



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DE LORRAINE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE LORRAINE

Spécialité : Génie Électrique

par

Hugues RENAUDINEAU

Ingénieur de l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique

Hybrid Renewable Energy Sourced System Energy Management & Self-Diagnosis

Soutenue publiquement le 4 octobre 2013 devant le jury composé de :

Président	Eric MONMASSON	Professeur - Université de Cergy-P.
Rapporteurs	Jean-Paul GAUBERT Nadir IDIR	Professeur - Université de Poitiers Professeur - Université de Lille
Examineurs	Giovanni SPAGNUOLO Stephane RAEL Babak NAHIDMOBARAKEH Serge PIERFEDERICI (encadrant) Jean-Philippe MARTIN (co-encadrant)	Associate Pr. UNISA Salerno, Italy Professeur - Université de Lorraine MdC HDR - Université de Lorraine Professeur - Université de Lorraine
Invité	Bernard GERARDIN	MdC - Université de Lorraine ATECH Society Manager

Acknowledgements

Les travaux exposés dans ce mémoire ont été réalisés au Groupement de Recherche en Électronique et Électrotechnique de Nancy (GREEN) à l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique (ENSEM) de l'Université de Lorraine.

Mes premiers remerciements s'adressent aux membres du jury qui ont permis de valider mes travaux thèse. Ainsi, je remercie M. Eric Monmasson, professeur à l'Université de Cergy-Pontoise, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider mon jury. Je remercie aussi M. Nadir Idir, professeur à l'Université de Lille, et M. Jean-Paul Gaubert, professeur à l'Université de Poitiers, pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail en acceptant de rapporter cette thèse. Merci aussi à M. Bernard Gerardin de la société ATECH, qui par son financement m'a permis de mener à bien cette thèse. Je suis très reconnaissant envers M. Giovanni Spagnuolo, professeur associé à l'université de Salernes en Italie, non seulement pour avoir accepté de prendre part à ce jury, mais aussi pour m'avoir permis de venir travailler au sein de son groupe de recherche. J'associe à ces remerciements M. Giovanni Petrone, chercheur à l'université de Salernes. Mes deux passages dans votre laboratoire ont été pour moi une très bonne expérience, tant d'un point de vue scientifique que sur le plan personnel. Je remercie aussi M. Stéphane Raël, professeur à l'ENSEM, pour faire parti de ce jury, et son aide précieuse dans l'analyse de mes observations sur les batteries. Je suis particulièrement reconnaissant envers M. Babak Nahid-Mobarakeh, MdC HdR à l'ENSEM, non seulement pour avoir pris part à ce jury, mais aussi pour ses nombreux conseils au cours de trop courtes discussions, et enfin pour m'avoir orienté il y a 4 ans vers M. Pierfederici et ce sujet de thèse.

Je voudrais particulièrement remercier mes encadrants, M. Serge Pierfederici, professeur à l'ENSEM et M. Jean-Philippe Martin, MdC à l'ENSEM pour leur disponibilité, leur bonne humeur, ainsi que la confiance qu'ils ont bien voulu m'accorder tout au long de cette thèse.

Je remercie aussi tout particulièrement M. Farid Meibody-Tabar, professeur à l'ENSEM, pour ses très nombreuses idées de recherches, et M. Azeddine Houari, pour avoir suivi d'un oeil avisé mes travaux, et fait participé aux siens.

Je tiens également à exprimer tout ma gratitude au personnel administratif du GREEN, Latifa et Sylvie qui nous simplifient grandement la tâche. Aussi je remercie très chaleureusement les techniciens du laboratoire Fadi, Fabrice, Isabelle et Sophie pour l'aide précieuse qu'ils apportent pour développer les manips, mais aussi les réparer/bricoler après que je les ai personnellement testé. Un mot aussi pour mes collègues de bureau qui ont participé à la bonne ambiance quotidienne, ainsi que les autres membres du laboratoire qu'ils soient permanents, doctorants ou stagiaires.

Je remercie aussi énormément les personnes qui ont eu l'amabilité de m'assister dans la

relecture pour supprimer un maximum d'erreurs dans ce document : Alexandre, Louis-Marie, mes parents, Coco et Ben.

Quatre années de thèse ne se réalisent pas sans détente, c'est pourquoi je tiens tout particulièrement à remercier mes compagnons de pauses. D'abord Adrian, toujours fidèle au poste, puis Azeddine pour tous les moments sympathiques comme ces petits footbals en salle de manip, Julien pour les cafés clopes. Merci aussi à ceux qui m'ont supporté pendant ses 4 ans, mes colocataires et autres squatteurs Binome, Diego, Sabine, Barbara, Elodie, Benoit... Sans oublier les nancéiens avec qui j'ai aimé passer du temps : Narvallo, Geoffrey, Lucile, Adrian, Antoine, Brice, et tout ceux que j'ai pu oublier.

Enfin, je remercie mes parents et ma soeur pour leur immense soutien pendant toutes ces années d'étude.

Contents

General Introduction	1
1 Thesis Context - Presentation of the studied Stand-Alone Photovoltaic Systems	4
1.1 Introduction	4
1.2 Photovoltaic energy conversion	5
1.2.1 Existing technologies	6
1.2.1.1 Crystalline silicon based technologies	6
1.2.1.2 Thin-film technologies	7
1.2.1.3 Third generation technologies	7
1.2.2 Resulting characteristic	8
1.2.3 Non-uniform irradiation behaviour - Protection diodes influence	8
1.2.4 Maximum Power Point Tracking	10
1.2.4.1 Classical MPPT solutions	10
1.2.4.2 MPPT under non-uniform conditions	11
1.3 Energy storage	13
1.3.1 Supercapacitors	14
1.3.2 Lithium-based batteries	15
1.3.2.1 Advantages of the lithium technologies	15
1.3.2.2 Working principles - Li-ion technology	15
1.3.2.3 <i>LiFePO₄</i> technology	16
1.4 Energy conversion in micro-grid systems	17
1.4.1 DC-DC conversion structures	17
1.4.2 Control techniques of those converters	19
1.4.2.1 Differential flatness theory	20
1.4.2.2 Trajectory planning with flatness-based controllers	20
1.4.2.3 Sliding mode control technique	21
1.5 Diagnosis on stand-alone PV systems	21
1.5.1 Existing techniques and system weak elements	21
1.5.2 Parameter's estimation through state-observers	23
1.5.2.1 The Luenberger state-observer	23
1.5.2.2 Extended Kalman Filter (EKF) state-observer theory	24
1.6 Conclusion	25
2 DC-DC Converters - Modelling and control	26
2.1 Introduction	26
2.2 The boost converter	27
2.2.1 Model	27
2.2.1.1 Proposed model	27

2.2.1.2	Losses parameters	28
2.2.2	Control of the converter	29
2.2.2.1	Outer control loop - Energy regulation	29
2.2.2.2	Inner control loop - Power regulation	30
2.2.2.3	Control parameters	31
2.2.2.4	Simulation	31
2.2.2.5	Experiment	32
2.3	The isolated boost converter	33
2.3.1	Ideal modelling	33
2.3.2	Control of the converter	34
2.3.3	Transformer's leakage consideration - Clamping circuit	35
2.3.3.1	Interest of a Clamping circuit	35
2.3.3.2	Switching time modelling	35
2.3.3.3	Reduce-order dynamic average model	37
2.3.3.4	Losses consideration	40
2.3.3.5	Clamping capacitor sizing	41
2.3.3.6	Dead-times consideration - Reduced voltage switching possibility	41
2.4	Starting scheme for the isolated boost converter	43
2.4.1	Additional starting circuit	43
2.4.2	Starting-mode	44
2.4.3	Transition sequence	47
2.4.3.1	Justification of this additional functioning mode	47
2.4.3.2	Modelling of the transition sequence	48
2.4.4	Validation of the proposed starting scheme	49
2.4.4.1	Simulation	49
2.4.4.2	Experiment	50
2.5	Conclusion	50
3	Losses estimation - Energy management	52
3.1	Introduction	52
3.2	Losses estimation	52
3.2.1	Context of this work - Shahin's estimation technique	52
3.2.1.1	Shahin's estimation technique	52
3.2.1.2	Convergence of the estimation	53
3.2.1.3	Possible improvements of Shahin's estimation method	54
3.2.2	The proposed state-observer	54
3.2.2.1	Considered systems	55
3.2.2.2	Definition of the proposed state-observer	56
3.2.2.3	Stability of the estimation	56
3.2.3	Application on a boost converter	57
3.2.3.1	Observability	57
3.2.3.2	Proposed state-observer application	58
3.2.3.3	Luenberger state-observer	58
3.2.3.4	Extended Kalman filter EKF	59
3.2.3.5	Simulation	59
3.2.3.6	Experiment	60
3.2.4	Application on the isolated boost converter	61
3.2.4.1	Observability	63

3.2.4.2	Parameter estimation	64
3.2.4.3	Simulation	64
3.2.4.4	Experiment	65
3.3	Paralleled DC-DC converters structures	66
3.3.1	Model and control	66
3.3.1.1	Model	66
3.3.1.2	Control scheme	67
3.3.2	Estimation of the inductors and capacitors	68
3.3.2.1	Inductors estimation	68
3.3.2.2	Capacitor estimation	69
3.3.2.3	Experimental validation	70
3.3.3	Use of the parameters estimated for energy management	71
3.3.3.1	Proposed power repartition scheme	72
3.3.3.2	Simulation results	74
3.3.3.3	Current sharing verification	76
3.3.3.4	Load dependency	77
3.4	Conclusion	78
4	Photovoltaic Generator Exploitation	79
4.1	Introduction	79
4.2	PV source modelling	80
4.2.1	Main PV source models	80
4.2.2	Detailed study of the chosen PV model	80
4.2.2.1	Model parameters	82
4.2.2.2	Lambert's \mathcal{W} function	82
4.2.2.3	PV source current expression	83
4.2.2.4	PV voltage expression	84
4.2.2.5	Simplified model	84
4.2.3	PV array modelling behaviour verification	84
4.3	Modular approach	86
4.3.1	Model of the converter	86
4.3.2	Control of the converter	87
4.3.2.1	The chosen flatness-based control	87
4.3.2.2	Discussion on the adopted PV voltage control strategy	89
4.3.3	Converter losses consideration	90
4.4	Distributed PV power generation - Series architecture	92
4.4.1	Considered system	94
4.4.1.1	Modelling	95
4.4.1.2	Losses estimation	96
4.4.1.3	Control of the structure	96
4.4.2	The Constrained Optimization Algorithm	96
4.4.2.1	PSO theory	97
4.4.2.2	The objective function	98
4.4.2.3	Constraints	98
4.4.2.4	Vbus - inverter influence	99
4.4.3	PV characteristic acquisition	100
4.4.3.1	Description of the acquisition process	100

4.4.3.2	Impact of this sequence - Lost energy - Discussion around the restart condition	101
4.4.3.3	Diagnosis on the PV arrays	102
4.4.4	Simulation	103
4.4.4.1	PV characteristic acquisition	103
4.4.4.2	Optimization verification	103
4.4.5	Experimental verification	105
4.5	Conclusion	106
5	Online Diagnosis on Lithium-Based Battery	107
5.1	Introduction	107
5.2	Lithium-based battery	108
5.2.1	Battery models	108
5.2.2	The Thevenin model - Model parameters identification	109
5.2.2.1	Spectroscopy experimental set-up	110
5.2.2.2	<i>LiFePO₄</i> cell	111
5.2.2.3	<i>Li - ion</i> cells	112
5.2.3	Battery SOC and SOH estimations	114
5.2.3.1	SOC estimation	114
5.2.3.2	State-Of-Health (SOH) estimation through EKF	115
5.2.3.3	Observability of the parameters	117
5.2.3.4	Simulation	117
5.3	Coupled-inductors isolated Ćuk converter	117
5.3.1	Model of the converter	118
5.3.2	Current ripple cancellation	119
5.3.3	Coupled inductors design	120
5.3.3.1	Equivalent reluctance circuit	120
5.3.3.2	Finite elements modelling	121
5.3.4	Control of the converter	122
5.3.5	Simulations	123
5.3.6	Experimental validation of the Ćuk design and control	124
5.4	Experimental validation of the battery estimation system	124
5.4.1	Verification of the battery current waveform	125
5.4.2	Model parameter estimation - SOH estimation validation	126
5.4.2.1	Convergence of the estimation	126
5.4.2.2	Required current signal	128
5.5	Conclusion	129
6	Stand-Alone Photovoltaic System	131
6.1	Introduction	131
6.2	Global energy management	132
6.2.1	Normal operation control scheme	132
6.2.2	Sizing key points	133
6.2.3	Losses estimation	134
6.2.4	Starting of the structure	135
6.2.5	Storage devices management	136
6.3	Simulation of the overall functioning	136
6.4	Conclusion	138

General Conclusion	139
Bibliographie	142
Appendix	153
A MPPT with partial shadow	154
B Starting scheme for the isolated boost converter - Steady state model	156
C French version of the thesis	157

General Introduction

Within nowadays political, economical and even more environmental context, renewable energies become a necessity if one wants to ensure continuity in our "northern countries" way of living, and in prevision of enabling it best aspects everywhere. Indeed, face to global warming, and in alternatives to the finite oil and others fossils reserves, newer environmental-friendly energy sources must be developed.

Among potential solutions, the use of the energy coming from the sun is of great interest, because of its quasi-infinite amount and its overall availability on our planet. Growing interest have been shown among this possibility in the last decades following two different axes: solar-heating systems, and electricity production through photovoltaic technologies. The present work comes within this context and will focus on the use of photovoltaic produced energy.

Apart from grid-connected systems, photovoltaic is promising solution for stand-alone systems, spacial and others on-board applications. One of the main advantage of those type of systems is that the produced energy is used on the same place, with nearly no losses due to transfer. On the other hand, as solar energy is intermittent, such applications often require storage devices. This is a weak point since electricity storage solutions are not that much efficient with the actual knowledges, and existing commercial solution are still expensive. However, such systems are nowadays becoming financially viable thanks to recent improvements.

Reducing waste is also one of the challenge to solve in the next year. For this, the becoming of technologies must be though by favouring repairable instead of disposable. The PhD work described in this manuscript is a tiny contribution which comes in this vision. Indeed, the major part of this work deals with diagnosis on stand-alone photovoltaic system in prevision of eventual maintenance.

This PhD has been led in the "*Groupe de Recherche en Électronique et Électrotechnique de Nancy*" (GREEN) laboratory, part of *Université de Lorraine*, Nancy, FRANCE. It has been done in collaboration with, and will benefit to the *ATECH* society, Ennery, FRANCE, and then has an industrial scope. The specifications coming from the *ATECH* society while starting this project were as following. The final aim is to develop a medium power (namely 3 to 5kW) stand-alone photovoltaic system with self-diagnosis capabilities. Through self-diagnosis, the reader has to understand that, in the ideal case, the system will have some indicators enabling to warn a technician whenever a failure or malfunctioning is going to occur, with possibilities to know components needing to be replaced. Such behaviour added on this kind of system can be really useful, especially for systems devoted to application in remote areas where technical intervention can be very long to come as well as replacement components availability. Then, thinking in guaranteeing power availability at any time, failure must be prevented rather than cured. As a concrete example, such system is perfectly adapted to countryside farms or resi-

dences with no possibility of grid connection.

Several aspects of the system development have been studied and will be described in this document. The major part of this contribution consists in the definition of self-diagnosis tools and indicators for the system, enabling the behaviour of most of the components of the system to be followed. Furthermore, a suitable energy management has been designed to ensure optimal operation of the system. A large part of this manuscript is dedicated to the definition and validation of diagnosis tools through parameter estimations based on the elements modelling. In some of the treated cases, their application and validation is quite hard to achieve since those values cannot be access from any other method. Reader has then to understand the large interest which is given to simulations where every parameters and variable can be imposed and then known, enabling the validation of the proposed estimations. Still, all methods have also been experimentally tested, to validate their principle on a real power system environment.

Even if this study has been led for a specific application, most of the work has been though to be possibly used on many other systems, as it will be discussed all along the manuscript. For this purpose, a modular approach has been chosen. Components of the global system have indeed been realized independently, and parallel connected on a single DC bus voltage feeding a single inverter dedicated to the user. In this way, each independent module can easily been adapted and used in any other system.

Before a general conclusion resuming this work and presenting perspectives opened, this manuscript is divided in six different chapters as following:

- the first part introduces the context. The stand-alone PV system under study is described and a state-of-art on the different element of the system is given. It ends with the description of the chosen architecture chosen for the industrial application.
- the second chapter presented modelling and control of DC-DC converter. A particular attention has been given in introducing the losses in the models. The proposed models are developed both on a usual boost converter structure and its isolated version, the current-fed dual-bridge DC-DC converter.
- the third chapter is devoted to the presentation of tool diagnosis on DC-DC converters, and their use to improve efficiency of the structure. It is in particular proposed a new state-observer dedicated to parameter estimation on DC-DC converters with verification on the boost converter and the isolated boost.
- the fourth part deals with the use of photovoltaic generator. It starts by presenting some consideration on the modelling of photovoltaic arrays. Then the thematic of maximum power point tracking is developed with discussion on the conversion structure associated with the photovoltaic source. Problems coming from non-uniform irradiation conditions is widely tackle since it is one of the main challenge to be solved while optimizing photovoltaic use.
- the chapter 5 deals with battery management system and diagnosis on this element of the system. It is one of the element of the system which must be followed most carefully

since it can failed quite easily and is one of the most expensive component of the overall structure. In this aim, the developed techniques have been though by designing an original hybridization with supercapacitors through the use of the Ćuk converter enabling efficient online monitoring.

- the last chapter of this manuscript will resume all the behaviour and present the global energy management. It presents verification of the functioning of the global system with presentation of the global energy management scheme.

Chapter 1

Thesis Context - Presentation of the studied Stand-Alone Photovoltaic Systems

1.1 Introduction

At present, the production of electricity is highly centralised and far from its end user. However, helped by politics favouring renewable energies, last decades shown a growing interest on photovoltaic technologies, especially while thinking in off-grid systems. A recent review of associated politics around the world can be found in [1]. Two categories can be distinguished among stand-alone photovoltaic systems: on-board applications, and micro-grid stand-alone systems. In this thesis, attention will focus on this second solution.

This PhD has been led in the "*Groupe de Recherche en Électronique et Électrotechnique de Nancy*" (GREEN) laboratory, part of *Université de Lorraine*, Nancy, FRANCE. This work was supported by the *ATECH* society and had an industrial scope. The specifications coming from the *ATECH* society while starting this project were as following. The final aim is to develop a medium power (namely 3 to 5kW) stand-alone photovoltaic system with self-diagnosis capabilities. Through self-diagnosis, the reader has to understand that, in the ideal case, the system will have some indicators enabling to warn a technician whenever a failure or malfunctioning is going to occur, with possibilities to know components needing to be replaced. Such behaviour added on this kind of system can be really useful, especially for systems devoted to application in remote areas where technical intervention can be very long to come as well as replacement components availability. Then, thinking in guaranteeing power availability at any time, failure must be prevented rather than cured. As a concrete example, such system is perfectly adapted to countryside farms or residences with no possibility of grid connection.

In order to focus on diagnosis possibilities for a specific application, the global power architecture of the stand-alone PV source has been chosen quite soon. It consists in the hybridization of a lithium-based battery, supercapacitors and PV source as represented in Fig. 1.1. Each source and storage elements are connected to a 400V DC voltage bus through DC-DC converters. An additional DC-DC converter is added between the battery and the supercapacitors for diagnosis on the battery as detailed in chapter 5. As a specifications from the *ATECH* society, each source and storage elements are isolated from the others as well as the end user.

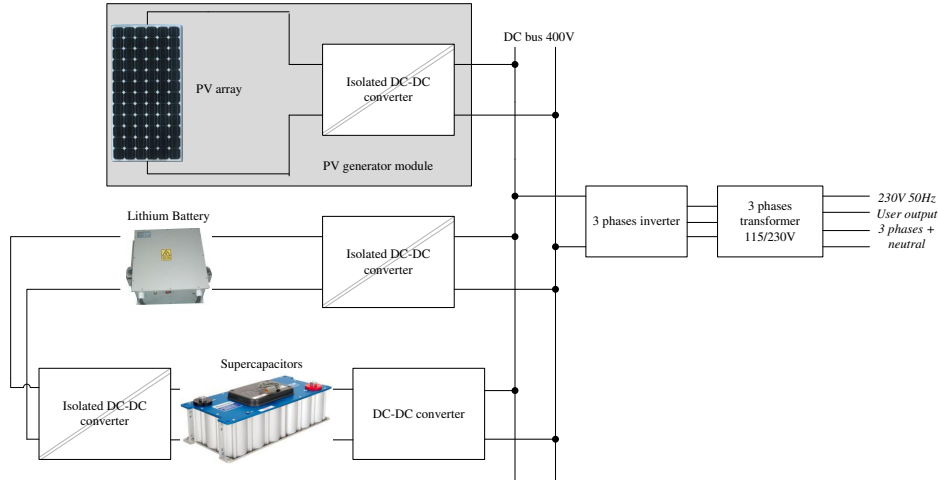


Figure 1.1: Scheme of the global power architecture

Only one PV module is shown in Fig. 1.1, but several PV generators can be added in parallel on the DC voltage bus, their number depending on the structure nominal power, its minimal autonomy and its location (for solar conversion efficiency). In Fig. 1.1, the global system is represented, with an output user viewing a three phases $230V$ $50Hz$ voltage source. This thesis only focuses on the DC-DC part of the system, i.e. the generation of the $400V$ DC voltage bus regulated to a fixed reference. For detailed study of the control and stability of the DC-AC conversion, reader is invited to read A. Houari works [2–4], where the benefits of the flatness theory are underlined for DC-AC converters control and stabilisation.

This chapter gives a brief - non-exhaustive - state-of-art of stand-alone photovoltaic systems. Some justification of the chosen system (Fig. 1.1) are given as well as introduction of the thematics detailed later in this document. Notice that while detailing the realized work in the next chapters, literature review will be much more completed with citations directly linked to this work. Not to be repetitive between the next parts, it has also been taken advantage of this chapter to give details on theories which are going to be applied several times.

This chapter is developed as follow. First photovoltaic technologies are presented, and particular attention is given to describe influence of by-pass and blocking diodes under non-uniform irradiation condition. Secondly, energy storage possibilities are reviewed, since it is a requirement in stand-alone photovoltaic sourced systems as this energy is intermittent. Then existing energy conversion solutions are presented, as well as possible control techniques. Another part is dedicated to description on existing diagnosis tools for such systems. Finally, this chapter ends with some conclusions on previously mentioned aspects and details of the chosen power architecture.

1.2 Photovoltaic energy conversion

Photovoltaic phenomenon is a intrinsic propriety of some material giving them the ability to convert sun light energy into electricity. It has been discovered by french physicist Alexandre-Edmond Becquerel who originally presented it to the French science academy in 1839. Through the last decades, emergence of large-scale photovoltaic sourced systems combined with public subventions enabled important decrease of the photovoltaic kWh costs. In the same time,

efficiencies grown making possible competitiveness face to other energy production solutions for some applications.

1.2.1 Existing technologies

In the literature, several documents review existing technologies for photovoltaic cells as for example [5, 6]. In [7], technological industries linked to cells manufacturing are presented. There, a brief review of existing technologies is proposed. Nowadays, two main technologies shared most of the market. First comes technologies based on crystalline silicon with around 90% of the sales. Second is thin-film technologies with nearly the 10% left. Recent developed technologies are also briefly presented. Researches on the subject are making very fast progress resulting in improved efficiency for every type of existing technologies and appearance of newer and promising solutions. Fig. 1.2 shows improvement on the maximum efficiencies (i.e. electrical power vs irradiating sun power) obtained with research-cells from 1975 for different technologies as detailed in the next paragraphs.

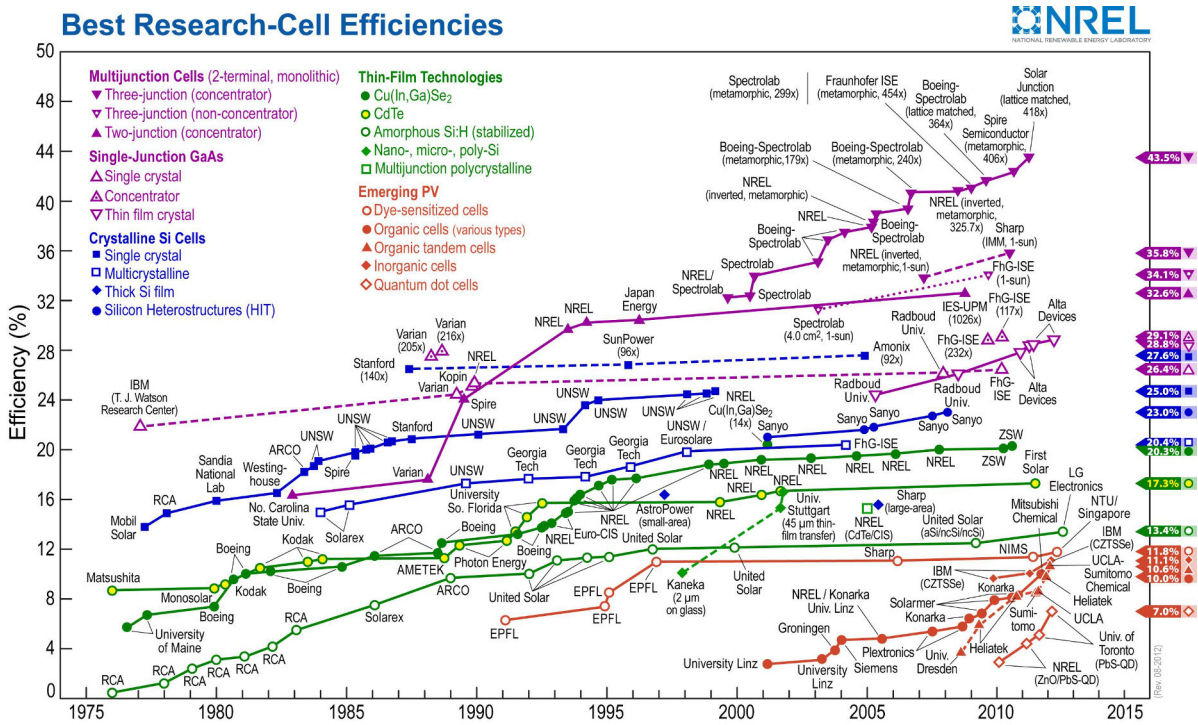


Figure 1.2: PV research-cell efficiencies [8]

1.2.1.1 Crystalline silicon based technologies

Crystalline silicon based technologies (in blue in Fig. 1.2) are the most present on the market. Silicon is very frequently used in industry in view of its semiconductor properties and its abundance. Indeed, silicon is the second most abundant element in the Earth's crust (about 28% by mass) after oxygen [9]. Those technologies can be separated in two, face to crystallisation techniques utilised.

- **Mono-crystalline (or single crystal) silicon:**

It represents nowadays most common technology with around 80% of the market [5]. This technology is the one used for experimental verification of this thesis purpose. With ac-

tual knowledges, efficiency of this kind of technologies are around 18% to 25%.

- **Poly-crystalline (or multi-crystalline) silicon:**

Under cost reduction objectives, new crystallisation processes have been developed. Then, poly-crystalline silicon technologies followed, with production costs reduced. However, compared with mono-crystalline solutions, efficiencies are still lower as they stay between 12% and 20% maximum.

1.2.1.2 Thin-film technologies

Thin-film photovoltaic technologies are also called second generation technologies as they appeared later on the market than crystalline silicon-based one. Under thin-film, it is supposed structures with a thickness lower than $5\mu m$ [7]. Even if thin-film solutions present lower efficiency than silicon-based technologies, they have been developed because of a much lower production cost. Thin-film technologies have been widely studied until now as for example in the review detailed in [10] and [11] for modelling purpose. Among every thin-film possibilities, two different solutions distinguished because of their performances and simplicity of production [7], namely $CdS/CdTe$ and $Cu(In,Ga)Se_2$ technologies. Amorphous variations are also well represented on the market.

- **CdS and $CdTe$:**

Among thin-film technology possibilities, CdS and $CdTe$ presents the better efficiency with commercial solutions between 10% and 16%. The use of $CdTe$ comes from the long-time knowledge that this material present an ideal gap ($1.45eV$) with a high direct sun light absorption coefficient [5].

- **$Cu(In,Ga)Se_2$:**

This technology and its variations such as $CuInSe_2$ also named *CIGS* allow efficiencies around 9% to 15%. As underline in [7], *CIS* is a very promising material for photovoltaic modules mass production.

- **Amorphous silicon:**

Amorphous silicon ($a : Si$) is the most present technology among thin-film possibilities [6]. However, it only enabled efficiencies around 6% to 10%, staying lower than other results.

1.2.1.3 Third generation technologies

Since a couple of years, new photovoltaic technologies appears on the market. As examples, it can be notice some solutions based on organic cells or painting with solar energy conversion capabilities. Even if those technologies are competitive in term of cost, they are few represented on the market because of their efficiency rarely higher than 5 – 8%.

Other more promising solutions are multi-junctions and *GaAs* cells. Their main disadvantage is their production complexity, leading to a far too high cost in most of the applications. However, those technologies shown the better efficiency of every photovoltaic solutions with some up to 40%. For this reason, those technologies are widely used for space applications (where budgets are huge) as for example on every satellites recently orbited.

1.2.2 Resulting characteristic

Whatever the used technology is, resulting characteristics present the same behaviour as they are based on the same physical principle (photovoltaic phenomenon). Two main parameters have to be taken into account since they modified the characteristic, namely the solar irradiation level (S in W/m^2), and the photovoltaic cell temperature (T in K). Figure 1.3 presents characteristic typical behaviours, and its evolution with respect to irradiation and temperature.

It has to be notice that the behaviour of the characteristic is similar indifferently while thinking in one cell, one array or one module composed of several arrays long as they are uniformly irradiated and supposed strictly identical. Only scales will change as photovoltaic arrays or modules are PV cells series / parallel associations.

Series associations of PV cells is motivated from the fact that cells only deliver very small voltage ($< 1V$). Indeed, cell voltage comes from nature of the used material. Then in order to realize module with voltage easily usable, cells are always connected in series to form an array. As small surface cells production is easier, current are usually quite small. Parallel association is then necessary to obtain the required power, depending on the application.

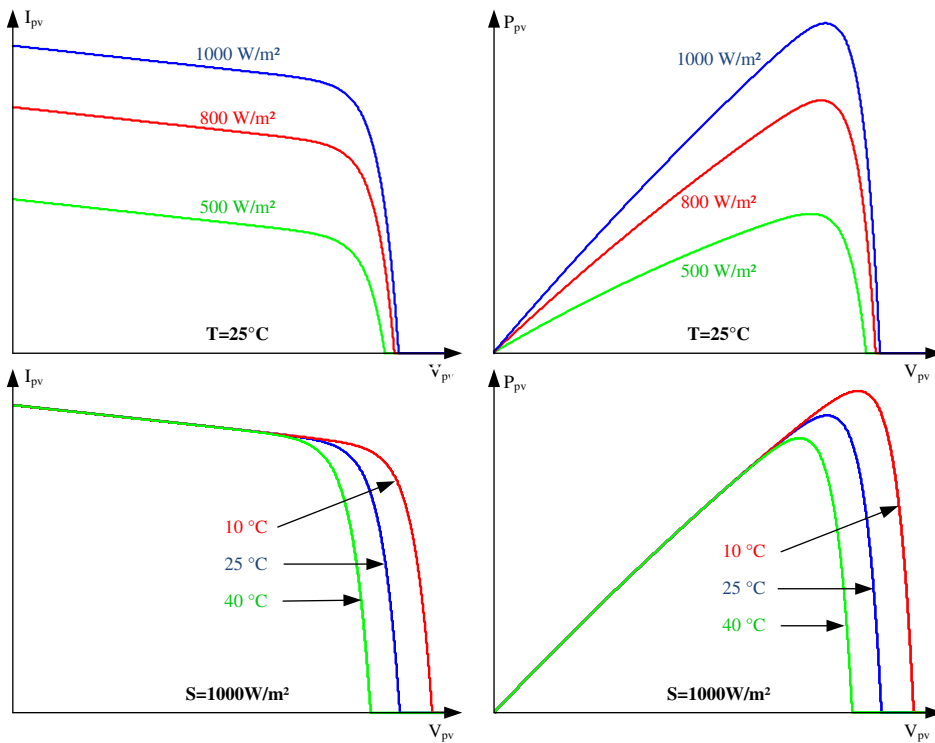


Figure 1.3: Photovoltaic cell typical characteristics

1.2.3 Non-uniform irradiation behaviour - Protection diodes influence

Series and parallel connection of photovoltaic cells is often require to obtain desired voltage and current. Supposing strictly identical cells under uniform conditions of irradiation and temperature, it result of an array with voltage increase by number of cells in series and current multiplied by number of parallel association. However, uniform condition among every associated connected cells cannot be guaranteed (partial shadow, various orientations, ...). Non-uniform conditions among an array can be very impacting since it can even lead to cell destruction if

thermal constraint is high or falling-voltage reach [12].

By-pass diodes usefulness is illustrated in Fig. 1.4. In this figure, the static characteristic resulting from the interconnection of two differently irradiated cell groups without by-pass diodes is represented (in orange). It appears indeed that there is a part of the resulting characteristic without by-pass diodes where the shaded cells group can work as receptor instead of generator. As an example, for a functioning of the global array on point *B* of the characteristic, it will result on a shaded group of cells working on point *A*, i.e. viewing a negative voltage.

Such receptor functioning of the cell as to be proscribed as it leads to its degradation. In the literature, non-uniform conditions are also called "mis-match" phenomenon, and associated degradation is mainly caused by "hot-spot" phenomenon. To overcome this problem, by-pass diodes are connected in parallel with cells. Then, lower irradiated cell will be by-pass when trying to work as a generator. Resulting characteristic is also represented in Fig. 1.4 (red dash-line). Practically there is not one by-pass diode per cell. Indeed, this would increase far too much the cost of the module and won't be efficient especially because of the natural voltage drop of the diode. Classically, diodes are added per groups of 8 to 24 series connected cells, most common solution being 18 [13]. Notice that those diodes are generally directly added by photovoltaic modules manufacturers, with commercial solutions composed of several cells in series (typically 72 cells for a 48V array, with usually 4 by-pass diodes).

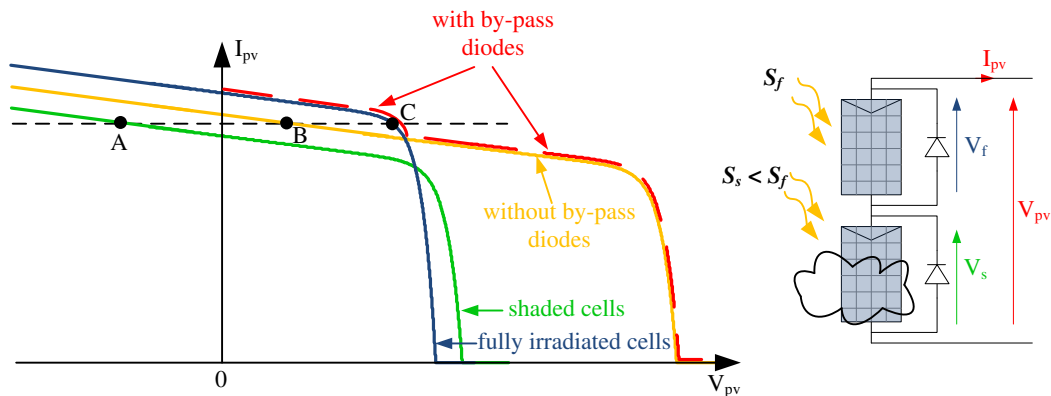


Figure 1.4: Series association of photovoltaic cells -
By-pass diodes influence under non-uniform conditions

For parallel interconnection problems are similar. This time, diode in series with each parallel module has to be added to avoid degradation. Those diodes are known as blocking diodes. Unless by-pass diodes, they are not present on commercial modules, and user has to add them when realizing parallel association. Influence of those blocking-diodes on the resulting characteristic under different levels of irradiation and temperature is similar to by-pass diodes behaviour.

The presence of protection diodes - namely by-pass and blocking diodes - is not without influence on the global behaviour as shown in Fig. 1.4. This is even more visible when looking at power characteristic under non-uniform conditions as presented in Fig. 1.5. In this figure, multiple local maxima are visible. This behaviour represents one challenging problem in the use of photovoltaic sources. Indeed, classical MPPT techniques are able to find a maximum

in power, but may be felt under such conditions by converging to any local one instead of the global maximum power. Solving this problem is the main scope of chapter 4, where solutions are studied under different power architecture possibilities.

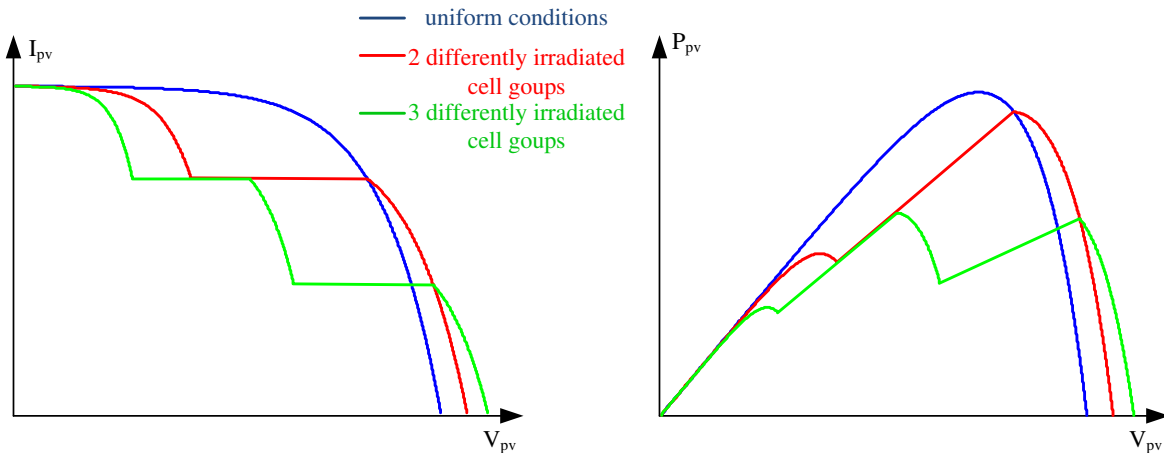


Figure 1.5: Static characteristic under different uniform and non-uniform conditions

1.2.4 Maximum Power Point Tracking

From the behaviour of the photovoltaic source characteristics Figs. 1.3 and 1.5 respectively under uniform and non-uniform irradiation conditions, one important problematic of the use of photovoltaic sources is easily understandable. This problematic comes from the presence of a maximum of power on the characteristic. To optimize the functioning, the global power optimum must be followed, which is not trivial since the characteristic curve is not known during time as it varies with respect to irradiation and temperature. The optimum power research is often called Maximum Power Point Tracking (MPPT).

Maximum Power Point Tracking thematic has been largely studied and many solutions have been proposed. Number of papers on the subject has grown considerably through the last decades and remains strong. A non-exhaustive review of MPPT technique is proposed in [14]. In this paper, the authors listed more than 90 paper published from 1968 to 2005 among which at least 19 distinct methods have been introduced. There, the two most commonly used MPPT algorithm are presented and some solution for non-uniform irradiation conditions are reviewed.

1.2.4.1 Classical MPPT solutions

Among hundreds of MPPT algorithm which can be found through the literature, two particular techniques largely distinguish especially because of their simplicity of implementation:

- **Perturbation and Observation (P&O):**

This first method is the most used, especially on industrial applications. It works by applying perturbation on the PV operating voltage or current in order to increase the power. The perturbation can also directly been applied on the associated converter duty cycle (this method being also called Hill-climbing in the literature). Flowchart of the

P&O algorithm is shown in Fig. 1.6 where X is the perturbed variable. One of the main particularity of this technique is that even when converged it stays oscillations around the maximum. Among articles discussing on this technique, reference [15] can be distinguished. In this paper, the authors gives mathematical analysis enabling to optimize the two parameters of the P&O algorithm, i.e. its time and perturbation steps (duty cycle of an associated boost converter in [15]). When optimized following the method proposed in [15], the P&O MPPT converges precisely on the maximum with good behaviour under transient conditions (verified for fast variation on the irradiation).

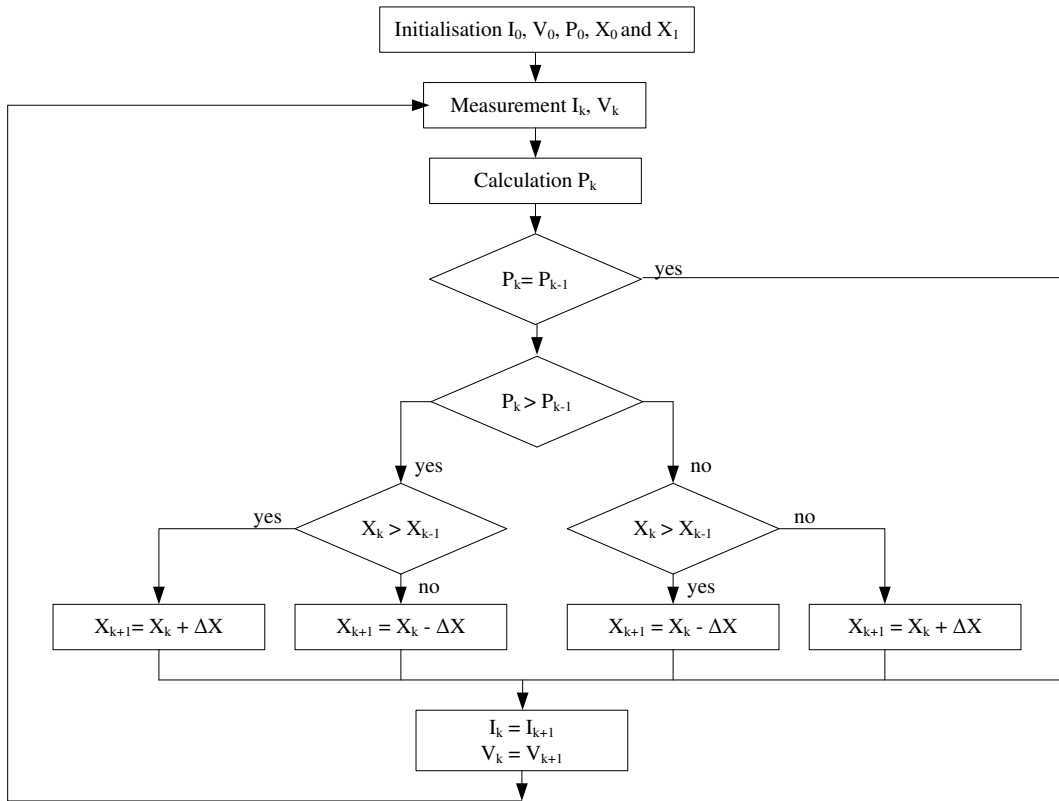


Figure 1.6: Algorithm MPPT P&O

- **Incremental Conductance (IncCond):**

This second technique is based on the observation of the power derivative and uses the fact that the PV characteristic slope is zero at the maximum. Flowchart of the IncCond algorithm is shown in Fig. 1.7. Even if this technique is known to be more efficient than the P&O under fast variations on the conditions and has the advantage to stabilize without residual oscillations, this second technique remains less used than the P&O.

Many improvements on those two techniques can be found through the literature as for example in [16], [17], [18], [19], and so forth... Some can also found more advanced methods as proposed in [20], [21] or [22] presenting better results under fast variations on the irradiation and temperature condition. However, every of those methods may felt under non-uniform conditions when power characteristic present multiple maxima.

1.2.4.2 MPPT under non-uniform conditions

Classical methods and their variations show limited efficiency while the PV array operates under non-uniform conditions since those techniques can stabilize on a local power maximum

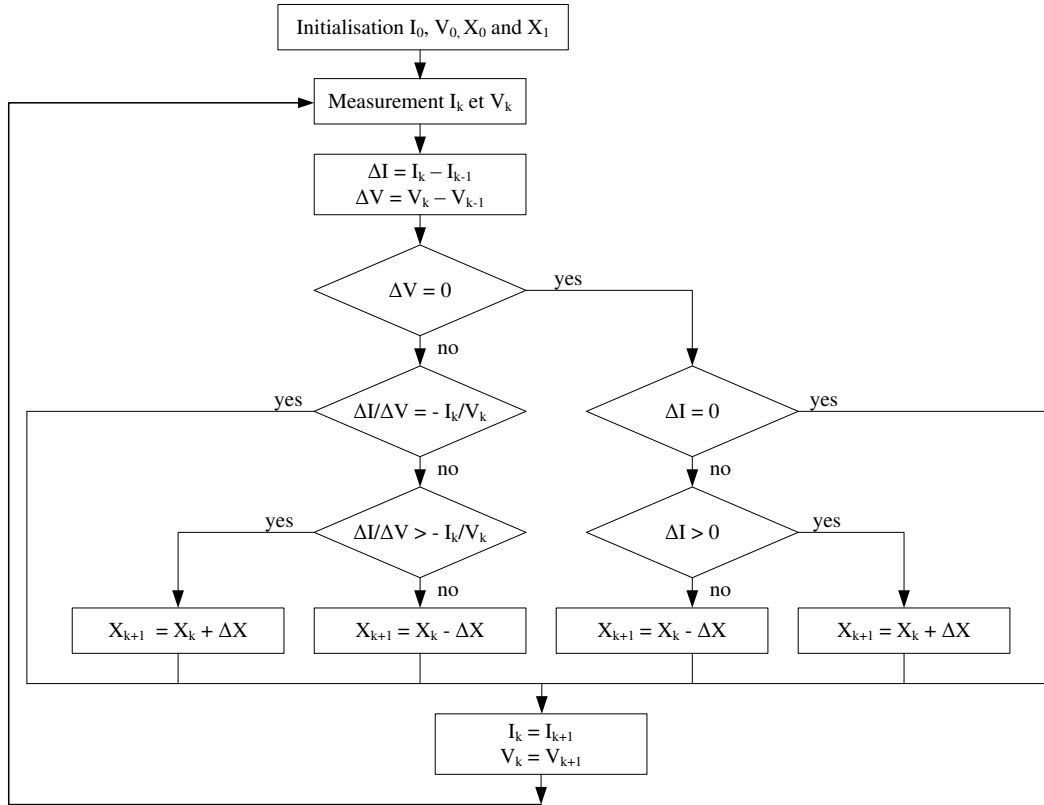


Figure 1.7: Algorithme MPPT IncCond

different from the global one (also on local minima for some IncCond-based techniques). Such configurations can happen several times a day leading to large deficit on the produced energy with one of those MPPT algorithm.

Non-uniform conditions operation is then one of the challenge to solve while designing the MPPT as it will be discussed along chapter 4. In the literature on the subject, several MPPT techniques are described solving partially shaded problems. However, those methods are often complex and no specific one stands out to be more adapted than others. As briefly review in [23], among possibilities ones can find:

- the "improved Fibonacci" MPPT propose by Ahmed and Miyatake in [24]. It is a P&O-based MPPT with variable perturbation steps following the Fibonacci sequence. It uses an empirical function-condition enabling to know whether the reach maximum is local or global.
- on the same principle, Ji et al. [25] proposed a variable step IncCond-based MPPT with partial shading condition detected from two empirical conditions on the PV current and voltage. In [25], authors shown that their proposed technique is around 10% more efficient than a conventional IncCond MPPT under non-uniform conditions.
- in [26], Koboayashi et al. proposed a two step MPPT working under non-uniform conditions. Second step of their MPPT is a classical algorithm which starts close to the global maximum. To ensure this, an additional circuit is required to access measurements of the PV short-circuit current and open-circuit voltage which are used to approximately located

the global maximum. Even if showing satisfying results even under partial shadow, this methods requires additional circuit increasing cost of the global structure.

- Chowdhury et al. proposed an MPPT based on a Particle Swarm Optimisation (PSO) algorithm in [27]. They shown that their techniques allows to reach the global maximum for more than 98% of shaded scenarios.
- some studies also solve the MPPT problem under non-uniform condition by periodically scanning the PV characteristic to detect the global maximum. This solution is used in [28] with discussion on the scanning possibility. This last solution has been chosen as it will be detailed in chapter 4.

1.3 Energy storage

Stand-alone photovoltaic sourced systems must be equipped with one (or several) storage device(s) in order to guarantee service continuity since photovoltaic source is intermittent with disparities and fluctuations among its production during the days. However, electricity is very difficult to store and often requires costly and bulky equipments. As reviewed and compared in [29] and [30], different techniques for electricity storage are possible. Main classes are :

- Pumped hydro storage (PHS);
- Thermal energy storage (TES);
- Compressed air energy storage (CAES);
- Flow batteries energy storage (FBES);
- Fuel cells - Hydrogen energy storage (FC-HES);
- Chemical storage;
- Flywheel energy storage (FES);
- Superconducting magnetic energy storage (SMES);
- Supercapacitors, ...

The choice of a storage technique first depends on the application requirement in terms of specific power and energy stored as shown in Fig. 1.8 for chemical storage technologies. Even if final choice is often led by cost, some other important features can be taken into account such as efficiency and reliability of the different technologies as represented in Fig. 1.9.

Not especially for photovoltaic systems but also for all other renewable energy stand-alone systems, lead-acid batteries are generally taken as the potential solution to overcome unpredictable character of those sources. However, lead-acid batteries cannot withstand high cycling rates, nor can they store large amount of energy in small volume [29].

In this document, choice has been done not to consider one but two storage elements hybridized: a lithium battery and a bank of supercapacitors. Such hybridization is promising and proposed among several articles as for example in [33] and [34] where supercapacitors are used for their power deliverance capability. On the other side, the battery is used for its ability of storing large amount of energy. By focussing on lithium batteries, it has been chosen to interest on high efficiency solutions as shown in Fig. 1.9. As it will be detailed in chapter 5, it

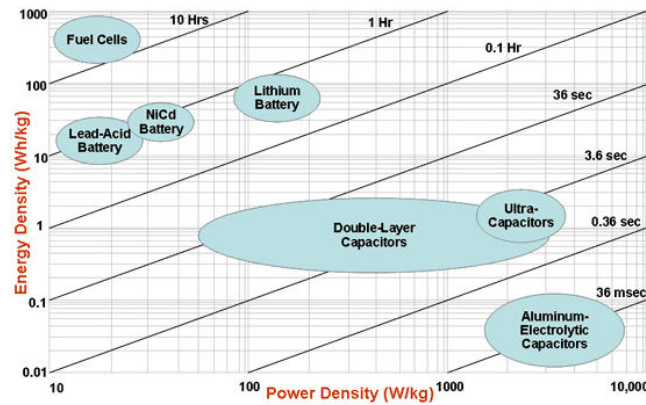


Figure 1.8: Ragone chart (Source US Defence Logistics Agency 2009)

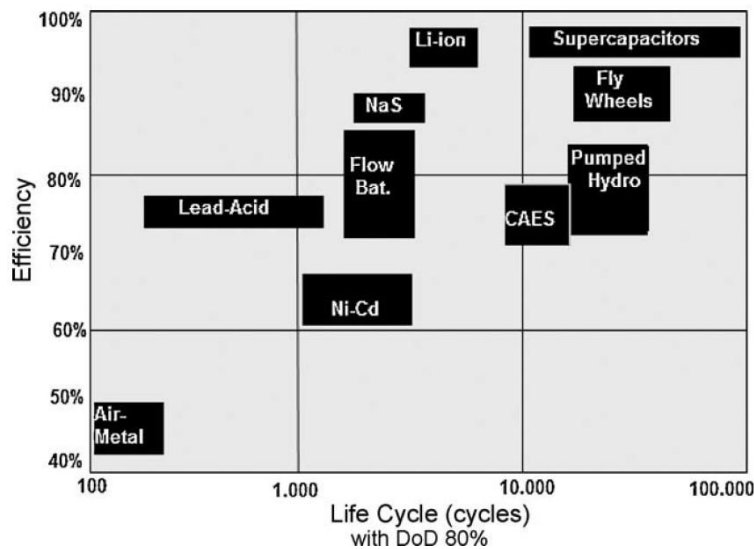


Figure 1.9: Efficiency and reliability in cycle numbers of several storage technologies [31]- [32]

can also be taken advantage of the hybridization for diagnosis on the battery elements. This will be possible thanks to an additional DC-DC converter in the hybridization as represented in Fig. 1.1.

1.3.1 Supercapacitors

Supercapacitors - indifferently called ultra-capacitors or double layer capacitors - are a storage technology situated between batteries and capacitors face to specific energy and specific power (Fig. 1.8). Compared with battery technologies, supercapacitors present are often considered to have an important advantage: their life duration. Figure 1.9 attests a much higher life duration for supercapacitors compared with battery technologies in term of cycling rates if considering the same depth of discharge (80% in Fig. 1.9). However, result from Fig. 1.9 might be taken carefully since if considering the same exchange energy during the cycle, the number of cycles possible to obtain are nearly the same with batteries and supercapacitors. Indeed, a 80% depth of discharge for the supercapacitors corresponds around 2% equivalent DOD for a battery considering a battery with a global capacity 40 times higher than the supercapacitors (classical difference between supercapacitors and *Li-ion* batteries). For a cycling with 2% DOD, it have been observed that the battery life duration was equivalent to the supercapacitors

one with a possible number of cycle higher than 100000 cycles. Then, for comparing the two technologies life-time, it is important to know the energy they will have to exchange even more than the numbers of cycle they will have to support.

In view of the considered application, the supercapacitors are used to supply power during transient while the battery give the energy on long term. Then, the total energy exchanged with by the supercapacitors will be much lower than the total energy of the battery. Finally, reader will easily understand that this thesis focuses on battery when proposing diagnosis tools on storage elements and that the supercapacitors ageing is indeed neglected. Through this hypothesis, it can be understood that there is only small interest here to develop any precise model of this element. A simple "RC" model is indeed enough for our purpose only considering the equivalent serial resistor (ESR) and the capacitance of the supercapacitor device. For more details on the electro-chemistry of such storage device, reader is invited to read references [35], [36] or [37] where precise models are proposed.

1.3.2 Lithium-based batteries

Through this work, two different battery technologies have been considered: a classical *Li-ion* and a *LiFePO₄* battery. Even if the *LiFePO₄* is a *Li-ion* (characterised by lithium ions inserting in the electrodes), the *Li-ion* determination used in this document represent the 'classical *Li-ion* technology (with electrode in *Li_yMO₂*) while the *LiFePO₄* is designed as is. Chapter 5 will give details on the modelling of the used elements and discussions on SOC and SOH possibilities.

1.3.2.1 Advantages of the lithium technologies

For the considered application, choice has been done to focus on lithium-based battery technologies. This choice has been done looking on advantages those technologies have face to others [38] and [39]:

- high working voltage per cell ($> 3.2V$);
- high specific energy ($> 120Wh.kg^{-1}$);
- high volumetric energy ($> 250Wh.L^{-1}$);
- high farad efficiency (no secondary electrochemical reaction);
- long life cycling duration ($> 1000cycles$);
- low self-discharge;
- no memory effect;
- no maintenance;
- large temperature working possibility (from $-30^{\circ}C$ to $60^{\circ}C$)...

1.3.2.2 Working principles - Li-ion technology

On the case of a *Li-ion* battery cell, two oxydo-reduction couples with different potential are involved in the chemical reactions governing the functioning [38]- [39]. During discharge, there is a reduction of the couple of higher potential at the positive electrode while other couple

oxides at negative electrode. Charging the cell leads to the inverse phenomenon.

Charge transport inside the battery cell results from lithium-ion Li^+ de-inserting from one electrode to insert in the second [40]. This phenomenon is schematically represented in Fig. 1.10.

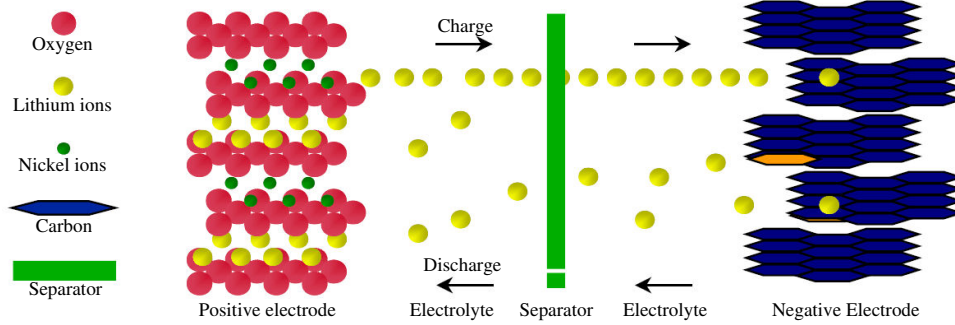
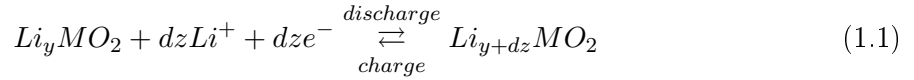
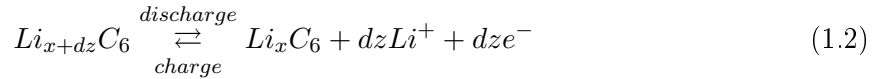


Figure 1.10: Fluctuation of the Lithium ions through the electrolyte during charge and discharge of a Li-ion battery cell [38]- [39]

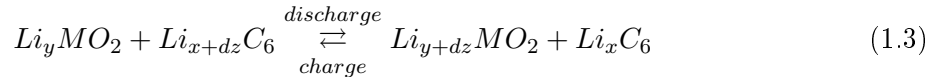
Chemical reactions at positive electrode follows Eq. (1.1) for an insertion rate of the Li^+ ions y in this electrode. dz represent the quantity of exchanged Li^+ ions.



At negative electrode, for an insertion rate of the Li^+ ions x , it goes following Eq. (1.2).



From Eqs. (1.1) and (1.2), comes the global reaction Eq. (1.3).

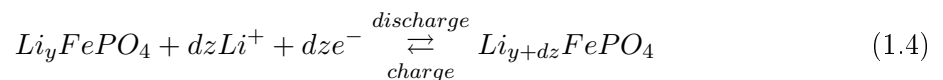


In theory, $y = 1 - x$ however, it is not always verified in practice since manufacturers over-size the negative electrode compared to the positive one in order to prevent from a faster ageing of this electrode, and to allow higher recharge currents.

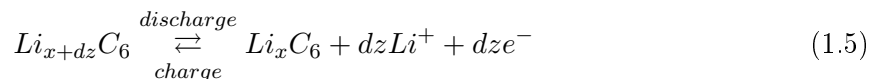
1.3.2.3 $LiFePO_4$ technology

On the case of $LiFePO_4$ technology, working principle is nearly the same with different oxydo-reduction couples. During charge, Lithium ions Li^+ are extracted from the $LiFePO_4$ and Fe^{2+} oxide into Fe^{3+} . Lithium ions are then conducted to the anode through the electrolyte where they reduce to come back as a metal (Lithium metal) while ions insert in the graphite [41].

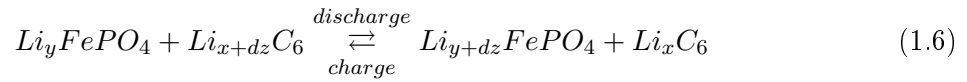
Chemical reactions at positive electrode follows Eq. (1.4).



At negative electrode it goes following Eq. (1.5).



From Eqs. (1.4) and (1.5), comes the global reaction Eq. (1.6).



1.4 Energy conversion in micro-grid systems

This section presents some generalities on power conversion through switching converters dedicated to micro-grid systems. Leading idea is to show main considerations which can be done and led to the global conversion structure detailed in Fig. 1.1.

First consideration while choosing a power architecture for such a system is the choice on the hybridization type which can be realized both on DC side, or AC side. Each configuration presents its own advantages, and a precise choice appears difficult. Load profile is an important knowledge will trying to make this choice. However, in the considered application, load profile is not known, and choice cannot be done on this consideration.

In this thesis, DC hybridization has been chosen. This choice was principally motivated face to the cost of the power architecture. Indeed, this choice allowed eliminating large amount of AC inverters with associated protections and filtering components which can increase cost of the overall structure.

Second important aspect to consider while designing the power architecture is the need or not of any galvanic isolation. Converters with galvanic isolation often present an increased number of switching components reducing their reliability, and their size and weight are higher than non-isolate structures. However, the choice is not motivated to those consideration. Indeed, galvanic isolation represent security for elements as well as for users. Its use is in this way imposed, and ruled through specific laws.

Laws on the subject differs from each countries. In particular, we notice the imposition of galvanic isolation of the photovoltaic source when used in the United States, whereas it is not imposed though European Union as underline in [42]. In order to respect laws all around the world, it has been chosen from the industrial to isolated each storage elements, source and user from the other in the considered application described through this thesis.

1.4.1 DC-DC conversion structures

In the literature, a large amount of DC-DC conversion structures can be found. Detailed studies of the most classical converters can be found in [43] and are usually taught among electrical engineering degree courses. Apart from galvanic isolation requirement, choice between the large number of structures and variants is mainly done based on the required voltages and nominal power.

For the considered system (Fig. 1.1), sources and storage elements have a nominal voltage of 48V and are connected to a 400V DC bus. For this, attention focuses on DC-DC conversion structure with output voltage greater than their input one. First, for non-isolated DC-DC conversion, the boost converter as represented in Fig. 1.11 has been chosen. It is current-fed structure which is an advantage for connecting storage elements without ageing them too much. This converter has a voltage gain in steady-state which can be expressed as Eq. (1.7) if considering the inductor parasitic resistance and a resistive load as represented in Fig. 1.11.

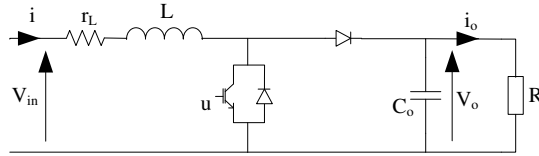


Figure 1.11: Scheme of the Boost converter

The elevation ratio of this converter Eq. (1.7) is largely influence by the input series resistor since its maximum is $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{r_L}}$ for $d = 1 - \sqrt{\frac{r_L}{R}}$. Practically, ratio of around 5-6 are obtained. This is not enough for ensuring the 48V-400V conversion and two converters in series are used. Detail study of the boost converter will be given in chapter 2.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1-d) \left[1 - \frac{r_L}{R} \frac{1}{(1-d)^2} \right]} \quad (1.7)$$

Again, there are many possibilities and variants among isolated structures. The isolated DC-DC conversion structure which will be consider is represented in Fig. 1.12 and will be designed as "isolated boost converter" all along this thesis face to the similarity with the non-isolated version of the boost converter. Several name can be found in the literature, the most common being "current fed dual-bridge DC-DC converter". It has been largely studied as proved references [44–52]. Detailed analysis of this converter is also given in chapter 2. There, this structure has been chosen since it has continuous input current and high voltage gain as expressed through Eq. (1.8) in the ideal case.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_T}{1-2d} \quad (1.8)$$

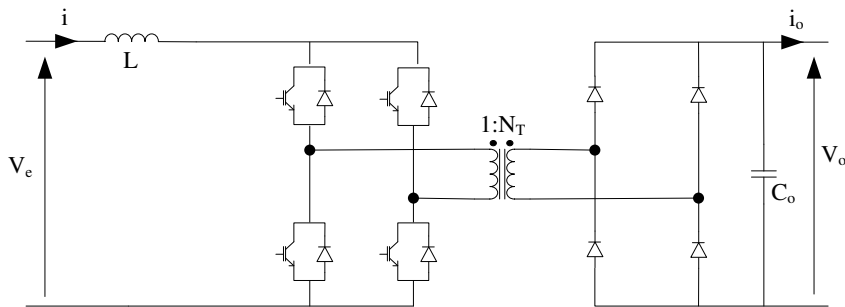


Figure 1.12: The isolated boost converter

A last DC-DC converter is considered the Ćuk converter as represented in Fig. 1.13. This converter invert the voltage. Considering ideal modelling, it can be demonstrated that this converter has a steady-state a voltage gain following Eq. (1.9).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{d}{1-d} \quad (1.9)$$

This converter has been chosen face to the theoretical possibility of current-ripple cancellation by coupling the inductors. This particularity will be detailed in chapter 5 and will be used for signal injection on the battery for diagnosis purpose. For the considered application,

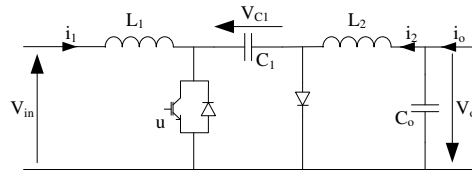


Figure 1.13: Scheme of the Ćuk converter

a variant of the Ćuk converter including galvanic isolation as represented in Fig. 1.14 is used. This configuration has been chosen since galvanic isolation between the different source and storage element was required in the initial industrial specifications.

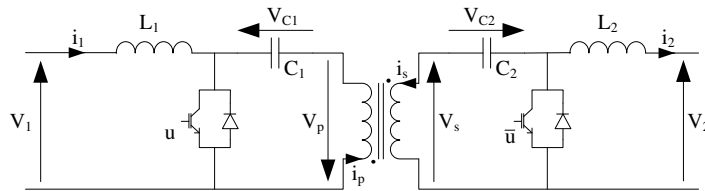


Figure 1.14: Scheme of the isolated Ćuk converter

1.4.2 Control techniques of those converters

In order to ensure functioning of the converters, control of some state-variables is always realised. For this purpose, the far most used technique stay the PI controller, especially in industrial applications. The PI controller is now a very well known and mastered technique, and it presents advantages of being implementable both analogically or numerically. However, helped with the decreasing cost of numerical controllers, non-linear theories are becoming more and more attractive for power converter control face to the advantages they can procure.

Following some previous work on the subject led in the GREEN laboratory [2,53–56], it has been chosen to use the flat propriety of the power converter to design their control whenever it was possible. Indeed, the differential flatness theory has been proved to be very interesting when applied on power converter control. In [57], flatness-based control of the classical boost and buck converters are detailed. Advantages of the flatness-based control are underline in [58]. Among them, some can be underline:

- If the system is perfectly known it offers possibility to control the system in open-loop. Regulation will only be their to compensate modelling errors.
- The use of feasible trajectory generation ensures every physical constraints respected at any time. It also ensures safe functioning especially during starting-sequences and transients. This propriety is not always ensured during transients with many of linear and non-linear control techniques.
- Flatness-based controllers use references instead of measurements in the command laws. Then, impact of the noise is limited and derivatives less affected.
- For flat systems, input-output linearisation does not lead to any unstable dynamic zero.

Unfortunately, as underline in [57], the Ćuk converter does not belong to the class of differential flat systems. Then another control strategy will be required for this converter as detailed in chapter 5. In this aim, attention will focus on a classical non-linear controller, the sliding-mode controllers as used for example in [59]. Sliding-based control technique has been chosen since it is well known to ensure high dynamics regulation with robustness against parameters variations.

1.4.2.1 Differential flatness theory

Flatness was firstly defined by Fliess et al. [60]- [61], using the formalism of differential algebra. Differentially flat systems are a specific class of systems for which the structure of the trajectories and their dynamics can be completely characterized [62]. One major property of differential flat system is that all states and input vector components can be expressed in terms of flat output components and a finite number of its derivatives without integrating any differential equation.

In the differential algebra, a system is viewed as a differential field by a set of variables (states and inputs). The system is said to be differentially flat if an output vector can be found such as the state vector and the input one can be determined from the components of the output vector, without integration. More precisely, the system $\dot{x} = f(x, u)$, $x \in \mathcal{R}^n$, with m inputs $u \in \mathcal{R}^m$ (n and m two integers) is said to be flat if and only if there exist a flat output y of dimension m , two integers r and s , and applications: $\varphi : (\mathcal{R}^m)^{r+1} \rightarrow \mathcal{R}^n$ and $\psi : (\mathcal{R}^m)^{r+2} \rightarrow \mathcal{R}^m$ of rank n and m , such that:

$$\begin{cases} y = (y_1, y_2, \dots, y_m) = \phi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(s)}) & (1.10a) \\ x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r)}) & (1.10b) \\ u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)}) & (1.10c) \end{cases}$$

Finally, all the dynamic behaviour of the system is resume through the behaviour of its flat output y . Notice that classically, while thinking in two-loop controller among power electronics, it is often about voltage and current control respectively the slow and fast loops. To enable the use of the flatness propriety of the converters, those variable will be indirectly controlled through energy and power consideration.

1.4.2.2 Trajectory planning with flatness-based controllers

One of the main propriety of flat systems is that every dynamics of the system can be characterized through the flat output vector. Then, by imposing an adapted trajectory on the flat output, it can be guaranteed to control every variables of the system both in steady-state and during transients.

Details on trajectory planning can be found in [58] and [63]. An example on the case of a boost converter control can be found in Chapter 2 of A. Payman thesis [55]. In M. Zandi PhD [54], comparison among polynomial trajectory with filter solution is proposed. Face to its simplicity, it has been chosen to use a second order filter to generate the flat output reference trajectories. It allows easily ensuring the continuity conditions for the flat output and its first derivative.

Finally, with a adapted planned trajectory, it can be ensured to control every variables of the system at any time, and the evolutions of every state-variables can be expressed through an analytical expression function of the flat output.

1.4.2.3 Sliding mode control technique

Sliding-based control technique as been chosen since it is well known to ensure asymptotic stability, robustness against parameter variations and high dynamics regulation. Details on the theory can be found in [59], [64] and [65] with applications on power converters control.

Sliding-based control is applied for a non-linear system affine in the control following Eq. (1.11).

$$\dot{x}(t) = f(t, x) + g(t, x) u(t) \quad (1.11)$$

where $x(t) \in \mathcal{R}^n$, $u(t) \in \mathcal{R}^m$, $f(t, x) \in \mathcal{R}^{n \times n}$, and $g(t, x) \in \mathcal{R}^{n \times m}$

The feedback is given by Eq. (1.12).

$$u_i = \begin{cases} u_i^+(t, x), & \text{if } \sigma_i(x) > 0 \\ u_i^-(t, x), & \text{if } \sigma_i(x) < 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (1.12)$$

where $\sigma_i(x) = 0$ is the i -th sliding surface.

The sliding manifold $\sigma(x)$ is defined through Eq. (1.13).

$$\sigma(x) = [\sigma_1(x), \sigma_2(x), \dots, \sigma_m(x)]^T \quad (1.13)$$

The control problem consists in developing a sliding surface $\sigma(x) = 0$ and continuous functions u_i^+ and u_i^- so that the closed loop system Eqs. (1.11) and (1.12) exhibit a sliding mode on the $(n - m)$ -dimensional sliding manifold $\sigma(x) = 0$ [64]. In practice, the last condition won't be validated but $\sigma(x) \approx 0$. Indeed, in order to operate at fixed switching frequency, an indirect sliding control method is used and a reaching law is introduced to generate the control as Eq. (1.14) with λ parameter of the controller.

$$\dot{S} = -\lambda S \quad (1.14)$$

1.5 Diagnosis on stand-alone PV systems

1.5.1 Existing techniques and system weak elements

In [66], a survey on reliability of power electronics systems is proposed. In this paper, the authors chose to divided researches on the subject into three different categories :

- metrics and methodologies of reliability assessment of existing systems;
- reliability improvement of existing systems by mean of algorithmic solutions without change of the hardware;
- reliability-oriented design solutions that are based on fault-tolerant operation of the overall system.

In this work, through "diagnosis" it has to be understood "tools to detect ageing and failures". The proposed study inscribes in the second category previously mentioned. It mostly consists in estimations of parameters which variations will traduce the ageing of the element constituting the system.

Unfortunately, diagnosis is not an exact science at all, and requires some statistical analysis to be led to its end as it is presented for example in [66] with definitions of the Mean Time To Failure (MTTF) and Mean Time To Repair (MTTR) on the case of power electronics systems. This thesis proposes tools which can be used to improve estimation of those quantities.

For stand-alone PV systems, the weak element in term of reliability is the storage element, namely the battery. Chapter 5 will be dedicated to the estimation of the State-of-Health (SOH). Right after the battery, most vulnerable part of the systems in term of reliability are the power converters far before the photovoltaic source as shown in [67].

Even if the photovoltaic source is the element with the longer life of the overall system (with more than 20 year warranties from manufacturers), some faults are still possible. Study of PV failure possibilities can be found in [68], where PV failures are listed modelled and analysed.

In [69], an industry-based survey of reliability in power electronic converters is given. Such study is quite uncommon among the literature, and it is quite difficult to have a real return on how power converters aged. Furthermore, works as [69] do not provide verifications on large populations which is required to be able to determine reliable ageing models. Still, from such study, it can be seen more vulnerable elements of the power converters as represented in Fig. 1.15. It appears in this figure that most vulnerable components of the power converters are the switching cells. Capacitors and gates are also of the less reliable parts of the converters.

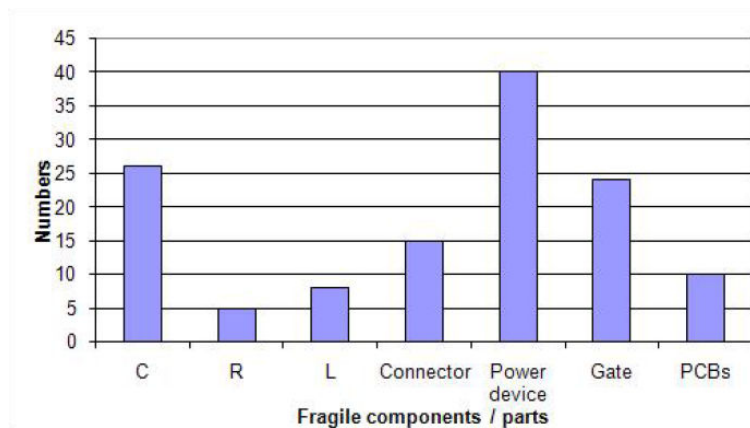


Figure 1.15: Reliability of power electronics components in industrial applications [69]

Chapter 3 will be dedicated to the study of diagnosis possibilities on DC-DC converters with proposed techniques used to optimise the efficiency of paralleled converters. While thinking in reliability of power conversion, paralleling the converters is of great interest and is widely used since it leads to many desirable features [70]. First, paralleling DC-DC converters allows a reduction of the size of components, especially inductive ones. It also reduces stress among individual converters by segmenting the total power, leading to a better global efficiency. Furthermore, this leads to an enhanced reliability, and allows possible reconfigurations when one or more of the paralleled modules present malfunctioning. It is shown in [71] that compared

to a single converter, another potential benefit brought by the redundant parallel-structure is the possibility of achieving compact design and high power density. For the power architecture Fig. 1.1, it has been decided to use paralleled structures. The isolated boost converter between the battery and the DC voltage bus are doubled, and the boosts converter between the supercapacitors and the DC bus are tripled (3 in parallel times 2 in series). The choice of three parallel boost converters has been thought so that its realisation could be done with an integrated inverter module for the switches.

1.5.2 Parameter's estimation through state-observers

As previously mentioned, through this work "diagnosis" mostly consists in estimations of parameters which variations will traduce the ageing of the element constituting the system.

Since they have been proved to be efficient many times among the literature [72], state-observers are used in this study. Many different state-observers can be found through the literature. Among them, two of the most classical will be used to achieve parameter estimation: the Luenberger state-observer which is valid for linear systems, and the Kalman Filter in its Extended version (EKF) which made its proofs over non-linear systems - follows their respective theories. Face to their differences, those two estimation techniques both presented their own advantages. As the choice between those methods largely depends on the application, it will be discussed as soon as possible while detailing them.

Before developing any state-observer for parameter estimation, the observability of the considered system has to be verified since observation is not possible if this condition is not ensured. For the specific class of non-linear systems, mathematical definition of the observability can be found in [73]. However, in practice the more the system is non-linear the more global observability is difficult to demonstrate. Then, in most of the cases, only local observability will be verified.

Local observability depends on the rank of the Jacobian matrix of the observability vector O defined by Eq. (1.15) where Y is the vector of the measured variables composed of N variables and M an integer verifying $M \geq 1$. Local observability will be ensured if $Jacob(O)$ is of full rank, i.e. verified Eq. (1.16).

$$O = \begin{pmatrix} Y \\ \vdots \\ Y^{(M)} \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

$$rank(Jacob(O)) = N \quad (1.16)$$

1.5.2.1 The Luenberger state-observer

The first state-observer which is considered through this work is the Luenberger state-observer. This method is dedicated to linear systems and will require linearisation around one functioning point to be used on a nonlinear system. Then, the system to be observed through the Luenberger state-observer will be written under the classical form Eq. (1.17).

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (1.17)$$

With: X vector of the considered variables, Y the measurements, u the command signal and A , B and C matrix modelling the system.

To ensure the estimation will converge, estimated values \hat{X} follows Eq. (1.18), where Y are measured values and \hat{Y} their estimation. The matrix G is the gain of the Luenberger state-observer.

$$\begin{aligned}\dot{\hat{X}} &= A\hat{X} + Bu - G(\hat{Y} - Y) \\ \dot{\hat{X}} &= A\hat{X} + Bu - GC(\hat{X} - X)\end{aligned}\tag{1.18}$$

The estimation will converge if the error $\tilde{X} = \hat{X} - X$ tends to 0. This will be realized if the matrix $(A - GC)$ is stable, i.e. with eigenvalues with negative real part.

When the observer gain is high, the linear Luenberger observer converges to the system states very quickly. However, high observer gain leads to a peaking phenomenon in which initial estimator error can be prohibitively large (i.e., impractical or unsafe to use) [74]. As a consequence, other nonlinear high gain observer methods are available that converge quickly without the peaking phenomenon such as sliding-based observer and Kalman filter.

1.5.2.2 Extended Kalman Filter (EKF) state-observer theory

The Kalman filter was originally proposed by the Hungarian-American electrical engineer and mathematical system theorist Rudolf Emil Kálmán in 1960 with his famous paper describing a recursive solution to the discrete-data linear filtering problem [75]. Some additional results were provide from the same author one year later in [76]. A good introduction on the Kalman filter can be found in [77]. For estimation through the extended Kalman filter, the system is written as Eq. (1.19).

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k) \\ y_k = h(x_k, u_k) \end{cases}\tag{1.19}$$

with x vector of the variables including parameters to estimate and measured state variables y .

The EKF system is given by Eq. (1.20).

$$\hat{x}_{k+1} = \hat{x}_{k+1/k} - K_{k+1} (h(\hat{x}_{k+1/k}, u_{k+1}) - y_{k+1})\tag{1.20}$$

where:

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1/k} = f(\hat{x}_k, u_k) \\ P_{k+1} = (I_n - K_{k+1}C_{k+1})P_{k+1/k} \\ P_{k+1/k} = A_k P_k A_k^t + Q_k \\ K_{k+1} = P_{k+1/k} C_{k+1}^t (C_{k+1} P_{k+1/k} C_{k+1}^t + R_{k+1})^{-1} \end{cases}$$

The derivative matrix A_k and C_{k+1} are calculated following:

$$\begin{cases} A_k = \frac{\partial}{\partial x} f(\hat{x}_k, u_k) \\ C_{k+1} = \frac{\partial}{\partial x} h(\hat{x}_{k+1/k}, u_{k+1}) \end{cases}$$

In practice, the extended Kalman filter is more complex to implement compared with the Luenberger state-observer since it requires matrix inversions for calculation of the EKF gains. However, this second method also shows its advantages since it does not requires any linearisation. Furthermore, this method of observation is well known to be robust against noise on measurement which can be really useful for practical implementation.

1.6 Conclusion

This chapter gave an overview of the research context among photovoltaic stand-alone system. Particular attention has been given to introduce thematics which are going to be treated in the next chapters with aim to precise this work's scope.

Stand-alone PV systems have been divided into three different parts: the photovoltaic source, the storage elements and the power electronics converters for the energy conversion. Each of those three thematic will be detailed in a separate chapter thereafter. This chapter also introduced the problematic of diagnosis on stand-alone PV systems as it represents the main scope of this thesis. This chapter also gives some details on the theories which are going to be used in this work, especially some non-linear theories for control/command and observability of the systems.

Finally, the stand-alone PV sourced system considered in this thesis is given in details in Fig. 1.16. Only the DC part of the system is represented since DC-AC conversion has not been studied. The structure considered in Fig. 1.16 has been chosen considering every aspects mentioned in this chapter.

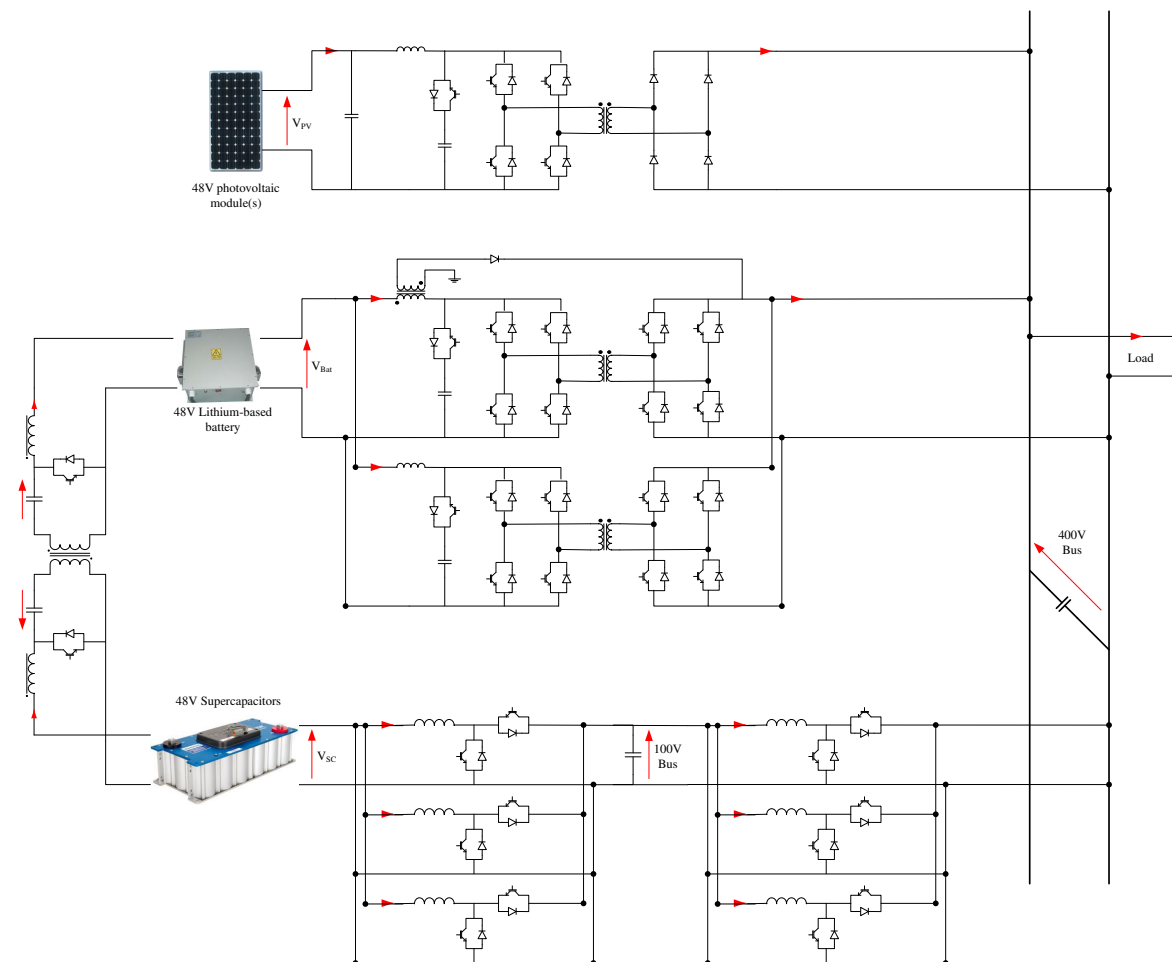


Figure 1.16: Proposed DC hybridization architecture

Chapter 2

DC-DC Converters - Modelling and control

2.1 Introduction

This chapter is dedicated to the modelling and control of DC-DC converter used in the proposed stand-alone system architecture (cf. Fig. 1.16). Two different converters are considered, the boost converter, and the current-fed dual-bridge DC-DC converter. Face to its similarity with the boost converter with ideal modelling as shown in section 2.3.1, this second structure will also be designed as isolated boost converter.

The aim of this chapter is to detail the models and control of the converters. Particular attention is given on the introduction of the losses of the converter in the models. In this chapter, hypothesis is done that every parameters of the models are known. An accurate method for estimating the parameters will be proposed in chapter 3.

In this chapter, only continuous conduction mode (CCM) is considered. Discontinuous conduction mode (DCM) is supposed not to appear. This hypothesis is not that restrictive if remembering the global power architecture considered in this thesis (Fig. 1.16) since most of the used converters are bidirectional (then rejecting DCM). As both mono and bi-directional structures present the same modelling equations, those variations are confused in the name as illustrated in Fig. 2.1 in the case of the boost converter.

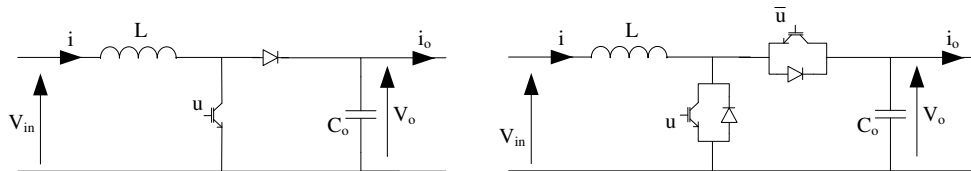


Figure 2.1: Boost converter: mono- (*left*) and bi-directional structures (*right*)

This chapter is developed as follows. First, the boost converter is modelled and its control detailed. A second part is dedicated to the isolated version of this converter with detail modelling and control design. In the third section, a starting scheme is proposed for the isolated boost converter. Finally, last section gives conclusions on this study.

2.2 The boost converter

The boost converter structure, as represented in Fig. 2.1, is the most used non-isolated DC-DC converter with voltage elevation. This converter topology is now well known and then its use mastered. It has continuous input current and output voltage.

2.2.1 Model

If considering ideal components, the boost converter state-variables average values follows Eqs. (2.1a) and (2.1b). It is also supposed in this model that the switching period T_s is much lower than the time constants of the system.

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1-d)V_o & (2.1a) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1-d)i - i_o & (2.1b) \end{cases}$$

where d correspond to the duty cycle of the equivalent command signal u of the transistor under switching frequency f_s .

2.2.1.1 Proposed model

Based on the ideal model, some modifications are proposed to include internal losses of the converter in the model. It is proposed to model average values of the state variables of the boost converter as Eqs. (2.2a) and (2.2b).

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1-d)V_o - \gamma_v & (2.2a) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1-d)i - i_o - \gamma_i & (2.2b) \end{cases}$$

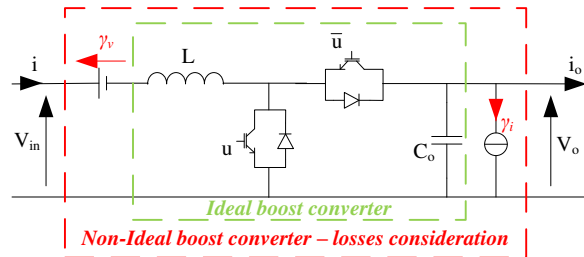


Figure 2.2: Boost converter - Equivalent circuit of the proposed model

Parameters $\gamma_v(V)$ and $\gamma_i(A)$ counterbalance the errors with the ideal model of the boost converter. Then those parameters represent the internal losses of the boost converter. Equivalent circuit of the proposed model is represented in Fig. 2.2.

The proposed modelling can directly be linked to Ahmed Shahin PhD work [53], and inscribes in its continuity. Indeed, as presented in [53] and [78], it was previously proposed to model non-ideal behaviour of the boost converter through two equivalent resistors r_s and R_p , respectively in series with the inductor and in parallel with output capacitor as represented in Fig. 2.3. Those parameters are nearly similar to the one proposed following Eqs. (2.3a) and (2.3b). Compared with Shahin's model, the proposed losses modelling is then less dependent on state-variables.

$$\begin{cases} r_s i = \gamma_v & (2.3a) \\ \frac{V_o}{R_p} = \gamma_i & (2.3b) \end{cases}$$

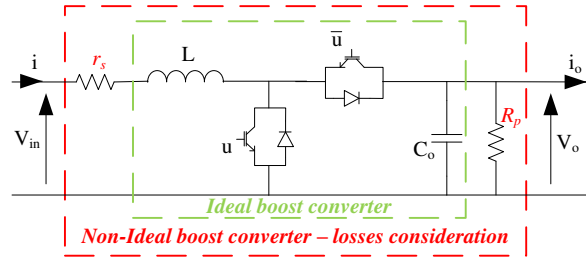


Figure 2.3: Non-ideal boost converter - Shahin's model

Main reason not to directly applied the model proposed by Shahin comes from the estimation technique of the losses parameters. This aspect will be discussed in Chapter 3, with comparison of the two methods.

2.2.1.2 Losses parameters

As previously mentioned, parameters $\gamma_v(V)$ and $\gamma_i(A)$ of the proposed model counterbalance the errors with the ideal model of the boost converter. Then those parameters directly traduce the internal losses of the converter. Principal losses which are taken into account are inductor series resistance, core hysteresis and eddy current losses, conduction ohmic losses and switching losses of semiconductors. Every other losses through the converter are also taken into account.

As done in [78], it is possible to approximate an analytical model for those parameters by modelling each components losses and divide them between the two equivalent parameters. However, it is nearly impossible to determine precisely which part of the overall losses must be put in parameter γ_v and which part must be in γ_i . The division between the two equivalent parameters appears too arbitrary to be valid in the general case, and it is not really possible to determine which type of losses represent parameter γ_v and which type of losses represent parameter γ_i .

It is important to notice that the equivalent losses parameters γ_v and γ_i vary with respect to the functioning point. Fig. 2.4 shows their evolutions with respect to the load power on the case of a 48 – 100V boost converter. Results presented in this figure have been obtained experimentally with the estimation method detailed in the next chapter.

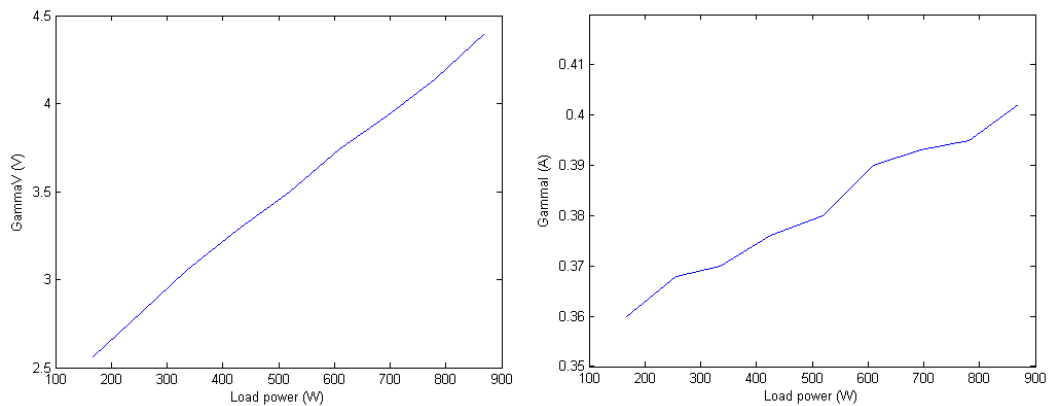


Figure 2.4: Evolution of the losses parameters with respect to the load power

2.2.2 Control of the converter

For this converter, a two-loop flatness based control is proposed. Specific notations used for control design are presented in Fig. 2.5. In this figure, the measurements required for the control are in green.

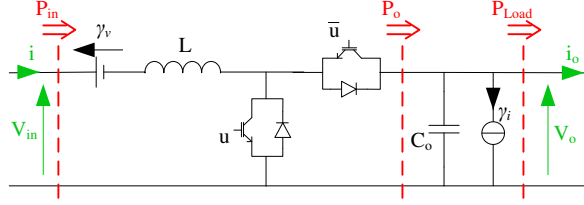


Figure 2.5: Boost converter - Measurement (*green*) and Associated notations (*red*)

The proposed control consists in an outer control loop acting on the energy stored in the output capacitor of the converter and an inner loop controlling the input power.

2.2.2.1 Outer control loop - Energy regulation

The outer control loop indirectly regulated the output voltage V_o of the boost converter through energy regulation. It is supposed that the electromagnetic energy store in the inductor L is negligible compared with electrostatic energy stored in the output capacitor C_o as Eq. (2.4).

$$\frac{1}{2}C_oV_o^2 \gg \frac{1}{2}Li^2 \quad (2.4)$$

Under this hypothesis, the considered energy E stored in the converter is expressed as Eq. (2.5). This variable is the flat output candidate verifying the first flatness condition Eq. (1.10a).

$$E = \frac{1}{2}C_oV_o^2 = \phi(V_o) \quad (2.5)$$

Eq. (1.10b) is also verified following Eq. (2.6).

$$V_o = \sqrt{\frac{2E}{C_o}} = \varphi(E) \quad (2.6)$$

To obtain a relationship between the power P_o and the flat output system E , the derivative \dot{E} is considered, following Eq. (2.7).

$$\dot{E} = P_o - P_{Load} - V_o\gamma i \quad (2.7)$$

Then, input power P_{in} (output of this control loop, i.e. its command signal) is deduced from output power P_o following Eq. (2.8) if neglecting the electromagnetic energy variation.

$$P_o = P_{in} - i\gamma_v = P_{in} \left(1 - \frac{\gamma_v}{V_{in}}\right) \quad (2.8)$$

By combining Eqs. (2.6), (2.7) and (2.8), it is then possible to verify the third flat condition Eq. (1.10c) considering Eq. (2.9).

$$P_{in} = \frac{1}{1 - \frac{\gamma_v}{V_{in}}} \left[\dot{E} + \sqrt{\frac{2E}{C_o}} (i_o + \gamma_i) \right] = \psi(E, \dot{E}) \quad (2.9)$$

A trajectory is planned for the reference of energy E_{ref} by means of a second order filter with a unitary damping ratio $\xi_{traj_E} = 1$ and pulsation $\omega_{traj_E} < \omega_{n_E}$ (with ω_{n_E} the pulsation of the

regulation). To ensure reference tracking, a second order control law as Eq. (2.10) is proposed to cancel static error. In practice, only $\dot{E} = \nu_E$ will be calculated from this control law, while in Eq. (2.9) E will directly be replaced by the reference. Even if an efficient estimation technique will be proposed in the next chapter so that it can be supposed the model of the converter perfectly known, it is chosen to keep an integral term in the command law Eq. (2.10). This integral term will compensate modelling errors so that if the model is perfectly known it won't influence.

$$\left(\dot{E}_{ref} - \dot{E}\right) + 2\xi_E\omega_{n_E}(E_{ref} - E) + \omega_{n_E}^2 \int (E_{ref} - E) dt = 0 \quad (2.10)$$

Finally, the input power is calculated from Eq. (2.11). A block-schematic of the energy control loop is given in Fig. 2.6.

$$P_{in} = \frac{1}{1 - \frac{\gamma_v}{V_{in}}} \left[\nu_E + \sqrt{\frac{2E_{ref}}{C_o}} (i_o + \gamma_i) \right] \quad (2.11)$$

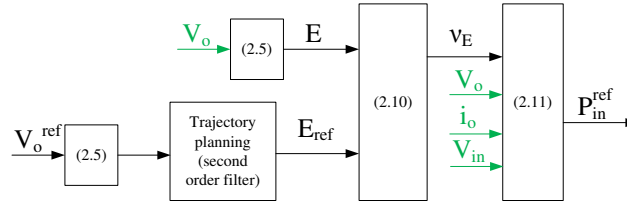


Figure 2.6: Block-schematic of the energy control loop - Measurements in green

2.2.2.2 Inner control loop - Power regulation

For the inner control loop, the flat output candidate is the input power P_{in} following Eq. (2.12). This variable has been chosen so that the first flatness condition Eq. (1.10a) is verified.

$$P_{in} = iV_{in} = \phi(i) \quad (2.12)$$

State variable i can directly be expressed through Eq. (2.13), then verifying Eq. (1.10b).

$$i = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \varphi(P_{in}) \quad (2.13)$$

The command variable, namely the equivalent duty cycle d is calculated through Eq. (2.14), then respecting Eq. (1.10c).

$$d = 1 + \frac{1}{V_o} \left[\frac{L}{V_{in}} \frac{dP_{in}}{dt} - V_{in} + \gamma_v \right] = \psi(\dot{P}_{in}) \quad (2.14)$$

A trajectory is planned for the power reference P_{in}^{ref} . For this a second order filter is used with a damping ratio ξ_{tra_jP} and pulsation $\omega_{tra_jP} < \omega_{n_P}$. Once again, a second order control law as Eq. (2.15) is used to ensure a good reference tracking with cancellation of the static error even if there are some errors in the model.

$$\left(\dot{P}_{in}^{ref} - \nu_P\right) + 2\xi_P\omega_{n_P}(P_{in}^{ref} - P_{in}) + \omega_{n_P}^2 \int (P_{in}^{ref} - P_{in}) dt = 0 \quad (2.15)$$

Finally, the equivalent duty cycle d is calculated through Eq. (2.16). A block-schematic of the power control loop is given in Fig. 2.7.

$$d = 1 + \frac{1}{V_o} \left[\frac{L}{V_{in}} \nu_P - V_{in} + \gamma_v \right] \quad (2.16)$$

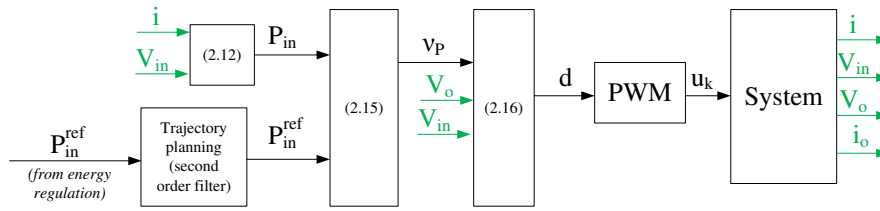


Figure 2.7: Block-schematic of the power control loop - Measurements in green

2.2.2.3 Control parameters

For simulations and experimental verification, the switching frequency is set to $f_s = 20kHz$. Table 2.1 shows parameters of the controllers. Those parameters have been chosen in order to verify the inequalities Eq. (2.17), which are well known to be necessary conditions for such a two loop control.

$$\omega_s = 2\pi f_s \gg \omega_{n_P} \gg \omega_{n_E} \quad (2.17)$$

Table 2.1: Regulation parameters

	Parameter	Value
<i>Energy Control Loop</i>	ξ_E	0.7
	ω_{n_E}	100 rad/s
<i>Power Regulation</i>	ξ_P	0.7
	ω_{n_P}	2000 rad/s

2.2.2.4 Simulation

To validate the proposed control scheme, simulation and experiment have been realized. For the proposed results, input of the converter is connected to a 48V ideal voltage source, while output is connected to a resistive load $R_{Load} = 100\Omega$.

