in 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 1–6, IEEE, 2010.

[KOL 15] Kolli, A., Gaillard, A., De Bernardinis, A., Bethoux, O., Hissel, D., and Khatir, Z., “A review on dc/dc converter architectures for power fuel cell applications,” *Energy Conversion and Management*, vol. 105, pp. 716–730, 2015.

[LAA 17] Laadjal, K., Sahraoui, M., Cardoso, A. J. M., and Amaral, A. M. R., “On-line estimation of Aluminum Electrolytic-Capacitor parameters using a modified Prony’s method,” *Proc. IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, Tinos, Greece, pp. 387 – 393, 2017.

[LAA 18] Laadjal, K., Sahraoui, M., Cardoso, A. J. M., and Amaral, A. M. R., “On-line estimation of Aluminum Electrolytic-Capacitor parameters using a modified Prony’s method,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, DOI: 10.1109/TIA.2018.2836923. 2018.

[LAH 98] Lahyani, A., Venet, P., Grellet, G., Viverge, P., “Failure prediction of electrolytic capacitors during operating of a switch mode power supply,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 13, No. 6, pp. 1199–1207, 1998.

[LAH 98] Lahyani, A., Venet, P., Grellet, G and Viverge, P.J., “Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, No. 6, pp. 1197 - 1207, 1998.

[LAS 01] Lassègues, J.C., “ Supercondensateurs,” *Techniques de l’Ingénieur, traité Génie Electrique*, D 3 334, Editions TI, 2001.

[LEE 05] Lee, D.C., Seok, J.K and Choi, J.W., “Online Capacitance Estimation of DC-link Electrolytic Capacitors for Three-phase AC/DC/AC PWM Converters using Recursive Least Squares Method,” *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, vol. 152, no. 6, pp. 1503 – 1508, Nov. 2005.

[LEV 92] Levie, R. D., “The admittance of the interface between a metal electrode and an aqueous electrolyte solution: some problems and pitfalls,” *Annals of Biomedical Engineering*, v 20, n 3, 1992, p 337-47.

[LI 16] Li, B. X. and Low, K. S., "Low sampling rate online parameters monitoring of DC-DC converters for predictive maintenance using Biogeography-Based Optimization," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 31, no. 4, pp. 2870-2879, April 2016.

[LAG 96] Lagrange, A., " Condensateurs ," Techniques de l'Ingénieur, traité Electronique, E 2 060, Editions TI, 1996.

[MEN 97] Menguy, C., " Mesure des caractéristiques des matériaux isolants solides ," Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique D 2 310, Editions TI, 1997.

[MY 07] Myungchul, K., Kwangwoon ,L., Jangho, Y., Sang Bin, L., Jiyeon, Y., "Condition Monitoring of DC Link Electrolytic Capacitors in Adjustable Speed Drives" Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE Volume, Issue, 23-27 Sept. 2007 Page(s):237 – 243

[NAK 18] Nakao, H., Yonezawa, Y., Sugawara, T., Nakashima, Y., Kurokawa, F., " Online Evaluation Method of Electrolytic Capacitor Degradation for Digitally Controlled SMPS Failure Prediction," IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 33, No. 3, pp. 2552–2558, 2018.

[OUB 14] Oubellil, R and Boukhnefer, M., "Passive fault tolerant control design of energy management system for electric vehicle," in 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 1402– 1408, IEEE, 2014.

[PER 03] Périssé, F., "Etude et analyse des modes de défaillances des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et des thyristors, appliquées aux systèmes de protection du LHC (Large Hadron Collider)," Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Juillet 2003.

[REV 16] Revathi, B. S and Prabhakar, M., "Non isolated high gain dc-dc converter topologies for pv applications—a comprehensive review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 66, pp. 920–933, 2016.

[RIF 95] Rifa., "Electrolytic Capacitors Theory and Application," Mai 1995.