The proposed simulation to validate the control consider the starting of the control, with output voltage starting from $V_o = V_{in}$ to a reference value set to $V_o^{ref} = 100V$. At time $t = 0.15s$, a load step is realized considering the resistive load passing from R_{Load} to its half $\frac{R_{Load}}{2}$ (i.e. load step from 100W to 200W under 100V). For this simulation, non-ideal behaviour parameters have been chosen as constants $\gamma_v = 1V$ and $\gamma_i = 0.3A$ and supposed to be perfectly known in the control laws; inductor $L = 0.6mH$ and capacitor $C_o = 1mF$.

Fig. 2.8 shows behaviour of the energy stored in the output capacitor E compared with its planned reference. The pulsation of the second order filter used for trajectory generation is chosen as $\omega_{traj_P} = 50rad.s^{-1}$. It can be observed in this figure that during the starting, the energy perfectly follows its planned reference at any time.

The behaviour of the input power is also shown in Fig. 2.9. The used trajectory generation second order filter is dimensioned with $\xi_{traj_P} = 0.7$ and $\omega_{traj_P} = 1000rad.s^{-1}$. From this result, the power control loop can be validated.

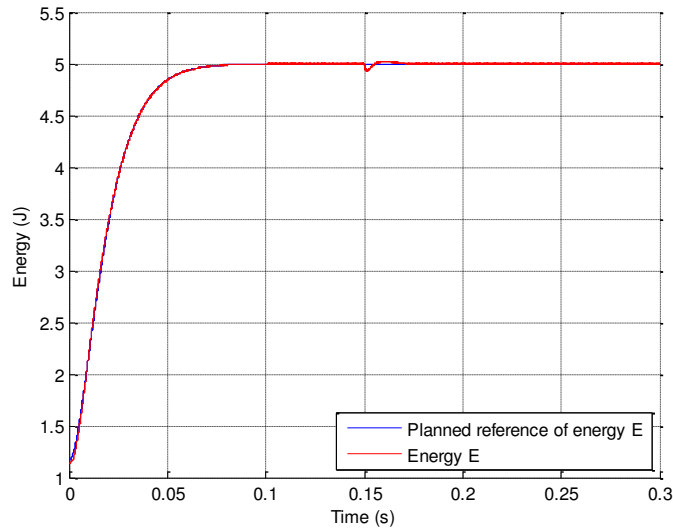


Figure 2.8: Behaviour of the energy stored in the capacitor E - Verification of the control through simulation

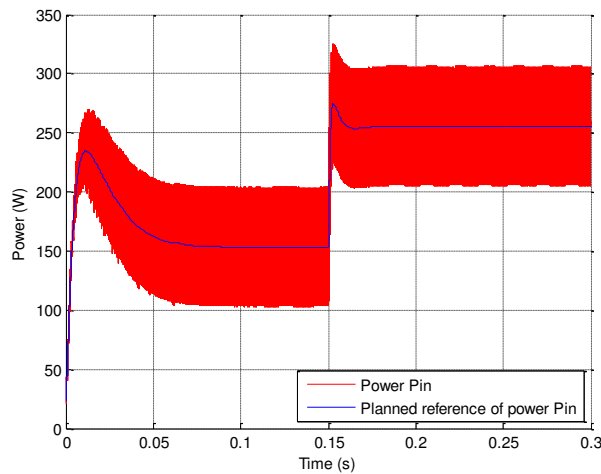


Figure 2.9: Behaviour of the input power P_{in} - Verification of the control through simulation

2.2.2.5 Experiment

The control of the converter has also been experimentally verified. Fig. 2.10 shows voltage response when the regulation starts. At this time, output voltage varies from $V_o = V_{in} = 48V$ to $V_o = 100V$ as expected (i.e. imposed reference). It can be seen in this figure that the controlled energy perfectly follows its reference at any time.

Fig. 2.11 shows the behaviour of the input power for a load step. This result attests the validity of the power control loop. In Fig. 2.11 the input power perfectly follows its planned reference for a load power step from $100W$ to $200W$ (i.e. an input power of $120W$ to $240W$ including the losses). It can also be observed that the output voltage is not much impacted by this load step and stay controlled at $100V$.

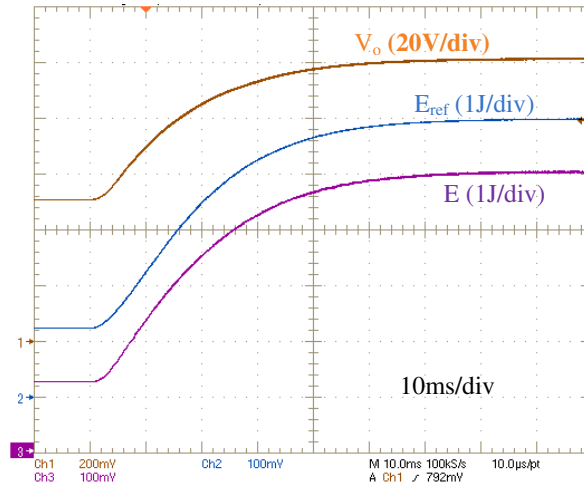


Figure 2.10: Verification of the energy regulation when the boost converter starting - Planned energy reference E_{ref} , measured energy E and output voltage V_o

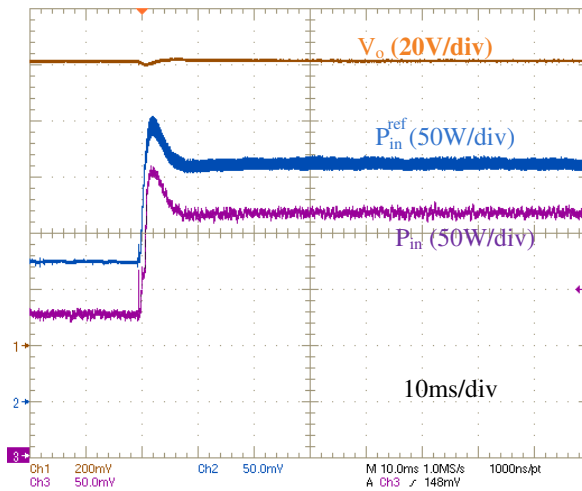


Figure 2.11: Verification of the power regulation load step from 100W to 200W - Planned input power reference P_{in}^{ref} , measured input power P_{in} and output voltage V_o

2.3 The isolated boost converter

This section is dedicated to the second used power DC-DC converter structure of the global stand-alone system chosen studied in this thesis (see Fig. 1.1). First, the ideal model of the isolated boost converter is detailed and a control scheme proposed. Then, the influence of the leakage inductance of the transformer is included in the converter model since it influences the converter behaviour. A dynamical model of the converter is proposed with introduction of the losses in the converter. This model will then be used in chapter 3 for parameter estimation on this converter as a diagnosis tool.

2.3.1 Ideal modelling

The structure of this converter is represented in Fig. 2.12. The similarity with classical boost converter is clearly visible in Eqs. (2.18a) and (2.18b). In those equations, it has to be underline that parameter d does not represent the command signal duty cycle as for the classical boost converter, but the short-circuit duration of the primary side has represented in Fig. 2.13. The

two command signals have the same duty cycle D , and are only shifted of half a switching period T_s .

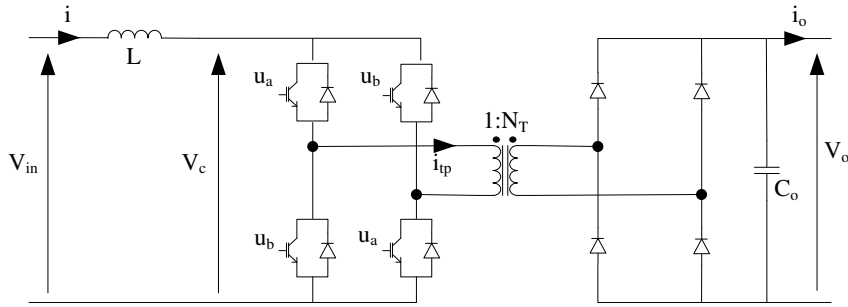


Figure 2.12: Scheme of the isolated boost converter in its non-reversible version

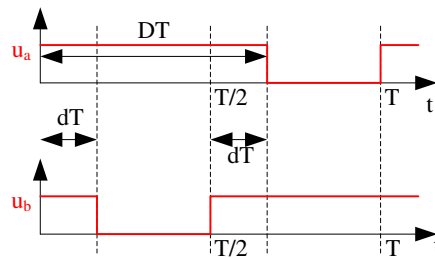


Figure 2.13: Command signals of the isolated boost converter and associated notations

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - 2d) \frac{V_o}{N_T} & (2.18a) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1 - 2d) \frac{i}{N_T} - i_o & (2.18b) \end{cases}$$

In this model, the transformer is supposed to be ideal. The leakage inductance of the transformer is neglected as well as the losses through the converter.

2.3.2 Control of the converter

For the control of the isolated boost converter, the same scheme as proposed for the boost is applied. Face to the similarity with the classical boost in the ideal modelling equations, it is obvious that the same control scheme is adapted. It must be underline that the isolated boost converter control supposes the controllability of the converter, i.e. the output voltage V_o must satisfy Eq. (2.19).

$$V_o \geq N_t V_{in} \quad (2.19)$$

In view of the controllability condition, it can be seen that the isolated boost converter cannot start safely since Eq. (2.19) is not verified at the beginning when the output capacitor is discharged. For this reason, an additional starting circuit must be used. This particular functioning will be discussed in section 2.4.

2.3.3 Transformer's leakage consideration - Clamping circuit

In this section, the influence of the leakage inductance of the transformer is modelled. For this, a transformer model consisting in a leakage inductance in series with an equivalent ideal transformer is used as represented in Fig. 2.14.

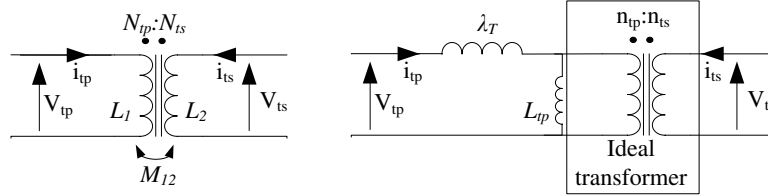


Figure 2.14: Transformer equivalent models -
(left) real transformer - (right) model with leakage inductance

The real transformer can be modelled through Eq. (2.20).

$$\begin{pmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{12} & L_2 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{tp,inst} \\ i_{ts,inst} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{tp,inst} \\ V_{ts,inst} \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

In this equation as well as in the rest of this document, it has been decided to keep the simplest notations for average values since they are the most used. Instantaneous values of the variable x is notated as $x_{,inst}$.

By notating $k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}$ the coupling coefficient, the equivalent parameters of the model with leakage inductance in the primary side (in the right in Fig. 2.14) can be calculated as detailed in [43] where it is shown $\lambda_T = (1 - k^2) L_1$, $\frac{N_{ts}}{N_{tp}} = \frac{n_{ts}}{k n_{tp}}$ and $L_{tp} = k^2 L_1$. For later calculation, the equivalent reluctance of the model with leakage can be defined following $\frac{n_{tp}^2}{\mathcal{R}_e} = L_{tp}$.

2.3.3.1 Interest of a Clamping circuit

In practice, components are not ideal. In the case of the isolated boost converter, it is not at all without influence on the functioning. Especially, the transformer's leakages can be very impacting. Indeed, with the command scheme presented in Fig. 2.13, the opening of the short-circuit imposes the series connection of two current sources (the input inductor L which is directly connected to the transformer leakage inductor λ_t represented in Fig. 2.16). This is clearly not suitable since it leads to over-voltage higher than 550V across the switches as shown in Fig. 2.15 for a leakage inductance $\lambda_t = 5\mu H$. Such a functioning is not suitable since it will degrade the efficiency of the structure. Furthermore, this is also not suitable for the reliability of the structure since switches will have to support the over-voltage. Worst, it can be destructive if the over-voltage reaches values not supported by the switches. To absorb those over-voltages and by the same time increase the efficiency of the converter, an additional 'Clamping' circuit can be added. Many different topologies of clamping circuits can be found in the literature as for example in [79–83]. In this thesis, a clamping circuit composed of an additional switch and a capacitor is considered as represented in Fig. 2.16.

2.3.3.2 Switching time modelling

As it is not without influence on the overall functioning, the leakage inductor of the transformer and the clamping circuit must be considered in the model of the converter. First, evolutions

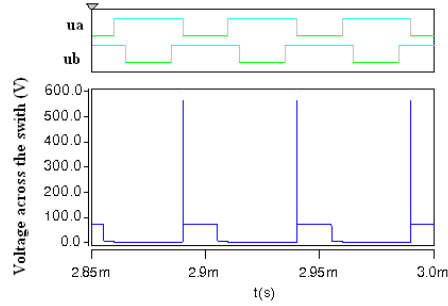


Figure 2.15: Voltage across the switches without clamping circuit - Circuit-typed software simulation

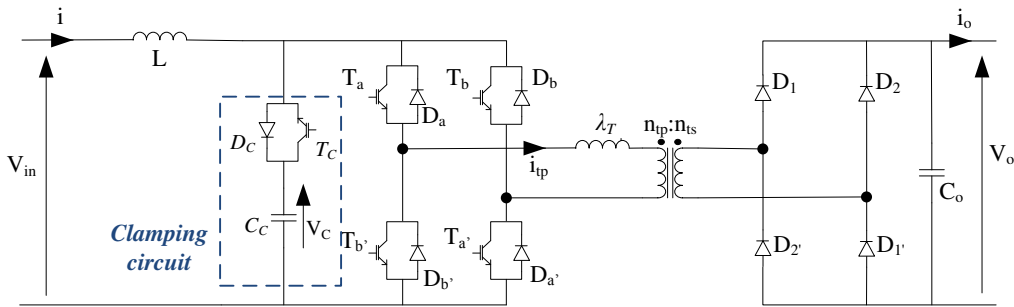


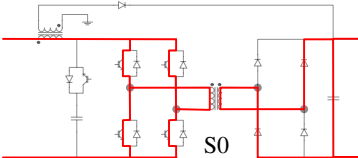
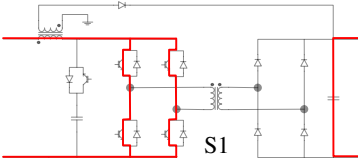
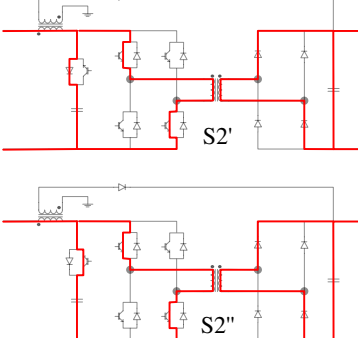
Figure 2.16: Isolated boost converter with additional clamping circuit

of the state-variable are given on half a switching period in Table 2.2. The second half-period can be obtain by symmetry.

Sequence S_0 corresponds to a sequence where the energy stored in the leakage inductance of the transformer decrease until the transformer current cancel (at this time the secondary bridge diodes open). In sequence S_1 , the primary of the transformer is short-circuited and energy is stored in the input inductor L . Sequence S_2 corresponds to the opening of one diagonal of the primary bridge and activation of the clamping circuit. Initially the circulating current in the clamping circuit is positive and pass through the diode D_C (sequence S_2') before inverting and passing through the switch T_C (sequence S_2''). During sequence S_2 , the energy magnetically stored during S_1 is transferred to the load and the transformer primary current increase since $V_{C,inst} > \frac{V_{o,inst}}{N_T}$. The second half-switching period can easily been deduce from the first one by symmetry as shown in Fig. 2.17. This figure gives comparison of the waveforms observed in practice and with the proposed model.

Experimental waveforms presented in Fig. 2.17 attest the validity of the proposed model. Still, two distinct phenomenon appears on the experimental curves which are not taken into account with the proposed model. First, some oscillations on the transformer primary current can be observed when the primary of the transformer is short-circuited. Those oscillations comes from a resonance between the leakage inductance of the transformer and its inter-spire parasitics capacitance which are neglected in the proposed model. Also, it can be observed either on the clamping current and the transformer primary current that their are two different slopes while the clamping circuit is on. This comes from the voltage drop across the clamping switch which are opposed when the current passes in the commendable switch or in the diode (sequence S_2' and S_2'').

Table 2.2: Isolated boost converter state-variables evolution on half a switching period

<i>Sequence S0</i> $0 < t < \beta T$	<i>Sequence S1</i> $\beta T < t < dT$	<i>Sequence S2</i> $dT < t < T/2$
		
$L \frac{di_{in,inst}}{dt} = V_{in,inst}$ $\lambda_T \frac{di_{tp,inst}}{dt} = \frac{V_{o,inst}}{N_T}$ $\frac{d\phi_{T,inst}}{dt} = -\frac{V_{o,inst}}{n_{ts}}$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = 0$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = \frac{i_{tp,inst}}{N_T} - i_{o,inst}$	$L \frac{di_{in,inst}}{dt} = V_{in,inst}$ $\lambda_T \frac{di_{tp,inst}}{dt} = 0$ $\frac{d\phi_{T,inst}}{dt} = 0$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = 0$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = -i_{o,inst}$	$L \frac{di_{in,inst}}{dt} = V_{in,inst} - V_{c,inst}$ $\lambda_T \frac{di_{tp,inst}}{dt} = V_{c,inst} - \frac{V_{o,inst}}{N_T}$ $\frac{d\phi_{T,inst}}{dt} = \frac{V_{o,inst}}{n_{ts}}$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = i_{in,inst} - i_{tp,inst}$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = \frac{i_{tp,inst}}{N_T} - i_{o,inst}$

2.3.3.3 Reduce-order dynamic average model

In view of the waveforms presented in Fig. 2.17, it is clearly visible that the transformer primary current i_{tp} is discontinuous. To be able to have a dynamic average model of the converter, it is proposed a reduced order modelling.

In this part, the transformer magnetisation is neglected since it can be observed on the experimental waveforms Fig. 2.17 that during sequence $S1$ the transformer primary current i_{tp} does not cancel but it stabilised around small values (one positive and one negative for each half-period). The transformer magnetisation current is then supposed small and will be neglected. The transformer primary current waveform used for the average model is then presented in Fig. 2.18.

First, the transformer primary current maximum value can be calculated through Eq. (2.21) since its slope is known on sequence $S2$ whose duration is known.

$$i_{tp,max} = \frac{1}{\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) (1 - 2d) \frac{T}{2} \quad (2.21)$$

Then, the duration of the sequence $S0$ can also be calculated through Eq. (2.22). For this attention focuses on the sequence between $T/2$ and $T/2 + \beta T$ where the transformer primary current i_{tp} decrease from $i_{tp,max}$ to 0 with a constant slope.

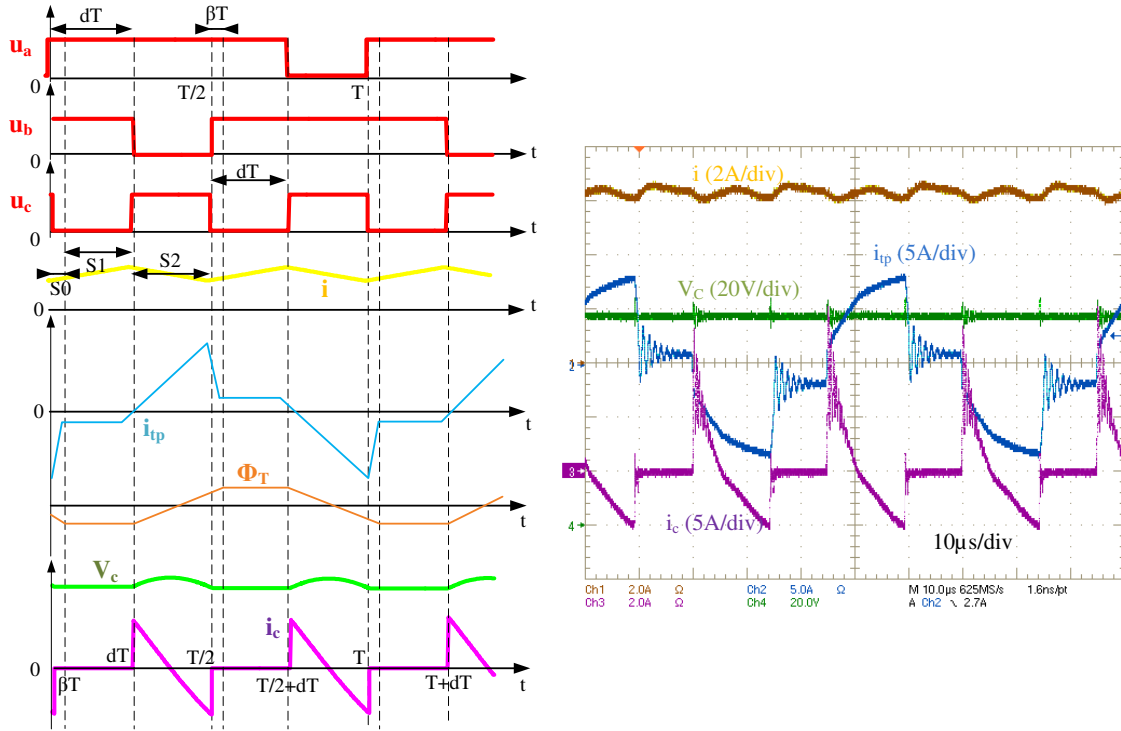
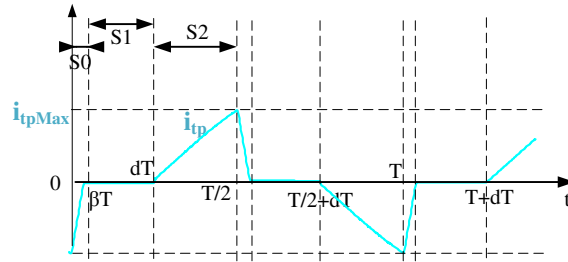


Figure 2.17: Isolated boost converter waveforms


 Figure 2.18: Simplify waveform of the transformer primary current i_{tp}

$$\beta = \frac{\lambda_T}{T} \frac{i_{tp_{max}}}{\frac{V_o}{N_T}} \quad (2.22)$$

Then, average values of the voltages V_C and V_o can be expressed through Eqs. (2.23) and (2.24)

$$C_c \frac{dV_c}{dt} = (1 - 2d) i - (1 - 2d) \frac{i_{tp_{max}}}{2} \quad (2.23)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = -i_o + \frac{1}{2N_T} i_{tp_{max}} (1 - 2d + 2\beta) \quad (2.24)$$

Finally, it can be deduce a dynamic model of the isolated boost converter as Eq. (2.25).

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - 2d) V_C \\ C_C \frac{dV_C}{dt} = (1 - 2d) i - (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \left[\frac{1}{N_T} + \frac{\left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right)}{V_o} \right] - i_o \end{cases} \quad (2.25)$$

The validity of the proposed reduce-order average dynamic model has been verified through simulation. Fig. 2.19 attest the validity of the proposed reduce-order average dynamic model. Indeed, it can be seen on this figure that this model does efficiently model the average value of the state-variables. For this simulation, the isolated boost converter is in open-loop and a step on the duty cycle is applied at time $t = 0.1s$. The converter is connected to a resistive load $R_{Load} = 80\Omega$.

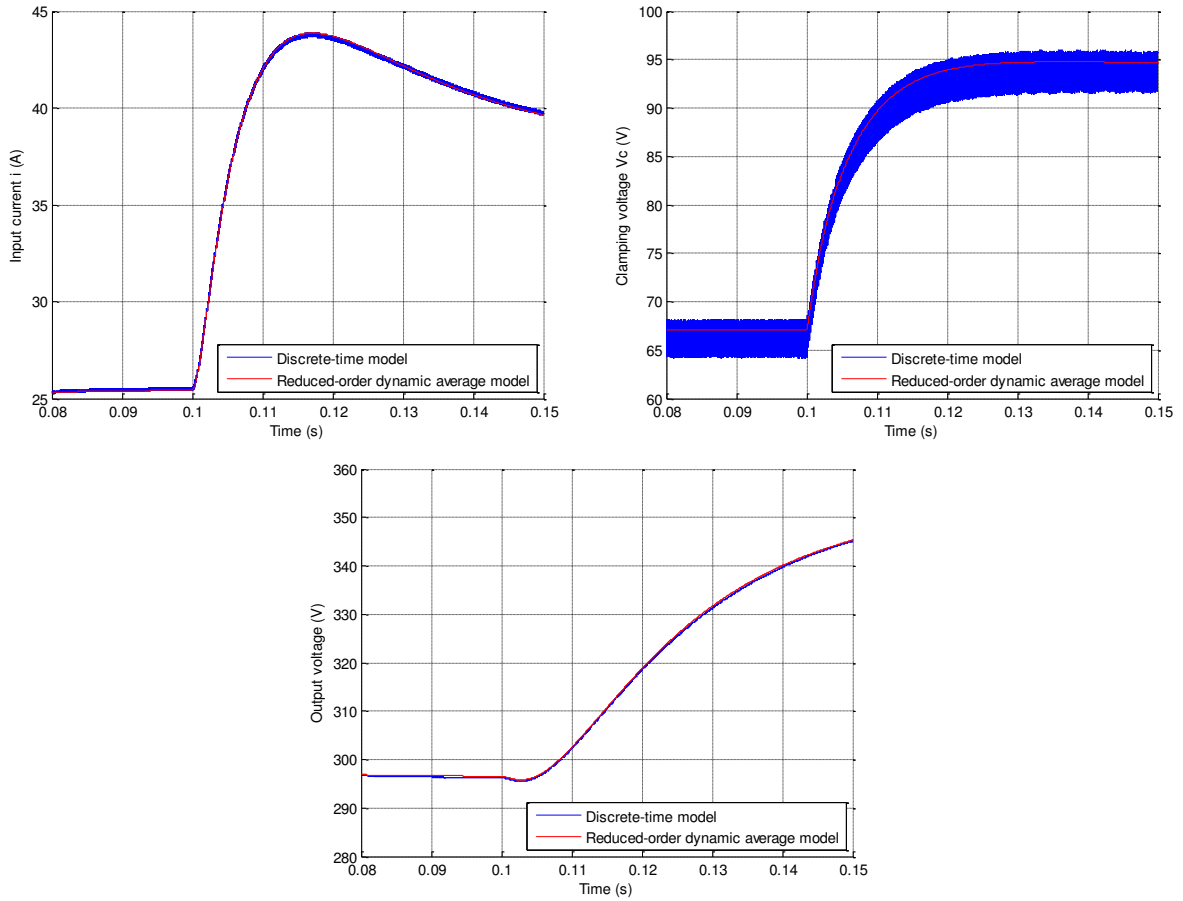


Figure 2.19: Simulation of the reduce-order average model - Comparison with the switching time model for a step of duty cycle in open-loop

Considering the average relation in steady state between the output current i_o and the transformer primary current i_{tp} as $i_{tp} = N_T i_o$, the value of $i_{tp_{max}}$ can be calculated as the area of the triangle shown in Fig. 2.18 following Eq. (2.26).

$$i_{tp_{max}} \frac{(1 - 2d + 2\beta)}{2} = N_T i_o \quad (2.26)$$

Eqs. (2.21) and 2.22) combined with Eq. (2.26) give expressions of the maximum value of the transformer primary current and the duration of the sequence $S0$ as functions of the

state-variables following:

$$i_{tp_{max}} = \frac{2i_o V_o}{V_{in} N_T} \quad (2.27)$$

$$\beta = \frac{2i_o \lambda_T N_T}{V_{in} T} \quad (2.28)$$

In steady state, the clamping capacitor voltage can also be expressed as Eq. 2.29.

$$V_C = \frac{TV_{in}^2 V_o}{N_T (TV_{in}^2 - 4i_o V_o \lambda_T)} \quad (2.29)$$

The validity of the proposed model in steady state has been checked. In Fig. 2.20, for a specific operating output voltage $V_o = 400V$, the voltage V_C calculated from Eq. (2.29) is compared with a circuit-typed software simulation in which parasitic elements of the components of the converter are modelled. It can be seen that the error on the modelled voltage V_C stays below 6% on the range 200 – 1000W.

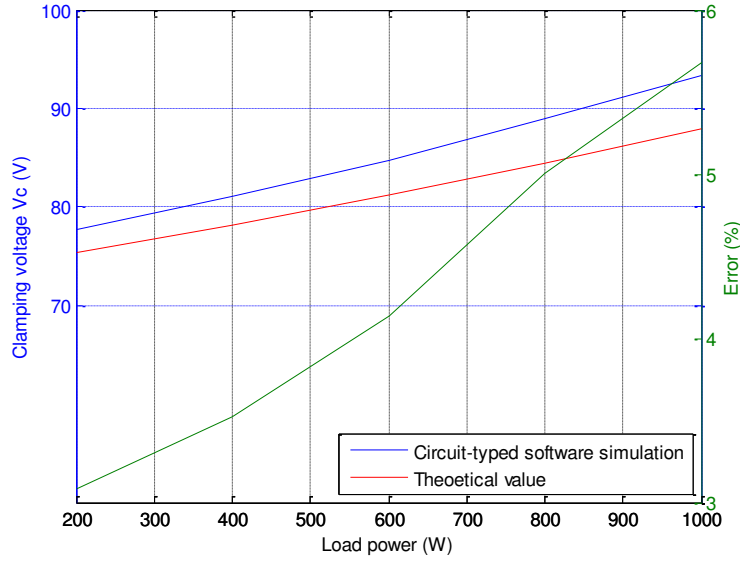


Figure 2.20: Theoretical V_C in steady state compared with results from circuit-typed software simulation

2.3.3.4 Losses consideration

As done with the boost converter, a voltage source γ_v and a current source γ_i are added in the model representing the losses through the converter. They are respectively placed in series with the input inductor and in parallel with the output capacitor. Estimation of the parameters will be detailed in chapter 3. Finally, the average model of the isolated boost with clamping circuit becomes:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - 2d) V_C - \gamma_v \\ C_C \frac{dV_C}{dt} = (1 - 2d) i - (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \left[\frac{1}{N_T} + \frac{\left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right)}{V_o} \right] - i_o - \gamma_i \end{array} \right. \quad (2.30)$$

2.3.3.5 Clamping capacitor sizing

The minimum size of the clamping capacitor C_C is classically calculated in view of the resonance period between this capacitor and the leakage inductance of the transformer λ_t . This resonance period is chosen so that it is greater than half a switching period. As underline in [79], same consideration can be done in the case of the additional starting circuit with a resonance between C_C and the leakage inductance of the flyback coupled inductors. This additional starting circuit is presented in section 2.4. Then a minimal value of the clamping capacitor is deduced from Eq. (2.31).

$$C_C \geq \max \left\{ \frac{1}{16\lambda_T\pi^2 f_s^2}, \frac{1}{16\lambda_f\pi^2 f_{s_{flyback}}^2} \right\} = 13\mu F \quad (2.31)$$

In many case, the clamping capacitor directly dimensioned through Eq. (2.31) can be under-dimensioned. Indeed, this sizing calculation only consider the steady-state operation of the converter. To ensure voltage across the switches staying in possible boundaries at any time, it is important to verify the behaviour of the clamping voltage V_C for a load transitory. Indeed, such a transitory will automatically start with a period where the duty cycle will saturate to its maximum (or minimum depending on the transitory direction) before current reaches its new reference. Then, for a load step, voltage V_C will briefly exceed its steady-state value. It can then exceed the maximum voltage tolerated by the switches if the capacitor C_C is not large enough.

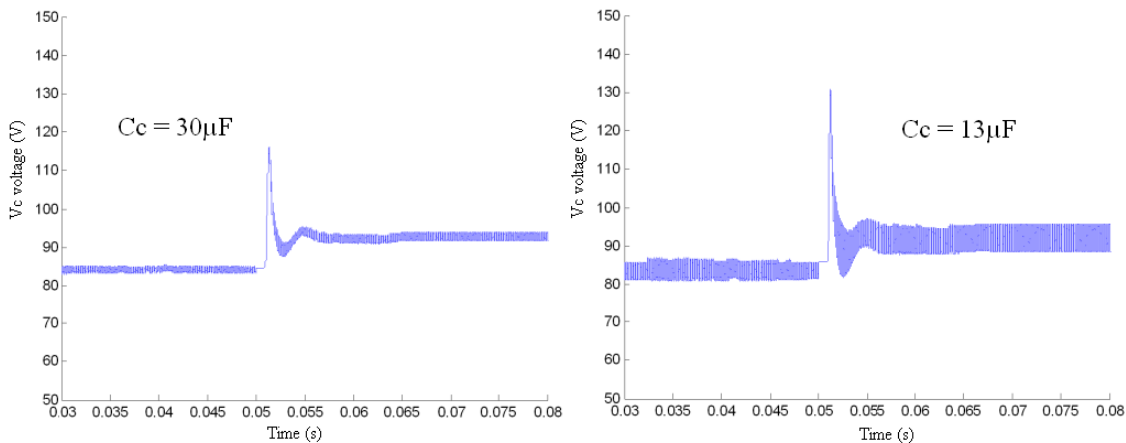


Figure 2.21: Behaviour of the V_C voltage after a load step for different values of the clamping capacitor - $V_C^{max} = 132V$ with $C_C = 13\mu F$ and $V_C^{max} = 115V$ with $C_C = 30\mu F$

Fig. 2.21 gives the evolution of the clamping voltage V_C for a load step from $400W$ to $800W$ for two values of the clamping capacitor. It can be seen in this figure that the maximum reached value is more important with the smaller value of the capacitor. To ensure this voltage does not reaches limitations of the semi-conductors, it is chosen to consider a value of the capacitor higher than the one calculated through Eq. (2.31). Finally, the clamping capacitor is chosen to be $30\mu F$.

2.3.3.6 Dead-times consideration - Reduced voltage switching possibility

In practice, the switches do not commute instantaneously. Then, to ensure safe functioning, dead-times must be considered in the command signal. In particular, the clamping circuit

must be open before the short-circuit of the primary side of the transformer is created (end of sequence $S2$ in Fig. 2.17).

Dead-times are not without influence on the functioning, and especially the switching condition for the primary bridge switches. Fig. 2.22 shows the evolution of the voltage across one of the bridge switches when the short-circuit is created. In this figure it can be seen that when the clamping circuit is open, the voltage across the switch describes half a resonance period. This comes from the presence of parasitic capacitors in the semi-conductors. However, because of the dead-time, the half resonance period is very short, and the voltage across the switch comes back to its initial value before the switch is turned on.

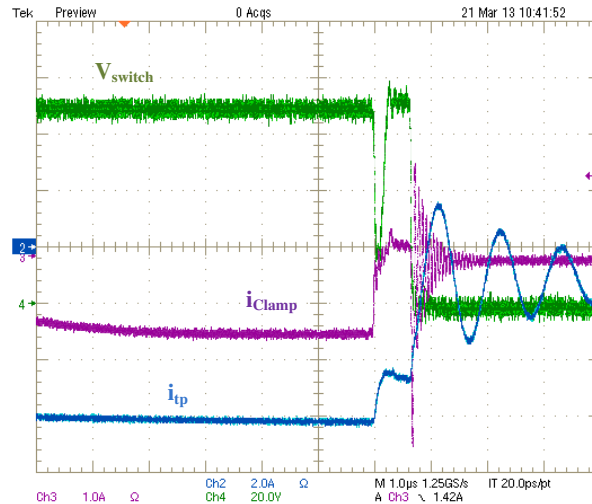


Figure 2.22: Voltage across the switch when creating the short-circuit - Dead-times considerations

In view of Fig. 2.22, an easily implementable improvement can be realised on the converter resulting in an efficiency increased. Indeed, by adding capacitors C_{sw} in parallel with the switches (i.e. artificially increasing the parasitic capacitance of the switches), it is possible to increase the resonance period. This modification is represented in Fig. 2.23.

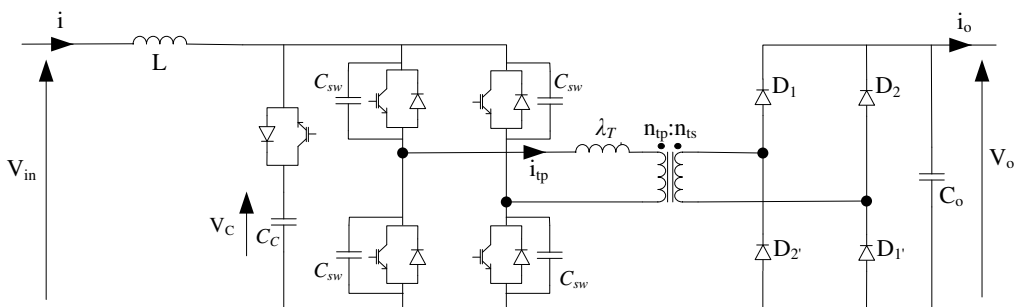


Figure 2.23: Additional capacitor in parallel with the switches - reduced voltage switching possibility

With the additional capacitors, it is then possible to achieve a reduced voltage switch-on commutations by sizing the capacitors so that one-fourth of the resonance period correspond to the dead-time duration. Indeed, in this way, the voltage across the switch is largely reduced when it turns on. Fig. 2.24 verifies this possibility. Compared with Fig. 2.23, the only difference

comes from an additional $5\mu F$ placed in parallel with the switches. With this small modification it can be observed that when the switch turns on, its voltage is largely reduced, then reducing its switching losses.

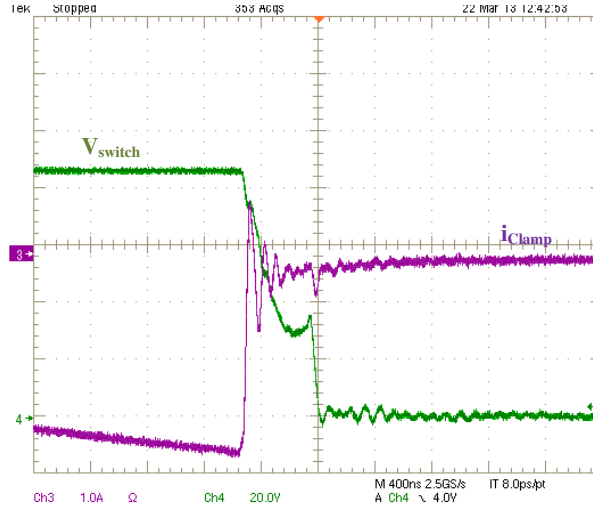


Figure 2.24: Voltage across the switch when creating the short-circuit - reduced voltage switching obtain with additional $5\mu F$ capacitors

Theoretically, it is possible to completely cancel the voltage when the switch turns on. However, the required value for the additional capacitor depends on the power transiting through the converter. Then, in most of the cases, commutation will only be reduced voltage switching (as in Fig 2.24), and the capacitor must be dimensioned for the nominal power.

2.4 Starting scheme for the isolated boost converter

In this section, a starting scheme for the isolated boost converter is proposed. An additional circuit is required for this. The proposed starting scheme consists in three successive functioning modes.

2.4.1 Additional starting circuit

As previously mentioned, the isolated boost converter is not controllable if the output voltage V_o is too low, i.e. if it does not verifies Eq. (2.19). This is especially true for the starting of the convert when the output capacitor is totally discharged.

For the starting of this converter, an additional circuit must be added in order to pre-charge the output capacitor. As proposed in [79,84–86], additional flyback winding and diode are considered to enable the starting (low power flyback). The scheme of the isolated boost converter with additional circuits of clamping and starting is presented in Fig. 2.25.

The additional starting circuit must be inactive when the converter function as a boost. Then, it must be ensured that the diode D_f is off in boost mode. From the ideal modelling of the converter Eqs. (2.18a) and (2.18b), the voltage across the diode D_f can be expressed as Eq. (2.32).

$$V_{D_f,inst} = -N_f V_{L,inst} - V_{o,inst} \quad (2.32)$$

In this equation, $V_{L,inst}$ is the voltage of the inductance of the boost converter. This voltage is $V_{L,inst} = V_{in,inst}$ when the primary of the transformer is short-circuited and $V_{L,inst} = V_{in,inst} -$

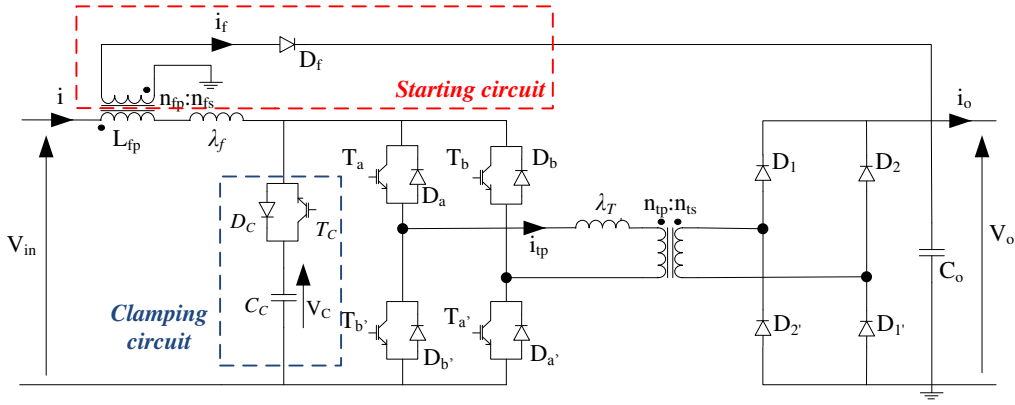


Figure 2.25: Scheme of the isolated boost converter with additional starting and clamping circuits

$V_{C,inst}$ with $V_{C,inst} > \frac{V_{o,inst}}{N_T}$ in the other cases. To ensure the diode D_f is blocked, it must be verified $V_{D_f,inst} < 0$ which can be written as Eq. (2.33).

$$\begin{cases} -N_f V_{in,inst} - V_{o,inst} < 0 \\ -N_f (V_{in,inst} - V_{C,inst}) - V_{o,inst} < 0 \end{cases} \quad (2.33)$$

Then, a sufficient condition to ensure the diode D_f to be blocked in boost mode is to realise the windings so that the elevation ratios N_T and N_f satisfy Eq. (2.34).

$$N_T \geq N_f \quad (2.34)$$

2.4.2 Starting-mode

For the initial functioning of the converter (when C_o is discharged), the converter is commanded so that it work nearly as a flyback. Only difference is that it is chosen to act on the clamping switch so that the capacitor C_C can partially discharge and then not reach too high voltage. Without acting on this switch, the capacitor C_C will indeed only charge through the diode. Table 2.3 gives the modelling of the state variables for this mode of functioning over a switching period, and Fig. 2.26 theoretical and experimental waveforms.

In the sequence S_0 , the diode D_f and the 4 switches of the primary bridge are on. In this sequence, it can be demonstrated that the derivative of the current $i_{f,inst}$ is negative so that the sequence will end when the current $i_{f,inst}$ cancel at time αT . Indeed, current $i_{f,inst}$ can be expressed as a function of the flux and the current i_{inst} following the Ampere theorem as Eq. (2.35) where \mathcal{R}_e is the equivalent reluctance of the magnetic circuit.

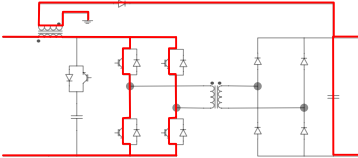
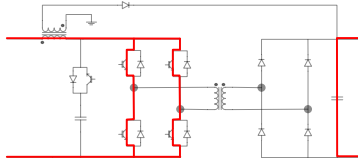
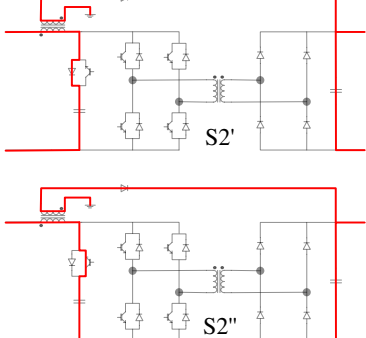
$$i_{f,inst} = \frac{\mathcal{R}_e \phi_{f,inst}}{n_{fs}} - \frac{n_{fp}}{n_{fs}} i_{inst} \quad (2.35)$$

Then, the derivative of current $i_{f,inst}$ over sequence S_0 follows Eq. (2.36).

$$\frac{di_{f,inst}}{dt} = -\frac{\mathcal{R}_e V_{o,inst}}{n_{fs}^2} - \frac{n_{fp}}{n_{fs}} \frac{1}{\lambda_f} \left(V_{in,inst} + \frac{V_{o,inst}}{N_f} \right) < 0 \quad (2.36)$$

Sequence S_1 corresponds to a normal flyback operation with energy stored through the primary inductance of the flyback. In this sequence, the diode D_f is off and current $i_{f,inst} =$

Table 2.3: Model of the starting sequence

<i>Sequence S0</i> $0 < t < \alpha T$	<i>Sequence S1</i> $\alpha T < t < dT$	<i>Sequence S2</i> $dT < t < T$
		
$\lambda_f \frac{di_{f,inst}}{dt} = V_{in,inst} + \frac{V_{o,inst}}{N_f}$ $\frac{d\phi_{f,inst}}{dt} = -\frac{V_{o,inst}}{n_{fs}}$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = 0$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = i_{f,inst} - i_{o,inst}$	$(L_{fp} + \lambda_f) \frac{di_{f,inst}}{dt} = V_{in,inst}$ $\frac{d\phi_{f,inst}}{dt} = \frac{V_{in,inst}}{n_{fp}} \left(1 - \frac{\lambda_f}{L_{fp} + \lambda_f}\right)$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = 0$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = -i_{o,inst}$	$\lambda_f \frac{di_{f,inst}}{dt} = V_{in,inst} - V_{c,inst} + \frac{V_{o,inst}}{N_f}$ $\frac{d\phi_{f,inst}}{dt} = -\frac{V_{o,inst}}{n_{fs}}$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = i_{f,inst}$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = i_{f,inst} - i_{o,inst}$

0. Sequence $S2$ derived from the opening of the primary bridge. The energy stored in the inductance is then transferred to the output capacitor C_o through diode D_f . From the presence of a leakage inductance, the clamping diode D_C switches on and the energy stored in the leakage inductance λ_f charges the capacitor C_C then increasing voltage $V_{C,inst}$ (sequence $S2'$). It is then important to active the switch T_C so that the clamping current can invert (sequence $S2''$). In sequence $S2''$, some energy is transferred from the clamping capacitor C_C to the source. The source must be reversible (in the considered case it is verified since the source is a battery); if not, an additional capacitor can be added in parallel with the input source. During sequence $S2$, the derivative of the current $i_{f,inst}$ follows Eq. (2.37).

$$\frac{di_{f,inst}}{dt} = -\frac{\mathcal{R}_e V_{o,inst}}{n_{fs}^2} - \frac{n_{fp}}{n_{fs}} \frac{1}{\lambda_f} \left(V_{in,inst} - V_{C,inst} + \frac{V_{o,inst}}{N_f} \right) \quad (2.37)$$

For this specific functioning mode, the flyback leakage inductance can rapidly be too important. This is even more possible when the input inductor L of the boost converter have high values (for example in fuel cell application where input current ripple must be as small as possible). Furthermore, the used additional starting circuit have been winded after the design of the main inductor and the coupling has not been optimized explaining the high leakage inductance value. In the considered case, it has been chosen to reduce the switching frequency for the starting sequence because of high leakage inductance (cf. Table 2.4, around 15% leakage). Indeed, the desired functioning cannot be obtain under high frequency since sequence $S0$ (Fig. 2.26) have a quite long duration which is not mastered but a direct consequence of the leakage inductance of the flyback.

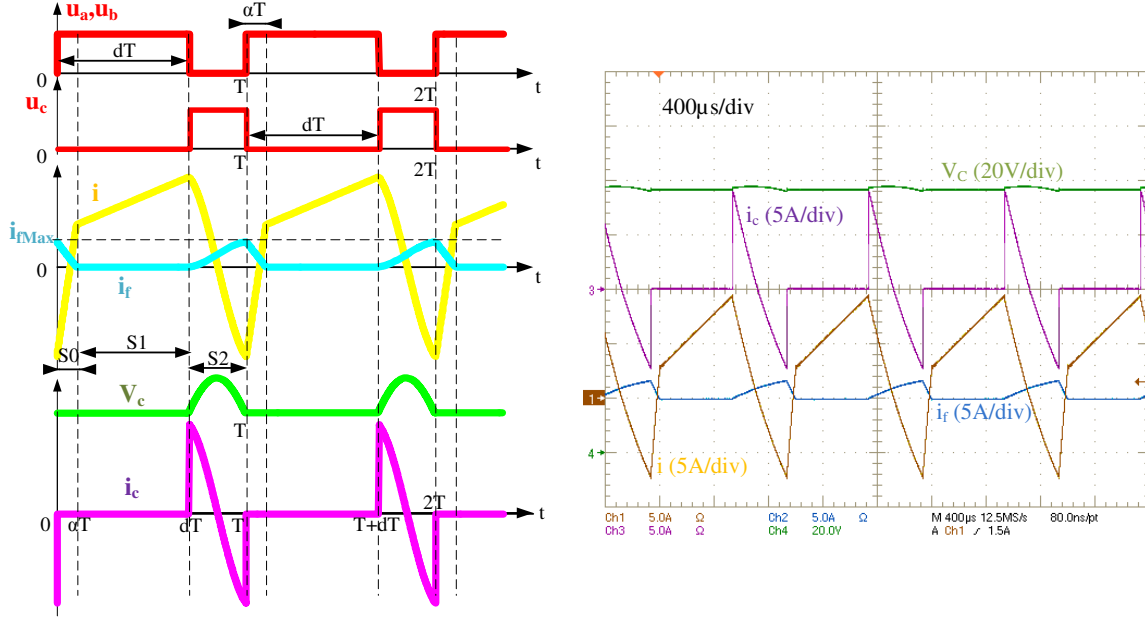


Figure 2.26: Isolated boost converter waveforms - Starting operation

This functioning mode will be stopped when the controllability in boost mode is verified. As done for the boost mode, it is possible to express average values of the state-variables. First, as duration of the sequence $S2$ is imposed, and the slope of the current i_f is known, its maximum value can be expressed as Eq. (2.38) with $L_{fs} = \frac{n_{fs}^2}{R_e}$ and $N_f = \frac{n_{fs}}{n_{fp}}$.

$$i_{f_{max}} = \left(\frac{V_o}{L_{fs}} + \frac{1}{\lambda_f N_f} \left(V_{in} - V_C + \frac{V_o}{N_f} \right) \right) (1-d) T \quad (2.38)$$

Then, the duration of the sequence $S0$ can be calculated through Eq. (2.39).

$$\alpha T = \frac{i_{f_{max}}}{\frac{V_o}{L_{fs}} + \frac{1}{\lambda_f N_f} \left(V_{in} + \frac{V_o}{N_f} \right)} \quad (2.39)$$

The output current of the flyback i_f is discontinuous and its average value in steady state can be calculated as the area of a triangle following Eq. (2.40).

$$(d + \alpha) T i_{f_{max}} = 2i_o \quad (2.40)$$

Considering the system in steady-state ($\frac{di}{dt} = 0$, $\frac{d\phi_f}{dt} = 0$, $\frac{dV_o}{dt} = 0$), it is possible to express the average value of the clamping capacitor voltage as Eq. (2.41). The exact expression of the clamping capacitor voltage in steady state is given in appendix B.

$$V_C = f(L_{fp}, \lambda_f, V_{in}, V_o, i_o) \quad (2.41)$$

Comparison between the theoretical V_C in steady-state calculated through Eq. (2.41) and circuit-typed software simulation is shown in Fig 2.27.

Considering the system in steady-state ($\frac{di}{dt} = 0$, $\frac{d\phi_f}{dt} = 0$, $\frac{dV_o}{dt} = 0$ and $\frac{dV_C}{dt} = 0$) it is also possible to calculate through Eq. (2.42) the required duty cycle enabling the output voltage to reach its minimum value required for controllability in boost mode. The exact expression of the duty cycle is given in appendix B.

$$d = g(L_{fp}, \lambda_f, V_{in}, V_o, i_o) \quad (2.42)$$

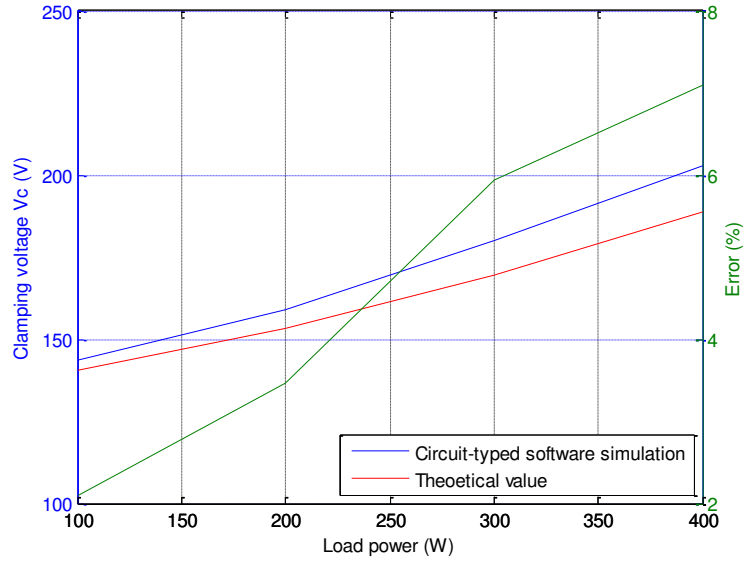


Figure 2.27: Theoretical V_C in steady state compared with results from circuit-typed software simulation

2.4.3 Transition sequence

In this section, an additional transition sequence is proposed. This transition sequence will allow to switch from starting mode to boost mode without any problems [87]. Indeed, classically it is directly switch between the starting mode and the boost mode. It is shown that this is not possible since the clamping capacitor has been a little enlarge to support load variations. Switching directly from the starting mode to the boost mode will create high pic current justifying the proposed additional sequence.

2.4.3.1 Justification of this additional functioning mode

At the end of the starting mode, the output capacitor is charge enough so that the controllability in boost mode is verified. However, it stays that the clamping capacitor voltage V_C is much higher than its value in boost mode. Those values have been calculated and are shwon in starting mode in Fig 2.27 and in boost mode in Fig 2.20, for different levels of power.

Having a too high voltage across the clamping capacitor at the end of the starting mode (notated V_{C_0}) can be problematic. This is even more true when the capacitor has a high value. Indeed, if directly switching from the starting mode to the boost mode, the voltage V_C will decrease very fast until it reaches its value in boost mode $V_{C_{boost}}$. The difference of energy stored in the clamping capacitor E_{clamp} (Eq. (2.43)) is then rapidly exchanged. This rapid discharge of the clamping capacitor can lead to very high current when the commutation between starting mode and boost mode is realised.

$$E_{clamp} = \frac{1}{2} C_C (V_{C_0}^2 - V_{C_{boost}}^2) \quad (2.43)$$

Through simulation, it has been observed a current impulsion reaching more than 100A for a clamping capacitor of $30\mu F$. Even if this high current will not be established for a long time, this functioning must be forbidden since it would implicates destruction of the switches which

are not sized for such values of current.

To overcome problems which can appear due to this current impulsion, it is proposed to insert a transition sequence between starting mode and boost mode.

2.4.3.2 Modelling of the transition sequence

The proposed transition sequence is designed in order to discharge the clamping capacitor. This must be realised without loosing the controllability so that it will be possible after to switch safely to the boost mode. Then this transition functioning must be fast enough not to discharge too much the output capacitor.

The proposed transition functioning consists in operating on the clamping switch with a constant duty cycle while other switches are kept open. The switching frequency is set widely greater than the resonant frequency formed by the L - C_C circuit. Defining d as the equivalent duty cycle of the clamping switch command signal, the average values of the state variables can be expressed as Eqs. (2.44a) and (2.44b). It must be underline that for this functioning mode, the switching frequency is set to $20kHz$ as it is in boost mode. It has also been verified that during this sequence the flyback diode D_f is blocked.

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - dV_C & (2.44a) \\ C_C \frac{dV_C}{dt} = di & (2.44b) \end{cases}$$

The model described through Eqs. (2.44a) and (2.44b) traduces a second order oscillating circuit as Eq. (2.45).

$$\frac{LC_C}{d^2} \frac{d^2V_C}{dt^2} + V_C = \frac{V_{in}}{d} \quad (2.45)$$

This oscillating functioning can be represented in the phase plane as in Fig. 2.28. It can be observed that the choice of the duty cycle enables to determine the center of the circle. Then, it is possible to ensure the clamping capacitor voltage V_C discharging until it reaches a value closed to the one expected in boost mode. This can be achieved within half a resonance period between the input inductor L and the equivalent clamping capacitor $\frac{C_C}{d^2}$. Then, this transition functioning will be realised enough rapidly so that the output voltage of the boost converter stays quasi-constant and the controllability of the converter is kept.

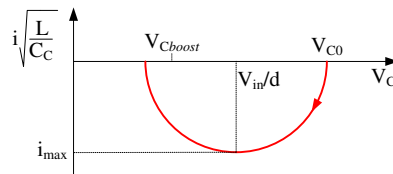


Figure 2.28: Phase plane of the proposed transition functioning

Another advantage with the proposed transition functioning comes from the fact that after the half resonance period, it is possible to switch to the boost mode around zero current. Then the transition to the boost mode will be realised safely.

2.4.4 Validation of the proposed starting scheme

The overall starting scheme as been simulated and experimented for validation. Parameters used in both cases are listed in Table 2.4.

Table 2.4: Experimental and simulation parameters for starting scheme simulation

Parameter	Value	Parameter	Value
V_{in}	48V	V_o	400V
L_{fp}	2.9mH	λ_T	5 μ H
λ_f	487 μ H	N_T	5.5
N_f	5	C_o	1000 μ F
C_C	30 μ F	$1/T = f_s$	20kHz
P_{max}	1500W	P_{tests}	320W

2.4.4.1 Simulation

For simulation of the proposed starting scheme, co-simulation has been realised with the system modelled under a circuit-typed software and control designed under Matlab-Simulink.

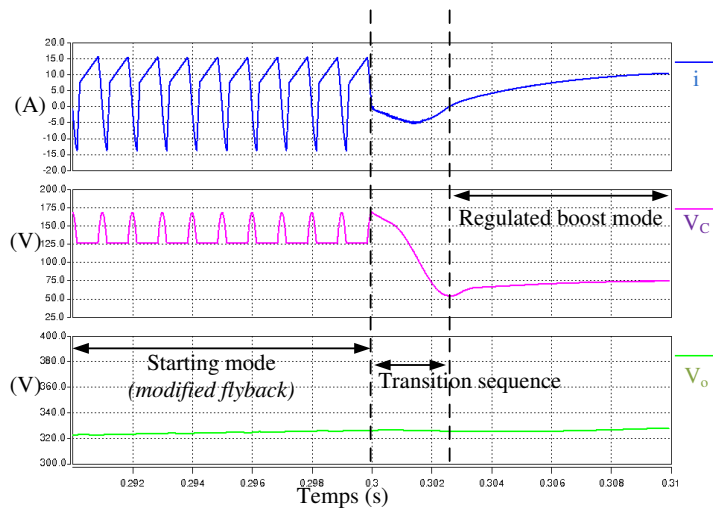


Figure 2.29: Simulation of the proposed starting scheme

Results from the simulation are given in Fig. 2.29. Each of the functioning modes are verified to operate as expected. Especially, it is verified that the transition between the transition sequence and the boost mode (with regulation of the output voltage) occurs for a reduced value of the clamping capacitor voltage compared with the one reached at the end of the starting mode. The overall starting scheme is verified to work as predicted.

It has also been verified that in boost mode, the proposed control is correct. Fig. 2.30 shows the behaviour of the output voltage for a step on its reference. The behaviour of the input power is also shown in Fig. 2.31 for a load step from R_{Load} to $2R_{Load}$

From this result, the control scheme can be validated. It can be concluded that the integral terms of the command laws do perfectly compensate modelling errors since the model used for

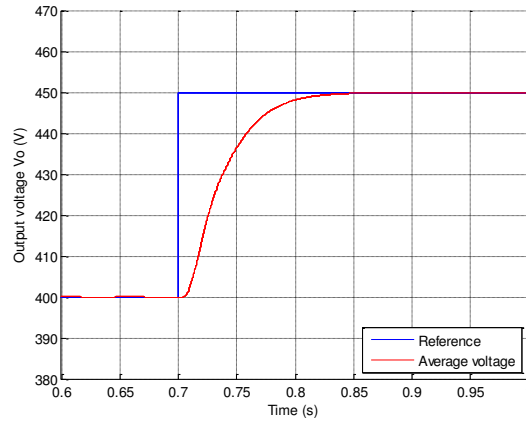


Figure 2.30: Verification of the control through simulation for a step on the voltage reference

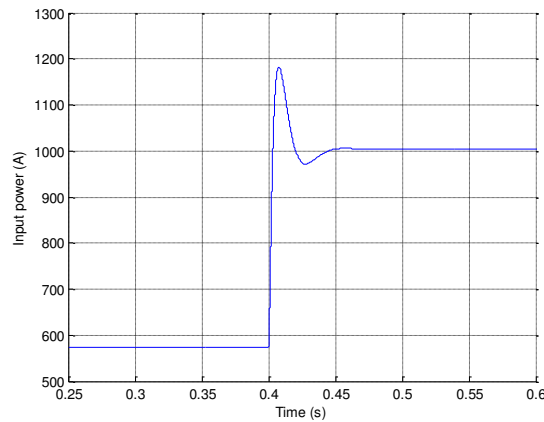


Figure 2.31: Simulation of the input power P_{in} for a load step for control validation

the control is the ideal model which differs from practice (leakage inductance of the transformer neglected as well as every losses).

2.4.4.2 Experiment

The proposed starting scheme has also been verified through experiment. Results proposed in Fig. 2.32 attest the validity of the overall process.

In Fig. 2.32, it is validated that the flyback diode is blocked when the system is in boost mode as expected. Indeed, apart from the starting mode, measured current i_f stays null (in blue in Fig. 2.32). It must also be noticed that the dynamic of the output voltage which can be seen in this figure when the system operates as a regulated boost converter ($400ms$ to reach the desired $400V$) comes from a planned trajectory (second order filter with unitary damping ratio and pulsation $\omega_{traj} = 10rad.s^{-1}$) while the regulation has much higher dynamics.

2.5 Conclusion

This chapter gives modelling and control scheme for two DC-DC converters: the classical boost converter and its isolated version also known as current-fed dual-bridge converter. Based on the ideal modelling of those converters, additional parameters have been added so that internal

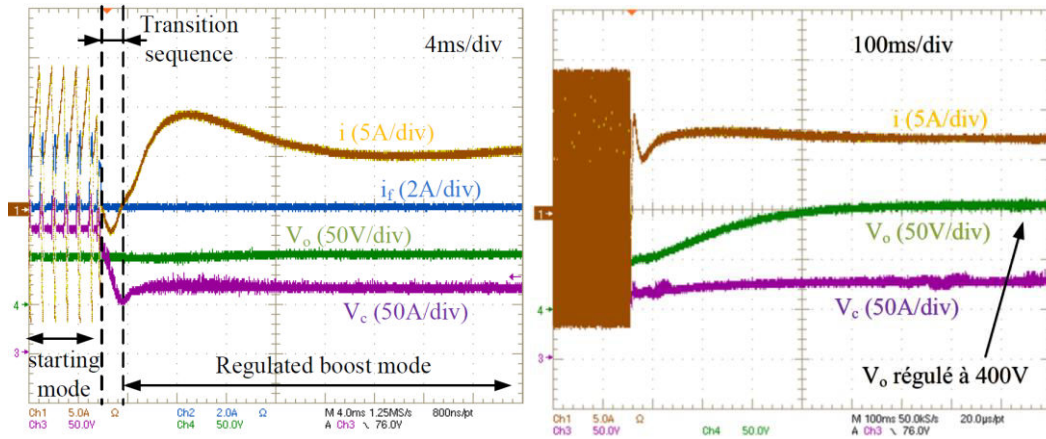


Figure 2.32: Experimental validation of the proposed starting scheme
 The output voltage measurement V_o has an offset of 300V

losses are taken into account.

Particular attention has been given to the isolated boost converter. Influence of the leakage inductance of the transformer has been studied and the functioning with an additional clamping circuit has been modelled. Furthermore, a starting scheme has been proposed and experimentally verified for this converter.

Chapter 3

Losses estimation - Energy management

3.1 Introduction

This chapter is dedicated to parameter estimation on DC-DC converter. Based on the models presented in chapter 2, an efficient method is developed to estimate the different parameters of the system. The proposed estimation method is validated on the case of a boost converter and on the current-fed dual-bridge DC-DC converter also called isolated boost converter.

A first part is dedicated to losses estimation. Starting from Ahmed Shahin PhD [53] where a method to estimate losses on a boost converter is proposed, improvements are proposed so that estimation become more precise especially by introducing the dynamics of the converter in the estimation. In this purpose, a new state-observer is developed. To validate the interest of the proposed state observer, comparison with other methods is provide. Particularly, a comparison with a linear Luenberger state-observer and an extended Kalman filter are given.

In a second part, the case of paralleled DC-DC boost converter is detailed. First, a indirect method is proposed to estimate the values of the input inductors and output capacitor. Then, it is proposed a new current-sharing scheme based on the estimation of the losses parameters estimated with the proposed state-observer.

3.2 Losses estimation

3.2.1 Context of this work - Shahin's estimation technique

This work on losses estimation inscribes in the continuity of Ahmed Shahin PhD [53]. In [53, 78], non-ideal behaviour of the boost converter is proposed to be modelled through two equivalent resistors, r_s in series with the inductor, and R_p in parallel with output capacitor as represented in Fig. 3.1.

3.2.1.1 Shahin's estimation technique

Considering that the input power follows its reference $P_{in} = P_{in}^{ref} \forall t$, serial resistors will be estimated through Eq. (3.1). This condition is ensured with the power regulation presented

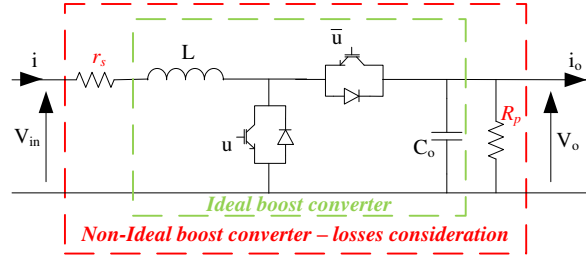


Figure 3.1: Non-ideal boost converter - Shahin's model

chapter 2.

$$\frac{d\hat{r}_s}{dt} = \lambda_s \cdot (\hat{P}_o - P_o) \cdot \left(\frac{V_{in}}{P_{in}} \right)^2 \quad (3.1)$$

Where: power P_o and estimated power \hat{P}_o follow Eq. (3.2), and λ_s convergence coefficients corresponding to serial resistor r_s .

$$\begin{cases} P_o = (1 - d) V_o i \\ \hat{P}_o = P_{in} - \hat{r}_s \left(\frac{P_{in}}{V_{in}} \right)^2 \end{cases} \quad (3.2)$$

Then, considering the output voltage perfectly regulated ($V_o = V_o^{ref} \forall t$), the parallel resistor is estimated through Eq. (3.3). This condition will be ensured through the energy regulation presented in chapter 2.

$$\frac{d\hat{R}_p}{dt} = \lambda_p \cdot (\hat{i}_d - i_d) \cdot \frac{\hat{R}_p^2}{V_o} \quad (3.3)$$

Where: current $i_d = (1 - d) i$, estimated current $\hat{i}_d = i_o + \frac{V_o}{R_p}$, and λ_p convergence coefficient for parallel resistor R_p .

3.2.1.2 Convergence of the estimation

Exponential stability can be proved easily with classical Lyapunov approach [78]. The stability and dynamics of the estimation are determined by coefficients λ_{s_k} and λ_p . In order to demonstrate their stability, the Lyapunov candidate functions following Eq. (3.4) are defined.

$$\begin{cases} V(\hat{r}_s) = \frac{1}{2} (\hat{P}_o - P_o)^2 \\ V(\hat{R}_p) = \frac{1}{2} (\hat{i}_d - i_d)^2 \end{cases} \quad (3.4)$$

For a positive input power, their derivative can be expressed through Eq. (3.5).

$$\begin{cases} \dot{V}(\hat{r}_s) = (\hat{P}_o - P_o) \frac{d(\hat{P}_o - P_o)}{d\hat{r}_s} \frac{d\hat{r}_s}{dt} \\ \dot{V}(\hat{R}_p) = (\hat{i}_d - i_d) \frac{d(\hat{i}_d - i_d)}{d\hat{R}_p} \frac{d\hat{R}_p}{dt} \end{cases} \quad (3.5)$$

The derivatives of the Lyapunov functions Eq. (3.5) can be simplified in view of Eqs. (3.1) and (3.3), leading to Eq. (3.6).

$$\begin{cases} \dot{V}(\hat{r}_s) = -\lambda_s (\hat{P}_o - P_o)^2 \leq -2\lambda_s V(\hat{r}_s) \\ \dot{V}(\hat{R}_p) = -\lambda_p (\hat{i}_d - i_d)^2 \leq -2\lambda_p V(\hat{R}_p) \end{cases} \quad \forall \lambda_s, \lambda_p > 0 \quad (3.6)$$

Then, by choosing parameters λ_s and λ_p as positive, it is demonstrated that the estimation errors exponentially converge to 0.

3.2.1.3 Possible improvements of Shahin's estimation method

Shahin's estimation method has been developed for slow time-variant systems. It is based on quasi-static hypothesis and does not take into account the system inner dynamics. It results that Shahin's estimation method convergence quite slowly as shown in Fig. 3.2. Indeed, it has been shown in practice that estimation is converging for small values of $\lambda_s = 10$ and $\lambda_p = 10$ because of the steady state hypothesis.

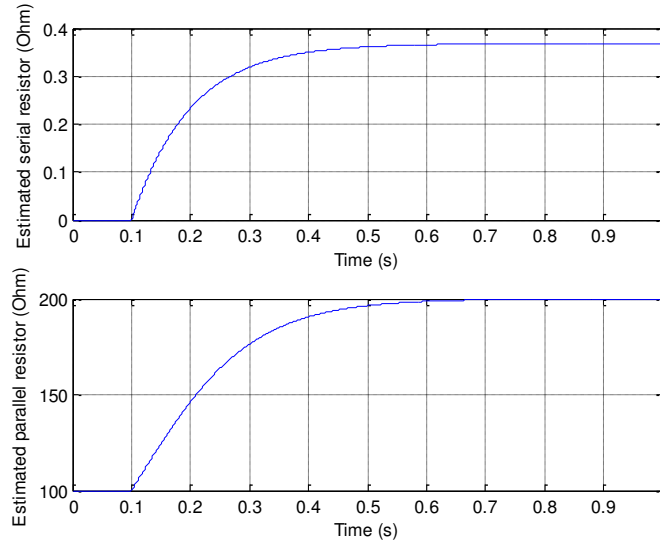


Figure 3.2: Shahin's estimators response

In Fig. 3.3, behaviour of estimated values are shown while the system is subject to a load step (resistive load from R_{Load} to its half at time $t = 1s$). Second, in Fig. 3.4, load is a constant resistor, but a step on the output voltage reference is imposed (from $V_o^{ref} = 100V$ to $V_o^{ref} = 120V$). It can be viewed on those figures that the estimated parameters have difficulties during transient. This is particularly visible on the estimation of the parallel resistor R_p which starts varying in the wrong way after the step and take long time to converge.

Finally, it is proposed to improve the Shahin's estimation method (rapidity, behaviour during transients) so that estimation can be used with energetic systems subject to large and/or fast variations. For this it has been decided to focus on state-observer methods. Indeed, with this techniques, dynamics of the converter are introduced in the estimation and no quasi-static hypothesis will be required. Then, results on the estimated parameter are expected to converge better during transients.

3.2.2 The proposed state-observer

In this section, a new state-observer is proposed. This state-observer, is dedicated to a specific subclass of non-linear systems which are supposed to be observable. It will be demonstrated that the proposed state-observer is exponentially stable.

The proposed state-observer inspires from the sub-class of state-observers designated through the literature as '*disturbance observers*' as studied for example in references [88, 89].

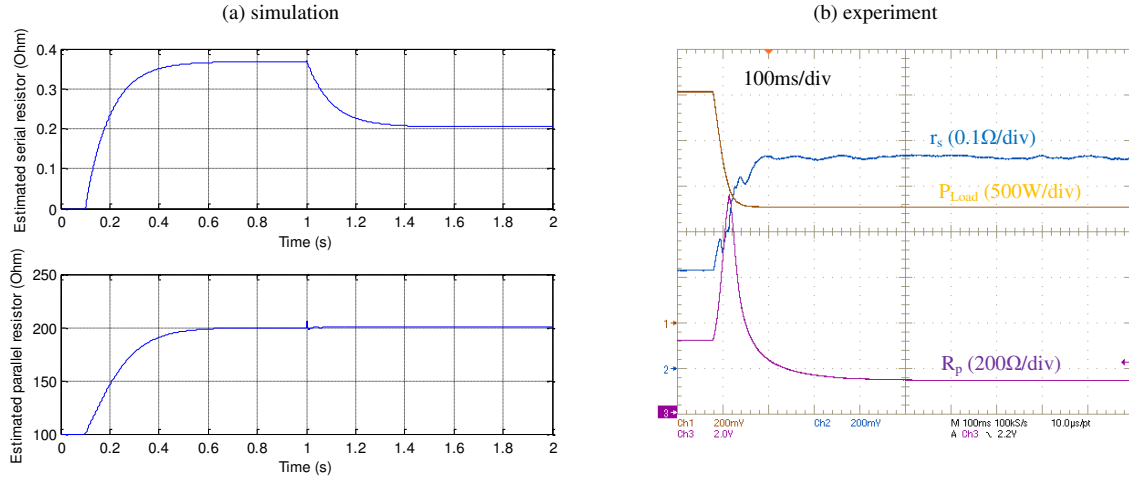
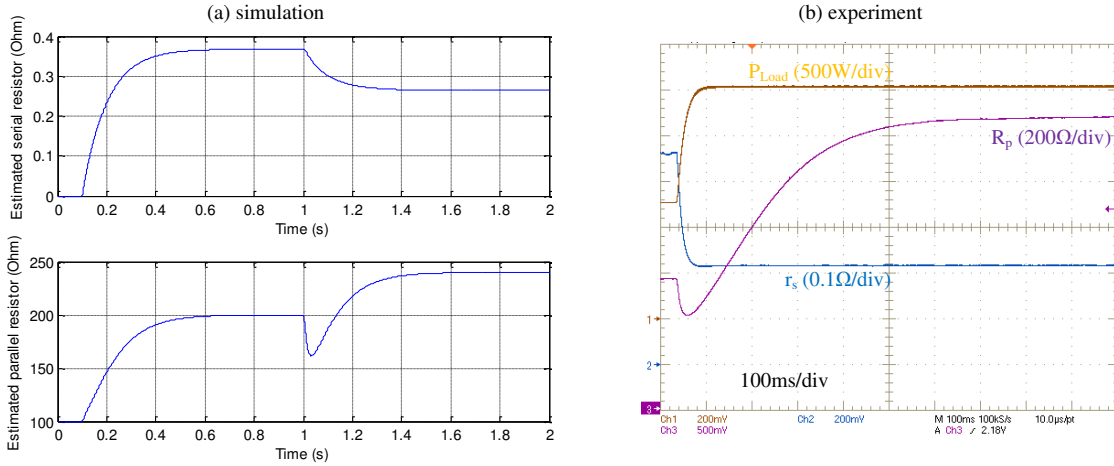


Figure 3.3: Shahin's estimation transient response - Load Step


 Figure 3.4: Shahin's estimation transient response - V_o^{ref} Step

Disturbance observers are indeed very well adapted to the considered problematic consisting in losses estimation. Indeed, especially on the case of the boost converter, if considering $disturb = \begin{pmatrix} \gamma_V & \gamma_I \end{pmatrix}^T$ the disturbance observers are well adapted. Furthermore, losses can be interpreted as 'disturbance' face to ideal.

3.2.2.1 Considered systems

The proposed state-observer is dedicated to the subclass of non-linear systems which can be described through Eq. (3.7).

$$\dot{X} = \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f(x, u) + g(x, u) \cdot p \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{and} \quad Y = x \quad (3.7)$$

where:

- $X \in \mathcal{R}^{n+m}$ is the vector of variable which are going to be estimated and $Y \in \mathcal{R}^n$ the vector of measured variables.

- $x \in \mathfrak{R}^n$ is the vector of the system state-variables. Every state variable are supposed to be measured (i.e. $Y = x$).
- $p \in \mathfrak{R}^m$ is the vector of the unknown parameters to estimate. Parameters p are supposed to vary slowly compared to state-variables (i.e.: $\dot{x} \gg \dot{p}$).
- f and g are non-linear functions of x and u (the command signal vector) respectively of size \mathfrak{R}^n and $\mathfrak{R}^{n \times m}$. $g(x, u)$ is non singular.

3.2.2.2 Definition of the proposed state-observer

For the subclass of non-linear systems of the form of Eq. (3.7), the proposed state-observer is defined through Eq. (3.8).

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{p}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f(x, u) + g(x, u) \cdot \hat{p} - S \cdot (\hat{x} - x) \\ K_p \cdot (\dot{\hat{x}} - \dot{x}) + K_i \cdot (\hat{x} - x) - g^T(x, u) \cdot (\hat{x} - x) \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

with:

- S positive-definite matrix of size $\mathfrak{R}^{n \times n}$;
- $K_p \cdot g(x, u) = -P$;
- $K_i = K_p \cdot S$;
- P positive-definite matrix of size $\mathfrak{R}^{m \times m}$.

3.2.2.3 Stability of the estimation

For demonstrating the convergence of the estimation through the state-observer, estimation errors ε_x and ε_p are defined respectively following Eqs. (3.9) and (3.10).

$$\varepsilon_x = (\dot{\hat{x}} - \dot{x}) = g(x, u) \cdot \varepsilon_p - S \varepsilon_x \quad (3.9)$$

$$\dot{\varepsilon}_p = (\dot{\hat{p}} - \dot{p}) = K_p \cdot g(x, u) \cdot \varepsilon_p - K_p \cdot S \cdot \varepsilon_x + K_i \cdot \varepsilon_x - g^T(x, u) \cdot \varepsilon_x \quad (3.10)$$

Exponential stability of the estimation can be demonstrated with the classical Lyapunov approach. For this the Lyapunov candidate function V is considered following Eq. (3.11).

$$V = \frac{1}{2} \cdot \begin{pmatrix} \varepsilon_x & \varepsilon_p \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_p \end{pmatrix} \geq 0 \quad (3.11)$$

The derivative of function V can be expressed as Eq. (3.12).

$$\dot{V} = \varepsilon_x^T \cdot \dot{\varepsilon}_x + \varepsilon_p^T \cdot \dot{\varepsilon}_p \quad (3.12)$$

By combining Eqs. (3.9), (3.10) and (3.12), \dot{V} can be expressed as Eq. (3.13).

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \varepsilon_x^T \cdot g(x, u) \cdot \varepsilon_p - \varepsilon_x^T \cdot S \cdot \varepsilon_x + \varepsilon_p^T \cdot K_p \cdot g(x, u) \cdot \varepsilon_p - \varepsilon_p^T \cdot K_p \cdot S \cdot \varepsilon_x \\ & + \varepsilon_p^T \cdot K_i \cdot \varepsilon_x - \varepsilon_p^T \cdot g^T(x, u) \cdot \varepsilon_x \end{aligned} \quad (3.13)$$

Then, by introducing expressions of $K_p = -P \cdot g^{-1}(x, u)$ and $K_i = K_p \cdot S = -P \cdot g^{-1}(x, u) \cdot S$, it results Eq. (3.14).

$$\dot{V} = \begin{pmatrix} \varepsilon_x & \varepsilon_p \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -S & 0 \\ 0 & -P \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_p \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

Finally from Eqs. (3.11) and (3.14), the estimation exponentially stability can be ensured long as S and P are positive-definite matrix.

3.2.3 Application on a boost converter

The considered boost converter is as modelled in the previous chapter. Its scheme is given in Fig. 3.5.

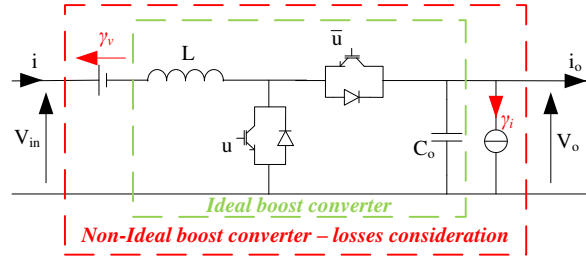


Figure 3.5: Boost converter - Equivalent circuit of the proposed model

Its model, including equivalent losses parameters $\gamma_v(V)$ and $\gamma_i(A)$ follows Eqs. (3.15a) and (3.15b).

$$\begin{cases} r_s i = \gamma_v & (3.15a) \\ \frac{V_o}{R_p} = \gamma_i & (3.15b) \end{cases}$$

The converter is supposed to be controlled with the two-loop control scheme detail in chapter 2.

3.2.3.1 Observability

Before presenting parameters γ_v and γ_i estimation, their observability must be verified since it is proposed to estimate them through state observers. For this purpose, the considered state vector X follows Eq. (3.16).

$$X = \begin{pmatrix} i \\ V_o \\ \gamma_v \\ \gamma_i \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Measured vector Y is as Eq. (3.17).

$$Y = \begin{pmatrix} i \\ V_o \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Under classical notations state-variables X and measured ones Y are linked through matrix C which is in this case following Eq. (3.18).

$$Y = C \cdot X \quad \text{with : } C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

The observability of such a system can be proved considering the observability vector Θ Eq. (3.19).

$$\Theta = \begin{pmatrix} Y \\ \dot{Y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \frac{1}{L} [V_{in} - X_3 - (1-u) X_2] \\ \frac{1}{C_o} [(1-u) X_1 - i_o - X_4] \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

In the considered case, Eq. (3.20) is verified if $X_1 = i \neq 0$. Then, the system is observable if the input power is different from 0 (not problematic since estimated parameters won't be used for null power).

$$\text{rank}(\text{Jacob}(\Theta)) = \text{dim}(X) = 4 \quad (3.20)$$

3.2.3.2 Proposed state-observer application

For developing the proposed state-observer the system is written in the form presented in section 3.2.2.2. Functions $f(x, u)$ and $g(x, u)$ follow Eqs. (3.21) and (3.22). It is verified that $g(x, u)$ is invertible.

$$f(x, u) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} [V_{in} - (1-d) V_o] \\ \frac{1}{C_o} [(1-d) i - i_o] \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

$$g(x, u) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

To complete the proposed state-observer, matrix S and P have to be determined. They are chosen following Eq. (3.23).

$$S = \begin{pmatrix} 10000 & 0 \\ 0 & 10000 \end{pmatrix} \quad P = \begin{pmatrix} 500 & 0 \\ 0 & 500 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

3.2.3.3 Luenberger state-observer

As a comparison with the proposed state-observer, a Luenberger state observer is designed. As it is a state-observer dedicated to linear systems, it is necessary to linearise the considered system around one operating point (superscripted with "0") following Eq. (3.24). Variable u is in this case the command duty cycle d .

$$\dot{\hat{X}} = A \cdot \hat{X} + B \cdot u = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{(1-u^0)}{L} & \frac{-1}{L} & 0 \\ \frac{(1-u^0)}{C_o} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_o} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \hat{X} + \begin{pmatrix} \frac{V_o^0}{L} \\ -\frac{i^0}{C_o} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} u \quad (3.24)$$

The estimation will converge if the error $\tilde{X} = \hat{X} - X$ tends to 0. This will be realized if the matrix $(A - GC)$ is stable, i.e. with eigenvalues with negative real part. In view of estimated values, we decide to impose two different convergence dynamics: a fast one for measured values (i and V_o), and a slower one for non-ideal behaviour parameters (γ_v and γ_i). This is realized by choosing value of the gain matrix G so that $(A - GC)$ eigenvalues approach $\begin{pmatrix} -10^4 & -10^4 & -60 & -60 \end{pmatrix}^T$. Those values have been tuned experimentally to obtain the better performances as possible. For the operating point: $i^0 = 5A$, $V_{in} = 48V$, $V_o^0 = 100V$,

$L = 0.6mH$, $C_o = 1mF$ and $d^0 = 0.52$, the matrix G allowing the proposed eigenvalues follows Eq. (3.25).

$$G = 10^4 \begin{pmatrix} 0.9727 & 0 & 0 & -0.08 \\ 0.048 & 0.048 & 0.048 & 1.006 \\ 0 & 0 & -0.036 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.06 \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

3.2.3.4 Extended Kalman filter EKF

An Extended Kalman filter (EKF) is also designed for comparison with the proposed state-observer. As previously mentioned, Kalman filters have already been used for fault diagnosis on power systems. Unlike the proposed method in [90], we are not going to compare the system with multiple models representing fault signatures. Here, the Kalman filter will be used to estimate parameters of a unique model, and fault signature will result of variation of those parameters.

With notations presented in Chapter 1, the Kalman filter is completed by choosing initial covariance matrix (P_0) and its weighting matrices (Q and R) following Eq. (3.26). Again, those parameters have been tuned experimentally to obtain the better performances as possible.

$$\begin{cases} P_0 = \text{diag}(10^4, 10^4, 60, 1000) \\ Q = \text{diag}(10^4, 10^4, 60, 1000) \\ R = \text{diag}(1, 1) \end{cases} \quad (3.26)$$

3.2.3.5 Simulation

Simulations have been realised to confirm the validity of the developed state-observers and validate the interest of the proposed state-observer. For this simulation, input voltage is $V_{in} = 48V$, output voltage is regulated to $100V$ and is connected to a resistive load $R_{Load} = 50\Omega$. For the simulation, co-simulation between a circuit-typed software and *Simulink* is used. It allows to simulate the converter including detailed losses calculation in each components while the control and estimation are realised under *Simulink*. Fig. 3.6 shows results from the different state-observers. In this simulation, estimation is enabled at time $t = 0.1s$.

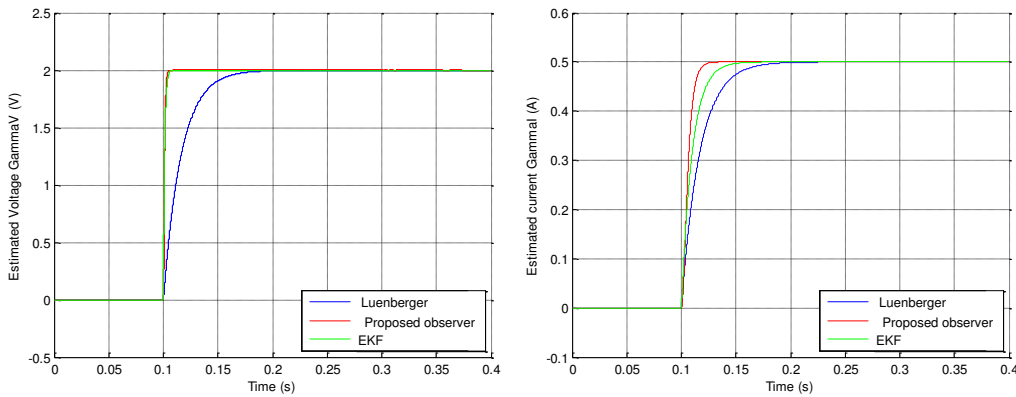


Figure 3.6: Comparison between the different state observers - estimation of parameters: (left) γ_v (right) γ_i

In Fig. 3.6, the estimation is verified to converge to the desired values for each state-observers. First, it can be observed that the Luenberger state-observer is slower to converge, especially for parameter γ_v . The EKF and the proposed state-observer converges in less than 50ms with the chosen parameters which have been experimentally adjust to give a response as fast as possible.

The behaviour of the estimated values has also been tested during transients. Fig. 3.7 shows the response of the estimated values for a load step at time $t = 0.3s$ from R_{Load} to $2R_{Load}$. Fig. 3.8 shows response of the estimated values for a step on the regulated output voltage V_o^{ref} from 100V to 120V a time $t = 0.3s$.

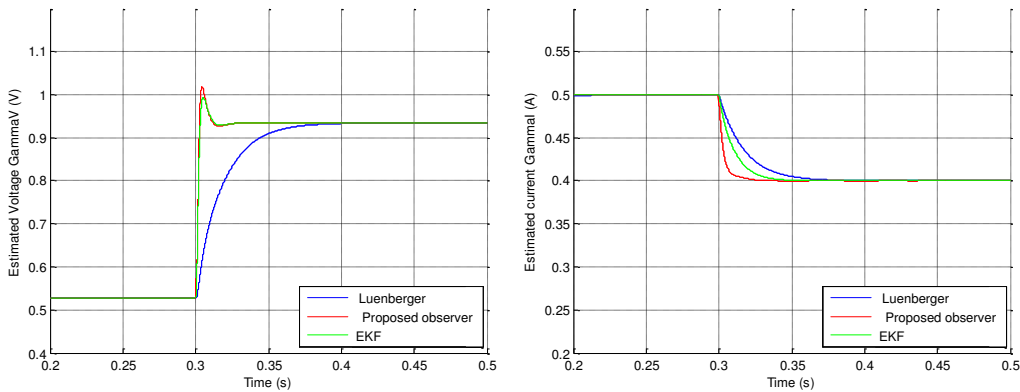


Figure 3.7: Response of the estimation for a load step - estimation of parameters: (left) γ_v (right) γ_i

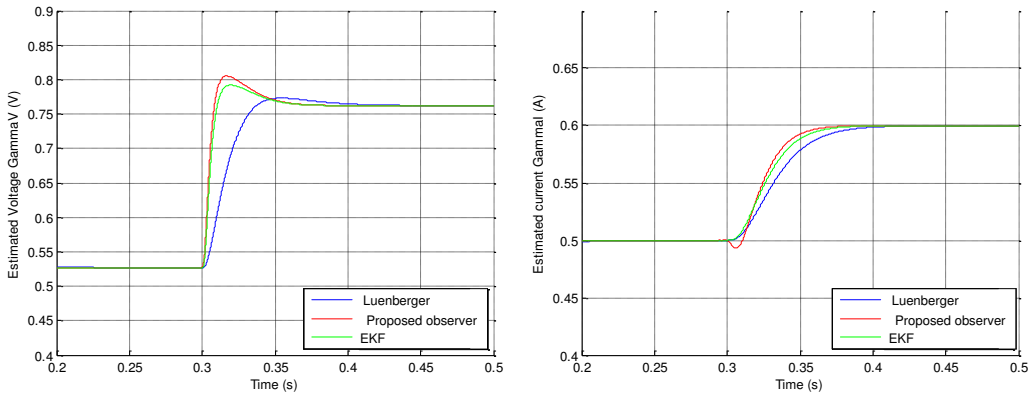


Figure 3.8: Response of the estimation for step of V_o^{ref} - estimation of parameters: (left) γ_v (right) γ_i

In Figs. 3.7 and 3.8 it is verified that during transients the behaviour of the estimated values evolve as expected and converges in a reasonable time.

3.2.3.6 Experiment

The behaviour of the estimation has been experimented for validation. The dynamics of the 3 estimators have been experimentally tuned to obtain the good performances in practice re-

sulting in the previous mentioned parameters. First, it has been observed that even in practice where there is noise on measurement, the EKF does not give better results than the proposed state-observer. Furthermore, estimation through EKF requires much more calculation capacity compared with the two other state-observers. It explains well since the EKF has to invert a matrix at any iteration which can be quite long. Computed on a dSpace 1103 device, overall calculation for control and estimation takes around $9\mu s$ with the Luenberger state observer method, $12\mu s$ with the proposed state-observer, and $29\mu s$ with EKF. This large difference of required calculation time, with no visible improvement on the result of estimation, makes us reject the EKF as a potential solution. Still, this solution can be adapted to other applications especially if the noise on measurement increases (the EKF is well known to reject noise on measurement efficiently).

Fig. 3.9 shows the convergence of the proposed state-observer estimation compared with the Luenberger observer when estimation is enabled. As can be seen, the proposed state-observer shows one of its advantages since convergence is very fast (i.e. in less than $80ms$). Once again, it can be viewed in this figure that the proposed state-observer is faster than the Luenberger state-observer.

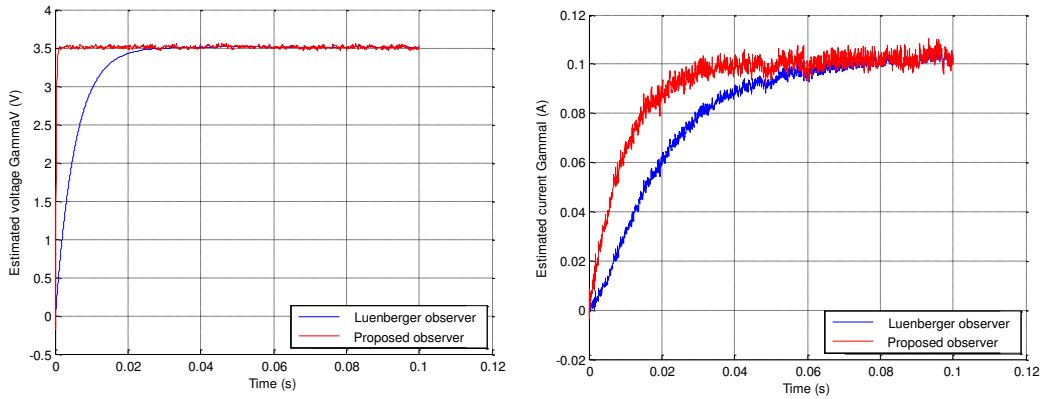


Figure 3.9: Experimental verification of the state-observers convergence - estimation of parameters: (left) γ_v (right) γ_i

The behaviour of the estimated values has also been tested during transients as shown in Fig. 3.10 for a load step from $400W$ to $800W$. This result confirms the good behaviour of the estimation under transient as shown through simulation.

Last, it is verified the evolution of the losses parameters with respect to the power as shown in Fig. 3.11.

The estimated parameters γ_v and γ_i correspond to estimated losses as represented in Fig. 3.12. In this figure, it is verified that the estimated losses with the proposed state-observer correspond to those estimated with Shahin's estimation technique. Error between the two estimations is negligible, then it can be noticed that if wanted, the analytical model proposed in [53, 78] can be applied to determine an analytical formulation of the losses parameters γ_v and γ_i . However, this possibility is not detailed in this document.

3.2.4 Application on the isolated boost converter

First of all, it can easily be thought to adapt the estimation on the boost converter for an isolated boost converter. Indeed, considering the ideal model of the isolated boost converter Eqs. (2.18a)

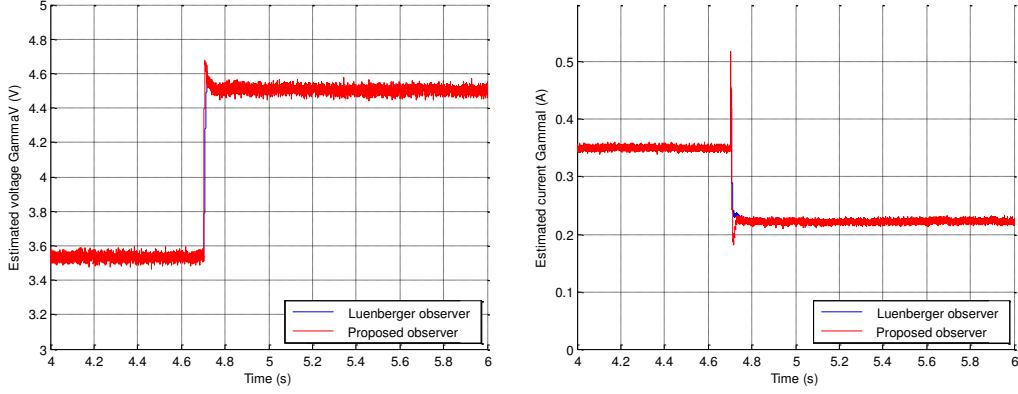


Figure 3.10: Behaviour of the estimation for a load step - estimation of parameters: (left) γ_v (right) γ_i

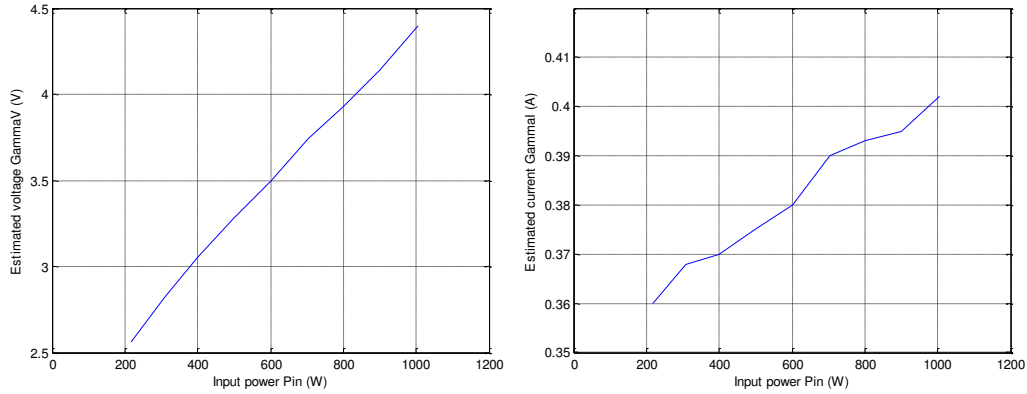


Figure 3.11: Evolution of the losses parameters with respect to the load power

and (2.18b), losses can be introduced following Eqs. (3.27a) and (3.27b).

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - 2d) \frac{V_o}{N_T} - \gamma_v & (3.27a) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1 - 2d) \frac{i}{N_T} - i_o - \gamma_i & (3.27b) \end{cases}$$

In view of this model, it is obvious that the estimators developed for the boost converter can easily be adapted. However, there is one additional parameter on those equations which is unknown, namely the transformer turns ratio N_T . If this parameter is perfectly known, estimation converges well to the desired values. However, it has been tested that an error higher than 10% on this parameter leads to divergence on the estimation. Furthermore, as shown in the previous chapter, the leakage inductance of the transformer requires a clamping circuit to be added, and this is not without impact on the inner dynamics of the converter. Then, it has been decided to perform parameter estimation with the dynamic model developed in chapter 2 which shows lower sensitivity on non-estimated parameters.

The chosen model of the isolated boost converter including losses can be written as Eq. (3.28). For estimation of the parameters, state-variables i , V_C and V_o are measured.

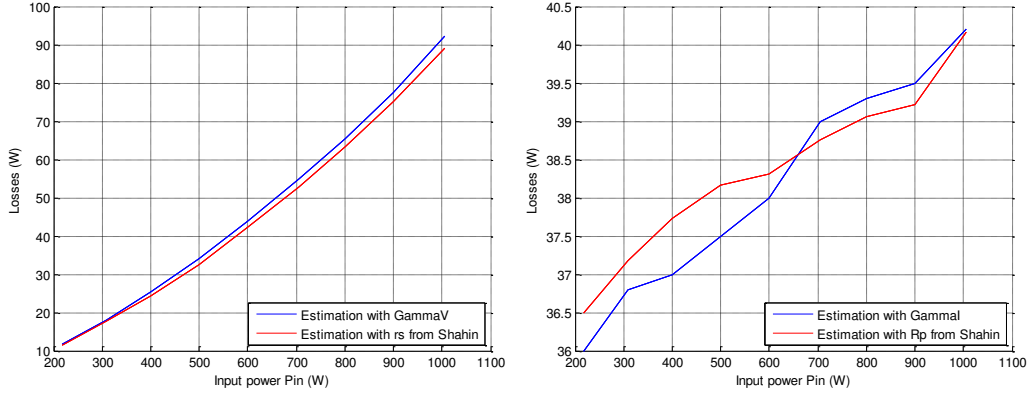


Figure 3.12: Estimated losses - Comparison with Shahin's estimation

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - 2d) V_C - \gamma_v \\ C_C \frac{dV_C}{dt} = (1 - 2d) i - (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \left[\frac{1}{N_T} + \frac{\left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right)}{V_o} \right] - i_o - \gamma_i \end{array} \right. \quad (3.28)$$

For the equation corresponding to the clamping capacitor voltage V_C , no additional parameter is added. This choice has been done so that it will be possible to estimate the value of the leakage inductance. This solution has been preferred since estimation convergence is very dependant on this parameter value exactly as the ideal model is sensitive to errors on the parameter N_T .

Then, it is proposed to estimate the vector X as Eq. (3.29).

$$X = \left(i \quad V_C \quad V_o \quad \gamma_v \quad \frac{T}{\lambda_T} \quad \gamma_I \right)^T \quad (3.29)$$

The leakage inductance of the transformer is not directly estimated, but the ratio $\frac{T}{\lambda_T}$. This choice has been done not to have large dispersion between the value to estimate each value being scaled between 0.1 and 500. Indeed, if directly estimating the inductance value, the problem is that the matrices are numerically ill posed (amplitudes of largely different scales). This can pose problems in the estimation, and it is preferred to scale the values to estimate in a reasonable interval as done in [91] (the 'scaled' system is designated as 'symmetric system' in the literature as for example in [91]).

3.2.4.1 Observability

In the considered system, measurements are $Y = \left(i \quad V_C \quad V_o \right)^T$. The Jacobian of the observability vector $\Theta = \left(Y \quad \dot{Y} \right)^T$ is:

$$\text{Jacob}(\Theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1-2d}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1-2d}{C_C} & -\frac{(1-2d)^2 T}{4C_C \lambda_T} & \frac{(1-2d)^2 T}{4C_C \lambda_T N_T} & 0 & -\frac{1}{C_C} & 0 \\ 0 & \frac{(1-2d)^2 T \left(\frac{1}{N_T} + \frac{V_C - \frac{V_o}{N_T}}{V_o} \right)}{4C_o \lambda_T} & J_{6,3} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

with

$$J_{6,3} = \frac{(1-2d)^2 T \left[\left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \left(-\frac{1}{N_T V_o} + \frac{V_C - \frac{V_o}{N_T}}{V_o^2} \right) - \frac{\frac{1}{N_T} + \frac{V_C - \frac{V_o}{N_T}}{V_o}}{N_T} \right]}{4C_o \lambda_T} \quad (3.31)$$

It has been verified that the rank of the Jacobian matrix is equal to the size of the estimated vector (i.e. $\text{rank}(\text{Jacob}(\Theta)) = \text{dim}(X) = 6$). Then the considered system is observable.

3.2.4.2 Parameter estimation

As done with the boost converter, a Luenberger state-observer has been designed. It result that this method is not suitable for this estimation which was diverging on the case of the isolated boost. This can be explained by a system to estimate which is much more non-linear than the boost converter, and then the required linearisation for the Luenberger state-observer design is a too restrictive hypothesis.

Then, the state-observer shows all its interest in this case. With notation of section 3.2.2.2, functions $f(x, u)$ and $g(x, u)$ are:

$$f(x, u) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} [V_{in} - (1-2d) V_C] \\ \frac{1}{C_C} [(1-2d) i] \\ \frac{1}{C_o} [-i_o] \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

$$g(x, u) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(1-2d)^2}{4C_C} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) & 0 \\ 0 & \frac{(1-2d)^2}{4C_o} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \left[\frac{1}{N_T} + \frac{\left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right)}{V_o} \right] & -\frac{1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

To compete the proposed state-observer, matrix S and P have to be determined. They are chosen following Eq. (3.34).

$$S = \begin{pmatrix} 1000 & 1000 & 0 \\ 1000 & 10000 & 0 \\ 0 & 0 & 300 \end{pmatrix} \quad P = \begin{pmatrix} 500 & 0 & 0 \\ 0 & 500 & 0 \\ 0 & 0 & 500 \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

3.2.4.3 Simulation

The validity of the proposed state-observer has been verified through simulation. For this, a circuit-typed simulation software has been used for modelling the converter with consideration of the losses of the different components of the converter. The control and the estimation are implemented in Simulink. Fig. 3.13 shows the evolution of the estimated values. It has also

been verified that the estimated state-variables perfectly follows the measurement. For the simulation presented in Fig. 3.13, the estimation is enabled at time $t = 0.2s$, a load step is realised at $t = 0.4s$ and the output voltage reference passes from $400V$ to $450V$ at time $t = 0.7s$.

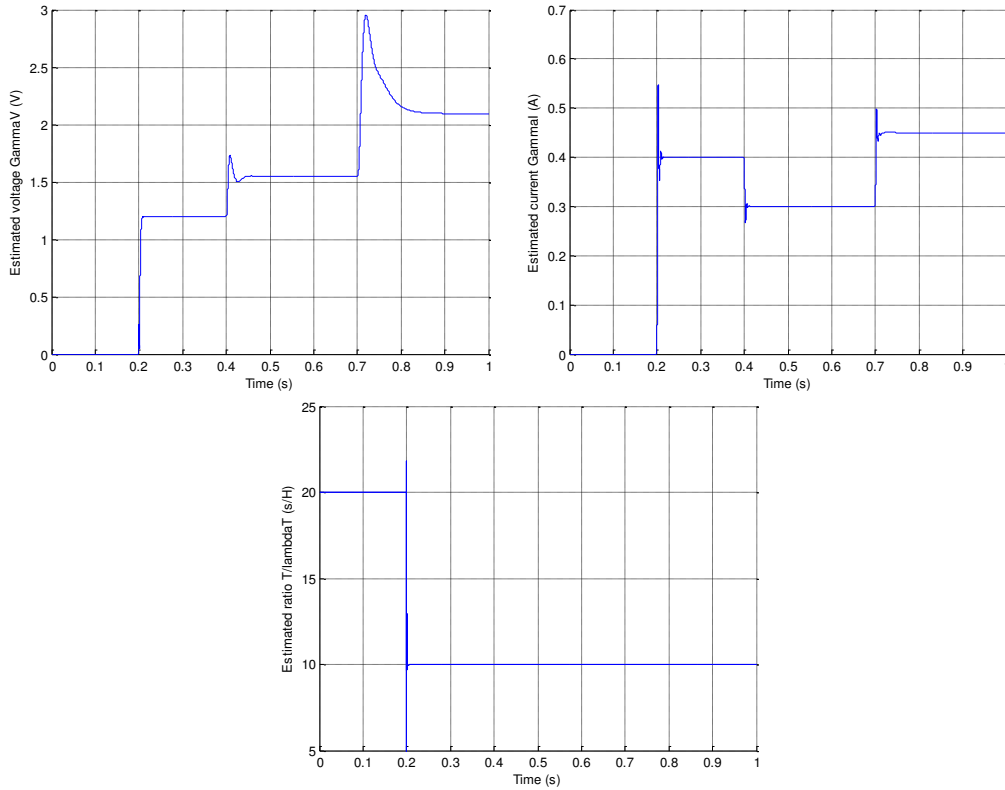


Figure 3.13: Estimation of the isolated boost parameters - Simulation results -
(top left) γ_v - (top right) γ_i - (bottom) $\frac{T}{\lambda_T}$

The validity of the proposed state-observer for parameter estimation on the isolated boost converter is confirmed by results presented in Fig. 3.13. First, it can be seen that the estimation converges to the correct value in a reasonable amount of time when the estimation is enabled. It is also verified that the behaviour of the estimated values does not diverge during transients. In particular, it is verified that the estimation of the ratio $\frac{T}{\lambda_T}$ converges to the desired value ($10s/H$ corresponding to a leakage inductance of $5\mu H$ as imposed in the simulated converter), and that the estimation of this quantity does not varies with the functioning point (estimation is not influenced by the transients).

3.2.4.4 Experiment

The designed of the proposed state-observer dedicated to parameter estimation on the isolated boost converter has also been tested experimentally. Fig. 3.14 attest the convergence of the estimation.

It can be viewed in Fig. 3.14 that the parameters which allows estimating losses converges in a reasonable amount of time exactly as it was in the case of the boost converter. Furthermore, the third estimated parameter $\frac{T}{\lambda_T}$ is also converging and it has been verified that its value was as expected. Indeed, the leakage inductor had previously been measure to be $\lambda_T = 5\mu H$. Then, under a switching frequency of $20kHz$, the estimation of parameter $\frac{T}{\lambda_T}$ was expected to converge around $10s/H$. This is verified since estimation converges around $10.6s/H$ i.e. with

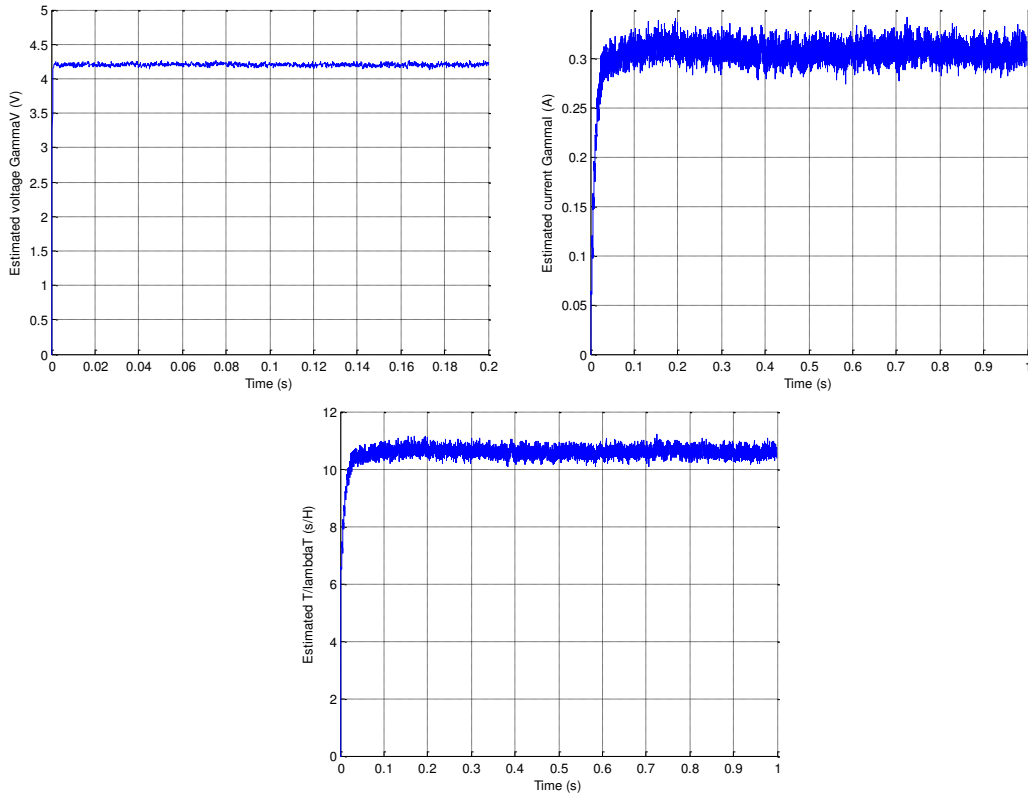


Figure 3.14: Estimation of the isolated boost parameters -
 (top left) γ_v - (top right) γ_i - (bottom) $\frac{T}{\lambda_T}$

an error of 5%.

For the parameter $\frac{T}{\lambda_T}$, it has been verified that the estimation was not depending on the functioning point with estimation results staying between $10.1s/H$ and $11.2s/H$ on the interval $200 - 1000W$. Losses parameters γ_v and γ_i shown an evolution similar than in the case of the boost converter.

3.3 Paralleled DC-DC converters structures

This section interest on parallel DC-DC conversion structures. The general consisting in N paralleled DC-DC boost converters as represented in Fig. 3.15 is detailed, but it can be easily adapted with others type of DC-DC converters. First, a method to estimate values of the input inductors and output capacitor is proposed. In a second part, based on the estimated parameters, power repartition between the parallel element is discussed.

3.3.1 Model and control

3.3.1.1 Model

Based on the model of a single boost converter presented in chapter 2, the parallel structure represented in Fig. 3.15 can be modelled through Eq. (3.35). Losses are modelled through N equivalent voltage sources γ_{V_k} and one current source γ_I . Only one current source is considered since there is only one output capacitor and associated load current measurement. A single

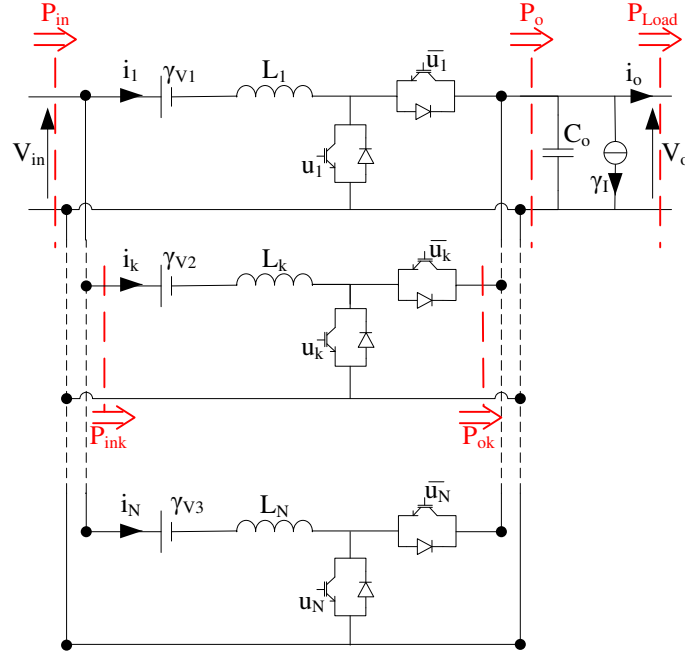


Figure 3.15: Parallel structure

state-observer is designed to estimate $X = \left(i_k \quad V_o \quad \gamma_{V_k} \quad \gamma_I \right)^T, \forall k = 1 \dots N$ as proposed in the previous section.

$$\begin{cases} L_k \frac{di_k}{dt} = V_{in} - \gamma_{V_k} - (1 - d_k) V_o & \forall k = 1 \dots N \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = \sum_{k=1}^N (1 - d_k) i_k - i_{Load} - \gamma_I \end{cases} \quad (3.35)$$

3.3.1.2 Control scheme

For the control of the structure, a two loop control scheme is designed. On the exact same scheme as detailed in chapter 2, the energy stored in the output capacitor is regulated to its reference with a flatness-based controller. Each input power is regulated through its own flatness-based controller. Only difference with the control of a single boost comes from the calculation of the input power reference Eq. (2.8) which becomes Eq. (3.36)

$$P_o = P_{in} - \sum_{k=1}^N \gamma_{V_k} \left(\alpha_k \frac{P_{in}}{V_{in}} \right) \quad (3.36)$$

The parameters α_k are power repartition coefficients. In the next section, a new current sharing scheme aiming to maximise the overall efficiency will be detailed as a function of the parameters α_k . However, in order to transfer the needed power through the structure, repartition coefficients must follow Eq. (3.37).

$$\sum_{k=1}^N \alpha_k = 1 \quad \Rightarrow \quad \alpha_N = 1 - \sum_{k=1}^{N-1} \alpha_k \quad (3.37)$$

The calculation of the power repartition coefficients α_k is discussed in section 3.3.3 with the definition of a new current sharing scheme based on the estimated parameters. Before this,

a method to estimate values of the inductors and capacitor is proposed. With this additional estimation technique, it will be ensured that the estimation of the losses is not affected with error on those parameters.

3.3.2 Estimation of the inductors and capacitors

In this section, a method to estimate the input inductors and output capacitor values is proposed. Leading idea is to add a perturbation on the power reference which will enable estimation of the inductors and capacitor [92,93]. First interest of this estimation is diagnosis since it enable to follow inductors and capacitor values which can vary with ageing. Second, come the possibility to use the estimated value as an input of the proposed state-observer estimating the other parameters of the system. Then, results on the observer estimation will less suffer from error on those parameters (which are used in the dynamic model).

3.3.2.1 Inductors estimation

To determine inductors values, it is proposed to add a sinusoidal perturbation on the power references. By imposing a $\frac{2\pi}{N}$ phase difference between each added sinusoid, the total perturbation viewed either from source or load will be negligible so that the proposed estimation method can be used online.

For a good result on inductances estimation, the added sinusoid is designed so that it will not be viewed from the load, resulting in no variations on output voltage V_o . To ensure this condition, it is chosen to keep the reference power entering in the capacitor P_o . Therefore, each power reference is defined as :

$$P_{in_k}^{ref} = \left(\frac{P_o}{N} + P_\theta \sin \left(\omega t + \frac{2k\pi}{N} \right) \right) \quad (3.38)$$

By supposing each power perfectly following its reference, it is possible to distinguish the part of the expression of the duty cycle corresponding to the added sinusoidal perturbation as:

$$d_k^\theta = \frac{L_k P_\theta \omega \cos(\omega t)}{(V_{in} - \gamma_{V_k}) V_o} \quad (3.39)$$

Then, by measuring the amplitude D_k^θ of the perturbation on the duty cycle d_k^θ , it is possible to give an estimation of inductance L_k value following Eq. (3.40). D_k^θ is obtained by filtering, then inductance estimation is quite slow.

$$\hat{L}_k = \frac{D_k^\theta (V_{in} - \gamma_{V_k}) V_o}{P_\theta \omega} \quad (3.40)$$

Some precautions have to be taken while choosing parameters ω and P_θ for inductance estimation. First of all, the amplitude P_θ should be high enough so that its signature on the duty cycle be representative. The frequency of the perturbation also has to be chosen carefully, it must be enough slow to ensure a good tracking by power regulation. Then pulsation ω must satisfy $\omega < \omega_P$.

Another condition has to be imposed for a good estimation. This condition cannot be visible with hypothesis previously done. Especially, the magnetic energy variations have been neglected, but this energy will influence the system. By introducing it in the model it becomes :

$$P_{in_k} - \gamma_{V_k} \left(\frac{P_{in_k}}{V_{in}} \right) - L_k \left(\frac{P_{in_k}}{V_{in}^2} \right) \frac{dP_{in_k}}{dt} - P_{o_k} = 0 \quad (3.41)$$

Eq. 3.41 can be written as Eq. 3.42:

$$\psi \left(P_{in_k}, P_{o_k}, \frac{dP_{in_k}}{dt} \right) = 0 \quad (3.42)$$

Then, by considering small variations around operating point as $P_{in_k} = P_{k0} + \tilde{P}_{in_k}$ and $P_{o_k} = P_{o_{k0}} + \tilde{P}_{o_k}$, it is possible to determine transfer function between input and output powers as Eq. (3.43):

$$\frac{\tilde{P}_{o_k}}{\tilde{P}_{in_k}} = - \frac{\frac{\partial \psi}{\partial P_{in_k}} + p \frac{\partial \psi}{\partial \frac{dP_{in_k}}{dt}}}{\frac{\partial \psi}{\partial P_{o_k}}} \quad (3.43)$$

In Eq. (3.43), p is Laplace variable, and a zero appears. Its value is function of inductance value and power as :

$$\frac{\frac{L_k P_{in_k}}{V_{in}^2}}{1 - \frac{\gamma_{V_k}}{V_{in}} - \frac{L_k}{V_{in}^2} \frac{dP_{in_k}}{dt}} \quad (3.44)$$

Therefore, in case of unbalance inductances, the phase difference between each individual converter signals will be different, so that it cannot be ensured to keep the total power P_o constant. Then, pulsation ω of the sinusoid must be chosen so that this zero does not interfere with the signal. First, in the case of a DC power null ($P_{in_k} = 0$), there is no zero and estimation will be good. In the other cases, estimation will not be possible under a certain level of power so that Eq. (3.45) should be satisfied.

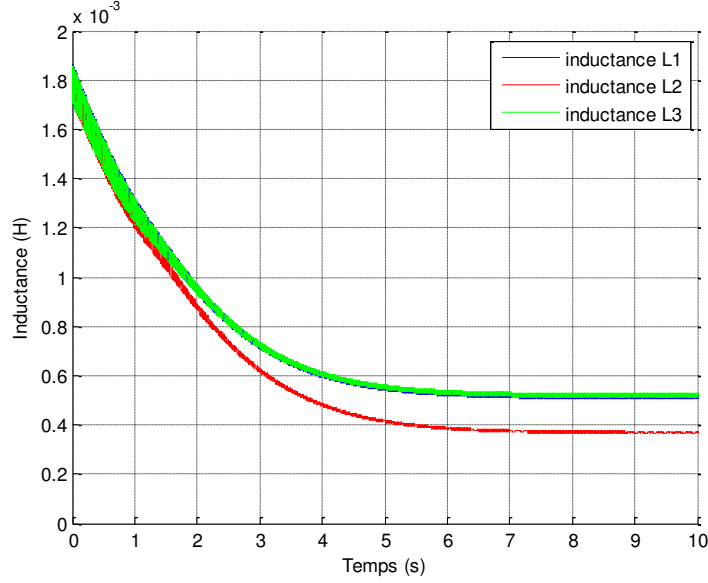
$$\omega \ll \frac{2\pi V_{in}^2}{L_k P_{in_k}} \quad (3.45)$$

Fig. 3.16 shows simulated results for inductances estimations. Input voltage $V_{in} = 48V$, output voltage V_o is regulated to $100V$ and load is constant, $R_{Load} = 10\Omega$. Sinusoid parameters are set to $\omega = 200rd/s$ and $P_\theta = 400W$. The simulated converter presents unbalanced inductances $L_1 = 0.5mH$, $L_2 = 0.3mH$ and $L_3 = 0.5mH$. As predicted, estimation convergence is quite slow, but results presented on Fig. 3.16 attest the validity of the proposed estimation method with estimated values converging on $\hat{L}_1 = 0.52mH$, $\hat{L}_2 = 0.35mH$ and $\hat{L}_3 = 0.52mH$

3.3.2.2 Capacitor estimation

The proposed method to determine output capacitor C_o value follows the same idea that inductances estimation presented previously. This time a sinusoidal perturbation is added on one power reference corresponding to the converter presenting lower losses (marked with b in subscript for "best", i.e. with the lower γ_{V_k}). Then it will result on a sinusoid perturbation on output voltage V_o which does not allow using the proposed estimation online because it is seen either from source and load. Then, this estimation will be done periodically.

Then, AC part of current through the capacitor resulting from this perturbation can be expressed as Eq. (3.46):


 Figure 3.16: Estimated values of inductors L_k

$$\begin{aligned}
 i_c^\theta = & \left(1 - \frac{V_{in} - \gamma V_b}{V_o}\right) \frac{P_\theta \sin(\omega t)}{V_{in} - \gamma V_b} \\
 & + \frac{L_b P_\theta \omega \cos(\omega t)}{(V_{in} - \gamma V_b) V_o} \left(\frac{P_o}{N(V_{in} - \gamma V_b)} + \frac{P_\theta \sin(\omega t)}{V_{in} - \gamma V_b} \right)
 \end{aligned} \quad (3.46)$$

This current can also be expressed as a function of output capacitor value and resulting perturbation amplitude ΔV_o on the output voltage.

$$(C_o \omega \Delta V_o)^2 = \left(i_c^\theta\right)_{RMS}^2 \quad (3.47)$$

As for inductances estimation, this method is quite slow because of a filtering slower than the perturbation itself. Therefore, it is supposed that the estimated value of the capacitor is the same than its value at switching frequency.

Fig. 3.17 shows results for output capacitor estimation. As for inductances estimations, validity of the proposed method is verified with an error less than 7% (the estimated value converges around $940\mu F$ for a simulated capacitor value of $1mF$).

3.3.2.3 Experimental validation

To verify the validity of the proposed inductors and capacitor estimation, experiments have been performed on a 3 parallel boost converters structure. Parameters of the tested structure are listed in Table 3.1. Each * correspond to values measured with a RLCmeter. Control and estimation are implemented on a dSpace 1103 device.

First, it is verified that the estimation converges to the desired values. It is verified (Table 3.2) that the estimation error stay lower than 8%.

To simulate a step in the value of this inductance (spires short-circuited for example), $1mH$ inductance is added in parallel with the first one resulting in a decreasing value of resulting inductance. Fig. 3.18 shows results given by estimators. Once again, steady state estima-

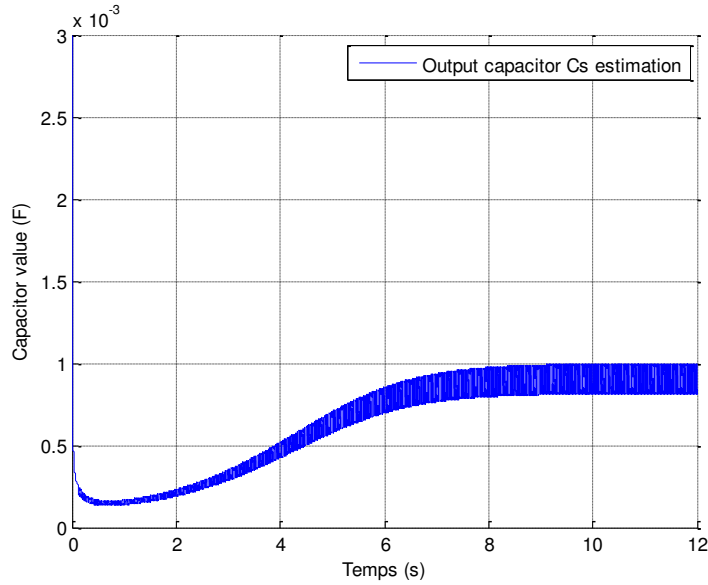
Figure 3.17: Estimated value for the output capacitor C_o

Table 3.1: Experimental parameters

Parameter	Value
L_1	$670\mu H^*$
L_2	$596\mu H^*$
L_3	$620\mu H^*$
C_o	$890\mu F^*$
Semiconductors - Commutation cells	<i>SEMITOP</i>
Resistive load R_{ch}	25Ω
V_{in}	$48V$
V_o^{ref}	$100V$

tion error is lower than 6.5% ($460\mu H$ estimated for $430\mu H$ measured). Then validity of the inductances estimation is confirmed.

By adding a second capacitor in parallel with the first, resulting in doubling its value, estimation converges with an error kept under 1.7% ($1.77mF$ estimated for $1.8mF$ measured). By connecting those two capacitors in series, estimation is still efficient (6.7% $460\mu F$ estimated for $434\mu F$ measured). Fig. 3.19 gives the response of capacitor estimation for a step in capacitor value. Estimated value passes from $1.77mF$ to $920\mu F$ as expected.

3.3.3 Use of the parameters estimated for energy management

Power (or current) sharing is an important functionality for parallel power converters to ensure reliable and efficient operation [94]. A good revue of current-sharing techniques has been proposed by Chen et al. in [95] on different interconnection schemes. A first method for controlling parallel boost converters is to define one converter as the master which imposes output voltage while others are slave and only current regulated. Master-slave control have been used in [70, 96]. Unfortunately, this control strategy is not suitable for a good reliability of the global system since it might suffer from fault tolerance against the failure of the master

Table 3.2: Experimental parameters estimation

Parameter	Estimated value	error
\hat{L}_1	$682\mu H$	1.7%
\hat{L}_2	$643\mu H$	7.3%
\hat{L}_3	$637\mu H$	2.7%
\hat{C}_o	$910\mu F$	2.2%

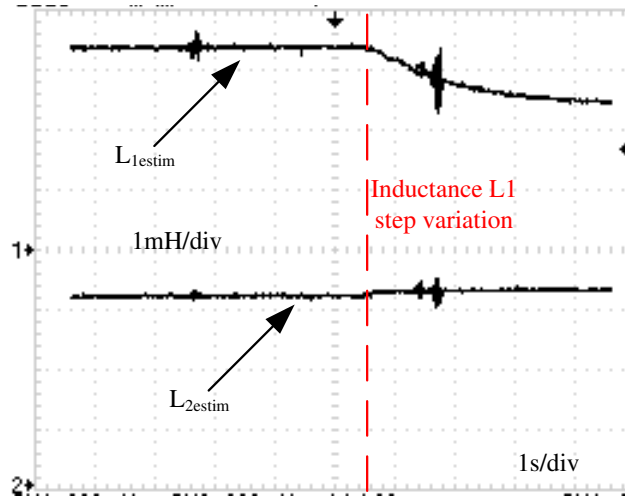


Figure 3.18: Evolution of estimated inductance for a step of its value

converter [70]. Another method found in the literature is to use current sharing to manage the output voltage error as done in [97] by using synergetic control. In [98], current sharing is directly integrated in a non-linear controller design on the case of a double-input H-bridge-based buckboost-buckboost converter. A last method which can be underline is presented in [99] where the sharing scheme is used to cancel circulating current between parallel inverters.

However, in most of the applications, current reference is equally divided between the parallel elements as done in [100–103]. Equal power repartition has for example been used in [104] where the control is realised with a classical PID. Many studies propose an equal repartition among many different structures, as for example in [105] on paralleled dual active bridge DC-DC converters. This is also the case for classical control techniques of paralleled inverters as done in [106] and [107]. Equal repartition is also used while thinking in voltage mode controlled structures with no current sensors as done in [108] and [109] on multiphase buck converter structures.

In this section, one possible use of the estimated parameters is described on the case of a parallel boost converters. It will be shown that the knowledge of the losses parameters can be use to optimize the power repartition between the parallel elements by maximizing the global efficiency of the parallel structure.

3.3.3.1 Proposed power repartition scheme

It is proposed a method to determine the power repartition between the parallel elements by maximizing the global structure efficiency as done in [110, 111]. The power repartition coefficient α_k are calculated knowing on the estimated losses parameters of each individual

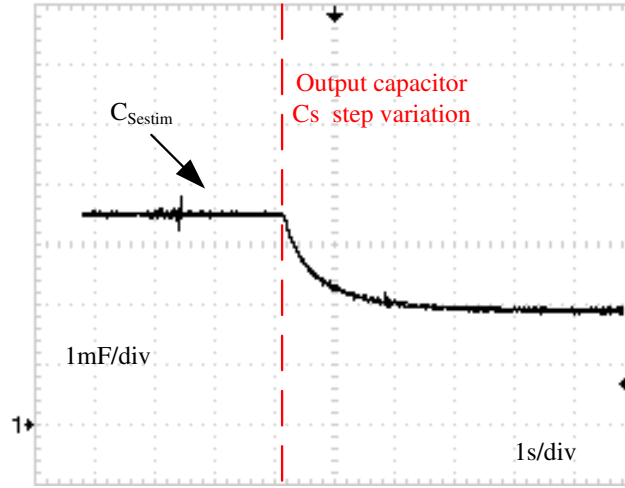


Figure 3.19: Evolution of estimated capacitor for a step of its value

boost γ_{V_k} . However, for simplification of the calculation, it is better to switch to equivalent losses resistors following Eq. (3.48). Those equivalent resistors are not directly estimated but directly calculated through Eq. (3.48) with γ_{V_k} estimated so that performances of the estimation presented in this chapter are kept.

$$r_{s_k} = \frac{\gamma_{V_k}}{i_k} \quad (3.48)$$

The total input power reference P_{in}^{ref} in Eq. (3.36) is re-written as a function of repartition parameters α_k , with P_o^{ref} calculated energy controller following Eq. (3.49).

$$P_{in}^{ref} = \frac{V_{in}^2 - \sqrt{V_{in}^4 - 4V_{in}^2 P_o^{ref} \left(\sum_{k=1}^N \alpha_k^2 r_{s_k} \right)}}{2 \left(\sum_{k=1}^N \alpha_k^2 r_{s_k} \right)} \quad (3.49)$$

Then, it is possible to demonstrate that there is a unique point which minimises the total input power reference P_{in}^{ref} . This can be seen on Fig. 3.20, where total input power is presented as a function of power repartition parameters on the case of 3 parallel boost converters. Only two coefficients appear on this figure while it is about a 3 parallel boost converter structure; the third one is indeed directly imposed from Eq. (3.37). Parameters which have been taken for Fig. 3.20 are the same that those proposed for simulations verification.

As an example, in this case the minimum value differ from equal repartition possibility. Then, the interest of the proposed method appears easily compared to the most used current sharing technique. Therefore, it is needed to determine the repartition parameters α_k , such as the input power reference P_{in}^{ref} is minimum for a given load reference P_o^{ref} .

In view of Eq. (3.37), P_{in}^{ref} is a function of $N - 1$ parameters. Minimizing this reference power leads to solve Eq. (3.50).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial P_{in}^{ref}}{\partial \alpha_k} = 0, \quad k = \{1, N - 1\} \end{array} \right. \quad (3.50)$$

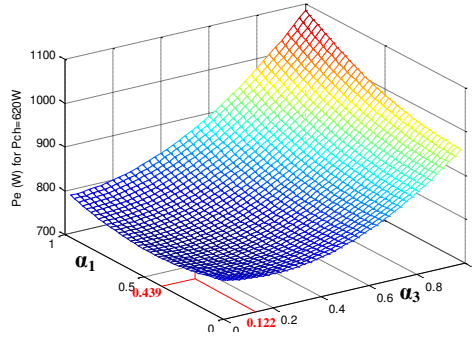


Figure 3.20: Losses function of power repartition coefficients

The optimal values of parameters α_k minimizing the input reference power can be expressed as Eq. (3.51), presenting the advantage to be quite simple and so easily implementable.

$$\alpha_k^{opt} = \frac{\prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N r_{s_j}}{\sum_{i=1}^N \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N r_{s_j}} \quad (3.51)$$

Under low power, parameters r_{s_k} can not be precisely defined (they tend to infinite for zero current). In this case, it is chosen to stop $N - 1$ converters and uses only one.

Finally, knowing parameters α_k , the input power reference is calculated from Eq. (3.49).

If the parallel converters have strictly the same parameters, the proposed repartition leads to equal power references $\alpha_k = \frac{1}{N}$. The main interest in the proposed method appears when one converter or more present a lower efficiency compared to the others (resulting in differences on the estimated parameters r_{s_k}). In this case, the proposed repartition leads to a lower power reference for the different converter, leading to a benefit on the global efficiency.

3.3.3.2 Simulation results

Simulations on 3 parallel boost converters have been realised to verify the effectiveness of the proposed method. Firstly, the current repartition is set to $\alpha_k = \frac{1}{3}$. At time $t = 0.5s$ the proposed power repartition is enabled. Parameters took for simulation are the same that those listed on table 3.3 for experimental verification.

Serial and parallel resistors of the simulated model are chosen constant for an easier computation. To validate our purpose, the simulated paralleled boosts converters on which the proposed control is applied, present different efficiencies for each individual converter. This is simulated by imposing $r_{s_1} = 0.39\Omega$, $r_{s_2} = 0.39\Omega$ and $r_{s_3} = 1.40\Omega$ traducing more losses through the third individual converter. This difference between serial resistors is only one modelling of a poorer behaviour of the third converter. On a real boost converter, many reasons can lead to such results, as many different losses are taken into account through this resistor.

First, it is ensured that the estimated resistors converge to their simulated values. Then,

from Eq. (3.51), we can then calculate optimal repartition coefficients as Eq. (3.52).

$$\begin{cases} \alpha_1^{opt} = 0.439 \\ \alpha_2^{opt} = 0.439 \\ \alpha_3^{opt} = 0.122 \end{cases} \quad (3.52)$$

This results on different power references for each converter. Fig. 3.21 shows current on the previously described control scheme.

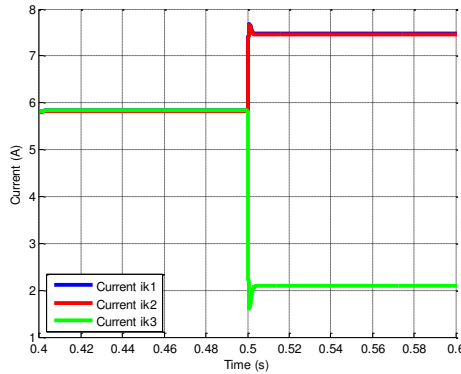


Figure 3.21: Simulated average input currents i_k

Figure 3.22 shows the efficiency of the structure. On this figure, the efficiency of the proposed current-sharing scheme can be observed. Indeed when total power is equally divide through elements ($t < 0.5s$), efficiency is about 2.4% less than the efficiency with the proposed method. Notice that the difference with respect to experimental result comes from the hypothesis that estimated resistors are constant. In practice, those resistors change with respect to the power as well described in [78].

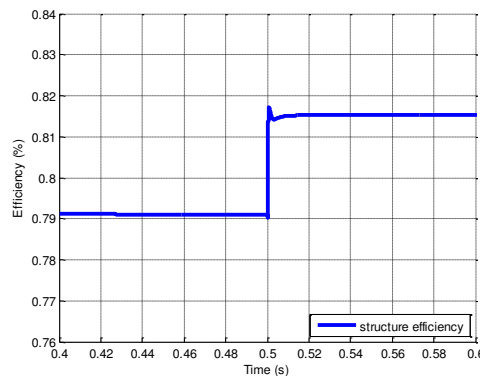


Figure 3.22: Efficiency of the structure - Simulation result

In view of these results, another advantage of the proposed current sharing can be underline. As shown on Fig. 3.21, the proposed repartition leads to a lower current in the less efficient converter. Then, this converter will suffer lower stress than better converters. Finally, it can be assumed that the proposed current sharing scheme leads to make uniform ageing of the paralleled modules. Only ageing tests can corroborate this assertion but this aspect will not be treated in this thesis. This property should have an effect on the structure health

improving its long term reliability and facilitating its maintenance. For example, a 3 parallel boost converter structure can be easily realised using integrated circuits planned to inverters. In this case, the ageing uniformity resulting from the proposed current sharing scheme, will ensure a replacement of the used module when all the semiconductors are deficient. On the other hand, for classical methods, the replacement can be needed for only one of the converters presenting malfunctioning.

3.3.3.3 Current sharing verification

To verify the validity of the proposed power repartition method, experiments are performed on a 3 parallel boost converters structure. Parameters of the tested structure are listed on table 3.3. Control and estimation are realized with Matlab-Simulink software and implemented thanks to the dSpace 1103 device. Sampling is synchronised with the PWM signal, therefore, measurement gives the mean values of the voltages and currents. In order to validate the proposed method, one of the parallel boost is artificially aged by introducing a 1Ω resistor in series.

Table 3.3: Experimental parameters

Parameter	Value
L_k	$600\mu H$
C_o	$1100\mu F$
Semiconductors - Commutation cells	<i>SEMITOP</i>
Resistive load R_{Load}	15.15Ω
V_{in}	$48V$
V_o^{ref}	$100V$
Switching/Sampling frequency f_s	$20kHz$

As previously done by simulation the next results have been obtained when power repartition passes from equal ($\alpha_k = \frac{1}{3}$) to the new optimal definition introduced in this section. Fig. 3.23 shows the evolution of the structure efficiency, and Fig. 3.24 the corresponding sampled currents i_k . Repartition parameters obtained with the proposed method converge to the following values:

$$\begin{cases} \alpha_1^{opt} = 0.438 \\ \alpha_2^{opt} = 0.440 \\ \alpha_3^{opt} = 0.122 \end{cases} \quad (3.53)$$

Fig. 3.23 shows the validity of the proposed current sharing scheme in term of efficiency, compared with the classical equal sharing technique. On this figure, the system starts with equal sharing between the converters, and when the proposed technique is enabled, values are those of Eq. (3.53). After, the proposed repartition is enabled, the efficiency converges to a higher value. The transitory which can be seen on this figure comes to the fact that estimated values calculation requires stabilized estimated parameters and a filter has been added on the estimated parameters in order to respect this constraint. This transitory is also visible in Fig. 3.24, where currents took time to definitely stabilise when the proposed approach is applied. On this case, when all values have converged with the proposed repartition, the new value of

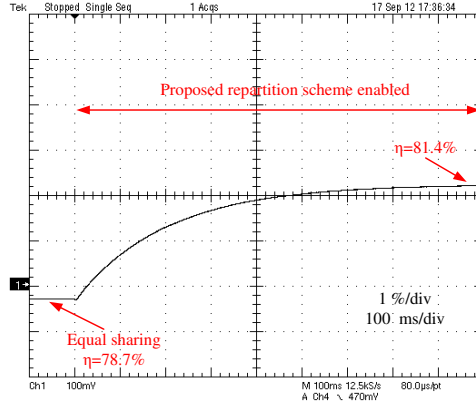
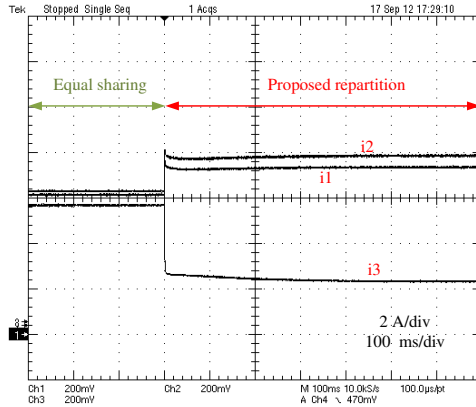


Figure 3.23: Efficiency of the structure - Experimental result

estimated resistors are $r_{s1} = 0.356\Omega$, $r_{s2} = 0.354\Omega$ and $r_{s1} = 1.459\Omega$, leading to repartition parameters following Eq. (3.54).

$$\begin{cases} \alpha_1^{opt} = 0.443 \\ \alpha_2^{opt} = 0.447 \\ \alpha_3^{opt} = 0.108 \end{cases} \quad (3.54)$$

For the tested case, the global efficiency of the structure increases from $\eta = 78.7\%$ to $\eta = 81.4\%$ when proposed strategy is applied. Then, compared to equal sharing, which is the most used power repartition scheme, the method detailed in this section allows a global efficiency higher of 2.7%.


 Figure 3.24: Sampled currents i_k repartition - Experimental result

As mentioned viewing simulation results, the proposed technique should lead to make uniform ageing between parallel elements. This can be visible on Fig. 3.24, where the current in the converter presenting the more losses is the lower.

3.3.3.4 Load dependency

In this part, the behaviour of losses parameters and efficiency are experiment with respect to the load power. As explained previously, losses estimated resistors change with respect to the load. Then, advantage of the proposed method will depend on the load power. Four level of

power have been tested and are listed on Table 3.4.

Table 3.4: Experimental parameters

Load power	Efficiency $\alpha_k = \frac{1}{3}$	Efficiency $\alpha_k = \alpha_{opt}$	Gain
438W	77.15%	78.8%	1.65%
660W	78.7%	81.4%	2.7%
870W	79.45%	83.15%	3.7%
945W	78.7%	83.2%	4.5%

The efficiency of the converter with equal sharing and with the proposed method are shown in Fig. 3.25. First, this result confirm the interest of the proposed repartition scheme since it leads to a gain in efficiency on the entire load range from 1.65% under low power to 4.5% gain under higher power. It is also possible to underline that the gain increases when power increases, and that the maximum of efficiency of the structure is higher with the proposed method. Then, compared to the classical equal sharing technique, the proposed method shows an improvement of the structure efficiency.

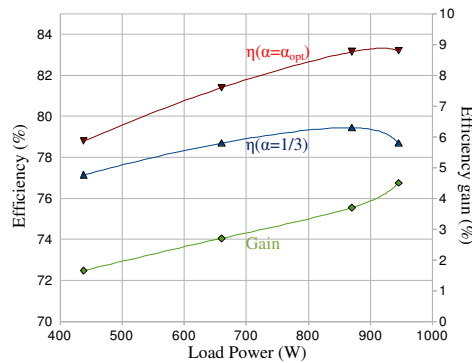


Figure 3.25: Efficiency load dependency - Advantage of the proposed method - Experimental result

3.4 Conclusion

This chapter focuses on parameters estimation on DC-DC converters. For this purpose, a new state-observer, has been developed. It has been verified to be efficient to estimate equivalent losses parameters. The estimation through the proposed state-observer has been compared with results obtain with a Luenberger state-observer and an extended Kalman filter. The proposed state-observer has been shown to be more adapted to the estimation of the DC-DC converter losses, in particular on the case of the isolated boost where others techniques do not converge.

Secondly, the case of paralleled DC-DC converters' structure has been investigated. An indirect estimation of the inductors and capacitor values has been proposed based on the addition of a sinusoidal perturbation on the regulated powers. A new power repartition scheme has also been proposed. Based on the estimation of the losses parameters, it has been shown that it is possible to optimize the global efficiency only acting on the power repartition between the parallel elements.

Chapter 4

Photovoltaic Generator Exploitation

4.1 Introduction

One of the great challenge to solve while using PV source technologies is their response under non-uniform irradiation and temperature conditions. This is even more true, thinking that at any time only one point on the PV characteristic is known and their is no possibility to precisely anticipate the location of the global feasible maximum power point.

Among researches on photovoltaic technologies functioning optimisation, recent studies focuses on distributed power architectures with multiple converters instead of one. Finding an optimal distributed power architecture is a problematic which is common with wind power researches where multiple converters are already necessary (one per wind generator). A good comparison among possible distributed architectures is given in P. Monjean PhD thesis [112] on the case of wind power generation with DC-voltage link. In this chapter, two PV power architecture will be discussed as represented in Fig. 4.1. First architecture is a modular approach with possibility of parallel redundancy. Second structure consists in output series connection of generators (PV + DC-DC converter) creating a high DC-voltage bus. From [112], it has to be noticed that this last solution is the one presenting the better efficiency. Then, special attention will be given to this structure applied on photovoltaic.

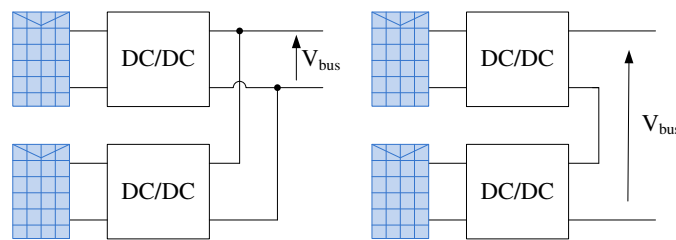


Figure 4.1: Distributed PV power architectures -
(left) parallel interconnection - (right) series architecture

In this chapter, to solve the problematic of MPPT under non-uniform conditions, one of the main idea which will be defended consisting in rapidly acquiring the overall PV characteristic in order to have knowledge on the global feasible maximum. For sure, this way of solving this optimization problem is intrusive and can lead to large lack of energy if PV characteristic acquisition is not done enough rapidly. Those aspects will be largely discussed thereafter as

well as the impact of such method on the overall structures functioning. However, by this time, there is no possibility to have any precise comparison with more standard methods on such assumption since it would require tests on long term over similar systems to be able to know the ever best way of acting. Namely the questioning is: it better to enable to work at the global feasible maximum at any time the system is in steady state (or nearly) or is it better to sometime work in poorer efficiency point with better transient response? Such questioning is not answered yet and could be never in a general case since it largely depends on the area where the PV system is used and its irradiation and temperature conditions. Then, the reader has to be already warned that the techniques proposed present behaviours optimized under steady state and poorer under transient compared to some other techniques.

This chapter is organized as follows. First, a model of the PV array is detailed since it will be used for simulations while designing the MPPT. Secondly, parallel architecture is considered, with special attention on PV associated converter. Details on its control and the influence of its internal losses are detailed. Then, a section is dedicated to a detailed study of a distributed photovoltaic structure (series configuration) with description and validation of PSO-based MPPT technique. Finally, this chapter ends with conclusions on the study of photovoltaic generators.

4.2 PV source modelling

In this section, PV source modelling is described. After a brief review of modelling possibilities described in the literature, the chosen model is detailed. It will be then used to simulate functioning of proposed maximisation strategies (MPPT) before definitely validate them through experiment. Unfortunately, no experimental validation of this modelling was possible. Especially, PV source behaviour depends on temperature and irradiation condition, and an optimal verification of the model and its parameter cannot be realized without measuring those values (in many point if considering non-uniform conditions) or even better imposing them. However, the kept model has been chosen to be enough reliable to enable simulation of the behaviour of PV arrays under non-uniform irradiation conditions.

4.2.1 Main PV source models

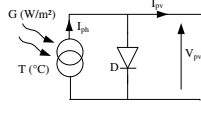
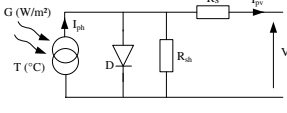
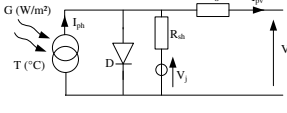
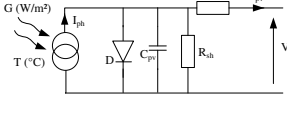
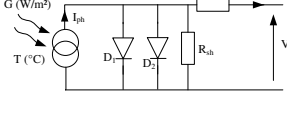
Photovoltaic energy conversion has been now largely studied, and it is easy to find many different PV cell behaviour modelling techniques. In his PhD thesis [13], D. Picault gives a somewhat complete review of "circuit-type" existing models as presented in Table 4.1.

In view of the use of PV model in this document, static behaviour is sufficient since other considered time constants are far greater than PV source ones. The choice of a model has been done mainly viewing its use, and particularly in order to be able to simulate PV source behaviour under non-uniform conditions as for example proposed in [118]. One of the possible modelling using the mathematical Lambert's \mathcal{W} function has been chosen and is detail following.

4.2.2 Detailed study of the chosen PV model

The chosen model is the equivalent one diode circuit model as represented in Fig. 4.2. It has advantages to be enough precise and quite easy to implement ([119] and [120]). This model is even more adapted since it is supposed that the source never operates as a receptor thanks to protection diodes.

Table 4.1: Main PV cell modelling [13]

Model	Equivalent electrical scheme	Parameters number	Accuracy	Reference
Ideal		3	weak	[113]
One diode		5	good	[114]
Bishop's		8	good with inverse behaviour	[115]
Dynamic		6	good with dynamic behaviour	[116]
Two diodes		7	very precise	[117]

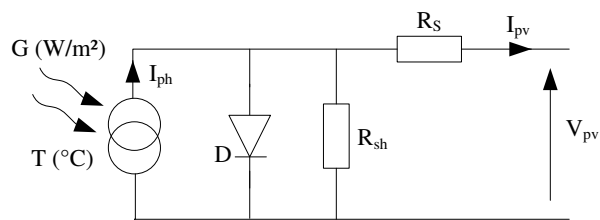


Figure 4.2: One diode model of a PV source

The choice of this model has been mainly motivated by the fact that there is possibility to express both voltage as a function of the current and its inverse. Indeed, by using Lambert's \mathcal{W} function, it is possible to simplify the one diode model so that it results into two explicit mathematical equations, first giving PV voltage function of its current and other its inverse, namely current as function of the voltage ([120] and [119]).

Classically, the one diode model is described through an expression following Eq. (4.1),

which linked PV current to PV voltage.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \cdot \left(e^{\frac{V_{pv} + R_S \cdot I_{pv}}{V_t}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + R_S \cdot I_{pv}}{R_{sh}} \quad (4.1)$$

4.2.2.1 Model parameters

For clarifying the purpose of this section, detailed meaning of the model parameters are described following:

- *Resulting current I_{ph}* :

Current source in the one diode model represents resulting current also called photocurrent. This current varies with irradiation, which is its direct cause. It has been observed that this parameter is linearly dependant with temperature and irradiation as is the short-circuit current (I_{sc}). Practically, as done in [119] it is consider an evolution following:

$$I_{ph} = G \cdot (K_{ipv} (T - T_{ref}) + I_{sc}^0)$$

where G is the irradiation level (in W/m^2), T the temperature, I_{sc}^0 short-circuit current under standard test conditions ($1000W/m^2$, $T = T_{ref} = 25^\circ C$) and K_{ipv} a coefficient of temperature dependency.

- *Diode inverse saturation current I_0* :

This current does not depend on the diode voltage. It mainly depends on the PV source working temperature and is largely influenced by used semi-conductor characteristics.

- *Parameter V_t* :

Parameter V_t is a voltage taking into account of the PV source temperature and diode ideal factor (α). This voltage follows equation:

$$V_t = \frac{\alpha \cdot k_B \cdot T}{q}$$

where k_B is Boltzmann's constant, and q typical charge of an electron.

- *Serial resistor R_S* :

It was observed that this parameter depends both on temperature and irradiation level. This parameter does significantly influences on the maximum power position on the resulting characteristic.

- *Shunt resistor R_{sh}* :

Its value is much more important than the serial resistor. For this reason, this parameter is often neglected.

4.2.2.2 Lambert's \mathcal{W} function

Lambert's \mathcal{W} function (also sometime called *Omega* function or product logarithm) is defined through its inverse following Eq. (4.2) and is traditionally notated as $\mathcal{W}(x)$. Here, only its real values are considered. The used function is restricted to its upper part (also known as

\mathcal{W}_0) verifying $-1 \leq \mathcal{W}(x)$, as represented in Fig. 4.3. The principal branch is an increasing monotonic function therefore a positive real number will have a unique solution in the set of positive real numbers.

$$\mathcal{W}^{-1} : x \longmapsto x \cdot e^x \quad (4.2)$$

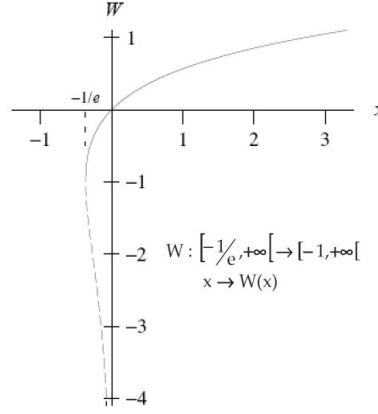


Figure 4.3: Lambert's \mathcal{W} function for real values

The very interest of this function appears whenever one tries to solve equations of the same type as Eq. (4.3).

$$y = x + b \cdot e^x \quad (4.3)$$

Indeed, there exists one explicit solution (Eq. (4.4)) of x as a function of y using Lambert's \mathcal{W} function. This solution can be obtained following next arguments:

$$\begin{aligned} (y - x) \cdot e^{-x} &= b \\ (y - x) \cdot e^{y-x} &= b e^y \\ y - x &= \mathcal{W}(b \cdot e^y) \\ x &= y - \mathcal{W}(b \cdot e^y) \end{aligned} \quad (4.4)$$

It has also to be noticed that its derivative can be expressed as Eq. 4.5:

$$\mathcal{W}'(x) = \frac{\mathcal{W}(x)}{x \cdot (1 + \mathcal{W}(x))} \quad (4.5)$$

4.2.2.3 PV source current expression

By transforming and manipulating Eq. (4.1), the behaviour of the model is expressed through Eq. (4.6).

$$\begin{aligned} \frac{R_S \cdot R_{sh}}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t} (I_{ph} + I_0) &= \frac{V_{pv} \left(\frac{R_S}{R_S + R_{sh}} \right) + R_S \cdot I_{pv}}{V_t} \\ &+ \frac{R_S \cdot R_{sh} \cdot I_0}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t} \cdot e^{\frac{R_{sh} \cdot V_{pv}}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t}} \cdot e^{\frac{V_{pv} \left(\frac{R_S}{R_S + R_{sh}} \right) + R_S \cdot I_{pv}}{V_t}} \end{aligned} \quad (4.6)$$

By notating:

$$y = \frac{R_S \cdot R_{sh}}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t} (I_{ph} + I_0)$$

$$x = \frac{V_{pv} \left(\frac{R_S}{R_S + R_{sh}} \right) + R_S \cdot I_{pv}}{V_t}$$

$$b = \frac{R_S \cdot R_{sh} \cdot I_0}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t} \cdot e^{\frac{R_{sh} \cdot V_{pv}}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t}}$$

In regard of previously mentioned proprieties of the Lambert's \mathcal{W} function, it is then possible to express PV source current as an explicit function of the PV voltage following Eq. (4.7)

$$I_{pv} = \frac{V_t}{R_S} \cdot [y - \mathcal{W}(b \cdot e^y)] - \frac{V_{pv}}{R_S + R_{sh}} \quad (4.7)$$

4.2.2.4 PV voltage expression

This time, Eq. (4.1) is rewritten as Eq. (4.8).

$$\frac{R_{sh}}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv}) = \frac{R_{sh} \cdot I_0}{V_t} \cdot e^{\frac{V_{pv} + R_S \cdot I_{pv}}{V_t}} - \frac{V_{pv} + R_S \cdot I_{pv}}{V_t} \quad (4.8)$$

For solving this new problem, notations took are:

$$y = \frac{R_{sh}}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv})$$

$$x = \frac{V_{pv} + R_S \cdot I_{pv}}{V_t}$$

$$b = \frac{R_{sh} \cdot I_0}{V_t}$$

It results an expression of the PV voltage as function of its current following Eq. (4.9)

$$V_{pv} = V_t \cdot \left[\frac{R_S}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv}) - \mathcal{W} \left(\frac{R_{sh} \cdot I_0}{V_t} \cdot e^{\frac{R_S}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv})} \right) \right] - R_S \cdot I_{pv} \quad (4.9)$$

4.2.2.5 Simplified model

Eqs (4.7) and (4.9) describe behaviour of the PV source. In order to simplify calculations, a last hypothesis is done, namely $R_S \ll R_{sh}$. This hypothesis is classically done while modelling PV sources behaviour, and has been proved to be relatively true whatever could be PV source temperature and irradiation levels.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{pv} = \frac{V_t}{R_S} \cdot \left[\frac{R_S \cdot (I_{ph} + I_0)}{V_t} - \mathcal{W} \left(\frac{I_0 \cdot R_S}{V_t} \cdot e^{\frac{V_{pv}}{V_t}} \cdot e^{\frac{R_S \cdot (I_{ph} + I_0)}{V_t}} \right) \right] - \frac{V_{pv}}{R_{sh}} \end{array} \right. \quad (4.10a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{pv} = V_t \cdot \left[\frac{R_S}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv}) - \mathcal{W} \left(\frac{R_{sh} \cdot I_0}{V_t} \cdot e^{\frac{R_S}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv})} \right) \right] - R_S \cdot I_{pv} \end{array} \right. \quad (4.10b)$$

This modelling technique has been experimentally verified several times. For much more details on the subject, reader is invited to have a look on references [13], [120] and [119], with special attention on [13] where detailed model parameters setting technique is proposed.

4.2.3 PV array modelling behaviour verification

First, the static behaviour of the modelled PV panel is verified under different uniform conditions. In Fig. 4.4, it can be observed that the simulated panel behaviour is in accordance with theoretical expected behaviour as shown in Fig. 1.3. It has to be underline again that no experimental validation will be proposed since it would have required measurement of the

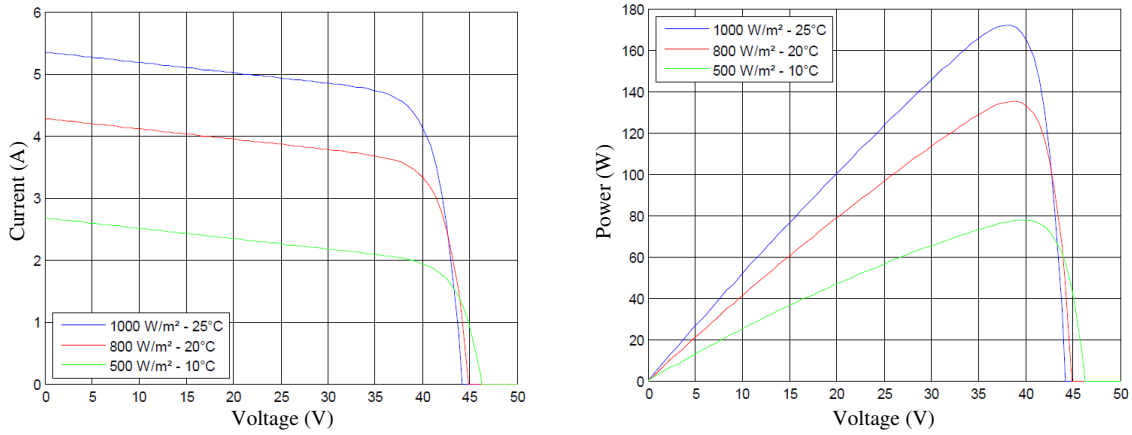


Figure 4.4: Simulated PV panel static characteristic under different uniform conditions

irradiation and temperature which were not available on the used test bench.

Our aim was to have a model presenting similar behaviour as observed in practice while the PV source is under non-uniform conditions. An array constituted with 6 PV panels as simulated in Fig. 4.4 is proposed for verifying the behaviour under non-uniform conditions. The considered interconnection scheme is shown in Fig. 4.5 ("*3p2s*" configuration), with protection diodes and considered conditions for each individual panel of the array. It has to be noticed that it was chosen to independently model each PV array and protection diodes. However, as done in [121], by-pass diode can directly be integrated in the model thanks to the Lambert function.

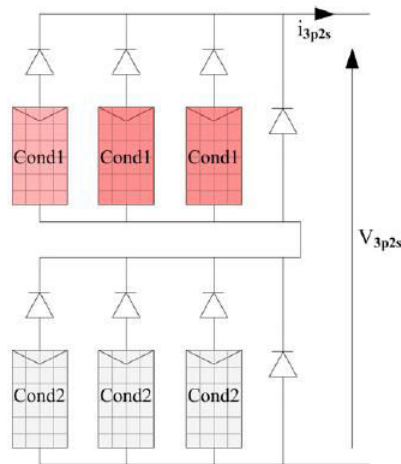


Figure 4.5: PV array "*3p2s*" under non-uniform conditions
 (*cond1* : $1000W.m^{-2}$, $25^{\circ}C$, - *cond2* : $500W.m^{-2}$, $10^{\circ}C$)

In Fig. 4.6, the simulated static characteristic corresponding to the array shown in Fig. 4.5 is given. As expected, as two different irradiation conditions are considered, the resulting characteristic presents two distinct power maxima. This behaviour has been observed to be conform to experimental behaviour under non-uniform conditions. Then the PV model is validated and could be used for simulating the MPPT which are going to be treated thereafter.

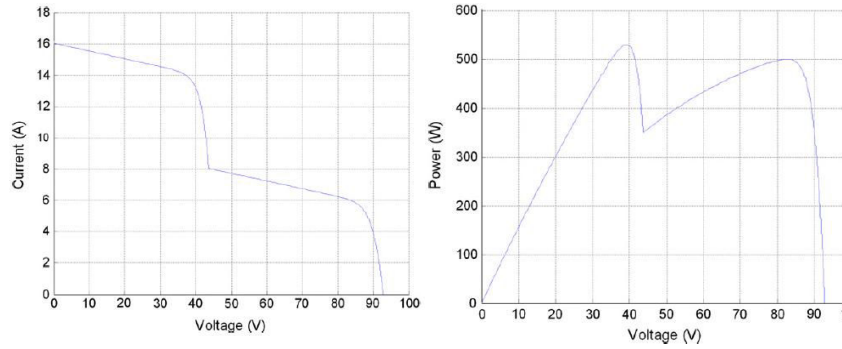


Figure 4.6: Simulated static characteristic under non-uniform conditions for the array "3p2s")

4.3 Modular approach

This section focuses on a simple PV generator module consisting of a PV array with a single DC-DC converter. For explanations and validation, the case of a boost converter is chosen. However, both control design and losses influence observations can easily be transpose to other converters structures: buck, buck-boost, sepic, Ćuk (those structures are compared in [122]). The considered converter is represented in Fig. 4.7 with associated notations.

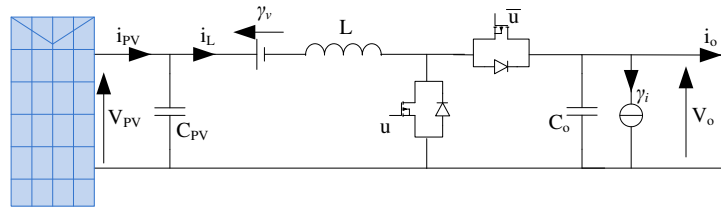


Figure 4.7: Considered PV boost converter

4.3.1 Model of the converter

Following the previous chapter idea, losses through the converter are modelled through a voltage source in series with the inductor and a current source in parallel with the output capacitor. Compared with chapter 2 study of the boost converter, there is a difference consisting in a capacitor in parallel with the PV array at the input of the converter. This results in an additional equation in the converter modelling Eq. (4.11a). Parameter γ_V and γ_i of the modelling equations Eqs. (4.11b) and (4.11c) are a direct application of chapter 2 purpose and estimated through the same method.

$$\begin{cases} C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L & (4.11a) \\ L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - \gamma_V - (1-d)V_o & (4.11b) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1-d)i_L - i_o - \gamma_i & (4.11c) \end{cases}$$

The presence of capacitor C_{pv} is justified so that the PV voltage becomes a state-variable and therefore can be controlled. Also, this capacitor is going to absorb current ripples due to switching and then the power delivered by the PV source will be much more constant on a

switching period.

Contrary to chapter 2 idea, equation corresponding to the current through the input capacitor Eq. (4.11a) is supposed to be ideal and no non-ideal behaviour parameter is added as it is for Eqs. (4.11b) and (4.11c). This choice has been done thinking of experimental systems. Indeed, through simulation, it has been tested that it is possible to suppose Eq. (4.11a) as non-ideal and to apply the same idea as for the others with identical estimation method following Eq. (4.12).

$$C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L - \gamma_{i_{pv}} \quad (4.12)$$

However, convergence of the estimation of parameter $\gamma_{i_{pv}}$ is hardly achievable in experiment. Indeed, derivative of the PV voltage Eq. (4.11a) is directly linked to the difference between the measured current i_{pv} and i_L . Then, if wanting to estimate the non-ideal behaviour of the equation $\gamma_{i_{pv}}$, an extremely precise measurement of those current is required, especially if only considering sampling of their mean values as it is done all along this study. As an example, a small derive on the offset of one of the current sensor can lead to wrong results. Then it has been preferred to consider the input capacitor as ideal ($\gamma_{i_{pv}} = 0$). Furthermore this simplifying hypothesis does not impact much since capacitor C_{pv} losses are negligible among the converter losses.

4.3.2 Control of the converter

The PV source static characteristics present the same global behaviour while plotting them with respect to voltage or current. Then, a choice as to be done of controlling it in term of voltage or current. On first difference helping to do this choice comes from the fact that it has been observed that the PV source characteristic is more "flat" while seeing it with respect to the current. Particularly it has been experimentally observed that PV source is very sensitive to a small variation of the current around short circuit point. Then it is difficult to stabilize the control of the output current around high current values.

This first observation is large enough to decide to control the PV source from its voltage. However, another even more pertinent consideration led to this choice. Voltage control has been chosen since PV voltage is less sensitive to irradiation variation than PV current, then resulting in better results when the system as to track maximum power point under changing conditions. With a single loop regulation, high dynamics performances can be guaranteed. Also, controlling the PV voltage is suitable while thinking in grid-connected systems since it will lead to a rejection of the 100Hz disturbance face to PV power extraction, leading to better efficiency as shown in [123]. Notice that it could be easy to think in controlling the output of the individual boost converters while seeing the global optimization problem with it constraints. However, this solution has to be rejected since an instability occurs around the maximum power point if controlling the output of the converter as studied in [124] and [125].

4.3.2.1 The chosen flatness-based control

A one-loop voltage controlled is designed to ensure high dynamics on the PV voltage regulation. It is possible to demonstrate that the boost converter input voltage V_{pv} is a flat output of the system. In fact, in order to simplify equation writing, voltage is not directly considered, but

the charges in the input capacitors Q defined by Eq. (4.13) is candidate to be a flat output.

$$Q = C_{pv} \cdot V_{pv} \quad (4.13)$$

From modelling equation Eq. (4.11a), the derivative of Q can be expressed as:

$$\dot{Q} = C_{pv} \cdot \frac{dV_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \quad (4.14)$$

From Eqs. (4.13) and (4.14), state variables of the system under consideration can be expressed as functions of Q and its derivative following Eqs. (4.15a) and (4.15b). V_o is supposed to be constant or slowly variable. Thus this voltage is supposed to be a measured parameter and its dynamics are neglected.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{pv} = \frac{Q}{C_{pv}} = \varphi_V(Q) \end{array} \right. \quad (4.15a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L = i_{pv} - \dot{Q} = \varphi_i(Q, \dot{Q}) \end{array} \right. \quad (4.15b)$$

Secondly, we consider the second order derivative of the candidate flat output Q :

$$\ddot{Q} = \frac{di_{pv}}{dt} - \frac{di_L}{dt} \quad (4.16)$$

Then, control input d can be written into a form similar to this given by Eq. (1.10c). It comes :

$$d = 1 + \frac{1}{V_o} \left[L \left(\frac{di_{pv}}{dt} - \ddot{Q} \right) - \varphi_V(Q) - \gamma_V \right] = \psi_d(Q, \dot{Q}, \ddot{Q}) \quad (4.17)$$

With the definition given in Eqs. (1.10a), (1.10b) and (1.10c), we can deduced from Eqs. (4.15a), (4.15b) and (4.17), that the studied system can be considered as differentially flat system, Q being the flat output associated to the control input d .

A trajectory for the reference is obtained by means of a second order filter. To ensure the control of the flat output to its reference trajectory, a classical third order reaching law is used:

$$\left(\ddot{Q}_{ref} - \nu \right) + K_1 \left(\dot{Q}_{ref} - \dot{Q} \right) + K_2 \left(Q_{ref} - Q \right) + K_3 \int \left(Q_{ref} - Q \right) dt = 0 \quad (4.18)$$

The command signal d (the duty cycle) is obtained thanks to the relation: $d = \psi_d(Q_{ref}, \dot{Q}_{ref}, \nu)$ where ν is the new control variable given by Eq. (4.18). The values of coefficients K_1 , K_2 and K_3 are computed to set the poles of the system in closed loop. They are chose following Eq. (4.19). The integral component is used to ensure a zero static error (which can be generated by modelling errors or parameters variations).

$$\left\{ \begin{array}{l} K1 = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n + p_1 \\ K2 = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot p_1 + \omega_n^2 \\ K3 = p_1 \cdot \omega_n^2 \end{array} \right. \quad (4.19)$$

where ξ is the damping, ω_n the pulsation, and p_1 absolute value of one pole of the considered regulation. Those parameters are chose knowing the switching frequency f_s of the system.

4.3.2.2 Discussion on the adopted PV voltage control strategy

Some elements of response against criticisms on the adopted control are given in this paragraph. Face to the huge number of publications on the subject, many other techniques to control the PV voltage can be found, each one being "sold" and then its benefits underlined compared to poorer techniques. Then it was thought interesting to underline benefits of the chosen technique compared to some others one.

The validity of the proposed flatness-based controller is ensured for a large width of variation of the PV voltage value. Also, since the chosen controlled is based on the flatness propriety of the system, inductor current is ensured to stay between reasonable boundaries by applying suitable trajectories even if it is not directly controlled with a one loop controller.

After an literature review on the subject, it was thought that a comparison with a least one more recent improved control technique was required. For this purpose, the sliding-based control proposed in [19] and [126] was an ideal candidate since those papers present a very interesting and efficient PV voltage control. Then, elements for comparing the proposed technique based on flatness and the sliding-mode controller presented in [19] and [126] are given.

First, both control methods requires 2 different sensors to achieve an efficient reference tracking. In [19] and [126], the input capacitor voltage and current are needed, whereas with the flatness-based method, the capacitor voltage and the PV current are required.

In fact, it is the derivative of the PV current which is needed in the proposed method (see Eq. (4.17)). Then the derivative is digitally calculated from the sensing of the current. This leads to one of the main disadvantage of the proposed flatness based controller: indeed, in case of a fast irradiation variation, the derivative of the PV current is not negligible and influences the control and it is well known that in presence of noise on the measurement (unfortunately real life), a digital calculation of the derivative of one sensed value is quite hard to achieve accurately.

This difficulty has been removed with the control proposed in [19] and [126]: even if the derivative of the voltage is needed, its value is not calculated but directly measured through the capacitor current sensing (those values are directly proportional through $i_{C_{PV}} = C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt}$). This control method has been shown to be really efficient under uncommon irradiation slopes.

Another difference between the two control techniques appears while the converter passes in discontinuous conduction mode (DCM). Indeed, it has been shown in [19] and [126] that the presented sliding mode control works efficiently under DCM. On the other side, the flatness-based technique is based on the modelling of the converter which have been designed for continuous conduction mode (CCM). Then, if the system goes under DCM, modelling equations are not the same, and to achieve a efficient tracking it would be useful to rewrite all equations leading to a switch between two different duty cycle calculations. This last aspect has not been taken into account since synchronous rectification was present among the tested cases then rejecting the DCM.

Finally, it can be concluded that the choice between the two control technique is hardly achievable, the main difference coming from the placement of the current sensors. Indeed, it has been shown that under the exact same cases, results were similar. As an illustration, Fig. 4.8

gives the behaviour of the controlled PV voltage through the proposed flatness based controller and comparison with results from [126]. On the overall scenario detailed in [126], observation is that both technique lead to the same efficiency.

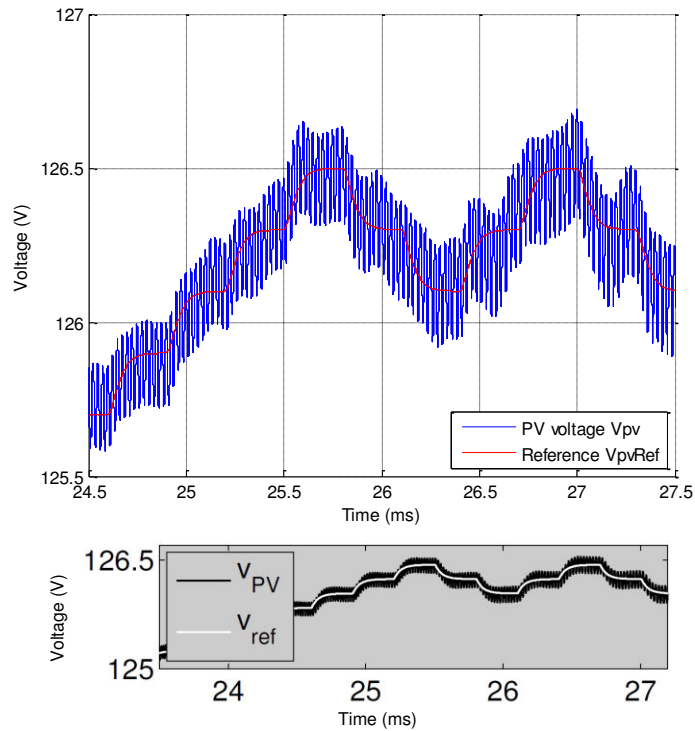


Figure 4.8: Simulated behaviours of the controlled PV voltage V_{pv} - (top) flatness-based controller - (bottom) sliding-based control from [126]

4.3.3 Converter losses consideration

During experiments on MPPT under non-uniform conditions, it has been observed that in some cases, the consideration of the PV converter losses could lead to improve total power at the output of the converter. Unless classical approaches where MPPT aims to maximize the PV power, it is shown that it is better to act on the load power as represented in Fig. 4.9. Indeed, in some non-uniform condition configurations, their could happen that global maximum is different. Then maximizing the load power can lead to a gain in efficiency which can be important if those conditions last a long time. Furthermore, in those cases, maximizing the load power leads to reduce the losses through the converter. Then the converter is less stressed which can only be beneficial face to its ageing and reliability.

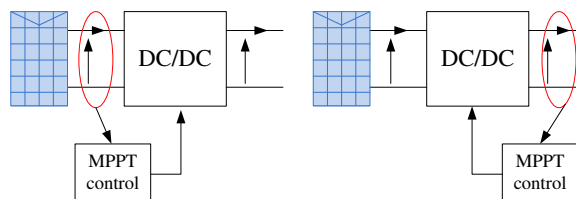


Figure 4.9: MPPT techniques - (left) Classical PV power maximisation - (right) Proposed load power maximisation

It has been chosen not to detail in this chapter the MPPT algorithm which was used for this verification. Details on this work are given in A. Houari PhD thesis [2] where additional experimental and simulation results can be found. Also, the used MPPT algorithm can be found in [23] and is given back in Appendix A.

Fig. 4.10 gives a comparison on maximizing the PV power or the load power. Those results were obtained with an array composed of 6 panels in parallel (array "6p"). The array was partially shaded by covering part of the array with sheet. In this figure, the part named "scanning" correspond to an imposed slope on the reference voltage before a P&O algorithm starts from the detected global maximum.

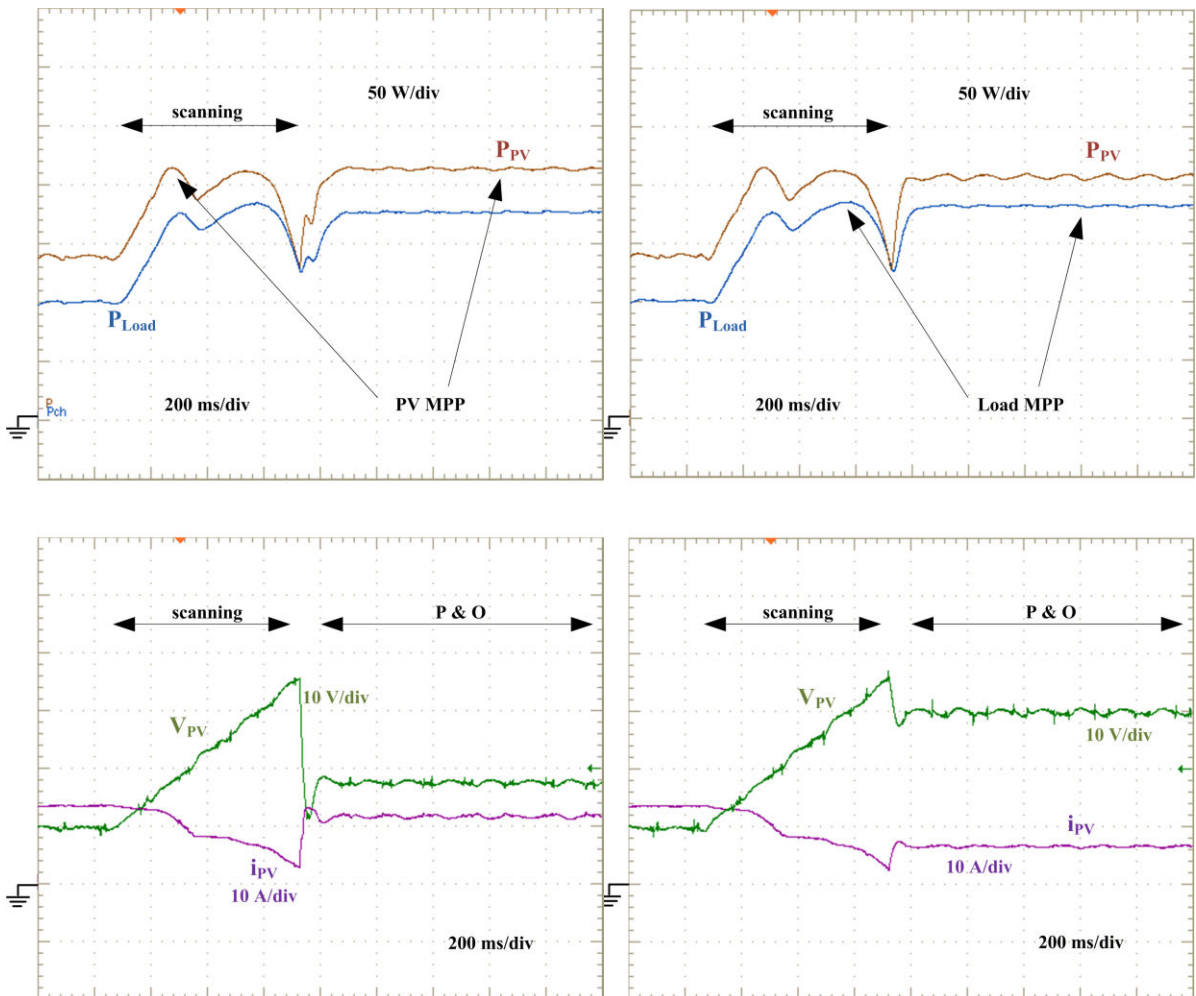


Figure 4.10: Experiment on "6p" array under non-uniform conditions - importance of the converter losses

(left) PV power maximisation - (right) load power maximisation

Two different cases are shown in Fig. 4.10. The only difference come from the power which is aimed to be maximized: the PV power or the load one. As those results were obtained under the same external conditions, only difference between PV power and load power come from internal losses through the associated converter. It can be view on this results that the global maximum on the PV power characteristic corresponds to a local maximum on the load

characteristic and inversely. This comes from a current at the input of the converter lower on the case of a load power maximization leading to losses reduced.

Results obtained with an array composed of 2 series group of 3 panels in parallel (array "3p2s") are given in Fig. 4.11. Once again, it can be observed in this figure that PV array global maximum differs from load global maximum. On the case represented in Fig. 4.11, the power received by the load is around 2% higher compared with what it would be if maximizing the array power. It is also to be underlined that maximizing the load power also leads to a reduction of the converter internal losses to 20W in this case compared to 30W if maximizing the array power.

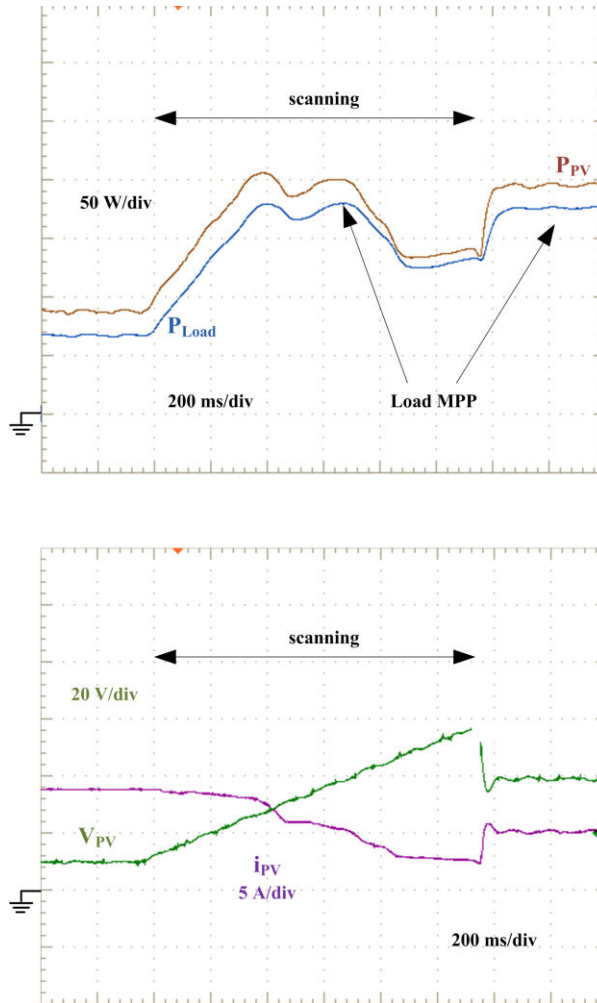


Figure 4.11: Experiment on "3p2s" array under non-uniform conditions

4.4 Distributed PV power generation - Series architecture

Distributed architectures are widely used in photovoltaic (PV) applications since it leads to many desirable features. Simple per-panel DC-DC converters can be series connected to create a high voltage string associated with a single DC-AC converter, eliminating large amount of AC inverters with associated protections and filtering components. In this way, per-panel converters advantages are kept without increasing cost or efficiency penalties [127]. One of the main advantage of series connection of those converters is that each individual converter has

to bear a fraction of the DC-bus voltage at its output and then do not required high boost ratio. Compared with parallel interconnection this makes possible the use of MOSFETs rather than IGBTs, resulting in higher switching frequencies, shorter dead times, and so forth,... all features leading to a higher efficiency.

As distributed architecture leads to many desirable features, this solution is subject to many recent studies, with a increasing number of industrial applications as reviewed in [128]. Critical steps of the design of such structures have been listed in [129], resulting in consideration on the converter parameters, the PV string size and the inverter operating voltage. In [130] the authors proposed an optimisation of the PV cells arrangement considering the structure volume and efficiency.

Supposing a good design of the structure, one of the main challenge of distributed architectures come from its control and power maximization strategy. For this purpose, a MPPT technique named TEODI for Technique based on the Equalization of the Output operating points in correspondence of the forced Displacement of the Input operating points as been developed in [131], [132] and [123]. This technique is based on the comparison of identical systems. Even if very interesting (mainly because of its simplicity of implementation) TEODI may felt under non uniform irradiation condition. Furthermore, when non uniform conditions are taken into account, it is necessary to consider some constraints in order to protect individual converters. Those considerations are well described in [133] where feasible MPP possibilities are compared with absolute solutions on distributed architectures.

From the output, the characteristic of the PV generator - PV array + DC-DC converter - presents a plateau for maximum, or multiple ones under non-uniform conditions as shown in Fig. 4.12. Indeed, supposing an ideal DC-DC converter with at it input a PV array operating at a voltage corresponding to its MPP, the output voltage can be adjust in a large interval by acting on the converter command. This interval corresponds to the constant maximum power plateau in Fig. 4.12. This particularity stay true with any other DC-DC converter structure. This aspect has been largely studied in [134], where the authors demonstrate the impact of the voltage at the input of the inverter in case of a grid connected system. Because of the plateaus indeed, it is very important to take the voltage V_{bus} into consideration for maximizing the power. Considering a system working with a fixed and constant bus voltage could definitely lead to a large loss of energy in case of non-uniform conditions. In view of this curve, it can be easily understood that a classical P&O based MPPT acting on the bus voltage could felt in searching the global maximum because it can converge indifferently on any of the plateaus.

To overcome every control and MPPT problems, several methods have already been proposed. First, in [135], it is shown that thinking of a P&O-based search technique, it is preferable to have one centralised unit acting on multiple variables than one single variable maximisation per individual converter (Fig. 4.13). Even if not presented in [135], constraints on the converters can easily been added on the P&O-based MPPT. Acting on multiple variable instead of one was also shown to be a better solution in [17] on the case of a single-stage PV inverter. Then, a centralised MPPT unit is suitable for distributed systems. However, individual maximisation techniques can also be found as for example in [136], where individual extremum-seeking controls are combined with a central supervisor acting when constraint limits on the converters are reached. One last solution found in the literature consists in adding additional components to deal with non-uniform conditions as in [137], where nondissipative string current diverters

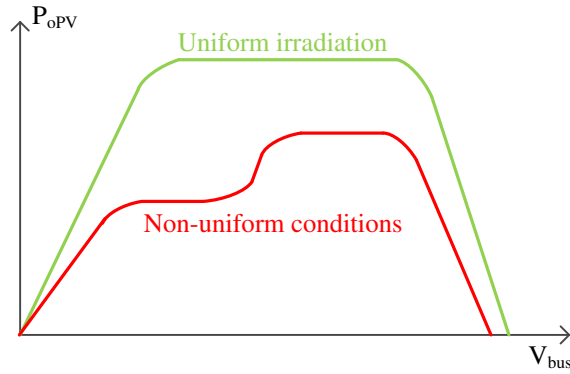


Figure 4.12: Location of the global maximum

are used to allow constraints on the converters to be respected whatever the conditions are.

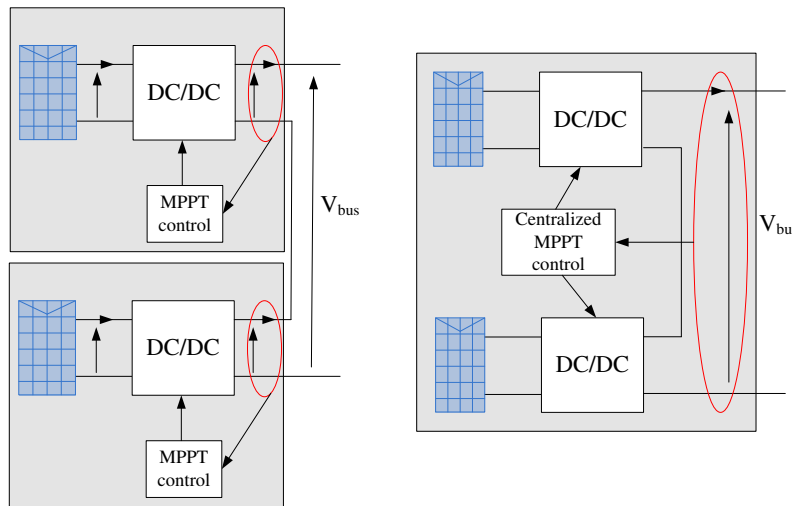


Figure 4.13: Distributed PV architecture
 - (left) Individual MPPT - (right) Centralised MPPT unit

The purpose of this section deals with solving problematic of Distributed-MPPT (D-MPPT). The leading idea is to define a control strategy enabling the system to work on its feasible global maximum as much as possible. The proposed method is based on a PSO-based technique to solve the under constraints optimization problematic of D-MPPT considering the PV static characteristic known. A possibility to online acquire the PV characteristic is described since its is required for the proposed optimisation process. Finally, simulation and experimental results are provided for validation.

4.4.1 Considered system

The considered system consists in N PV generators composed with PV array and associate boost converter, all connected in series to form a DC voltage bus. The proposed method can also easily been adapted for isolated converters. A storage element is connected in parallel on the DC bus through another boost converter. It could indifferently be a battery or a bank of supercapacitors, and is designed with subscript 'a' for auxiliary. The DC voltage bus is

supposed to feed an inverter. A scheme of the structure with associated notation is presented in Fig. 4.14. The optimization process described in this section is described in the general case of N series connected generators (PV array and associated boost converter), and verified through simulation and experiment for $N = 3$. Furthermore, the proposed method can be easily modified for a use on grid-connected system as discussed in section 4.4.2.

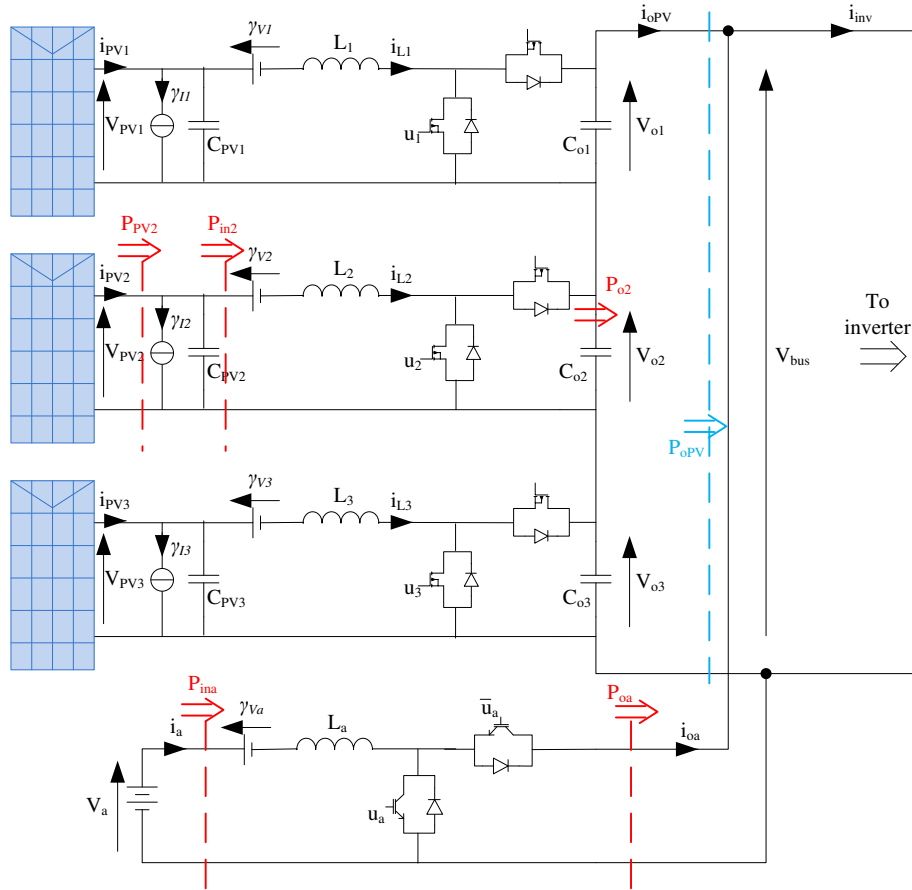


Figure 4.14: Scheme of the considered system and notations

4.4.1.1 Modelling

As it will be discussed in section 4.4.2.4, the modelling presented in chapter 2 is not directly applied since it would modify behaviour of the output characteristic and the location of the global maximum. The only difference is that an equivalent current source is considered at the input of each PV boost converters instead of at their output. This choice is done in order to keep a model with flat plateau on the output characteristic as represented in Fig. 4.12. If the considering losses at the output as done in chapter 2, output characteristic will not be flat; the plateaus will indeed have a small decreasing slope with respect to bus voltage introducing unwanted behaviour as discussed in section 4.4.2.4.

With notations presented in Fig. 4.14, dynamic average model of the system is given by Eqs. (4.20a)-(4.20f).

$$\begin{cases}
 C_{pv_k} \frac{dV_{pv_k}}{dt} = i_{pv_k} - i_{L_k} - \gamma_{I_k} & (4.20a) \\
 L_k \frac{di_{L_k}}{dt} = V_{pv_k} - \gamma_{V_k} - (1 - d_k) V_{o_k} & (4.20b) \\
 L_a \frac{di_a}{dt} = V_a - \gamma_{V_a} - (1 - d_a) V_{bus} & \forall k = 1 \dots N \quad (4.20c) \\
 C_{o_k} \frac{dV_{o_k}}{dt} = (1 - d_k) i_{L_k} - i_{opv} & (4.20d) \\
 \sum_{j=1}^N V_{o_j} = V_{bus} & (4.20e) \\
 i_{inv} = i_{opv} + i_{oa} & (4.20f)
 \end{cases}$$

4.4.1.2 Losses estimation

Contrary to the PV converter modelling presented in section 4.3, the equivalent current sources modelling the losses γ_{I_k} are placed at the input of the boost converters. This difference is required not to influence results of the power maximization from the chosen model. However, as underline in part 4.3, with this model it is not possible to correctly estimate parameter γ_{I_k} because of a very high sensibility on measurements.

In practice, parameters γ_{I_k} are not directly estimated. The exact same modelling and estimation through state observer as described in section 4.3 are kept, with equivalent current sources $\gamma_{I_{k_o}}$ at the output of the PV boost converters. Parameters γ_{I_k} in the model used for optimization (Eqs. (4.20a)-(4.20f)) are then calculated considering equal lost power as described through Eq. (4.21).

$$V_{o_k} \gamma_{I_{k_o}} = V_{pv_k} \gamma_{I_k} \quad (4.21)$$

4.4.1.3 Control of the structure

For the control of the structure, the following scheme has been decided. Each PV voltage are regulated to their references through the flatness-based one loop controller presented in 4.3. The bus voltage is controlled from the auxiliary converter. For this converter, a two loop controller has been chosen, external loop controlling the bus voltage and internal loop regulating its input power P_a . Controllers are those used in chapter 2.

4.4.2 The Constrained Optimization Algorithm

The global and constrained maximization of the power delivered at the dc bus is obtained by means of a Particle Swarm Optimization (PSO) based algorithm. PSO was already used thinking in MPPT problems as for example in [138] where PSO-based optimization is combined with neural network to deal with MPPT problems when the characteristic presents multiple peaks.

The choice of PSO-based optimization algorithm has been largely done because of its rapidity of convergence and its ease of implementation. Compared with classical gradient or newton based optimization techniques, PSO has several advantages in our application. First, this method does not requires any knowledge of the derivative of the objective function. This is a great advantage for this application since the objective function is implicit, then requiring finite differentiation for the derivative estimation which is well known to be very sensitive to noise. Another advantage of this technique is that it is a global optimisation and does not

requires multi-starts as needed if using a local methods which results are dependant to the starting point and could lead to local and not global results.

Practically, the global optimisation process consists in the succession of three distinct sequences, restarted on a condition discussed in section 4.4.3.2.

- First, a scan of the entire PV voltage range is realised to acquire the PV static characteristic.
- Second, based on the scanning, the PSO algorithm is running. In the same time, the voltage references are set to their value obtained with the previous optimisation. This second sequence stopped when the optimisation is completed.
- Finally, voltage references are set to their new optimal values (i.e. the solution of the constrained problem).

4.4.2.1 PSO theory

Particle Swarm Optimization was firstly proposed by J. Kennedy and R. Eberhart in [139]. It is a population based stochastic optimization technique used to determine the required parameters by maximizing the objective function in a given search space. It is a simple and an effective technique which can be applied to multi-variable function optimization with multiple local points. Its theory can be found directly at the source [139] as well as many paper using it, or better in [140] where the original authors give an good overview of the use and improvement realized on the optimization technique they proposed recently - i.e. 10 years later.

PSO has two primary operators, which are the velocity update and the position update. The PSO uses several particles or agents to search for the maximum or minimum values of an objective functions. Each of the agent moves in a given search space with a velocity ν_i^k . Then, a new velocity value for each agent is calculated based on the current velocity, the previous best position and the global best position, for each iteration. Later, the new position is updated by using the previous position and the new velocity value. The velocity and position of the agents will be updated according to Eqs. (4.22a) and (4.22b).

$$\begin{cases} \nu_i^{k+1} = w\nu_i^k + c_1r_1(p_{best_i} - s_i^k) + c_2r_2(g_{best} - s_i^k) \\ s_i^{k+1} = s_i^k + \nu_i^{k+1} \end{cases} \quad (4.22a)$$

$$(4.22b)$$

Considering notations:

- ν_i^k is the current velocity vector;
- ν_i^{k+1} is the modified velocity vector;
- s_i^k is the current position vector;
- s_i^{k+1} is the modified position vector;
- w is the inertia weight;
- p_{best_i} is the best position found by particle i ;
- g_{best} is the best position found by the group of particle;

- c_1 is a cognitive coefficient;
- c_2 is a social coefficient;
- r_1 is a random parameter is the interval $[0, 1]$;
- r_2 is a random parameter is the interval $[0, 1]$.