- [SAA 16] Saadi, A., Becherif, M., Hissel, D., and Ramadan, H., “Dynamic modeling and experimental analysis of pemfcs: A comparative study,” *International Journal of Hydrogen Energy*, 2016.
- [SAH 10] Sahraoui, M., “Etude Comparative des Méthodes de Diagnostic des Machines Asynchrones,” Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2010.
- [SAH 15] Sahraoui, M., Cardoso, A. J. M., and Ghoggal, A., “The use of a modified Prony’s method to track the broken rotor bars characteristic frequencies and amplitudes, in three-phase induction motors,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 51, No. 3, pp. 2136–2147, May/June. 2015.
- [SAH 16] Sahraoui, M., Cardoso, A. J. M., Yahia, K., Ghoggal, A., “The Use of the Modified Prony’s Method for Rotor Speed Estimation in Squirrel-Cage Induction Motors,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 52, No. 3, pp. 2194 - 2202, 26 January 2016.
- [SAL 15] Salhi, B., El Fadil, H., Ahmed Ali, T., Magarotto, E and Giri, F., “Adaptive output feedback control of interleaved parallel boost converters associated with fuel cell,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, no. 8-10, pp. 1141–1158, 2015.
- [SAN 97] Sankaran, V.A., Rees, F.L., and Avant, C.S., “Electrolytic capacitor life testing and prediction,” *Proc. of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 1058-1065, Oct. 1997.
- [SAR 98] Sarjeant, W. J., Ziirnheld, J., MacDougall, F. W., “Capacitors”, *IEEE transaction on Plasma Science*, Vol. 26, N5, Octobre 1998, pp 1368-1392.
- [SEP 16] Sepehr, A., Saradarzadeh ,M., Farhangi,S. , “A noninvasive on-line failure prediction technique for aluminum electrolytic capacitors in photovoltaic grid-connected inverters” *7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, 2016, pp. 356 – 361.
- [SEY 12] Seyezhai, R and Mathur, B., “Design and implementation of interleaved boost converter for fuel cell systems,” *international journal of hydrogen energy*, vol. 37, no. 4, pp. 3897–3903, 2012.
- [SOU 18] Soualhi, A., Makdessi, M., German, R., Echeverría, F.R., Razik, H., Sari, A., Venet, P. and Clerc, G., “Health Monitoring of Capacitors and Supercapacitors Using

the Neo-Fuzzy Neural Approach,”. IEEE Trans. on Industrial Inform., Vol.14, no. 1, pp.24-34, 2018.

[SUN 17] P. Sun, C. Gong, X. Du, Q. Luo, H. Wang, and L. Zhou, ‘Online condition monitoring for both IGBT module and DC-link capacitor of power converter based on short-circuit current simultaneously,’ IEEE Trans. on Indus. Electron., vol. 64, no. 5, pp. 3662 – 3671, 2017.

[THO 10] Thounthong, P and Davat, B., “Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications,” Energy Conversion and Management, vol. 51, no. 4, pp. 826–832, 2010.

[VEN 93] Venet, P., “Surveillance d’alimentation à découpage. Application à la maintenance prédictive,” Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Décembre 1993.

[VEN 93] Venet, P., Darnand, H., and Grellet, G., "Dectection of faults of filter capacitors in a converter. Application to predictive maintenance,” International Telecommunications Energy conference, pp.229-234, 1993.

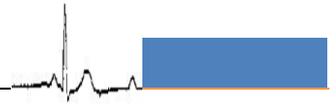
[VEN 07] Venet, P., “ Amélioration de la sûreté de fonctionnement des dispositifs de stockage d’énergie,” Mémoire d’habilitation à Diriger les recherches, Université Claude Bernard Lyon1, Octobre 2007.

[WIL 92] Williams, B.W., “Power Electronics: Devices, Drivers, Applications and Passive Components,” 2ème édition, Editions ELBS, Hong Kong 1992.

[YAH 16] Yahia, K., Sahraoui, M., Cardoso, A. J. M., Ghoggal, A., “The Use of a Modified Prony's Method to Detect the Airgap-Eccentricity Occurrence in Induction Motors,” IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 52, No. 5, pp. 3869 - 3877, 16 June 2016 .

[YAO 15] K. Yao, W. Tang, W. Hu, and J. Lyu, “A current-sensorless online ESR and C identification method for output capacitor of buck converter,” IEEE Trans. on Power Electron., vol. 30, no. 12, pp. 6993-7005, Dec. 2015.

[YAO 16] K. Yao, W. Tang, X. Bi, and J. Lyu, ‘An online monitoring scheme of DC-link capacitor’s ESR and C for boost PFC converter,’ IEEE Trans. on Power Electron., vol. 31, no. 8, pp. 5944 – 5951, 2016.



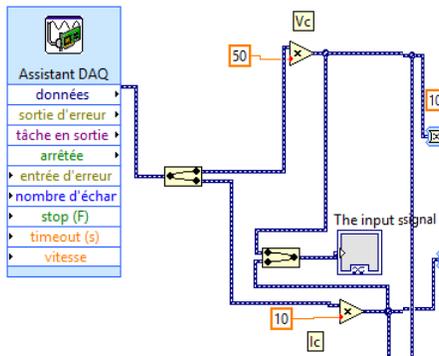
[YAO 17] Yao, K., Cao, Ch., Yang, S., “Noninvasive Online Condition Monitoring of Output Capacitor’s ESR and C for a Flyback Converter,” IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement., Vol. 66, No. 12, pp. 3190–3199, 2017.