4.4.2.2 The objective function

The considered optimization problem consists in maximizing the produced power at the output of the series connected PV generators, namely $P_{o_{PV}}$ in blue in Fig. 4.14. This power can be expressed through Eq. (4.23).

$$P_{o_{PV}} = \sum_{k=1}^N V_{pv_k} I_{pv_k} - \gamma_{V_k} i_{L_k} - V_{pv_k} \gamma_{I_k} \quad (4.23)$$

Variables V_{pv_k} and I_{pv_k} are assumed to be known after the scan of the PV curve as detailed in section 4.4.3. The PV current is then known as a function of the voltages as $I_{pv_k} = h(V_{pv_k})$.

Then, the optimization problem is to find the reference vector:

$$V_{refs} = \left(V_{pv_1}^{ref}, V_{pv_2}^{ref}, V_{pv_3}^{ref}, V_{bus}^{ref} \right) \quad (4.24)$$

that allows to achieve the objective Eq. (4.25). In this equation, F_{inv} is a penalisation coefficient taking into account the output inverter efficiency. F_{inv} is justified in section 4.4.2.4 and can be expressed through Eq. (4.31).

$$\max_{V_{refs}} (P_{o_{PV}} \cdot F_{inv}) \quad (4.25)$$

The objective function can be expressed as a function of the voltage reference vector V_{refs} following Eq. (4.26):

$$\max_{V_{refs}} (P_{o_{PV}} \cdot F_{inv}) = f(V_{refs}) \quad (4.26)$$

4.4.2.3 Constraints

To ensure a suitable functioning of the overall structure, some constraints have to be considered while realizing the optimization. Those constraints are necessary to ensure each individual converter working inside the boundaries for which it has been designed. In the distributed architecture under study, boost converters are used. Corresponding constraints are to ensure a boost mode functioning Eq. (4.27a), to avoid voltages exceeding maximum tolerable by the components Eq. (4.27b), to ensure PV array working in generator Eq. (4.28a), and to verify bus voltage staying between its boundaries Eq. (4.28b).

$$\begin{cases} V_{pv_k} < V_{o_k} \\ V_{o_k} < V_{max} \end{cases} \quad (4.27a)$$

$$\begin{cases} V_{pv_k} < V_{o_k} \\ V_{o_k} < V_{max} \end{cases} \quad (4.27b)$$

$$\begin{cases} V_{pv_k} \in [0, V_{oc_k}] \\ V_{bus} \in [V_{bus}^{min}, V_{bus}^{max}] = [V_{bus}^{min}, NV_{max}] \end{cases} \quad (4.28a)$$

$$\begin{cases} V_{pv_k} \in [0, V_{oc_k}] \\ V_{bus} \in [V_{bus}^{min}, V_{bus}^{max}] = [V_{bus}^{min}, NV_{max}] \end{cases} \quad (4.28b)$$

The bus voltage is calculated through Eq. (4.20e). Individual converter output power can be expressed as Eq. (4.29).

$$P_{o_k} = V_{pv_k} h(V_{pv_k}) - \gamma_{V_k} (h(V_{pv_k}) - \gamma_{I_k}) - V_{pv_k} \gamma_{I_k} \quad (4.29)$$

In steady-state, the converters output voltages V_{o_k} can then be expressed as a function of V_{refs} as Eq. (4.30).

$$V_{o_k} = P_{o_k} \frac{V_{bus}}{P_{o_{PV}}} = g(V_{refs}) \quad (4.30)$$

Finally, it results an optimization problem with one objective and $2N + 1$ non-linear constraints which can be expressed as a function of the reference vector V_{refs} . Practically, the constraints are taken into account by penalizing the objective function.

4.4.2.4 Vbus - inverter influence

In [134], Alonso et al. describe the influence of the inverter voltage on distributed MPPT architecture performance. They particularly put into evidence that under mismatching conditions, the output characteristic of the D-MPPT architecture presents multiple plateaus. In this case, inverter voltage must be set to a value corresponding to the maximum power plateau.

As shown previously, the output characteristic has one or multiple power plateaus. With a PSO-search technique, the whole possibilities will be scanned. Then, the result of the optimization concerning the DC bus voltage will possibly be any solution on the maximum power plateau. Not to have large variations on the bus voltage reference at any time the algorithm is restart, it is necessary to impose one condition on this reference. Especially, if conditions does not change significantly, result on the bus voltage reference must be unique.

To introduce this behaviour in the optimization algorithm is not that easy since it depends a lot on the modelling of the system adopted. Indeed, contrary results can be found only depending on the model. First, if the boost converters are modelled exactly as done in section 4.3 (or following Shahin's work [78]), part of the losses will be model through current sources in parallel with the converter's output capacitor. From such a model, the considered output characteristic will not be flat anymore; the plateaus will then have a small decreasing slope with respect to bus voltage. On this opposite, in [141], Jiang et al. considered a small increasing slope on the output characteristic plateaus, because of wire conduction loss in the connection to inverter.

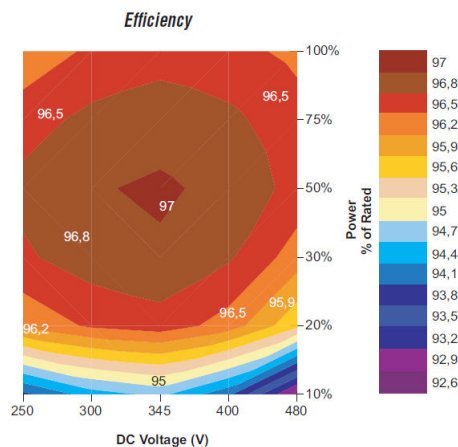


Figure 4.15: Efficiency of an inverter face to DC voltage [142]

Then, choice between those two considerations is difficult, especially when looking on experimental curves where plateaus really look flat [134]. To overcome this problem, another consideration which does not depends on the boost converters modelling is done. Indeed, with

the considered model, the plateaus are flat. To favour some specific bus voltage, it has been chosen to take into account another element of the system, namely the inverter on which the system presented in Fig. 4.14 will be connected.

The efficiency dependency of inverters face to DC voltage can be found on inverters' datasheet and specific studies on those system such as [143]. In every cases, it appears that the maximum of efficiency of the inverter is for the DC voltage for which it has been designed, decreasing either if the DC voltage increase or decrease, and this, for any power level. This is illustrated in Fig. 4.15 with inverter efficiency represented with respect to its DC voltage as given in the datasheets [142]. The nominal DC voltage of this inverter is 360V.

It has been chosen to integrate this behaviour in the optimization by multiplying to cost function (the power to maximise with constraints on the converters, see section 4.4.2) by a penalization coefficient F_{inv} depending on the inverter DC voltage optimum V_{invOpt} , and decreasing with respect to the square of the bus voltage on both sides following Eq. (4.31). The coefficient α_{inv} allows to change the convexity of the parabola approximating the inverter efficiency profile. A small convexity equal to 0.2% as been chosen.

$$F_{inv} = 1 - \alpha_{inv} * (V_{bus} - V_{invOpt})^2 \quad (4.31)$$

4.4.3 PV characteristic acquisition

In this paragraph, online characteristic measurement is described. This represents an important point of the proposed optimization since the proposed PSO-based algorithm is realized considering each PV characteristic as known. Then it is necessary to develop an appropriate technique enabling the sampling of enough points on the characteristic. This might be realized without perturbing too much the system, and fast enough not to lose important amount of energy. Unfortunately, while reading at the literature on the subject, it is really difficult to find studies describing this process whereas some use it as an input of the MPPT as for example [138], although this represents a weak point of this kind of method.

The proposed PV characteristic acquisition technique has been chosen so that it was possible to be validated experimentally. This solution has the advantage not to require any additional equipment to be feasible, and is especially designed with a sampling frequency equal to switching one.

4.4.3.1 Description of the acquisition process

To obtain the PV characteristics, it has been decided to impose a slope on the PV voltage references. This slope must be designed enough slow to ensure the acquisition of a reasonable amount of sampled points on the characteristic and ensure the control follows its reference, but it must be also fast enough not to perturb too much the structure, as discuss in next paragraph.

In practice, the impose slope is chosen to be as fast as possible keeping control of the voltage ensured. It result on a slope duration of 4ms. This speed enable to sample 80 points on the PV characteristics considering a sample frequency of 20kHz, which seems to be large enough to have a correct approximation of this curve in the optimization algorithm. Before starting the slope, another 4ms sequence is considered, where a constant low voltage is imposed letting the system stabilizing on its starting point. It results a sequence of 8ms where the system

deliberately does not work at its optimized point as represented in Fig. 4.16. This sequence presents loss in term of global power production, and is impacting on the components sizing as discussed in following paragraph.

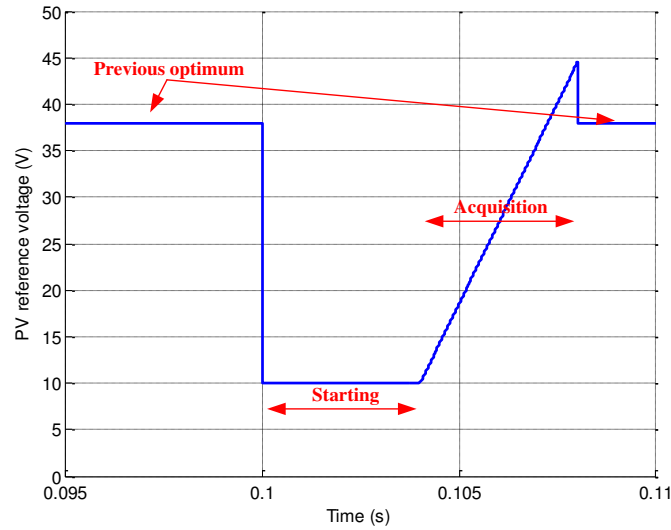


Figure 4.16: Reference voltage for the characteristic acquisition

4.4.3.2 Impact of this sequence - Lost energy - Discussion around the restart condition

The acquisition of the PV characteristic is a weak point of this method since it leads to a volunteer loss of energy and can perturb the system behaviour. The frequency of the scanning action affects the power production of the overall system efficiency, so that it must be minimized or a strategy for having an adaptive trigger of this operation must be used. A simple condition to check if the PV curves scan and the optimization process must be launched is based on the measurement of the PV currents i_{pvk} . A significant change in one of the PV currents is due to a change in the environmental or shadowing conditions, so that the whole control process needs to be launched. An additional condition can be introduced concerning the slope of the PV currents variations: then optimization will restart only when needed, the system staying in the same operating point if no variation is detected.

On the other hand, PV characteristic acquisition leads to a volunteer loss of energy. This loss must be kept nearly negligible and in this aim the acquisition must be done as few as possible.

During the acquisition, the output capacitor must feed the load with the lacking energy coming from the source compared with a constant maximum power extraction as schematically represented in Fig. 4.17. This lack of energy E_{lost} , during this sequence, can be expressed following Eq. (4.32).

$$E_{lost} = V_{MPP} \cdot I_{MPP} \cdot \Delta t - \int V_{pv}(t) \cdot I_{pv}(t) dt \quad (4.32)$$

The value of $V_{pv}(t)$ is known as it is imposed. Here we suppose the PV voltage perfectly following its reference. The PV current results from PV irradiation and temperature conditions.

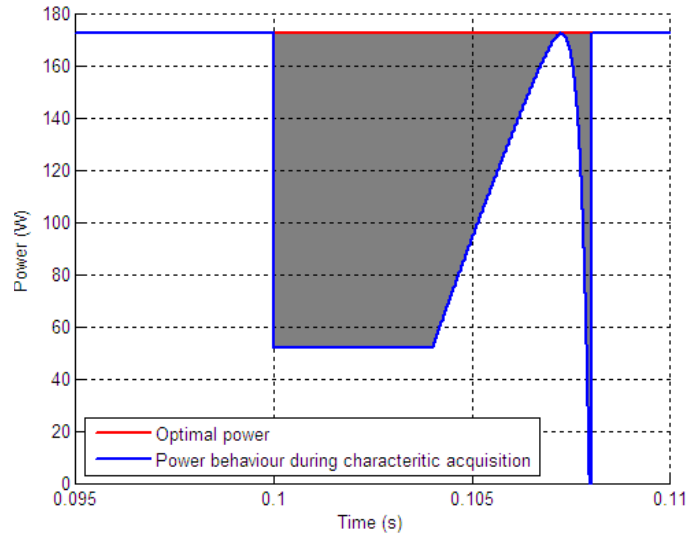


Figure 4.17: Energy loss during characteristic acquisition

For sizing the output capacitor, PV current is calculated from a model of the array. It has been chosen to use the mathematical modelling possible with Lambert \mathcal{W} as detailed in section 4.2.

Considering the PV array resulting in the characteristic represented in Fig. 4.18, the loss of energy compared with ideal functioning at MPP at any time follows Eq. (4.33) and corresponds to the area in grey in Fig. 4.17. Compared with ideal functioning at any time (corresponding to 175W in the considered case), this loss of energy becomes negligible (less than 0.5% of the produced energy) if this acquisition sequence is done less than once every 1s.

$$E_{lost} = 0.695J \quad (4.33)$$

Finally, it is chosen not to restart this sequence more than every one second. For this reason, it is obvious that during fast changing conditions the proposed scheme leads to poorer efficiency than others possibilities. However, the proposed technique ensure functioning on the global feasible maximum in steady state.

4.4.3.3 Diagnosis on the PV arrays

In this work, the PV characteristic acquisition is used to optimize the produced power. However, it is to be noticed that this information can also be used for other purposes. For example, the PV characteristic acquired can be used for diagnosis on the PV array. As underlined in [144], series resistance has been identified as the main reason for module performance degradation. The value of the PV array series resistance can be easily estimated when knowing the characteristic. Indeed as demonstrated in [145], the PV array series resistance can be well approximated as Eq. (4.34).

$$r_{pv} = - \left. \frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} \right|_{V_{OC}} \quad (4.34)$$

With the measured (quasi-) static characteristic, the value of the PV array series resistance is directly measured. From this value, to be able to come back to the PV array State-Of-Health,

it would require to have a good model on its ageing and/or data-memory storage capacity for comparison on long term on its evolution. However, this solution is quite complex since series resistance varies with irradiation and temperature then rapidly increasing data-memory storage capacity requirement long as it needs to be precise. The possibility on the diagnosis on the PV array has not been tested during this work.

4.4.4 Simulation

4.4.4.1 PV characteristic acquisition

Even if this solution will be used in the experimental part, it is useful to verify it in simulation since it is the only way to know the characteristic which is measured from this technique. Figure 4.18 attests the validity of the proposed technique face to acquisition measurement. Even if it is possible to acquire 80 points on the characteristic with the proposed technique and sampling frequency $f_s = 20kHz$, it has been chosen to acquire only one over two consecutive points. This choice has been done while realising experimental test, and ensures the acquisition to be less sensible to noise on measurement.

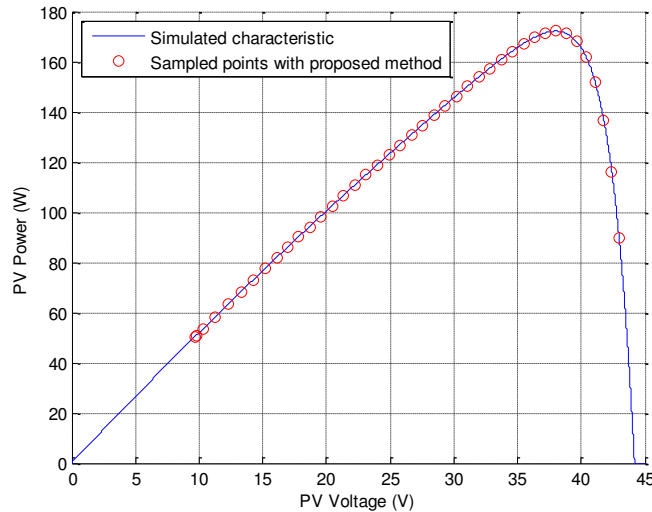


Figure 4.18: Verification of the PV characteristic acquisition - Simulation result

4.4.4.2 Optimization verification

To test more cases of irradiation conditions, simulation is more simple. Then, it has been verified that under several irradiation and temperature condition configurations, the proposed optimization technique leads to a system functioning at its global feasible MPP. Their, choice as been done only to focus on a single simulation scenario allowing to illustrate both improvements and limitations of the proposed MPPT technique. Simulations have been realized using co simulation between a circuit-typed software and Simulink.

The considered scenario is as follow. The two first PV panels received a constant irradiation of $500W/m^2$. The third one starts from the same point but from $t = 0.3s$ its irradiation continually decrease with a slope of $50W/m^2/s$ to $t = 4.3s$ before stabilizing at $200W/m^2$. Fig. 4.19 gives the evolution of the PV currents and voltages, the bus voltage, the output voltages of the boosts converters, and the power which was aimed to be maximized through the proposed strategy. For those simulations, constraints parameters are $V_{max} = 60V$, $V_{bus}^{min} = 100V$,

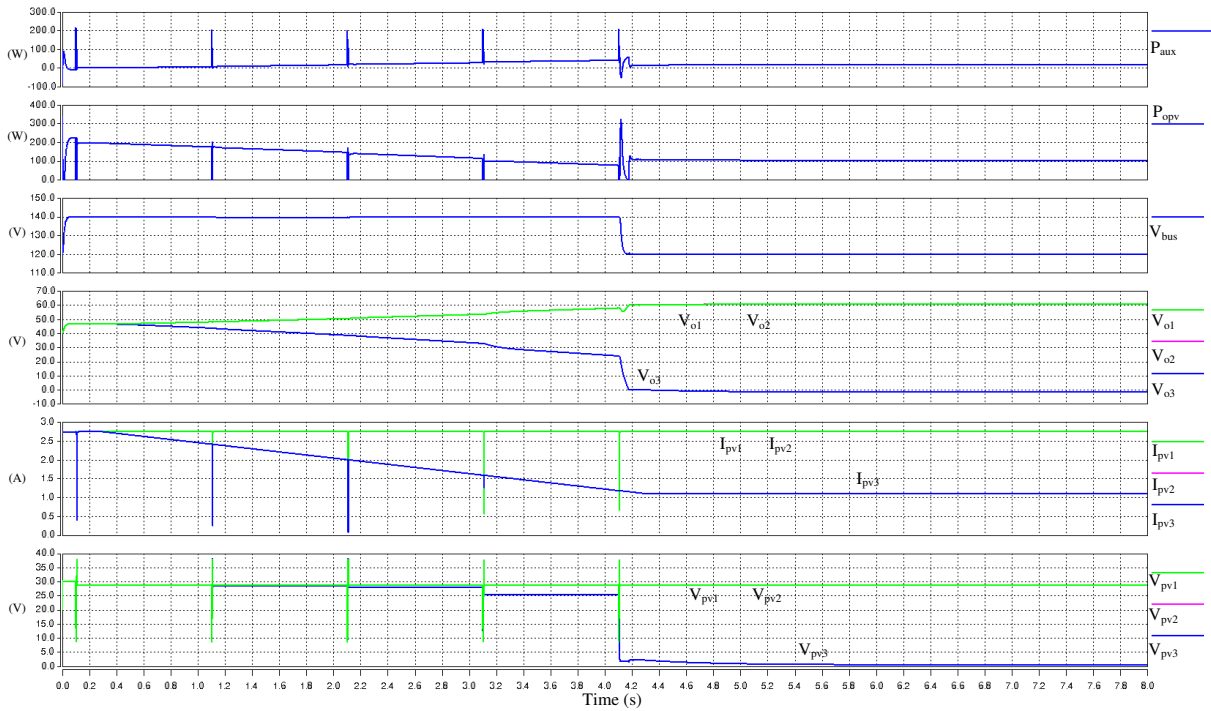


Figure 4.19: Simulation of the proposed MPPT strategy

$$V_{bus}^{max} = 180V \text{ and } V_{invOpt} = 140V.$$

On the waveforms presented in Fig. 4.19, several aspects of the behaviour of the system controlled with the proposed method can be observed. First, PV characteristics acquisition sequences are easily visible. On this simulation, the third panel is subject to fast changes on its conditions and one of the chosen limitation is reach, namely not to restart this specific sequence more than once a second while the restart condition coming from the PV current measurement is reach faster. This explains why the acquisition sequence is their done once a second during the transient. However, it can be seen that under constant conditions (after $t = 4.3s$) no more acquisition is done. Impact of this one second latency before changing the reference is minimized by controlling the PV voltage as it is less sensitive to the irradiation than the current which is visible on the 3 first steps where even after a quite large change, the reference voltage corresponding to the global maximum does not vary much.

On the other hand, one important feature of the proposed technique appears while the third PV panel irradiation becomes very low. Indeed, it can be seen in Fig. 4.19 that after $t = 4.1s$, the third PV generator (panel + converter) is totally stopped. It has to be observed that in the same time, the output voltages of the two other converters reach the maximum possible value of $60V$ and that it also induced a change in the bus reference voltage. Still, coming back to the main objective, it can be observed that all constraints are verified and even more important that the power P_{oPV} is well optimized (it has been verified that it was really the global maximum feasible solution). Such a behaviour cannot be ensured if autonomous power optimizer (one per panel with its own MPPT independent from the others) are used, and is hardly achievable with a multi-variable P&O algorithm. Then, it is obvious that the proposed technique can lead to important gain on the produced energy even more if scenarios similar to the end of this one took place for a long time during the overall functioning of the system.

4.4.5 Experimental verification

To validate the proposed optimization scheme, an experimental test bench as been realised. It enables to verify the purpose of this section. The overall control and optimization algorithm are computed thanks to the dSpace 1103 software. Boost converters are realized with $1mH$ inductors, $1mF$ output capacitors, and $C_{pv} = 40\mu F$. As for simulation, constraints are $V_{max} = 60V$, $V_{bus}^{min} = 100V$, $V_{bus}^{max} = 180V$ and $V_{invOpt} = 140V$.

First, it has been verified that calculated losses through estimated equivalent current and voltage sources corresponds well to measured losses. Fig. 4.20 shown the behaviour of PV voltage, PV current and output voltage of the corresponding converter. Only one converter variable are shown, but others were similar since this test has been led under quasi-uniform conditions. In Fig. 4.20, it can be observed the system starting from a point coming from a previous optimization step. Then, PV characteristic acquisition is realised, and resulting values launch in the optimization process. As the PSO-based algorithm takes time to compute and give new references, previous reference is again consider right after the characteristic acquisition until the new reference are known. On the tested case, the optimization algorithm took around $30ms$ to be achieved and give new references corresponding to optimized values under conditions present when the characteristic acquisition was realized.

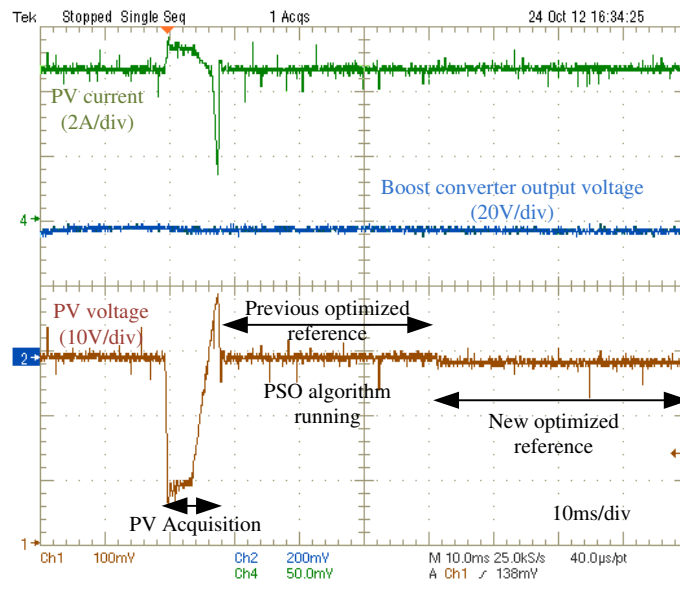


Figure 4.20: Experimental verification of the PV characteristic acquisition and optimization process

Experimentally, by covering part of the PV array, the behaviour of the proposed optimization technique has been also verified under non-uniform conditions. Results obtained have been verified to be consistent compared with expected results. For example, Fig. 4.21 shows the system behaviour during characteristic acquisition with one PV panel partially shaded. It can be seen in this figure that one of the 3 PV voltages stay much lower than the two others due to shadow on this panel.

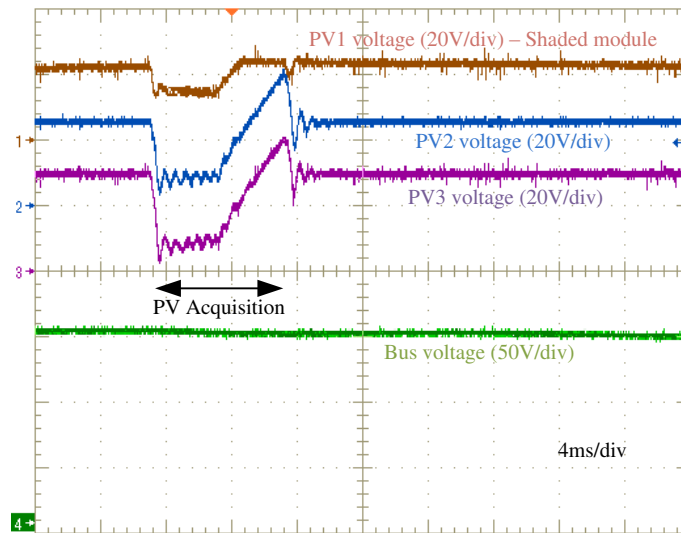


Figure 4.21: Experimental verification of the PV characteristic acquisition and optimization process with one PV module shaded

4.5 Conclusion

This chapter focused on photovoltaic sourced converter structure and behaviour of the created generator under non-uniform condition. First, after having modelled the PV source under different irradiation and temperature configurations, it has been shown influence of the PV source associated converter. On the case of a single boost converter, it has been shown that under some configuration of non-uniform conditions on the arrays, it can happen that PV maximum power differs from output of the converter global maximum. Because of converter internal losses, it has been shown that designing a MPPT algorithm operating on the load side can improved the global efficiency compared with a PV source production maximisation.

Second, particular attention has been given to detail a global optimization strategy on the case of distributed PV generation system, where individual PV converters are connected in series at their output to form a high voltage bus. The proposed optimization is realised using PSO-based algorithm which shown its advantages, especially in term of convergence rapidity. As optimization is based on the knowledge of each PV characteristic, a suitable acquisition procedure has been detailed, and its impact discussed. For verification, simulation and experiment have been realized on a stand-alone system with supercapacitors has auxiliary power supplied, with all converters of boost type. However, the proposed optimization can easily been used with grid connected system where bus voltage will be regulated through the inverter. Furthermore, is is possible to modify the described technique for using it with other converters type such as buck, the only difference being the constraints to respect on the converter.

Chapter 5

Online Diagnosis on Lithium-Based Battery

5.1 Introduction

This chapter is dedicated to diagnosis on the main storage element of the considered hybrid source (Fig. 1.16), namely a lithium-based battery. State-Of-Charge (SOC) and State-Of-Health (SOH) estimations are of the main problematic while designing battery monitoring systems and are subject to many recent studies such as [39], [41], ...

Leading idea of this chapter consists in the definition of a specific power architecture dedicated to SOC and SOH estimations as represented in Fig. 5.1. More specifically, the proposed structure consisted in adding one DC-DC converter on any existing hybridization architecture with battery and supercapacitors linked through a DC voltage bus (as for examples [33], [146], ...). The coupled-inductors Ćuk converter in red in Fig. 5.1 is chosen for this purpose in its isolated version to guarantee galvanic isolation between the two storage elements. This converter has been chosen thinking about signal injection on the battery for parameters estimation. In this aim, its possibility of current-ripple cancellation appears very interesting since HF is not suitable for estimation accuracy. Others converters (in black in Fig. 5.1) can be isolated or not, and the impact on their control strategy is limited. The idea is to "disconnect" periodically the battery from the load for estimation. At this time, supercapacitors will supply the user and provides signal generation to the battery needed in our purpose through the Ćuk converter.

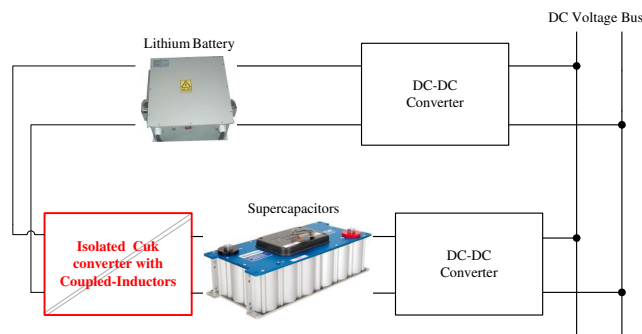


Figure 5.1: Considered power architecture

Supercapacitors are supposed to be sized enough largely to enable this functioning as long as estimation imposes in the worst case of load power demand. However, as the proposed

estimation of the battery SOC and SOH will be done periodically, it can be decided to enable estimation only below a certain level of load power so that the supercapacitors have less energy to supply and then can be sized smaller.

Through the structure design, it will be shown that it is possible to use online - i.e. while the system is under functioning, feeding an unknown load - most of the older techniques verified to work in real-time, with verification given on classical technique found in the literature. For this, it has been chosen to design model-based parameter estimation in the continuity of M. Urbain PhD [39]. This estimation will be experimented on both $LiFePO_4$ and $Li-ion$ batteries.

This chapter is developed as follow. A first section is dedicated to the lithium batteries with details on the modelling, description of the estimation techniques and illustration of their ageing. Second section is dedicated to a detailed study of the main converter of the proposed structure, namely the isolated coupled-inductor Ćuk converter. Then a section gives experimental validation of the proposed estimation methods through the hybridization structure presented in Fig. 5.1. Finally, the last section gives the conclusion on this work.

5.2 Lithium-based battery

5.2.1 Battery models

Circuit-type battery models often derived from electrode-electrolyte interface consideration. It can be modelled through the Randles equivalent scheme represented in Fig. 5.2.

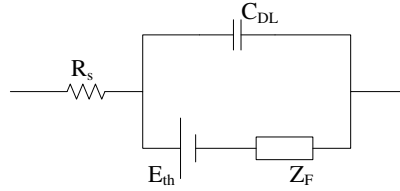


Figure 5.2: Randles equivalent scheme of an electrochemical electrode-electrolyte interface

In Fig. 5.2, the series resistance R_s describes purely voltage drops of the interface. The capacitor C_{DL} is the electrical double layer capacitor describing the space charge that appears at the electrode-electrolyte interface. The voltage source E_{th} is the electrode voltage at thermodynamic equilibrium. Considering oxydo-reduction couple (ox, red) following Eq. (5.1), E_{th} can be calculated through Eq. (5.2) [38].



$$E_{th} = E^0 + \frac{R \cdot T}{n \cdot F} \cdot \ln \left(\frac{(a_{ox})^{\nu_{ox}}}{(a_{red})^{\nu_{red}}} \right) \quad (5.2)$$

Finally, last parameter of Fig. 5.2 Z_F is the faradic impedance associated with the active material diffusion in electrode and electrolyte (Z_{ox} and Z_{red}) and charges transfer phenomenons at the interface (R_t) which can be decomposed through Eq. (5.3).

$$Z_F = R_t + Z_{ox} + Z_{red} \quad (5.3)$$

Derived from the electrode-electrolyte interface modelling, many circuit-type battery models have been developed, [38, 147–153]... the more accurate often being the more complex. Among them, the model proposed in [154] is one of the most precise circuit-type models. This model includes transient description, double-layer phenomenon, and 1D mathematical representation of charge and mass transport phenomena in electrodes and electrolyte. It has been verified to give results very closed to those obtained through finite elements resolution. As it is underlined in [154], one of the main limit of circuit-type models is multi-dimension modelling: electrical analogy is suitable for 1D modelling, but not really for 2D or 3D modelling.

However, for real-time parameter estimation, much more simple models are used. The Thevenin model, shown in Fig. 5.3 is the most used for this purpose as for example in [155–163]... It simulate the battery behaviour well, and is a first-order system. While thinking in battery monitoring, this model is suitable since it has already shown its efficiency either on lead acid batteries as for example in [158] or on lithium based batteries as done in [164].

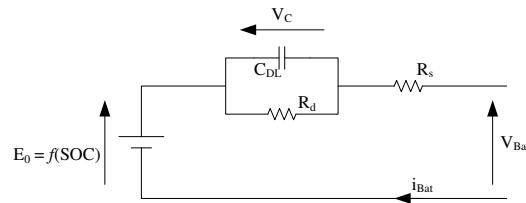


Figure 5.3: Thevenin model of the battery

The Thevenin model (Fig. 5.3) has 4 parameters E_0 , R_s , C_{dl} and R_d respectively modelling the open-circuit voltage, the series resistance, the double layer capacitor and the transfer resistance.

Another model is also often used for parameter estimation: the two time-constant model as represented in Fig. 5.4 (for example [164–167]...). It's a derivative from the Thevenin model with an additional RC branch introducing a second time-constant in the model. Compared with the Thevenin model, the two time-constant model distinguish each electrode dynamics while they are confused with the Thevenin model (i.e. electrodes supposed identical). However, it has been chosen to use the Thevenin model since estimation convergence is more difficult to obtain with this second model especially when dynamics of the two electrodes are closed.

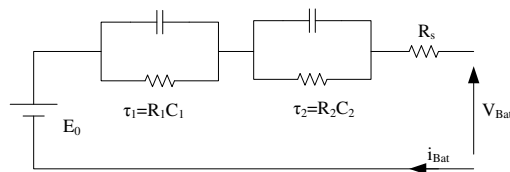


Figure 5.4: Two time-constant model model of the battery

5.2.2 The Thevenin model - Model parameters identification

The Thevenin model represented in Fig. 5.3 is chosen for the SOH estimation presented in section 5.2.3. Identification of the parameters of the tested cells is proposed in this section. This external characterisation of the cells will after be used to validate the convergence of the

estimation to the desired values. With notations presented in Fig. 5.3, the model can be described through Eq. (5.4).

$$\begin{cases} V_{Bat} = E_0 - V_C - R_s i_{Bat} \\ C_{dl} \frac{dV_C}{dt} = i_{Bat} - \frac{V_C}{R_d} \end{cases} \quad (5.4)$$

If supposing the open circuit-voltage E_0 being constant for a specific SOC at a constant temperature, the equivalent complex impedance of the battery model Z can be written following Eq. (5.5).

$$Z = R_s + \frac{R_d}{1 + jR_d C_{dl} \omega} \quad (5.5)$$

For identify the parameters of the model, impedance spectroscopy can be used to characterize the considered battery element. With this method, parameters can be extracted from the analysis of the measured impedance. This can be done graphically through the Nyquist plot of the impedance compared with theoretical Nyquist plot of the model equivalent impedance Z as represented in Fig. 5.5. It has to be noticed that with the impedance spectroscopy, results are valuable for a given SOC (then a given E_0) and at a given temperature.

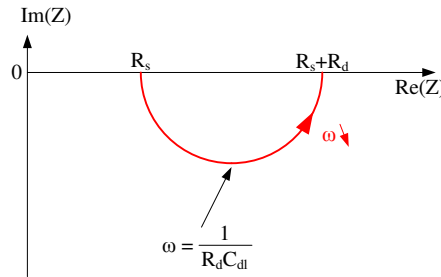


Figure 5.5: Nyquist plot of the impedance Z of the battery model

This battery model can be scaled to represent both a single cell or a complete battery pack (series association of elementary cells). Link between parameters of the cell and the battery are given in Eq. (5.6), supposing a battery pack composed of N identical cells in series. Identification of the parameters is then only given on elementary cells while estimation of the parameter will also be verified on a complete battery pack.

$$\begin{cases} r_{sbat} = N r_{s_{cell}} \\ C_{dlbat} = \frac{C_{dl_{cell}}}{N} \\ R_{d_{bat}} = N R_{d_{cell}} \end{cases} \quad (5.6)$$

5.2.2.1 Spectroscopy experimental set-up

For parameter identification through spectroscopy, the experimental set-up schematically represented in Fig. 5.6 has been used. The experiment consist in imposing a sinusoidal current with null average to the tested battery cell and measure the resulting voltage. To impose the required current on the battery, a current-controlled active load is used with in parallel a current source used to compensate the offset of the active load (only absorbing current). Between the two sources, a RL filter is used to ensure the constant current source not to be impacted with the sinusoid and only compensate the DC current. It has been verified that the used

active load have a dynamical efficient current-control (verified to follow a sinusoidal reference up to $20kHz$). This experiment is realised with null average current so that it can be ensured the SOC of the tested element does not vary.

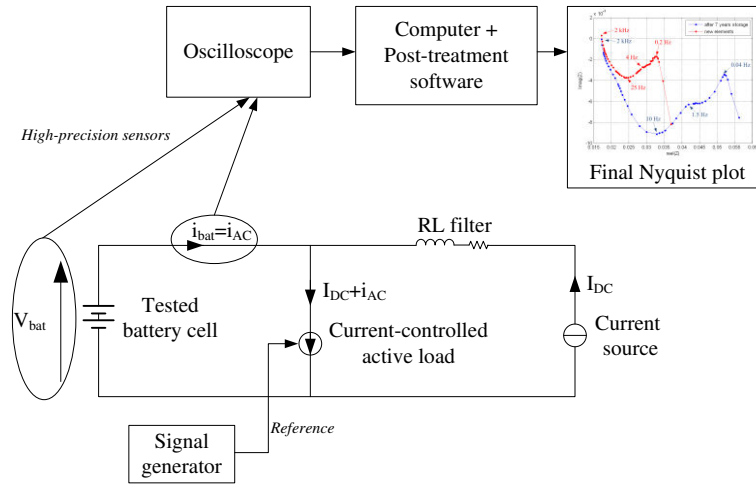


Figure 5.6: Experimental set-up used for spectroscopy

As shown in Fig. 5.6, high precision sensors are used for measuring the battery current and voltage. Especially, the voltage sensor used allows to compensate the offset on the measurement externally so that the useful signal can be precisely measure (i.e. only the resulting sinusoid on the voltage is kept and the DC part corresponding to the open circuit voltage compensated). Measurements are sampled with an oscilloscope which is also used to average the acquired signal over several periods in order to reduce the measurement noise impact. Then the averaged signals are save and post-treated. The post-treatment consist in analysing the fundamentals of the acquired sinusoids by means of Fourier analysis and then deduce the equivalent impedance of the tested cell. This measurement and post-treatment are realised at different frequencies in order to finally obtain the Nyquist plot of the impedance of the battery.

5.2.2.2 $LiFePO_4$ cell

The first battery cell which is characterized is a $60Ah - 3.2V$ *HP-PW-60Ah* element. Fig. 5.7 gives the Nyquist plot of the measured impedance for a single element at $SOC = 90\%$ and $T = 25^\circ C$.

From Fig. 5.7 the equivalent parameters listed in Table 5.1 are then deduced.

Table 5.1: *HP-PW-60Ah LiFePO₄* model parameters $SOC = 90\%$ and $T = 25^\circ C$

Parameter	Value
Series resistance R_s	$1.13m\Omega$
Time constant $\tau = R_d C_{dl}$	$3.2ms$
Double layer capacitor C_{dl}	$12.7F$
Transfer resistance R_d	$0.25m\Omega$

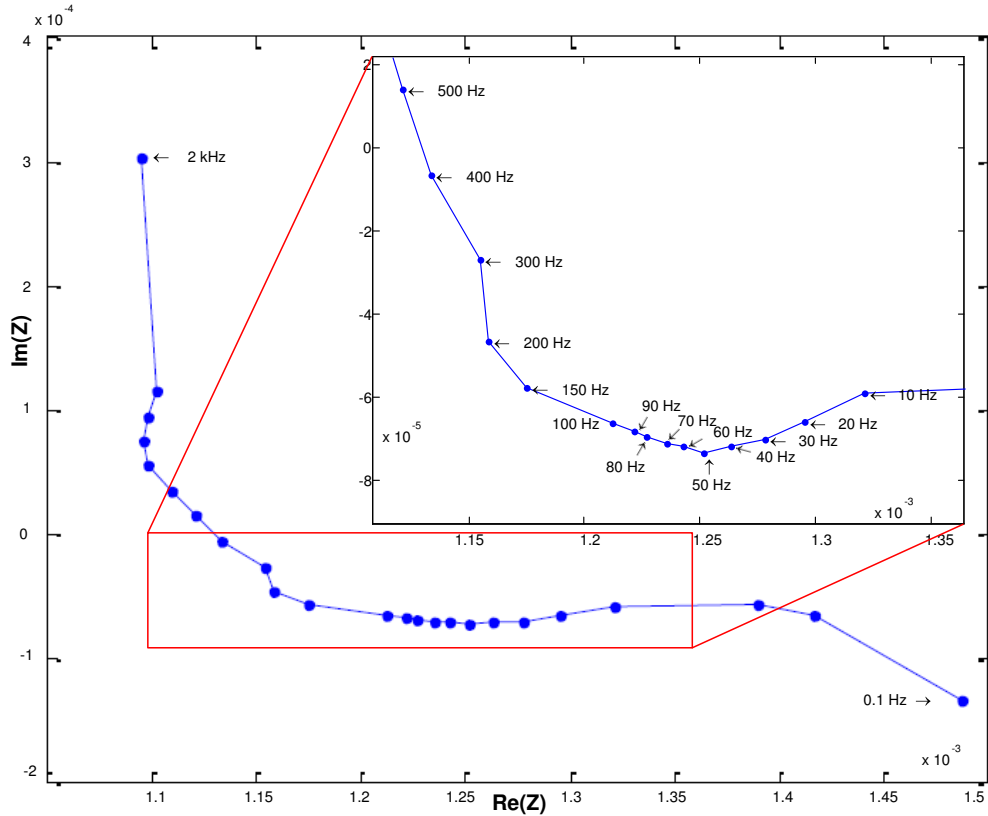


Figure 5.7: Nyquist plot of the impedance of a *HP-PW-60Ah LiFePO₄* battery cell - Impedance spectroscopy result at $SOC = 90\%$ and $T = 25^{\circ}C$

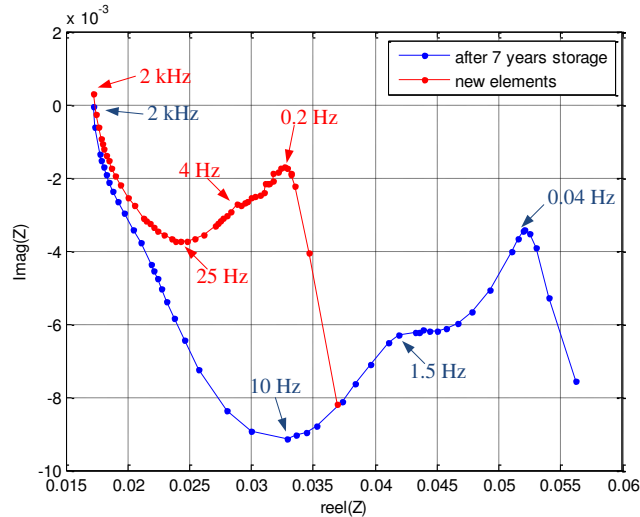
5.2.2.3 *Li – ion cells*

The used *MP176065 Li – ion* elements are exactly the same that the one used by M. Urbain in his PhD [39]. More precisely, those elements are non-used ones from this time (2006) and have been stored during seven long years with no check at all on them and especially no recharge (i.e. only subject to self-discharge and environmental temperature variations). From this fact, it seems interesting to give some elements of comparison with results from M. Urbain PhD [39]. This is given as an observation of one particular ageing of those elements, namely their storage. Considering the use of the battery through the global application studied, it is obvious to underline that this particular ageing does not give representative informations since battery will cycle, but it represents a good illustration of the SOH estimation validity.

Not to give too specific particularities due to this long storage, elements were previously cycled in order to "reactivate" active materials inside the cells. Initially, the used aged elements were discharged ($E_0 = 3.7V$ i.e. $SOC = 10\%$). Two first full charge and discharge were realised under low current (1A) before a third one at higher level of current corresponding to half of the capacity of the batteries elements ($C/2 = 3.4A$), and a last one at full capacity ($C = 6.8A$).

After this "reactivation", impedance spectroscopy has been realised on the aged elements. Results are compared in Fig. 5.8 with spectroscopy on new elements from [39]. Experiment has been realised at the same temperature ($25^{\circ}C$) at the same state of charge ($E_0 = 4.07V$ i.e. $SOC = 85\%$) to ensure the only difference coming from ageing.

In view of spectroscopy results presented in Fig. 5.8 some quite large differences appear

Figure 5.8: Impedance spectroscopy of the used *Li – ion* cells

on the battery cell impedances. Those differences are a direct cause of the ageing of the cells because of long term storage. As only two aged cells have been tested, no general conclusion can be given from those results (it would required more cells to verify if the evolution stay similar or if the presented results are specifics). However, some qualitative explanations of the ageing process are given. For this, the model developed by Rael et al. [154] has been used since it has been verified to model the battery behaviour quite well and includes transient description, double-layer phenomenon modelling, and 1D mathematical representation of charge and mass transport phenomena in electrodes and electrolyte. Furthermore, this model is much more precise than the Thevenin model to describe impacting phenomena implicated in the ageing process.

First results which can be viewed in Fig. 5.8 comes from no evolution of the series resistor of the battery with similar real impedance at high frequencies (around $2kHz$). This is quite surprising since it is common to consider the equivalent series resistor increases with ageing. This can be analysed by a separator (see Fig. 1.10) which did not aged as well as the electrolyte which stays constant (no crystallisation of the electrolyte).

In Fig. 5.8, compared with the new cell impedance, the impedance of the aged battery 'enlarged', and a second circle become visible. Furthermore, frequency of the global impedance minimum decreases. All those differences comes from the ageing of the electrodes. First, the appearance of a second circle comes from a difference between the two electrodes principally differences between their respective transfer resistance and exchange current density (always notated j^0 , see for example [154]). This difference was neglectful when the cell was new (negligible second circle on the measured impedance), and it is obvious then that the two electrodes aged differently. It is probably the negative electrode which aged the most as it commonly does (classically, battery manufacturers oversize a little the negative electrode compared to the positive one to increase the battery life duration and allows faster safe recharges). Second, the global 'enlargement' of the impedance also come from the ageing of the electrodes with their transfer resistance increasing and their exchange current density j^0 decreasing. A diminution of the electrode capacity would also affect the resulting impedance in the same direction as for exchange current density j^0 . This last explanation has been rejected since it led to a frequency

at the impedance minimum increasing. On the contrary, with an exchange current density j^0 decreasing, this frequency decrease as it has been observed in practice in Fig. 5.8.

Finally, as done with the $LiFePO_4$ cell, equivalent Thevenin model parameters can be deduced from Fig. 5.8. Those parameters are listed in Table 5.2.

Table 5.2: $Li - ion$ cells Thevenin model equivalent parameters

New elements		After 7 years storage	
Parameter	Value	Parameter	Value
Series resistance R_s	$18m\Omega$	Series resistance R_s	$18m\Omega$
Time constant $\tau = R_d C_{dl}$	$6.4ms$	Time constant $\tau = R_d C_{dl}$	$15.9ms$
Double layer capacitor C_{dl}	$0.4F$	Double layer capacitor C_{dl}	$0.31F$
Transfer resistance R_d	$16m\Omega$	Transfer resistance R_d	$34m\Omega$

The SOH estimation described in the following section is directly linked to the evolution of the equivalent Thevenin model. For the considered cases, where battery cells aged because of long term storage, the ageing is characterized by a transfer resistance which has more than double and a equivalent double layer capacitor reduced from nearly one-fourth.

5.2.3 Battery SOC and SOH estimations

For SOC and SOH estimations, extended Kalman filter (EKF) methods have been widely developed as for example in [168] or [169]. By now, it is the most used technique, even if EKF evolutions have been realised [170] and EKF has been criticised face to others observers such as Luenberger [150], Sliding-based [148] and [151], H^∞ -observer [153], or Gauss-Hermite Quadratic filter methods [165]. Thevenin model based parameter estimation, as proposed in [151] or [160], is one of the most efficient techniques for SOH estimation. For the SOC estimation, a direct link with open-circuit voltage is mainly considered, as for example in [162], [39]...

5.2.3.1 SOC estimation

Generally, the State-Of-Charge (SOC, sometimes also called "fuel gauge") is defined as the difference between the initial SOC and the ratio the charge delivered by the battery over the capacity C (in Ah) theoretically available under working conditions. It can be expressed as Eq. (5.7) with i the delivered current (generator convention) and T the working temperature and time in hours.

$$SOC(t) = SOC(0) - \int_0^t \frac{i(\tau)}{C(T, i, SOC)} d\tau \quad (5.7)$$

In the literature, many methods have been developed to achieve efficiently SOC estimation. In particular, we mentioned the use of Impulse Response Concept as done in [160] and [157]. There, it has been chosen to follow many works on the subject as for example [162], where SOC is considered as directly linked to the open-circuit voltage (OCV). Indeed, many previous experiments founded in the literature allowed to consider that $E_0 = f(SOC)$ does not vary with ageing. This curve only depends on the working temperature and can be considered as a knowledge. As it is underline in [171], one of the easier way to integrate temperature is to

consider lookup tables on OCV-SOC curves, unfortunately requiring memory for data storage.

Unless previous work as [39] or [164], no estimation of the open-circuit voltage is needed. Indeed, only by seeing the proposed architecture, it is easy to see that battery open-circuit voltage is directly measurable by disconnecting the battery from the load and only uses the supercapacitors.

This estimation technique of the SOC have some limitations. First, it requires a very precise voltage measurement. This is even more true on the case of the $LiFePO_4$ cells because their OCV-SOC curves are very 'flat' as shown in Fig. 5.9 (i.e. a large variation of the SOC leads to a tiny variation of the OCV). However, the required precision can be reduced if considering a complete battery pack.

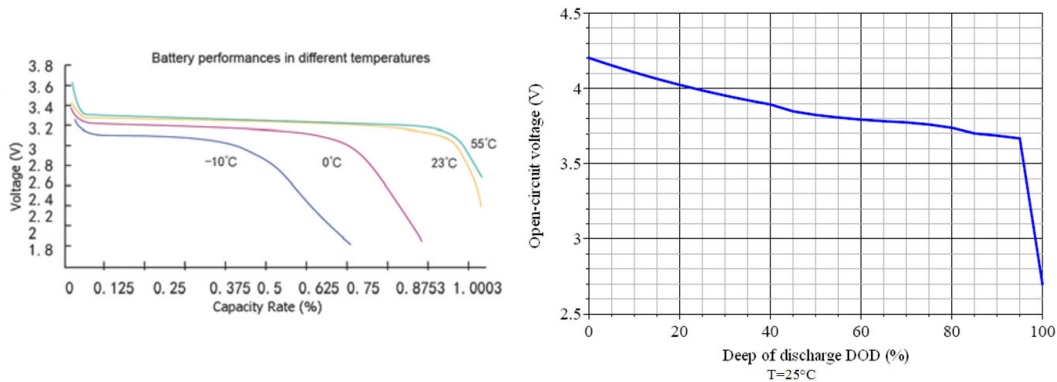


Figure 5.9: OCV-SOC curves - (left) $LiFePO_4$ cell - (right) $Li - ion$ cell at 25 °C

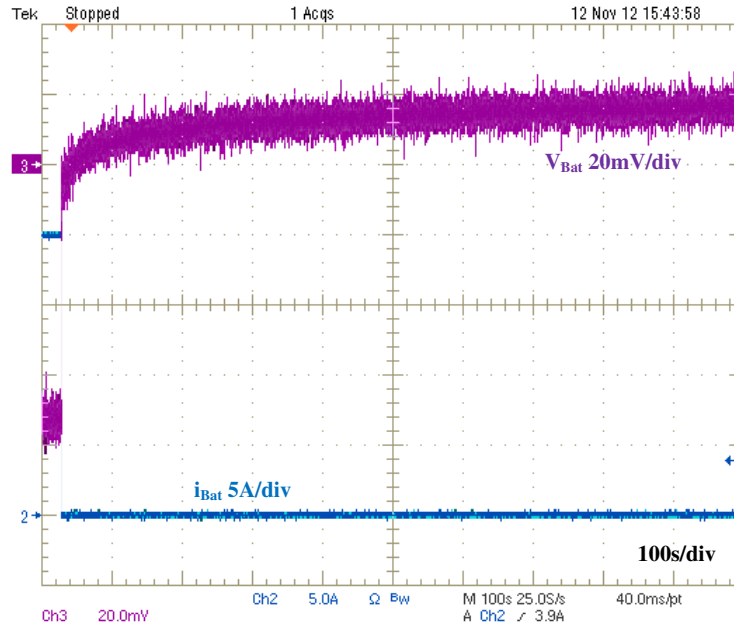
Other precaution with this SOC estimation through OCV measurement comes from the time required to ensure correct measurement of the open-circuit voltage. The relaxation phenomenon is shown in Fig. 5.10 on the case of the $LiFePO_4$ cell: after some time charging at $20A = C/3$, the cell is disconnected. It can be viewed in this figure that if wanting to precisely measure the open-circuit voltage, it is necessary to let the battery disconnected several hundreds of seconds so that the voltage stabilized.

With this method of estimation, the SOC can be periodically estimated. However, for battery management, it is required to know the SOC during time (to be able to disconnect the battery when it reaches its maximum SOC for example). For this, it is proposed to couple the proposed measurement of the SOC with a coulombmetric method (i.e. calculation from Eq. (5.7)). Then, the measurement of the OCV will be used to re-adjust value of the initial SOC as the coulombmetric method is not very precise since it would required the knowledge of the capacity C in Ah of the battery which varies with the working conditions but is considered as a constant for SOC estimation.

5.2.3.2 State-Of-Health (SOH) estimation through EKF

State-Of-Health of a battery is unfortunately not a measurable value. There, as done in [39], it is proposed to estimate parameters of a battery model through an Extended Kalman Filter. An evaluation of the SOH of the battery can therefore be realized on those parameters evolutions - with definition of SOH to fix for each different application.

For estimation of the parameters of the Thevenin model with an EKF, the system is written


 Figure 5.10: $LiFePO_4$ battery cell relaxation after charging at $C/3 = 20A$

in the form:

$$x = \begin{pmatrix} V_C \\ \frac{1}{R_d C_{dl}} = \frac{1}{\tau} \\ \frac{1}{C_{dl}} \\ R_s \end{pmatrix} ; \quad Y = V_{bat} = E_0 - x_1 - u x_4 \quad ; \quad u = i_{bat}$$

With the same the notations as used in Chapter 1, function $f(x_k, u_k)$, and matrix A_k and C_k can be expressed as following:

$$f(x_k, u_k) = \begin{pmatrix} T_s \left(\frac{i_{Bat}}{C_r} - \frac{V_C}{R_d C_r} \right) + V_C \\ \frac{1}{R_d C_r} \\ \frac{1}{C_r} \\ R_r \end{pmatrix}$$

where T_s is the sample time.

$$A_k = \frac{\partial}{\partial x} f(\hat{x}_k, u_k) = \begin{pmatrix} 1 - \frac{T_s}{\tau} & -T_s V_C & T_s i_{Bat} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$C_k = \frac{\partial}{\partial x} h(\hat{x}_{k+1/k}, u_{k+1}) = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

For completing the extended Kalman filter realization, its initial covariance matrix (P_0) and its weighting matrices (Q and R) have been chosen using a trial-and-error procedure. They are given by Eq. (5.8), and are the same for both simulation and experiments.

$$\begin{cases} Q = \text{diag}(10^{-3}, 10^2, 10^1, 10^{-6}) \\ P_0 = Q \\ R = 10^{-2} \end{cases} \quad (5.8)$$

As it will be shown both under simulation and experiment, with those parameters, estimation is converging within 2s. Then if supposing open-circuit measured (and then SOC known) before performing the SOH estimation, this quantity can be considered as constant over the estimation process.

5.2.3.3 Observability of the parameters

In this paragraph, the local observability of the parameters is detailed to confirm the validity of the proposed method and underline some requirements on the battery current. The local observability of such a system depends on the rank of the Jacobian matrix of the output vector O defined by Eq. 5.9, which must be equal to 4.

$$O = [y, \dot{y}, \ddot{y}, y^{(3)}] \quad (5.9)$$

And $Jacob(O) =$

$$\begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & u \\ x_2 & x_1 & -u & -\dot{u} \\ x_2^2 & x_3u - 2x_1x_2 & x_2u - \dot{u} & -\ddot{u} \\ x_2^3 & x_3\dot{u} - 2x_1x_2u + 3x_2^2x_1 & x_2\dot{u} - x_2^2u - \ddot{u} & -u^{(3)} \end{pmatrix}$$

It is possible to show that a sinusoid with non-null average value is one possible solution. Indeed, considering $u(t) = i_{bat}(t) = A + B\sin(t)$ with $A \neq 0$, $B \neq 0$, it becomes $rank(Jacob(\Theta)) = dim(X) = 4$, then the system is observable.

5.2.3.4 Simulation

The convergence of the estimation has been tested through simulation. Fig. 5.11 shows results of estimation. For this simulation, parameters of the battery model which is estimated are the same as those of the aged *Li-ion* battery given in Table 5.2. Input of the simulated battery is an ideal current sinusoid of 3A amplitude and average value of 3A.

The validity of the estimation has also been tested with parameters corresponding to the *LiFePO₄* element from Table 5.1, and with parameters corresponding to the *Li-ion* cell when it was new (Table 5.2).

5.3 Coupled-inductors isolated Ćuk converter

The Ćuk converter has been originally proposed by S. Ćuk [172]. Since, interesting evolutions have been proposed. Indeed by coupling inductors, it is possible to cancel ripple-current due to switching on one side, as detailed in [43]. Here, interest focuses on the isolated version of the Ćuk converter with coupled inductors. We notice that in theory, it is possible to cancel ripple-currents on the two sides of the converter by integrating the two inductors and the transformer on a single magnetic circuit as proposed in [173], [174] and [175]. This last solution has

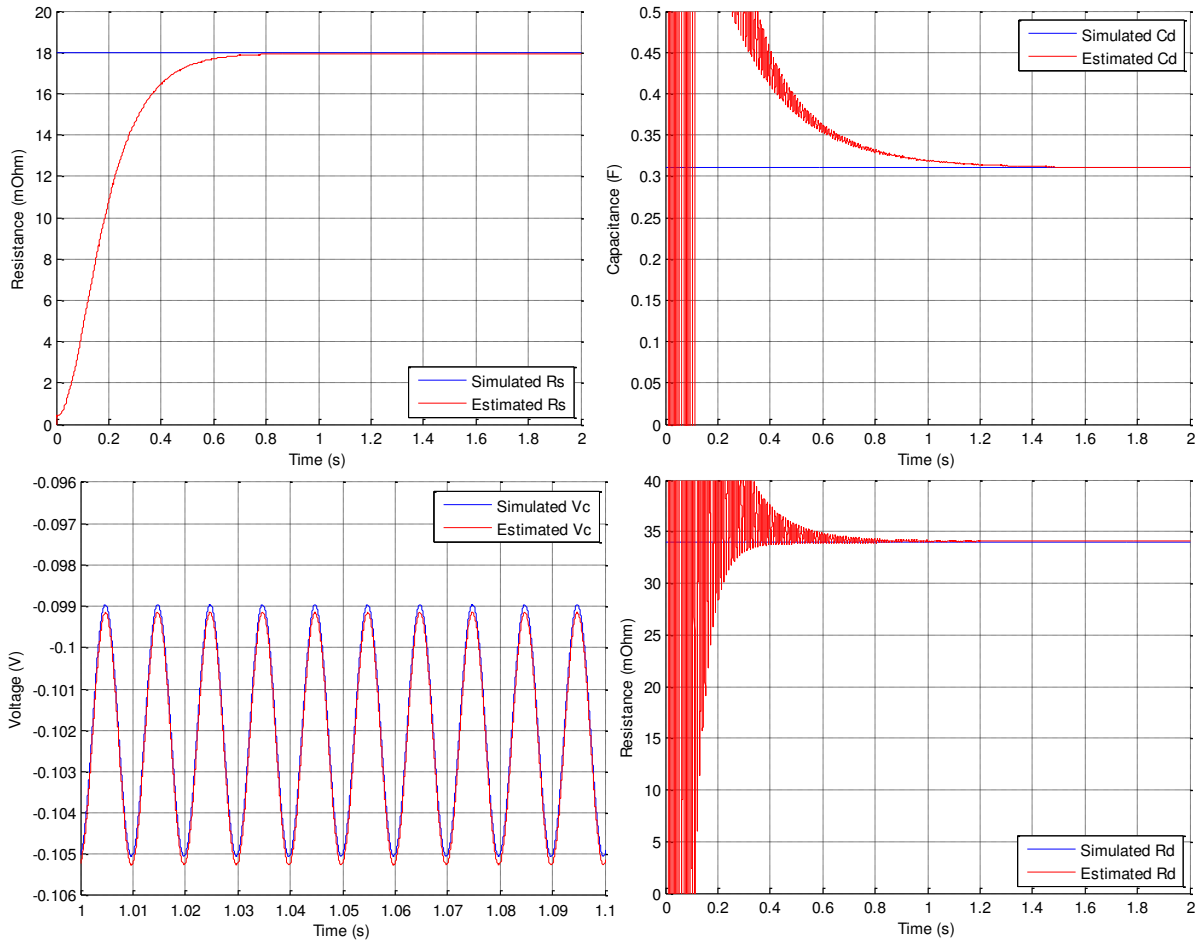


Figure 5.11: Verification of the EKF estimation convergence through simulation

been envisaged and tried, but however, it has been proved to be complex while realising the magnetic parts...

The considered coupled inductors isolated Ćuk converter and the associated notations are presented on Fig. 5.12. Arbitrarily, as this system is symmetrical, it is decided to connect the battery on the side named '2'.

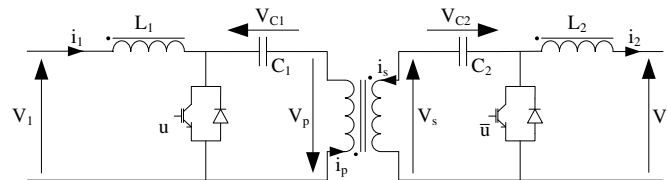


Figure 5.12: Scheme of the considered Ćuk converter with coupled inductors

5.3.1 Model of the converter

In order to design an efficient control, the following model of the converter is chosen. As done in [174], the transformer is supposed to be ideal. For experimental verifications, the considered supercapacitors and battery are of the same nominal voltage. Therefore, the transformer turn ratio N_T is chosen equal to 1. Practically, the coils of the transformer are wound 'two wires

in a hand', and the previous hypothesis considering no losses has been proved to be justified. With notations presented on Fig. 5.12, this can be resume by the system Eq. (5.10).

$$\begin{cases} V_S = N_T V_P \\ i_P = N_T i_S \end{cases} \quad (5.10)$$

Coupled inductors are modelled through the matrix \mathcal{L} which link flux ϕ_1 and ϕ_2 to currents i_1 and i_2 following Eq. (5.11).

$$\begin{pmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \end{pmatrix} = \mathcal{L} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{12} & L_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

For simplification, all components are also supposed ideal. Then, under those hypothesis, the considered coupled inductors isolated Ćuk converter is modelled through Eq. (5.12) for inductors currents and Eq. (5.13) for voltages. This hypothesis is in contradiction with the previous presented results (especially chapter 2) where losses through the converter were clearly identified/supposed as a key point on their functioning along time. However, looking back on the global hybrid source considered in this thesis and detailed in the next chapter, it has to be considered that this specific converter does not act for power conversion but only for diagnosis. Furthermore, this converter will only be active periodically and then it's ageing can easily be thought as negligible compared to other converters of the global structure. Last, quality of the injected signal is much more important than its efficiency in the considered application. Then, an ideal modelling does not influences a lot and is justified.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \mathcal{L}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} V_1 - (1-u) \left(V_{C_1} + \frac{V_{C_2}}{N_T} \right) \\ u(V_{C_2} + N_T V_{C_1}) - V_2 \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{C_1} [-u N_T i_2 + (1-u) i_1] \\ \frac{1}{C_2} [-u i_2 + (1-u) \frac{i_1}{N_T}] \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

5.3.2 Current ripple cancellation

From Eq. (5.11), it is possible to express inductor's voltages as a function of the AC parts of the currents δi_1 and δi_2 following Eq. (5.14) - with p the Laplace transform variable.

$$\begin{cases} v_{L_1} = L_1 \cdot p \cdot \delta i_1 + M_{12} \cdot p \cdot \delta i_2 \\ v_{L_2} = M_{12} \cdot p \cdot \delta i_1 + L_2 \cdot p \cdot \delta i_2 = v_{L_1} \end{cases} \quad (5.14)$$

Then, it is possible to express AC part of the currents δi_1 and δi_2 as Eq. (5.15).

$$\begin{cases} \delta i_1 = \frac{v_{L_1} (L_2 - M_{12})}{p (L_1 L_2 - M_{12}^2)} \\ \delta i_2 = \frac{v_{L_1} (L_1 - M_{12})}{p (L_1 L_2 - M_{12}^2)} \end{cases} \quad (5.15)$$

From Eq. (5.15), it is easy to see that it is possible to cancel either δi_1 or δi_2 , by imposing respectively $M_{12} = L_2$ or $M_{12} = L_1$.

5.3.3 Coupled inductors design

In this study, it has been decided to cancel i_2 ripples. Therefore, design coupled inductors must be done in order to verify $M_{12} = L_1$. The used core is an *EPCOS* ferrite core (series *E65/32/27*). Fig. 5.13 shows the scheme of the proposed coupled inductors. Two different dimensioning methods are proposed and discussed: a first very simple method based on equivalent reluctance modelling but which does require some intuition for adjusting the result, and a second more precise one for a better theoretical validation based on a finite elements modelling.

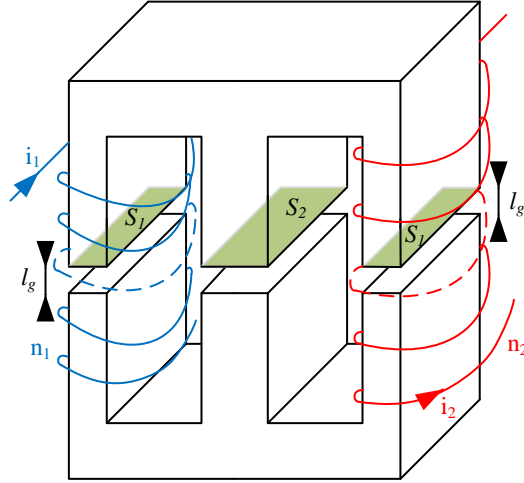


Figure 5.13: Coupled inductors - E core with two windings

5.3.3.1 Equivalent reluctance circuit

In order to size windings, the coupled inductors is modelled through a equivalent reluctance circuit as shown on Fig. 5.14. On this model, only the gap reluctances are considered. Indeed it has been proved - and verified in our case - that the magnetic circuit reluctance is largely negligible.

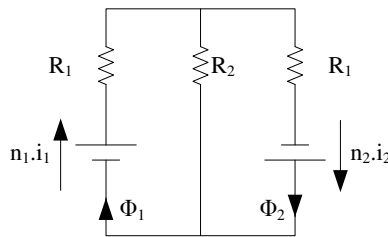


Figure 5.14: Equivalent reluctance modelling

Reluctances \mathcal{R}_1 and \mathcal{R}_2 are calculated following Eq. (5.16), considering μ_0 the permeability of the air, l_g the gap length, and S_1 and S_2 surfaces as shown on Fig. 5.13.

$$\begin{cases} \mathcal{R}_1 = \frac{1}{\mu_0} \frac{l_g}{S_1} \\ \mathcal{R}_2 = \frac{1}{\mu_0} \frac{l_g}{S_2} \end{cases} \quad (5.16)$$

First, by considering $i_2 = 0$, the flux ϕ_1 and ϕ_2 are expressed as Eq. (5.17).

$$\begin{cases} \phi_1 = \frac{n_1 i_1}{\mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2}} \\ \phi_2 = \frac{\mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} \phi_1 \end{cases} \quad (5.17)$$

Then considering the Ampere theorem as Eq. (5.18), it is possible to express values of L_1 and M_{12} as Eq. (5.19). To determine L_2 , the method is similar, considering this time $i_1 = 0$. This second hypothesis leads to the same estimation of the mutual M_{12} .

$$\begin{cases} \psi_1 = n_1 \phi_1 = L_1 i_1 \\ \psi_2 = n_2 \phi_2 = M_{12} i_1 \end{cases} \quad (5.18)$$

$$\begin{cases} L_1 = \frac{n_1^2}{\mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2}} \\ L_2 = \frac{n_2^2}{\mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2}} \\ M_{12} = \frac{\mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} \frac{n_1 n_2}{\mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2}} \end{cases} \quad (5.19)$$

The objective is to obtain $M_{12} = L_1$. In view of Eq. (5.19), this can be achieved if turn numbers n_1 and n_2 satisfy Eq. (5.20).

$$n_1 = \frac{\mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} n_2 = 3n_2 \quad (5.20)$$

In practice, it has been observed that the coupled inductor design deduced from Eq. (5.20) does not allow to obtain the desired value. Indeed the obtained inductances L_1 and L_2 are overestimated of around 30% with the reluctance model while the mutual is quite precise.

5.3.3.2 Finite elements modelling

To be able to have a more precise design of the coupled inductors, a finite element modelling has been realised with the FEMM software. This second model is much more precise since it allows to take into account the part of the flux which is not canalized through the magnetic circuit as shown in Fig. 5.15.

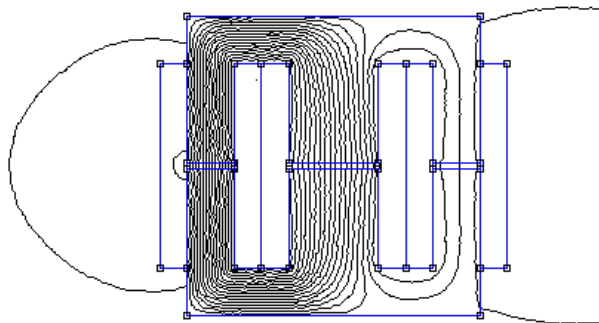


Figure 5.15: Design of the coupled inductors through finite element method - Flux repartition

Even if 3D effects are not taken into account with this modelling, it has been observed as in practice a difference around 30% on the inductance values compared with the equivalent

reluctance modelling.

Finally, turn numbers n_1 and n_2 are finally adjusted to $n_1 = 100trs$ and $n_2 = 21trs$. A measure of the inductors and mutual allows us to confirm the validity of our design, as shown on Table 5.3, with less than 5% error compared to the finite element modelling.

Table 5.3: Measured parameters of the coupled inductors

Parameter	Value
L_1	$196\mu H$
L_2	$3.21mH$
M_{12}	$204\mu H$

5.3.4 Control of the converter

As mentioned in chapter 1, the Ćuk converter do not belong to the class of differential flat systems [57]. Then, it will not be possible to use their the same control technique as used in the previous chapters. Finally, it as been chosen to design a sliding-based controller as done in [176] as this type of controller allows good dynamic performances and ensures robustness against parameter variations.

In order to achieve battery monitoring, an efficient control of the current i_2 is required. However, for more simplicity of the control equations, it is decided to control the current i_1 . The result on the other side of the converter is a current i_2 following nearly the same reference, as it will be shown in the experimental part.

For current i_1 control the sliding surface \mathcal{S} following Eq. (5.21) is defined.

$$\mathcal{S} = (i_1 - i_1^{ref}) + K_i \int (i_1 - i_1^{ref}) dt \quad (5.21)$$

The current i_1 will follow its reference i_1^{ref} if the derivative of the surface \mathcal{S} verifies Eq. (5.22).

$$\dot{\mathcal{S}} = -\lambda_i \cdot \mathcal{S} \quad (5.22)$$

Eqs. (5.21) and (5.22) can be expressed as Eq. (5.23):

$$\dot{\epsilon} + (K_i + \lambda_i) \epsilon + K_i \lambda_i \int \epsilon dt = 0 \quad (5.23)$$

Where K_i and λ_i are the current regulation parameters and $\epsilon = (i_1 - i_1^{ref})$. Comparing Eq. (5.23) with second order low, it is possible to express current regulation pulsation ω_i and its damping ratio ξ_i as Eq. (5.24):

$$\omega_i^2 = K_i \lambda_i \quad ; \quad \xi_i = \frac{K_i + \lambda_i}{2\sqrt{K_i \lambda_i}} \quad (5.24)$$

For a good behaviour, this value must be chosen at least one decade under switching pulsation. By combining Eq. (5.12) and Eq. (5.22), it is possible to determine the equivalent duty cycle d_{eq} allowing a good reference tracking Eq. (5.25).

$$d_{eq} = \frac{-\lambda_i \mathcal{S} + \frac{di_1^{ref}}{dt} - K_i (i_1 - i_1^{ref}) + \mathcal{L}_{1,2}^{-1} V_2 - \mathcal{L}_{1,1}^{-1} (V_1 - V_{C_1})}{\mathcal{L}_{1,1}^{-1} \left(V_{C_1} + \frac{V_{C_2}}{N_T} \right) + \mathcal{L}_{1,2}^{-1} (V_{C_2} + N_T V_{C_1})} \quad (5.25)$$

5.3.5 Simulations

The coupled-inductors isolated Ćuk converter (Eqs. (5.12) and (5.13)) has been simulated for verifying the behaviour of the system and validate its control.

Fig. 5.16 illustrates the current waveforms under steady-state over constant current reference. Fig. 5.16 gives a comparison of the converter with no coupling between the inductors, and the coupling designed to cancel current ripple on side '2'. The model of the converter is verified and as expected, the coupling enable current ripple cancellation.

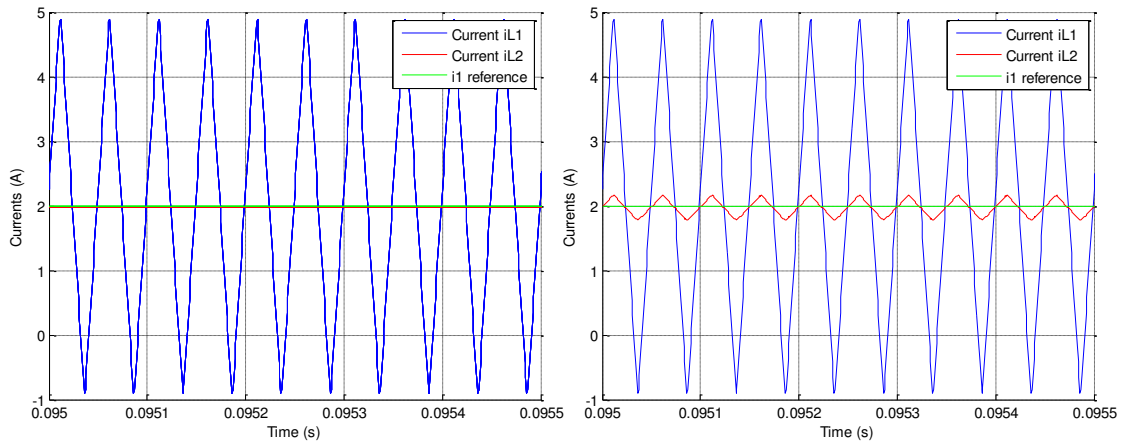


Figure 5.16: Simulation of the coupling effect with a constant current reference.
(left) with coupling ($M_{12} = L_1$) - (right) without coupling ($M_{12} = 0$)

Fig. 5.17 gives the behaviour of the current regulation with a step on the reference signal. In this figure, it can be seen that the mean value of the currents reach the reference in a reasonable amount of time coherent with the imposed pulsation of the regulation ω_i .

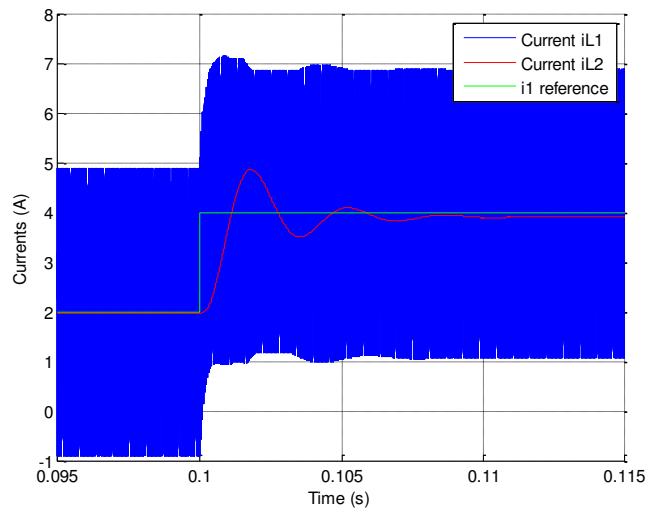


Figure 5.17: Simulation of the converter and its regulation - Current reference step response

5.3.6 Experimental validation of the Ćuk design and control

The Ćuk converter and its control have also been experimented. As in simulation, Fig. 5.17 gives the behaviour of the current regulation with a step on the reference signal. Then, the model, the design and the sliding mode controller are validated. Especially, it can be seen in Fig. 5.17 that current i_1 shows large ripples to the switching while current i_2 does not have. For the verification of this propriety of the converter some more details are proposed in section 5.4.1, with a sinusoid reference signal as it will be shown to be suitable for battery estimation. Especially, in section 5.4.1, a spectral analysis of the obtained current on the battery side will be given.

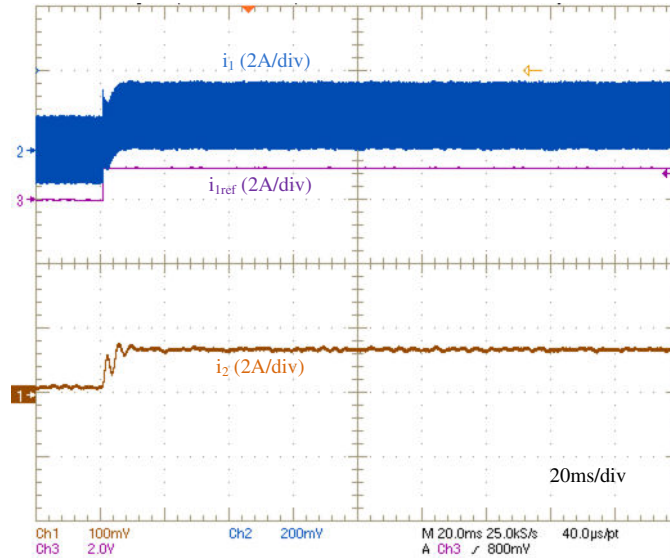


Figure 5.18: Experimental validation of the behaviour of the Ćuk currents for a reference step

5.4 Experimental validation of the battery estimation system

This last section is dedicated to the experimental validation of the proposed estimation device. More precisely, the estimation of the SOH of the battery with current imposed through the coupled-inductors isolated Ćuk converter is verified. Verification of SOC estimation possibility (i.e. by disconnecting the battery and measuring its OCV) will be given in the next chapter (chapter 6) while verifying the studied global hybrid source behaviour.

As previously mentioned, the battery model which is estimated can be scaled to represent both a single cell and a complete battery pack (series association of elementary cells). Then, it can be chosen to realise the estimation on the global battery or on each cells. Only difference comes from the number of sensors required. Then, if a very precise estimation is required, it can be chosen to equip each individual cells with a voltage sensor (or cells groups) with a EKF running for each individual element.

In this section, the convergence of the estimation is verified on the case of a $LiFePO_4$ battery pack of 96V nominal voltage (series association of 30 cells). It will also be tested on a single $Li-ion$ element.

5.4.1 Verification of the battery current waveform

First of all, the behaviour of the battery current required for SOH estimation is verified. Resulting from the observability of the chosen battery model, it has been shown that a sinusoid with non null average value is adapted. This signal is injected on the battery through the coupled-inductors isolated Ćuk converter, on the side where switching ripples are cancelled. However, as explained before, the choice has been done to control the current in the other side of the converter, resulting current on the battery side being an image of the same reference, only differences coming from losses (which have not been taken into account in the proposed model) in the Ćuk converter and difference between supercapacitors and battery operating voltages (depending on their respective SOC). Then, it has to be verified that the injected current on the battery is suitable for the estimation.

Fig. 5.19 shows currents i_1 and i_2 for a sinusoidal reference of $1A$ amplitude with an average value of $1.5A$ at a frequency of $100Hz$. In this figure, it is possible to see that the average value of i_2 follows the imposed sinusoidal reference again verifying the control strategy previously described. For this test, battery voltage was $41V$ and supercapacitors voltage $45V$.

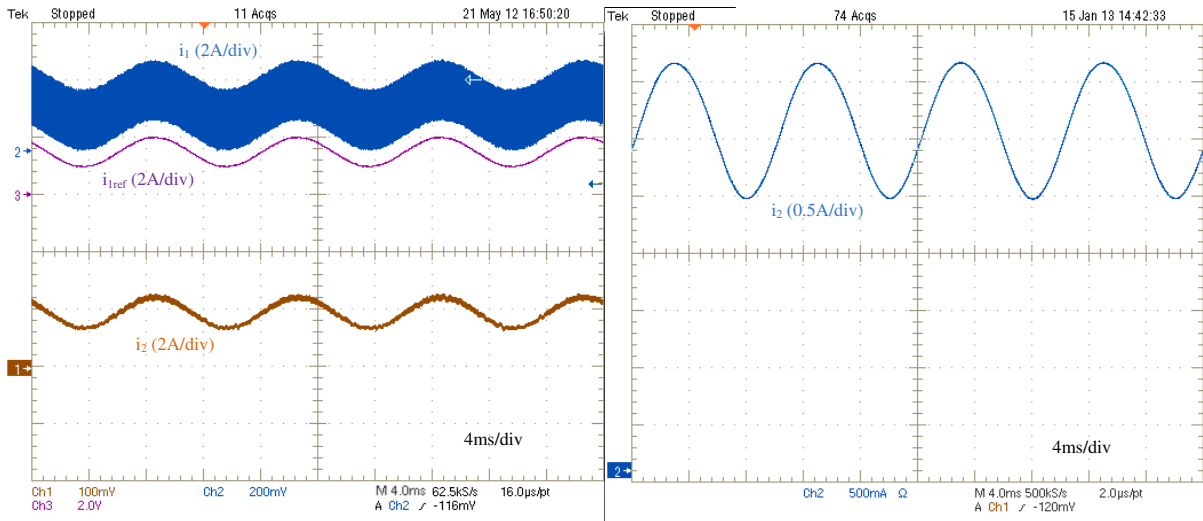
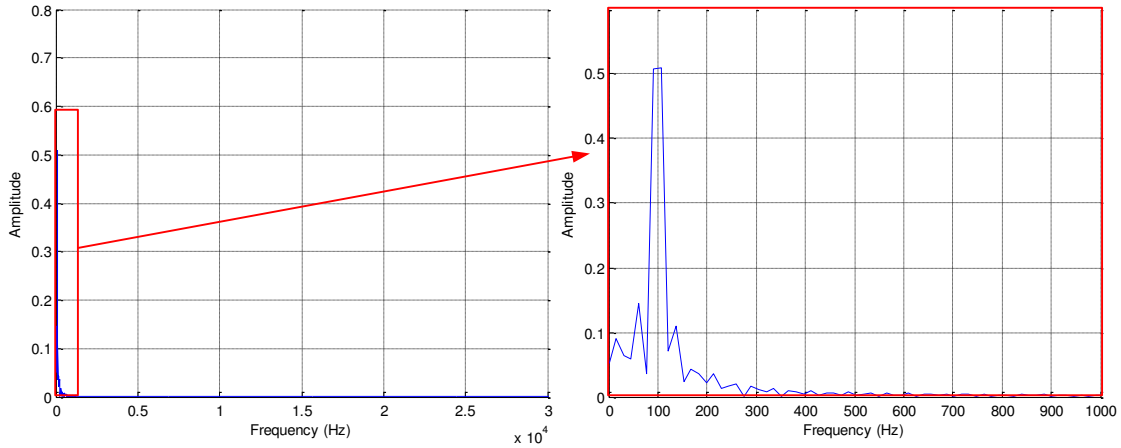


Figure 5.19: Control validation - Sinusoidal reference
(left) Currents i_1 , i_2 and i_{ref} - (right) enlarged acquisition of the battery current

In Fig. 5.19, current i_2 (battery side) describes a sinusoid as expected. Furthermore it can be observed that this signal is "clean", with no visible effects of the switching as expected. For a better appreciation of the determination "clean" signal, its harmonic decomposition is shown in Fig. 5.20 (the average value of the signal has been compensated before harmonic analysis). In this figure, it is possible to observe that the current injected on the battery does not present much harmonics apart from an expected $100Hz$ fundamental.

From Fig. 5.20, it can be easily supposed that the used signal is a sinusoid with non-null average. Then, the local observability is verified, and the proposed estimation technique can be used.

Figure 5.20: Current i_2 harmonic decomposition

5.4.2 Model parameter estimation - SOH estimation validation

5.4.2.1 Convergence of the estimation

The complete estimation scheme through the coupled-inductors isolated Ćuk converter as been experimentally verified. First case considered attached to estimate parameters on a 96V $LiFePO_4$. This battery is composed of $N = 30$ cells in series with an active equilibration system. This equilibration system was directly present on the battery as sold from the manufacturer and its exact scheme is unknown. However, it will be shown that it does not interfere with the estimation as shown in Fig. 5.21 since estimation is converging on results equivalent to 30 cells in series as remembered through Eq. 5.6. For this experiment, the supercapacitors used are also 96V since the designed Ćuk converter was realised with a unitary ratio at the transformer. Results of the estimation are proposed in Fig. 5.21. For this experiment, the battery SOC is 90% so that the estimated values are expected to converge to the same values as identified through spectroscopy in section 5.2.2.

In Fig. 5.21, it is visible that the estimated series resistance converges to a value larger than it was expected. This can be explained quite easily because of the cells connections resistors. Indeed, internal series resistance of the $LiFePO_4$ have a value around $1m\Omega$ which is similar to the connection parasitic resistor. While doing the impedance spectroscopy on this element, it has been indeed observed that the measured series resistance can varies from one to double just by moving the voltage sensor one the connection. Still, it can be conclude from those results that the estimation converges to the desired values and that the equilibration system does not interfere.

Secondly, the convergence of the estimation has also been verified on a $Li - ion$ cell as shown in Fig. 5.22. For this experiment, only one cell is considered for the EKF estimation (equipped with its own voltage sensor). Still, experiment have been realised with 48V at each side of the Ćuk converter.

Again, the convergence of the estimation is validated through those results. Indeed, estimated parameters are converging within 2 seconds to their expected value (those identified through spectroscopy as listed in Table 5.2).

It must be underline that even if not presented, the estimation convergence has been verified to be repetitive and tested several times on the same working point, with results very similar

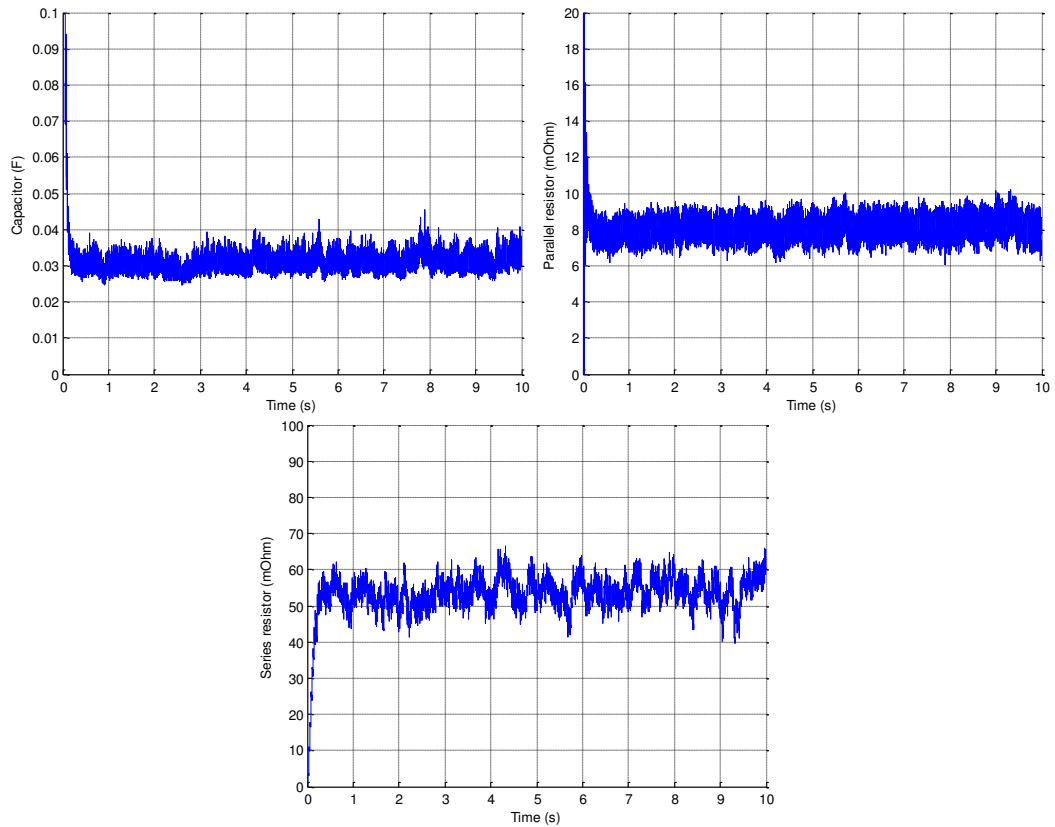


Figure 5.21: EKF estimation - Experimental validation on a 96V $LiFePO_4$ battery

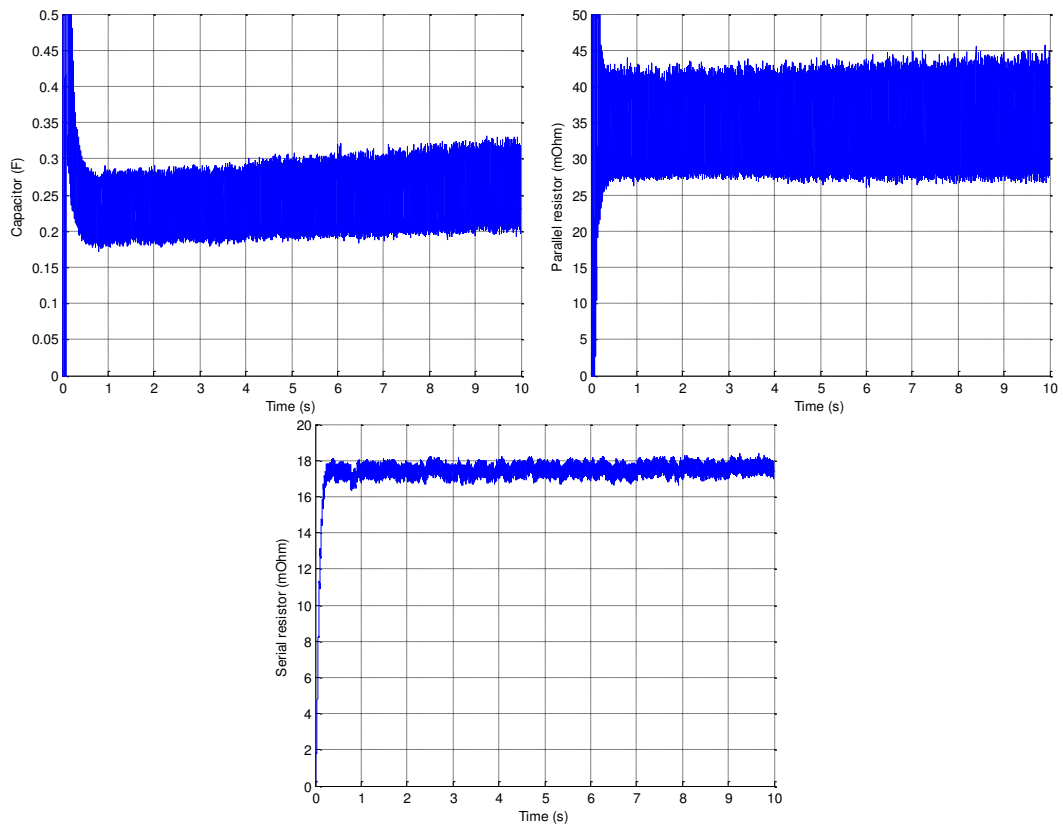


Figure 5.22: EKF estimation - Experimental validation on a single $Li-ion$ battery cell

(less than 2% derivation), either on the $LiFePO_4$ and $Li-ion$ batteries.

5.4.2.2 Required current signal

Theoretically, a sinusoidal current with non-null average value has been shown to be a sufficient condition to ensure observability of the battery model parameters. However, experiment shown that in practice some others aspects are required to ensure an efficient estimation. Additional considerations given in this paragraph have to be taken carefully since they are very dependant with the EKF parameters which have been determined by trial and error procedure (and may be different from the optimized one).

First, as shown in Fig. 5.23, it has been observed that the DC part of the battery current must be chosen enough large. This is manly visible on the serial resistor estimation which value is under estimated with lower values of DC current. This requirement can be quite easily interpreted. Indeed, from the value of the DC part of the current directly comes one voltage step directly linked to the serial resistor. This voltage step must be significant enough compared to noise on the measurement to allow a good estimation. It has to be noticed that the given results were obtained on a single cell, and that this problem will be largely reduce if estimating a complete battery while serial resistors added.

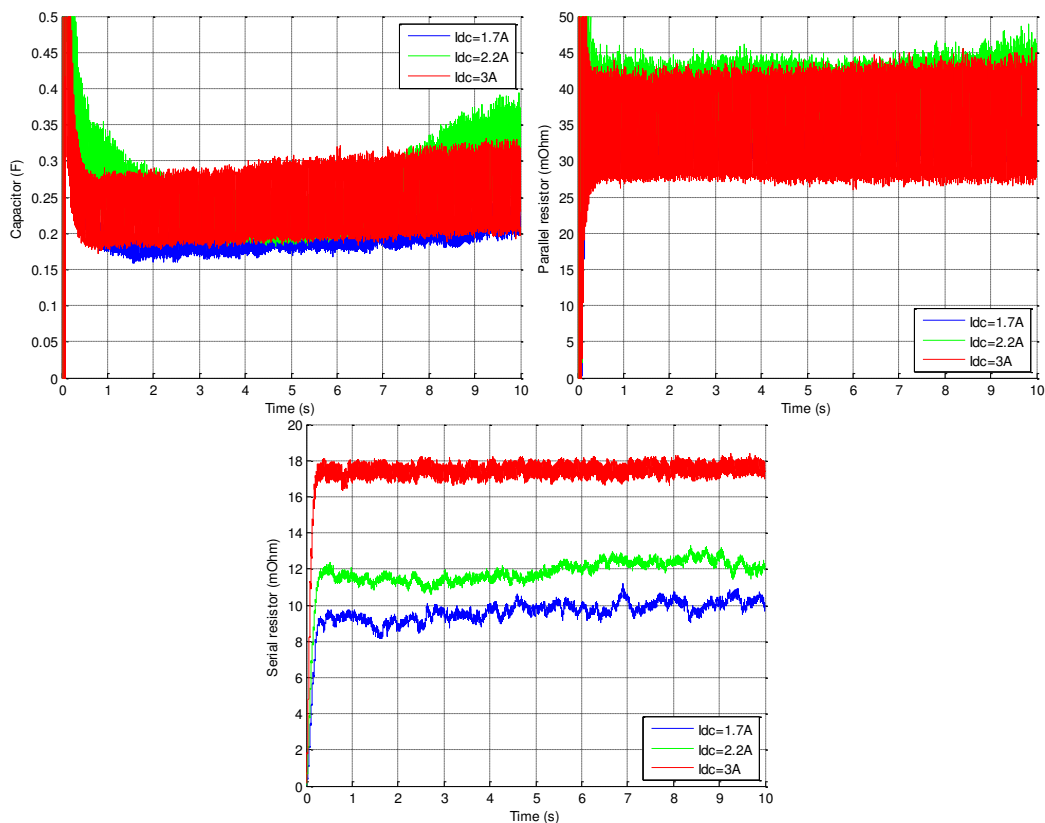


Figure 5.23: Experimental EKF estimation on a $Li-ion$ cell - Impact of the battery current DC amplitude on estimation

It is obvious to mention that the AC part of the current must be in the same way large enough to ensure significant signal on the sampled voltage compared to noise on measurement. Experimentally, it has been verified that an amplitude higher than 1A for the sinusoidal part of the current ensures good estimation.

Secondly, it has been verified that the sinusoid frequency is not impacting the estimation. Fig. 5.24 shows the results of the estimation on a $Li - ion$ cell for different frequency of the imposed sinusoidal current. It can be observed that in the tested range $100 - 200Hz$ the estimation converges to the expected results.

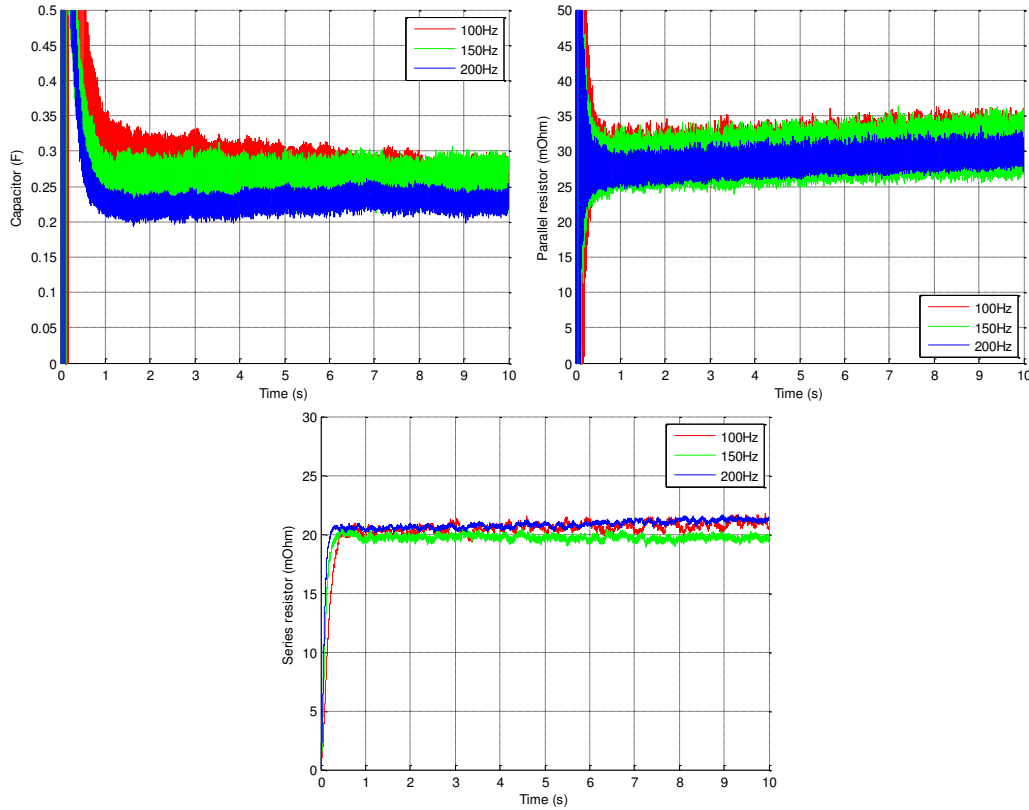


Figure 5.24: Experimental EKF estimation on a $Li - ion$ cell - Behaviour under various current sinusoid frequencies

5.5 Conclusion

In this chapter, a specific hybridization structure has been proposed for estimation of the battery SOC and SOH. Through this power architecture, most of the real-time battery estimation techniques can be used online.

The isolated coupled-inductors Ćuk converter has been chosen for current injection on the battery. A suitable design of the converter has been proposed so that the switching ripples on the current are cancelled. Then, it has been shown that it is possible to inject a very clean signal so that estimation converges.

For SOC estimation, a direct link with the open-circuit voltage has been considered since this quantity is directly measurable with the proposed structure. For SOH, it has been chosen a model-based estimation. The Thevenin model has been used for this purpose, and it has been shown that it is possible to estimate online its parameters.

The proposed estimations have been validated experimentally both on $LiFePO_4$ and *Li-ion* battery cells. Furthermore, illustration of the battery ageing through long term storage has been given, verifying the validity of the proposed SOH estimation.

This work offers many perspectives. Among them, it could be very interesting to investigate on the injected signals on the battery to find the most adapted signals for SOH estimation. This must be coupled with reflection on the estimated battery model since it could probably be possible to differentiate more phenomenons than those considered with the Thevenin model used in this chapter.

Chapter 6

Stand-Alone Photovoltaic System

6.1 Introduction

This chapter is dedicated to the study of the global stand-alone PV system considered all along this thesis. The leading idea is to verify that the different approaches detailed in the previous chapters can be used simultaneously on the global structure. The considered global structure is remembered in Fig. 6.1.

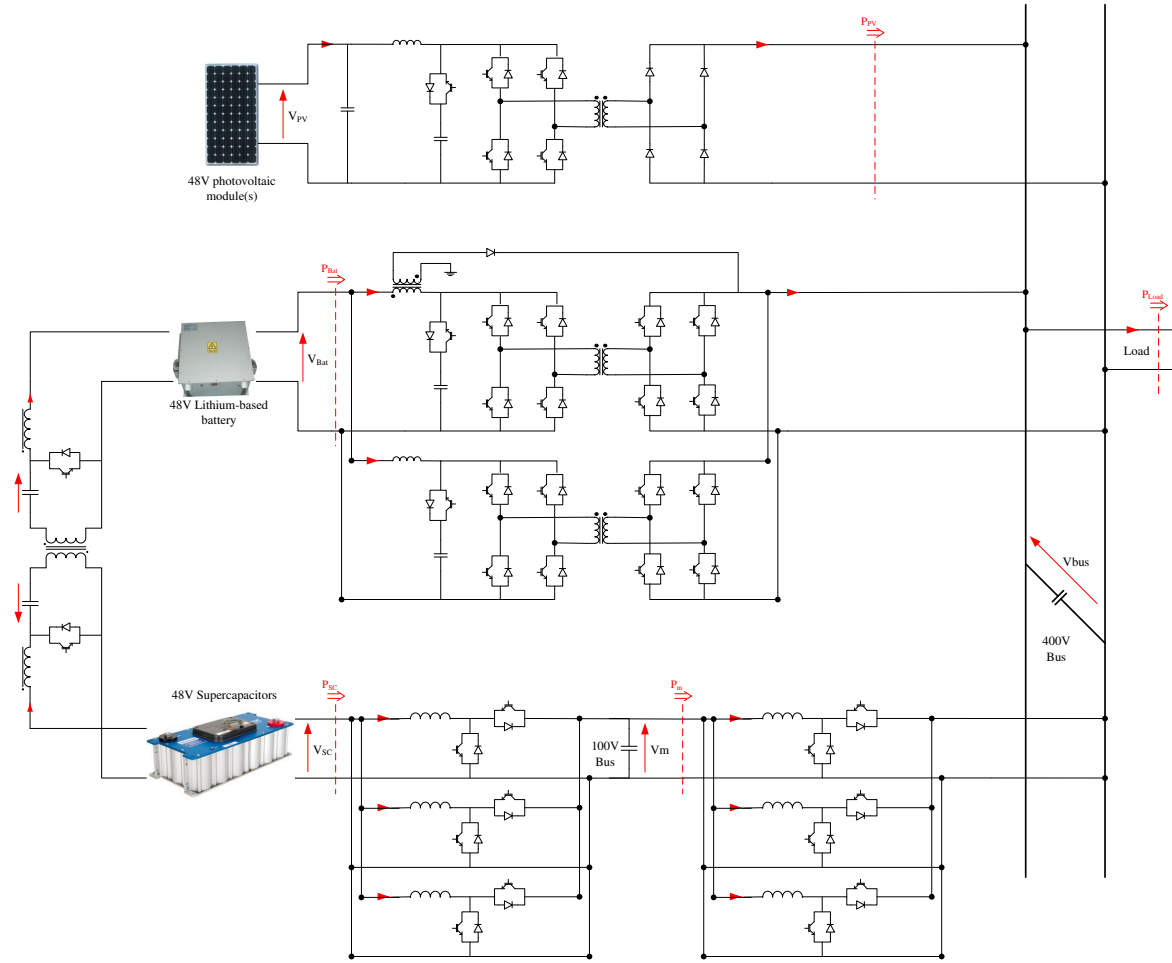


Figure 6.1: Considered DC hybridization architecture

This chapter also describes a possible energy management for the architecture presented

in Fig. 6.1. The energy management scheme considered is a direct application of previous work as [2, 54, 55]. Unfortunately because of a lack of time while finishing this thesis, only few simulations of the global structure have been realised and the purposes of this chapter have not been experimented.

6.2 Global energy management

This section describes a possible scheme for energy management on the global power architecture represented in Fig. 6.1. Many possibilities can be found in the literature when interesting on energy management in micro-grid systems. Among all techniques, it can be found some fuzzy-logic based energy management schemes has for example in [54]. Emerging theories as the multi-agent systems have also been applied to energy management as for example in [177]. Off-line energy management has also been investigated in [178] where energy management is discussed with analyse of its long term cost impact.

There, it is proposed an energy management scheme to ensure the functioning of the system at any time. The load of the system is unknown (random user, no profile considered). The solar irradiation is also unknown so that it cannot be predict the power produced by the PV sources. First, the control scheme under 'normal' operation is described. Then, some key points of the sizing of the elements are presented. The starting of the structure as well as the battery monitoring are also discussed.

6.2.1 Normal operation control scheme

The desired control scheme is as follow:

- the converters linking the supercapacitor to the medium DC bus voltage V_m control the voltage V_m . A two-loop control scheme is adopted for those paralleled converters and power is shared among them following the power repartition scheme proposed in chapter 3. The parallel converters between the medium DC bus voltage V_m and the DC bus voltage V_{bus} are control on the exact same scheme. Then, it can be said that the supercapacitor bank is used to control the DC bus to 400V.
- The photovoltaic generators are controlled with a centralised MPPT so that they deliver the maximum power that can be extracted from the energy sources of the system.
- The battery power is regulated with aim to keep the supercapacitors charged. For this, the battery power reference is designed as a function of the supercapacitors state-of-charge (i.e. the supercapacitors voltage). This function is represented in Fig. 6.2. The total power reference coming from this function is then filtered. Then, the battery will only have to support slow variations while the supercapacitors will support the transients of power. The two converters in parallel between the battery and the voltage DC bus share the total power knowing their respective internal losses as proposed in chapter 3.
- the Ćuk converter is off (every switches open) since it is only dedicated to diagnosis on the battery and not for power conversion.

Finally, the flowchart of the proposed energy management scheme under normal operation is given in Fig. 6.3.

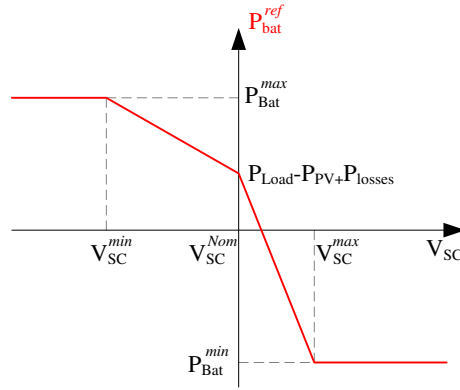


Figure 6.2: Determination of the battery power reference

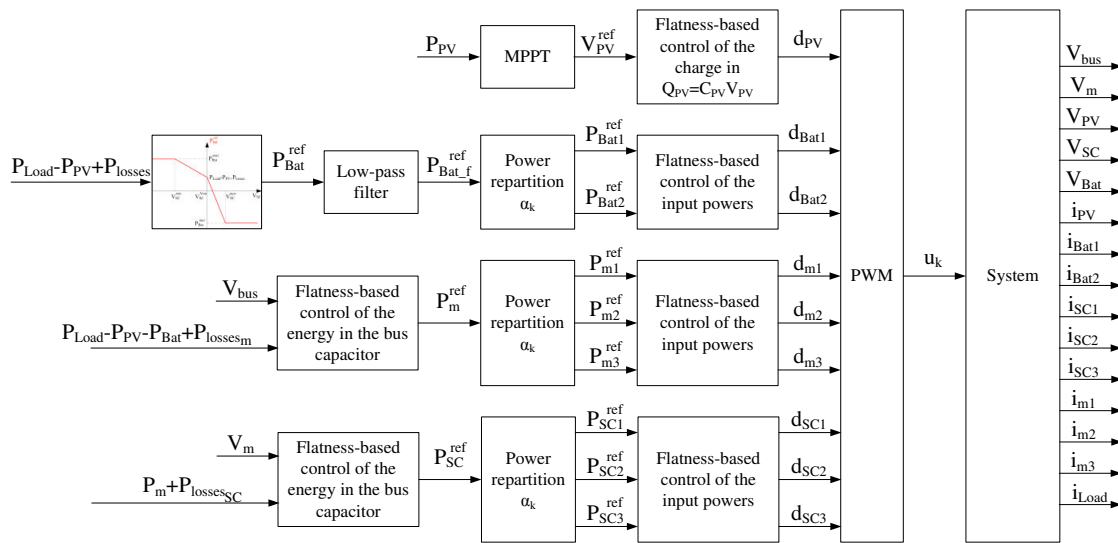


Figure 6.3: Flowchart of the energy management scheme under normal operation

6.2.2 Sizing key points

This section gives some key point for sizing the different elements of the system:

- It must be known the location where this stand-alone system will be used for sizing the PV array. Indeed, the average irradiation received by the PV array largely depends on their location, and no estimation of this sizing can be done without this information.
- The minimum autonomy of the system must also be specified especially at night since PV production is null at this time. From this it will result a minimum size of the battery ensuring this minimum autonomy. Furthermore, from the required autonomy will also depends size of the PV array since they must produced more energy than consume during the day for ensuring enough energy has been stored for the night.
- Supercapacitor must be enough charged so that the required voltage elevation ratio V_o/V_{SC} can be realised with two boost converters in series (considering a maximum elevation ratio of 5 for each boost it results that the supercapacitors must be at minimum $400V/25 = 16V$). Furthermore, as underline in [33] supercapacitors minimum voltage is often chosen to be half of their maximum voltage since discharge of the supercapacitor is

inefficient under this limit and the energy stored in below this limit is only one fourth of the capacity of the supercapacitors. Also, the supercapacitors must be designed enough largely to ensure the battery does not have to support fast power dynamics. At last, the supercapacitors must be large enough to completely feed the load during the sequences of estimation on the battery which is disconnected from the load during this specific sequence. Then size of the supercapacitors will depends on the time required for estimation on the battery which is directly linked to the used battery characteristics.

- For the converters components, the switches are supposed to be size to accept the maximum current and voltage they have to support. The inductances of the converters are size by specifying a maximum current ripple. As many of the used converter are redounded in parallel, the inductors size will be reduced if interleaving the signals. For the bus voltages capacitors, their minimal value can be calculated in view of the worst power transients and maximum variations allowed. For this, as flatness-based controller are used, an analytical formulation of the values of the capacitors can be expressed as a function of the power. This possibility of sizing the capacitors based on a flatness-based controller is detailed in [55].

6.2.3 Losses estimation

In the proposed energy management scheme, losses are supposed to be known and used in the control. This is realised by directly using the state-observer detailed in chapter 3. Each estimated parameters are represented in blue in Fig. 6.4. In order to keep the modularity of the global architecture, each module output current are measured. This is possible if considering small wire inductors L_{wire} as represented in Fig. 6.4.

For the global stand-alone PV system considered, 4 individual state-observers are used to estimated equivalent the losses' parameters:

- one state-observer for the paralleled boost converters linking the supercapacitors to the 100V DC bus to estimate parameters $\gamma_{V_{SC1}}$, $\gamma_{V_{SC2}}$, $\gamma_{V_{SC3}}$, and γ_{i_m} as a direct application of the study of the parallel configuration detailed in chapter 3.
- a second state-observer on the exact same scheme for the parallel converter between the 100V DC bus and the 400 DC bus estimating parameters $\gamma_{V_{m1}}$, $\gamma_{V_{m2}}$, $\gamma_{V_{m3}}$, and $\gamma_{i_{bus}}$.
- a third state-observer for the paralleled isolated boost converters between the battery and the 400V DC bus for parameters $\gamma_{V_{Bat1}}$, $\gamma_{V_{Bat2}}$, and $\gamma_{i_{Bat}}$.
- a last state-observer dedicated to the PV converter estimating parameters $\gamma_{V_{PV}}$, and $\gamma_{i_{PV}}$.

Finally, for the proposed energy management scheme as represented in Fig. 6.3, the powers representing the losses are defined as:

$$\begin{aligned}
 P_{losses_{SC}} &= \sum_{k=1}^3 \gamma_{V_{SCk}} i_{SCk} + V_m \gamma_{i_m} \\
 P_{losses_m} &= \sum_{k=1}^3 \gamma_{V_{mk}} i_{mk} + V_{bus} \gamma_{i_{bus}} \\
 P_{losses} &= P_{losses_{SC}} + P_{losses_m} + \sum_{k=1}^2 \gamma_{V_{Batk}} i_{Batk} + V_{bus} \gamma_{i_{Bat}}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

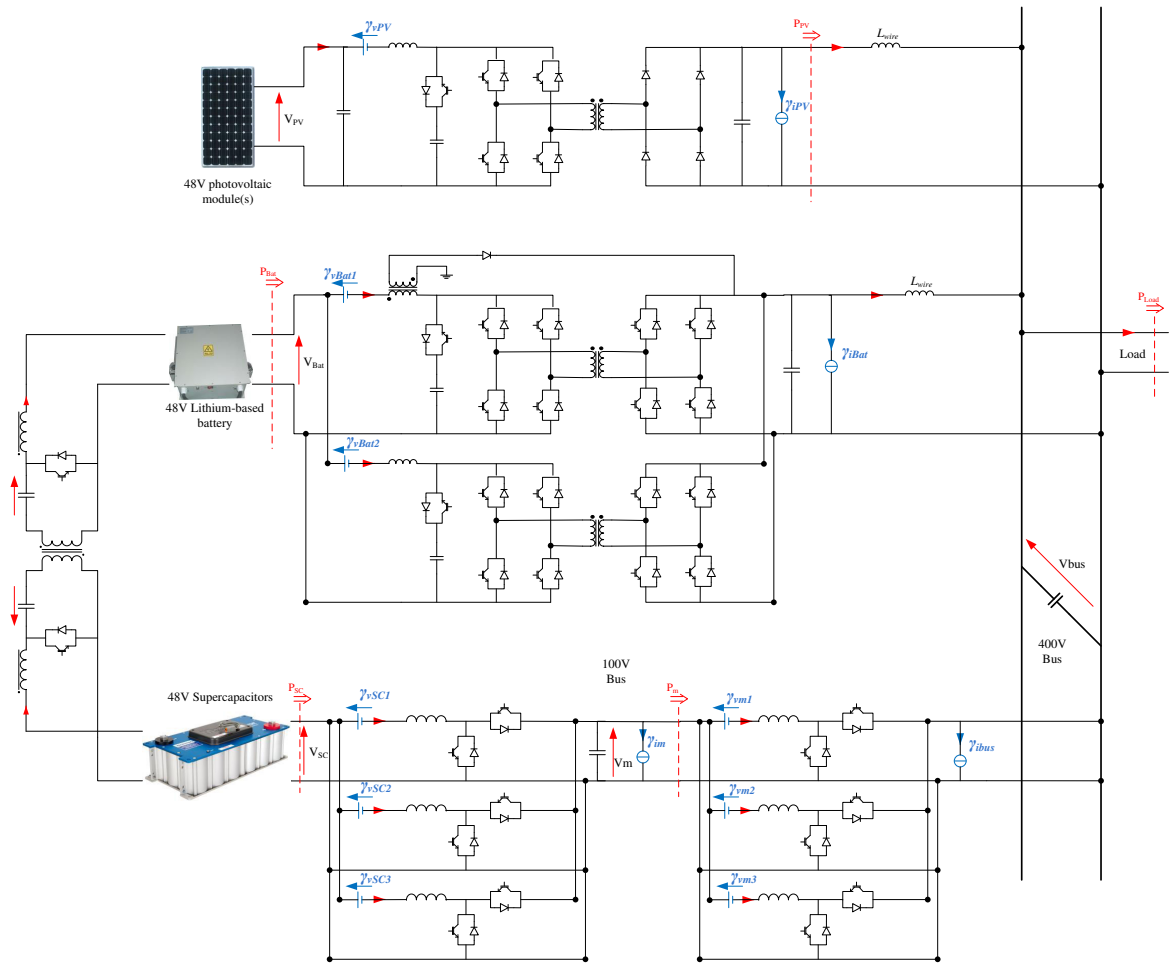


Figure 6.4: Estimated equivalent losses' parameters

6.2.4 Starting of the structure

The starting of the system can be led in different ways depending on the battery and supercapacitors SOC. First, if the supercapacitors are charge when starting the system, it can directly been applied the normal operation scheme with the supercapacitors controlling the DC bus to its required value (400V in the considered application).

However, if the system have been stopped for a long time, supercapacitors can easily been discharged when the system is put on. In this case, the starting of the circuit must be done using energy from the battery (lithium based batteries are never fully discharged and a minimum SOC is keep so that it do not aged too fast). For this, it is proposed to use an additional starting circuit on one of the battery / DC bus isolated boost converter. The starting scheme of this structure has been presented and experimentally validate in chapter 3. The starting circuit will be used to pre-charge the DC bus and the supercapacitors. When supercapacitors reach their minimum voltage, control scheme is switched to normal operation.

A last possibility can be envisaged if the supercapacitors are discharge and if no starting circuit has been added on the isolated boost converter of the battery. In this configuration, the Ćuk converter can be used to transfer energy from the battery to the supercapacitor until it is possible to start the normal operation scheme. This last solution has not been tested and leads to a slow charge of the supercapacitor bank because the cuk converter has not been designed to

transit high power and have a low efficiency (RMS currents in the capacitors are not negligible and thermal issue could appears).

6.2.5 Storage devices management

Electrochemical storage devices do not support overcharge. It is then especially important to pay attention on the SOC of the battery do not reach 100%. In the considered application, if the battery is nearly full and the load power demand lower than the PV possible production at its MPP it is decided be stopped the PV production. In this specific case, it is deliberately chosen to decrease the global system efficiency to prevent problematic uses of its components. In the same way, the battery power reference is pondered by a function of its SOC to ensure safe functioning and especially $i_{bat}^{min}(SOC) < i_{bat} < i_{bat}^{max}(SOC)$.

Exactly as presented for the battery, the bank of supercapacitors SOC must be checked not to overcharge them. The SOC of the bank of supercapacitors is measured as it is directly linked to the supercapacitors voltage. The supercapacitor power reference is also pondered by a function of its SOC to ensure safe functioning and it must be ensured in any time $i_{SC}^{min}(SOC) < i_{SC} < i_{SC}^{max}(SOC)$.

Another particularity is imposed by the presence of the battery. As detailed in chapter 5, it is proposed to use the hybridization for estimation of the battery SOC and SOH. For this, the battery must be disconnected from the load. At this time, the load is only fed by the PV and supercapacitors while current is injected in the battery through the Ćuk converter. This particular sequence of operation must be realised carefully with verification of the supercapacitors voltage. Unfortunately the load power is unknown but, ideally, the battery estimation sequence is realised when the load power demand is closed to the PV production (for example at night under null load).

6.3 Simulation of the overall functioning

The overall functioning of the system has been simulated to verify the validity of the proposed method. For more simplicity each paralleled modules are supposed to be strictly identical and power is equally shared between them. The first simulated scenario is shown in Fig. 6.5 and is as following. Initially the system operates with a PV production of $3kW$ (i.e. the maximum) and constant load demand of $2kW$. At this time the battery is charging. A time $t = 1s$, a step in the produced PV power is simulated with production reduced to $1kW$. At this time, the battery have to deliver the difference since the load is requires more power than it is produced. It can be observed that it is first the supercapacitors which support the step of produced power and fed the DC bus for the transient. The battery power converges to its final reference corresponding to a state where the supercapacitors are charged and transfer null average power. At time $t = 1.5s$ the load power demand reaches $3.5kW$. The battery being sized for a maximum power of $3kW$, the supercapacitors discharge to complete the load demand. Between $t = 2s$ and $t = 3.5s$, the load is disconnected. After a transient where supercapacitors charge with the produced PV power, the battery charges until the PV power production being stopped $t = 3s$. A last change is applied a $t = 4s$ where the load becomes $2kW$ for no PV power production i.e. that the battery discharge to feed the load.

This first simulation Fig. 6.5 enables to validated the design of the energy management scheme under normal operations. It is verified that the control strategy is efficient since the

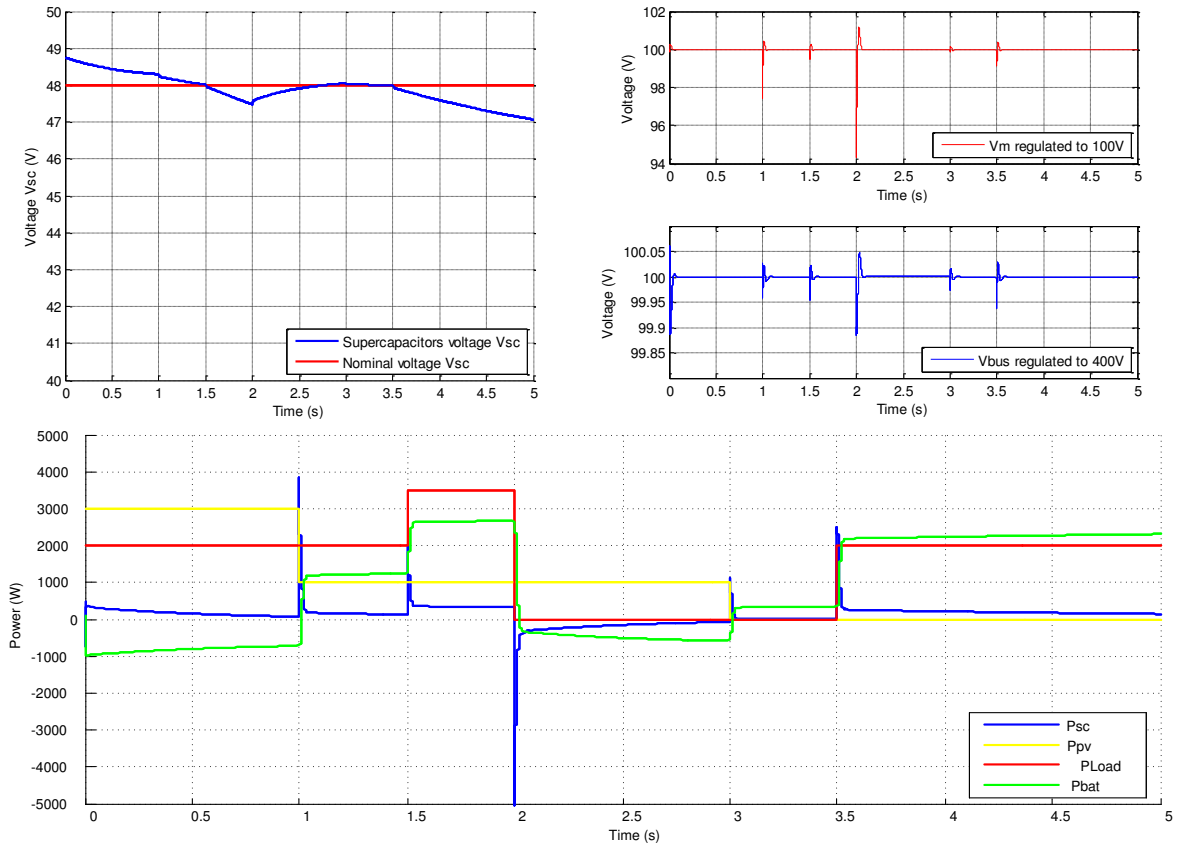


Figure 6.5: Simulation of the system under normal operation - (top left) Supercapacitor voltage - (top right) regulated bus voltages - (bottom) power repartition

regulated voltages V_m and V_{bus} follow their references. It is also verified that the transient of power are supported by the supercapacitors while the battery supply the load in steady-state (or charge is production is higher than consumption). Finally, it is also verified in Fig. 6.5 that the supercapacitors charge and discharge during transients and converges to their nominal voltage in steady-state ($V_{scNom} = 48V$). For this simulation, a very small value of the supercapacitors is simulated $C_{sc} = 0.5F$ so that its voltage visibly variate over the simulated scenario (higher capacity would have required much more longer simulation to validate the proposed method).

A second simulation has been led to verify the possibility of the particular sequence where the battery must be disconnected from the load for estimation of its SOC and SOH has proposed in chapter 5. Fig. 6.6 gives the result of this second simulation. For this simulation, the produced PV power and the load are both chosen to be constant respectively $P_{pv} = 1kW$ and $P_{Load} = 2kW$. Then the battery is supposed to fed the load for around $1kW$ (the difference between the produced PV power, the load and the converters internal losses). At time $t = 1.5s$, the battery power is rapidly regulated to 0 to be disconnected from the load for estimation for 3s. Fig. 6.6 attest the validity of this sequence enabling estimation on the battery. During the 3s when the battery is disconnected, the Ćuk converter could be put on for estimation of the equivalent parameters of the battery estimated (this estimation has been verified to converge in less than 2s). Finally at time $t = 4s$ the battery is connected back to the load and starts again to deliver the required power with in the same time recharging the supercapacitors. For this second simulation, higher value of the supercapacitors are considered with $C_{sc} = 30F$.

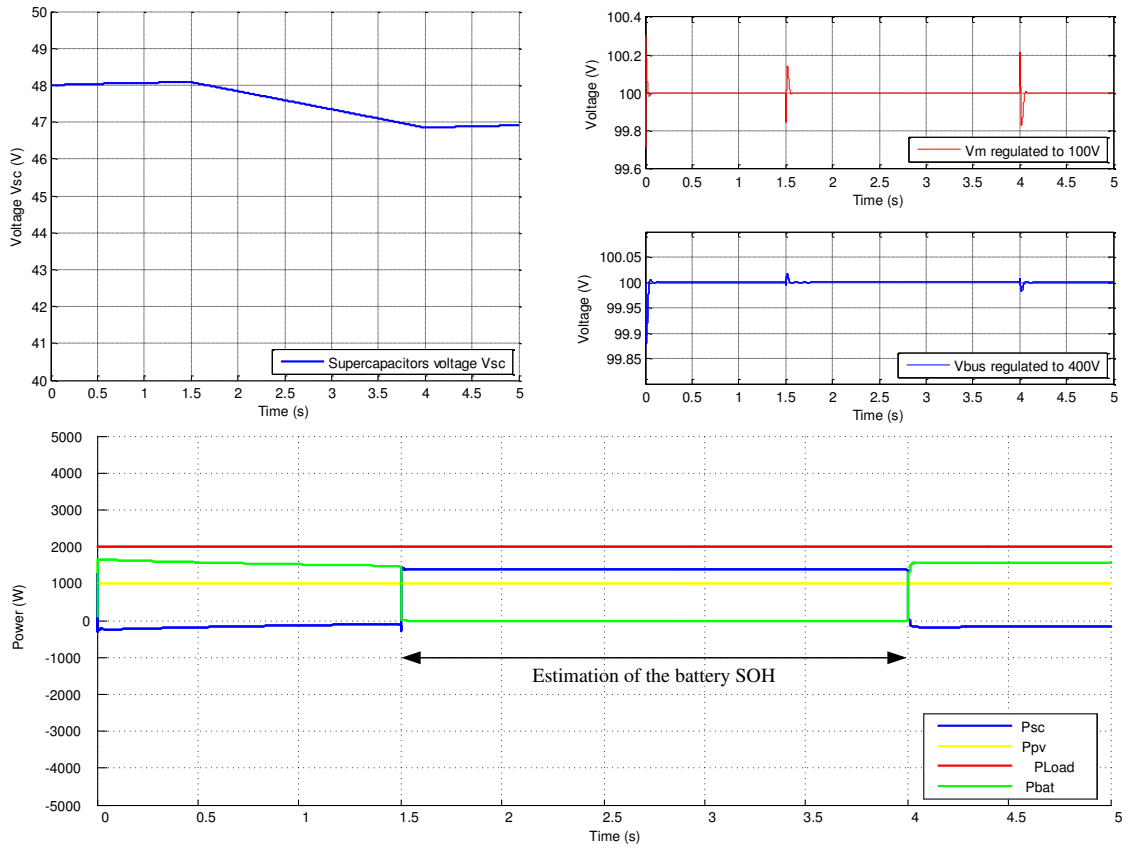


Figure 6.6: Verification of the possibility of disconnecting the battery from the load. - (top left) Supercapacitor voltage - (top right) regulated bus voltages - (bottom) power repartition

As for the first simulation, the validity of the proposed energy management scheme is verified. In the particular scenario presented in , it is also verified that the voltages V_m and V_{bus} follow their references.

6.4 Conclusion

This chapter briefly described a possible energy management scheme for the overall stand-alone PV system studied through this thesis. Some key points of the sizing of the different elements of the structure has been discussed and it has been verified through simulation that the proposed energy management scheme the system to work correctly under different scenarios of load power demand and PV power production. It has been also verified that it was possible to disconnect periodically the battery from the load in order to achieve estimation on this storage device.

Unfortunately, this last part has been realised at the end of the thesis and no time was found to validate the global structure on an experimental prototype. This will be part of future work.

General Conclusion

This thesis interested on developing a specific stand-alone photovoltaic system with self-diagnosis possibility. A specific structure has been proposed consisting in hybridization of photovoltaic sources, a Lithium battery and supercapacitors.

First, in chapter 2, specific models of DC-DC converters have been proposed. The classical boost converter has been studied and efficient flatness-based control developed. Then the current-fed dual-bridge DC-DC converter (or isolated boost) has been studied in detail. It has been shown the influence of the leakage inductance of this converter and a dynamical average model has been proposed. The additional starting circuit has also been modelled and a specific starting scheme has also been proposed to ensure every possible operations of the isolated boost converter.

Based on the DC-DC converter proposed models, it has been proposed an estimation method to estimate equivalent losses' parameters (chapter 3). In this aim, a new state-observer has been developed. This state-observer has been demonstrated to be adapted for the considered applications. Especially, it has been shown that the proposed state-observer gives better results compared with Luenberger state-observer or extended Kalman filter. As in the global scoped of this thesis accent has been done on reliability, attention focuses also on paralleled structures. An additional estimation technique has been proposed to access values of the inductors and capacitors. Over the same paralleled structure, a power repartition scheme (or current-sharing) has been proposed. Through the estimation of the converters' losses, it has been shown that it was possible to optimise the efficiency of the paralleled structure.

Then, in chapter 4 the photovoltaic energy conversion has been studied with special attention on non-uniform irradiation conditions over the PV source. First it has been shown the impact of the PV associated converter internal losses on the produced power. Second, distributed PV power architecture has been studied with details on a boost converter series association. On this distributed architecture, a MPPT method has been proposed. With presentation of an efficient online PV static characteristic acquisition, a PSO-based optimization has been developed to solve the power maximisation problematic. The proposed PSO-MPPT has been verified to be efficient especially under partially shaded conditions on the PV arrays.

Stand-alone PV systems always require energy storage because of an intermittent source. For this, a hybridization between a Lithium-based battery and supercapacitor has been proposed. This hybridization structure has the particularity to be composed of three different DC-DC converter with in particular the isolated Ćuk converter dedicated to diagnosis on the battery. This converter has been designed, modelled and controlled in order to act as a current injection system. The coupling of the inductors enabling the cancellation of the switching current ripples in the battery side has been detailed. Then, a model-based estimation of the SOH

of the Lithium battery has been developed and tested on *Li-ion* and *LiFePO₄* battery cells. Experimental results have been validated with comparison with spectroscopy on the same elements. Furthermore, the validity of the SOH estimation has been illustrated with experiment on long term storage aged *Li-ion* batteries compared with equivalent experiment done 7 years before with the same methodology. To resume it has been proposed a hybridization structure between supercapacitors and battery which allows to use online many previously developed real-time SOH estimation techniques with practical verification on a Thevenin model-based parameter estimation.

Finally, a brief part (chapter 6) has been dedicated to give the energy management scheme of the global stand-alone photovoltaic system. Discussion on the overall system operation and simulation have been given to verify the validity of the proposed method. In view of the industrial application, the continuity of this work consist in experimentation of the global stand-alone PV system on a prototype. In parallel, the DC-AC converter of the global structure may be included in the study.

Following the thematics developed in chapters 1 - 6, many other perspectives can be envisaged. Among those I hope to follow are:

- The most ambitious perspective of this work consist in modelling the evolution of every parameters which have been proposed to be estimated with respect to the ageing of the different components. Such a study would requires lots of experimental tests to be able to analyse ageing of the different components in a particular application. Then, it is obvious that such a perspective is not so easily possible since it would be very expensive, requiring long time tests, and not easily generalisable because of newer technologies appearing before the previous one ageing was known. To continue, final perspective would be to have a direct correlation between the proposed online parameter estimations and Mean Time To Failure (MTTF) and Mean Time To Repair (MTTR) (see chapter 1 for definitions). Those 'dreamed' perspectives can be seen as the validation of the initial specifications consisting in developing a stand-alone PV system with self-diagnosis possibilities and preventing before failure.
- For batteries monitoring systems, the possibilities opened with the use of the Ćuk converter should be analysed. It could be of real interest to analyse the possibilities of online SOH estimation through current injection since the Ćuk converter has shown its efficiency for this purpose. Also to precise the model of battery to estimate even more "SOH-linked" parameters represents a great improvement to this work to achieve as well as research on SOC estimation possibilities. Furthermore, optimisation on the Ćuk converter as well as a study of its one-magnetic-core variation could lead to a potential powerful and economically reliable solution for battery monitoring. Also, it can be interesting to investigate diagnosis possibilities on supercapacitors. It can be easily envisaged to design a model-based parameters estimation for supercapacitors as it has been proposed on the batteries.
- Once again requiring long term tests, it could be very useful to quantify the interest of distributed architecture compared with other solution on the case of photovoltaic applications. The proposed PSO-based MPPT can also been compared with others MPPT techniques on long term experiments to quantify the benefits (or limitations) of this method.

- In shorter term, and already under study in the GREEN laboratory and the UNISA (Italy), the possibilities opened by connecting a multilevel inverter on distributed PV application are going to be studied. Especially researches is focusing on the possibilities of operating at the MPP under non-uniform condition if a multi-level NPC inverter is used for sharing the output voltages of the converter in a distributed series association.

Bibliography

- [1] K.H. Solangib, M.R. Islamb, R. Saidura, Rahimb N.A., and H. Fayazb. A review on global solar energy policy. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15:2149–2163, 2011.
- [2] A. Houari. *Contribution à l'étude des micro-réseaux autonomes alimentés par des sources photovoltaïques*. PhD thesis, Université de Lorraine, 2012.
- [3] A. Houari, H. Renaudineau, J.-P. Martin, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar. Flatness-based control of three-phase inverter with output lc filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(7):2890–2897, July 2012.
- [4] A. Houari, H. Renaudineau, B. Nahid-Mobarakeh, J.-P. Martin, S. Pierfederici, and F. Meibody-tabar. A large signal stabilizer for high damping performance of pwm load converter with input lcl-filter. In *IEEE IAS'12 Conference*, 2012.
- [5] L. El Chaar, L.A. Lamont, and N. El Zein. Review of photovoltaic technologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15(5):2165–2175, June 2011.
- [6] B. Parida, S. Iniyan, and R. Goic. A review of photovoltaic technologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15(3):1625–1636, April 2011.
- [7] A. Ricaud. Modules photovoltaïques : Filières technologiques. *Technique de l'ingénieur*, D-3940:1–16, 2005.
- [8] L.L. Kazmerski. Best research-cell efficiencies. National Renewable Energy Laboratory (NREL), 2012.
- [9] R. Nave. Abundances of the elements in the earth's crust. Georgia State University.
- [10] G. Beaucarne. Silicon thin-film solar cells - review article. *Advances in OptoElectronics*, 2007:1–12, 2007.
- [11] M. Burgelman, J. Verschraegen, S. Degrave, and P. Nollet. Modeling thin-film pv devices. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 12:143–153, 2004.
- [12] S. Astier. Conversion photovoltaïque : De la cellule au système. *Technique de l'ingénieur*, D-3936:1–22, 2008.
- [13] D. Picault. *Reduction of mismatch losses in grid-connected photovoltaic systems using alternative topologies*. PhD thesis, Université de Grenoble, 2010.
- [14] T. Esmam and P.L. Chapman. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2):439–449, June 2007.

-
- [15] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4):963–973, July 2005.
- [16] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. A technique for improving p&o mppt performances of double-stage grid-connected photovoltaic system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4473–4482, November 2009.
- [17] G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. A multivariable perturb-and-observe maximum power point tracking technique applied to a single-stage photovoltaic inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1):76–84, January 2011.
- [18] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, G. Petrone, C.A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Improving the perturb and observe maximum power point tracking by using sliding mode control. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2011.
- [19] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, G. Petrone, C.A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. A fast current-based mppt technique based on sliding mode control. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2011.
- [20] R.M. Chao, S.H. Ko, F.S. Pai, I.H. Lin, and C.C. Chang. Evaluation of a photovoltaic energy mechatronics system with built-in quadratic maximum power point tracking algorithm. *Solar Energy*, 83(12):2177–2185, 2009.
- [21] J.M. Enrique, J.M. Andujar, and M.A. Bohorquez. A reliable, fast and low cost maximum power point tracker for photovoltaic applications. *Solar Energy*, 84:79–89, 2010.
- [22] X. Wang and A.P. Hu. An improved maximum power point tracking algorithm for photovoltaic systems. In *Australian Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2004)*, Brisbane, Australia, 2004.
- [23] H. Renaudineau, A. Houari, J.-P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, and B. Gerardin. A new approach in tracking maximum power under partially shaded conditions with consideration of converter losses. *Solar Energy*, 85:2580–2588, 2011.
- [24] N.A. Ahmed and M. Miyatake. A novel maximum power point tracking for photovoltaic applications under partially shaded insolation conditions. *Electric Power Systems Research*, 78(5):777 – 784, 2008.
- [25] Y.H. Ji, D.Y. Jung, C.Y. Won, B.K. Lee, and J.W. Kim. Maximum power point tracking method for pv array under partially shaded condition. In *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009.
- [26] K. Koboayashi, I. Takano, and Y. Sawada. A study of a two stage maximum power point tracking control of a photovoltaic system under partially shaded insolation conditions. *Solar Energy Materials & Solar Cells*, 90:2975–2988, 2006.
- [27] S.R. Chowdhury, D. Mukherjee, and H. Saha. Fpga based maximum power point tracker of partially shaded solar photovoltaic arrays using modified adaptive perceptive particle swarm optimization. *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, 2(4):661–675, 2009.

-
- [28] C.L. Nge, G. Yordanov, O.M. Midtgard, T.O. Saetre, and L. Norum. A comparative simulation analysis of maximum power point tracking approaches. In *24th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, 2009.
- [29] H. Ibrahim, A. Ilinca, and J. Perron. Energy storage systems - characteristics and comparisons. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 12:1221–1250, 2008.
- [30] A.-C. Barbier. Emerging energy storage technologies in europe. Technical report, Frost and Sullivan, 2003.
- [31] Olga Moraes Toledo, Delly Oliveira Filho, and Antonia Sonia Alves Cardoso Diniz. Distributed photovoltaic generation and energy storage systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 14(1):506–511, January 2010.
- [32] A. Nourai. Large-scale electricity storage technologies for energy management. In *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 2002.
- [33] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat. Energy management of fuel cell-battery-supercapacitor hybrid power source for vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 193:376–385, 2009.
- [34] P. Thounthong, V. Chunkag, S. Sethakul, P. an Sikkabut, S. Pierfederici, and B. Davat. Energy management of fuel cell - solar cell - supercapacitor hybrid power source. *Journal of Power Sources*, 196:313–324, 2011.
- [35] W. Lajnef. *Modélisation des supercondensateurs et évolution de leur vieillissement en cyclage actif à fort niveaux de courant pour les applications véhicules électriques et hybrides*. PhD thesis, Université de Bordeaux 1, Décembre 2006.
- [36] F. Belhachemi. *Modélisation et caractérisation des supercondensateurs à couche double électrique utilisés en électronique de puissance*. PhD thesis, INPL, Nancy, Décembre 2001.
- [37] H. Renaudineau. Caractérisation, modélisation statique et dynamique de supercapacités pour applications spatiales. Master’s thesis, ENSEM, INPL, 2009. EADS Astrium, Toulouse.
- [38] S. Raël, M. Urbain, B. Davat, and P. Desprez. Principes de fonctionnement, modélisation et caractérisation des accumulateurs lithium-ion. *European Journal of Electrical Engineering (RIGE - Revue Internationale de Génie électrique)*, 10:373–402, 2007.
- [39] M. Urbain. *Modélisation électrique et énergétique des accumulateurs lithium-ion - Estimation en ligne du SOC et du SOH*. PhD thesis, INPL, Nancy, 2009.
- [40] G.-A. Nazri and G. Pistoia. *Lithium batteries: science and technologie*. Kluwer Academic, 2004.
- [41] D.V. Do. *Diagnostic de batteries Lithium ion dans des applications embarquées*. PhD thesis, Université de Technologie de Compiègne, 2010.
- [42] W. Kramer, S. Chakraborty, B. Kroposki, and H. Thomas. Advanced power electronic interfaces for distributed energy systems - part 1: Systems and topologies. Technical report, National Renewable Energy Laboratory, 2008.
- [43] J.-P. Ferrieux and F. Forest. *Alimentations à Découpage - Convertisseurs à résonance - 3ème édition*. DUNOD, 2006.

-
- [44] C. Wang and X. Meng. Modeling the bi-directional dc-dc converter for hev's. *Modern Applied Science*, 1(4):87–93, 2007.
- [45] H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, and M.A.M. Hendrix. Transformer-coupled multiport zvs bidirectional dc-dc converter with wide input range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(2):771–781, 2008.
- [46] C. Mi, H. Bai, C. Wang, and S. Gargies. Operation, design and control of dual h-bridge-based isolated bidirectional dc-dc converter. *IET Power Electron.*, 1(4):507–517, 2008.
- [47] F. Krismer and J.W. Kolar. Accurate power loss model derivation of a high-current dual active bridge converter for an automotive application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(3):881–891, 2010.
- [48] F. Krismer. *Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies*. PhD thesis, ETH Zurich, 2010.
- [49] S. Jalbrzykowski and T. Citko. A bidirectional dc-dc converter for renewable energy systems. *Bulletin of the polish Academy of Sciences*, 57(4):363–368, 2009.
- [50] M.N. Gitau, G. Ebersohn, and J.G. Kettleborough. Power processor for interfacing battery storage system to 725 v dc bus. *Energy Conversion & Management*, 48:871–881, 2007.
- [51] S. Gargies, H. Wu, and C. Mi. Design and control of an isolated bidirectional dc-dc converter for hybrid electric vehicle applications. *Journal of Asian Electric Vehicle*, 4(1):851–856, 2006.
- [52] L.A. Flores-Oropeza. *Estudio y análisis de soluciones topológicas de convertidores CC-CC bidireccionales para su aplicación en vehículos híbridos*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Madrid, 2004.
- [53] A. Shahin. *Contribution à l'optimisation des structures de conversion DC-DC non isolées*. PhD thesis, INPL, Nancy, 2011.
- [54] M. Zandi. *Contribution au Pilotage des Sources Hybrides d'Énergie Électrique*. PhD thesis, INPL, Nancy, 2010.
- [55] A. Payman. *Contribution à la gestion de l'énergie dans les systèmes hybrides multi-sources multi-charges*. PhD thesis, INPL, Nancy, 2009.
- [56] A. Shahin, M. Zandi, M. Phattanasak, H. Renaudineau, J-P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and B. Davat. Flatness based control of hybrid systems for fuel cell applications. In *PPPSC*, 2012.
- [57] A. Gensior, O. Woywode, J. Rudolph, and H. Guldner. On differential flatness, trajectory planning, observers, and stabilization for dc-dc converters. *IEEE Transactions on Circuit and Systems I*, 53(9):2000–2010, 2006.
- [58] M.J. Van Nieuwstadt and R.M. Murray. Real-time trajectory generation for differentially flat systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 8(11):995–1020, September 1998.
- [59] H. Sira-Ramierz. On the dynamical sliding mode control of nonlinear systems. *Int. J. Control*, 57(5):1039–1061, 1993.

-
- [60] M. Fliess, J. Levine, P. Martin, and P. Rouchon. Sur les systèmes non linéaires différentiellement plats. *Compte-Rendu de l'Académie des Sciences de Paris, Série I, Mathématiques*, 315:619–624, 1992.
- [61] M. Fliess, J. Levine, P. Martin, F. Ollivier, and P. Rouchon. *Systems and control in the Twenty-First Century, Progress in Systems and Control Theory*. Birkhauser, 1997. Controlling nonlinear systems by flatness.
- [62] M. Fliess, J. Levine, P. Martin, and P. Rouchon. Flatness and defect of non-linear systems: introductory and examples. *International Journal of Control*, 61:6, 1995.
- [63] I. Zambettakis and F. Rotella. Commande des systèmes par platitude. *Technique de l'ingénieur*, S-7450:1–18, 2007.
- [64] C. Vecchio. *Sliding Mode Control: Theoretical developments and applications to uncertain mechanical systems*. PhD thesis, Università Delgi Studi Di Pavia, 2008.
- [65] G. Spiazzi, P. Mattavelli, L. Rossetto, and L. Malesani. Application of sliding mode control to switch-mode power supplies. *Journal of Circuits, Systems, and Computers (JCSC)*, 5:337–354, 1995.
- [66] Y. Song and C. Wang. Survey on reliability of power electronic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1):591–604, January 2013.
- [67] G. Petrone, G. Spagnuolo, R. Teodorescu, M. Veerachary, and M. Vitelli. Reliability issues in photovoltaic power processing systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(7):2569–2580, July 2008.
- [68] L. Bun. *Détection et Localisation de Défauts pour un Système PV*. PhD thesis, Université de Grenoble, Novembre 2011.
- [69] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner. An industry-based survey of reliability in power electronic converters. In *ECCE, Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 3151–3157, September 2009.
- [70] A. Altowati, K. Zenger, and H. Koivo. Modeling and control design of paralleled dc-dc switching converters. In *ICCCP'09, International Conference on Communication, Computer and Power*, 2009.
- [71] X. Yu and A.M. Khambadkone. Reliability analysis and cost optimization of parallel-inverter system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(10):3881–3889, October 2012.
- [72] D. Aubry. *Contribution à la synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires*. PhD thesis, Université Henri Poincaré Nancy 1, 1999.
- [73] R. Hermann and A. Krener. Nonlinear controllability and observability. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22(5):728–740, October 1977.
- [74] H.K. Khalil. *Nonlinear systems - (3rd ed.)*. Prentice Hall, 2002.
- [75] R.E. Kalman. A new approach to linear filtering and predicting problems. *Journal of Basic Engineering*, 82:35–45, 1960.

-
- [76] R.E. Kalman and R.S. Bucy. New results in linear filtering and prediction theory. *Journal of Basic Engineering*, 83:95–108, 1961.
- [77] G. Welch and G. Bishop. An introduction to the kalman filter. University of North Carolina at Chapel Hill, 1995.
- [78] A. Shahin, A. Payman, J.-P. Martin, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar. Approximate novel loss formulae estimation for optimization of power controller of dc-dc converter. In *IECON - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010.
- [79] L. Zhu, K. Wang, F.C. Lee, and J. Lai. New start-up schemes for isolated full-bridge boost converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18:946–951, 2003.
- [80] L. Zhu. A novel soft-commutating isolated boost full-bridge zvs-pwm dc-dc converter for bidirectional high power applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21:422–429, 2006.
- [81] R. Li, A. Pottharst, N. Froheleke, and J. Bocker. Analysis and design of improve isolated full-bridge bi-directional dc-dc converter. In *31th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004.
- [82] E.S. Park, S.J. Choi, J.M. Lee, and B.H. Cho. A soft-switching active-clamp scheme for isolated full-bridge boost converter. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC'04*, 2004.
- [83] I. Chung, W. Liu, K. Schoder, and D. Cartes. Integration of a bi-directional dc-dc converter model into a real-time system simulation of a shipboard medium voltage dc system. *Electric Power Systems Research*, 81:1051–1059, 2011.
- [84] O. Ahmed. *Investigation into high efficiency DC-DC converter topologies for a DC microgrid system*. PhD thesis, University of Leicester, 2011.
- [85] O. Ahmed and J.A.M. Bleijs. High-efficiency dc-dc converter for fuel cell applications: Performance and dynamic modeling. In *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE*, 2009.
- [86] W. Kunrong and Lai J. Lee, F.C. and. Operation principles of bi-directional full-bridge dc-dc converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability. In *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*, 2000.
- [87] H. Renaudineau. Convertisseur boost isolé circuits d'aide à la commutation (clamping) et de démarrage. In *JCGE*, 2013.
- [88] W.H. Chen. Disturbance observer based control for nonlinear systems. *IEEE ASME Transactions on mechatronics*, 9(4):706–710, December 2004.
- [89] K.S. Kim and K.H. Rew. Reduced order disturbance observer for discrete-time linear systems. *Automatica*, 49:968–975, 2013.
- [90] A. Izadian and P. Khayyer. Application of kalman filters in model-based fault diagnosis of a dc-dc boost converter. In *IECON - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010.

-
- [91] S. Olteanu, A. Aitouche, L. Belkoura, and A. Nakrachi. Robust estimation for p.e.m. fuel cell systems. In *5th International conference on Fundamentals and Development of Fuel Cells (FDFC)*, 2013.
- [92] H. Renaudineau, J.-P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, and S. Pierfederici. Outils de diagnostic en ligne sur les convertisseurs dc-dc - systèmes modulaires parallèles. French Patent No. 1261540, 2013.
- [93] H. Renaudineau, J.-P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar. Outils de diagnostic sur les convertisseurs dc-dc boosts - application aux structures parallèles. In *Journées du Club EEA*, 2013.
- [94] J. A. Abu-Qahouq. Analysis and design of N-phase current-sharing autotuning controller. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(6):1641–1651, June 2010.
- [95] W. Chen, X. Ruan, H. Yan, and C.K. Tse. Dc-dc conversion systems consisting of multiple converter modules: stability, control, and experimental verifications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(6):1463–1474, June 2009.
- [96] P. Li and B. Lahman. A design method for paralleling current mode controlled dc-dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19:748–756, 2004.
- [97] I. Kondratiev, E. Santi, and R. Dougal. Robust nonlinear synergetic control for m-parallel-connected dc-dc boost converters. PESC, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008.
- [98] R. Ahmadi, H. Zargarzadek, and M. Ferdowsi. Nonlinear power sharing controller for a double-input h-bridge-based buckboost-buckboost converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5):2402–2414, May 2013.
- [99] Y. Zhang, M. Yu, F. Liu, and Y. Kang. Instantaneous current-sharing control strategy for parallel operation of ups modules using virtual impedance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1):432–440, January 2013.
- [100] R. Ayyanar, R. Giri, and N. Mohan. Active input-voltage and load-current sharing in input-series and output-parallel connected modular dc-dc converters using dynamic input-voltage reference scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(6):1462–1473, November 2004.
- [101] J. Kimball, J. Mossoba, and P. Krein. Control technique for series input-parallel output converter topologies. In *PESC'05 - IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005.
- [102] F.S. Garcia, J.A. Pomilio, and G. Spiazzi. Modelling and control design of the six-phase interleaved double dual boost converter. In *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2010.
- [103] P. Thounthong and B. Davat. Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications. *Energy Conversion & Management*, 51:826–832, 2010.
- [104] C.-H. Cheng, P.-J. Cheng, and M.-J. Xie. Current sharing of paralleled dc-dc converters using ga-based pid controllers. *Expert Systems with Applications*, 37:733–740, 2010.

-
- [105] J. Shi, L. Zhou, and X. He. Common-duty-ratio control of input-parallel output-parallel (ipop) connected dc-dc converter modules with automatic sharing of currents. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(7):3277–3291, July 2012.
- [106] A.M. Roslan, K.H. Ahmed, S.J. Finney, and B.W. Williams. Improved instantaneous average current-sharing control scheme for parallel-connected inverter considering line impedance impact in microgrid networks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(3):702–716, March 2011.
- [107] D. Sha, Z. Guo, and X. Liao. Control strategy for input-parallel-output-parallel connected high-frequency isolated inverter modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(8):2237–2248, August 2011.
- [108] Y. Cho, A. Koran, H. Miwa, B. York, and J.-S. Lai. An active current reconstruction and balancing strategy with dc-link current sensing for a multi-phase coupled-inductor converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(4):1697–1705, April 2012.
- [109] R.F. Foley, R.C. Kavanagh, and M.G. Egan. Sensorless current estimation and sharing in multiphase buck converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(6):2936–2946, June 2012.
- [110] H. Renaudineau, A. Houari, A. Shahin, J.-P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, and B. Gerardin. Optimization on current-sharing for paralleled dc-dc boost converters through parameter estimation. In *IEEE IAS'12 Conference*, 2012.
- [111] H. Renaudineau, A. Houari, A. Shahin, J.-P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, and B. Gerardin. Efficiency optimization through current-sharing for paralleled dc-dc boost converters with parameter estimation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013. Accepted paper.
- [112] P. Monjean. *Optimisation de l'architecture et des flux énergétiques de centrales à énergies renouvelables offshore et onshore équipées de liaisons en continu*. PhD thesis, Arts et Métiers ParisTech - Centre de Lille, 2012.
- [113] Earthscan. *Planning & Installing Photovoltaic Systems: a guide for installers, architects, and engineers*. Earthscan, 2008.
- [114] K.L. Kennerud. Analysis of performance degradation in CdS solar cells. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-5(6):912–917, 1969.
- [115] J.W. Bishop. Computer simulation of the effects of electrical mismatches in photovoltaic cell interconnection circuits. *Solar Cells*, 25:73–89, 1988.
- [116] K. Ujiiie, T. Izumi, T. Yokoyama, and T. Haneyoshi. Study on dynamic and static characteristics of photovoltaic cell. In *Power Conversion Conference (PCC'02)*, 2002.
- [117] D.S.H. Chan and J.C.H. Phang. Analytical methods for the extraction of solar-cell single- and double-diode model parameters from i-v characteristics. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 34(2):286–293, February 1987.
- [118] H. Patel and V. Agarwal. Matlab-based modeling to study the effects of partial shading on pv array characteristics. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23(1):302–310, March 2008.

-
- [119] D. Picault, B. Raison, S. Bacha, J. De La Casa, and J. Aguilera. Forecasting photovoltaic array power production subject to mismatch losses. *Solar Energy*, 84:1301–1309, 2010.
- [120] A. Jain, S. Sharma, and A. Kapoor. Solar cell array parameters using lambert w-function. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 90:25–31, 2006.
- [121] G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Analytical model of mismatched photovoltaic fields by means of lambert w-function. *Solar Energy Materials & Solar Cells*, 91:1652–1657, 2007.
- [122] K.K. Tse, B.M.T. Ho, H.S.H. Chung, and S.Y. Ron Hui. A comparative study of maximum-power-point trackers for photovoltaic panels using switching-frequency modulation scheme. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(2):410–418, April 2004.
- [123] G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. An analog technique for distributed mppt pv applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(12):4713–4722, December 2012.
- [124] J.H. Lee, H.S. Bae, and B.H. Cho. Resistive control for a photovoltaic battery charging system using a microcontroller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(7):2767–2775, July 2008.
- [125] C. Rodriguez and G.A.J. Amaratunga. Dynamic stability of grid-connected photovoltaic systems. In *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, volume 2, pages 2193–2199, 2004.
- [126] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, G. Petrone, C.A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. A fast current-based mppt technique employing sliding mode control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012. Accepted paper.
- [127] G.R. Walker and P.C. Sernia. Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(4):1130–1139, July 2004.
- [128] G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Distributed maximum power point tracking: Challenges and commercial solutions. *Automatika*, 53(2):128–141, 2012.
- [129] N. Femia, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Distributed maximum power point tracking of photovoltaic arrays: Novel approach and system analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(7):2610–2621, July 2008.
- [130] S. Vighetti, J.-P. Ferrieux, and Y. Lembeye. Optimization and design of a cascaded dc-dc converter devoted to grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(4):2018–2027, April 2012.
- [131] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. A new analog mppt technique: TEODI. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 18(1):28–41, January 2010.
- [132] G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. TEODI: Pv mppt based on the equalization of the output operating points in correspondence of the forced displacement of the input operating points. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010.
- [133] M. Balato, M. Vitelli, N. Femia, G. Petrone, and G. Spagnuolo. Factors limiting the efficiency of dmppt in pv applications. In *ICCEP International Conference on Clean Electrical Power*, 2011.

-
- [134] R. Alonso, E. Román, A. Sanz, Martínez-Santos, and V.E. Ibanez. Analysis of inverter-voltage influence on distributed mppt architecture performance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(10):3900–3907, October 2012.
- [135] C.A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, G. Petrone, and M. Vitelli. A multivariable mppt algorithm for granular control of photovoltaic systems. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2010.
- [136] A.I. Bratcu, I. Munteanu, S. Bacha, D. Picault, and B. Raison. Cascaded dc-dc converter photovoltaic systems: Power optimization issues. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(2):403–411, February 2011.
- [137] R. Kadri, J.-P. Gaubert, and G. Champenois. Nondissipative string current diverter for solving the cascaded dc-dc converter connection problem in photovoltaic power generation system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(3):1249–1258, March 2012.
- [138] M.S. Ngan and C.W. Tan. Multiple peaks tracking algorithm using particle swarm optimization incorporated with artificial neural network. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 58:379–385, 2011.
- [139] J. Kennedy and R. Eberhart. Particle swarm optimization. In *Proceedings of IEEE International Conference on Neural Network*, volume 4, pages 1942–1948, 1995.
- [140] R. Poli, J. Kennedy, and T. Blackwell. Particle swarm optimization - an overview. *Swarm Intell*, 1:33–57, 2007.
- [141] L. Jiang, W. Zhang, D. Dong, I. Cvetkovic, F.C. Lee, P. Mattavelli, D. Boroyevich, and P. Kong. R-based mppt method for smart converter pv system. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012.
- [142] Power One. *Datasheet Aurora Photovoltaic Inverter PVI-5000-OUTD and PVI-6000-OUTD*, 2010.
- [143] D.L. King, S. Gonzalez, Galbraith G.M., and W.E. Boyson. Performance model for grid-connected photovoltaic inverters. Technical report, Sandia National Laboratories, 2007.
- [144] D. Sera, L. Mathe, T. Kerekes, R. Teodorescu, and P. Rodriguez. A low-disturbance diagnostic function integrated in the pv arrays’ mppt algorithm. In *IECON*, 2011.
- [145] D. Sera, R. Teodorescu, and P. Rodriguez. Photovoltaic module diagnostics by series resistance monitoring and temperature and rated power estimation. In *IECON*, 2008.
- [146] M.B. Camara, B. Dakyo, and H. Gualous. Polynomial control method of dc-dc converters for dc-bus voltage and currents management-battery and supercapacitors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(3):1455–1467, March 2012.
- [147] A. Capel. Mathematical model for the representation of the electrical behaviour of a lithium cell. In *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference PESC.*, volume 4, pages 1976–1981, 2001.
- [148] I.-S. Kim. Nonlinear state of charge estimator for hybrid electric vehicle battery. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(4):2027–2034, July 2008.

-
- [149] D.V. Do, C. Forgez, K. El Kadri Benkara, and G. Friedrich. Surveillance temps réel de batteries li-ion. In *Conférence EF*, 2009.
- [150] X. Hu, F. Sun, and Y. Zou. Estimation of state of charge of a lithium-ion battery pack for electric vehicles using an adaptive luenberger observer. *Energies*, 3:1586–1603, 2010.
- [151] I.-S. Kim. A technique for estimating the state of health of lithium batteries through a dual-sliding-mode observer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(4):1013–1022, April 2010.
- [152] M. Urbain, M. Hinaje, S. Raël, B. Davat, and P. Desprez. Energetical modeling of lithium-ion batteries including electrode porosity effects. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(3):862–872, September 2010.
- [153] F. Zhang, G. Liu, L. Fang, and H. Wang. Estimation of battery state of charge with h-infinity observer: Applied to a robot for inspecting power transmission lines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(2):1086–1095, February 2012.
- [154] S. Raël and M. Hinaje. Using electrical analogy to describe mass and charge transport in lithium-ion batteries. *Journal of Power Sources*, 222:112–122, 2013.
- [155] M. Dubarry, V. Svoboda, R. Hwu, and B.Y. Liaw. A roadmap to understand battery performance in electric and hybrid vehicle operation. *Journal of Power Sources*, 174:366–372, 2007.
- [156] M. Dubarry, N. Vuillaume, and B.Y. Liaw. From single cell model to battery pack simulation for li-ion batteries. *Journal of Power Sources*, 186:500–507, 2009.
- [157] A. Banaei and B. Fahimi. Real time condition monitoring in li-ion batteries via impulse response. 2010.
- [158] J. Zhang and C. Xia. State-of-charge estimation of valve regulated lead acid battery based on multi-state unscented kalman filter. *Electrical Power and Energy Systems*, 33:472–476, 2011.
- [159] M.A. Roscher and D.U. Sauer. Dynamic electric behavior and open-circuit-voltage modeling of lifepo4-based lithium ion secondary batteries. *Journal of Power Sources*, 196:331–336, 2011.
- [160] A.M. Ranjbar, A. Banaei, A. Khoobroo, and B. Fahimi. Online estimation of state of charge in li-ion batteries using impulse response concept. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 3(1):360–367, March 2012.
- [161] J. Kim, S. Lee, and B.H. Cho. Complementary cooperation algorithm based on dekf combined with pattern recognition for soc/capacity estimation and soh prediction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1):436–451, January 2012.
- [162] J. Kim, J. Shin, and C. Chun. Stable configuration of a li-ion series battery pack based on a screening process for improved voltage-soc balancing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1):411–424, January 2012.
- [163] M. Shahriari and M. Farrokhi. On-line state of health estimation of vrla batteries using state of charge. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012. Accepted paper.

-
- [164] H. He, R. Xiong, and H. Guo. Online estimation of model parameters and state-of-charge of lifepo4 batteries in electric vehicles. *Applied Energy*, 89:413–420, 2012.
- [165] J. Li, B. Jia, M. Mazzola, and M. Xin. On-line battery state of charge estimation using gauss-hermite quadrature filter. 2012.
- [166] H. He, X. Zhang, R. Xiong, Y. Xu, and H. Guo. Online model-based estimation of state-of-charge and open-circuit voltage of lithium-ion batteries in electric vehicles. *Energy*, 39:310–318, 2012.
- [167] A. Rahmoun and H. Biechl. Parameters identification of equivalent circuit diagrams for li-ion batteries. In *11th International Symposium on Topical Problems in the field of Electrical Power Engineering*, January 2012.
- [168] S. Santhanagopalan and R.E. White. Online estimation of the state of charge of a lithium ion cell. *Journal of Power Sources*, 161:1346–1355, 2006.
- [169] K.W.E. Cheng, B.P. Divakara, H. Wu, K. Ding, and H.F. Ho. Battery-management system (bms) and soc development for electrical vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(1):76–88, January 2011.
- [170] F. Sun, X. Hu, Y. Zou, and S. Li. Adaptive unscented kalman filtering for state of charge estimation of a lithium-ion battery for electric vehicles. *Energy*, 36:3531–3540, 2011.
- [171] M. Charkhgard and M. Farrokhi. State-of-charge estimation for lithium-ion batteries using eural networks and ekf. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(12):4178–4187, December 2010.
- [172] S. Čuk. *Modelling, Analysis, and Design of Switching Converters*. PhD thesis, California Institut of Technology, 1977.
- [173] S. Čuk. Dc-to-dc switching converter with zero input and output current ripple and integrated magnetics circuits, 1981.
- [174] P. Jose and N. Mohan. A novel ZVS bidirectional Čuk converter for dual voltage systems in automobiles. In *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'03.*, 2003.
- [175] A. Aboulnaga and A. Emadi. Performance evaluation of the isolated bidirectional Čuk converter with integrated magnetics. In *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004.
- [176] L. Martínez-Salamero, J. Calvente, R. Giral, A. Poveda, and E. Fossas. Analysis of a bidirectional coupled-inductor čuk converter operating in sliding mode. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 45(4):355–363, April 1998.
- [177] X. Feng, K.L. Butler-Purry, and T. Zourntos. Multi-agent system-based real-time load management for all-electric ship power systems in dc zone level. *IEEE Transactions on Power Systems*, 27:1719–1728, 2012.
- [178] R. Rigo-Mariani. Optimisation rapide des flux de puissance dans un microréseau avec moyen de stockage. In *JCGE*, 2013.

Appendix A

MPPT with partial shadow

This appendix gives details of the MPPT as proposed in [23]. The flowchart of this algorithm is given in Fig. A.1

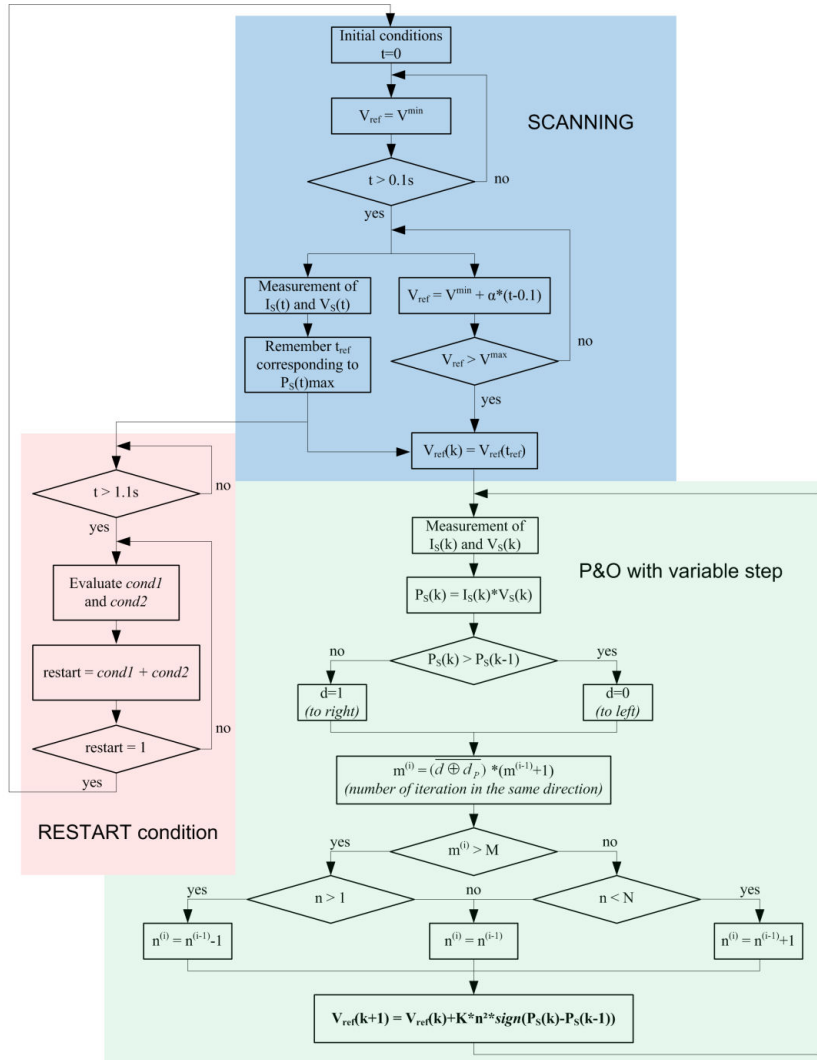


Figure A.1: Flowchart of the MPPT algorithm as proposed in [23]

Unlike other MPPT methods ([24], [25], [26], [28],...), the proposed algorithm aims to maximize the DC-DC converter output power. As the experimental results have shown, especially under certain partially shaded conditions, the converter losses are considerably reduced. The

proposed MPPT is then design to track the global maximum of $P_{Load} = V_s i_{Load}$. A binary condition called *restart* allows detecting a wrong maximum operating point (*restart* passes from 1 to 0), then after a new scanning a conventional P&O technique with step-size variation allows determining the new reference value of the array output voltage (V_{array}), which is imposed by the proposed control strategy. Through this algorithm an incorrect maximum operating point can be detected using two distinct conditions. The first one, *cond1*, as explained in [24], corresponds to the satisfaction of the following equation Eq. (A.1).

$$\frac{|P'_{(V_{2-d})}^{(i)} - P_{(V_{1+d})}^{(i-1)}|}{P'_{(V_{2-d})}^{(i)}} > r \quad (\text{A.1})$$

where, $P_{(V_{1+d})}^{(i-1)}$ is the measured power at step $(i-1)$. The binary number d becomes 1 if the value of the PV array at step (i) greater than its value at step $((i-1))$, and 0 inversely. $P'_{(V_{2-d})}^{(i)}$ is an estimation of the power at step (i) assuming linear variations as Eq. (A.2). Parameter r in Eq. (A.1) takes its value around 0.2 and is adjusted experimentally.

$$P'_{(V_{2-d})}^{(i)} = \frac{P_{(V_{2-d})}^{(i)} - P_{(V_{1+d})}^{(i-1)}}{2} \quad (\text{A.2})$$

Secondly the *cond2* corresponds the condition proposed in [25] partially shaded conditions is detected when Eqs. (A.3a) and (A.3b) are both satisfied.

$$\begin{cases} \Delta V_{pv} = V_{pv} [i] - V_{pv} [i-1] < \Delta V_{set} & (\text{A.3a}) \\ \frac{\Delta I_{pv}}{I_{pv} [i-1]} = \frac{I_{pv} [i] - I_{pv} [i-1]}{I_{pv} [i-1]} < -\Delta I_{set} = \frac{-I_{pv} [i]}{N_{pp}} & (\text{A.3b}) \end{cases}$$

where N_{pp} is the number of parallel panels and ΔV_{set} is determined experimentally.

The conditions *cond1* and *cond2* have been empirically determined and may fail ([24], [25]). In addition, in most of the tested cases, *cond1* and *cond2* give the same results. Therefore, it has been decided to combine them. Finally the condition ordering our algorithm to restart a scanning when one or other condition is satisfied following logical equation Eq. (A.4).

$$restart = cond1 + cond2 \quad (\text{A.4})$$

The scanning part of our algorithm starts imposing $V_{ref} = V_{min} = 10V$ for 0.1s so that the scanning begins with a stabilized array output voltage. Here, we suppose that the global maximum of the characteristic is located for reference voltage higher than V_{min} (always true in practice). Then a ramp voltage reference with a slope of a is imposed to obtain the entire characteristic until V_{max} . The ramp a is chosen so that the scanning is fast enough to avoid significant variations of external conditions.

After the scanning process, a P&O algorithm with variable step starts ([24]). Here we used a new approach to determine the step-size variation following the sequence $n \rightarrow n^2$. Parameter n is chosen to be between 1 and 7 (corresponding to a variation in step size from 1 to 49). Voltage reference variation is adjusted with parameter K with a value fixed regarding the stability wanted when MPP is reached.

Appendix B

Starting scheme for the isolated boost converter - Steady state model

In steady state, the exact expression of the voltage V_C Eq. (2.41) follows:

$$\begin{aligned}
 V_C &= f(L_{fp}, \lambda_f, V_{in}, V_o, i_o) \\
 &= (L_{fp}TV_{in}^2(L_{fp}N_fV_{in} + \lambda_fV_o + L_{fp}V_o)(L_{fs}N_fV_{in} + L_{fs}V_o + \lambda_fN_f^2V_o))/ \\
 &\quad (N_f(-2i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}N_f^2V_{in}^2 + L_{fp}^2L_{fs}N_fTV_{in}^3 - 4i_o\lambda_f^2L_{fp}L_{fs}N_fV_{in}V_o - \\
 &\quad 4i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}N_fV_{in}V_o + L_{fp}^2L_{fs}TV_{in}^2V_o + \lambda_fL_{fp}^2N_f^2TV_{in}^2V_o - \\
 &\quad 2i_o\lambda_f^3L_{fs}V_o^2 - 4i_o\lambda_f^2L_{fp}L_{fs}V_o^2 - 2i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}V_o^2))
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

The duty cycle Eq. (2.42) can also be expressed as:

$$\begin{aligned}
 d &= g(L_{fp}, \lambda_f, V_{in}, V_o, i_o) \\
 &= (2i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}N_f^3V_{in}^2 + 4i_o\lambda_f^2L_{fp}L_{fs}N_f^2V_{in}V_o + \\
 &\quad 4i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}N_f^2V_{in}V_o + \lambda_fL_{fp}L_{fs}N_fTV_{in}^2V_o + L_{fp}^2L_{fs}N_fTV_{in}^2V_o + \\
 &\quad 2i_o\lambda_f^3L_{fs}N_fV_o^2 + 4i_o\lambda_f^2L_{fp}L_{fs}N_fV_o^2 + 2i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}N_fV_o^2 + \\
 &\quad \lambda_fL_{fp}L_{fs}TV_{in}V_o^2 + L_{fp}^2L_{fs}TV_{in}V_o^2 + \lambda_f^2L_{fp}N_f^2TV_{in}V_o^2 + \lambda_fL_{fp}^2N_f^2TV_{in}V_o^2)/ \\
 &\quad (L_{fp}TV_{in}(L_{fp}N_fV_{in} + \lambda_fV_o + L_{fp}V_o)(L_{fs}N_fV_{in} + L_{fs}V_o + \lambda_fN_f^2V_o))
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

Appendix C

French version of the thesis

This thesis has been defended based on the English version. Follows a French translation.

Cette thèse a été défendue sur la base du document en anglais. Ci-après, la traduction française intitulée :

**Source Hybride d'Énergie Renouvelable
Gestion de l'Énergie & Auto-Diagnostic**

Introduction Générale

Dans le contexte politique, économique et environnemental, les énergies renouvelables deviennent nécessaires si l'on veut pouvoir garder notre niveau de vie dans les pays du Nord, et dans l'objectif d'en démocratiser les meilleurs aspects. En effet, face au réchauffement climatique, et comme alternative aux énergies fossiles dont les réserves sont limitées, il est primordial de développer d'autres sources d'énergies plus respectueuses de l'environnement.

Parmi les solutions envisageables, l'utilisation de l'énergie produite par le soleil est particulièrement intéressante du fait de sa disponibilité tout autour de la planète dans une quantité quasi-infinie. Au cours des dernières années, un intérêt grandissant a été donné à cette possibilité suivant deux axes principaux : le solaire thermique et la production d'électricité par les technologies photovoltaïques. Ce travail de thèse s'inscrit dans ce contexte et s'intéresse à l'utilisation de l'énergie produite par des sources photovoltaïques.

En plus des systèmes connectés au réseau de distribution électrique, les technologies photovoltaïques sont très prometteuses pour les dispositifs autonomes, l'aéro-spatial et autres applications embarquées. L'un des principaux avantages de ce type de système réside dans le fait que l'énergie produite est directement consommée sur place avec des pertes dues au transport de l'énergie négligeables. D'un autre côté, l'énergie solaire est intermittente, et ce type de dispositif nécessite un élément de stockage dans la plupart des cas. Cela est un point faible de ces dispositifs car les solutions pour le stockage de l'électricité avec les connaissances actuelles n'ont pas des rendements très bons et les solutions commerciales sont encore très chères. Toutefois, du fait des avancées récentes, ces types de systèmes deviennent économiquement viables.

Réduire notre production de déchets est un autre challenge à résoudre dans les années qui viennent. Pour cela, il est important que les nouvelles technologies soient pensées en favorisant le réparable au jetable. Ce travail de thèse représente une infime contribution s'inscrivant dans cette vision. En effet, une grande partie de ce travail s'intéresse au diagnostic sur les systèmes photovoltaïques autonomes en vue d'une éventuelle maintenance.

Cette thèse a été réalisée au sein du "*Groupe de Recherche en Électronique et Électrotechnique de Nancy*" (laboratoire GREEN), *Université de Lorraine*, Nancy, FRANCE. Cela a été réalisé en collaboration avec la société *ATECH*, Ennery, FRANCE, et a donc une visée industrielle. Le cahier des charges initial de ce projet donné par la société *ATECH* est le suivant. L'objectif final est de développer une source photovoltaïque autonome moyenne puissance (3 à 5kW) ayant des capacités d'auto-diagnostic. Par auto-diagnostic, le lecteur comprendra que, dans le cas idéal, le système sera muni d'indicateurs permettant de prévenir un technicien lorsqu'un défaut va apparaître, et avec la possibilité de connaître l'(es) élément(s) du système à remplacer. Une telle capacité d'auto-diagnostic peut être très intéressante pour ce type de systèmes, d'autant plus que l'on pense à des systèmes dédiés à des applications sur des sites isolés

pour lesquels une intervention technique peut être très longue tout comme la disponibilité des composants. Finalement, pour pouvoir garantir la disponibilité de la puissance produite à tout instant, les défauts doivent être anticipés. Comme exemple concret, ce type de dispositif est parfaitement adapté à l'alimentation d'une ferme ou d'une habitation isolée n'ayant pas accès au réseau de distribution électrique.

Plusieurs aspects du développement du système ont été étudiés et sont détaillés dans ce document. La plus grande partie de cette contribution consiste en la mise en place d'outils de diagnostics et autres indicateurs permettant un suivi de l'état des principaux composants du système. De plus, pour permettre un fonctionnement optimal du système, une méthode de gestion de l'énergie a été mise en place. Une grande partie de ce manuscrit est dédiée à la définition d'outils de diagnostic basés sur l'estimation des paramètres de modèles des différents éléments du système. Dans certains des cas traités, l'application et encore plus la validation des ces méthodes de diagnostic sont difficiles puisque les paramètres estimés ne sont pas accessibles par d'autres méthodes. Le lecteur comprendra donc l'attention particulière qui a été donnée aux simulations pour lesquelles l'ensemble des paramètres peuvent être imposés, et donc connus, ce qui permet de valider la convergence des paramètres estimés vers leurs vraies valeurs. Toutefois, l'ensemble des méthodes proposées ont été testées expérimentalement de manière à valider leur principe dans un environnement d'électronique de puissance.

Bien que cette étude ait été réalisée pour une application spécifique, une très grande partie de ce travail peut être utilisée sur beaucoup d'autres systèmes comme détaillé dans ce manuscrit. Pour cela, une approche modulaire a été choisie. Les différents constituants du système ont été réalisés indépendamment avant d'être inter-connectés en parallèle sur un unique bus de tension DC, celui-ci alimentant un unique onduleur avant l'utilisateur final. De cette manière, chaque module peut être considéré indépendamment et facilement être adapté à d'autres systèmes.

Avant une conclusion générale résumant ces travaux et présentant quelques perspectives ouvertes, ce document est divisé en six chapitres comme suit :

- la première partie présente le contexte de ce travail. La source photovoltaïque autonome considérée est décrite, et un état de l'art des différents éléments constituant le système est donné. Ce chapitre se termine avec la description détaillée de l'architecture de puissance retenue dans le cadre de l'application industrielle.
- le second chapitre s'attache à la modélisation et au contrôle des convertisseurs DC-DC. Une attention particulière a été donnée à l'introduction des pertes dans la modélisation. La modélisation proposée est détaillée pour une structure de convertisseur boost classique et pour la version isolée de ce convertisseur aussi connue dans la littérature anglophone comme "*current-fed dual-bridge DC-DC converter*".
- le troisième chapitre est dédié à la définition d'outils de diagnostic pour les convertisseurs DC-DC, et leur utilisation pour améliorer le rendement de la structure. En particulier, on propose un nouvel observateur d'état permettant une estimation des paramètres des convertisseurs DC-DC. Le fonctionnement est vérifié sur un convertisseur boost ainsi qu'un convertisseur boost isolé.

- la quatrième partie s'intéresse à l'utilisation de générateurs photovoltaïques. On commence par la présentation de quelques considérations permettant l'obtention d'un modèle de panneaux photovoltaïques. La thématique de la maximisation de la puissance produite (MPPT) est abordée avec une discussion sur la structure de conversion associée aux sources photovoltaïques. Les effets d'ombrage partiel ou éclairage non-uniforme sont largement discutés vu qu'ils représentent un des principaux challenges lorsqu'il s'agit d'optimiser la production photovoltaïque.
- le chapitre 5 détaille la gestion de la batterie ainsi que le diagnostic sur cet élément du système. La batterie est un des éléments du système qui doit être suivi avec le plus d'attention vu qu'il s'agit de l'élément faible de ce type de dispositif en plus d'être le plus cher. Dans ce but, la technique développée se base sur une hybridation particulière avec des supercondensateurs de part l'utilisation du convertisseur Ćuk. Cette hybridation permet un diagnostic performant de la batterie en ligne.
- le dernier chapitre de ce manuscrit résume l'ensemble des méthodes proposées et présente le schéma global de gestion de l'énergie. On y présente une vérification du fonctionnement de l'ensemble du système.

Chapitre 1

Contexte de la thèse - Présentation de la source photovoltaïque étudiée

1.1 Introduction

De nos jours, la production d'électricité est largement centralisée et souvent réalisée très loin de l'utilisateur final. Aidées par des politiques favorisant les énergies renouvelables, les dernières décennies ont toutefois fait preuve d'un intérêt grandissant pour les technologies photovoltaïques, en particulier pour les applications autonomes (i.e. sans connexion au réseau de distribution). On trouvera dans [1] une revue récente des différentes politiques associées à la production photovoltaïque au travers le monde. Deux catégories peuvent être distinguées lorsque l'on parle de systèmes photovoltaïques autonomes : les applications embarquées, et les applications pour site isolé. Cette thèse se concentre sur cette deuxième classe de systèmes autonomes.

Cette thèse a été réalisée au sein du "*Groupe de Recherche en Électronique et Électrotechnique de Nancy*" (GREEN) de l'Université de Lorraine, Nancy, France. Ces travaux étaient supportés par l'entreprise ATECH (Ennery, France) et ont donc une visée industrielle. Le cahier des charges initial donné par la société ATECH au début de ce projet est le suivant. Il s'agit de développer un dispositif photovoltaïque autonome moyenne puissance (3 à 5kW) ayant des indicateurs d'autodiagnostic. Par autodiagnostic, on entend, dans le cas idéal, que le système sera muni d'indicateurs permettant d'anticiper la venue d'un technicien en cas de défaut imminent. Ces indicateurs devraient alors permettre de savoir quels composants remplacer. Une telle possibilité ajoutée au fonctionnement normal de ce type de système peut être vraiment utile, en particulier dans le cas de systèmes dédiés à des applications situées dans des zones reculées où l'intervention d'un technicien peut être très longue tout comme l'obtention de composants de rechange. En pensant à la continuité du service offert, les pannes doivent être anticipées plutôt que réparées. Comme exemple concret, on pense par exemple à une ferme isolée dans la campagne et n'ayant pas accès au réseau de distribution électrique.

De manière à pouvoir se concentrer sur les possibilités de diagnostic dans le cadre d'une application spécifique, l'architecture de puissance globale a été arrêtée au début de cette thèse. Cette architecture de puissance consiste en l'hybridation d'une batterie au lithium avec des supercondensateurs et une source photovoltaïque comme représenté sur la Fig. 1.1. Chaque source et/ou élément de stockage est interconnecté par des convertisseurs DC-DC à un bus de tension DC 400V. Un convertisseur DC-DC additionnel est ajouté entre la batterie et les

supercondensateurs dans un but de diagnostic sur la batterie comme détaillé dans le chapitre 5. Dans le cahier des charges donné par la société *ATECH*, il nous a été demandé que que chacune des sources et chacun des éléments de stockage soit galvaniquement isolé les uns des autres, tout comme l'utilisateur final.

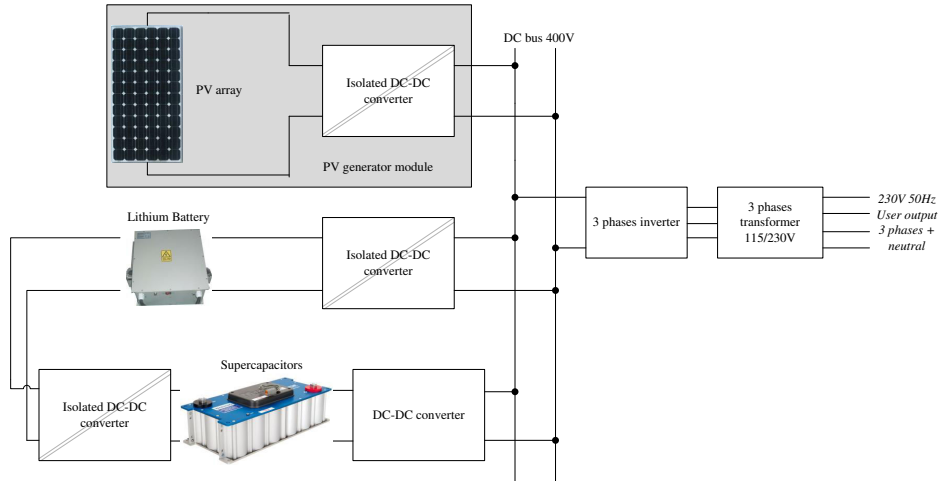


FIGURE 1.1 – Schéma de l'architecture de puissance globale

Seul un module photovoltaïque est représenté sur la Fig. 1.1. On notera que plusieurs générateurs PV (panneau(x) + convertisseur associé) peuvent être connectés en parallèle sur le bus de tension DC. Leur nombre dépendra de la puissance nominale voulue, l'autonomie minimale du dispositif, et de son lieu de fonctionnement (dont dépend fortement l'ensoleillement et donc la production des panneaux solaires). Sur la Fig. 1.1 le système complet est représenté avec en sortie un utilisateur ayant à disposition une source de tension triphasée $230V\ 50Hz$. Dans cette thèse, on s'est concentré uniquement sur la partie DC du dispositif, i.e. la génération du bus de tension DC $400V$. Pour plus de détails sur le contrôle et la stabilité de la conversion DC-AC, on invite le lecteur à lire la thèse de A. Houari [2] qui met en évidence les avantages de la théorie de la platitude appliquée au contrôle des convertisseurs DC-AC.

Ce chapitre donne un bref état de l'art loin d'être exhaustif sur les systèmes photovoltaïques autonomes. Quelques justifications de l'architecture de puissance retenue sont données ainsi qu'une introduction aux thématiques qui seront développées dans les chapitres suivants. On notera que l'état de l'art sera largement complété dans chacun des chapitres suivants avec la citation des articles directement reliés à ces travaux de thèse. On a aussi tiré profit de ce chapitre pour donner quelques détails sur des théories qui seront récursivement utilisés dans le reste de ce document.

Ce chapitre s'organise comme suit. Tout d'abord, les technologies photovoltaïques sont présentées. Une attention particulière est donnée à la description de l'influence des diodes de protection des panneaux photovoltaïques. Ensuite on présente les différentes possibilités pour le stockage de l'énergie électrique car un stockage est nécessaire dans les applications photovoltaïques où la production est intermittente. Une autre partie présente la conversion de l'énergie et les différents convertisseurs considérés ainsi que les techniques de contrôle. Les méthodes de diagnostic existante pour ce type de système sont ensuite présentées. Finalement, ce chapitre se termine par quelques conclusions sur les aspects déjà mentionnés et la présentation

détaillée de l'architecture de puissance.

1.2 La conversion de l'énergie photovoltaïque

L'effet photovoltaïque est une propriété intrinsèque de certains matériaux qui leur donne le pouvoir de convertir la lumière du soleil en électricité. Cet effet a été mis en évidence par le physicien français Alexandre-Edmond Becquerel qui le présenta à l'académie des sciences française en 1839. Au cours des dernières décennies, la combinaison de l'émergence de systèmes photovoltaïques de large échelle, et les subventions publiques ont permis une diminution importante du coût du *kWh* photovoltaïque. Sur la même période, le rendement des panneaux photovoltaïques produits a augmenté rendant possible une certaine compétitivité avec d'autres sources d'énergies dans certaines applications.

1.2.1 Technologies existantes

Dans la littérature, on peut trouver des articles présentant les différentes technologies photovoltaïques comme par exemple [3,4]. Dans [5], les industries technologiques liées à la fabrication des cellules sont présentées. Ici, on propose un bref état de l'art des technologies existantes. Aujourd'hui, deux technologies se partagent principalement le marché. Largement en tête avec environ 90% des ventes arrivent les technologies à base de silicium cristallin. La seconde technologie la plus répandue est celle à base de couche-minces représentant quasiment les 10% de ventes restants. Les technologies récentes sont aussi rapidement présentées. Les recherches sur le sujet font des progrès très rapides ce qui se traduit par des rendements qui augmentent quelle que soit la technologie et de nouvelles solutions qui apparaissent sur le marché. La Fig. 1.2 illustre les avancées qui ont été faites sur le rendement des cellules photovoltaïques obtenus en laboratoire depuis 1975.

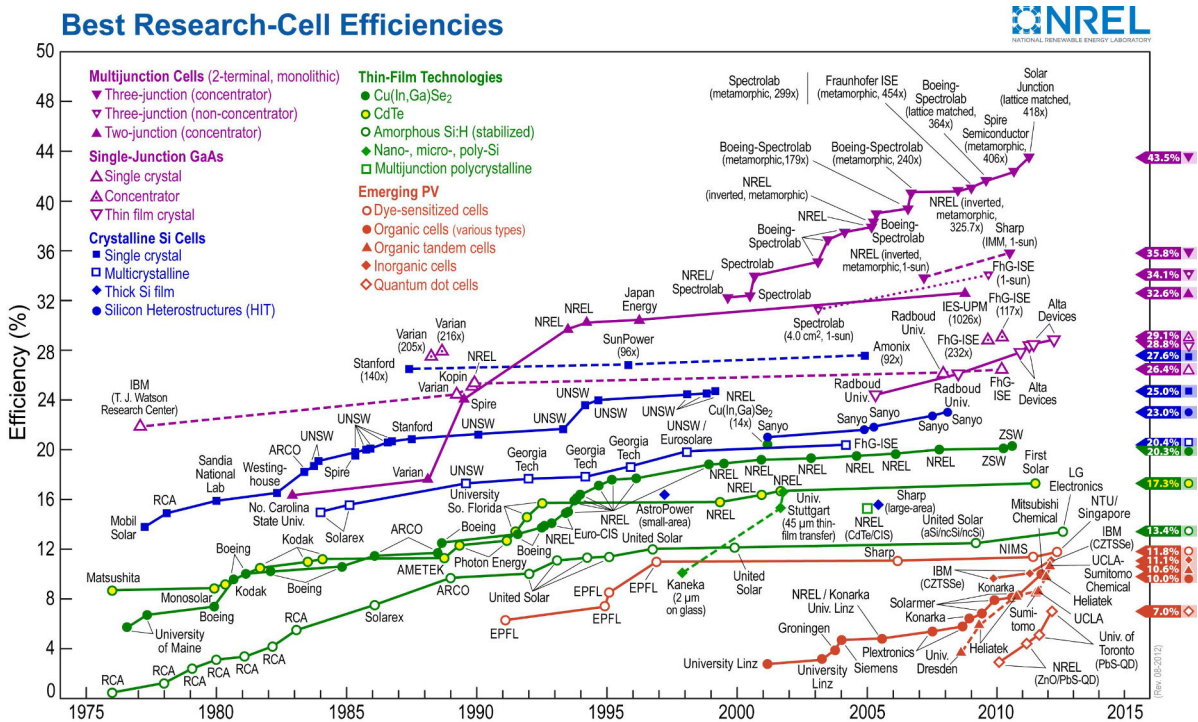


FIGURE 1.2 – Évolution du rendement des cellules photovoltaïques [6]

1.2.1.1 Les technologies à base de silicium cristallin

Les technologies à base de silicium cristallin (en bleu sur la Fig. 1.2) sont les plus répandues sur le marché. Le silicium est très fréquemment utilisé dans l'industrie de par ses propriétés semi-conductrices et son abondance. Le silicium est en effet le second élément le plus présent sur la croûte terrestre (environ 28% de la masse) après l'oxygène [7]. Ces technologies peuvent être séparées en deux classe, en fonction des techniques de cristallisation utilisées.

– **Le silicium mono-cristallin :**

Cette technologie est de loin la plus répandue, et elle représente environ 80% du marché [3]. Cette technologie est celle que nous avons utilisé dans cette thèse pour la partie expérimentale. Avec les connaissances actuelles, les rendements obtenus avec cette technologie sont d'environ 18% à 25%.

– **Le silicium poly-cristallin :**

Afin de réduire les coûts de production, de nouveaux procédés de cristallisation ont été développés. Les technologies poly-cristallines sont alors apparues, avec un coût de production plus faible. Toutefois, en comparaison avec les technologies mono-cristallines, les rendements restent inférieurs et sont compris entre 12% et 20% maximum.

1.2.1.2 Les technologies à couche mince

Les technologies photovoltaïques à couche mince sont aussi appelées technologies de seconde générations puisqu'elles sont apparues sur le marché après les technologies au silicium cristallin. La détermination couche mince suppose une épaisseur inférieure à $5\mu\text{m}$ [5]. Même si les solutions à couche mince ont des rendements inférieurs aux technologies au silicium cristallin, elles ont été développées car le coût de production est bien plus faible. Ces technologies ont fait l'objet de nombreuses études, comme par exemple dans [8] et [9] concernant leur modélisation. Parmi toutes les solutions à couche mince, deux possibilités se distinguent par leur performance et leur facilité de production : les technologies $CdS/CdTe$ et $Cu(In, Ga)Se_2$. Les variantes amorphes sont aussi assez bien représentées sur le marché.

– **CdS et $CdTe$:**

Les technologies à couche mince CdS et $CdTe$ sont celles qui présentent le meilleur rendement, avec des solutions commerciales entre 10% et 16%. L'utilisation du $CdTe$ est principalement due au fait que l'on sache depuis longtemps que ce matériau a un gap idéal (1.45eV) avec un coefficient d'absorption de la lumière du soleil élevé [3].

– **$Cu(In, Ga)Se_2$:**

Cette technologie et ses variantes comme le $CuInSe_2$ aussi appelé *CIGS* ont des rendements compris entre 9% et 15%. Comme souligné dans [5], le *CIS* est un matériau très prometteur pour la production de modules photovoltaïques en masse.

– **Le silicium amorphe :**

Le silicium amorphe ($a : Si$) est la technologie à couche mince la plus répandue [4]. Toutefois les rendements obtenus avec cette technologie restent assez faibles, compris entre 6% et 10%.

1.2.1.3 Les technologies de troisième génération

Depuis quelques années, de nouvelles technologies photovoltaïques font leur apparition sur le marché. Par exemple, on remarque quelques solutions à base de cellules organiques, ou encore des peintures capables de convertir l'énergie solaire. Même si ces technologies sont compétitives en terme de coût, elles sont peu représentées sur le marché du fait de rendements ne dépassant que rarement les 5 – 8%.

Une autre solution d'autant plus prometteuse est celle des cellules multi-jonctions, comme les cellules *GaAs*. Leur principal inconvénient est la complexité de leur production, ce qui entraîne des coûts prohibitifs pour beaucoup d'applications. Toutefois, ces technologies sont celles qui ont le meilleur rendement parmi toutes les technologies photovoltaïques, avec certaines solutions dépassant les 40%. C'est pour cette dernière raison que ces technologies sont très répandues dans les applications spatiales (où les budgets sont énormes), comme par exemple sur tous les satellites récemment mis en orbite.

1.2.2 Caractéristique résultante

Quelque soit la technologie utilisée, les caractéristiques résultantes ont le même comportement. Elles sont en effet toutes basées sur le même principe physique (le phénomène photovoltaïque). Deux paramètres principaux doivent être pris en compte vu qu'ils modifient la caractéristique : le niveau d'éclairement solaire (S en W/m^2), et la température de la cellule (T en K). On donne sur la Figure 1.3 les caractéristiques typiques et leurs évolutions avec la température et l'éclairement.

On notera que la caractéristique a le même comportement que ce soit pour une cellule, un panneau, ou un ensemble de panneaux, tant que ceux-ci sont éclairés uniformément. Seules les échelles changent, les panneaux étant en fait une association série/parallèle de cellules photovoltaïques.

L'association série de cellules PV est motivée par le fait qu'une cellule unique ne délivre qu'une très petite tension ($< 1V$). En effet, la tension de la cellule dépend de la nature du matériau utilisé. De manière à réaliser un module avec une tension facilement utilisable, les cellules sont toujours mise en série afin d'obtenir un panneau. La production de cellules de petite surface étant plus aisée, les courants obtenus sont en général relativement faibles. De façon à obtenir la puissance désirée selon l'application, on associe souvent plusieurs modules en parallèle.