[YOU 79] Young, L., “Models for ionic conduction in anodic oxide films,” Journal of the Electrochemical Society, v 126, n 5, May 1979, p 765-8.

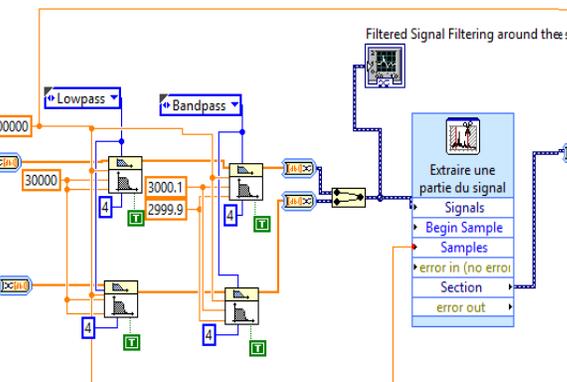
ANNEXES

La méthode STLSP

1. Generation current and voltage signals



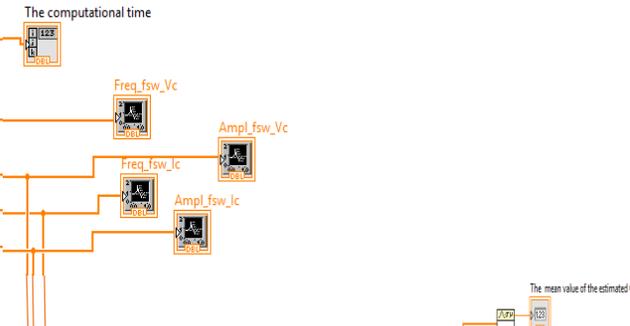
2. Filtering around the switching frequency



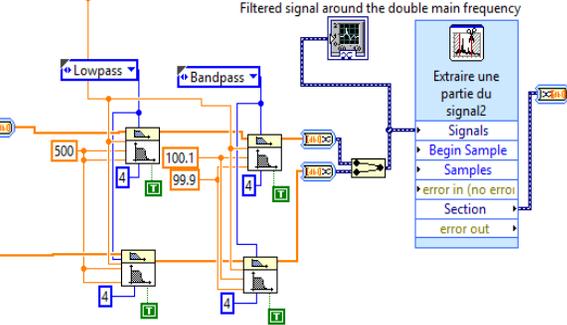
3. amplitude and frequency estimation of the current and voltage switching harmonic

```

MATLAB script
%fe = 1e5;
%Te = 1/fe;
dt = 1/fe;
% p = 3; %nombre de poles
% N=25; %nombre de points
%
for g = 1:2
    x = sig_multp1(g,:);
    x = x - mean(x);
    for i=1:N-p
        for j=1:p
            X(i,j) = x(p + i - j);
        end
    end
end
    
```



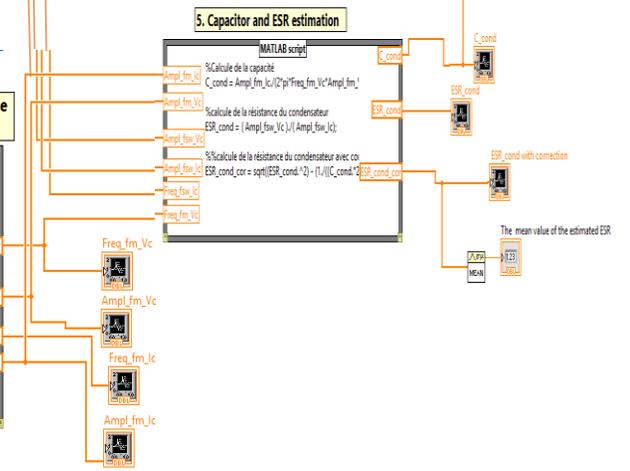
2. Filtering around the double main frequency



4. amplitude and frequency estimation of the current and voltage double main harmonic

```

MATLAB script
%fe = 1e5;
%Te = 1/fe;
downs_rate = 40;
fe_new=fe/downs_rate;
dt = 1/fe_new;
%
% p = 3; %nombre de poles
% N=25; %nombre de points
%
for g = 1:2
    x = sig_multp2(g,:);
    x = x - mean(x);
    x = downsample(x,downs_rate);
    x = x - mean(x);
end
    
```



5. Capacitor and ESR estimation

```

MATLAB script
%Calcul de la capacité
C_cond = Ampl_fm_Ic/(2*pi*Freq_fm_Vc*Ampl_fm_Vc);
%Calcul de la résistance du condensateur
ESR_cond = (Ampl_fm_Vc./Ampl_fm_Ic);
%Calcul de la résistance du condensateur avec cos
ESR_cond_cor = sqrt(ESR_cond.^2 - (1./C_cond).^2);
    
```