1.2.3 Influence d'un éclairement non-uniforme - Diodes de protection

L'association série et parallèle de cellules est souvent nécessaire pour obtenir les niveaux de tension et courant désirés. Si on suppose des cellules strictement identiques éclairées uniformément, il en résulte un module avec une tension multipliée par le nombre de cellules en série, et un courant augmenté du nombre d'associations parallèles. Toutefois, des conditions uniformes ne peuvent pas être garanties pour l'ensemble des cellules (ombrage partiel, différentes orientations, ...). Des conditions non-uniformes sur un panneau peuvent être très impactantes et peuvent mener à la destruction de cellules si les contraintes thermiques sont élevées ou la tension de claquage atteinte [10].

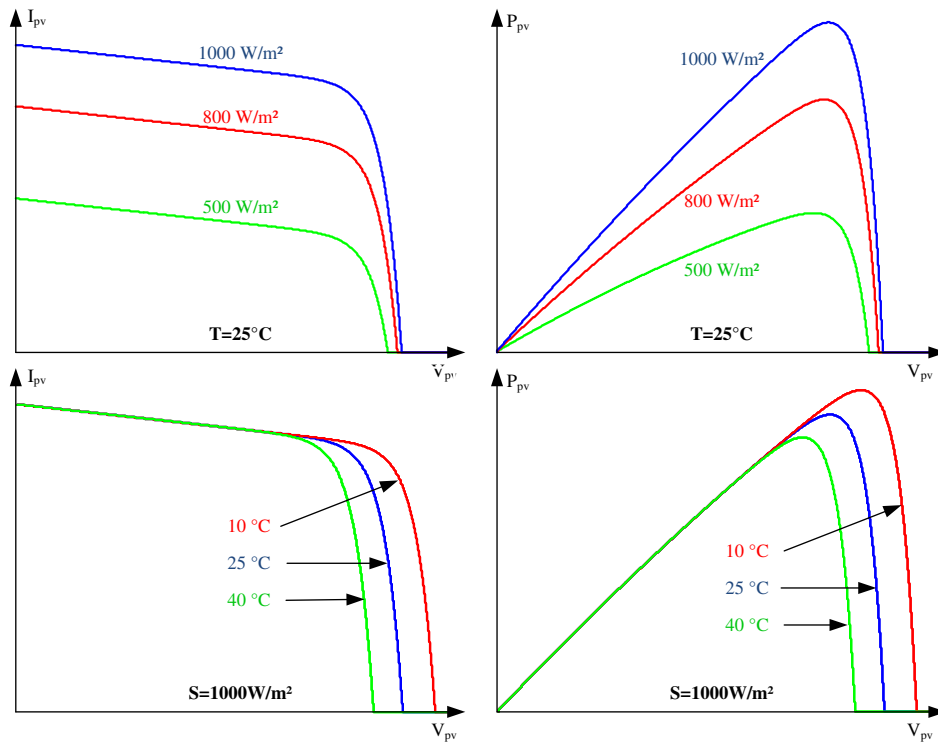


FIGURE 1.3 – Caractéristiques typiques d'une cellule photovoltaïque

L'utilité des diodes by-pass est illustrée sur la Fig. 1.4. Sur cette figure, on représente (en orange) la caractéristique statique résultant de la connexion de deux groupements de cellules éclairés différemment sans diode de by-pass. On remarque que pour une partie de cette caractéristique, le groupement de cellules ombré fonctionne en récepteur plutôt qu'en générateur. Par exemple, pour un fonctionnement de la source globale au point B de la caractéristique, le groupement de cellules ombragées va fonctionner au point A , i.e. avec une tension négative.

Un tel fonctionnement récepteur de la cellule est à proscrire car il entraîne sa dégradation. Il est démontré dans la littérature, que sous des conditions non-uniformes (aussi appelées phénomène de "mis-match"), les dégradations associées sont dues aux phénomènes de "hot-spot". Pour contrer ce problème, des diodes by-pass sont connectées en parallèle des cellules. Alors, la cellule la moins éclairée sera court-circuitée lorsque celle-ci vient à vouloir fonctionner en récepteur. La caractéristique résultante et aussi représentée sur la Fig. 1.4 (traits rouges discontinus). Plus précisément, il n'y a pas une diode by-pass par cellule, mais par groupement de cellules. En effet, cela augmenterait trop fortement le coût du module, et cela ne serait pas efficace du fait de la chute de tension naturelle de la diode. Classiquement, les diodes by-pass sont ajoutées en parallèle de groupement de 8 à 24 cellules séries, le plus commun étant 18 [11]. On notera que ces diodes sont en général directement ajoutées par le constructeur de modules photovoltaïques, avec des solutions commerciales constituées de plusieurs cellules en série (typiquement 72 cellules pour un module 48V, avec très souvent 4 diodes by-pass).

Pour l'interconnexion parallèle, le problème est similaire. Cette fois, des diodes sont mises en série de chaque module en parallèle pour empêcher toute dégradation. Ces diodes sont connues comme "blocking diodes". Au contraire des diodes by-pass, elle ne sont pas déjà présentes sur les modules commerciaux, et l'utilisateur doit les ajouter lorsqu'il réalise un association parallèle de modules. L'influence de ces diodes sur la caractéristique résultante est similaire au

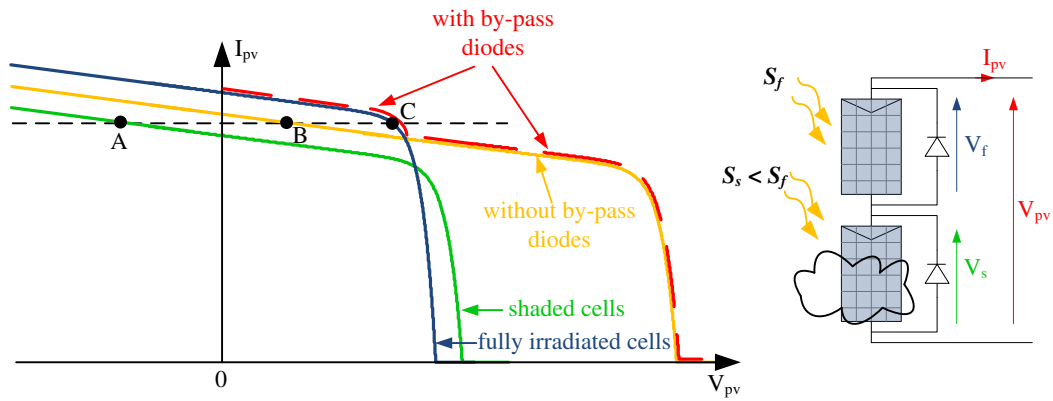


FIGURE 1.4 – Association série de cellules photovoltaïques - Influence des diodes by-pass sous conditions non-uniformes.

comportement des diodes by-pass.

La présence des diodes de protection (diodes by pass et blocking diodes) n'est pas sans influence sur la caractéristique comme représenté sur la Fig. 1.4. Cela est d'autant plus visible lorsque l'on regarde la caractéristique en puissance sous conditions non-uniformes comme donné sur la Fig. 1.5. Sur cette figure, de multiples maxima locaux sont visibles. Cette particularité représente un des challenges à résoudre lors de l'utilisation de sources photovoltaïques. En effet, les méthodes classiques de recherche du maximum (MPPT) sont capables de trouver un maximum de puissance, mais peuvent être mises en défaut sous conditions non-uniformes en convergeant vers un maximum local et non global. On s'attache dans le chapitre 4 à résoudre ce problème, avec des solutions proposées pour plusieurs architectures de conversion.

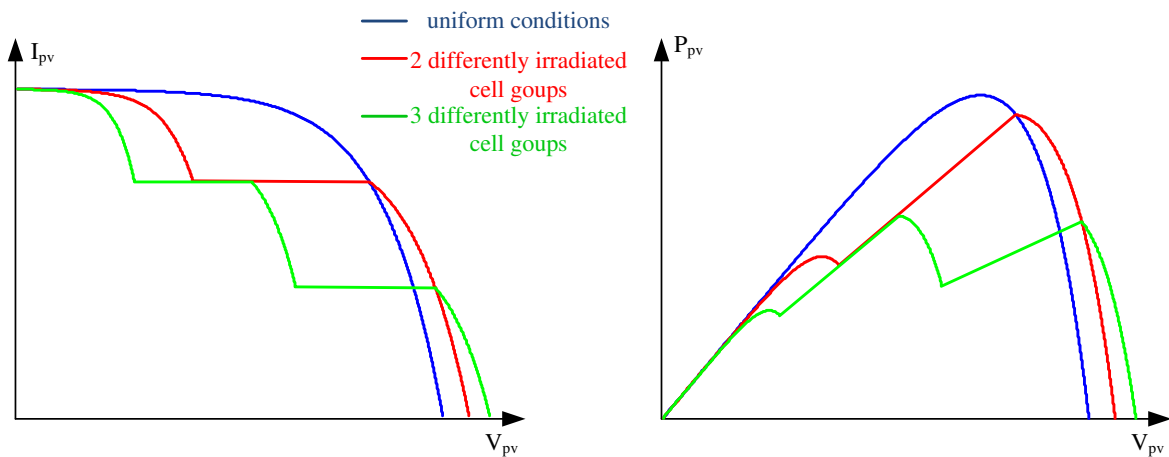


FIGURE 1.5 – Caractéristiques statiques sous différentes conditions uniformes et non-uniformes.

1.2.4 Recherche du maximum de puissance - Maximum Power Point Tracking (MPPT)

Au vue des caractéristiques de la source photovoltaïque sous conditions uniformes et non-uniformes Figs. 1.3 et 1.5, on peut facilement comprendre une des principales problématiques

liée à l'utilisation de cette source. Cette problématique vient de la présence d'un maximum de puissance sur la caractéristique. Pour optimiser le fonctionnement, il est important de suivre le maximum global de puissance, ce qui n'est pas trivial car la caractéristique n'est pas connue et varie en fonction des conditions d'éclairement et de température. La recherche du maximum de puissance est appelée Maximum Power Point Tracking (MPPT).

La thématique de la recherche du maximum de puissance a été largement étudiée, et de nombreuses solutions proposées. Le nombre d'articles sur le sujet a fortement augmenté au cours des dernières décennies, et il reste important aujourd'hui. Une revue non-exhaustive des techniques MPPT est donnée dans [12]. Dans cet article, les auteurs recensent plus de 90 articles publiés de 1968 à 2005 parmi lesquels au moins 19 méthodes distinctes sont présentées. On présente ici les deux méthodes MPPT les plus communes, et quelques solutions possibles en cas d'éclairement non-uniforme.

1.2.4.1 Les solutions MPPT classiques

Parmi les centaines d'algorithmes MPPT que l'on peut trouver dans la littérature, deux techniques se distinguent, principalement du fait de leur simplicité d'implémentation :

– **Perturbation et Observation (P&O) :**

Cette première méthode est la plus utilisée, en particulier dans les applications industrielles. Le principe est d'appliquer des perturbations sur la tension ou le courant de fonctionnement de manière à augmenter la puissance. Les perturbations peuvent aussi être appliquées directement sur le rapport cyclique du convertisseur associé (cette méthode étant aussi connue sous le nom de Hill-climbing). Un schéma de l'algorithme P&O est donné sur la Fig. 1.6 avec X la variable perturbée. Une des particularités de cette méthode est que même quand l'algorithme a convergé, il reste des oscillations autour du maximum. Parmi les articles traitant de cette technique, on peut distinguer la référence [13]. Dans cet article, les auteurs donnent une analyse mathématique permettant d'optimiser les deux paramètres de l'algorithme P&O, i.e. son pas de temps et l'amplitude des perturbations (le rapport cyclique du convertisseur associé dans [13]). Avec l'optimisation proposée dans [13], le MPPT P&O converge précisément vers le maximum avec un bon comportement lors de transitoires sur les conditions extérieures (vérifié pour des variations rapides d'éclairement).

– **Incrémentation de la Conductance (IncCond) :**

Cette seconde méthode est basée sur l'observation de la dérivée de la puissance et utilise le fait que la pente de la caractéristique est nulle au niveau du maximum. Le schéma de l'algorithme IncCond est donné sur la Fig. 1.7. Même s'il est connu que cette méthode est plus performante que le P&O lors de variations rapides des conditions, et a de plus l'avantage de se stabiliser sans oscillations résiduelles, elle reste moins utilisée que le P&O.

De nombreuses améliorations de ces deux méthodes peuvent être trouvées comme par exemple [14], [15], [16], [17], etc... On peut aussi trouver d'autres méthodes un peu plus évoluées comme proposé dans [18], [19] ou encore [20], avec de meilleurs résultats lors de variations rapides des conditions d'éclairement et de température. Toutefois, l'ensemble de ces méthodes peut être mis en défaut sous conditions non-uniformes lorsque la caractéristique présente de multiples maxima.

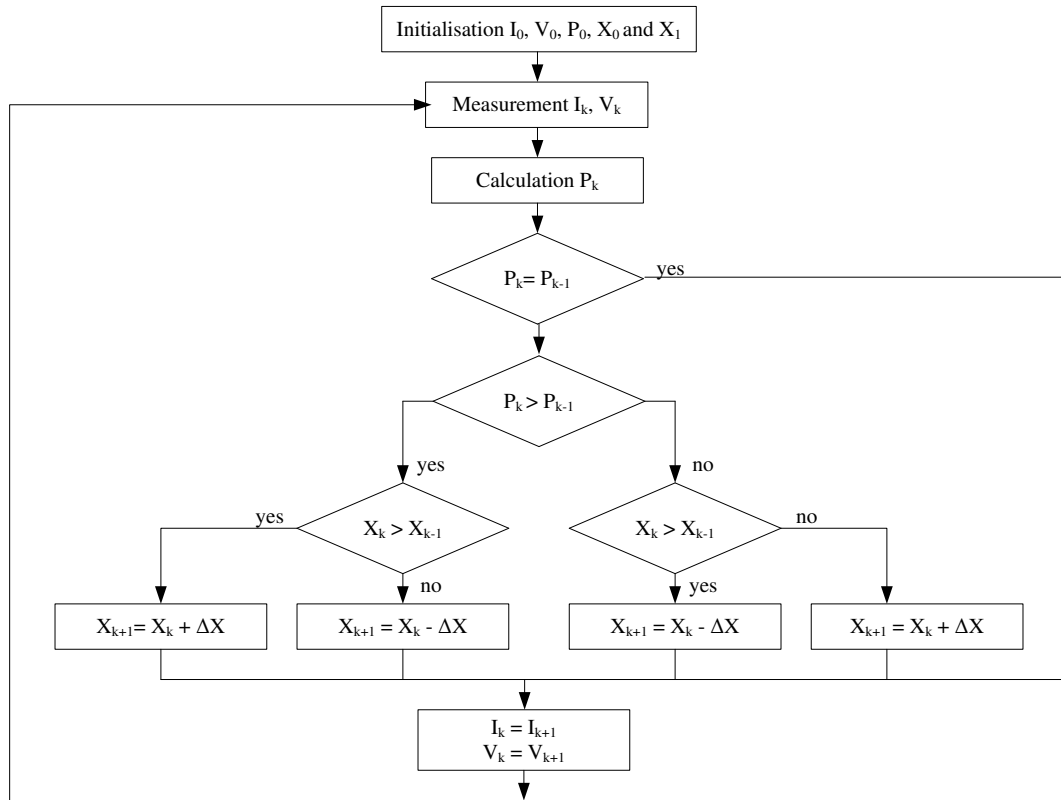


FIGURE 1.6 – Algorithme MPPT P&O

1.2.4.2 MPPT sous conditions non-uniformes

Les méthodes classiques et leurs variantes ont un rendement limité si la source PV est soumise à des conditions non-uniformes. En effet, ces méthodes peuvent converger vers un maximum local différent du maximum global (et aussi vers un minimum local pour certaines méthodes dérivées de IncCond). De telles conditions non-uniformes peuvent intervenir plusieurs fois par jour, et l'utilisation de ces algorithmes MPPT entraîne un déficit de production qui peut s'avérer important.

Le fonctionnement sous conditions non-uniformes est un des challenges à résoudre lors du design du MPPT comme on détaillera dans le chapitre 4. Dans la littérature sur le sujet, quelques méthodes MPPT sont proposées pour résoudre les problèmes d'ombrage partiel. Toutefois, ces méthodes sont souvent complexes, et aucune ne se détache comme étant mieux adaptée que les autres. Comme rapidement listé dans [21], on peut trouver parmi ces solutions les méthodes suivantes :

- le MPPT "improved Fibonacci" proposé par Ahmed et Miyatake dans [22]. C'est un MPPT basé sur un algorithme P&O avec une amplitude de perturbation variable suivant la suite de Fibonacci. Cette méthode utilise une fonction-condition empirique pour déterminer si l'algorithme converge vers un maximum local ou global.
- sur le même principe, Ji et al. [23] ont proposé un pas variable pour un algorithme IncCond, avec un fonctionnement sous conditions non-uniformes détecté de par deux conditions empiriques sur le courant et la tension PV. Dans [23], les auteurs montrent que leur méthode est environ 10% plus efficace qu'un algorithme MPPT IncCond traditionnel sous conditions non-uniformes.
- Dans [24], Koboayashi et al. proposent un MPPT en deux parties fonctionnant sous

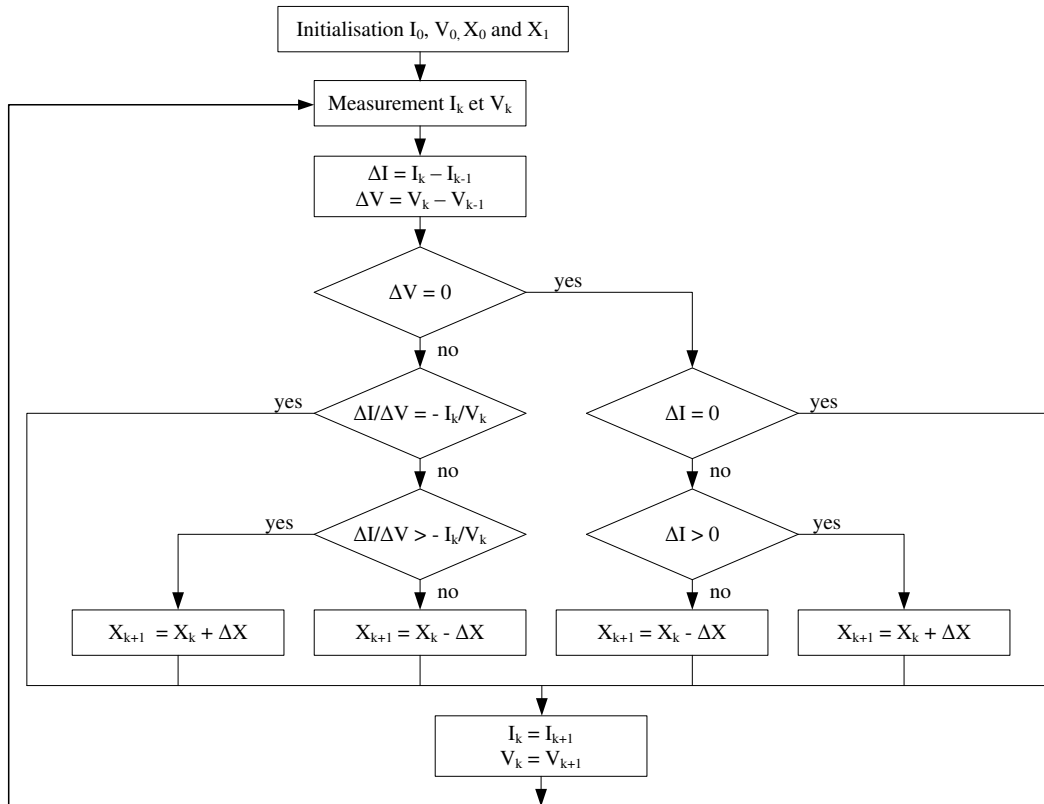


FIGURE 1.7 – Algorithme MPPT IncCond

conditions non-uniformes. La seconde partie de leur MPPT est un algorithme classique qui démarre proche du maximum global. Pour s'assurer cela, un circuit additionnel est nécessaire permettant de mesurer le courant de court-circuit et la tension en circuit ouvert de la source PV qui sont utilisés pour approximer la position du maximum global. Même si cette méthode donne des résultats satisfaisants sous conditions non-uniformes, cette méthode nécessite un circuit additionnel ce qui augmente le coût initial de la structure.

- Chowdhury et al. propose un MPPT basé sur une optimisation par essaim de particules (Particle Swarm Optimisation - PSO) dans [25]. Ils montrent que leur MPPT est capable de converger vers le maximum de puissance global dans 98% des scénarios d'ombrage partiel.
- certaines études résolvent le problème du MPPT sous conditions non-uniforme en balayant périodiquement la caractéristique de la source PV pour déterminer le maximum global. Cette solution est utilisée dans [26], avec présentation des possibilités pour effectuer le balayage. Cette dernière solution a été retenue et sera détaillée dans le chapitre 4.

1.3 Stockage de l'énergie

Les sources autonomes photovoltaïques doivent être équipées d'un (ou plusieurs) élément(s) de stockage de manière à garantir une continuité de service, car la source photovoltaïque est intermittente avec des disparités et fluctuations de sa production au cours de la journée. Toutefois, l'énergie électrique est très difficile à stocker, et cela se fait en règle général avec des équipements très coûteux et volumineux. Différentes technologies de stockage sont envisageables comme comparées dans [27] et [28]. Les principales sont :

- Le stockage par pompage hydrodynamique (Pumped hydro storage - PHS) ;
- Le stockage thermique de l'énergie (Thermal energy storage - TES) ;

- Le stockage sous forme d'air comprimé (Compressed air energy storage - CAES) ;
- Les batteries d'oxydoréduction (Flow batteries energy storage - FBES) ;
- Le stockage sous forme d'hydrogène - piles à combustibles (Fuel cells - Hydrogen energy storage - FC-HES) ;
- Le stockage chimique ;
- le stockage par volant d'inertie (Flywheel energy storage - FES) ;
- Le stockage magnétique par supraconducteur (Superconducting magnetic energy storage - SMES) ;
- Les supercondensateurs, ...

Le choix d'une technologie de stockage dépend en premier lieu des besoins de l'application en terme de puissance spécifique et d'énergie stockée comme représenté sur la Fig. 1.8 dans le cas des technologies de stockage électrochimiques. Même si le choix final est souvent fait aux vues des coûts, d'autres paramètres importants peuvent être pris en compte tels que le rendement ou la fiabilité des technologies comme représenté sur la Fig. 1.9.

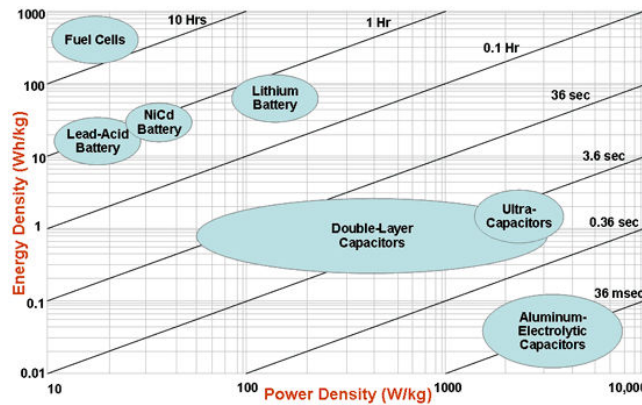


FIGURE 1.8 – Diagramme de Ragone (Source US Defence Logistics Agency 2009)

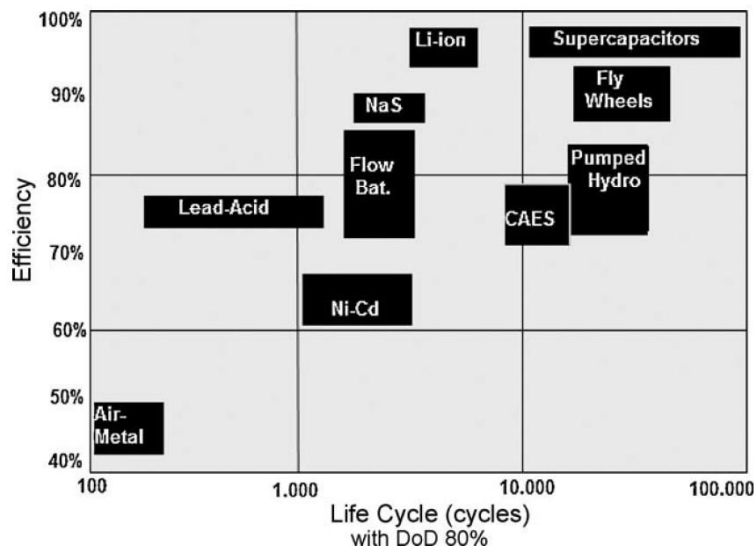


FIGURE 1.9 – Rendement et fiabilité en nombre de cycle des technologies de stockage [29]- [30]

Pour la plupart des systèmes autonomes d'énergies renouvelables, et donc les systèmes photovoltaïques, les batteries au Plomb sont généralement retenues pour compenser le caractère imprévisible de ces sources. Toutefois, les batteries au Plomb ne peuvent pas supporter un

nombre de cycle trop important et ne peuvent pas stocker de grande quantité d'énergie dans un petit volume [27].

Dans ce document, on choisit de ne pas considérer un élément de stockage mais l'hybridation de deux : une batterie au Lithium et des supercondensateurs. Une telle association est très prometteuse et l'on peut en trouver des exemples dans de nombreux articles tels que [31] et [32] où les supercondensateurs sont utilisés pour leur capacité à fournir de la puissance. D'un autre côté, la batterie est utilisée pour sa capacité à stocker une grande quantité d'énergie. En s'intéressant aux batteries au Lithium, on se concentre sur une solution avec un très bon rendement comme montré sur la Fig. 1.9. On détaillera aussi dans le chapitre 5, la possibilité d'utiliser cette association d'éléments de stockage pour le diagnostic de la batterie. Cela sera rendu possible par l'introduction d'un convertisseur DC-DC additionnel dans la structure comme montré sur la Fig. 1.1.

1.3.1 Les supercondensateurs

Les supercondensateurs (en anglais supercapacitors ou ultra-capacitors ou encore double layer capacitors) sont une technologie de stockage située entre les batteries et les condensateurs en terme d'énergie spécifique et de puissance spécifique (Fig. 1.8). En comparaison des technologies de batteries, les supercondensateurs ont généralement un gros avantage : leur durée de vie. La Fig. 1.9 montre une durée de vie des supercondensateurs plus importante que celle des batteries en terme de nombre de cycles en considérant la même profondeur de décharge (80% sur la Fig. 1.9). Il faut toutefois faire attention à ces résultats car si l'on considère une quantité d'énergie échangée identique pour chaque cycle, le nombre de cycles possibles devient environ le même que pour la batterie. En effet, une profondeur de décharge (DOD) de 80% des supercondensateurs correspond à une DOD équivalente de 2% pour la batterie en supposant une batterie avec une capacité 40 fois supérieure à celle des supercondensateurs (différence classique entre les supercondensateurs et les batteries Lithium). Pour un cyclage à 2% de DOD, on peut observer que la durée de vie de la batterie est équivalente à celle des supercondensateurs avec un nombre de cycles possibles supérieur à 100000. Ainsi pour faire une comparaison cohérente entre les durées de vie de deux technologies, il est aussi important de savoir quelle énergie il devront échanger que le nombre de cycles qu'ils auront à subir.

Au vue de l'application considérée, les supercondensateurs sont supposés fournir de l'énergie lors de transitoires de puissance et la batterie en régime permanent. L'énergie totale échangée par les supercondensateurs sera donc bien plus faible que l'énergie totale de la batterie. Finalement, le lecteur comprendra que l'on se soit uniquement intéressé à la batterie lorsqu'il s'agit de définir des outils de diagnostic sur les éléments de stockage, et que l'on suppose que le vieillissement des supercondensateurs est négligé. Sous cette hypothèse, on peut aussi comprendre qu'il n'y a que peu d'intérêt à développer un modèle de supercondensateurs précis. Un simple modèle "RC" est suffisant pour notre étude, et on ne considéra que la résistance série des supercondensateurs (ESR) et sa capacité de stockage. Pour plus de détails sur l'électrochimie de ce type d'élément de stockage, on invite le lecteur à lire les références [33], [34] ou [35] où des modélisations précises sont proposées.

1.3.2 Les batteries au Lithium

Dans ce travail, deux technologies de batteries sont testées : une batterie *Li-ion* classique, et une batterie *LiFePO₄*. Même si la technologie *LiFePO₄* est une sous classe des *Li-ion*

(caractérisée par des ions Lithium s'insérant dans les électrodes), La détermination *Li-ion* utilisée dans ce document représente la technologie *Li-ion* "classique" (avec une électrode en Li_yMO_2), alors que la technologie $LiFePO_4$ sera désignée telle quelle. Dans le chapitre 5 on donne des détails de la modélisation des éléments testés ainsi qu'une discussion sur les possibilités d'estimation de leurs état de charge et de santé.

1.3.2.1 Avantages des technologies au Lithium

Pour l'application considérée, on a choisit de retenir un technologie de batterie au Lithium. Ce choix s'est fait aux vues des avantages qu'offrent ces technologies en comparaison des autres [36] et [37] :

- tension de fonctionnement par cellule élevée ($> 3.2V$) ;
- énergie spécifique importante ($> 120Wh.kg^{-1}$) ;
- énergie volumique importante ($> 250Wh.L^{-1}$) ;
- rendement faradique élevé (pas de réaction électrochimique secondaire) ;
- durée de vie en cyclage importante ($> 1000cycles$) ;
- faible auto-décharge ;
- pas d'effet mémoire ;
- pas de maintenance ;
- large gamme de température de fonctionnement (de $-30^\circ C$ à $60^\circ C$)...

1.3.2.2 Principe de fonctionnement - Technologie Li-ion

Dans le cas des cellules *Li-ion* deux couples d'oxydo-réduction de potentiels différents entrent en jeu dans les réactions chimiques régissant leur fonctionnement [36]- [37]. Lors de la décharge, il y a réduction du couple au potentiel le plus élevé à l'électrode positive alors que l'autre couple s'oxyde à l'électrode négative. La charge de la cellule entraîne le phénomène inverse.

Le transport de charge dans la cellule de batterie provient de la désinsertion de ions lithium Li^+ d'une électrode pour s'insérer dans la seconde [38]. Ce phénomène est représenté schématiquement sur la Fig. 1.10.

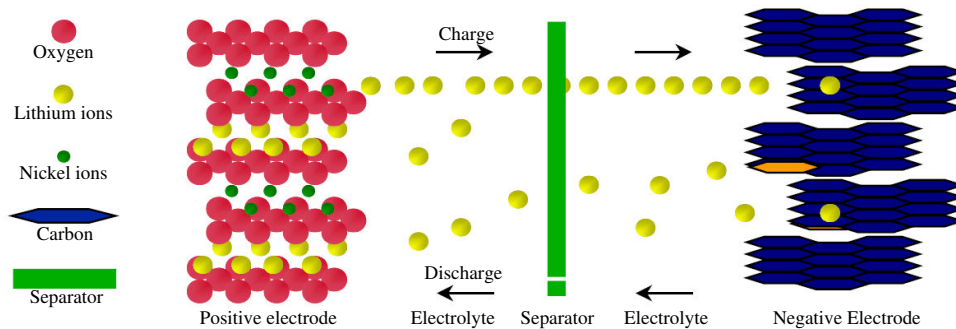
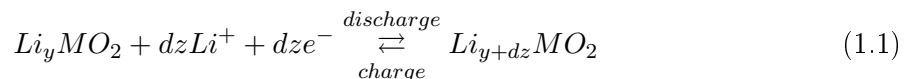
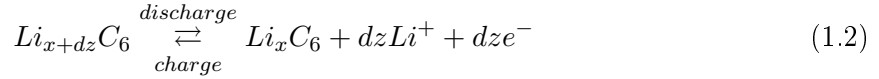


FIGURE 1.10 – Fluctuation des ions Lithium ions dans l'électrolyte pendant la charge et la décharge d'une cellule de batterie Li-ion [36]- [37]

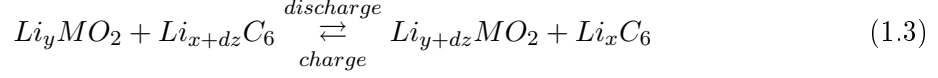
La réaction chimique à l'électrode positive suit Eq. (1.1) pour un taux d'insertion y des ions Li^+ dans l'électrode. dz représente la quantité d'ions Li^+ échangés.



A l'électrode négative, pour un taux d'insertion x des ions Li^+ , il s'en suit Eq. (1.2).



De par Eqs. (1.1) et (1.2), on peut exprimer la réaction globale selon Eq. (1.3).

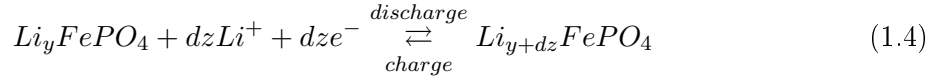


En théorie, $y = 1 - x$, mais cela n'est pas toujours vérifié en pratique car les constructeurs sur-dimensionnent l'électrode négative comparée à la positive de façon à empêcher un vieillissement prématuré de l'électrode, et permettre des courants de recharge plus importants.

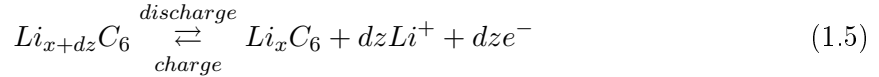
1.3.2.3 Technologie $LiFePO_4$

Dans le cas des technologies $LiFePO_4$, le principe de fonctionnement est identique avec des couples d'oxydo-réduction différents. Durant la charge, les ions Lithium Li^+ sont extraits du $LiFePO_4$ et Fe^{2+} s'oxyde dans le Fe^{3+} . Les ions Lithium sont conduits à l'anode dans l'électrolyte où il réduisent pour redevenir métalliques (Lithium-métal) lorsque les ions s'insèrent dans le graphite [39].

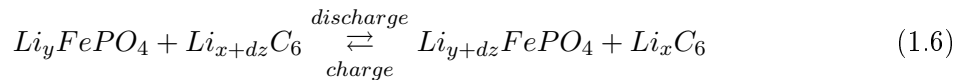
La réaction chimique à l'électrode positive suit Eq. (1.4).



A l'électrode négative, cela s'écrit selon Eq. (1.5).



Des Eqs. (1.4) et (1.5), on peut exprimer la réaction globale selon Eq. (1.6).



1.4 Conversion de l'énergie dans les micro-réseaux

Cette partie présente quelques généralités sur la conversion de puissance dans les micro-réseaux. L'idée est de montrer les principales considérations qui ont mené au choix de la structure détaillée sur la Fig. 1.1.

La première considération à faire pour choisir l'architecture de puissance d'un tel système est le choix entre une hybridation qui peut être réalisée côté DC, ou côté AC. Chaque configuration a ses propres avantages, et faire un choix précis est difficile. La connaissance du profil de charge est une donnée importante pour faire ce choix. Toutefois, dans l'application considérée, le profil de charge n'est pas connu, et on ne peut pas faire le choix de l'hybridation sur ce critère.

Dans cette thèse, on a choisi une hybridation côté DC. Ce choix est principalement motivé par le coût de l'architecture de puissance. En effet, ce choix permet de ne pas avoir un grand nombre d'onduleurs avec les protections et filtres associés qui peuvent rapidement augmenter

le coût de la structure.

Lors du design de l'architecture de puissance, le deuxième aspect à considérer est la nécessité, ou non, d'isolation galvanique. Les convertisseurs avec une isolation galvanique ont un nombre de composant plus important ce qui réduit leur fiabilité, et leur volume et leur poids est supérieur comparé aux structures non-isolées. Toutefois, le choix n'est pas motivé par cette raison. En effet, une isolation galvanique est une sécurité pour les éléments et l'utilisateur. Son utilisation est de cette manière imposée, et régit par des lois spécifiques.

Les lois sur le sujet varient suivant les pays. En particulier, on remarque qu'une isolation galvanique est imposée pour la source photovoltaïque si elle est utilisée aux États Unis, alors qu'elle n'est pas obligatoire dans l'Union Européenne [40]. De façon à respecter les lois quelque soit le pays d'utilisation, l'industriel nous a imposé une isolation galvanique entre les éléments de stockage, la source, et l'utilisateur dans l'application détaillée tout au long de cette thèse.

1.4.1 Structures de convertisseurs DC-DC

On peut trouver dans la littérature un large choix de structures de convertisseurs DC-DC. On trouve une étude détaillée des convertisseurs classiques dans [41], ceux-ci étant généralement enseignés dans les cours d'ingénierie électrique. Sans parler du besoin d'isolation galvanique, le choix parmi les structures existantes est principalement fait en fonction des tensions désirées et de la puissance nominale.

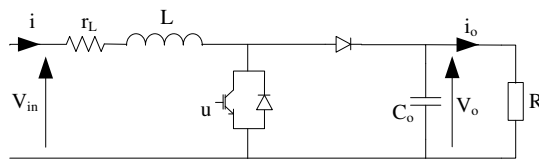


FIGURE 1.11 – Schema du convertisseur boost

Pour le système considéré (Fig. 1.1), les sources et les éléments de stockage ont une tension nominale de 48V et sont connectés sur un bus DC 400V. On s'est donc intéressé aux structures de conversion élévatrices en tension. Tout d'abord, pour la conversion DC-DC sans isolation, on choisit le convertisseur boost comme représenté sur la Fig. 1.11. C'est une structure à absorption continue de courant ce qui est un avantage pour y connecter des éléments de stockage sans trop les faire vieillir. Ce convertisseur a un gain d'élévation de la tension en régime permanent qui peut s'exprimer selon Eq. (1.7) si on considère la résistance parasite de l'inductance et une charge résistive comme représenté sur la Fig. 1.11. le ratio d'élévation du convertisseur Eq. (1.7) est fortement influencé par la résistance série, en particulier son maximum qui suit $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{r_L}}$ pour $d = 1 - \sqrt{\frac{r_L}{R}}$. En pratique des ratios d'environ 5-6 peuvent être obtenus. Cela n'est pas suffisant pour assurer la conversion 48V-400V, et deux convertisseurs en série sont donc utilisés. Une étude détaillée du convertisseur boost est donnée dans le chapitre 2.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1-d) \left[1 - \frac{r_L}{R} \frac{1}{(1-d)^2} \right]} \quad (1.7)$$

Encore une fois, il y a de très nombreuses possibilités et variantes de structures isolées. Le convertisseur DC-DC isolé retenu est représenté sur la Fig. 1.12 et sera appelé convertisseur boost isolé au vue des similitudes avec le convertisseur boost classique. D'autres noms pour

ce convertisseurs sont aussi utilisés dans la littérature, le plus commun étant "current fed dual-bridge DC-DC converter". Ce convertisseur a été largement étudié comme le prouvent les références [42–50]. une analyse détaillée de ce convertisseur est aussi donnée dans le chapitre 2. Ici, cette structure a été retenue car elle a une absorption continue de courant et un ratio d'élévation de la tension élevé comme exprimé dans Eq. (1.8) dans le cas idéal.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_T}{1 - 2d} \quad (1.8)$$

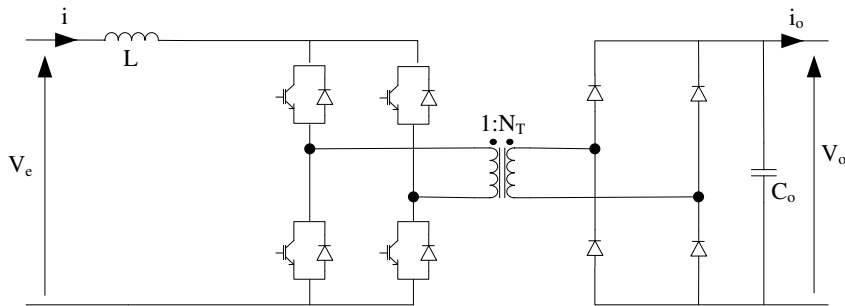


FIGURE 1.12 – Le convertisseur boost isolé

Un dernier convertisseur DC-DC est étudié : le convertisseur Ćuk comme représenté sur la Fig. 1.13. Ce convertisseur inverse la tension. En supposant un modèle idéal, on peut démontrer que ce convertisseur a un gain en tension en régime permanent suivant Eq. (1.9).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{d}{1 - d} \quad (1.9)$$

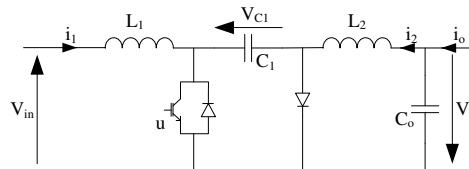


FIGURE 1.13 – Schéma du convertisseur Ćuk

Ce convertisseur a été retenu pour sa possibilité théorique d'annulation des ondulations de courant dues au découpage en couplant les inductances. Cette particularité est détaillée dans la chapitre 5 et sera utilisée pour faire de l'injection de signaux dans la batterie pour son diagnostic. Dans l'application considérée, on utilise un variante du convertisseur Ćuk avec isolation galvanique comme représenté sur la Fig. 1.14. Cette configuration a été retenue puisque le cahier des charges industriel imposait une isolation entre les éléments de stockage.

1.4.2 Méthodes de contrôle de ces convertisseurs

Habituellement, pour permettre le fonctionnement du convertisseur, on met en place un contrôle de certaines variables d'état. A cet effet, la technique de loin la plus répandue reste le contrôle par PI, en particulier dans les applications industrielles. Le contrôle par PI est maintenant une technique bien maîtrisée, et elle a l'avantage de pouvoir être implémentée en

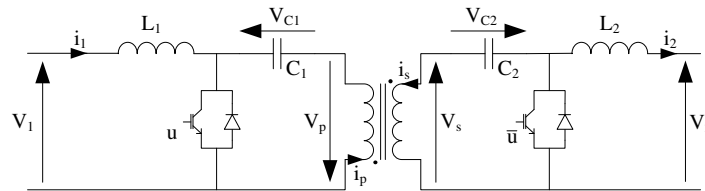


FIGURE 1.14 – Schéma du convertisseur Ćuk isolé

analogique ou numériquement. Toutefois, bien aidées par le coût décroissant des contrôleurs numériques, les théories non-linéaires deviennent de plus en plus attractives pour le contrôle des convertisseurs de puissance vu leurs nombreux avantages.

Dans la continuité des travaux sur le sujet menés au laboratoire GREEN [2, 51–54], on a choisi d'utiliser dès que possible la propriété de platitude des convertisseurs de puissance pour effectuer leur contrôle. En effet, il a été montré que la théorie de la platitude différentielle est très intéressante lorsqu'elle est appliquée au contrôle de convertisseurs de puissance. Dans [55], le contrôle par platitude d'un convertisseur boost et d'un convertisseur buck sont détaillés. Les avantages de ce type de contrôle sont détaillés dans [56]. Parmi ces avantages, on peut souligner :

- si le système est parfaitement connu, cela permet de contrôler le système en boucle ouverte. La régulation ne sera là que pour compenser les erreurs de modélisation.
- il est possible de planifier une trajectoire de manière à s'assurer que l'ensemble des contraintes physiques soient respectées.
- Le contrôle par platitude utilise les références à la place des mesures dans les lois de commande. Alors, l'impact du bruit de mesure est limité et les dérivées moins affectées.
- Pour les systèmes plats, la linéarisation entrée-sortie ne fait pas apparaître de zéro dynamique instable.

Malheureusement, comme souligné dans [55], le convertisseur Ćuk n'appartient pas à la classe des systèmes différentiellement plats. Une autre stratégie de contrôle sera donc nécessaire pour ce convertisseur comme détaillé dans le chapitre 5. A cet effet, on se concentre sur une méthode de contrôle non-linéaire classique : le contrôle par mode de glissement comme par exemple utilisé dans [57]. Cette méthode de contrôle a été choisie car elle est reconnue pour permettre de bonnes performances dynamiques en régulation, et être robuste aux variations de paramètres.

1.4.2.1 Théorie de la platitude différentielle

La platitude a été définie par Fliess et al. [58]- [59], en utilisant le formalisme de l'algèbre différentiel. Les systèmes différentiellement plats sont une classe spécifique de systèmes pour lesquels la structure des trajectoires de leurs dynamiques peut être complètement caractérisée [60]. Une des principales propriétés des systèmes différentiellement plats est que l'ensemble des variables d'état et entrées peuvent être exprimés en fonction des composantes de la sortie plate et d'un nombre fini de ses dérivées sans intégrer une seule équation différentielle.

En algèbre différentiel, un système est vu comme un domaine différentiable par un jeu de variables (états et entrées). On dit qu'un système est différentiellement plat si on peut trouver un vecteur de sortie tel que les variables d'état et les entrées peuvent être déterminées

selon les composantes de ce vecteur, et cela sans intégration. Plus précisément, le système $\dot{x} = f(x, u)$, $x \in \mathcal{R}^n$, avec m entrées $u \in \mathcal{R}^m$ (n et m deux entiers) est dit plat si et seulement si il existe une sortie plate y de dimension m , deux entiers r et s , et les applications : $\varphi : (\mathcal{R}^m)^{r+1} \rightarrow \mathcal{R}^n$ et $\psi : (\mathcal{R}^m)^{r+2} \rightarrow \mathcal{R}^m$ de rang n et m , tels que :

$$\begin{cases} y = (y_1, y_2, \dots, y_m) = \phi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(s)}) & (1.10a) \\ x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r)}) & (1.10b) \\ u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)}) & (1.10c) \end{cases}$$

Finalement, l'ensemble des dynamiques du système est résumé par le comportement de la sortie plate y . On note que dans le cas de contrôle à deux boucles en électronique de puissance, il s'agit dans la plupart des cas de contrôle de la tension et du courant pour les boucles de contrôle de dynamiques respectivement lentes et rapides. Pour permettre l'utilisation de la propriété de platitude des convertisseurs, ces variables seront indirectement contrôlées par la considération de l'énergie et la puissance.

1.4.2.2 Planification de trajectoire avec le contrôle par platitude

Une des principales propriétés des systèmes plats est que l'ensemble des dynamiques du système est caractérisé par le vecteur de sorties plates. Alors, en imposant une trajectoire adaptée sur la sortie plate, on peut garantir le contrôle de chaque variable du système que ce soit en régime permanent ou durant les transitoires.

Des détails sur la planification de trajectoire peuvent être trouvés dans [56] et [61]. Un exemple dans le cas du contrôle du convertisseur boost est donné dans le chapitre 2 de la thèse de A. Payman [53]. Dans la thèse de M. Zandi [52], une comparaison entre une trajectoire polynomiale et un filtre est donnée. De par sa simplicité d'implémentation, on choisit d'utiliser un filtre du second ordre pour planifier la trajectoire de la sortie plate. Cela permet facilement d'assurer la continuité de la sortie plate et sa dérivée première.

Finalement, avec la planification de trajectoire adoptée, on peut assurer le contrôle de l'ensemble des variables du système à chaque instant, et l'évolution des variables d'état peut être exprimée selon une fonction analytique de la sortie plate.

1.4.2.3 Contrôle par mode de glissement

La technique de contrôle par mode de glissement a été retenue de façon à assurer une stabilité asymptotique, une robustesse aux variations des paramètres et des performances dynamiques élevées de la régulation. Les détails de la théorie peuvent être trouvés dans [57], [62] et [63] avec des applications au contrôle de convertisseurs de puissance.

Les contrôles par mode de glissement pour un système non-linéaire affine au contrôle suit Eq. (1.11).

$$\dot{x}(t) = f(t, x) + g(t, x)u(t) \quad (1.11)$$

où $x(t) \in \mathcal{R}^n$, $u(t) \in \mathcal{R}^m$, $f(t, x) \in \mathcal{R}^{n \times n}$, et $g(t, x) \in \mathcal{R}^{n \times m}$

Le feedback est donné par Eq. (1.12).

$$u_i = \begin{cases} u_i^+(t, x), & \text{if } \sigma_i(x) > 0 \\ u_i^-(t, x), & \text{if } \sigma_i(x) < 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (1.12)$$

où $\sigma_i(x) = 0$ est la i -thème surface de glissement.

La variété de glissement $\sigma(x)$ est définie par Eq. (1.13).

$$\sigma(x) = [\sigma_1(x), \sigma_2(x), \dots, \sigma_m(x)]^T \quad (1.13)$$

Le problème de contrôle consiste à développer une surface de glissement $\sigma(x) = 0$ et des fonctions continues u_i^+ et u_i^- de manière à ce que le système en boucle fermée Eqs. (1.11) et (1.12) expose un mode de glissement sur la variété de glissement $\sigma(x) = 0$ de dimension $(n - m)$ [62]. En pratique, cette dernière condition ne sera pas vérifiée mais $\sigma(x) \approx 0$. En effet, de manière à fonctionner à fréquence de découpage fixe, une méthode de contrôle par mode de glissement indirect est utilisée et une loi de ralliement est introduite pour générer le contrôle selon Eq. (1.14) avec λ paramètre du contrôle.

$$\dot{S} = -\lambda S \quad (1.14)$$

1.5 Diagnostic sur les systèmes PV autonomes

1.5.1 Méthodes existantes et éléments faibles

Une inspection de la fiabilité des systèmes d'électronique de puissance est proposée dans [64]. Dans cet article, les auteurs choisissent de diviser les recherches sur le sujet en trois catégories différentes :

- les méthodologies d'évaluations sur les systèmes existants ;
- les améliorations de la fiabilité de systèmes existants par des solutions algorithmiques sans changement de la structure ;
- les solutions dimensionnées pour être fiables qui sont basées sur un fonctionnement tolérant au défaut de l'ensemble du système.

Dans ce document, par "diagnostic" on comprendra "outils permettant de détecter le vieillissement ou les défaillances". L'étude proposée s'inscrit dans la seconde catégorie ci-avant mentionnée. Principalement, le vieillissement des éléments du système se traduira par la variation de paramètres que l'on va estimer.

Malheureusement, le diagnostic est loin d'être une science exacte, et il nécessite des analyses statistiques pour être mené jusqu'au bout comme présenté dans [64] où sont définis le temps moyen avant défaillance (Mean Time To Failure - MTTF) et le temps moyen avant réparation (Mean Time To Repair - MTTR) dans le cas de systèmes d'électronique de puissance. Dans cette thèse, on propose des outils qui aideront à estimer ces deux quantités.

Pour les systèmes PV autonomes, l'élément faible en terme de fiabilité est l'élément de stockage : la batterie. La chapitre 5 détaillera l'estimation de l'état de santé (State-of-Health - SOH) de cet élément. Après la batterie, les éléments les plus vulnérables du système en terme de fiabilité sont les convertisseurs de puissance, loin devant la source photovoltaïque comme montré dans [65].

Même si la source photovoltaïque est l'élément de l'ensemble du système avec la durée de vie la plus longue (avec plus de 20 années garanties par les constructeurs), des défaillances peuvent tout de même arriver. Une étude des défaillances possibles de la source PV est donnée dans [66], où chaque type de défaillance est analysé et modélisé.

Dans [67], il est proposé une étude de la fiabilité de convertisseurs de puissance dans des applications industrielles. Ce type d'étude n'est pas commun dans la littérature, et il reste assez difficile d'obtenir un vrai retour sur la manière dont les convertisseurs vieillissent. De plus, les travaux tel que [67] ne proposent pas de vérification sur de larges populations ce qui serait pourtant nécessaire pour déterminer des modèles de vieillissement fiables. Toutefois, ce genre d'étude permet de voir les tendances et visualiser les éléments les plus vulnérables des convertisseurs de puissance comme montré sur la Fig. 1.15. On remarque sur cette figure que les éléments les moins fiables sont les semiconducteurs, suivis par les condensateurs et les drivers.

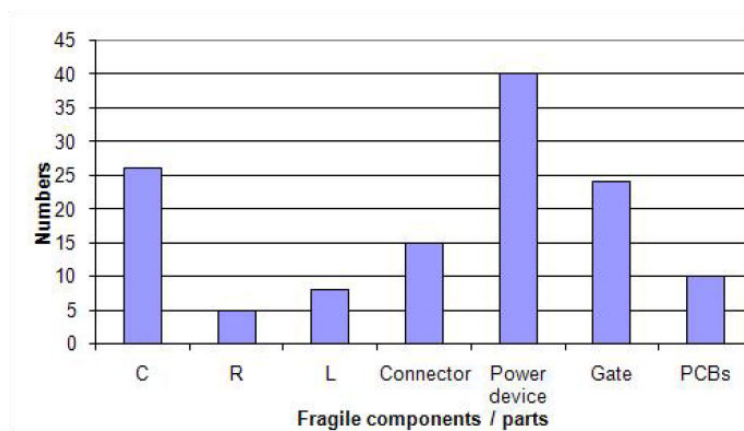


FIGURE 1.15 – Fiabilité des composants d'électronique de puissance dans des applications industrielles [67]

Le chapitre 3 détaille une possibilité de diagnostic sur les convertisseurs DC-DC, et la méthode proposée est utilisée pour optimiser le rendement de structures de convertisseurs en parallèles. Si l'on s'intéresse à la fiabilité de la conversion de la puissance, la parallélisation de convertisseurs est très intéressante et très utilisée [68]. Tout d'abord, la parallélisation des convertisseurs DC-DC permet une réduction de la taille des composants, en particulier les inductances. Cela permet aussi de moins solliciter chaque convertisseur en segmentant la puissance totale, ce qui se traduit par des rendements meilleurs. De plus, cela permet d'augmenter la fiabilité générale, et rend possible certaines reconfigurations lorsque un ou plusieurs modules en parallèle est en défaut. Comme montré dans [69], en comparaison d'un unique convertisseur, la parallélisation permet d'obtenir des designs compacts et de hautes densités de puissance. Pour l'architecture globale considérée, Fig. 1.1, on a choisi de prévoir une redondance parallèle des convertisseurs. Le convertisseur boost isolé entre la batterie et le bus DC est doublé, et les convertisseurs boost entre les supercondensateurs et le bus DC triplés (3 convertisseurs en parallèle 2 fois en série). Ce choix de tripler les convertisseurs boost s'est fait en pensant à la réalisation du convertisseur qui peut être fait avec un module de semiconducteurs prévus initialement pour un onduleur.

1.5.2 Estimation de paramètres par observateurs d'état

Comme déjà mentionné, dans ce travail, le "diagnostic" consiste principalement en l'estimation de paramètres dont l'évolution traduira l'évolution du vieillissement des constituants

du système.

On choisit de s'intéresser aux observateurs d'état, ceux-ci ayant fait leurs preuves à de nombreuses reprises dans la littérature [70]. On peut d'ailleurs trouver de nombreux observateurs d'état. Parmi eux, on en utilisera deux des plus classiques : l'observateur d'état type Luenberger qui est valide pour les systèmes linéaires, et le filtre de Kalman dans sa version étendue (EKF) qui a fait ses preuves pour les systèmes non-linéaires. Ci-après leurs théories respectives. Vu leurs différences, ces deux méthodes d'estimation présentent chacune leurs avantages. Le choix entre ces méthodes dépendant largement de l'application visée, on le détaillera dès que nécessaire.

L'observabilité du système doit être vérifiée avant de mettre en place un observateur d'état pour estimer des paramètres, cette condition étant nécessaire à son bon fonctionnement. Pour la classe spécifique des systèmes non-linéaires, on trouve la définition mathématique de l'observabilité dans [71]. Toutefois, en pratique plus le système est non-linéaire, plus il est difficile de montrer son observabilité. Alors, dans la plupart des cas, seule l'observabilité locale est démontrée.

L'observabilité locale dépend du rang de la matrice Jacobienne du vecteur d'observabilité O défini selon Eq. (1.15) où Y est le vecteur des variables mesurées composé de N variables et M un entier vérifiant $M \geq 1$. L'observabilité locale sera assurée si $Jacob(O)$ est de rang plein, i.e. vérifiant Eq. (1.16).

$$O = \begin{pmatrix} Y \\ \vdots \\ Y^{(M)} \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

$$rank(Jacob(O)) = N \quad (1.16)$$

1.5.2.1 L'observateur d'état type Luenberger

Le premier observateur d'état que l'on va utiliser est l'observateur d'état type Luenberger. Cette méthode est prévue pour des systèmes linéaires et nécessite donc une linéarisation autour d'un point de fonctionnement si l'on veut l'utiliser sur des systèmes non-linéaires. On (ré)écrivra le système à observer sous la forme classique de Eq. (1.17).

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (1.17)$$

où : X est le vecteur des variables considérées, Y les mesures, u le signal de commande et A , B et C les matrices du modèle du système

Pour assurer la convergence de l'estimation, les valeurs estimées \hat{X} doivent suivre Eq. (1.18), où Y sont les grandeurs mesurées et \hat{Y} leur estimation. La matrice G est le gain de l'observateur d'état type Luenberger.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= A\hat{X} + Bu - G(\hat{Y} - Y) \\ \dot{\hat{X}} &= A\hat{X} + Bu - GC(\hat{X} - X) \end{aligned} \quad (1.18)$$

L'estimation va converger si l'erreur $\tilde{X} = \hat{X} - X$ tend vers 0. Cela sera possible si la matrice $(A - GC)$ est stable, i.e. avec des valeurs propres à parties réelles négatives.

Quand le gain de l'observateur est élevé, l'observateur linéaire de Luenberger converge vers le régime permanent du système très rapidement. Toutefois, un gain important entraîne des phénomènes de pics pour lesquels l'erreur initiale sur les valeurs estimées peut être beaucoup trop grandes et donc impraticables [72]. Au contraire, les observateurs d'état non-linéaires à gain élevés, comme l'observateur par mode de glissement ou le filtre de Kalman, peuvent converger rapidement sans entraîner de tels phénomènes.

1.5.2.2 Théorie du filtre de Kalman étendu (EKF)

Le filtre de Kalman a originalement été proposé par un théoricien en mathématiques et ingénierie électrique américano-hongrois, Rudolf Emil Kálmán en 1960, dans son maintenant célèbre article décrivant une solution récursive pour le problème de filtrage linéaire des données discrets [73]. Il proposa d'ailleurs lui-même des résultats additionnels un an plus tard dans [74]. On peut trouver une bonne introduction au filtre de Kalman dans [75]. Pour l'estimation par le filtre de Kalman, on écrit le système sous la forme de Eq. (1.19).

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k) \\ y_k = h(x_k, u_k) \end{cases} \quad (1.19)$$

où x est le vecteur des variables y compris les paramètres à estimer, et y le vecteur des mesures.

Le système de l'EKF system est donné par Eq. (1.20).

$$\hat{x}_{k+1} = \hat{x}_{k+1/k} - K_{k+1} (h(\hat{x}_{k+1/k}, u_{k+1}) - y_{k+1}) \quad (1.20)$$

où :

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1/k} = f(\hat{x}_k, u_k) \\ P_{k+1} = (I_n - K_{k+1}C_{k+1}) P_{k+1/k} \\ P_{k+1/k} = A_k P_k A_k^t + Q_k \\ K_{k+1} = P_{k+1/k} C_{k+1}^t (C_{k+1} P_{k+1/k} C_{k+1}^t + R_{k+1})^{-1} \end{cases}$$

Le matrices dérivées A_k et C_{k+1} sont calculées selon :

$$\begin{cases} A_k = \frac{\partial}{\partial x} f(\hat{x}_k, u_k) \\ C_{k+1} = \frac{\partial}{\partial x} h(\hat{x}_{k+1/k}, u_{k+1}) \end{cases}$$

En pratique, le filtre de Kalman étendu est plus complexe à implémenter que l'observateur d'état type Luenberger, et nécessite en particulier l'inversion de matrices à chaque pas de calcul. Toutefois, cette seconde méthode d'estimation peut directement être appliquée à des systèmes non-linéaires. De plus, cette méthode d'estimation est réputée pour être robuste contre le bruit de mesure, ce qui peut s'avérer très pratique en expérimentation.

1.6 Conclusion

Ce chapitre a donné un aperçu du contexte des recherches sur les systèmes photovoltaïques autonomes. Une attention particulière a été donnée à introduire les différentes thématiques développées dans les chapitres qui suivent de manière à préciser les objectifs de cette thèse.

On a divisé en trois parties distinctes les systèmes photovoltaïques autonomes : la source photovoltaïque, les éléments de stockage, et les convertisseurs d'électronique de puissance. Chacun de ces trois éléments fait l'objet d'un chapitre séparé ci-après. On a aussi introduit la problématique du diagnostic sur ces systèmes qui représente un point important de cette thèse. De plus, on a profité de ce chapitre pour donner quelques détails des théories qui seront utilisées par la suite, en particulier certaines théories non-linéaires de commande/contrôle, et l'observabilité des systèmes.

Finalement, la source PV autonome proposée dans cette thèse est donnée en détail sur la Fig. 1.16. Seule la partie DC du système est représentée, et la conversion DC-AC n'a pas été approfondie. La structure présentée sur la Fig. 1.16 a été choisie en considérant l'ensemble des aspects mentionnés dans ce chapitre.

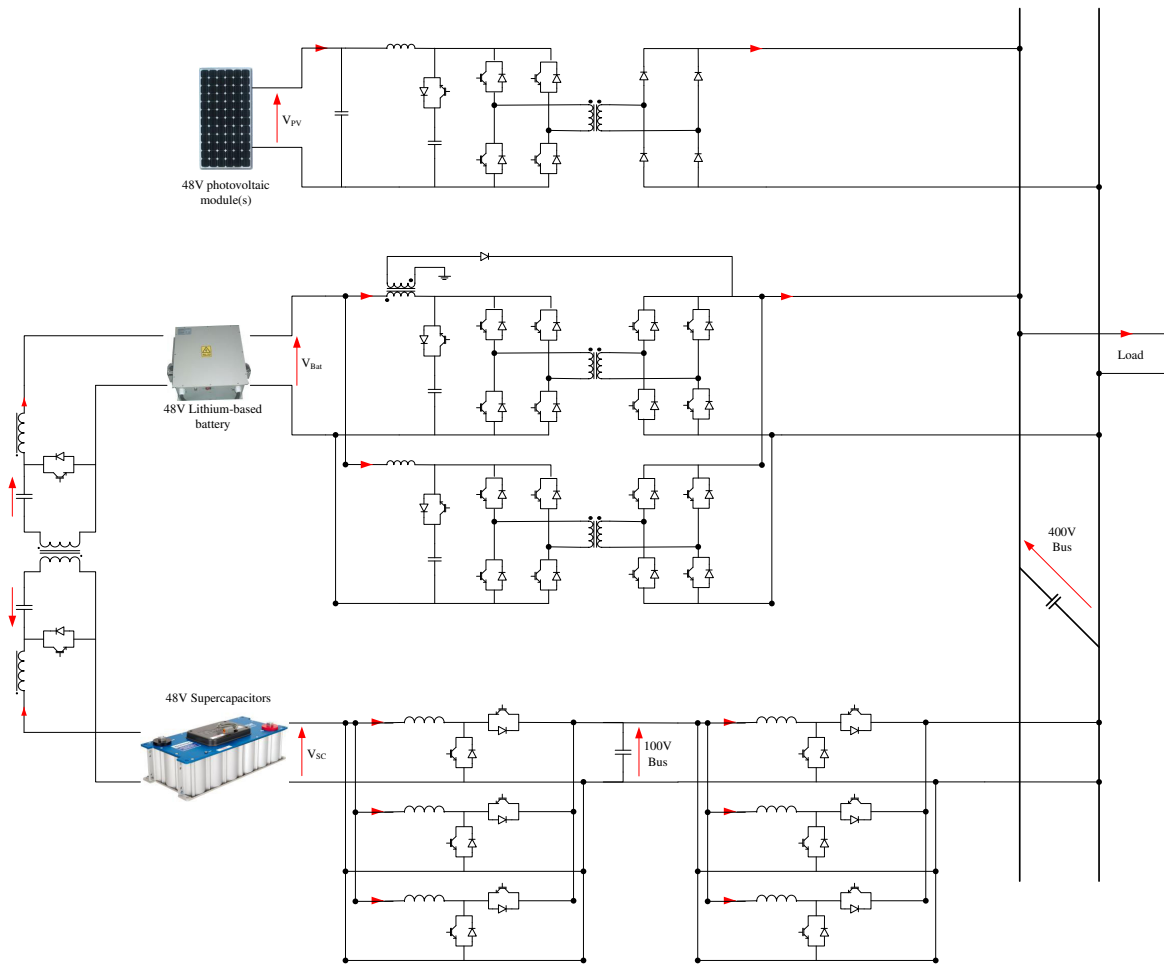


FIGURE 1.16 – Architecture hybride DC proposée

Chapitre 2

Convertisseurs DC-DC - Modélisation et contrôle

2.1 Introduction

Ce chapitre s'intéresse à la modélisation et au contrôle des convertisseurs DC-DC utilisés dans l'architecture de la source hybride proposée (cf. Fig. 1.16). Deux structures de convertisseurs sont considérées : le convertisseur boost, et sa version avec isolation galvanique connue sous le nom de "current-fed dual-bridge DC-DC converter" dans la littérature anglaise. Ce dernier est appelé convertisseur boost isolé dans ce document au vu des similitudes de son modèle idéal (voir section 2.3.1).

L'objectif de ce chapitre est la modélisation et le design du contrôle des convertisseurs. On s'attache en particulier à introduire les pertes des convertisseurs dans la modélisation. On fait ici l'hypothèse que l'ensemble des paramètres des modèles sont connus. Le chapitre 3 présentera une méthode d'estimation des différents paramètres.

On restreint l'étude des convertisseurs à leur fonctionnement en mode de conduction continu (CCM). L'hypothèse que le mode de conduction discontinu (DCM) n'intervienne pas est assez facilement vérifiée dans le cas de la source hybride étudiée (Fig. 1.16) car la plupart des convertisseurs utilisés sont réversibles. Dans tout ce document, on ne distinguera pas les variantes mono ou bi-directionnelles des convertisseurs comme montré sur la Fig. 2.1 dans le cas d'un convertisseur boost.

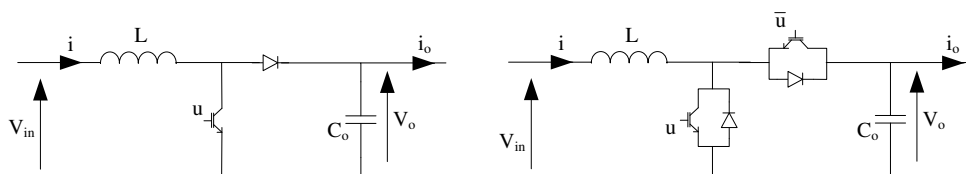


FIGURE 2.1 – Convertisseur boost : variantes mono- (*left*) et bi-directionnelles (*right*)

Les deux premières parties de ce chapitre, détaillent la modélisation et les schémas de contrôle respectivement pour un convertisseur boost, et un convertisseur boost isolé. La troisième partie détaille une stratégie de démarrage pour le convertisseur boost isolé.

2.2 Le convertisseur boost

Le convertisseur boost, comme représenté sur la Fig. 2.1, est la structure de conversion DC-DC non isolée et élévatrice en tension la plus utilisée. Ce convertisseur est maintenant bien connu, et son utilisation maîtrisée. Ce convertisseur à un courant d'entrée et une tension de sortie continus.

2.2.1 Modélisation

En supposant les composants idéaux, la valeur moyenne des variables d'état suivent les Eqs. (2.1a) et (2.1b). On fait aussi l'hypothèse que la période de découpage T_s est inférieure aux constantes de temps du système.

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1-d)V_o & (2.1a) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1-d)i - i_o & (2.1b) \end{cases}$$

où d correspond au rapport cyclique du signal de commande équivalent u du transistor pour une fréquence de découpage f_s .

2.2.1.1 Modélisation proposée

En partant du modèle idéal du convertisseur, on propose des modifications de manière à inclure les pertes internes du convertisseur dans le modèle. On propose alors de modéliser les valeurs moyennes des variables d'état du convertisseur boost selon les Eqs. (2.2a) et (2.2b).

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1-d)V_o - \gamma_v & (2.2a) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1-d)i - i_o - \gamma_i & (2.2b) \end{cases}$$

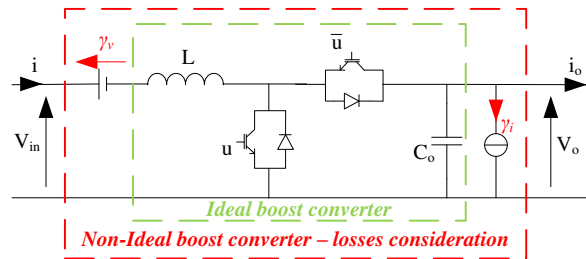


FIGURE 2.2 – Convertisseur boost - Circuit équivalent du modèle proposé

Les paramètres $\gamma_v(V)$ et $\gamma_i(A)$ compensent les erreurs entre le modèle idéal et le convertisseur boost réel. Ils représentent donc les pertes internes du convertisseur. Le circuit équivalent du modèle proposé est représenté sur la Fig. 2.2.

Le modèle proposé peut être directement relié aux travaux de thèse de Ahmed Shahin [51], et il s'inscrit dans sa continuité. Comme présenté dans [51] et [76], il a déjà été proposé de modéliser les non-idéalités du convertisseur boost au travers de deux résistances équivalentes r_s et R_p respectivement en série avec l'inductance et en parallèle avec le condensateur comme représenté sur la Fig. 2.3. Ces paramètres sont très proches de ceux proposés étant reliés selon les

Eqs. (2.3a) et (2.3b). En comparaison, la modélisation des pertes proposée est moins dépendante aux variables d'état.

$$\begin{cases} r_s i = \gamma_v & (2.3a) \\ \frac{V_o}{R_p} = \gamma_i & (2.3b) \end{cases}$$

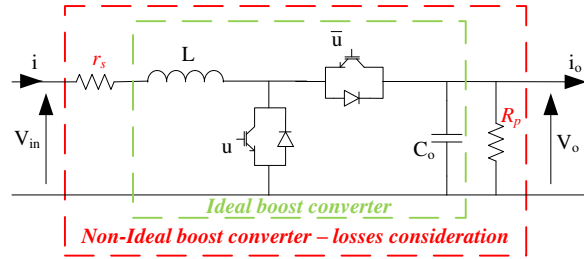


FIGURE 2.3 – Convertisseur boost - Modèle de Shahin

La principale motivation qui a amené à ne pas directement utiliser le modèle proposé par Shahin vient de la technique d'estimation des paramètres associée. Cet aspect est discuté dans le chapitre 3, où les deux méthodes sont comparées.

2.2.1.2 Modélisation des pertes

Comme précédemment mentionné, les paramètres $\gamma_v(V)$ et $\gamma_i(A)$ du modèle proposé compensent les erreurs entre le modèle idéal et le convertisseur boost réel et donc représentent les pertes internes du convertisseur. Les pertes principales d'un convertisseur boost et qui sont prises en compte dans ces paramètres sont les pertes dues à la résistance série de l'inductance, les pertes par hystérésis et par courant de Foucault, ainsi que les pertes en conduction et en commutation des semiconducteurs. On notera toutefois que l'ensemble des autres pertes du convertisseur sont aussi prises en compte dans cette modélisation.

Comme proposé dans [76], il est possible d'obtenir un modèle analytique approximatif des pertes en modélisant chaque composant, et de les répartir entre les deux paramètres proposés. Cependant, il est quasi-impossible de déterminer précisément quelles sont les pertes qui sont représentées par le paramètre γ_v et quelles sont celles représentées par γ_i . En effet la répartition entre les deux paramètres paraît trop arbitraire pour être valide dans un cas général, et il est donc difficile de dire quel type de pertes représente le paramètre γ_v et quel type de pertes représente le paramètre γ_i .

Un point important est que les paramètres représentant les pertes γ_v et γ_i varient en fonction du point de fonctionnement. On donne sur la Fig. 2.4 leur évolution en fonction de la puissance de charge dans le cas d'un convertisseur boost 48 – 100V. Les résultats proposés sur cette figure ont été obtenus expérimentalement avec la méthode d'estimation détaillée dans le chapitre suivant.

2.2.2 Contrôle du convertisseur

Pour le convertisseur boost, on propose un schéma de contrôle à deux boucles basé sur la propriété de platitude du système. Les notations spécifiques au design du contrôle sont représentées sur la Fig. 2.5 où les mesures nécessaires au contrôle sont représentées en vert.

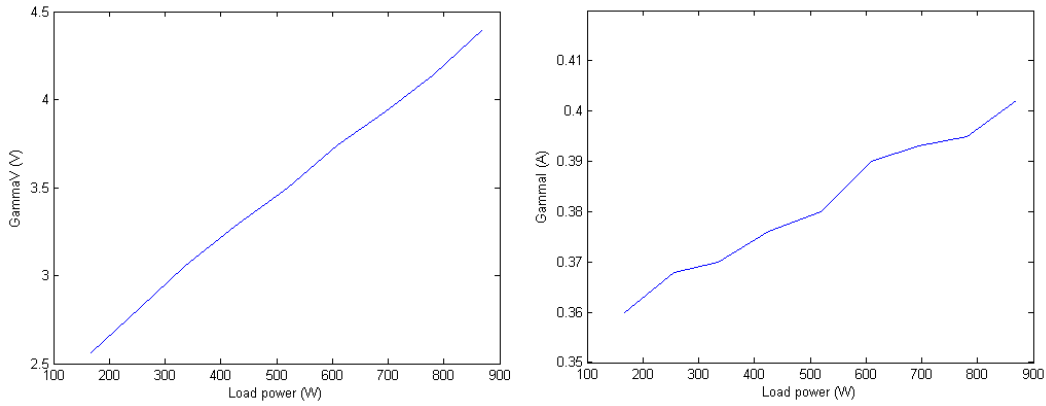
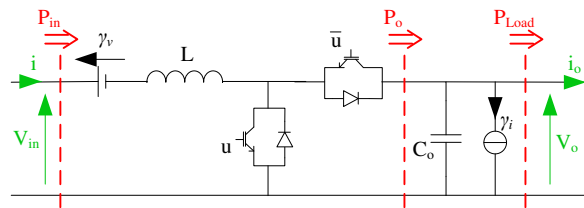

 FIGURE 2.4 – Évolution des paramètres γ_v et γ_i en fonction de la puissance


FIGURE 2.5 – Convertisseur boost - Mesures (vert) et notations associées (rouge)

Le schéma de contrôle proposé consiste en une boucle de contrôle externe agissant sur l'énergie stockée dans le condensateur de sortie, et une boucle interne contrôlant la puissance en entrée.

2.2.2.1 Boucle de contrôle externe - Régulation de l'énergie

La boucle de contrôle externe régule indirectement la tension de sortie V_o de part une régulation de l'énergie. On fait l'hypothèse que l'énergie électromagnétique stockée dans l'inductance L est négligeable comparé à l'énergie stockée dans le condensateur de sortie C_o tel que Eq. (2.4) soit vérifiée.

$$\frac{1}{2}C_oV_o^2 \gg \frac{1}{2}Li^2 \quad (2.4)$$

Sous cette hypothèse, l'énergie E stockée dans le convertisseur s'exprime selon Eq. (2.5). Cette variable est la sortie plate choisie et vérifie la première condition nécessaire à la platitude Eq. (1.10a).

$$E = \frac{1}{2}C_oV_o^2 = \phi(V_o) \quad (2.5)$$

On vérifie aussi Eq. (1.10b) suivant Eq. (2.6).

$$V_o = \sqrt{\frac{2E}{C_o}} = \varphi(E) \quad (2.6)$$

Pour obtenir une relation entre la puissance P_o et la sortie plate E , on considère la dérivée \dot{E} selon Eq. (2.7).

$$\dot{E} = P_o - P_{Load} - V_o\gamma_i \quad (2.7)$$

La puissance en entrée P_{in} (sortie de cette boucle de contrôle, i.e. son signal de commande) est déduite de la puissance P_o suivant Eq. (2.8) en négligeant les variations d'énergie électro-

magnétique.

$$P_o = P_{in} - i\gamma_v = P_{in} \left(1 - \frac{\gamma_v}{V_{in}}\right) \quad (2.8)$$

En combinant les Eqs. (2.6), (2.7) et (2.8), il est donc possible de vérifier la troisième condition de platitude Eq. (1.10c) selon Eq. (2.9).

$$P_{in} = \frac{1}{1 - \frac{\gamma_v}{V_{in}}} \left[\dot{E} + \sqrt{\frac{2E}{C_o}} (i_o + \gamma_i) \right] = \psi(E, \dot{E}) \quad (2.9)$$

On planifie une trajectoire de référence pour la référence d'énergie E_{ref} par un filtre d'ordre deux avec un amortissement unitaire $\xi_{traj_E} = 1$ et une pulsation $\omega_{traj_E} < \omega_{n_E}$ (avec ω_{n_E} la pulsation de la régulation). Pour assurer un bon suivi de la référence, une loi de commande d'ordre deux telle que Eq. (2.10) est choisie pour annuler l'erreur statique. En pratique, seul $\dot{E} = \nu_E$ est calculé de part cette équation alors que dans Eq. (2.9) E est directement remplacé par sa référence. Même si l'on propose une méthode d'estimation des paramètres du modèle efficace dans le prochain chapitre, on considère toutefois un terme intégral dans la loi de commande Eq. (2.10). Ce terme intégral permet de compenser les erreurs de modélisation et n'interviendra pas si le modèle est parfaitement connu.

$$\left(\dot{E}_{ref} - \dot{E}\right) + 2\xi_E\omega_{n_E}(E_{ref} - E) + \omega_{n_E}^2 \int (E_{ref} - E) dt = 0 \quad (2.10)$$

Pour finir, la puissance en entrée est calculée selon Eq. (2.11). Une représentation schématique de la boucle de contrôle de l'énergie est donnée sur la Fig. 2.6.

$$P_{in} = \frac{1}{1 - \frac{\gamma_v}{V_{in}}} \left[\nu_E + \sqrt{\frac{2E_{ref}}{C_o}} (i_o + \gamma_i) \right] \quad (2.11)$$

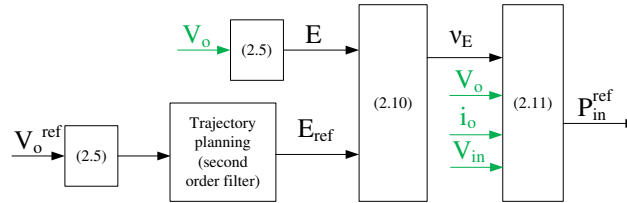


FIGURE 2.6 – Schéma de la boucle de contrôle de l'énergie - Les mesures sont en vert

2.2.2.2 Boucle interne de contrôle - Régulation de la puissance

Pour la boucle de contrôle interne, la variable candidate pour être la sortie plate est la puissance en entrée du convertisseur P_{in} suivant Eq. (2.12). On vérifie que la première condition de platitude Eq. (1.10a) est vérifiée.

$$P_{in} = iV_{in} = \phi(i) \quad (2.12)$$

La variable d'état i peut être exprimée selon Eq. (2.13), et vérifie donc Eq. (1.10b).

$$i = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \varphi(P_{in}) \quad (2.13)$$

La variable de commande, à savoir le rapport cyclique d est calculé selon Eq. (2.14), Eq. (1.10c) étant donc respecté.

$$d = 1 + \frac{1}{V_o} \left[\frac{L}{V_{in}} \frac{dP_{in}}{dt} - V_{in} + \gamma_v \right] = \psi(\dot{P}_{in}) \quad (2.14)$$

On planifie une trajectoire de référence pour la référence de puissance P_{in}^{ref} par un filtre d'ordre deux avec un amortissement unitaire ξ_{traj_P} et une pulsation $\omega_{traj_P} < \omega_{n_P}$. De nouveau, une loi de commande d'ordre deux suivant Eq. (2.15) est utilisée de manière à assurer un bon suivi de la référence avec annulation de l'erreur statique même en cas d'erreurs dans le modèle.

$$\left(\dot{P}_{in}^{ref} - \nu_P\right) + 2\xi_P\omega_{n_P}\left(P_{in}^{ref} - P_{in}\right) + \omega_{n_P}^2 \int \left(P_{in}^{ref} - P_{in}\right) dt = 0 \quad (2.15)$$

Finalement, le rapport cyclique d est calculé selon Eq. (2.16). Une représentation schématique de la boucle de contrôle de la puissance est donnée sur la Fig. 2.7.

$$d = 1 + \frac{1}{V_o} \left[\frac{L}{V_{in}} \nu_P - V_{in} + \gamma_v \right] \quad (2.16)$$

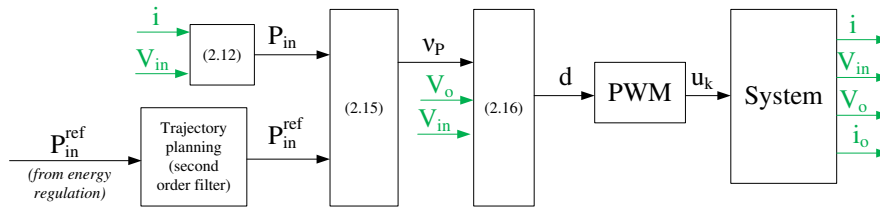


FIGURE 2.7 – Schéma de la boucle de contrôle de la puissance - Les mesures sont en vert

2.2.2.3 Paramètres de contrôle

Pour les simulations et la vérification expérimentale, la fréquence de découpage est fixée à $f_s = 20kHz$. Le tableau 2.1 donne les paramètres des deux boucles de contrôle. Ces paramètres ont été choisis de manière à vérifier les inégalités q. (2.17) qui sont les conditions classiques nécessaires pour un schéma de contrôle à deux boucles.

$$\omega_s = 2\pi f_s \gg \omega_{n_P} \gg \omega_{n_E} \quad (2.17)$$

TABLE 2.1 – Paramètres de la régulation

	Paramètre	Valeur
<i>Boucle de contrôle de l'énergie</i>	ξ_E	0.7
	ω_{n_E}	100 rad/s
<i>Boucle de contrôle de la puissance</i>	ξ_P	0.7
	ω_{n_P}	2000 rad/s

2.2.2.4 Simulation

Pour valider le schéma de contrôle proposé, des simulations et une vérification expérimentale ont été réalisées. Pour les résultats proposés, le convertisseur est connecté à une source de tension idéale de 48V, et la sortie est connectée à une charge résistive $R_{Load} = 100\Omega$.

La première simulation proposée pour valider le contrôle correspond au démarrage du contrôle avec une tension de sortie passant de $V_o = V_{in}$ à sa référence de fonctionnement $V_o^{ref} = 100V$. À $t = 0.15s$ on réalise un échelon de charge, la résistance de charge passant de sa valeur initiale R_{Load} à la moitié $\frac{R_{Load}}{2}$ (soit un échelon de charge de $100W$ à $200W$ sous $100V$). Pour cette simulation, les paramètres modélisant les pertes sont supposés constants $\gamma_v = 1V$ et $\gamma_i = 0.3A$, et on suppose les connaître parfaitement dans les lois de contrôle ; l'inductance est de $L = 0.6mH$ et le condensateur $C_o = 1mF$.

La Fig. 2.8 montre l'évolution de l'énergie E comparé à sa trajectoire de référence. La pulsation du filtre utilisé pour la trajectoire est choisie telle que $\omega_{traj_P} = 50rad.s^{-1}$. On en conclut que durant le démarrage du système contrôlé, l'énergie suit parfaitement sa référence à chaque instant.

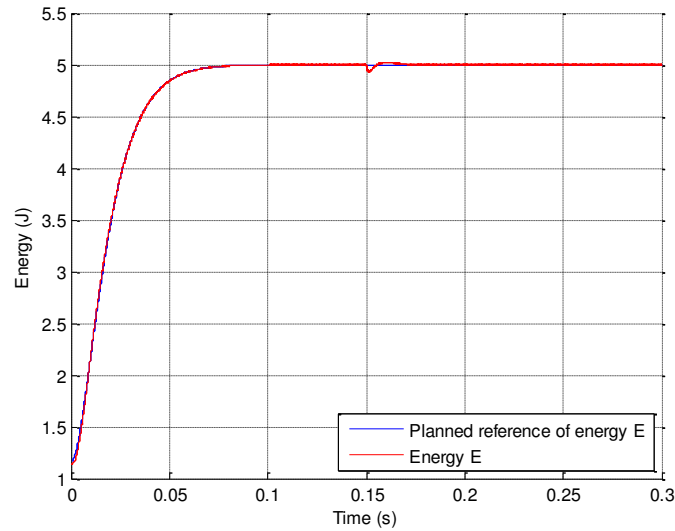


FIGURE 2.8 – Évolution de l'énergie E - Vérification du contrôle par simulation

On montre aussi sur la Fig. 2.9 l'évolution de la puissance en entrée du convertisseur. Le filtre pour la génération de la trajectoire est dimensionné avec $\xi_{traj_P} = 0.7$ et $\omega_{traj_P} = 1000rad.s^{-1}$. On peut ainsi valider la boucle de contrôle de la puissance.

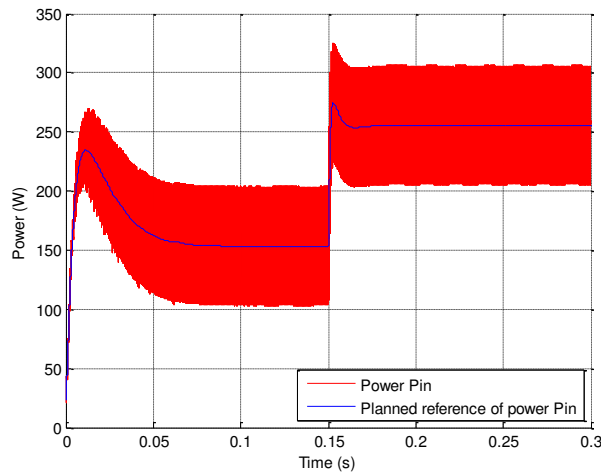


FIGURE 2.9 – Évolution de la puissance P_{in} - Vérification du contrôle par simulation

2.2.2.5 Validation expérimentale

On vérifie expérimentalement le contrôle du système. La Fig. 2.10 montre la réponse de la tension de sortie lors du démarrage. Comme pour la simulation, la tension varie de $V_o = V_{in} = 48V$ à $V_o = 100V$ comme voulu. On remarque là encore que la trajectoire de référence est parfaitement suivie au cours du temps.

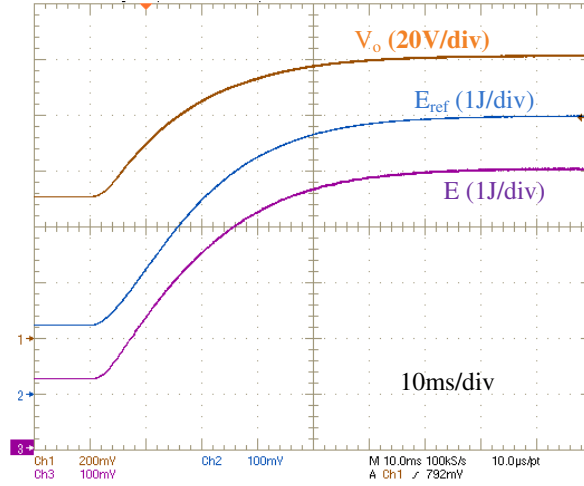


FIGURE 2.10 – Validation de la régulation de l'énergie lors du démarrage - Trajectoire référence planifiée E_{ref} , énergie mesurée E et tension de sortie V_o

La Fig. 2.11 montre l'évolution de la puissance en entrée du convertisseur lors d'un échelon de charge. Ce résultat permet de valider la boucle de régulation interne. Sur la Fig. 2.11, la puissance suit parfaitement sa trajectoire de référence pour un échelon de charge de $100W$ à $200W$ (i.e. une puissance en entrée passant de $120W$ à $240W$ en considérant les pertes). On observe que la tension de sortie n'est que très peu impactée par cet échelon et reste contrôlée à sa référence de $100V$.

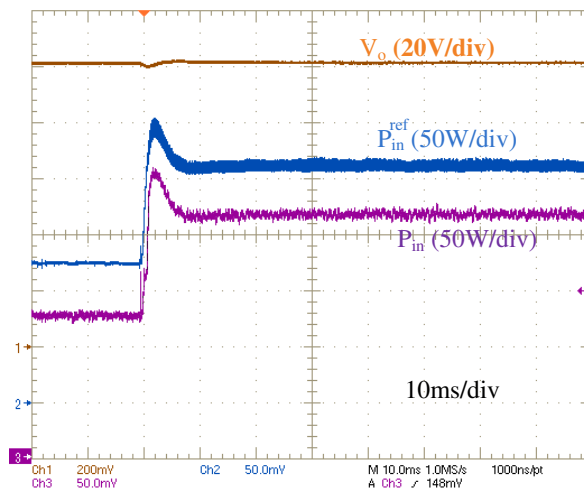


FIGURE 2.11 – Validation de la régulation de la puissance pour un échelon de charge - Trajectoire référence planifiée P_{in}^{ref} , puissance mesurée P_{in} et tension de sortie V_o

2.3 Le convertisseur boost isolé

On s'intéresse dans cette partie au second convertisseur DC-DC utilisé dans la structure globale de la source hybride autonome étudiée dans cette thèse (voir Fig. 1.1). Dans un premier temps on détaille le modèle idéal du convertisseur boost isolé, et un schéma de contrôle est proposé. On s'attache ensuite à intégrer l'influence de l'inductance de fuite du transformateur dans la modélisation au vu de son importance. On propose un modèle dynamique du convertisseur boost isolé avec prise en compte des pertes de la structure. Ce modèle sera ensuite utilisé dans le chapitre 3 avec la définition d'outils de diagnostic basés sur une estimation des paramètres.

2.3.1 Modèle idéal

La structure du convertisseur boost isolé est représentée sur la Fig. 2.12. On remarque facilement la similitude du modèle idéal, Eqs. (2.18a) et (2.18b), avec celui du convertisseur boost classique. On note que dans ces équations, le paramètre d ne représente pas le rapport cyclique comme pour le boost classique, mais la durée du court-circuit au primaire comme représenté sur la Fig. 2.13. Les deux signaux de commande ont le même rapport cyclique D qui sont décalés d'une demi-période de découpage T_s .

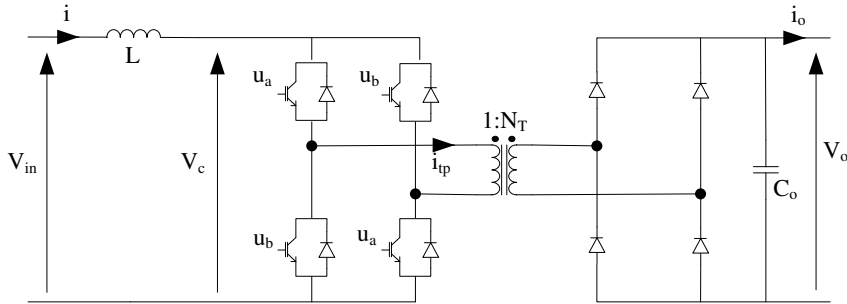


FIGURE 2.12 – Convertisseur boost isolé (cas non-réversible)

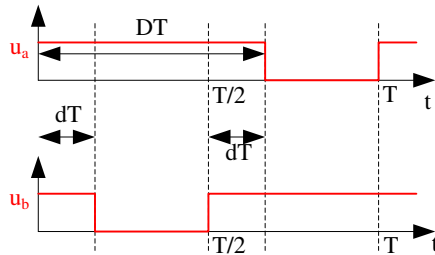


FIGURE 2.13 – Signaux de commande du convertisseur boost isolé et notations associées

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - 2d) \frac{V_o}{N_T} & (2.18a) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1 - 2d) \frac{i}{N_T} - i_o & (2.18b) \end{cases}$$

Dans ce modèle, le transformateur est supposé idéal. On néglige ainsi l'inductance de fuite ainsi que les pertes internes du convertisseur.

2.3.2 Contrôle du convertisseur

Pour le contrôle du convertisseur boost isolé, on adopte le même schéma de contrôle que pour le boost classique. Au vue des similitudes entre les deux convertisseurs, ce schéma de contrôle est clairement adapté. On notera que pour le convertisseur boost isolé, on suppose que la contrôlabilité est vérifiée, à savoir que la tension de sortie V_o vérifie Eq. (2.19).

$$V_o \geq N_t V_{in} \quad (2.19)$$

Au vue de cette condition de contrôlabilité, on peut se rendre compte que le convertisseur boost isolé ne peut pas démarrer directement, Eq. (2.19) n'étant pas vérifiée lorsque le condensateur de sortie est déchargé. Pour cette raison, il est nécessaire d'ajouter un circuit de démarrage additionnel. Ce fonctionnement particulier est détaillé dans la partie 2.4.

2.3.3 Prise en compte des fuites du transformateur - Circuit d'écrêtage

Dans cette partie, on détaille la modélisation des fuites du transformateur du convertisseur boost isolé. A cet effet, un modèle du transformateur composé d'une inductance en série d'un transformateur idéal est utilisé comme représenté sur la Fig. 2.14.

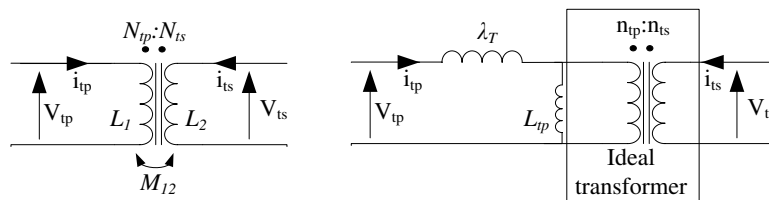


FIGURE 2.14 – Modèles équivalents du transformateur - (gauche) transformateur - (droite) modèle avec inductance de fuite

Le transformateur réel peut en effet être modélisé par Eq. (2.20).

$$\begin{pmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{12} & L_2 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{tp,inst} \\ i_{ts,inst} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{tp,inst} \\ V_{ts,inst} \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

Dans cette équation, comme pour l'ensemble de ce document, on a choisi de prendre les notations les plus simples pour modéliser les valeurs moyennes des variables car ce sont les plus utilisées. Les valeurs instantanées de la variable x sont notées comme $x_{,inst}$.

En notant $k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}$ le coefficient de couplage, on peut calculer les paramètres du modèle équivalent avec inductance de fuite (à droite sur la Fig. 2.14) comme détaillé dans [41] où il est démontré que $\lambda_T = (1 - k^2) L_1$, $\frac{N_{ts}}{N_{tp}} = \frac{n_{ts}}{k n_{tp}}$ et $L_{tp} = k^2 L_1$. Pour les calculs qui vont suivre, on définit la réluctance équivalente du modèle avec inductance de fuite selon $\frac{n_{tp}^2}{\mathcal{R}_e} = L_{tp}$.

2.3.3.1 Nécessité d'un circuit d'écrêtage

En pratique, les composants ne sont pas idéaux, et dans le cas du convertisseur boost isolé cela n'est pas sans influence sur son fonctionnement. En particulier, les fuites au niveau du transformateur impactent beaucoup. En effet, avec le schéma de commande proposé sur la Fig. 2.13, l'ouverture du court-circuit du pont primaire impose la connexion de deux sources de courant en série (l'inductance d'entrée L est directement connectée à l'inductance de fuite

du transformateur λ_t comme représenté sur la Fig. 2.16). Un tel fonctionnement n'est définitivement pas souhaitable car il engendre des surtensions supérieures à 550V aux bornes des semiconducteurs comme montré sur la Fig. 2.15 pour une inductance de fuite $\lambda_t = 5\mu H$. Un

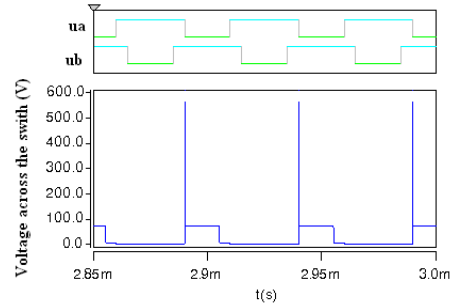


FIGURE 2.15 – Tension aux bornes des semiconducteurs sans circuit d'écrêtage - Simulation sur logiciel type circuit

tel fonctionnement est à proscrire car il dégrade le rendement de la structure. De plus, la durée de vie de la structure sera réduite car les semiconducteurs devront supporter ces sur-tensions. Dans le pire des cas, ces sur-tensions peuvent même être destructrices si les semiconducteurs ne sont pas dimensionnés pour supporter de telles tensions. Pour absorber ces sur-tensions et par là même augmenter le rendement du convertisseur, un circuit d'écrêtage ('Clamping circuit' en anglais) est ajouté. Plusieurs topologies de circuit d'écrêtage peuvent être trouvées dans la littérature comme par exemple dans [77–81]. Dans cette thèse, on considère un circuit d'écrêtage constitué d'un interrupteur additionnel et d'un condensateur comme représenté sur la Fig. 2.16.

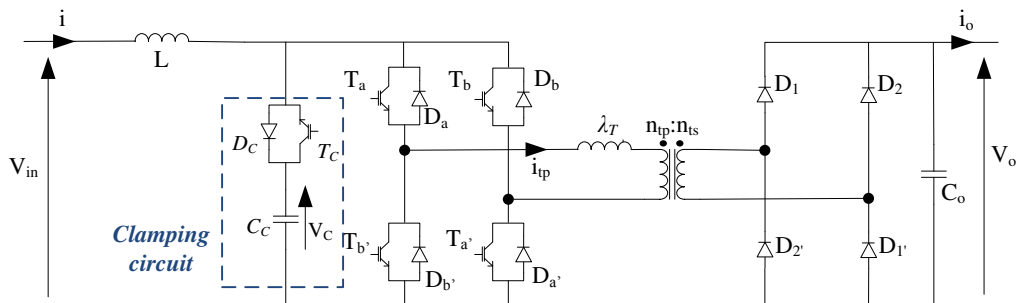


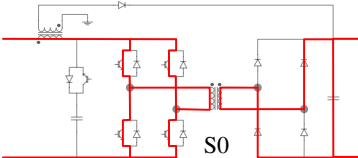
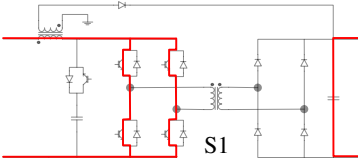
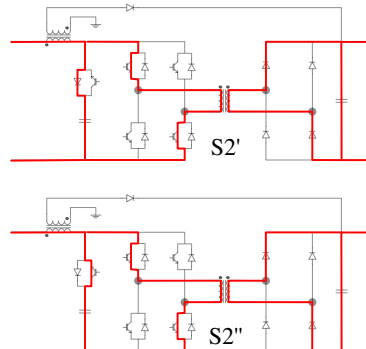
FIGURE 2.16 – Convertisseur boost isolé avec circuit d'écrêtage

2.3.3.2 Modèle temporel

Comme ce n'est pas sans influence sur le fonctionnement du convertisseur, l'inductance de fuite et le circuit de clamping doivent être pris en compte dans la modélisation. On donne dans le tableau 2.2 l'évolution des variables d'état sur une demi-période de découpage. L'autre demi-période peut facilement être obtenue par symétrie.

La séquence $S0$ correspond à une séquence où l'énergie stockée dans l'inductance de fuite du transformateur diminue jusqu'à ce que le courant du transformateur s'annule (et alors les diodes du pont secondaire s'ouvrent). Dans la séquence $S1$, le primaire du transformateur est court-circuité et l'énergie est stockée dans l'inductance en entrée L . La séquence $S2$ correspond

TABLE 2.2 – Isolated boost converter state-variables evolution on half a switching period

<i>Sequence S0</i> $0 < t < \beta T$	<i>Sequence S1</i> $\beta T < t < dT$	<i>Sequence S2</i> $dT < t < T/2$
		
$L \frac{di_{inst}}{dt} = V_{in,inst}$ $\lambda T \frac{di_{tp,inst}}{dt} = \frac{V_{o,inst}}{N_T}$ $\frac{d\phi_{T,inst}}{dt} = -\frac{V_{o,inst}}{n_{ts}}$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = 0$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = \frac{i_{tp,inst}}{N_T} - i_{o,inst}$	$L \frac{di_{inst}}{dt} = V_{in,inst}$ $\lambda T \frac{di_{tp,inst}}{dt} = 0$ $\frac{d\phi_{T,inst}}{dt} = 0$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = 0$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = -i_{o,inst}$	$L \frac{di_{inst}}{dt} = V_{in,inst} - V_{c,inst}$ $\lambda T \frac{di_{tp,inst}}{dt} = V_{c,inst} - \frac{V_{o,inst}}{N_T}$ $\frac{d\phi_{T,inst}}{dt} = \frac{V_{o,inst}}{n_{ts}}$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = i_{inst} - i_{tp,inst}$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = \frac{i_{tp,inst}}{N_T} - i_{o,inst}$

à l'ouverture d'une diagonale du pont primaire et l'activation du circuit de d'écrêtage. Initialement le courant qui circule dans le circuit d'écrêtage est positif et passe par la diode D_C (séquence $S2'$) avant de s'inverser et de passer par l'interrupteur T_C (séquence $S2''$). Pendant la séquence $S2$, l'énergie magnétique stockée pendant $S1$ est transférée à la charge et le courant au primaire du transformateur augmente du fait que $V_{C,inst} > \frac{V_{o,inst}}{N_T}$. La seconde demi-période de découpage est obtenue par symétrie comme représenté sur la Fig. 2.17. On propose sur cette figure une comparaison entre le modèle temporel et les formes d'ondes expérimentales.

Les formes d'ondes expérimentales représentées sur la Fig. 2.17 attestent de la validité du modèle proposé. Toutefois, deux phénomènes distincts visibles sur la courbe expérimentale ne sont pas pris en compte par le modèle. Tout d'abord on observe des oscillations du courant au primaire du transformateur lorsque celui-ci est court-circuité. Ces oscillations sont dues à une résonance entre l'inductance de fuite du transformateur et ses capacités parasites inter-spires qui sont négligées dans le modèle proposé. On peut aussi observer une rupture de pente à la fois sur le courant du circuit d'écrêtage et sur le courant au primaire du transformateur lorsque le circuit d'écrêtage est actif. Cela vient en fait des chutes de tensions au niveau des interrupteurs du circuit d'écrêtage qui sont opposées si le courant passe dans la diode ou dans le composant commandable (séquences $S2'$ et $S2''$).

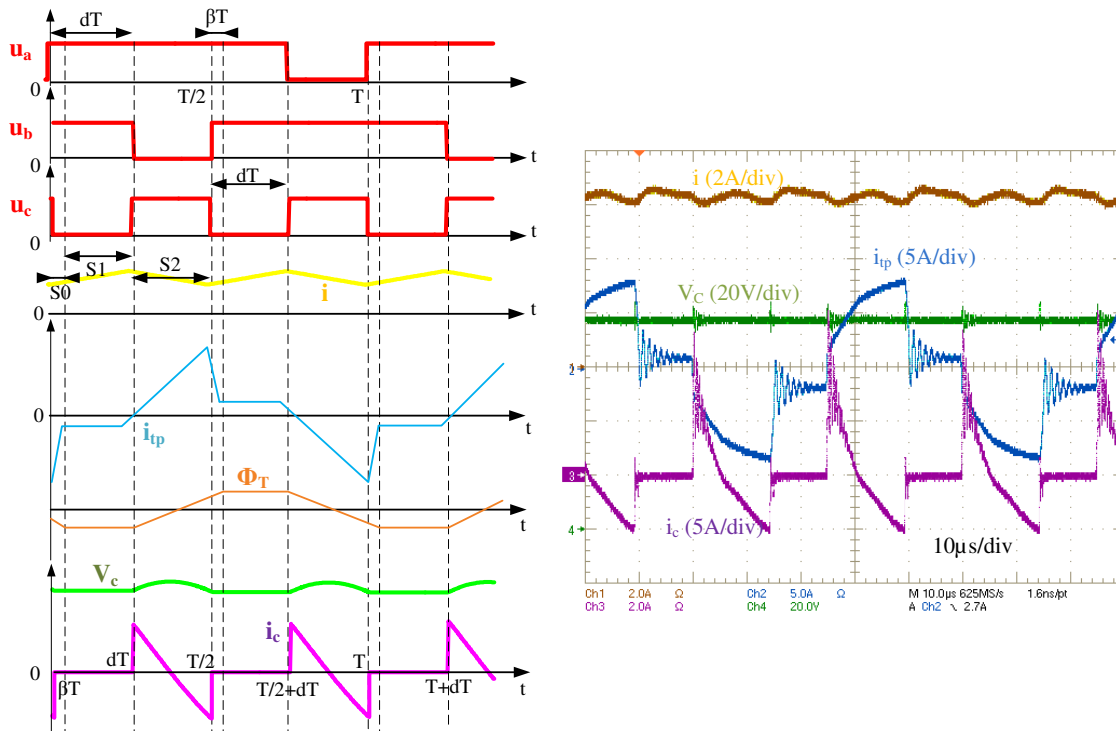
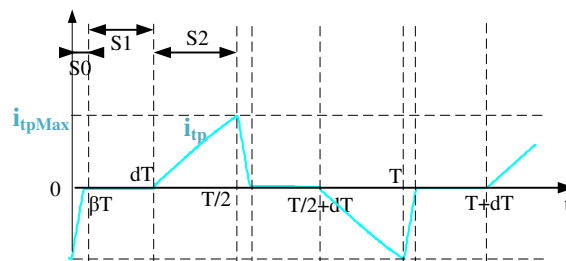


FIGURE 2.17 – Formes d’ondes du convertisseur boost isolé

2.3.3.3 Modèle moyen dynamique d’ordre réduit

Au vu des formes d’ondes représentées sur la Fig. 2.17, on remarque clairement que le courant au primaire du transformateur i_{tp} est discontinu. De manière à obtenir un modèle dynamique au sens des valeurs moyennes, on propose un modèle d’ordre réduit.

Dans cette partie, la magnétisation du transformateur est négligée. On peut en effet observer sur les formes d’ondes expérimentales que pendant la séquence $S1$ le courant au primaire du transformateur i_{tp} ne s’annule pas mais se stabilise autour d’une valeur faible (négative ou positive selon la demi-période considérée). On suppose donc cette valeur suffisamment petite pour être négligée. La forme d’onde du courant au primaire du transformateur considéré pour l’obtention du modèle moyen est donné sur la Fig. 2.18.


 FIGURE 2.18 – Forme d’onde simplifiée du courant au primaire du transformateur i_{tp}

Tout d’abord, la valeur maximum du courant au primaire du transformateur peut être calculée selon Eq. (2.21). En effet, la pente du courant pendant la séquence $S2$ est connue, tout

comme la durée de celle-ci.

$$i_{tp_{max}} = \frac{1}{\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) (1 - 2d) \frac{T}{2} \quad (2.21)$$

La durée de la séquence $S0$ peut aussi être calculée selon Eq. (2.22). Pour ce calcul, on s'intéresse à la séquence comprise entre $T/2$ et $T/2 + \beta T$ pendant laquelle i_{tp} diminue de $i_{tp_{max}}$ à 0 avec une pente constante.

$$\beta = \frac{\lambda_T i_{tp_{max}}}{T \frac{V_o}{N_T}} \quad (2.22)$$

Les valeurs moyennes des tensions V_C et V_o s'expriment alors selon Eqs. (2.23) et (2.24)

$$C_c \frac{dV_C}{dt} = (1 - 2d) i - (1 - 2d) \frac{i_{tp_{max}}}{2} \quad (2.23)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = -i_o + \frac{1}{2N_T} i_{tp_{max}} (1 - 2d + 2\beta) \quad (2.24)$$

Au final, on en déduit un modèle moyen dynamique d'ordre réduit du convertisseur boost isolé selon Eq. (2.25).

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - 2d) V_C \\ C_C \frac{dV_C}{dt} = (1 - 2d) i - (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \left[\frac{1}{N_T} + \frac{\left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right)}{V_o} \right] - i_o \end{cases} \quad (2.25)$$

La validité du modèle proposé est vérifiée par simulation comme l'atteste la Fig. 2.19. En effet, le modèle proposé modélise bien les valeurs moyennes des variables d'état comparé au modèle temporel. Pour cette simulation, le convertisseur boost isolé est en boucle ouverte et un échelon sur le rapport cyclique est imposé à $t = 0.1s$. Le convertisseur est connecté à une charge résistive $R_{Load} = 80\Omega$.

En partant de la relation en régime permanent entre les valeurs moyennes du courant de charge i_o et du courant au primaire du transformateur i_{tp} selon $i_{tp} = N_T i_o$, on peut calculer la valeur de $i_{tp_{max}}$ comme l'air d'un triangle comme représenté sur la Fig. 2.18 selon Eq. (2.26).

$$i_{tp_{max}} \frac{(1 - 2d + 2\beta)}{2} = N_T i_o \quad (2.26)$$

Eqs. (2.21) et (2.22) combinées à Eq. (2.26) permet d'obtenir la valeur maximum du courant du transformateur et la durée de la séquence $S0$ comme une fonction des variables d'état selon :

$$i_{tp_{max}} = \frac{2i_o V_o}{V_{in} N_T} \quad (2.27)$$

$$\beta = \frac{2i_o \lambda_T N_T}{V_{in} T} \quad (2.28)$$

En régime permanent, la tension du circuit d'écrêtage peut être exprimée suivant Eq. 2.29.

$$V_C = \frac{TV_{in}^2 V_o}{N_T (TV_{in}^2 - 4i_o V_o \lambda_T)} \quad (2.29)$$

On vérifie aussi la validité du modèle proposé en régime permanent. Sur la Fig. 2.20, pour une tension de sortie de $V_o = 400V$, on calcule la tension V_C selon Eq. (2.29) que l'on compare avec les valeurs obtenues par simulation avec un logiciel type circuit dans lequel les éléments parasites ont été pris en compte. On observe que l'erreur sur la valeur de la tension V_C en régime permanent reste inférieure à 6% dans l'intervalle de puissance 200 – 1000W.

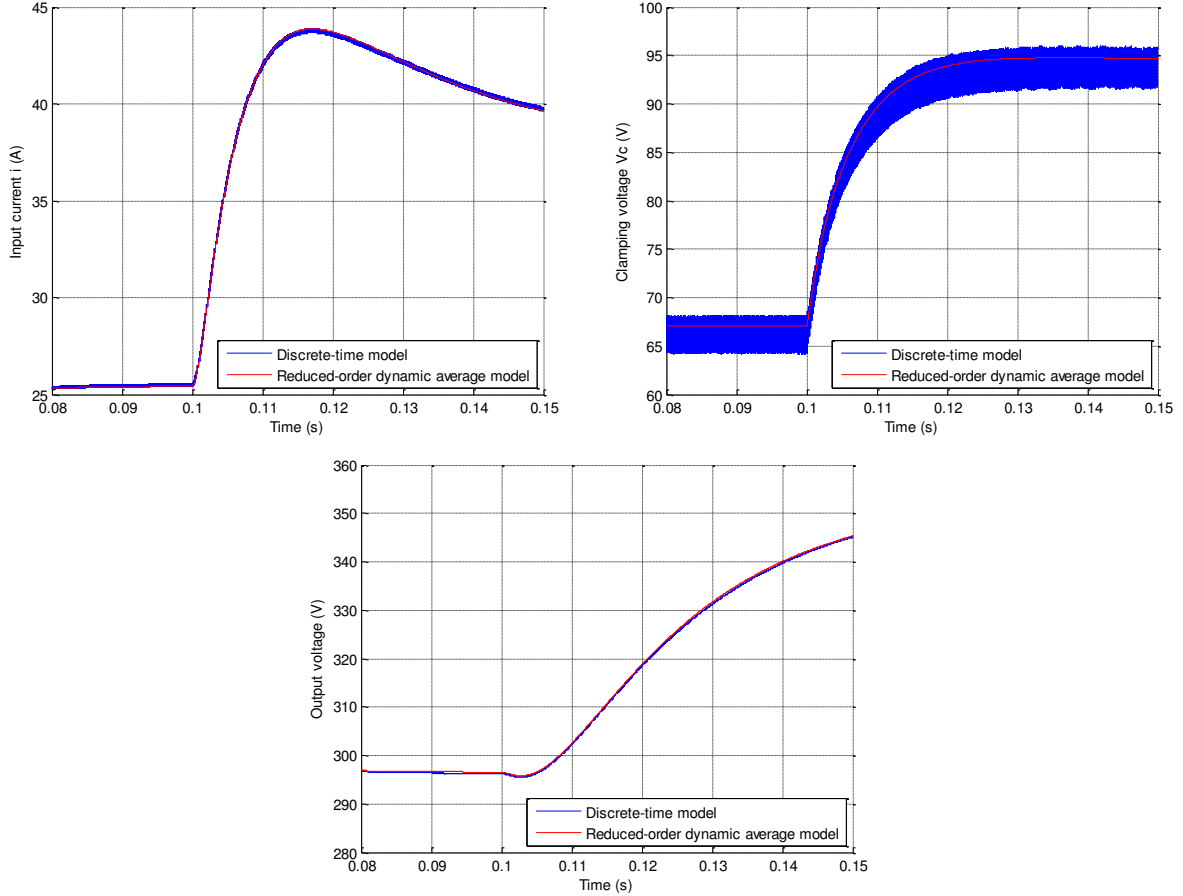


FIGURE 2.19 – Simulation du modèle moyen dynamique d'ordre réduit - Comparaison avec le modèle temporel pour un échelon de rapport cyclique en boucle ouverte

2.3.3.4 Prise en compte des pertes

Comme déjà réalisé avec le convertisseur boost classique, une source de tension γ_v et une source de courant γ_i sont ajoutées au modèle idéal de manière à traduire des pertes du convertisseur. Elles sont respectivement placées en série avec l'inductance en entrée, et en parallèle avec le condensateur de sortie. L'estimation de ces paramètres est détaillé dans le chapitre 3. Finalement, le modèle moyen du convertisseur boost isolé devient :

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - 2d) V_C - \gamma_v \\ C_C \frac{dV_C}{dt} = (1 - 2d) i - (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \left[\frac{1}{N_T} + \frac{\left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right)}{V_o} \right] - i_o - \gamma_i \end{cases} \quad (2.30)$$

2.3.3.5 Dimensionnement du condensateur du circuit d'écrêtage

La valeur minimum du condensateur du circuit d'écrêtage C_C est habituellement calculée au vu de la période de résonance entre ce condensateur et l'inductance de fuite du transformateur λ_t . Cette période de résonance doit être plus grande qu'une demi-période de découpage. Comme montré dans [77], le même raisonnement peut être mené au niveau du circuit de démarrage

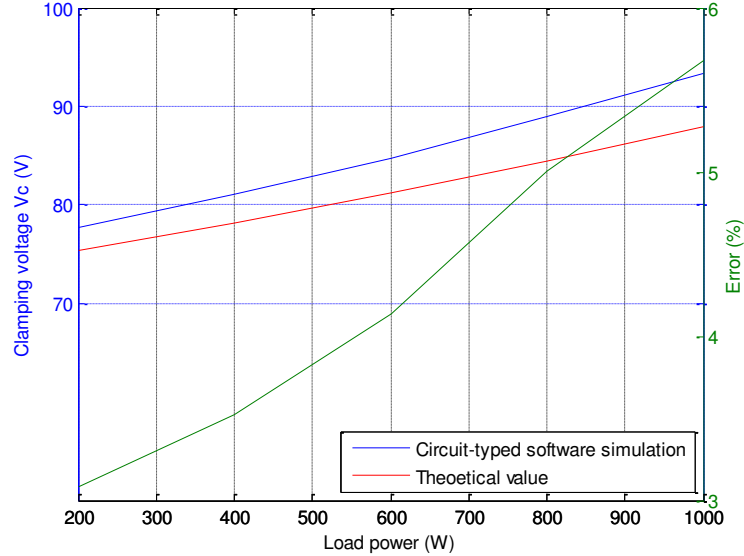


FIGURE 2.20 – Comparaison entre le calcul de la tension V_C en régime permanent avec une simulation sur un logiciel type circuit

en considérant la résonance entre C_C et l'inductance de fuite des inductances couplées du flyback. Le circuit additionnel de démarrage est détaillé dans la partie 2.4. Finalement, la valeur minimum du condensateur est déduite de Eq. (2.31).

$$C_C \geq \max \left\{ \frac{1}{16\lambda_T \pi^2 f_s^2}, \frac{1}{16\lambda_f \pi^2 f_{s_{flyback}}^2} \right\} = 13\mu F \quad (2.31)$$

Dans beaucoup de cas, un dimensionnement du condensateur réalisé directement de part Eq. (2.31) peut mener à un sous-dimensionnement de celui-ci. En effet, ce dimensionnement ne considère que les régimes permanents de fonctionnement du convertisseur. Pour s'assurer que la tension du condensateur du circuit d'écrêtage reste dans un intervalle admissible, il est nécessaire de vérifier le comportement de la tension V_C lors d'un transitoire de charge. En effet, lors du transitoire, le rapport cyclique peut être amené à saturer à sa valeur maximum (ou minimum selon le sens du transitoire) avant de revenir à sa nouvelle valeur. Donc pour un échelon de charge, la tension V_C va brièvement dépasser sa valeur en régime permanent. Cette tension peut alors dépasser le maximum tolérable par les composants si le condensateur C_C n'est pas suffisamment gros.

La Fig. 2.21 donne l'évolution de la tension V_C pour un échelon de charge de 400W à 800W pour deux valeurs de condensateur. On observe bien que la valeur du maximum de tension est plus important avec le condensateur le plus petit. Pour s'assurer que cette tension ne dépasse pas les valeurs admissibles par les composants, on choisit de prendre une valeur de condensateur supérieure à celle obtenue de par Eq. (2.31). Pour la suite, on choisit un condensateur de circuit d'écrêtage d'une valeur de $30\mu F$.

2.3.3.6 Considération des temps morts - Commutation à tension réduite

En pratique, les interrupteurs ne commutent pas instantanément. Pour s'assurer d'un bon fonctionnement, il est indispensable d'introduire des temps morts dans les ordres de commande. En particulier, le circuit d'écrêtage doit être ouvert avant la création du court-circuit côté primaire du transformateur (fin de la séquence $S2$ sur la Fig. 2.17).

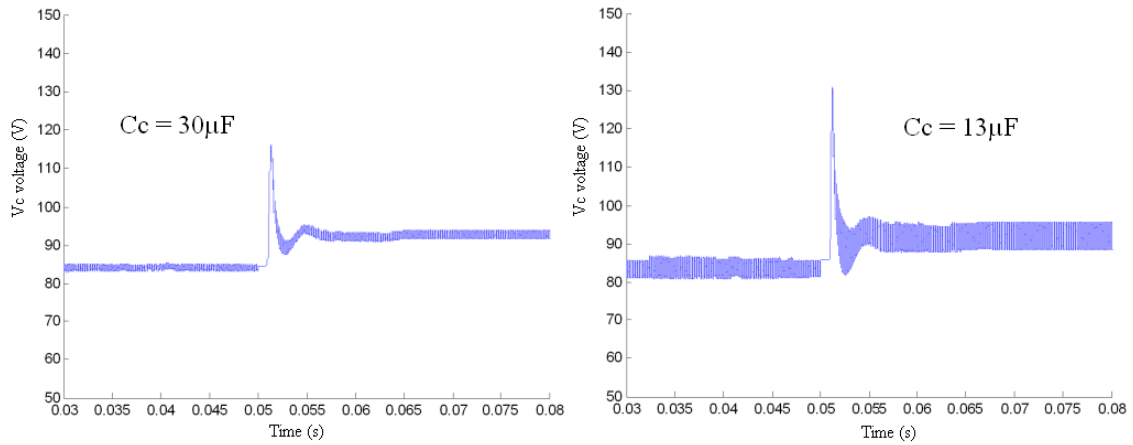


FIGURE 2.21 – Tension V_C lors d'un transitoire de puissance pour différentes valeurs de condensateur - $V_C^{max} = 132V$ avec $C_C = 13\mu F$ et $V_C^{max} = 115V$ avec $C_C = 30\mu F$

Les temps morts influent sur le fonctionnement du convertisseur, et en particulier sur les conditions de commutation au niveau des interrupteurs du pont primaire. La Fig. 2.22 montre l'évolution de la tension aux bornes d'un interrupteur lors de la création du court-circuit. On observe sur cette figure que lorsque le court-circuit est ouvert, la tension aux bornes du semiconducteur parcourt une demi-période de résonance. Cette résonance est en fait due à la présence de capacités parasites au niveau de l'interrupteur. Du fait des temps morts, la demi-période de résonance est très courte, et la tension aux bornes de l'interrupteur revient à sa valeur initiale avant la commutation.

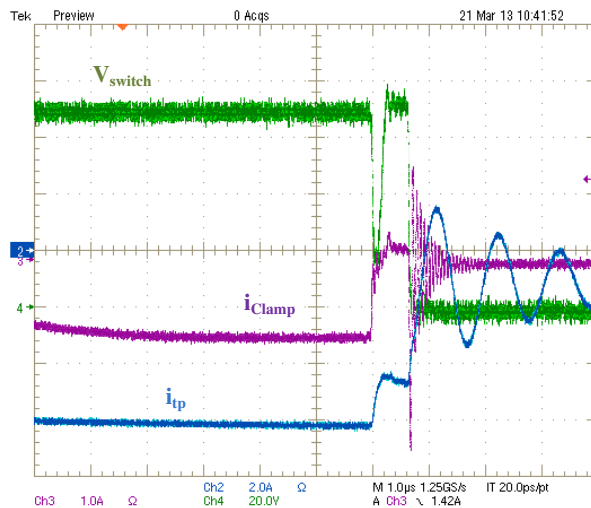


FIGURE 2.22 – Tension d'un interrupteur lors de la cration du court-circuit - Considération des temps morts

Au vue de la Fig. 2.22, une amélioration facilement implémentable peut être réalisée de manière à augmenter le rendement du convertisseur. En effet, en ajoutant des condensateurs C_{sw} en parallèle des interrupteurs (i.e. augmentation artificielle des capacités parasites des semiconducteurs), il est possible de modifier la période de résonance. Cette modification est représentée sur la Fig. 2.23.

Avec ces condensateurs additionnels, il est possible d'obtenir une mise en conduction des

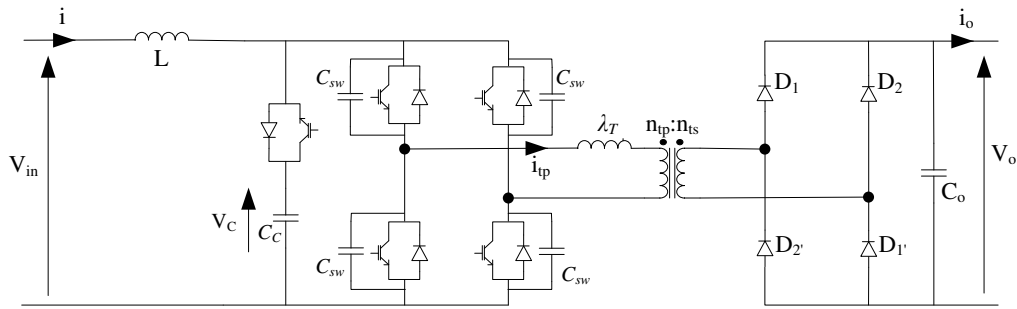


FIGURE 2.23 – Condensateurs additionnels C_{sw} en parallèle des interrupteurs - Commutation à tension réduite

interrupteurs à tension réduite. Cela est réalisé en dimensionnant les condensateurs de manière à ce que le quart de la période de résonance corresponde à la durée du temps mort. De cette manière, la tension aux bornes de l'interrupteur est fortement réduite lors de sa fermeture. On vérifie cette possibilité sur la Fig 2.24. Comparé au résultat présenté sur la Fig. 2.23, la seule différence est la présence de condensateurs additionnels de $5\mu F$ en parallèle des interrupteurs. Avec cette modification, on observe bien que la tension lors de la commutation a été réduite, et donc les pertes par commutation diminuées.

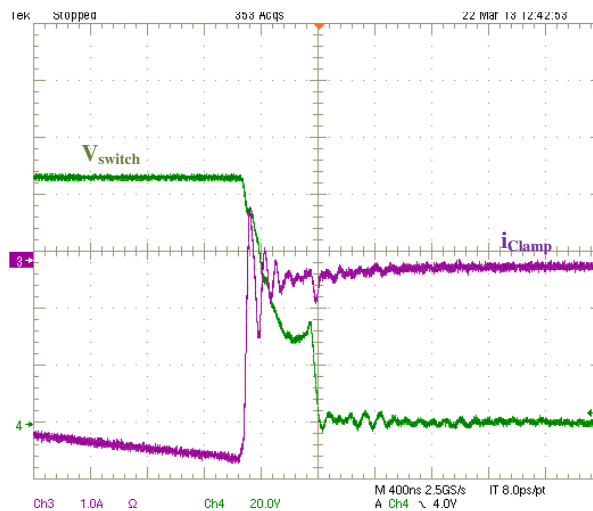


FIGURE 2.24 – Tension d'un interrupteur lors de la cration du court-circuit - résultat avec condensateurs additionnels de $5\mu F$

Théoriquement, il est possible d'annuler complètement cette tension lors de la mise en conduction du semiconducteur. Cependant, la valeur de condensateur additionnel nécessaire dépend de la puissance transitant par le convertisseur. Ainsi, dans la plupart des cas, la commutation ne se fera pas à tension nulle, mais à tension réduite (comme sur la Fig 2.24), les condensateurs additionnels étant dimensionnés pour une commutation sous tension nulle pour la puissance nominale.

2.4 Schéma de démarrage du convertisseur boost isolé

Dans cette partie, on propose un schéma de démarrage pour le convertisseur boost isolé. Pour cela, un circuit additionnel est nécessaire. Le schéma de démarrage proposé consiste en

l'enchaînement de trois modes de fonctionnement successifs.

2.4.1 Circuit additionnel de démarrage

Comme déjà mentionné, le convertisseur boost isolé n'est pas contrôlable si la tension de sortie V_o est trop faible, i.e. si elle ne vérifie pas Eq. (2.19). Cette condition n'est en particulier pas vérifiée lors du démarrage du convertisseur quand le condensateur de sortie est déchargé.

Pour le démarrage du convertisseur, il est donc nécessaire d'ajouter un circuit permettant de pré-charger le condensateur de sortie. Comme proposé dans [77, 82–84], un enroulement additionnel de flyback et une diode sont utilisés pour permettre le démarrage (circuit flyback de faible puissance). Le schéma du convertisseur boost isolé avec circuits additionnels d'écrêtage et de démarrage est représenté sur la Fig. 2.25.

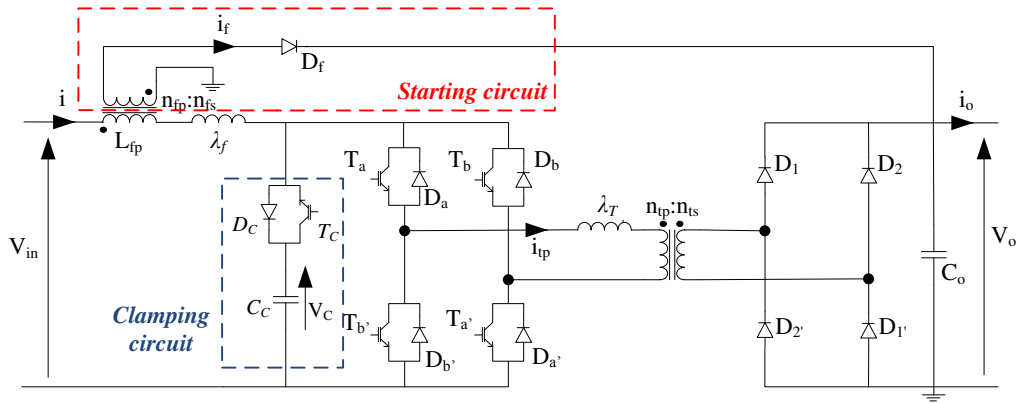


FIGURE 2.25 – Schéma du convertisseur boost isolé avec circuits additionnels d'écrêtage et de démarrage

Le circuit additionnel de démarrage doit être inactif lorsque le convertisseur fonctionne en mode boost régulé. Il faut donc s'assurer que la diode D_f soit ouverte en mode boost. En partant du modèle idéal du convertisseur Eqs. (2.18a) et (2.18b), on exprime la tension aux bornes de la diode D_f selon Eq. (2.32).

$$V_{D_f,inst} = -N_f V_{L,inst} - V_{o,inst} \quad (2.32)$$

Dans cette équation, $V_{L,inst}$ est la tension aux bornes de l'inductance du convertisseur boost isolé. Cette tension vaut $V_{L,inst} = V_{in,inst}$ quand le primaire du transformateur est court-circuité, et $V_{L,inst} = V_{in,inst} - V_{C,inst}$ avec $V_{C,inst} > \frac{V_{o,inst}}{N_T}$ autrement. Pour s'assurer que la diode D_f soit bloquée, il faut donc vérifier que $V_{D_f,inst} < 0$, ce qui peut s'écrire comme Eq. (2.33).

$$\begin{cases} -N_f V_{in,inst} - V_{o,inst} < 0 \\ -N_f (V_{in,inst} - V_{C,inst}) - V_{o,inst} < 0 \end{cases} \quad (2.33)$$

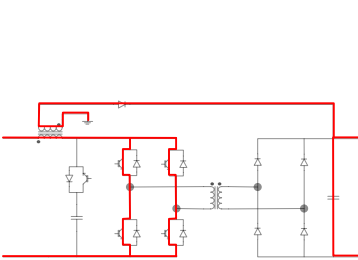
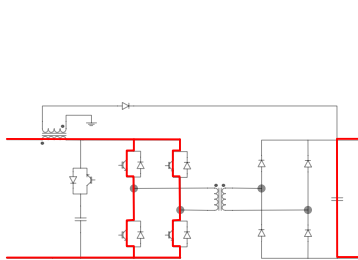
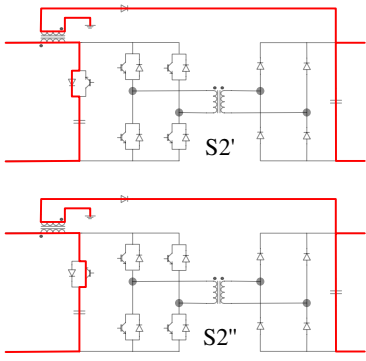
Finalement, une condition suffisante pour assurer le blocage de la diode D_f en mode boost, est de réaliser les enroulements de manière à ce que les ratios d'élévation N_T et N_f satisfassent Eq. (2.34).

$$N_T \geq N_f \quad (2.34)$$

2.4.2 Démarrage

Pour la séquence de fonctionnement initiale du démarrage du convertisseur (quand C_o est déchargé), le convertisseur est commandé de manière à avoir un fonctionnement proche de celui d'un flyback. La seule différence vient du fait que l'on choisit aussi d'agir sur l'interrupteur du circuit d'écrêtage de manière à partiellement décharger le condensateur C_C pour que sa tension n'atteigne pas une valeur trop élevée. Sans agir sur cet interrupteur, le condensateur C_C ne fera que se charger au travers de la diode. Le tableau 2.3 donne les équations de modélisation des variables d'état sur une période de découpage de cette phase de fonctionnement, et les formes d'ondes théoriques et expérimentales sont données sur la Fig. 2.26.

TABLE 2.3 – Model of the starting sequence

<i>Sequence S0</i> $0 < t < \alpha T$	<i>Sequence S1</i> $\alpha T < t < dT$	<i>Sequence S2</i> $dT < t < T$
		
$\lambda_f \frac{di_{f,inst}}{dt} = V_{in,inst} + \frac{V_{o,inst}}{N_f}$ $\frac{d\phi_{f,inst}}{dt} = -\frac{V_{o,inst}}{n_{fs}}$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = 0$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = i_{f,inst} - i_{o,inst}$	$(L_{fp} + \lambda_f) \frac{di_{f,inst}}{dt} = V_{in,inst}$ $\frac{d\phi_{f,inst}}{dt} = \frac{V_{in,inst}}{n_{fp}} \left(1 - \frac{\lambda_f}{L_{fp} + \lambda_f}\right)$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = 0$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = -i_{o,inst}$	$\lambda_f \frac{di_{f,inst}}{dt} = V_{in,inst} - V_{c,inst} + \frac{V_{o,inst}}{N_f}$ $\frac{d\phi_{f,inst}}{dt} = -\frac{V_{o,inst}}{n_{fs}}$ $C_c \frac{dV_{c,inst}}{dt} = i_{f,inst}$ $C_o \frac{dV_{o,inst}}{dt} = i_{f,inst} - i_{o,inst}$

Dans la séquence $S0$, la diode D_f et les 4 interrupteurs du pont primaire sont passants. On peut montrer que dans cette séquence la dérivée du courant $i_{f,inst}$ est négative, et que cette séquence se terminera lors de l'annulation du courant $i_{f,inst}$ à $t = \alpha T$. En effet, on peut exprimer le courant $i_{f,inst}$ comme une fonction du flux et du courant i_{inst} selon le théorème d'Ampère Eq. (2.35) où \mathcal{R}_e est la réluctance équivalente du circuit magnétique.

$$i_{f,inst} = \frac{\mathcal{R}_e \phi_{f,inst}}{n_{fs}} - \frac{n_{fp}}{n_{fs}} i_{inst} \quad (2.35)$$

La dérivée du courant $i_{f,inst}$ pendant la séquence $S0$ suit Eq. (2.36).

$$\frac{di_{f,inst}}{dt} = -\frac{\mathcal{R}_e V_{o,inst}}{n_{fs}^2} - \frac{n_{fp}}{n_{fs}} \frac{1}{\lambda_f} \left(V_{in,inst} + \frac{V_{o,inst}}{N_f} \right) < 0 \quad (2.36)$$

La séquence $S1$ correspond à un fonctionnement en flyback classique avec de l'énergie stockée dans l'inductance primaire du flyback. Dans cette séquence, la diode D_f est bloquée et le courant $i_{f,inst} = 0$. La séquence $S2$ suit l'ouverture du pont primaire. L'énergie stockée dans l'inductance est transférée au condensateur C_o par la diode D_f . De par la présence de fuite dans les inductances couplées, la diode du circuit d'écrêtage D_C devient passante et l'énergie stockée dans l'inductance de fuite λ_f charge le condensateur C_C et donc augmente la tension $V_{C,inst}$ (séquence $S2'$). Il est donc important d'activer l'interrupteur T_C de manière à ce que le courant du circuit d'écrêtage puisse s'inverser (séquence $S2''$). Dans la séquence $S2''$, de l'énergie est renvoyée depuis le condensateur C_C vers la source. La source doit donc être réversible (dans l'application considérée cette hypothèse est vérifiée, la source étant une batterie). Si ce n'est pas le cas, un condensateur peut être placé en parallèle de la source pour absorber ce transitoire. Pendant la séquence $S2$, la dérivée du courant $i_{f,inst}$ suit Eq. (2.37).

$$\frac{di_{f,inst}}{dt} = -\frac{\mathcal{R}_e V_{o,inst}}{n_{fs}^2} - \frac{n_{fp}}{n_{fs}} \frac{1}{\lambda_f} \left(V_{in,inst} - V_{C,inst} + \frac{V_{o,inst}}{N_f} \right) \quad (2.37)$$

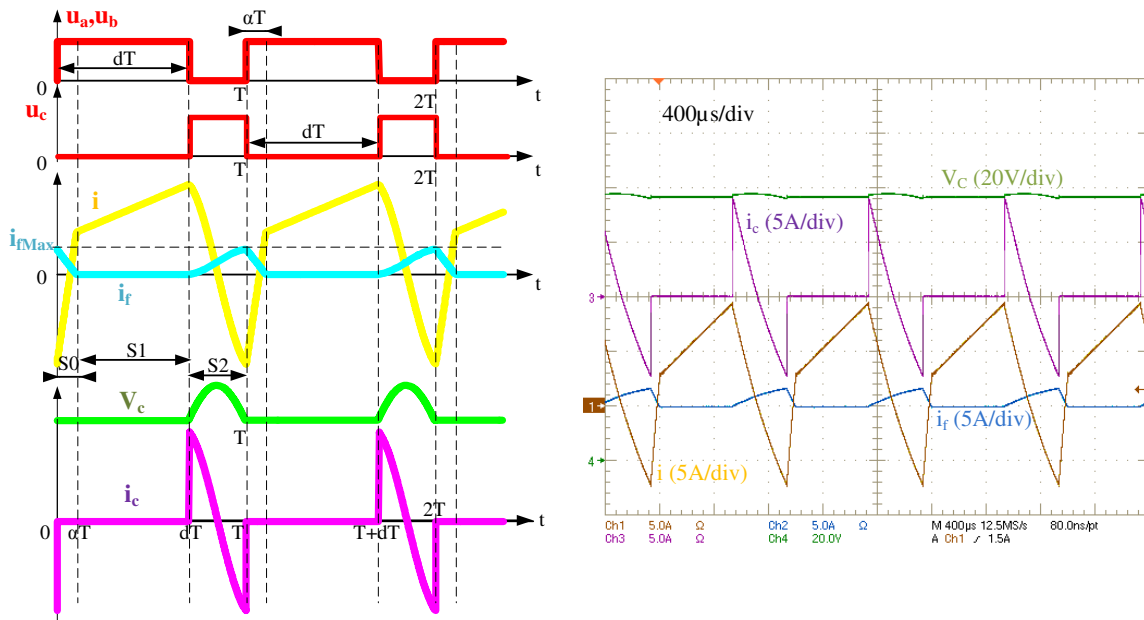


FIGURE 2.26 – Formes d'ondes du convertisseur boost isolé en phase de démarrage

Pour ce mode de fonctionnement spécifique, l'inductance de fuite peut rapidement être trop importante. Cela est d'autant plus vrai lorsque l'inductance L est importante (par exemple dans une application pile à combustible où le courant d'entrée doit être le plus continu possible). De plus le circuit additionnel de démarrage utilisé dans cette thèse a été bobiné après le design de l'inductance principale, et le couplage n'a pas été optimisé ce qui explique la forte valeur de l'inductance de fuite. Dans le cas considéré, il est choisi de diminuer la fréquence de découpage pour la séquence de démarrage du fait de cette inductance de fuite élevée (cf. tableau 2.4, environ 15% de fuites). En effet, il n'est pas possible de fonctionner à haute fréquence car la durée de la séquence $S0$ (Fig. 2.26) est relativement longue ce qui n'est pas maîtrisé mais une conséquence directe des fuites de l'enroulement du flyback.

Le mode de fonctionnement de démarrage est arrêté lorsque la contrôlabilité du convertisseur boost est vérifiée. Comme pour le fonctionnement en mode boost, il est possible d'exprimer la

valeur moyenne des variables d'état. Tout d'abord, comme la durée de la séquence $S2$ est connue ainsi que la pente du courant i_f , il est possible d'exprimer la valeur maximum de ce dernier selon Eq. (2.38) avec $L_{fs} = \frac{n_{fs}^2}{\mathcal{R}_e}$ et $N_f = \frac{n_{fs}}{n_{fp}}$.

$$i_{f_{max}} = \left(\frac{V_o}{L_{fs}} + \frac{1}{\lambda_f N_f} \left(V_{in} - V_C + \frac{V_o}{N_f} \right) \right) (1-d) T \quad (2.38)$$

La durée de la séquence $S0$ peut alors être calculée suivant Eq. (2.39).

$$\alpha T = \frac{i_{f_{max}}}{\frac{V_o}{L_{fs}} + \frac{1}{\lambda_f N_f} \left(V_{in} + \frac{V_o}{N_f} \right)} \quad (2.39)$$

Le courant en sortie du flyback i_f est discontinu, et sa valeur moyenne en régime permanent peut être calculée comme l'aire d'un triangle selon Eq. (2.40).

$$(d + \alpha) T i_{f_{max}} = 2i_o \quad (2.40)$$

En supposant le système en régime permanent ($\frac{di}{dt} = 0$, $\frac{d\phi_f}{dt} = 0$, $\frac{dV_o}{dt} = 0$), on peut exprimer la valeur moyenne de la tension du circuit d'écrêtage selon Eq. (2.41). L'expression exacte de cette tension en régime permanent est donnée en annexe B.

$$V_C = f(L_{fp}, \lambda_f, V_{in}, V_o, i_o) \quad (2.41)$$

Une comparaison entre le calcul théorique de la tension V_C en régime permanent par Eq. (2.41) et une simulation sur un logiciel type circuit est donnée sur la Fig 2.27.

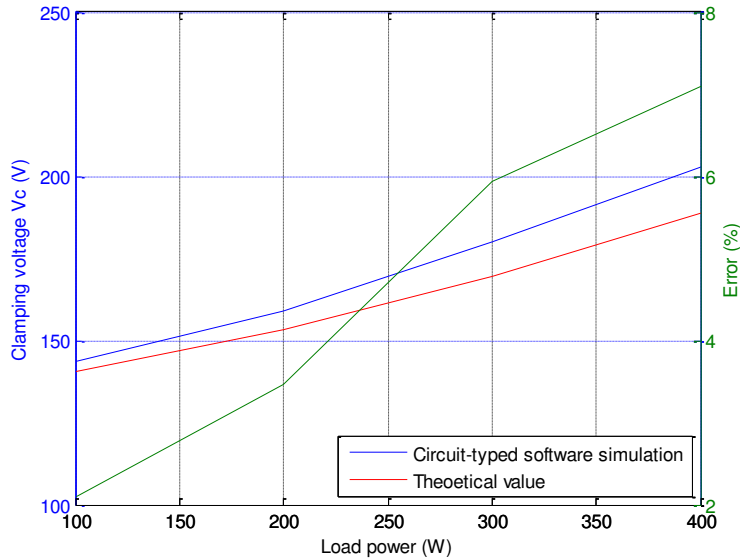


FIGURE 2.27 – Comparaison de la valeur théorique de la tension V_C avec une simulation sur un logiciel type circuit

En supposant le système en régime permanent ($\frac{di}{dt} = 0$, $\frac{d\phi_f}{dt} = 0$, $\frac{dV_o}{dt} = 0$ and $\frac{dV_C}{dt} = 0$), on peut aussi calculer de part Eq. (2.42) le rapport cyclique nécessaire pour que la tension de sortie atteigne la valeur nécessaire à la contrôlabilité en mode boost. L'expression exacte est donnée en annexe B.

$$d = g(L_{fp}, \lambda_f, V_{in}, V_o, i_o) \quad (2.42)$$

2.4.3 Séquence de transition

On propose dans cette partie une séquence de fonctionnement additionnelle. Cette séquence de transition va permettre de passer du fonctionnement du démarrage à un fonctionnement en mode boost régulé en toute sécurité [85]. Classiquement, la commutation entre les deux modes de fonctionnement est réalisée directement. On montre que cela n'est en fait pas possible du fait d'un condensateur du circuit d'écrêtage qui a été légèrement surdimensionné pour supporter les transitoires de puissance. Une commutation directe entre le démarrage et le mode boost régulé entraînerait alors un pic de courant important qui justifie l'introduction d'une séquence de transition.

2.4.3.1 Justification de la séquence de transition

À la fin du fonctionnement de démarrage, le condensateur de sortie est suffisamment chargé pour que la contrôlabilité du boost soit vérifiée. On remarque toutefois que la tension du circuit d'écrêtage V_C s'est stabilisée autour d'une valeur bien plus importante que sa valeur en mode boost. Ces valeurs ont été théoriquement calculées et sont représentées sur la Fig 2.27 pour le démarrage, et sur la Fig 2.20 en mode boost pour différents niveaux de puissance.

Si la tension du circuit d'écrêtage à la fin de la séquence de démarrage (notée V_{C_0}) est trop importante cela peut être problématique. Cela est d'autant plus vrai que la valeur du condensateur est élevée. En effet, si l'on considère une commutation directe vers le mode boost régulé, la tension V_V va très rapidement diminuée de manière à atteindre sa valeur en mode boost $V_{C_{boost}}$. La différence d'énergie stockée dans le condensateur E_{clamp} (Eq. (2.43)) est alors rapidement échangée. Cette décharge rapide du condensateur peut entraîner un courant très important lors de la commutation entre les deux modes de fonctionnement.

$$E_{clamp} = \frac{1}{2} C_C (V_{C_0}^2 - V_{C_{boost}}^2) \quad (2.43)$$

Par simulation, on a pu observer que cette décharge pouvait engendrer un pic de courant supérieur à $100A$ pour un condensateur de $30\mu F$. Même si ce pic de courant n'est que très bref, un tel fonctionnement doit être interdit car il peut entraîner la destruction des composants qui ne sont pas dimensionnés pour de telles valeurs de courant.

Pour résoudre ce problème, il est proposé d'ajouter une séquence de transition entre le démarrage et le fonctionnement en mode boost régulé.

2.4.3.2 Modélisation de la séquence de transition

La séquence de transition proposée est réalisée de manière à décharger le condensateur du circuit d'écrêtage. Cette opération doit être réalisée sans perdre la contrôlabilité du boost de manière à pouvoir commuter vers le mode boost régulé en toute sécurité. La séquence de transition doit donc être suffisamment rapide pour que le condensateur de sortie ne se décharge pas trop.

La séquence de transition proposée consiste à agir sur l'interrupteur du circuit d'écrêtage avec un rapport cyclique constant tout en maintenant les autres interrupteurs ouverts. La fréquence de découpage est choisie très supérieure à la fréquence de résonance du circuit $L-C_C$. En notant d le rapport cyclique de l'interrupteur du circuit d'écrêtage, les valeurs moyennes des variables d'état peuvent être exprimées selon Eqs. (2.44a) et (2.44b). Pour ce mode de

fonctionnement, la fréquence de découpage est fixée à $20kHz$ comme pour le fonctionnement en boost régulé. On a vérifié aussi que durant cette séquence la diode du flyback de démarrage D_f reste bloquée.

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - dV_C & (2.44a) \\ C_C \frac{dV_C}{dt} = di & (2.44b) \end{cases}$$

Le modèle décrit par Eqs. (2.44a) et (2.44b) représente un circuit oscillant d'ordre deux tel que Eq. (2.45).

$$LC_C \frac{d^2 V_C}{dt^2} + V_C = \frac{V_{in}}{d} \quad (2.45)$$

Le fonctionnement de ce circuit oscillant peut être représenté dans le plan de phase comme donné sur la Fig. 2.28. On observe que le choix du rapport cyclique permet de déterminer la place du centre du cercle. Il est donc possible de s'assurer que la tension V_C va diminuer jusqu'à atteindre une valeur proche de celle supposée en mode boost. Cela va être réalisé en une demi-période de résonance entre l'inductance en entrée L , et le condensateur équivalent du circuit d'écrêtage $\frac{C_C}{d^2}$. Cette séquence de transition sera donc réalisée suffisamment rapidement pour que la tension du condensateur de sortie reste quasi-constante et donc que la contrôlabilité du convertisseur soit conservée.

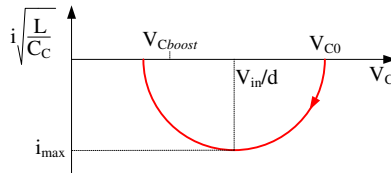


FIGURE 2.28 – Plan de phase de la séquence de transition

Un autre avantage de la séquence de transition proposée vient du fait qu'après le parcours de la demi-période du circuit résonant, il est possible de commuter vers le fonctionnement en mode boost régulé à courant nul. Finalement, la commutation vers le mode boost régulé est rendue possible en toute sécurité.

2.4.4 Validation du schéma de démarrage proposé

L'ensemble du schéma de démarrage a été simulé et vérifié expérimentalement. Les paramètres utilisés dans les deux cas sont donnés dans le tableau 2.4.

2.4.4.1 Simulation

Pour la simulation du schéma de démarrage, une co-simulation a été réalisée avec le système modélisé sur un logiciel type circuit et le contrôle du convertisseur réalisé sous Matlab-Simulink.

Les résultats de simulation sont donnés sur la Fig. 2.29. On vérifie que chacun des modes de fonctionnement est réalisé comme attendu. On vérifie en particulier que la transition vers le fonctionnement en mode boost régulé se déroule bien avec une tension du circuit d'écrêtage V_C réduite par rapport à sa valeur à la fin de la séquence de démarrage. L'ensemble du schéma de

TABLE 2.4 – Paramètres pour la simulation et l'expérimentation du schéma de démarrage

Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
V_{in}	48V	V_o	400V
L_{fp}	2.9mH	λ_T	5 μ H
λ_f	487 μ H	N_T	5.5
N_f	5	C_o	1000 μ F
C_C	30 μ F	$1/T = f_s$	20kHz
P_{max}	1500W	P_{tests}	320W

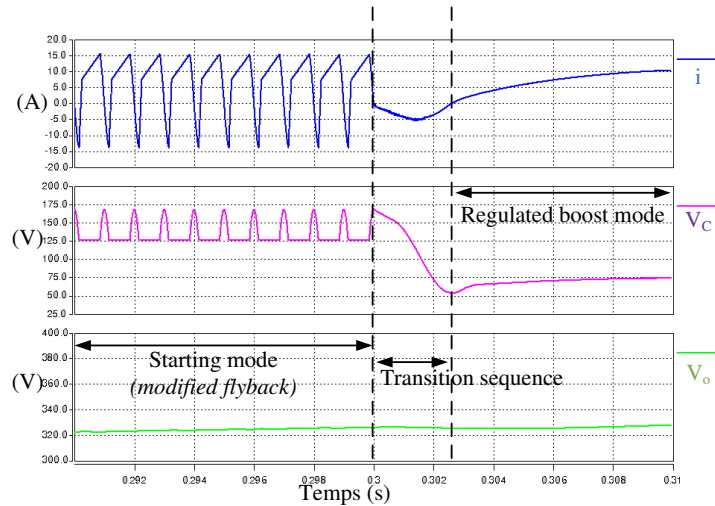


FIGURE 2.29 – Simulation du démarrage du boost isolé

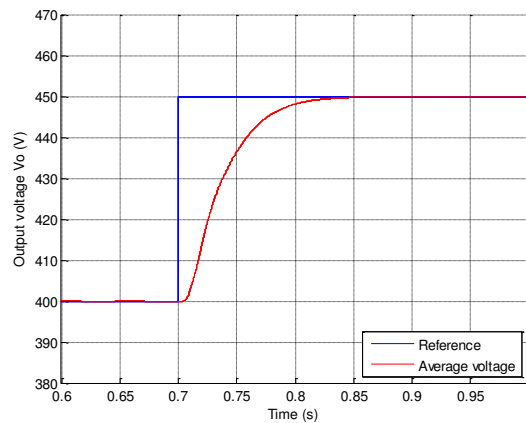
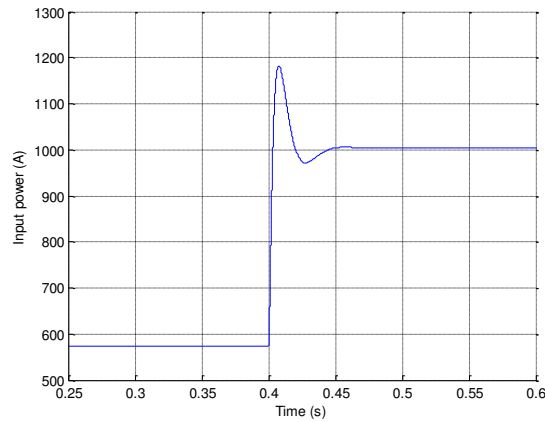


FIGURE 2.30 – Vérification du contrôle du boost isolé pour un échelon de référence de tension

démarrage se déroule donc comme prévu.

On vérifie aussi que pour le fonctionnement en boost régulé, le schéma de contrôle adopté est correct. La Fig. 2.30 montre l'évolution de la tension de sortie lors d'un échelon de référence. Le comportement de la puissance est aussi donné sur la Fig. 2.31 pour un échelon de charge de R_{Load} à $2R_{Load}$

De part ces résultats, on valide le schéma de contrôle adopté pour le convertisseur boost


 FIGURE 2.31 – Simulation de la puissance P_{in} lors d'un échelon de puissance

isolé. On en conclut en particulier que les termes intégraux des lois de commande compensent bien les erreurs de modélisations, le modèle utilisé pour le contrôle ne prenant pas en compte les fuites du transformateur ni les pertes du convertisseur.

2.4.4.2 Expérimentation

On vérifie aussi le schéma de démarrage proposé expérimentalement. Les résultats proposés sur la Fig. 2.32 permettent de valider l'ensemble du processus de démarrage.

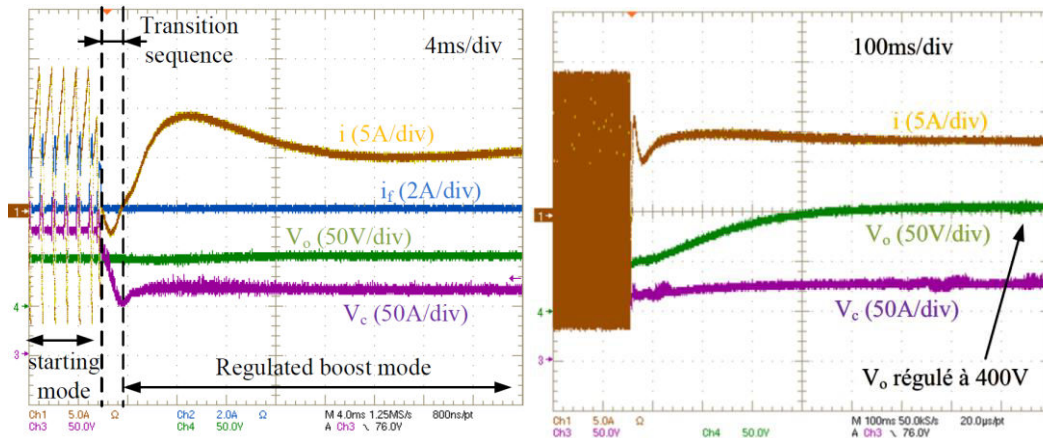


FIGURE 2.32 – Validation expérimentale du schéma de démarrage

La mesure de la tension de sortie V_o a un offset de 300V

Sur la Fig. 2.32, on vérifie bien que la diode du flyback est bloquée en mode boost régulé. En effet, hormis lors de la séquence de démarrage, le courant i_f reste nul (en bleu sur la Fig. 2.32). On notera que la dynamique que l'on peut observer sur la tension de sortie quand le système est en mode boost régulé (400ms pour atteindre la référence de 400V) vient de la trajectoire planifiée (filtre du second ordre avec amortissement unitaire et pulsation $\omega_{traj} = 10\text{rad.s}^{-1}$ alors que la dynamique de la régulation est bien plus rapide).

2.5 Conclusion

Ce chapitre détaille les modèles et schémas de contrôle de deux convertisseurs DC-DC : le convertisseur boost classique et sa version isolée connu en tant que current-fed dual-bridge convertter dans la littérature anglaise. En partant du modèle idéal de ces convertisseurs, des paramètres additionnels ont été ajoutés de manière à prendre en compte les pertes internes.

On a attaché une attention toute particulière au convertisseur boost isolé. L'influence de l'inductance de fuite du transformateur à été mise en évidence, et on a modélisé le convertisseur muni d'un circuit d'écrêtage. De plus, un schéma de démarrage à été proposé et validé expérimentalement pour ce convertisseur.

Chapitre 3

Estimation des pertes - Gestion de l'énergie

3.1 Introduction

Ce chapitre s'intéresse à l'estimation des paramètres des convertisseurs DC-DC. À partir des modèles présentés dans le chapitre 2, on propose une méthode pour estimer les différents paramètres du système. La méthode d'estimation proposée est validée sur un convertisseur boost et dans le cas d'un convertisseur boost isolé.

Une première partie s'intéresse à l'estimation des pertes. En partant des travaux de thèse de Ahmed Shahin [51] où une méthode d'estimation des pertes d'un convertisseur boost est proposée, on propose des améliorations avec en particulier l'introduction des dynamiques du convertisseur dans l'estimation. Pour cela, on développe un nouvel observateur d'état. Pour valider l'intérêt de l'observateur d'état proposé, on donne une comparaison avec d'autres méthodes. En particulier, l'observateur d'état proposé est comparé à un observateur d'état linéaire de type Luenberger, et un filtre de Kalman étendu.

Dans une seconde partie, une structure de convertisseurs DC-DC boosts en parallèle est détaillée. Une méthode indirecte permettant d'estimer les valeurs des inductances et condensateurs est proposée. De plus, une nouvelle méthode de répartition de la puissance entre les différents convertisseurs en parallèle est proposée en se basant sur l'estimation des pertes avec l'observateur d'état mis en place.

3.2 Estimation des pertes

3.2.1 Contexte de l'étude - Méthode d'estimation de Shahin

Cette étude sur l'estimation des pertes des convertisseurs s'inscrit dans la continuité des travaux de thèse de Ahmed Shahin [51]. Dans [51, 76], il est proposé de modéliser les pertes du convertisseur boost au travers de deux résistances, r_s en série avec l'inductance en entrée, et R_p en parallèle du condensateur de sortie comme représenté sur la Fig. 3.1.

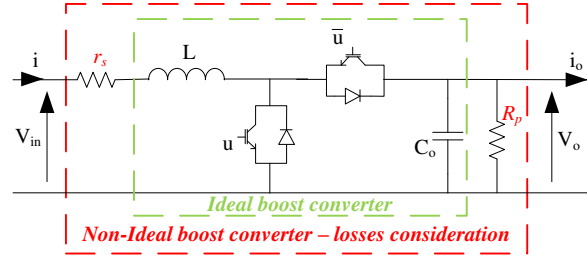


FIGURE 3.1 – Convertisseur boost - Modèle de Shahin

3.2.1.1 Méthode d'estimation de Shahin

En supposant que la puissance en entrée du convertisseur suit parfaitement sa référence $P_{in} = P_{in}^{ref} \forall t$, la résistance série est estimée selon Eq. (3.1). Cette hypothèse est vérifiée de par la régulation de la puissance présentée dans le chapitre 2.

$$\frac{d\hat{r}_s}{dt} = \lambda_s \cdot (\hat{P}_o - P_o) \cdot \left(\frac{V_{in}}{P_{in}} \right)^2 \quad (3.1)$$

Avec : la puissance P_o et la puissance estimée \hat{P}_o vérifiant Eq. (3.2), et λ_s coefficient de convergence de l'estimation de la résistance série r_s .

$$\begin{cases} P_o = (1 - d) V_o i \\ \hat{P}_o = P_{in} - \hat{r}_s \left(\frac{P_{in}}{V_{in}} \right)^2 \end{cases} \quad (3.2)$$

En supposant la tension de sortie parfaitement régulée ($V_o = V_o^{ref} \forall t$), on estime la résistance parallèle de par Eq. (3.3). Cette hypothèse est vérifiée de par la régulation de l'énergie présentée dans le chapitre 2.

$$\frac{d\hat{R}_p}{dt} = \lambda_p \cdot (\hat{i}_d - i_d) \cdot \frac{\hat{R}_p^2}{V_o} \quad (3.3)$$

Avec : le courant $i_d = (1 - d) i$, et le courant estimé $\hat{i}_d = i_o + \frac{V_o}{\hat{R}_p}$, et λ_p coefficient de convergence de l'estimation de la résistance parallèle R_p .

3.2.1.2 Convergence de l'estimation

La stabilité exponentielle peut facilement être prouvée de par une approche classique de Lyapunov [76]. La stabilité et les dynamiques de l'estimation sont déterminées par les coefficients λ_{s_k} et λ_p . Pour démontrer la stabilité, on définit les fonctions de Lyapunov candidates selon Eq. (3.4).

$$\begin{cases} V(\hat{r}_s) = \frac{1}{2} (\hat{P}_o - P_o)^2 \\ V(\hat{R}_p) = \frac{1}{2} (\hat{i}_d - i_d)^2 \end{cases} \quad (3.4)$$

Pour une puissance en entrée du convertisseur positive, les dérivées s'expriment comme Eq. (3.5).

$$\begin{cases} \dot{V}(\hat{r}_s) = (\hat{P}_o - P_o) \frac{d(\hat{P}_o - P_o)}{d\hat{r}_s} \frac{d\hat{r}_s}{dt} \\ \dot{V}(\hat{R}_p) = (\hat{i}_d - i_d) \frac{d(\hat{i}_d - i_d)}{d\hat{R}_p} \frac{d\hat{R}_p}{dt} \end{cases} \quad (3.5)$$

Les dérivées des fonctions de Lyapunov Eq. (3.5) peuvent être simplifiées au vu des Eqs. (3.1) et (3.3), menant à Eq. (3.6).

$$\begin{cases} \dot{V}(\hat{r}_s) = -\lambda_s (\hat{P}_o - P_o)^2 \leq -2\lambda_s V(\hat{r}_s) \\ \dot{V}(\hat{R}_p) = -\lambda_p (\hat{i}_d - i_d)^2 \leq -2\lambda_p V(\hat{R}_p) \end{cases} \quad \forall \lambda_s, \lambda_p > 0 \quad (3.6)$$

Finalement, en choisissant les paramètres λ_s et λ_p positifs, il est démontré que l'erreur d'estimation converge exponentiellement vers 0.

3.2.1.3 Possibilités d'améliorations de la méthode d'estimation de Shahin

La méthode d'estimation de Shahin a été développée pour des systèmes lentement variables. Cette méthode est basée sur une hypothèse quasi-statique et ne prend pas en compte les dynamiques internes du système. Il en résulte une estimation relativement lente comme présenté sur la Fig. 3.2. En effet, on a pu observer expérimentalement que l'estimation ne converge que pour de faibles valeurs de $\lambda_s = 10$ et $\lambda_p = 10$ du fait de l'hypothèse d'un fonctionnement en régime établi.

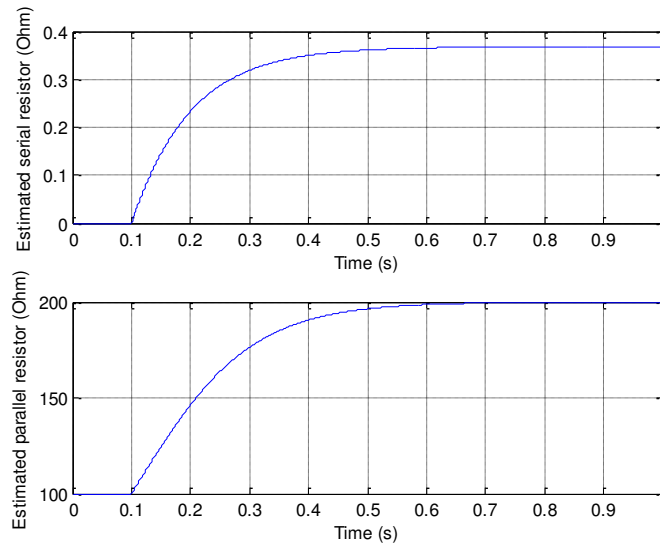


FIGURE 3.2 – Estimation avec la méthode de Shahin

Sur la Fig. 3.3, on montre l'évolution des paramètres estimés lors d'un échelon de puissance (charge résistive passant de R_{Load} à la moitié de sa valeur à $t = 1s$). Sur la Fig. 3.4, la charge résistive est constante, mais un échelon sur la tension de référence est réalisé (de $V_o^{ref} = 100V$ à $V_o^{ref} = 120V$). On observe sur ces résultats que l'estimation des paramètres est difficile durant les transitoires. Cela est particulièrement visible sur la résistance parallèle R_p qui évolue dans le sens opposé à celui attendu lors de l'échelon et met ensuite longtemps avant de converger de nouveau vers la bonne valeur.

Finalement, on propose d'améliorer la méthode d'estimation de Shahin (rapidité, comportement en transitoire) de manière à obtenir une estimation valable dans le cas de systèmes sujets à de grandes et/ou larges variations. Pour cela, on a choisit de s'intéresser à des méthodes d'estimation par observateurs d'état. En effet, avec ces techniques, les dynamiques du conver-

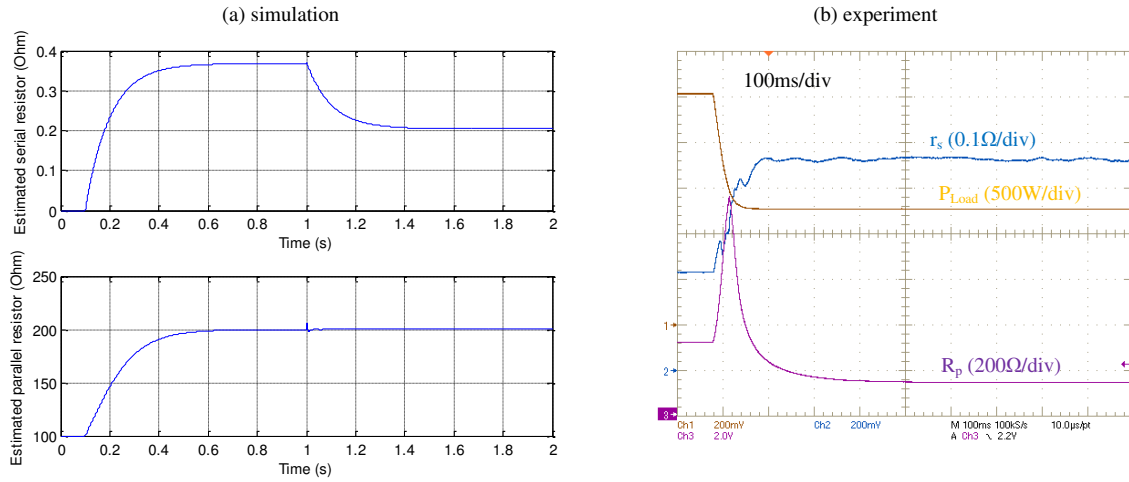
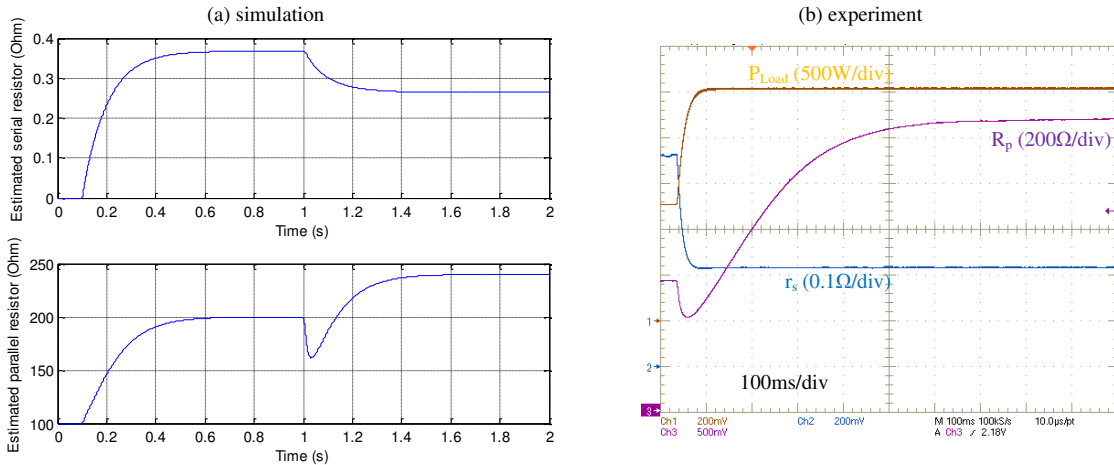


FIGURE 3.3 – Estimateurs de Shahin - Réponse à un échelon de puissance


 FIGURE 3.4 – Estimateurs de Shahin - Réponse à un échelon de tension référence V_o^{ref}

tisseur sont introduites dans l'estimation, et aucune hypothèse quasi-statique n'est nécessaire. On espère donc que l'estimation des paramètres converge mieux durant les transitoires.

3.2.2 Observateur d'état proposé

Dans cette partie, un nouvel observateur d'état est proposé. Cet observateur d'état est dédié à une sous-classe de systèmes non-linéaires spécifiques que l'on suppose observables. On montrera que l'observateur d'état proposé est exponentiellement stable.

L'observateur d'état proposé s'inspire de la classe d'observateurs d'état désignés dans la littérature par observateur de perturbations ou '*disturbance observers*' en anglais comme étudié par exemple dans [86, 87].

Les observateurs de perturbations sont en effet bien adaptés à l'estimation des pertes. En effet, en particulier dans le cas du convertisseur boost, en considérant $disturb = \begin{pmatrix} \gamma_V & \gamma_I \end{pmatrix}^T$ les observateurs de perturbations sont bien adaptés. De plus les pertes internes des convertisseurs peuvent être interprétées comme des perturbations comparé à l'idéal.

3.2.2.1 Système considéré

L'observateur d'état proposé est dédié à la sous-classe de systèmes non-linéaires pouvant se mettre sous la forme de Eq. (3.7).

$$\dot{X} = \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f(x, u) + g(x, u) \cdot p \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{and} \quad Y = x \quad (3.7)$$

où :

- $X \in \mathfrak{R}^{n+m}$ est le vecteur des variables qui vont être estimées, et $Y \in \mathfrak{R}^n$ le vecteur des variables mesurées.
- $x \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur des variables d'état du système. L'ensemble des variables d'état sont mesurées (i.e. $Y = x$).
- $p \in \mathfrak{R}^m$ est le vecteur des paramètres inconnus que l'on veut estimer. Les paramètres p sont supposés varier lentement comparés aux variables d'état (i.e. : $\dot{x} \gg \dot{p}$).
- f et g sont des fonctions non-linéaires de x et u (le vecteur des signaux de commande) de dimensions respectives \mathfrak{R}^n et $\mathfrak{R}^{n \times m}$. $g(x, u)$ est une matrice non-singulière.

3.2.2.2 Définition de l'observateur d'état proposé

Pour l'ensemble des systèmes non-linéaires de la forme de Eq. (3.7), l'observateur d'état proposé est défini selon Eq. (3.8).

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{p}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f(x, u) + g(x, u) \cdot \hat{p} - S \cdot (\hat{x} - x) \\ K_p \cdot (\hat{x} - \dot{x}) + K_i \cdot (\hat{x} - x) - g^T(x, u) \cdot (\hat{x} - x) \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

avec :

- S matrice définie-positive de dimension $\mathfrak{R}^{n \times n}$;
- $K_p \cdot g(x, u) = -P$;
- $K_i = K_p \cdot S$;
- P matrice définie-positive de dimension $\mathfrak{R}^{m \times m}$.

3.2.2.3 Stabilité de l'estimation

Pour démontrer la convergence de l'estimation par l'observateur d'état proposé, les erreurs d'estimations ε_x et ε_p sont définies selon Eqs. (3.9) et (3.10).

$$\varepsilon_x = (\dot{\hat{x}} - \dot{x}) = g(x, u) \cdot \varepsilon_p - S \varepsilon_x \quad (3.9)$$

$$\varepsilon_p = (\dot{\hat{p}} - \dot{p}) = K_p \cdot g(x, u) \cdot \varepsilon_p - K_p \cdot S \cdot \varepsilon_x + K_i \cdot \varepsilon_x - g^T(x, u) \cdot \varepsilon_x \quad (3.10)$$

La stabilité exponentielle de l'estimation peut être démontrée de par une approche classique de Lyapunov. Pour cela on considère la fonction de Lyapunov candidate V définie par Eq. (3.11).

$$V = \frac{1}{2} \cdot \begin{pmatrix} \varepsilon_x & \varepsilon_p \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_p \end{pmatrix} \geq 0 \quad (3.11)$$

La dérivée de la fonction V peut s'exprimer comme Eq. (3.12).

$$\dot{V} = \varepsilon_x^T \cdot \dot{\varepsilon}_x + \varepsilon_p^T \cdot \dot{\varepsilon}_p \quad (3.12)$$

En combinant les Eqs. (3.9), (3.10) et (3.12), \dot{V} est réécrit suivant Eq. (3.13).

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \varepsilon_x^T \cdot g(x, u) \cdot \varepsilon_p - \varepsilon_x^T \cdot S \cdot \varepsilon_x + \varepsilon_p^T \cdot K_p \cdot g(x, u) \cdot \varepsilon_p - \varepsilon_p^T \cdot K_p \cdot S \cdot \varepsilon_x \\ & + \varepsilon_p^T \cdot K_i \cdot \varepsilon_x - \varepsilon_p^T \cdot g^T(x, u) \cdot \varepsilon_x \end{aligned} \quad (3.13)$$

De plus, en introduisant les expressions de $K_p = -P \cdot g^{-1}(x, u)$ et $K_i = K_p \cdot S = -P \cdot g^{-1}(x, u) \cdot S$, on en déduit Eq. (3.14).

$$\dot{V} = \begin{pmatrix} \varepsilon_x & \varepsilon_p \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -S & 0 \\ 0 & -P \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_p \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

Finalement, des Eqs. (3.11) et (3.14), la stabilité exponentielle de l'estimation est assurée tant que les matrices S et P sont définies-positives.

3.2.3 Application au convertisseur boost

Le convertisseur boost considéré est modélisé comme détaillé dans le chapitre précédent. Son schéma équivalent est donné sur la Fig. 3.5.

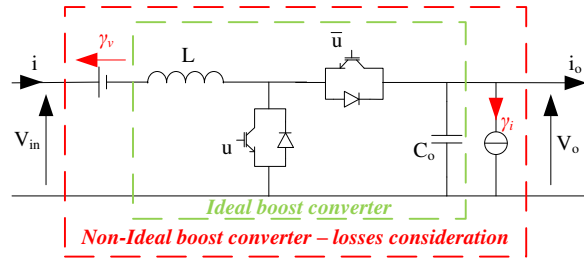


FIGURE 3.5 – Convertisseur boost - Circuit équivalent du modèle proposé

Dans ce modèle sont inclus les pertes au travers des paramètres $\gamma_v(V)$ et $\gamma_i(A)$ qui vérifient les Eqs. (3.15a) et (3.15b).

$$\begin{cases} r_s i = \gamma_v & (3.15a) \\ \frac{V_o}{R_p} = \gamma_i & (3.15b) \end{cases}$$

On suppose que le convertisseur est contrôlé selon le schéma à deux boucles détaillé dans le chapitre 2.

3.2.3.1 Observabilité

Avant de présenter l'estimation des paramètres γ_v et γ_i , leur observabilité doit être vérifiée. Pour cela, le vecteur d'état considéré X suit Eq. (3.16).

$$X = \begin{pmatrix} i \\ V_o \\ \gamma_v \\ \gamma_i \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Le vecteur des mesures Y est donné par Eq. (3.17).

$$Y = \begin{pmatrix} i \\ V_o \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Avec les notations classiques, les variables d'état X et les mesures Y sont reliés de par la matrice C qui s'exprime dans notre cas comme Eq. (3.18).

$$Y = C \cdot X \quad \text{with:} \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

L'observabilité du système peut être démontrée en considérant le vecteur d'observabilité Θ Eq. (3.19).

$$\Theta = \begin{pmatrix} Y \\ \dot{Y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \frac{1}{L} [V_{in} - X_3 - (1-u) X_2] \\ \frac{1}{C_o} [(1-u) X_1 - i_o - X_4] \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

Dans le cas considéré, Eq. (3.20) est vérifiée si $X_1 = i \neq 0$. Le système est donc observable si la puissance en entrée du convertisseur n'est pas nulle (ce qui n'est pas problématique car les paramètres estimés ne seront pas utilisés à puissance nulle).

$$\text{rank}(\text{Jacob}(\Theta)) = \text{dim}(X) = 4 \quad (3.20)$$

3.2.3.2 Application de l'observateur d'état proposé

Pour mettre en place l'observateur d'état proposé, le système est réécrit sous la forme donnée dans la partie 3.2.2.2. Les fonctions $f(x, u)$ et $g(x, u)$ s'expriment selon les Eqs. (3.21) et (3.22). On vérifie que $g(x, u)$ est inversible.

$$f(x, u) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} [V_{in} - (1-d) V_o] \\ \frac{1}{C_o} [(1-d) i - i_o] \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

$$g(x, u) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

Pour finir la mise en place de l'observateur d'état, il reste à déterminer les matrices S et P . Elles sont choisies suivant Eq. (3.23).

$$S = \begin{pmatrix} 10000 & 0 \\ 0 & 10000 \end{pmatrix} \quad P = \begin{pmatrix} 500 & 0 \\ 0 & 500 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

3.2.3.3 Observateur d'état de Luenberger

En guise de comparaison avec l'observateur d'état proposé, on design un observateur d'état de Luenberger. Cet observateur d'état est dédié aux systèmes linéaires, et il est donc nécessaire

de linéariser le système autour d'un point de fonctionnement (dénnoté avec un exposant "0") selon Eq. (3.24). La variable u est dans ce cas le rapport cyclique du signal de commande d .

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot u = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{(1-u^0)}{L} & \frac{-1}{L} & 0 \\ \frac{(1-u^0)}{C_o} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_o} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} X + \begin{pmatrix} \frac{V_o^0}{L} \\ -\frac{i^0}{C_o} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} u \quad (3.24)$$

L'estimation converge si l'erreur $\tilde{X} = \hat{X} - X$ tend vers 0. Cela sera vérifié si la matrice $(A - GC)$ est stable, i.e. avec des valeurs propres à parties réelles négatives. De plus, on décide de séparer les dynamiques de convergences des paramètres : une dynamique rapide pour les grandeurs mesurées (i et V_o), et une seconde plus lente pour les paramètres de perte (γ_v et γ_i). Cela est réalisé en choisissant la matrice gain G telle que les valeurs propres de la matrice $(A - GC)$ approchent $\begin{pmatrix} -10^4 & -10^4 & -60 & -60 \end{pmatrix}^T$. Ces paramètres ont été ajustés expérimentalement de manière à obtenir les meilleurs résultats. Pour le point de fonctionnement : $i^0 = 5A$, $V_{in} = 48V$, $V_o^0 = 100V$, $L = 0.6mH$, $C_o = 1mF$ et $d^0 = 0.52$, la matrice G permettant d'obtenir les valeurs propres désirées suit Eq. (3.25).

$$G = 10^4 \begin{pmatrix} 0.9727 & 0 & 0 & -0.08 \\ 0.048 & 0.048 & 0.048 & 1.006 \\ 0 & 0 & -0.036 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.06 \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

3.2.3.4 Filtre de Kalman étendu

On design aussi un filtre de Kalman étendu (EKF) pour comparaison avec l'observateur d'état proposé. Comme déjà mentionné, le filtre de Kalman a déjà été utilisé pour du diagnostic sur les convertisseurs de puissance. Au contraire de la méthode proposée dans [88], le filtre de Kalman n'est pas utilisé pour comparer le système à de multiples modèles modélisant différents scénarios de défaillance. Ici, le filtre de Kalman est utilisé pour estimer les paramètres d'un unique modèle, et les défaillance se traduiront par une variation de ces paramètres.

Avec les notations présentées dans le chapitre 1, le filtre de Kalman est réalisé en choisissant la valeur initiale de la matrice de covariance (P_0) et les matrices gain (Q and R) selon Eq. (3.26). Encore une fois, ces paramètres ont été ajustés expérimentalement de manière à obtenir les meilleures performances.

$$\begin{cases} P_0 = \text{diag}(10^4, 10^4, 60, 1000) \\ Q = \text{diag}(10^4, 10^4, 60, 1000) \\ R = \text{diag}(1, 1) \end{cases} \quad (3.26)$$

3.2.3.5 Simulation

Des simulations ont été réalisées pour vérifier le bon fonctionnement des différentes méthodes d'estimation et valider l'intérêt de l'observateur d'état proposé. Pour ces simulations, la tension d'entrée est $V_{in} = 48V$, la tension de sortie est régulée à $100V$ et connectée sur une charge résistive $R_{Load} = 50\Omega$. Pour ces simulations, on réalise une co-simulation entre un logiciel type circuit et *Simulink*. De cette manière, on peut simuler le convertisseur en modélisant en détail les pertes des différents constituants, alors que le contrôle et l'estimation sont réalisés sous

Simulink. La Fig. 3.6 montre les résultats obtenus avec les différents observateurs d'état. Pour cette simulation, l'estimation débute à $t = 0.1s$.

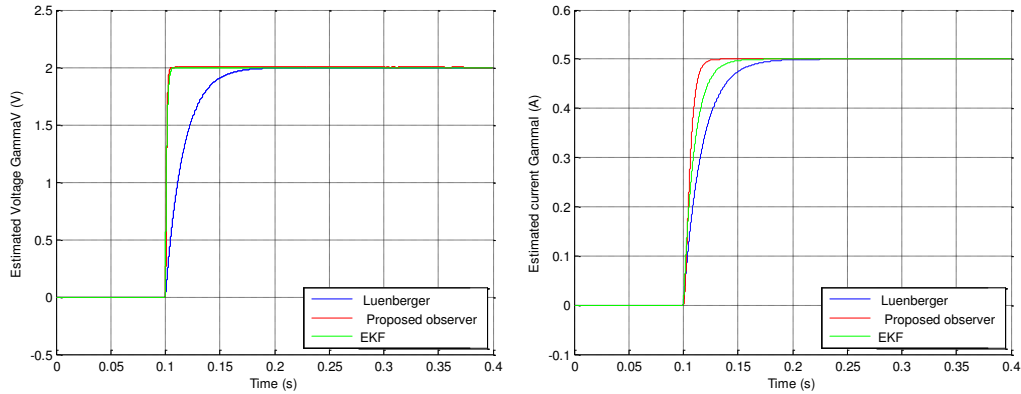


FIGURE 3.6 – Comparaison entre les différents observateurs d'état - estimation des paramètres : (*gauche*) γ_v (*droite*) γ_i

Sur la Fig. 3.6, on vérifie que l'estimation converge vers la valeur attendue pour les différents observateurs d'état. On remarque tout d'abord que l'observateur d'état de Luenberger est plus lent à converger, en particulier pour le paramètre γ_v . Le filtre de Kalman étendu et l'observateur d'état proposé convergent en moins de $50ms$ avec les paramètres choisis qui ont été ajustés expérimentalement pour obtenir une réponse la plus rapide possible.

L'évolution des paramètres estimés a aussi été vérifiée lors de fonctionnements transitoires. La Fig. 3.7 montre l'évolution des paramètres estimés lors d'un échelon de charge à $t = 0.3s$, de R_{Load} à $2R_{Load}$. La Fig. 3.8 montre l'évolution des paramètres estimés lors d'un échelon sur la tension de référence V_o^{ref} de $100V$ à $120V$, à $t = 0.3s$.

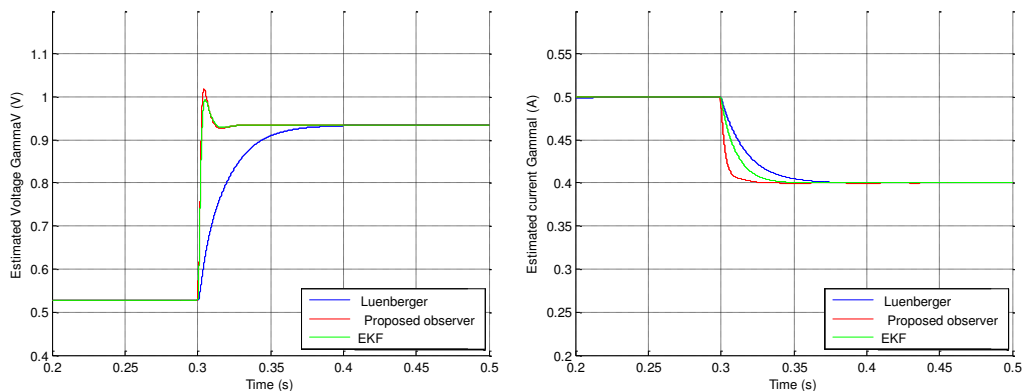


FIGURE 3.7 – Réponse de l'estimation lors d'un échelon de charge - estimation des paramètres : (*gauche*) γ_v (*droite*) γ_i

Sur les Figs. 3.7 et 3.8 on vérifie que les paramètres estimés évoluent comme supposé lors des transitoires, et la convergence est obtenue dans un temps raisonnable.

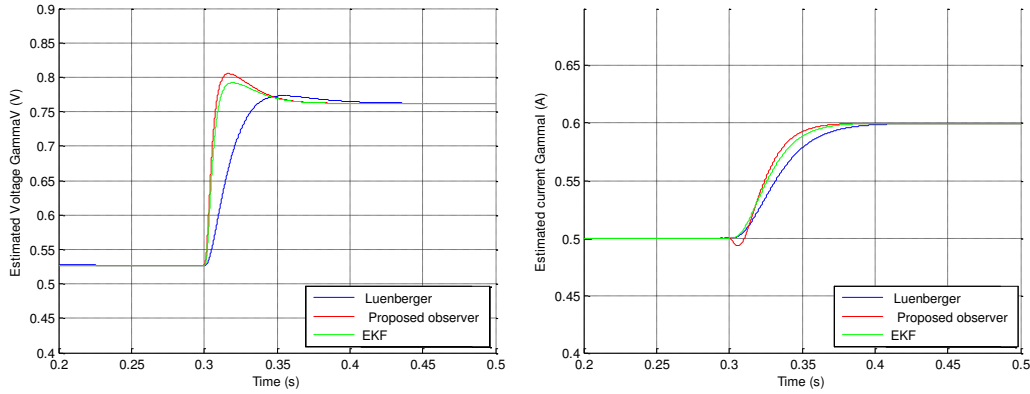


FIGURE 3.8 – Réponse de l'estimation lors d'un échelon de V_o^{ref} -
estimation des paramètres : (gauche) γ_v (droite) γ_i

3.2.3.6 Expérimentation

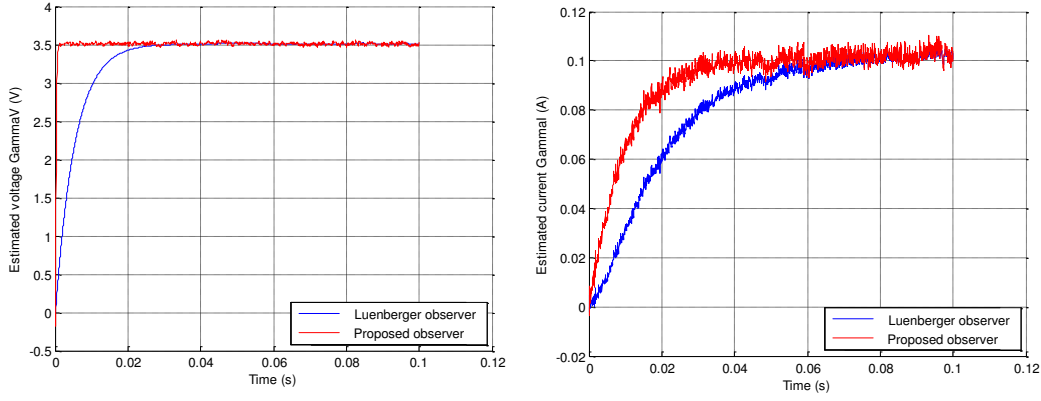
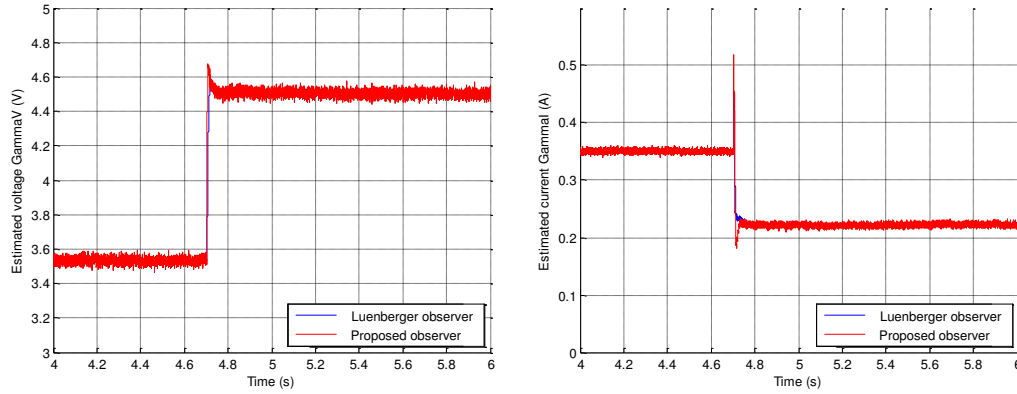
L'estimation des paramètres a été expérimentée pour être validée dans un environnement d'électronique de puissance. On observe tout d'abord que même en pratique avec du bruit sur les mesures, le filtre de Kalman étendu ne donne pas de meilleurs résultats que l'observateur d'état proposé. De plus, l'estimation de par l'EKF nécessite une capacité de calcul beaucoup plus grande que les deux autres méthodes. Cela s'explique facilement du fait que l'EKF nécessite l'inversion de matrices à chaque pas de calcul ce qui peut rapidement être long. Programmé sur une interface dSpace 1103, l'ensemble contrôle et estimation nécessite environ $9\mu s$ avec l'observateur d'état de Luenberger, $12\mu s$ avec l'observateur d'état proposé, et $29\mu s$ avec l'EKF. Cette large différence de capacité de calcul sans amélioration visible des résultats nous amène à rejeter la solution par EKF. Cependant, cette solution peut être mieux adaptée pour d'autres applications, en particulier si le bruit sur la mesure est plus important (l'EKF étant renommé pour être performant pour rejeter le bruit de mesure).

La Fig. 3.9 montre la convergence de l'estimation avec l'observateur d'état proposé comparé à un observateur d'état de Luenberger lors du début de l'estimation. Comme en simulation, on observe un des avantages de l'observateur d'état proposé, à savoir une convergence rapide (i.e. en moins de $80ms$). La encore on peut observer que l'observateur d'état proposé est plus rapide que l'observateur d'état de Luenberger.

L'évolution des paramètres estimés a aussi été lors de transitoires comme représenté sur la Fig. 3.10 pour un échelon de charge de $400W$ à $800W$. Ce résultat confirme le bon comportement de l'estimation lors des transitoires comme obtenu par simulation.

Pour finir, on vérifie l'évolution des paramètres des pertes en fonction de la puissance comme représenté sur la Fig. 3.11.

Les paramètres estimés γ_v et γ_i correspondent aux pertes estimées comme représenté sur la Fig. 3.12. Sur cette figure, on vérifie que l'estimation des pertes avec l'observateur d'état proposé donne les mêmes résultats qu'avec la méthode d'estimation de Shahin. L'erreur entre les deux estimation est négligeable. On pourrait donc utiliser si besoin la modélisation analytique des pertes proposé dans [51, 76] et par exemple obtenir une formulation analytique des paramètres γ_v and γ_i . Toutefois, cette possibilité ne sera pas développée dans ce document.


 FIGURE 3.9 – Vérification expérimentale de la convergence de l'estimation - estimation des paramètres : (gauche) γ_v (droite) γ_i

 FIGURE 3.10 – Comportement de l'estimation lors d'un échelon de charge - estimation des paramètres : (gauche) γ_v (droite) γ_i

3.2.4 Application au convertisseur boost isolé

À première vue, on peut facilement penser à adapter l'estimation du convertisseur boost au convertisseur boost isolé. En effet, le modèle idéal du convertisseur boost isolé Eqs. (2.18a) et (2.18b), peut être modifié en ajoutant les pertes selon Eqs. (3.27a) et (3.27b).

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - 2d) \frac{V_o}{N_T} - \gamma_v & (3.27a) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1 - 2d) \frac{i}{N_T} - i_o - \gamma_i & (3.27b) \end{cases}$$

Au vue des similitudes, il est certain que l'estimation du boost classique peut être adaptée au boost isolé. Toutefois, il y a un autre paramètre dans ce modèle, à savoir le ratio de transformation du transformateur N_T . Si ce paramètre est parfaitement connu, l'estimation convergera correctement. Toutefois, on a montré qu'une erreur sur ce paramètre supérieure à 10% entraîne une divergence de l'estimation. De plus, comme montré dans le chapitre précédent, la présence de fuite au niveau du transformateur nécessite l'ajout d'un circuit d'écrêtage, et celui-ci influence sur les dynamiques internes du convertisseur. On choisit donc d'estimer les paramètres du modèle moyen dynamique développé dans le chapitre 2 qui présente une sensibilité réduite vis-à-vis des paramètres qui ne seront pas estimés.

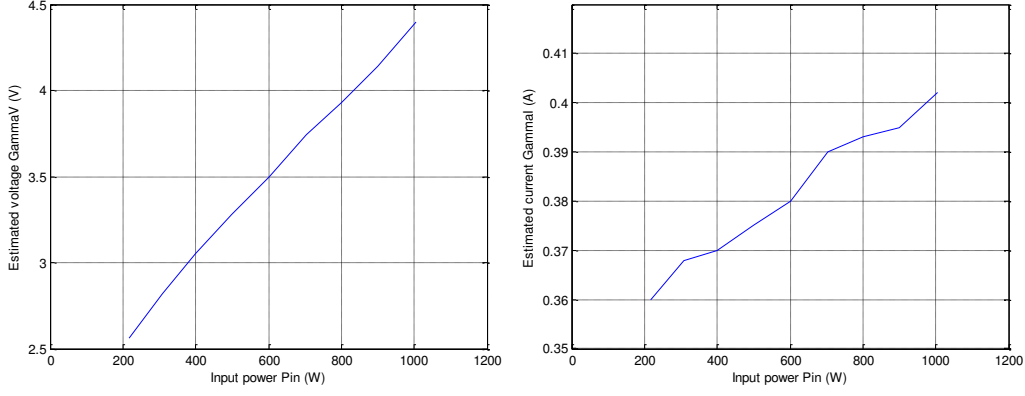


FIGURE 3.11 – Évolution des paramètres de pertes en fonction de la puissance

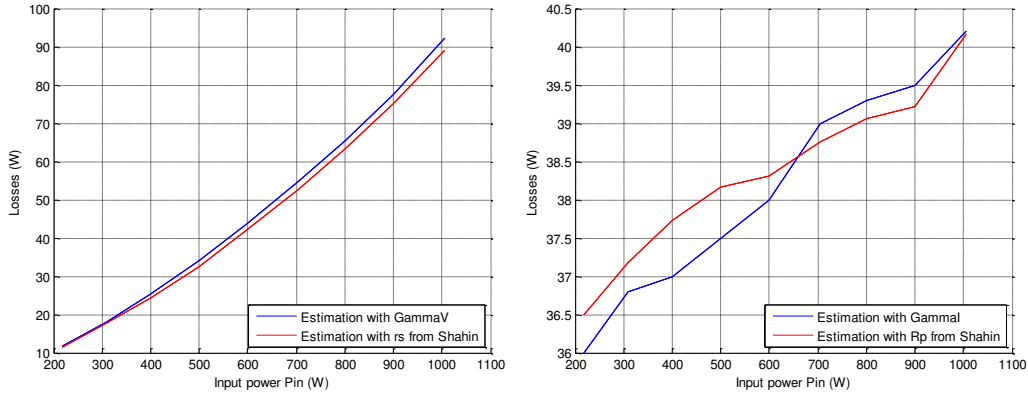


FIGURE 3.12 – Pertes estimées - Comparaison avec la méthode d'estimation de Shahin

Le modèle retenu pour l'estimation des paramètres est écrit selon Eq. (3.28). Pour l'estimation des paramètres, les variables d'état i , V_C et V_o sont mesurées.

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - 2d) V_C - \gamma_v \\ C_C \frac{dV_C}{dt} = (1 - 2d) i - (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1 - 2d)^2 \frac{T}{4\lambda_T} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \left[\frac{1}{N_T} + \frac{\left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right)}{V_o} \right] - i_o - \gamma_i \end{cases} \quad (3.28)$$

Pour l'équation correspondant à la tension du circuit d'écrêtage V_C , aucun paramètre additionnel modélisant les pertes n'est ajouté. Ce choix a été fait de manière à pouvoir estimer la valeur de l'inductance de fuite. Cette solution a été préférée car l'estimation est fortement dépendante à ce paramètre tout comme le modèle est dépendant aux erreurs sur le paramètre N_T .

Finalement, on propose d'estimer le vecteur X suivant Eq. (3.29).

$$X = \left(i \quad V_C \quad V_o \quad \gamma_v \quad \frac{T}{\lambda_T} \quad \gamma_I \right)^T \quad (3.29)$$

L'inductance de fuite du transformateur n'est pas directement estimée, mais le ratio $\frac{T}{\lambda_T}$. Ce choix est fait de manière à ne pas avoir une trop grande dispersion entre les valeurs des différents paramètres estimés qui restent compris en 0.1 et 500. En effet, si l'on estime directement la valeur de l'inductance de fuite, le problème est que les matrices sont mal calibrées (amplitudes d'échelles très différentes). Cela peut pauser des problèmes dans l'estimation, et on préfère borner ces valeurs dans un intervalle raisonnable comme fait dans [89] (le système borné est désigné par 'symmetric system' dans la littérature comme par exemple dans [89]).

3.2.4.1 Observabilité

Dans le système considéré, les mesures sont $Y = \left(i \quad V_C \quad V_o \right)^T$. Le Jacobien du vecteur d'observabilité $\Theta = \left(Y \quad \dot{Y} \right)^T$ s'exprime comme :

$$Jacob(\Theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1-2d}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1-2d}{C_C} & -\frac{(1-2d)^2 T}{4C_C \lambda_T} & \frac{(1-2d)^2 T}{4C_C \lambda_T N_T} & 0 & -\frac{1}{C_C} & 0 \\ 0 & \frac{(1-2d)^2 T \left(\frac{1}{N_T} + \frac{V_C - \frac{V_o}{N_T}}{V_o} \right)}{4C_o \lambda_T} & J_{6,3} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

avec

$$J_{6,3} = \frac{(1-2d)^2 T \left[\left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \left(-\frac{1}{N_T V_o} + \frac{V_C - \frac{V_o}{N_T}}{V_o^2} \right) - \frac{\frac{1}{N_T} + \frac{V_C - \frac{V_o}{N_T}}{V_o}}{N_T} \right]}{4C_o \lambda_T} \quad (3.31)$$

On vérifie que le rang de la matrice Jacobienne est égal à la dimension du vecteur estimé (i.e. $rank(Jacob(\Theta)) = dim(X) = 6$). Le système est donc observable.

3.2.4.2 Estimation des paramètres

Comme fait dans le cas du convertisseur boost, on design un observateur d'état de Luenberger. Il en résulte que cette méthode d'estimation n'est pas adaptée au cas du convertisseur boost isolé. Cela s'explique par le fait que le système est beaucoup plus fortement non-linéaire que le convertisseur boost. La linéarisation nécessaire au design de l'observateur d'état de Luenberger est donc une hypothèse trop restrictive dans le cas du convertisseur boost isolé.

L'observateur d'état proposé montre alors tout son intérêt. Avec les notations de la partie 3.2.2.2, les fonctions $f(x, u)$ et $g(x, u)$ suivent :

$$f(x, u) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} [V_{in} - (1-2d) V_C] \\ \frac{1}{C_C} [(1-2d) i] \\ \frac{1}{C_o} [-i_o] \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

$$g(x, u) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(1-2d)^2}{4C_C} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) & 0 \\ 0 & \frac{(1-2d)^2}{4C_o} \left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right) \left[\frac{1}{N_T} + \frac{\left(V_C - \frac{V_o}{N_T} \right)}{V_o} \right] & -\frac{1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

Pour terminer la mise en place de l'observateur d'état proposé, les matrices S et P sont déterminées suivant Eq. (3.34).

$$S = \begin{pmatrix} 1000 & 1000 & 0 \\ 1000 & 10000 & 0 \\ 0 & 0 & 300 \end{pmatrix} \quad P = \begin{pmatrix} 500 & 0 & 0 \\ 0 & 500 & 0 \\ 0 & 0 & 500 \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

3.2.4.3 Simulation

La validité de l'observateur d'état proposé a été vérifiée par simulation. Pour cela, un logiciel de type circuit est utilisé pour modéliser le convertisseur en prenant en compte les pertes des différents composants. Le contrôle du convertisseur et l'estimation des paramètres sont implémentés sous Simulink. La Fig. 3.13 montre l'évolution des paramètres estimés. On vérifie aussi que les variables d'état estimées suivent parfaitement les mesures. Pour la simulation proposée sur la Fig. 3.13, l'estimation démarre à $t = 0.2s$, il s'en suit un échelon de charge à $t = 0.4s$ et la tension de référence passe de $400V$ à $450V$, à $t = 0.7s$.

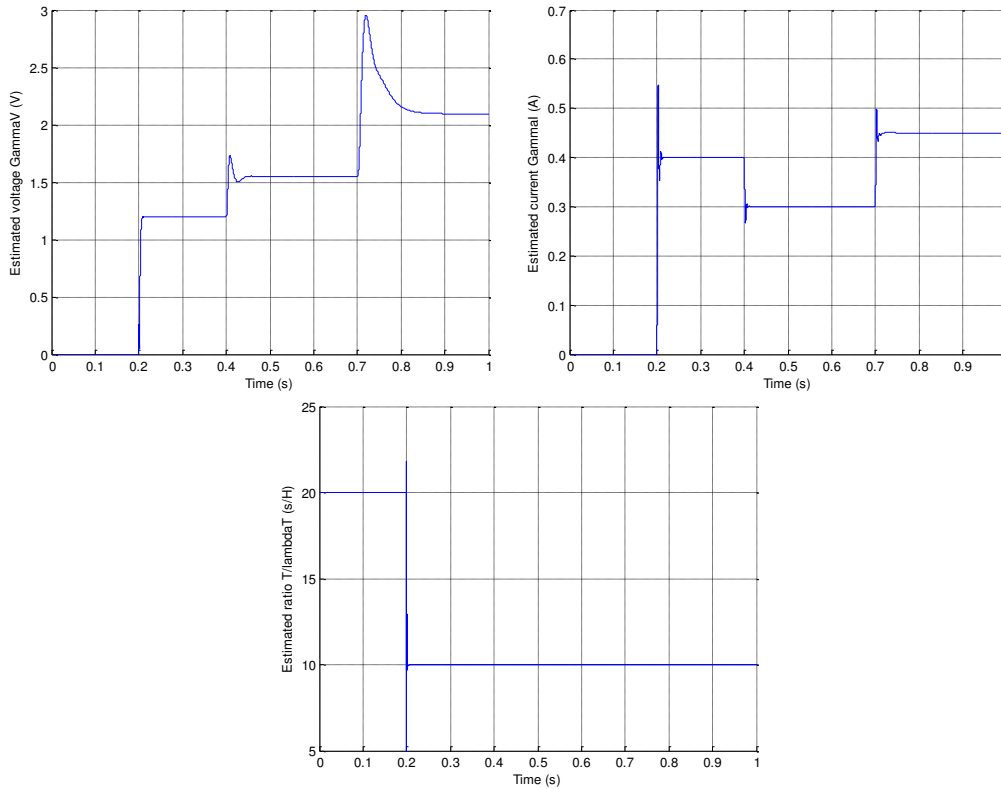


FIGURE 3.13 – Estimation des paramètres du convertisseur boost isolé en simulation
(haut gauche) γ_v - (haut droite) γ_i - (bas) $\frac{T}{\lambda_T}$

La validité de l'observateur d'état proposé appliqué à l'estimation des paramètres du convertisseur boost isolé est bien vérifiée par les résultats présentés sur la Fig. 3.13. On observe tout d'abord que l'estimation converge assez rapidement. De plus, les paramètres estimés ne divergent pas lors des transitoires. En particulier, on vérifie que le ratio $\frac{T}{\lambda_T}$ converge vers la valeur attendue ($10s/H$ correspondant à une inductance de fuite de $5\mu H$ comme imposé dans le modèle simulé), et que l'estimation de ce paramètre ne varie pas avec le point de fonctionnement (l'estimation n'est pas influencée par les transitoires).

3.2.4.4 Expérimentation

On vérifie l'estimation des paramètres du convertisseur boost avec l'observateur d'état proposé sur un prototype expérimental. La Fig. 3.14 atteste de la convergence de l'estimation.

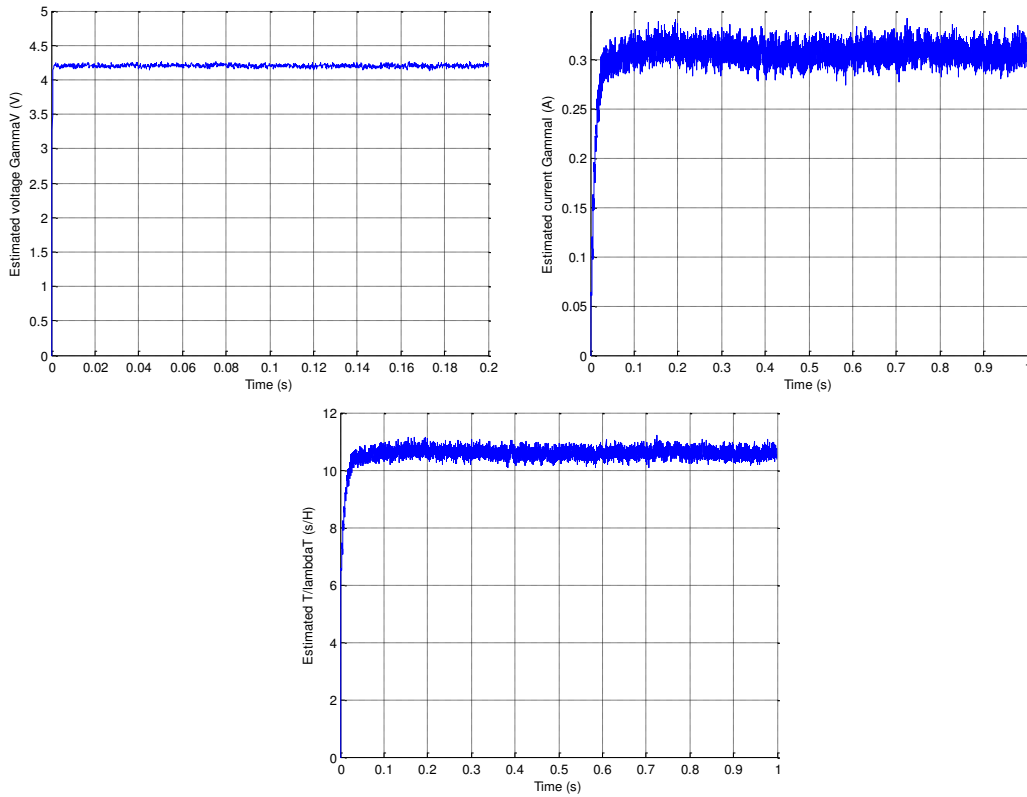


FIGURE 3.14 – Estimation expérimentale des paramètres du convertisseur boost isolé
(haut gauche) γ_v - (haut droite) γ_i - (bas) $\frac{T}{\lambda_T}$

On observe sur la Fig. 3.14 que les différents paramètres estimés convergent aussi rapidement que dans le cas du convertisseur boost classique. De plus, le paramètre $\frac{T}{\lambda_T}$ converge bien vers la valeur attendue. En effet, l'inductance de fuite a été mesurée de façon externe et vaut $\lambda_T = 5\mu H$. Pour une fréquence de découpage $20kHz$, le paramètre $\frac{T}{\lambda_T}$ doit donc converger autour de $10s/H$. Cela se vérifie, avec une convergence pratique autour de $10.6s/H$ soit avec une erreur de 5%.

Pour le paramètre $\frac{T}{\lambda_T}$, on a aussi vérifié que la valeur obtenue par l'estimation ne dépendait pas du point de fonctionnement, l'estimation restant comprise entre $10.1s/H$ et $11.2s/H$ sur l'intervalle $200-1000W$. Les paramètres traduisant les pertes du convertisseur γ_v et γ_i montrent une évolution avec la puissance similaire au cas du convertisseur boost.

3.3 Structures de convertisseurs DC-DC parallèles

Cette partie s'intéresse aux structures de conversion DC-DC modulaires parallèles. Le cas général d'une structure constituée de N convertisseurs boost en parallèle comme représenté sur la Fig. 3.15 est détaillé, mais les méthodes proposées peuvent être facilement adaptés à d'autres structures de convertisseurs. Dans un premier temps, on propose une méthode d'estimation des valeurs des inductances et du condensateur. Dans une seconde partie, en se basant sur

l'estimation des paramètres du système, une méthode de répartition de la puissance entre les éléments parallèles est proposée.

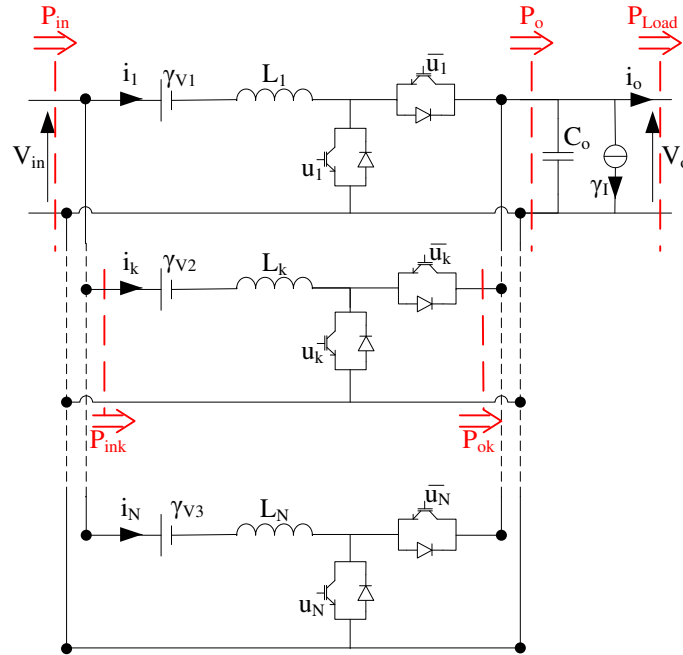


FIGURE 3.15 – Structure parallèle

3.3.1 Modélisation et contrôle

3.3.1.1 Modélisation

En partant du modèle d'un convertisseur boost détaillé dans le chapitre 2, la structure parallèle représentée sur la Fig. 3.15 peut être modélisée selon Eq. (3.35). Les pertes sont modélisées par N sources de tension équivalentes γV_k ainsi qu'une source de courant γI . Seule une source de courant est considérée du fait que la structure ne présente qu'un unique condensateur de sortie et une seule mesure de courant de charge. Un observateur d'état unique est mis en place pour estimer $X = \left(i_k \ V_o \ \gamma V_k \ \gamma I \right)^T, \forall k = 1 \dots N$ comme détaillé dans la partie précédente.

$$\begin{cases} L_k \frac{di_k}{dt} = V_{in} - \gamma V_k - (1 - d_k) V_o & \forall k = 1 \dots N \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = \sum_{k=1}^N (1 - d_k) i_k - i_{Load} - \gamma I \end{cases} \quad (3.35)$$

3.3.1.2 Schéma de contrôle

Pour le contrôle de la structure, on met en place un schéma de contrôle à deux boucles. De la même manière que dans le chapitre 2, l'énergie stockée dans le condensateur de sortie est régulée à sa référence par un contrôle basé sur la propriété de platitude du système. Chaque puissance en entrée des convertisseurs est régulée de par son propre contrôle par platitude. La seule différence avec le contrôle d'un unique convertisseur boost se situe au niveau du calcul de

la puissance de référence Eq. (2.8) qui devient Eq. (3.36)

$$P_o = P_{in} - \sum_{k=1}^N \gamma_{V_k} \left(\alpha_k \frac{P_{in}}{V_{in}} \right) \quad (3.36)$$

Les paramètres α_k sont les coefficients de répartition. Dans la partie suivante, on propose un nouveau schéma de répartition avec pour objectif d'optimiser le rendement de la structure en fonction de ces paramètres α_k . Dans tous les cas, de manière à transmettre la puissance nécessaire à la charge, les coefficients doivent vérifier Eq. (3.37).

$$\sum_{k=1}^N \alpha_k = 1 \quad \Rightarrow \quad \alpha_N = 1 - \sum_{k=1}^{N-1} \alpha_k \quad (3.37)$$

Le calcul des coefficients de répartition de la puissance α_k est détaillé dans la partie 3.3.3 où l'on définit un schéma de répartition de la puissance basé sur l'estimation des paramètres. Avant cela, une méthode permettant d'estimer les valeurs des inductances et du condensateur est proposée. Avec cette estimation supplémentaire, on s'assure que l'estimation des paramètres représentant les pertes ne sera pas affectée par des erreurs sur les valeurs d'inductances et condensateur.

3.3.2 Estimation des inductances et du condensateur

Dans cette partie, on propose une méthode permettant d'estimer les valeurs des inductances et du condensateur. L'idée est d'ajouter une perturbation sur la puissance de référence et observer la réponse qui traduira des valeurs des inductances et condensateurs [90,91]. Un des intérêts principaux d'une telle estimation est le diagnostic qu'il est possible d'obtenir en connaissant les valeurs des inductances et condensateurs, celles-ci pouvant évoluer avec le vieillissement. De plus, il sera possible d'utiliser ces paramètres comme une entrée de l'observateur d'état dédié à l'estimation des pertes du système. De cette manière, les résultats d'estimation de par l'observateur d'état seront moins dépendant aux erreurs sur ces paramètres (ceux-ci étant utilisés dans les dynamiques du modèle).

3.3.2.1 Estimation des inductances

Pour déterminer les valeurs des inductances, on propose d'ajouter une perturbation sinusoïdale sur chaque référence de puissance. En imposant un déphasage de $\frac{2\pi}{N}$ entre chaque perturbation sinusoïdale ajoutée, la perturbation résultante vue par la source et par la charge sera négligeable ce qui permet d'utiliser cette méthode d'estimation en ligne.

Pour une estimation correcte des inductances, les perturbations sinusoïdales ajoutés sont mise en place de manière à ne pas du tout être vue par la charge, et donc de manière à ne pas entrainer de variation sur la tension de sortie V_o . Pour assurer cette condition, on choisit de garder constante la référence de puissance entrant dans le condensateur P_o . Alors, chaque puissance référence est définie selon :

$$P_{in_k}^{ref} = \left(\frac{P_o}{N} + P_\theta \sin \left(\omega t + \frac{2k\pi}{N} \right) \right) \quad (3.38)$$

En supposant que chaque puissance suive parfaitement sa référence, il est possible de distinguer la partie correspondant à la perturbation sinusoïdale dans l'expression du rapport cyclique correspondant suivant :

$$d_k^\theta = \frac{L_k P_\theta \omega \cos(\omega t)}{(V_{in} - \gamma_{V_k}) V_o} \quad (3.39)$$

En mesurant l'amplitude D_k^θ de la perturbation sur la rapport cyclique d_k^θ , il est alors possible d'obtenir une estimation des valeurs des inductances L_k selon Eq. (3.40). D_k^θ est obtenu par filtrage en pratique, et l'estimation sera donc relativement lente.

$$\hat{L}_k = \frac{D_k^\theta (V_{in} - \gamma_{V_k}) V_o}{P_\theta \omega} \quad (3.40)$$

Quelques précautions doivent être prises lors du choix des paramètres ω et P_θ pour l'estimation des inductances. Tout d'abord, l'amplitude P_θ doit être suffisamment grande pour que la signature de la perturbation sur le rapport cyclique soit représentative. La fréquence de la perturbation doit aussi être fixée précisément et doit en particulier être plus lente que la régulation pour assurer un bon suivi de la référence. La pulsation ω doit donc vérifier $\omega < \omega_P$.

Une autre condition doit être vérifiée pour assurer une estimation correcte. Cette condition n'est pas visible avec les hypothèses déjà réalisées. On a en particulier négligé les variations d'énergie magnétique, mais cette énergie va influencer le système. En introduisant les variations d'énergie magnétique dans le modèle, on obtient :

$$P_{in_k} - \gamma_{V_k} \left(\frac{P_{in_k}}{V_{in}} \right) - L_k \left(\frac{P_{in_k}}{V_{in}^2} \right) \frac{dP_{in_k}}{dt} - P_{o_k} = 0 \quad (3.41)$$

Eq. 3.41 peut aussi s'écrire selon Eq. 3.42 :

$$\psi \left(P_{in_k}, P_{o_k}, \frac{dP_{in_k}}{dt} \right) = 0 \quad (3.42)$$

En considérant des petites perturbations autour d'un point de fonctionnement telles que $P_{in_k} = P_{k0} + \tilde{P}_{in_k}$ et $P_{o_k} = P_{o_{k0}} + \tilde{P}_{o_k}$, il est possible de déterminer la fonction de transfert entre les puissances en entrée et en sortie selon Eq. (3.43) :

$$\frac{\tilde{P}_{o_k}}{\tilde{P}_{in_k}} = - \frac{\frac{\partial \psi}{\partial P_{in_k}} + p \frac{\partial \psi}{\partial \frac{dP_{in_k}}{dt}}}{\frac{\partial \psi}{\partial P_{o_k}}} \quad (3.43)$$

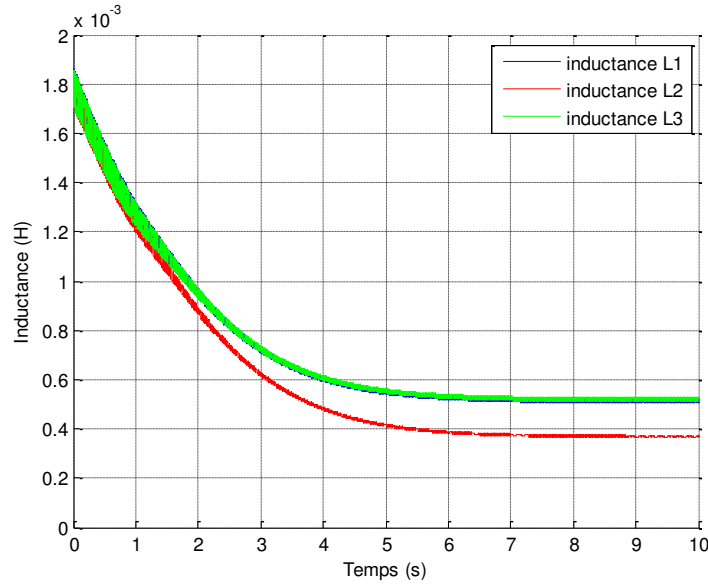
Dans Eq. (3.43), p est la variable de Laplace, et un zero apparait. Sa valeur dépend de la valeur d'inductance et de la puissance suivant :

$$\frac{\frac{L_k P_{in_k}}{V_{in}^2}}{1 - \frac{\gamma_{V_k}}{V_{in}} - \frac{L_k}{V_{in}^2} \frac{dP_{in_k}}{dt}} \quad (3.44)$$

Alors, dans le cas d'un déséquilibre entre les inductances, la différence de phase sera différente sur les signaux des différents convertisseurs individuels, et l'on ne peut donc pas assurer de garder la puissance totale P_o constante. La pulsation ω doit alors être choisie de manière à ce que ce zéro n'interfère pas avec les signaux. Tout d'abord, dans le cas d'une puissance nulle ce zéro n'existe pas, et l'estimation sera possible. Dans tous les autres cas, l'estimation ne sera pas possible en dessous d'un certain niveau de puissance de manière à ce que Eq. (3.45) soit vérifiée.

$$\omega \ll \frac{2\pi V_{in}^2}{L_k P_{in_k}} \quad (3.45)$$

La Fig. 3.16 montre les résultats de l'estimation obtenus par simulation. La tension d'entrée est fixée à $V_{in} = 48V$, la tension de sortie V_o est réglée à $100V$, et la charge est constante $R_{Load} = 10\Omega$. Les paramètres de la sinusoïde sont fixés à $\omega = 200rd/s$ et $P_\theta = 400W$. Les convertisseurs simulés ont des inductances déséquilibrées $L_1 = 0.5mH$, $L_2 = 0.3mH$ et $L_3 = 0.5mH$. Comme prévu, la convergence de l'estimation est relativement lente, mais les résultats présentés sur la Fig. 3.16 confirment la validité de la méthode d'estimation proposée avec des inductances estimées convergeant vers $\hat{L}_1 = 0.52mH$, $\hat{L}_2 = 0.35mH$ et $\hat{L}_3 = 0.52mH$


 FIGURE 3.16 – Valeurs estimées des inductances L_k

3.3.2.2 Estimation du condensateur

La méthode proposée pour estimer la valeur du condensateur de sortie C_o suit la même idée que la méthode d'estimation des inductances présentée ci-avant. Cette fois-ci, une perturbation sinusoïdale est ajoutée sur une seule puissance référence correspondant au convertisseur présentant le moins de pertes (noté avec un indice b pour "best", i.e. avec le plus petit γ_{V_k}). L'ajout de cette perturbation va entraîner une perturbation sur la tension de sortie V_o . On ne pourra donc pas utiliser cette méthode d'estimation en continu en ligne, car la perturbation nécessaire à l'estimation sera vue par la charge et par la source. On décide finalement de réaliser cette estimation périodiquement.

La partie AC du courant dans le condensateur directement due à la perturbation ajoutée peut être exprimée comme Eq. (3.46) :

$$i_c^\theta = \left(1 - \frac{V_{in} - \gamma_{V_b}}{V_o}\right) \frac{P_\theta \sin(\omega t)}{V_{in} - \gamma_{V_b}} + \frac{L_b P_\theta \omega \cos(\omega t)}{(V_{in} - \gamma_{V_b}) V_o} \left(\frac{P_o}{N(V_{in} - \gamma_{V_b})} + \frac{P_\theta \sin(\omega t)}{V_{in} - \gamma_{V_b}} \right) \quad (3.46)$$

Ce courant peut aussi s'exprimer comme une fonction de la valeur du condensateur, et de l'amplitude ΔV_o de la perturbation résultante sur la tension de sortie

$$(C_o \omega \Delta V_o)^2 = \left(i_c^\theta \right)_{RMS}^2 \quad (3.47)$$

Comme pour l'estimation des valeurs d'inductances, l'estimation est relativement lente car elle nécessite un filtrage lui même plus lent que la perturbation pour obtenir l'amplitude de la variation sur la tension de sortie. On suppose alors que la valeur de condensateur estimée qui est obtenue à basse fréquence sera la même que la valeur du condensateur à la fréquence de découpage.

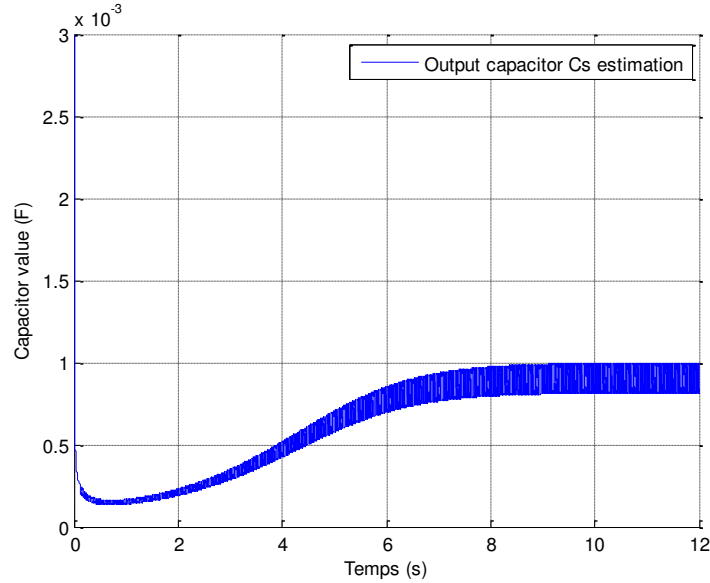


FIGURE 3.17 – Estimation du condensateur de sortie C_o

La Fig. 3.17 montre le résultat d'estimation du condensateur obtenu par simulation. Comme pour l'estimation des inductances, on vérifie que la méthode proposée est correcte, avec une erreur sur l'estimation inférieure à 7% (l'estimation converge autour de $940\mu F$ pour un condensateur simulé de $1mF$).

3.3.2.3 Validation expérimentale

Pour vérifier la validité de la méthode proposée pour l'estimation des valeurs d'inductances et de condensateur, on a réalisé une expérimentation sur une structure constituée de 3 convertisseurs boost en parallèle. Les paramètres du prototype sont donnés dans le tableau 3.1. Chaque * correspond aux valeurs mesurées par un RCL-mètre. Le contrôle et l'estimation sont implémentés sur un dSpace 1103.

Tout d'abord, on vérifie que l'estimation converge vers les valeurs attendues. On vérifie (tableau 3.2) que l'erreur d'estimation reste inférieure à 8%.

Pour émuler un échelon sur la valeur d'une inductance (court-circuit inter-spires par exemple), on connecte une inductance de $1mH$ en parallèle de celle déjà présente ce qui se traduit par une diminution de la valeur d'inductance résultante. La Fig. 3.18 montre les résultats issus de l'estimation. Encore une fois, l'erreur en régime permanent reste inférieure à 6.5% ($460\mu H$ estimé pour $430\mu H$ mesuré). Ce résultat confirme la validité de la méthode d'estimation proposée.

TABLE 3.1 – Paramètres expérimentaux

Paramètre	Valeur
L_1	$670\mu H^*$
L_2	$596\mu H^*$
L_3	$620\mu H^*$
C_o	$890\mu F^*$
Semiconducteurs - Cellules de commutation	<i>SEMITOP</i>
Charge résistive R_{ch}	25Ω
V_{in}	$48V$
V_o^{ref}	$100V$

TABLE 3.2 – Paramètres estimés

Paramètres	Valeur estimée	erreur
\hat{L}_1	$682\mu H$	1.7%
\hat{L}_2	$643\mu H$	7.3%
\hat{L}_3	$637\mu H$	2.7%
\hat{C}_o	$910\mu F$	2.2%

En ajoutant un second condensateur en parallèle du premier, qui se traduit par une augmentation de sa valeur initiale au double, l'erreur d'estimation reste inférieure à 1.7% ($1.77mF$ estimé pour $1.8mF$ mesuré). En connectant ces deux condensateurs en série, l'estimation reste efficace (6.7% d'erreur, $460\mu F$ estimé pour $434\mu F$ mesuré). La Fig. 3.19 donne la réponse de l'estimation lors d'un échelon de la valeur de condensateur. La valeur estimée passe de $1.77mF$ à $920\mu F$ comme espéré.

3.3.3 Utilisation des paramètres estimés pour la gestion de l'énergie

Pour s'assurer d'un fonctionnement fiable et efficace, la répartition de la puissance (ou du courant) est une fonctionnalité très importante des structures de convertisseurs parallèles [92]. Une bonne revue des méthodes de répartition existantes est proposée par Chen et al. dans [93], dans le cas de différents schémas d'interconnexion. Une première méthode pour contrôler les convertisseurs boost parallèles consiste à définir un des convertisseur comme le maître qui impose la tension de sortie, les autres convertisseurs étant les esclaves seulement régulés en courant (ou puissance). La méthode maître-esclave a déjà été mise en place dans [68, 94]. Toutefois, cette stratégie de contrôle n'est pas recommandée pour une bonne fiabilité du système puisque la structure est très dépendante aux défauts sur le convertisseur maître [68]. Une autre méthode proposée dans [95] consiste à utiliser la répartition du courant de manière à gérer l'erreur sur la tension de sortie au travers d'un contrôle synergique. Dans [96], la répartition du courant est directement intégrée dans un contrôleur non-linéaire. Une dernière méthode que l'on peut mentionner est présentée dans [97] où le schéma de répartition est utilisé pour annuler la circulation de courant entre des onduleurs parallèles.

Toutefois, dans la plupart des applications, la référence de courant est divisée en parts égales entre les éléments parallèles comme par exemple dans [98–101]. Une répartition égali-

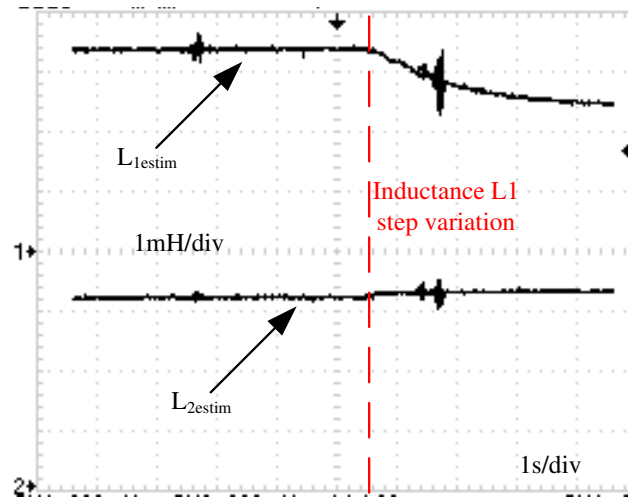


FIGURE 3.18 – Evolution de la valeur d'inductance estimée pour un échelon de sa valeur

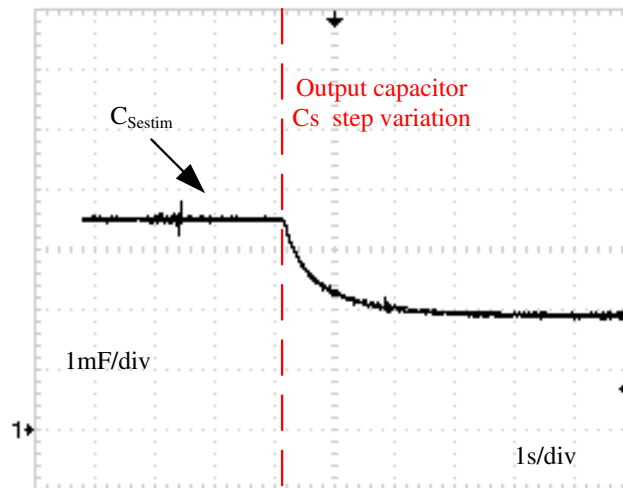


FIGURE 3.19 – Evolution de la valeur de condensateur estimée pour un échelon de sa valeur

taire est aussi utilisée dans [102] où le contrôle est réalisé par des PID classiques. On trouve beaucoup d'études utilisant une répartition égalitaire, et cela indépendamment des structures de convertisseurs considérés comme par exemple [103] dans le cas de convertisseurs boost isolés parallèles. C'est aussi le cas pour les méthodes classiques de contrôle d'onduleurs en parallèle comme dans [104] et [105]. Une répartition égalitaire est aussi adoptée dans le cas de structures contrôlées en tension sans capteurs de courant comme dans [106] et [107] pour une structure multi-phase constituée de buck en parallèle.

Dans cette partie, une utilisation possible des paramètres estimés est décrite dans le cas de convertisseurs boost parallèle. On montre en effet que la connaissance des paramètres modélisant les pertes peut être utilisée pour optimiser la répartition entre les éléments parallèles en maximisant le rendement global de la structure.

3.3.3.1 Schéma de répartition proposé

On propose ici une méthode pour déterminer la répartition de la puissance entre les convertisseurs parallèles en maximisant le rendement de la structure globale comme proposé dans

[108, 109]. Les coefficients de répartition α_k sont calculés de par la connaissance des paramètres de pertes estimés pour chaque convertisseur boost γ_{V_k} . Pour simplifier les calculs de cette partie, il est préférable de revenir à une résistance équivalente aux pertes suivant Eq. (3.48). Ces résistances équivalentes ne sont pas directement estimées, mais elles sont calculées par Eq. (3.48) avec γ_{V_k} estimé par observateur d'état de manière à conserver les performances de l'estimation présentée dans ce chapitre.

$$r_{s_k} = \frac{\gamma_{V_k}}{i_k} \quad (3.48)$$

La référence de puissance totale en entrée P_{in}^{ref} de Eq. (3.36) est réécrite comme une fonction des coefficients de répartition α_k , avec P_o^{ref} calculé de par la régulation de l'énergie Eq. (3.49).

$$P_{in}^{ref} = \frac{V_{in}^2 - \sqrt{V_{in}^4 - 4V_{in}^2 P_o^{ref} \left(\sum_{k=1}^N \alpha_k^2 r_{s_k} \right)}}{2 \left(\sum_{k=1}^N \alpha_k^2 r_{s_k} \right)} \quad (3.49)$$

Il est alors possible de démontrer qu'il existe un unique point qui minimise la référence de puissance totale en entrée P_{in}^{ref} . Cela est montré sur la Fig. 3.20, où la puissance totale en entrée est présentée en fonction des coefficients de répartition dans le cas de 3 convertisseurs boost parallèle. Seuls deux coefficients apparaissent sur cette figure alors qu'il s'agit d'une structure à 3 convertisseurs; le troisième coefficient est en effet imposé directement de part Eq. (3.37). Les paramètres choisis pour le résultat de la Fig. 3.20 sont les mêmes que ceux utilisés pour les simulations par la suite.

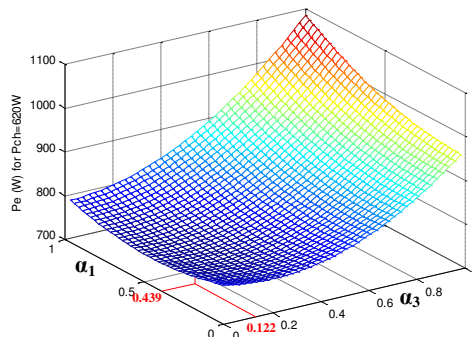


FIGURE 3.20 – Pertes en fonction des coefficients de répartition de la puissance

Par exemple, dans le cas de la Fig. 3.20, le minimum de pertes ne coïncide pas avec une répartition égalitaire, et l'intérêt de la méthode proposée est clairement visible comparé à la méthode la plus classique (répartition égalitaire). Il reste à calculer les coefficients de répartition α_k , de manière à trouver la référence de puissance totale en entrée P_{in}^{ref} pour une référence de puissance de charge donnée P_o^{ref} .

Au vue de Eq. (3.37), P_{in}^{ref} est une fonction de $N - 1$ paramètres. Minimiser cette référence de puissance revient à résoudre Eq. (3.50).

$$\begin{cases} \frac{\partial P_{in}^{ref}}{\partial \alpha_k} = 0, & k = \{1, N - 1\} \end{cases} \quad (3.50)$$

Les valeurs optimales des coefficients α_k qui minimisent la référence de puissance totale en entrée suivent alors Eq. (3.51), qui présente l'avantage d'être assez simple et facilement implémentable.

$$\alpha_k^{opt} = \frac{\prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N r_{s_j}}{\sum_{i=1}^N \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N r_{s_j}} \quad (3.51)$$

Sous faible puissance, les paramètres r_{s_k} ne peuvent pas être précisément définis (ces paramètres sont infinis pour un courant nul). Dans ce cas, il est choisis d'arrêter $N - 1$ convertisseurs et de n'en utiliser qu'un seul.

Finalement, connaissant les coefficients α_k , on calcule la référence de puissance totale en entrée selon Eq. (3.49).

Dans le cas où les différents convertisseurs sont strictement identiques (avec les mêmes paramètres), la répartition de puissance proposée revient à une répartition égalitaire $\alpha_k = \frac{1}{N}$. Le principal avantage de la méthode proposée apparaît lorsque un convertisseur (ou plusieurs) a un rendement plus faible que les autres (se traduisant par des différences sur les paramètres r_{s_k}). Dans ce cas, le schéma de répartition proposé va imposer une référence de puissance plus faible dans les convertisseurs avec plus de pertes, et le rendement globale de la structure augmente.

3.3.3.2 Simulation

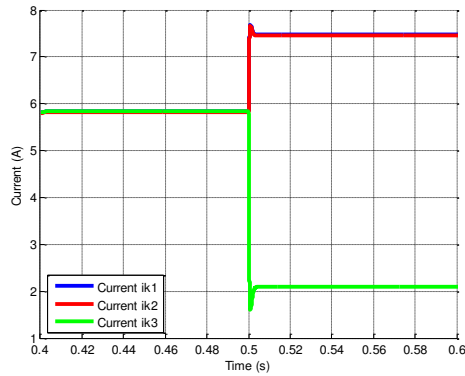
Pour vérifier le bon fonctionnement de la méthode proposée, on réalise des simulations d'une structure constituée de 3 convertisseurs boost en parallèle. Initialement, les coefficients de répartition sont fixés à $\alpha_k = \frac{1}{3}$. À $t = 0.5s$, on passe à la méthode de répartition proposée. Les paramètres de cette simulation sont les mêmes que ceux utilisés pour la validation expérimentale et sont donnés dans le tableau 3.3.

Pour simplifier la simulation, les résistances séries et parallèles sont choisies constantes dans le modèle simulé. Pour valider l'intérêt de la méthode de répartition proposée, les convertisseurs parallèles simulés présentent des rendements différents. Cela est simulé en imposant $r_{s_1} = 0.39\Omega$, $r_{s_2} = 0.39\Omega$ et $r_{s_3} = 1.40\Omega$, ce qui traduit d'un rendement plus faible du troisième convertisseur. Sur un convertisseur réel, de multiples raisons peuvent engendrer un tel déséquilibre, les résistances séries traduisant de nombreuses pertes du convertisseur.

Pour commencer, on s'assure que les résistances estimées convergent vers leurs valeurs simulées. Ensuite, de par Eq. (3.51), on peut calculer les coefficients de répartition optimaux selon Eq. (3.52).

$$\begin{cases} \alpha_1^{opt} = 0.439 \\ \alpha_2^{opt} = 0.439 \\ \alpha_3^{opt} = 0.122 \end{cases} \quad (3.52)$$

Il en résulte des puissances de références différentes pour chacun des convertisseurs. La Fig. 3.21 montre les courants des différents convertisseurs pour les scénarios décrits précédemment.


 FIGURE 3.21 – Valeurs moyennes des courants i_k obtenus par simulation

La Fig. 3.22 montre le rendement de la structure. Sur cette figure, l'intérêt du schéma de répartition proposé peut être visualisé. En effet, tant que la puissance est identiquement répartie entre les trois convertisseurs ($t < 0.5s$), le rendement est environ 2.4% inférieur à celui obtenu avec la répartition proposée. On notera que les différences avec les résultats expérimentaux viennent de l'hypothèse faite que les résistances équivalentes aux pertes sont constantes. En pratique ces résistances dépendent du niveau de puissance comme décrit dans [76].

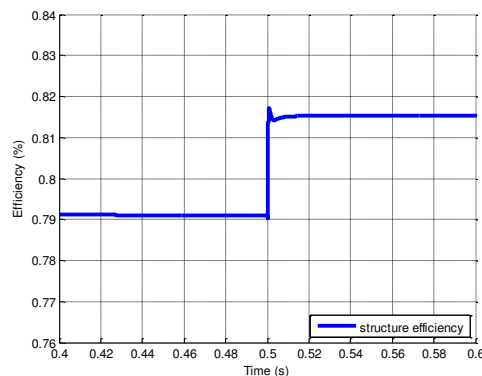


FIGURE 3.22 – Rendement de la structure obtenu par simulation

Au vu de ces résultats, on peut souligner un autre avantage du schéma de répartition proposé. Comme montré sur la Fig. 3.21, la répartition proposée amène à une puissance plus faible dans le convertisseur au moins bon rendement. Ce convertisseur va donc être moins sollicité que ceux présentant de meilleures performances. Finalement, on peut donc supposer que le schéma de répartition proposé va avoir tendance à uniformiser le vieillissement des différents convertisseurs. Seuls des tests de vieillissement pourraient corroborer cette hypothèse, mais cet aspect ne sera pas développé dans cette thèse. Cette particularité devrait impacter sur la durée de vie de la structure, en augmentant sa fiabilité et en facilitant la maintenance. Par exemple, une structure de 3 convertisseurs boost en parallèle peut être facilement réalisée en utilisant des modules de semiconducteurs initialement prévus pour des onduleurs. Dans ce cas, l'uniformisation du vieillissement (conséquence du schéma de répartition proposé) permettra un remplacement du module lorsque tous les semiconducteurs seront déficients. Au contraire, avec un schéma de répartition plus classique, le remplacement du module peut être nécessaire pour juste un composant en défaut.

3.3.3.3 Vérification de la répartition de la puissance

Pour valider le schéma de répartition proposé, des essais expérimentaux ont été réalisés sur une structure constituée de 3 convertisseurs boost en parallèle. Les paramètres du prototype sont donnés dans le tableau 3.3. Le contrôle et l'estimation sont implémentés sur un dSpace 1103. L'échantillonnage est synchronisé sur les signaux MLI, donc seuls les valeurs moyennes des tensions et courants sont mesurées. De manière à vérifier l'intérêt de la méthode de répartition proposée, un des convertisseurs boost est artificiellement vieilli en introduisant une résistance de 1Ω en série.

TABLE 3.3 – Paramètres expérimentaux

Paramètre	Valeur
L_k	$600\mu H$
C_o	$1100\mu F$
Semiconducteurs - Cellules de commutation	<i>SEMISTOP</i>
Charge résistive R_{Load}	15.15Ω
V_{in}	$48V$
V_o^{ref}	$100V$
Fréquence de découpage/échantillonnage f_s	$20kHz$

De la même manière que dans la partie simulation, les résultats présentés correspondent au passage d'une répartition égalitaire ($\alpha_k = \frac{1}{3}$) à une répartition optimisée comme décrit ci-avant. La Fig. 3.23 montre l'évolution du rendement de la structure, et la Fig. 3.24 les valeurs moyennes des courants i_k . Les coefficients de répartition obtenus avec la méthode proposée convergent vers les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} \alpha_1^{opt} = 0.438 \\ \alpha_2^{opt} = 0.440 \\ \alpha_3^{opt} = 0.122 \end{cases} \quad (3.53)$$

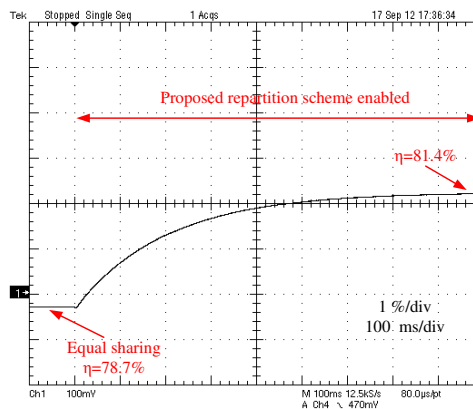


FIGURE 3.23 – Rendement expérimental de la structure

La Fig. 3.23 montre l'intérêt du schéma de répartition proposé comparé à une répartition égalitaire. Sur cette figure, la puissance est tout d'abord répartie également entre les différents

convertisseurs, et lors de la mise en place du schéma de répartition proposé, les coefficients de répartition deviennent tels que Eq. (3.53), et le rendement de la structure augmente. Le transitoire visible sur cette figure vient du fait que le calcul des coefficients de répartition nécessite des paramètres estimés stabilisés ; ces derniers ont été filtrés pour répondre à cette contrainte. Ce transitoire est aussi visible sur la Fig. 3.24, où les courants mettent un certain temps avant de se stabiliser définitivement lorsque la répartition proposée est appliquée. Sur cet essai, lorsque toutes les grandeurs se sont stabilisées avec la répartition proposée, les nouvelles valeurs des résistances sont $r_{s1} = 0.356\Omega$, $r_{s2} = 0.354\Omega$ et $r_{s3} = 1.459\Omega$, d'où on calcule les coefficients de répartition selon Eq. (3.54).

$$\begin{cases} \alpha_1^{opt} = 0.443 \\ \alpha_2^{opt} = 0.447 \\ \alpha_3^{opt} = 0.108 \end{cases} \quad (3.54)$$

Pour le cas testé, le rendement global de la structure augmente de $\eta = 78.7\%$ à $\eta = 81.4\%$ lorsque la stratégie de répartition proposé est appliquée. En comparaison avec la stratégie classique qui consiste à répartir la puissance identiquement entre les différents convertisseurs, le schéma de répartition proposé permet un fonctionnement avec un rendement de 2.7% supérieur.

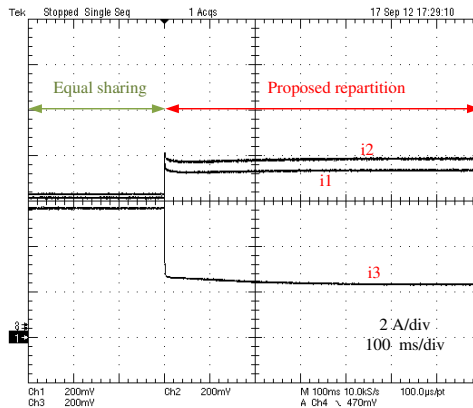


FIGURE 3.24 – Répartition des courants i_k obtenu expérimentalement

Comme déjà évoqué au vue des résultats de simulation, la stratégie de répartition adoptée devrait mener à un vieillissement uniforme entre les convertisseurs parallèles. Cela peut être observé sur la Fig. 3.24, où le courant dans le convertisseur présentant le plus de pertes est le plus faible.

3.3.3.4 Évolution avec la puissance

Dans cette partie, l'estimation des paramètres de pertes et le rendement du système sont analysés en fonction de la puissance. Cet étude permet de prendre en compte le fait que les paramètres traduisant des pertes évoluent avec la puissance. L'intérêt du schéma de répartition proposé dépend donc de la puissance de charge. Différents niveau de puissance ont été testé et sont résumés dans le tableau 3.4.

Les rendements de la structure avec répartition égalitaire et avec le schéma de répartition proposé sont donnés sur la Fig. 3.25. Ce résultat permet de valider l'intérêt de la méthode

TABLE 3.4 – Paramètres expérimentaux

Puissance de charge	Rendement $\alpha_k = \frac{1}{3}$	Rendement $\alpha_k = \alpha_{opt}$	Gain
438W	77.15%	78.8%	1.65%
660W	78.7%	81.4%	2.7%
870W	79.45%	83.15%	3.7%
945W	78.7%	83.2%	4.5%

proposée. En effet, on remarque un gain sur le rendement compris entre 1.65% à basse puissance et 4.5% pour les plus fortes puissances. On remarque aussi que le gain obtenu augmente quand la puissance augmente. Finalement, on en conclut que comparé à une répartition égalitaire, la méthode proposée permet d'améliorer le rendement de la structure globale.

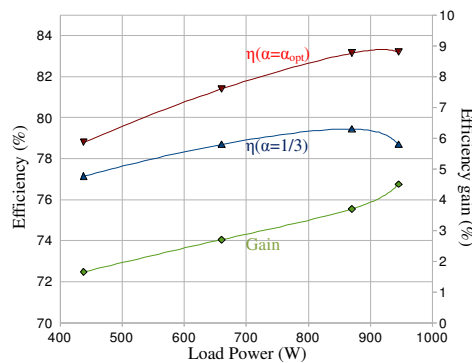


FIGURE 3.25 – Rendement en fonction de la charge - Comparaison expérimentale avec une répartition égalitaire

3.4 Conclusion

Ce chapitre s'est intéressé à l'estimation des pertes sur les convertisseurs DC-DC. Pour cela, on a développé un nouvel observateur d'état. On a vérifié que cet observateur d'état permet une estimation précise des paramètres équivalents aux pertes des convertisseurs. L'estimation de par l'observateur d'état proposé a été comparée avec un observateur d'état de Luenberger et un filtre de Kalman étendu. On a montré que l'observateur d'état proposé était le plus adapté à l'estimation des pertes des convertisseurs DC-DC, en particulier dans le cas du convertisseur boost isolé pour lequel les autres méthodes ne convergent pas.

Dans une seconde partie, on s'est focalisé sur les structures constituées de convertisseurs en parallèle. Une méthode indirecte d'estimation des valeurs des inductances et du condensateur consistant en l'ajout d'une perturbation sinusoïdale sur la puissance régulée a été proposée. En partant de l'estimation des paramètres représentant les pertes du convertisseur, on a aussi montré qu'il est possible d'optimiser le rendement de la structure parallèle en agissant seulement sur la répartition de la puissance entre les différents convertisseurs en parallèles.

Chapitre 4

Exploitation de la source photovoltaïque

4.1 Introduction

Un des principaux défis à résoudre quand il s'agit d'utiliser une source photovoltaïque (PV) est sa réponse sous des conditions non-uniformes d'éclairement et de température. Cela est d'autant plus vrai qu'il n'est possible de connaître qu'un seul point de la caractéristique de la source PV à chaque instant, et il n'est pas possible de précisément anticiper le point de fonctionnement correspondant au maximum de puissance faisable.

Parmi les recherches s'intéressant à l'optimisation de l'utilisation des technologies photovoltaïques, des études récentes se sont concentrées sur les architectures de conversion distribuées avec des convertisseurs multiples au lieu d'un unique. Trouver une architecture distribuée optimale est une problématique commune aux recherches sur les éoliennes pour lesquelles des convertisseurs multiples sont nécessaires (un par éolienne). Une bonne comparaison des différentes architectures distribuées possibles est donnée dans la thèse de P. Monjean [110] dans le cas de génération d'énergie éolienne avec interconnexion de par un bus de tension DC. Dans ce chapitre, deux architectures sont considérées comme représenté sur la Fig. 4.1. La première architecture est une approche modulaire avec possibilité de redondance parallèle. La seconde structure étudiée considère une interconnexion série de la sortie des générateurs PV (panneau PV + DC-DC convertter) de manière à créer un bus de haute tension DC. Dans [110], il est montré que cette dernière solution est celle qui présente le meilleur rendement. Une attention particulière sera donc attachée à cette structure dans le cas d'une application photovoltaïque.

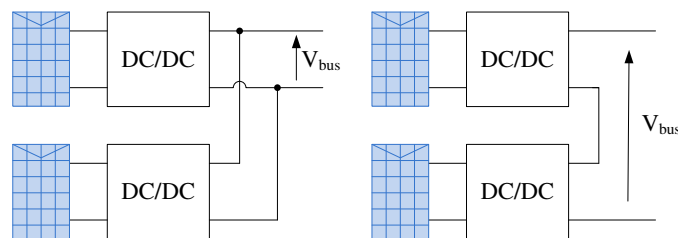


FIGURE 4.1 – Architectures PV distribuées -
(gauche) interconnexion parallèle - (droite) architecture distribuée série

Dans ce chapitre, pour répondre à la problématique de la maximisation de la puissance (MPPT) sous conditions non-uniformes, on choisit d'acquérir rapidement la caractéristique statique PV de manière à avoir la connaissance du maximum global faisable. Pour sûr, cette façon de résoudre le problème d'optimisation est intrusive, et cela peut engendrer une perte d'énergie si la caractéristique statique PV n'est pas acquise assez rapidement. Ces aspects seront détaillés par la suite, tout comme l'impact d'un tel fonctionnement sur le reste du système. Toutefois, il n'est actuellement pas possible d'avoir une comparaison précise entre des méthodes plus classiques et une telle hypothèse. Cela nécessiterait des tests sur le long terme sur des systèmes similaires pour déterminer de quelle façon il est préférable d'agir. En fait la question qui se pose est : est-il meilleur de fonctionner au point de puissance maximum global faisable quand le système est en régime permanent (ou quasi-), ou vaut-il mieux fonctionner occasionnellement avec un rendement plus faible mais avec de meilleurs résultats lors de transitoires ? Cette question reste pour l'instant ouverte, et pourrait ne jamais trouver de réponse dans le cas général, le résultat dépendant de la localisation du système PV et des conditions d'éclairement et de température. Le lecteur sera donc d'ores et déjà averti que les méthodologies proposées présenteront des rendements optimisés en régime permanent, mais avec une efficacité inférieure à d'autres méthodes pendant les transitoires.

Ce chapitre est organisé comme suit. Tout d'abord, une modélisation de la source PV est détaillée de manière à être utilisée pour les simulations lors de la mise en place du MPPT. Dans une seconde partie, les architectures parallèles sont étudiées, avec une attention spéciale au convertisseur associé au module PV. Le contrôle du convertisseur et l'influence des pertes du convertisseur sont ainsi analysés. Une troisième partie détaille l'étude d'une architecture PV distribuée série, avec la description d'un algorithme MPPT basé sur une optimisation par essaim de particules. Finalement, ce chapitre se termine avec les conclusions de cette étude des générateurs photovoltaïques.

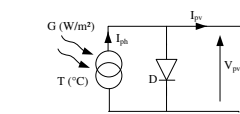
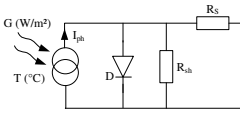
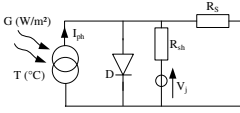
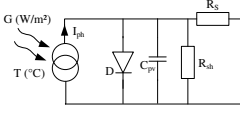
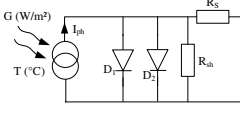
4.2 Modélisation de la source photovoltaïque

Dans cette partie, on détaille un modèle de la source photovoltaïque. Tout d'abord, on donne une brève revue des modèles existants. Ce modèle sera par la suite utilisé pour simuler le fonctionnement des différentes stratégies de maximisation de la puissance (MPPT) proposées avant une validation expérimentale. Malheureusement, nous n'avons pas été en mesure de donner une vérification expérimentale du modèle développé. En effet, le fonctionnement de la source PV dépend des conditions d'éclairement et de température. Une vérification optimale du modèle et ses paramètres ne peut être réalisée sans mesurer ces conditions extérieures (sur un nombre de point relativement grand quand on considère des conditions non-uniformes), ou encore mieux pouvoir les imposer. Toutefois, le modèle qui est finalement retenu est suffisamment fiable pour permettre la simulation de la réponse de la source PV sous conditions d'éclairement non-uniformes.

4.2.1 Principaux modèles de source PV

La conversion de l'énergie photovoltaïque a été largement étudiée, et on peut trouver de nombreuses modélisations de sources PV différentes dans la littérature. Dans sa thèse [11], D. Picault donne une revue relativement complète des modèles "type circuit" de source PV comme résumé dans le tableau 4.1.

TABLE 4.1 – Principaux modèles de source PV [11]

Modèle	Schéma équivalent	Nombre de paramètres	Précision	Référence
Idéal		3	faible	[111]
Une diode		5	bonne	[112]
Bishop		8	bonne avec comportement inverse	[113]
Dynamique		6	bonne avec comportement dynamique	[114]
Deux diodes		7	très précis	[115]

Au vu de l'utilisation qui est faite du modèle, une modélisation statique est suffisante d'autant plus que les autres constantes de temps sont beaucoup plus grandes que celle de la source PV. Le choix du modèle s'est effectivement principalement fait en vue de son utilisation, et en particulier de manière à permettre une modélisation relativement fidèle du comportement de la source PV sous éclairage non-uniforme comme par exemple le modèle proposé dans [116]. La possibilité de modélisation offerte par la fonction mathématique \mathcal{W} de Lambert a finalement été retenue et est détaillée ci-après.

4.2.2 Détail du modèle

Le modèle retenu est le modèle équivalent à une diode, comme représenté sur la Fig. 4.2. Il présente l'avantage d'être relativement précis et facilement implémentable ([117] et [118]). Ce modèle est d'autant plus adapté du fait que l'on suppose que la source PV ne fonctionne jamais en récepteur du fait de la présence de diodes de protection.

Le choix de ce modèle a été principalement motivé par le fait qu'il soit possible d'exprimer la tension en fonction du courant ou son inverse. En effet, en utilisant la fonction mathématique

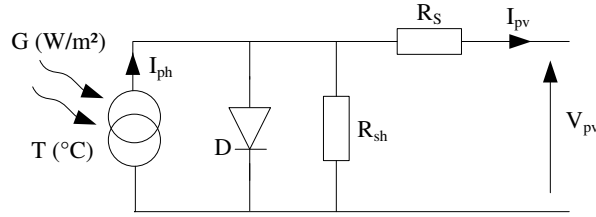


FIGURE 4.2 – Modèle à une diode de la source PV

\mathcal{W} de Lambert, il est possible de simplifier le modèle à une diode de façon à obtenir deux fonctions mathématiques explicites, la première donnant la tension PV en fonction de son courant, et la seconde son inverse soit le courant en fonction de la tension ([118] et [117]).

L'équation Eq. (4.1), maintenant classique, décrit le modèle à une diode de par une expression reliant la tension PV au courant.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \cdot \left(e^{\frac{V_{pv} + R_S \cdot I_{pv}}{V_t}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + R_S \cdot I_{pv}}{R_{sh}} \quad (4.1)$$

4.2.2.1 Paramètres du modèle

Pour clarifier la compréhension du modèle, on donne dans ce paragraphe la signification des différents paramètres du modèle :

– *Courant photovoltaïque I_{ph} :*

La source de courant du modèle à une diode représente le courant photovoltaïque ou photo-courant. Ce courant varie avec l'éclairement, qui en est sa cause directe. Il a été observé que ce paramètre dépend linéairement de la température et de l'éclairement tout comme le courant de court-circuit (I_{sc}). En pratique, comme proposé dans [117], on considère une évolution selon :

$$I_{ph} = G \cdot (K_{ipv} (T - T_{ref}) + I_{sc}^0)$$

où G est le taux d'éclairement (en W/m^2), T la température, I_{sc}^0 le courant de court-circuit sous conditions standards de test ($1000W/m^2$, $T = T_{ref} = 25^\circ C$) et K_{ipv} un coefficient de dépendance à la température..

– *Courant de saturation inverse de la diode I_0 :*

Ce courant ne dépend pas de la tension aux bornes de la diode. Il dépend principalement de la température de fonctionnement de la source PV, et est largement variant suivant les caractéristiques du semiconducteur.

– *Paramètre V_t :*

Le paramètre V_t est une tension prenant en compte la température de la source PV et le facteur d'idéalité de la diode (α). Cette tension suit l'équation :

$$V_t = \frac{\alpha \cdot k_B \cdot T}{q}$$

où k_B est la constante de Boltzmann, et q la charge d'un électron.

– Résistance série R_S :

Il a été observé que ce paramètre dépend fortement de la température et de l'éclairement. Cette résistance série influence fortement sur la position du maximum de puissance sur la caractéristique statique résultante.

– Résistance shunt R_{sh} :

Sa valeur est beaucoup plus importante que celle de la résistance série. Pour cette raison, ce paramètre est souvent négligé.

4.2.2.2 Fonction \mathcal{W} de Lambert

La fonction \mathcal{W} de Lambert (aussi appelée fonction *Omega*, ou *product logarithm* en anglais) est définie par son inverse selon Eq. (4.2) et est traditionnellement notée $\mathcal{W}(x)$. Seules ses valeurs réelles sont considérées ici. La fonction utilisée est restreinte à sa partie supérieure (parfois appelé \mathcal{W}_0) qui vérifie $-1 \leq \mathcal{W}(x)$, comme représenté sur la Fig. 4.3. La branche principale est une fonction monotone croissante, et un nombre réel positif aura donc une solution unique à valeur réelle positive.

$$\mathcal{W}^{-1} : x \longmapsto x \cdot e^x \quad (4.2)$$

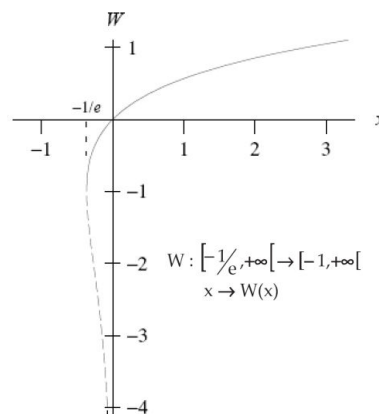


FIGURE 4.3 – Fonction \mathcal{W} de Lambert pour des valeurs réelles

Le principal intérêt de cette fonction apparaît quand on essaie de résoudre une équation du même type que Eq. (4.3).

$$y = x + b \cdot e^x \quad (4.3)$$

En effet, il existe une solution explicite (Eq. (4.4)) de x en fonction de y en utilisant la fonction \mathcal{W} de Lambert. Cette solution peut être obtenue de la manière suivante :

$$\begin{aligned} (y - x) \cdot e^{-x} &= b \\ (y - x) \cdot e^{y-x} &= be^y \\ y - x &= \mathcal{W}(b \cdot e^y) \\ x &= y - \mathcal{W}(b \cdot e^y) \end{aligned} \quad (4.4)$$

On note aussi que la dérivée de cette fonction peut s'exprimer selon Eq. 4.5 :

$$\mathcal{W}'(x) = \frac{\mathcal{W}(x)}{x \cdot (1 + \mathcal{W}(x))} \quad (4.5)$$

4.2.2.3 Expression du courant de la source PV

En transformant et en manipulant Eq. (4.1), on peut exprimer le modèle de la source PV selon Eq. (4.6).

$$\begin{aligned} \frac{R_S \cdot R_{sh}}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t} (I_{ph} + I_0) &= \frac{V_{pv} \left(\frac{R_S}{R_S + R_{sh}} \right) + R_S \cdot I_{pv}}{V_t} \\ &+ \frac{R_S \cdot R_{sh} \cdot I_0}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t} \cdot e^{\frac{R_{sh} \cdot V_{pv}}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t}} \cdot e^{\frac{V_{pv} \left(\frac{R_S}{R_S + R_{sh}} \right) + R_S \cdot I_{pv}}{V_t}} \end{aligned} \quad (4.6)$$

En notant :

$$\begin{aligned} y &= \frac{R_S \cdot R_{sh}}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t} (I_{ph} + I_0) \\ x &= \frac{V_{pv} \left(\frac{R_S}{R_S + R_{sh}} \right) + R_S \cdot I_{pv}}{V_t} \\ b &= \frac{R_S \cdot R_{sh} \cdot I_0}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t} \cdot e^{\frac{R_{sh} \cdot V_{pv}}{(R_S + R_{sh}) \cdot V_t}} \end{aligned}$$

Au vu des propriétés de la fonction \mathcal{W} de Lambert précédemment mentionnées, il est possible d'exprimer le courant de la source PV comme une fonction explicite de la tension PV selon Eq. (4.7)

$$I_{pv} = \frac{V_t}{R_S} \cdot [y - \mathcal{W}(b \cdot e^y)] - \frac{V_{pv}}{R_S + R_{sh}} \quad (4.7)$$

4.2.2.4 Expression de la tension PV

Cette fois, Eq. (4.1) est réécrite suivant Eq. (4.8).

$$\frac{R_{sh}}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv}) = \frac{R_{sh} \cdot I_0}{V_t} \cdot e^{\frac{V_{pv} + R_S \cdot I_{pv}}{V_t}} - \frac{V_{pv} + R_S \cdot I_{pv}}{V_t} \quad (4.8)$$

Pour résoudre ce problème, on pose :

$$\begin{aligned} y &= \frac{R_{sh}}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv}) \\ x &= \frac{V_{pv} + R_S \cdot I_{pv}}{V_t} \\ b &= \frac{R_{sh} \cdot I_0}{V_t} \end{aligned}$$

On en déduit alors une expression de la tension PV en fonction du courant PV selon Eq. (4.9)

$$V_{pv} = V_t \cdot \left[\frac{R_S}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv}) - \mathcal{W} \left(\frac{R_{sh} \cdot I_0}{V_t} \cdot e^{\frac{R_S \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv})}{V_t}} \right) \right] - R_S \cdot I_{pv} \quad (4.9)$$

4.2.2.5 Modèle simplifié

Les Eqs (4.7) et (4.9) décrivent le comportement de la source PV. Pour simplifier les calculs, on fait une dernière hypothèse à savoir $R_S \ll R_{sh}$. Cette hypothèse est classique lorsqu'il s'agit de modéliser le comportement d'une source PV, et il a été vérifié que celle-ci est vraie quelques soient les niveaux de température et d'éclairement.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{pv} = \frac{V_t}{R_S} \cdot \left[\frac{R_S \cdot (I_{ph} + I_0)}{V_t} - \mathcal{W} \left(\frac{I_0}{V_t} \cdot R_S \cdot e^{\frac{V_{pv}}{V_t}} \cdot e^{\frac{R_S \cdot (I_{ph} + I_0)}{V_t}} \right) \right] - \frac{V_{pv}}{R_{sh}} \end{array} \right. \quad (4.10a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{pv} = V_t \cdot \left[\frac{R_S}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv}) - \mathcal{W} \left(\frac{R_{sh} \cdot I_0}{V_t} \cdot e^{\frac{R_S}{V_t} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{pv})} \right) \right] - R_S \cdot I_{pv} \end{array} \right. \quad (4.10b)$$

Ce modèle a déjà été validé expérimentalement à plusieurs reprises. Pour plus de détails à ce sujet, on invite le lecteur à lire les références [11], [118] et [117], avec une attention particulière à [11] où une méthode permettant de déterminer les différents paramètres du modèle est proposée.

4.2.3 Vérification du modèle de la source PV

Tout d'abord, on vérifie le comportement statique du modèle de la source PV sous des conditions d'éclairement et de température uniformes. Sur la Fig. 4.4, on peut observer que la source PV simulée permet d'obtenir une caractéristique statique conforme à ce que l'on espérait théoriquement comme représenté sur la Fig. 1.3. On rappelle que l'on ne donne pas de vérification expérimentale car le prototype utilisé n'est pas équipé de mesures de l'éclairement et de la température.

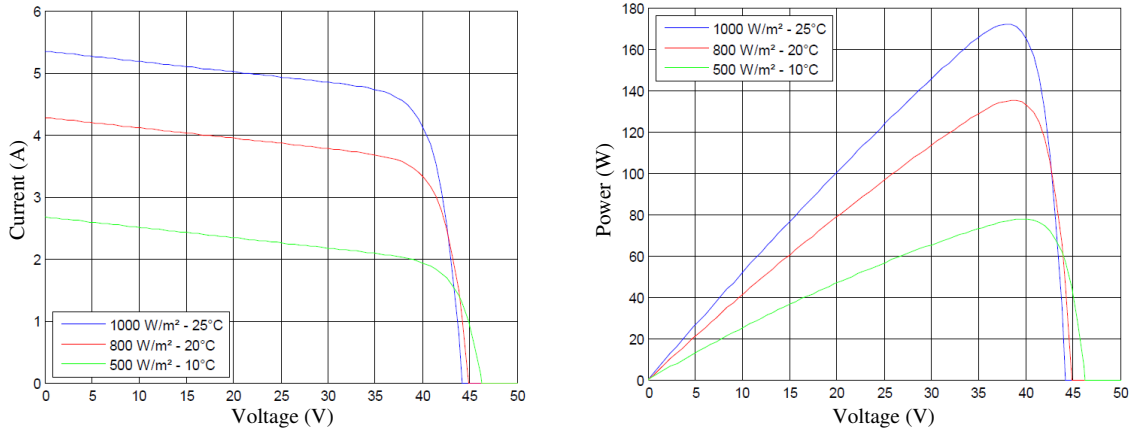


FIGURE 4.4 – Caractéristique statique de la source PV simulée sous différentes conditions uniformes

Notre objectif final est d'obtenir un modèle de la source PV fidèle à ce qui peut être observé en pratique dans le cas de conditions non-uniformes. Une source PV constituée de 6 panneaux identiques à celui simulé sur la Fig. 4.4 est modélisée pour vérifier la réponse sous conditions non-uniformes. Les panneaux sont interconnectés selon les schémas de la Fig. 4.5 (configuration "3p2s"), avec les diodes de protections et les conditions simulées pour chaque panneau. Ici, on a fait le choix de modéliser les diodes de protection de façon externe au modèle de la source PV. On aurait aussi pu penser intégrer les diodes de by-pass directement dans le modèle de la source PV au travers de la fonction de Lambert comme proposé dans [119].

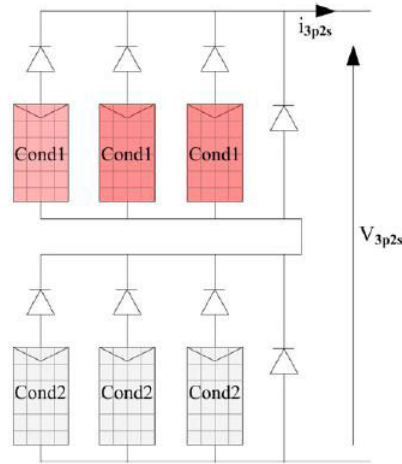


FIGURE 4.5 – Source PV "3p2s" sous conditions non-uniformes
 ($cond1 : 1000W.m^{-2}, 25^{\circ}C$, - $cond2 : 500W.m^{-2}, 10^{\circ}C$)

Sur la Fig. 4.6, on donne la caractéristique statique de la source PV (Fig. 4.5) simulée. Comme espéré, la caractéristique statique obtenue présente deux maximums de puissance distincts, correspondant aux deux conditions d'éclairément simulées. On a pu vérifier que ce comportement est conforme aux résultats obtenus en pratique. Finalement, le modèle de la source PV est validé et pourra être utilisé pour les simulations lors de la mise en place des algorithmes MPPT.

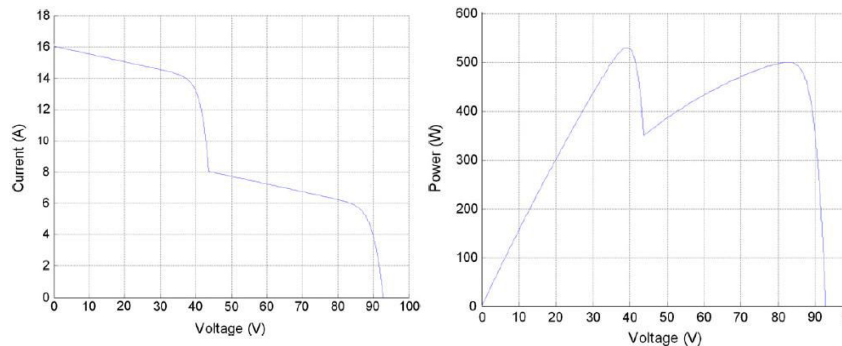


FIGURE 4.6 – Caractéristique statique sous conditions non-uniformes de la source "3p2s")

4.3 Approche modulaire

Dans cette partie, on considère un générateur PV unique constitué d'un panneau PV et un convertisseur DC-DC. Le cas d'un convertisseur boost est considéré pour les explications et la validation. Toutefois, le contrôle et les observations quant à l'influence des pertes du convertisseur décrite dans cette partie peuvent facilement être adapté à d'autres structures de conversion telles que : le convertisseur buck, le buck-boost, le sepic ou encore le Ćuk (une comparaison de ces structures est donnée dans [120]). Le générateur PV considéré et les notations associées sont représentés sur la Fig. 4.7.

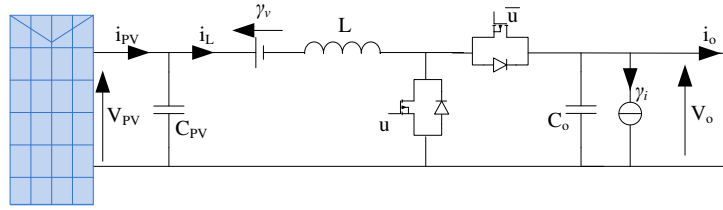


FIGURE 4.7 – Générateur PV considéré

4.3.1 Modélisation du convertisseur

Comme proposé dans le chapitre précédent, les pertes internes du convertisseur sont modélisées par une source de tension en série avec l'inductance, et une source de courant en parallèle du condensateur de sortie. Comparé à l'étude du convertisseur boost du chapitre 2, un condensateur supplémentaire est mis en parallèle du panneau PV en entrée du convertisseur. Il en résulte une équation supplémentaire pour modéliser le système Eq. (4.11a). Les paramètres γ_V et γ_i des équations du modèle Eqs. (4.11b) et (4.11c) sont une application directe du modèle du chapitre 2 et sont estimés selon la méthode proposée au chapitre 3.

$$\begin{cases} C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L & (4.11a) \\ L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - \gamma_V - (1-d)V_o & (4.11b) \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = (1-d)i_L - i_o - \gamma_i & (4.11c) \end{cases}$$

La présence du condensateur C_{pv} est justifiée par le besoin que la tension PV soit une variable d'état et donc contrôlable. De plus, ce condensateur va absorber les ondulations de courant dues au découpage, et la puissance côté source PV sera d'autant plus constante sur une période de découpage.

Contrairement à ce qui est fait dans le chapitre 2, on suppose que l'équation du courant dans le condensateur en entrée Eq. (4.11a) est idéale, et aucun paramètre additionnel n'est ajouté contrairement aux Eqs. (4.11b) et (4.11c). Ce choix a été fait en vue de l'expérimentation. En effet, en simulation, il est possible de supposer Eq. (4.11a) comme non-idéale, et d'appliquer la même méthode d'estimation en partant de Eq. (4.12).

$$C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L - \gamma_{i_{pv}} \quad (4.12)$$

Toutefois, la convergence de l'estimation du paramètre $\gamma_{i_{pv}}$ est difficilement vérifiable en expérience. En effet, la dérivée de la tension PV Eq. (4.11a) est directement liée à la différence entre les courants mesurés i_{pv} et i_L . Alors, si l'on veut estimer le paramètre de pertes $\gamma_{i_{pv}}$, il est nécessaire d'avoir des mesures des courants très précises, d'autant plus que l'on ne mesure que les valeurs moyennes de ces signaux. Par exemple, une petite dérive sur l'offset d'une mesure peut directement amener à des résultats incohérents. On a donc préféré faire l'hypothèse que le condensateur en entrée est idéal ($\gamma_{i_{pv}} = 0$). Cette hypothèse simplificatrice n'est pas trop impactante car il a été vérifié que les pertes du condensateurs C_{pv} sont négligeables par rapport à l'ensemble des pertes du convertisseur.

4.3.2 Contrôle du convertisseur

Les caractéristiques statiques de la source PV ont une forme similaire si on les trace en fonction de la tension PV, ou en fonction du courant PV. Il faut donc faire un choix entre un contrôle de la tension ou du courant. Une première différence qui peut aider à faire ce choix vient du fait que l'on a pu observer que la caractéristique statique de la source PV est plus "plate" quand on la trace en fonction du courant. On a en particulier observé expérimentalement que la source PV est très sensible à de petites variations de courant autour du courant de court-circuit. Il est donc difficile de stabiliser le contrôle du courant PV autour de valeurs élevées.

Cette première observation est suffisante pour choisir un contrôle de la source PV en tension. Toutefois, une autre considération d'autant plus pertinente mène à ce choix. Le choix d'un contrôle de la tension s'est fait car cette variable est moins sensible aux variations d'éclairement que le courant PV. Il en résulte donc un meilleur suivi du maximum de puissance lorsque les conditions d'éclairement varient. Avec un schéma de contrôle à une boucle, il est possible d'obtenir des performances dynamiques élevées. De plus, un contrôle de la tension PV est bénéfique quand on pense à une application connectée au réseau, cela permettant de rejeter les perturbations à 100Hz au niveau de la puissance extraite, ce qui se traduit par un meilleur rendement [121]. On notera qu'il est facilement envisageable de vouloir contrôler la sortie du convertisseur. Toutefois cette solution doit être rejetée car des instabilités apparaissent autour du point de puissance maximum lorsque l'on contrôle la sortie du convertisseur comme étudié dans [122] et [123].

4.3.2.1 Contrôle par platitude proposé

Un contrôle de la tension PV à une boucle est mis en place de manière à obtenir de bonnes performances dynamiques. On peut montrer que la tension en entrée du convertisseur boost V_{pv} est une sortie plate du système. En fait, de manière à simplifier les équations du contrôle, on ne considère pas directement la tension, mais la charge du condensateur en entrée Q définie par Eq. (4.13) est la fonction candidate pour être la sortie plate du système.

$$Q = C_{pv} \cdot V_{pv} \quad (4.13)$$

Au vue des équations du modèle Eq. (4.11a), la dérivée de Q peut être exprimée selon :

$$\dot{Q} = C_{pv} \cdot \frac{dV_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \quad (4.14)$$

De par les Eqs. (4.13) and (4.14), les variables d'état du système peuvent être exprimées en fonction de Q et ses dérivées selon les Eqs. (4.15a) et (4.15b). On suppose la tension V_o lentement variable. On suppose donc que cette tension est mesurée, et ses dynamiques sont négligées.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{pv} = \frac{Q}{C_{pv}} = \varphi_V(Q) \end{array} \right. \quad (4.15a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L = i_{pv} - \dot{Q} = \varphi_i(Q, \dot{Q}) \end{array} \right. \quad (4.15b)$$

La dérivée seconde de la sortie plate Q est :

$$\ddot{Q} = \frac{di_{pv}}{dt} - \frac{di_L}{dt} \quad (4.16)$$

La variable de commande d peut alors être exprimée sous une forme similaire à Eq. (1.10c) :

$$d = 1 + \frac{1}{V_o} \left[L \left(\frac{di_{pv}}{dt} - \ddot{Q} \right) - \varphi_V(Q) - \gamma_V \right] = \psi_d(Q, \dot{Q}, \ddot{Q}) \quad (4.17)$$

Au vue de la définition donnée par les équations Eqs. (1.10a), (1.10b) et (1.10c), on peut déduire des Eqs. (4.15a), (4.15b) et (4.17), que le système étudié appartient bien à la classe des systèmes plats, la charge Q étant la sortie plate associée au signal de commande d .

On définit une trajectoire pour la référence de tension PV au moyen d'un filtre du second ordre. Pour assurer la régulation de la sortie plate à sa trajectoire de référence, une loi de commande d'ordre trois est utilisée :

$$\left(\ddot{Q}_{ref} - \nu \right) + K_1 \left(\dot{Q}_{ref} - \dot{Q} \right) + K_2 (Q_{ref} - Q) + K_3 \int (Q_{ref} - Q) dt = 0 \quad (4.18)$$

La commande d (le rapport cyclique) est obtenue de par la relation : $d = \psi_d(Q_{ref}, \dot{Q}_{ref}, \nu)$ où ν est la nouvelle variable de commande donnée par Eq. (4.18). Les valeurs des coefficients K_1 , K_2 et K_3 sont ajustées de manière à fixer les pôles du système en boucle fermée. Il sont choisis suivant Eq. (4.19). Le terme intégrale permet d'assurer une erreur statique nulle (et permet donc de contrer les erreurs de modélisation et les variations de paramètres).

$$\begin{cases} K1 = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n + p_1 \\ K2 = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot p_1 + \omega_n^2 \\ K3 = p_1 \cdot \omega_n^2 \end{cases} \quad (4.19)$$

où ξ est l'amortissement, ω_n la pulsation, et p_1 la valeur absolue d'un des pôles de la régulation. Ces paramètres sont choisis connaissant la fréquence de découpage f_s du système.

4.3.2.2 Discussion sur la stratégie de contrôle adoptée

Dans ce paragraphe, on donne quelques éléments de réponse aux critiques qui pourraient être faites concernant le stratégie de contrôle adoptée. Vu le nombre très important de publications sur le sujet, on peut facilement trouver d'autres techniques de contrôle de la tension PV, chacune étant "vendue" en montrant ses bénéfices par rapport à des méthodes moins performantes. Il nous paraît donc intéressant de montrer l'intérêt du contrôle proposé comparé à d'autres méthodes.

Le contrôle par platitude adopté est valide pour de larges variations de la valeur de tension PV. De plus, avec l'utilisation de la propriété de platitude du système, on peut s'assurer que le courant dans l'inductance reste borné même durant les transitoires en appliquant une trajectoire adaptée, et cela même si cette variable n'est pas directement contrôlée avec ce contrôle à une boucle.

Après une revue des travaux sur le sujet, il nous apparaît qu'une comparaison avec au moins une méthode de contrôle évoluée récente est nécessaire. A cet effet, la méthode de contrôle basée sur la notion de glissement proposée dans [17] et [124] est un candidat idéal car ces articles présentent un contrôle de la tension PV très performant. On donne donc quelques éléments de comparaison entre le contrôle par platitude proposé et le contrôle par mode de glissement donné dans [17] et [124].

Tout d'abord, les deux méthodes de contrôle nécessitent 2 capteurs pour assurer un bon suivi de la référence. Dans [17] et [124], la tension et le courant du condensateur en entrée sont nécessaires, alors qu'avec le contrôle par platitude proposé, il est nécessaire de mesurer la tension et le courant PV.

Plus particulièrement, la mesure de la dérivée du courant PV est nécessaire pour le contrôle par platitude proposé (voir Eq. (4.17)). La dérivée est donc calculée numériquement de par la mesure du courant. Cela amène à un des principaux inconvénients du contrôle par platitude adopté : dans le cas de variations rapides de l'éclairement, la dérivée du courant PV n'est pas négligeable et influence la commande, et il est reconnu que du fait de la présence de bruit sur la mesure (malheureusement présent en pratique) un calcul numérique de la dérivée d'une grandeur mesurée est difficilement précis.

Cette difficulté a été supprimée avec le contrôle proposé dans [17] et [124] : même si la dérivée de la tension est nécessaire, sa valeur n'est pas calculée, mais elle est directement mesurée de par la mesure du courant dans le condensateur (ces valeurs étant directement proportionnelles suivant $i_{C_{PV}} = C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt}$). Il a été montré que cette méthode de contrôle est très performante pour des variations d'éclairement très importantes.

Une autre différence entre les deux méthodes de contrôle apparaît lorsque le convertisseur passe en mode de conduction discontinue (DCM). En effet, dans [17] et [124], il est montré que le contrôle par mode de glissement reste performant en mode de conduction discontinu. A l'inverse, le contrôle par platitude proposé est basé sur la modélisation du convertisseur qui a été réalisée pour un fonctionnement en mode de conduction continue (CCM). Si le système passe en DCM, la modélisation est différente, et pour conserver un suivi de la référence performant il faudrait réécrire le modèle ce qui se traduirait par une commutation entre deux différents calculs du rapport cyclique. Ce dernier aspect n'a pas été étudié de par la présence d'une rectification synchrone sur les dispositifs expérimentaux testés, assurant donc un fonctionnement en CCM.

Pour finir, on en conclut que le choix entre les deux méthodes de contrôle est difficile, la principale différence venant du placement des capteurs. En effet, on montre que les résultats de régulations obtenus par les deux méthodes sur les mêmes scénarios sont identiques. En guise d'illustration, la Fig. 4.8 montre la réponse de la tension PV avec le contrôle par platitude proposé comparé aux résultats donnés dans [124]. Sur l'ensemble du scénario utilisé dans [124], on observe que les deux méthodes donnent des performances similaires.

4.3.3 Considération des pertes du convertisseur

Lors des expérimentations de MPPT sous différentes conditions non uniformes, on a pu observer que dans certains cas, la prise en compte des pertes internes du convertisseur peut permettre d'optimiser la puissance en sortie du convertisseur. Au contraire des approches MPPT classiques qui ont pour objectif la maximisation de la puissance de la source PV, on montre qu'il est préférable d'effectuer cette maximisation de la puissance côté charge comme représenté sur la Fig. 4.9. En effet, sous certaines configurations d'éclairement non-uniforme, il peut arriver que le maximum global soit différent. La maximisation de la puissance côté charge peut donc amener à une amélioration du rendement qui peut être importante si ces conditions durent longtemps. De plus, dans ce cas, maximiser la puissance côté charge revient à réduire les pertes

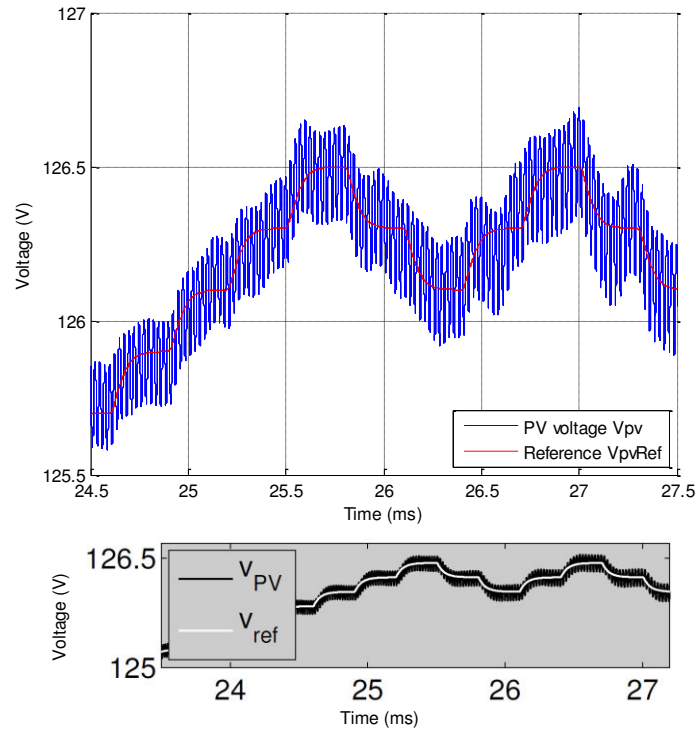


FIGURE 4.8 – Simulation de la V_{pv} contrôlée -
 (*haut*) contrôle par platitude proposé - (*bas*) contrôle par mode de glissement de [124]

internes du convertisseur. Le convertisseur sera donc moins sollicité, ce qui ne peut être que bénéfique au regard de son vieillissement et de sa fiabilité.

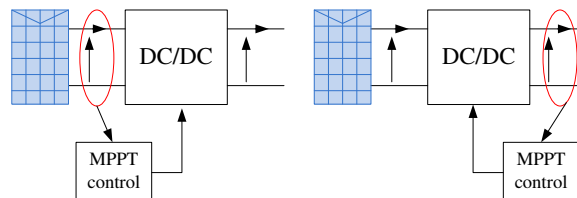


FIGURE 4.9 – Techniques MPPT - (*gauche*) Maximisation classique de la puissance de la source PV -

(*droite*) Maximisation de la puissance de charge proposée

On choisit de ne pas détailler dans ce chapitre l'algorithme MPPT utilisé pour les vérifications. Les détails de ce travail sont donnés dans la thèse de A. Houari [2] où l'on retrouve des résultats expérimentaux et de simulations supplémentaires. L'algorithme MPPT utilisé peut aussi être trouvé dans [21], et il est redonné en Annexe A.

La Fig. 4.10 donne une comparaison entre une maximisation de la puissance de la source PV, et une maximisation de la puissance côté charge. Ces résultats ont été obtenus avec une source photovoltaïque composée de 6 panneaux en parallèle (source "6p"). La source a été partiellement ombrée en recouvrant certaines parties de sa surface. Sur cette figure, la période dénommée "scanning" (balayage en français) correspond à l'imposition d'une rampe de tension PV avant qu'un algorithme type P&O ne démarre du point de puissance maximum global dé-

tecté lors du balayage.

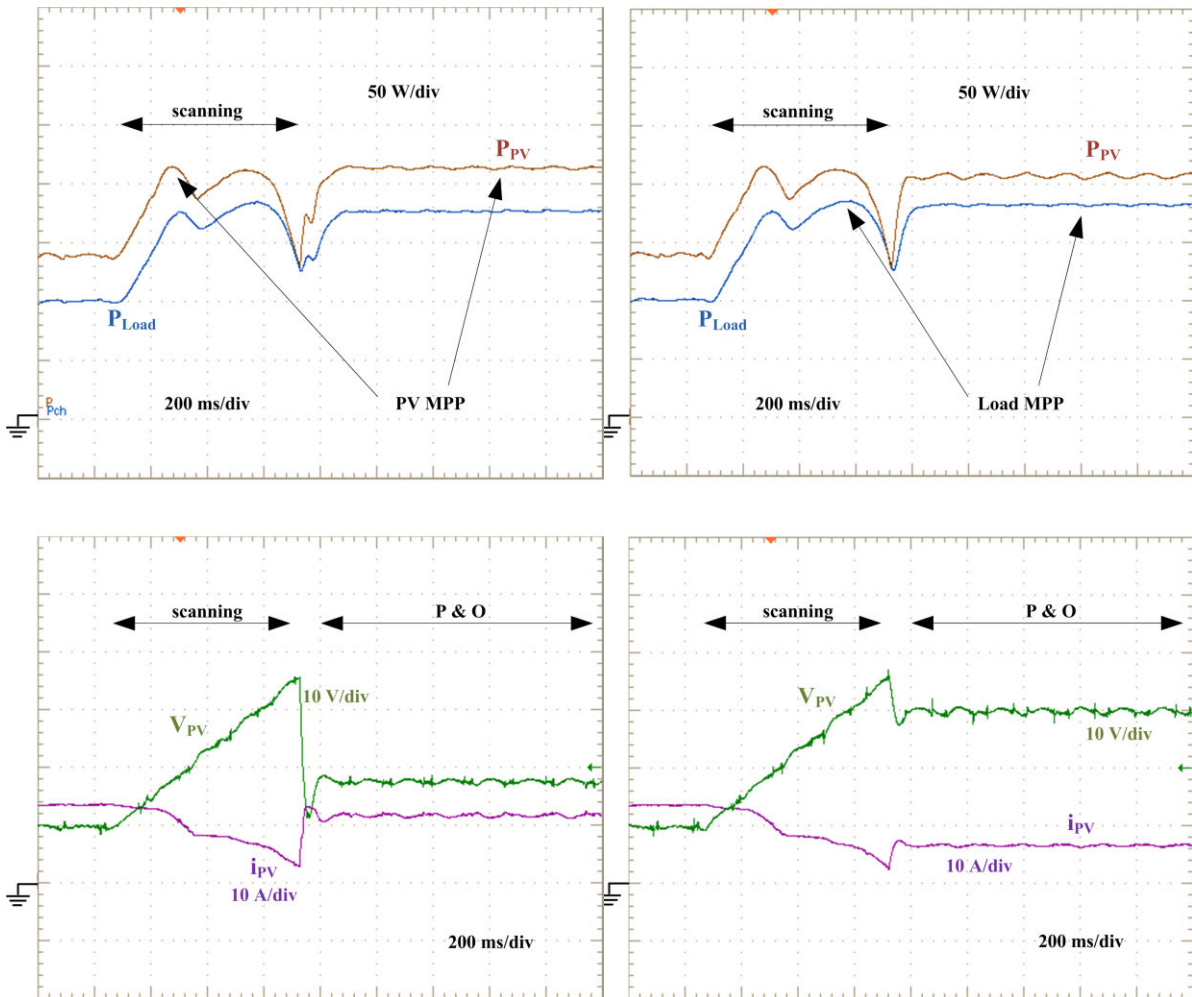


FIGURE 4.10 – Experimentation sur une source "6p" sous conditions non-uniformes - importance des pertes du convertisseur
 (gauche) Maximisation de la puissance de la source - (droite) Maximisation de la puissance côté charge

Deux cas de figure sont proposés sur la Fig. 4.10. La seule différence vient de la puissance que l'on veut maximiser : la puissance de la source PV, ou la puissance côté charge. Ces résultats ont été obtenus sous des conditions extérieures identiques, et la seule différence entre la puissance PV et la puissance côté charge vient des pertes internes du convertisseur associé. On remarque sur ces résultats que le maximum de puissance global sur la caractéristique de la source PV correspond à un maximum local côté charge et inversement. Cela vient en fait d'un courant en entrée du convertisseur plus faible lors de la maximisation de la puissance côté charge, et se traduit par une réduction des pertes.

Les résultats obtenus avec une source PV constituée de 2 groupements parallèles de 3 panneaux séries (source "3p2s") sont donnés sur la Fig. 4.11. Encore une fois, on peut observer que le maximum global de puissance de la source PV est différent du maximum global côté charge. Dans le cas de figure représenté sur la Fig. 4.11, la puissance transmise à la charge est environ 2% supérieure à ce qui est obtenu en maximisant la puissance de la source PV. On

remarque aussi que la maximisation de la puissance côté charge se traduit par une réduction des pertes du convertisseur à 20W dans le cas présenté contre 30W si la puissance maximisée est celle de la source PV.

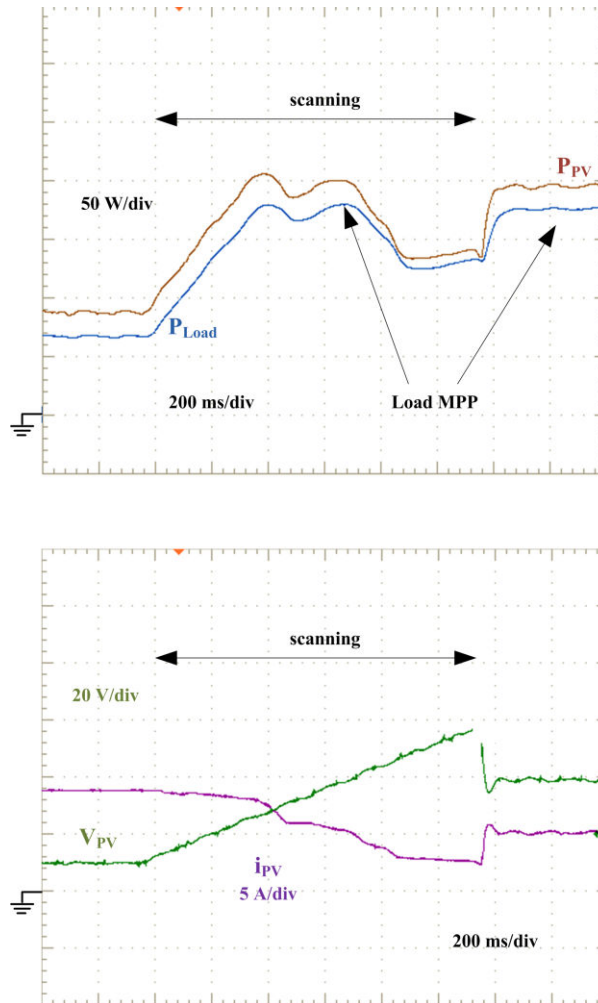


FIGURE 4.11 – Experimentation sur une source "3p2s" sous conditions non-uniformes

4.4 Architecture PV distribuée - Interconnexion série

Les architectures distribuées sont beaucoup utilisées dans les applications photovoltaïques du fait de leur nombreux avantages. Des convertisseurs DC-DC pour chaque panneau peuvent être connectés en série pour créer un bus de haute tension associé à un unique convertisseur DC-AC, ce qui évite un nombre important d'onduleurs avec leurs protections associées et les composants nécessaires au filtrage. De cette façon, on conserve les avantages d'un convertisseur par panneau sans trop accroître le coût et le rendement [125]. Un des principaux avantages de l'interconnexion série vient du fait que chaque convertisseur individuel ne doit supporter qu'une fraction de la tension bus à sa sortie et ne nécessite donc pas de ratio d'élévation important. Comparé avec une interconnexion parallèle, cela rend possible l'utilisation de MOSFETs plutôt que des IGBTs, ce qui se traduit par des fréquences de découpage plus importantes, des temps morts plus courts, etc..., tout cela se traduisant par un meilleur rendement.

Les architectures distribuées présentant de nombreux avantages, cette solution a fait l'objet

de nombreuses études récentes, et le nombre d'applications industrielles augmente comme montré dans [126]. Les points critiques du design de telles structures sont détaillés dans [127], et se traduisent par des considérations nécessaires sur les paramètres des convertisseurs, la taille des panneaux PV, et la tension DC de fonctionnement de l'onduleur. Dans [128], les auteurs proposent une optimisation de la configuration des cellules des panneaux PV en considérant le volume et le rendement de la structure.

En supposant un design optimal de la structure, un des principaux challenges des architectures distribuées réside dans son contrôle et sa stratégie de maximisation de la puissance. Pour cela, une méthode appelée TEODI pour "Technique based on the Equalization of the Output operating points in correspondance of the forced Displacement of the Input operating points" a été développée dans [129], [130] et [121]. Cette technique est basée sur la comparaison de systèmes supposés identiques. Bien que très intéressante (en particulier du fait de sa simplicité d'implémentation), TEODI peut être mis en défaut en cas de conditions non-uniformes. De plus, dès lors que l'on considère des conditions non-uniformes, il est nécessaire de considérer certaines contraintes de manière à protéger les convertisseurs individuels. Ces contraintes sont détaillées dans [131] où une comparaison entre le point de puissance maximum absolu est comparé au point de puissance maximum faisable.

Vu de la sortie, la caractéristique du générateur PV (source PV + convertisseur DC-DC associé) présente un plateau pour maximum, ou plusieurs sous conditions non-uniformes comme montré sur la Fig. 4.12. En effet, si l'on considère un convertisseur idéal avec à son entrée une source PV fonctionnant à une tension correspondant à son maximum de puissance, la tension de sortie peut être ajustée dans un intervalle assez large en agissant sur la commande du convertisseur. Cet intervalle correspond au plateau de puissance maximum représenté sur la Fig. 4.12. Cette particularité est indépendante du type de convertisseur DC-DC utilisé. Cet aspect a été étudié dans [132], où les auteurs démontrent l'impact de la tension en entrée de l'onduleur dans le cas d'un système relié au réseau. En effet, du fait de la présence de ce plateau de puissance maximum, il est important de considérer la tension V_{bus} lors de la maximisation de la puissance. Si l'on considère un système fonctionnant avec une tension bus fixe, cela peut mener à une perte d'énergie non négligeable en particulier dans le cas de conditions non-uniformes. Au vue de ces courbes, on peut facilement se rendre compte qu'un algorithme MPPT classique type P&0 agissant sur la tension bus peut être mis en défaut dans la recherche du maximum global en convergent indifféremment sur chacun des plateaux.

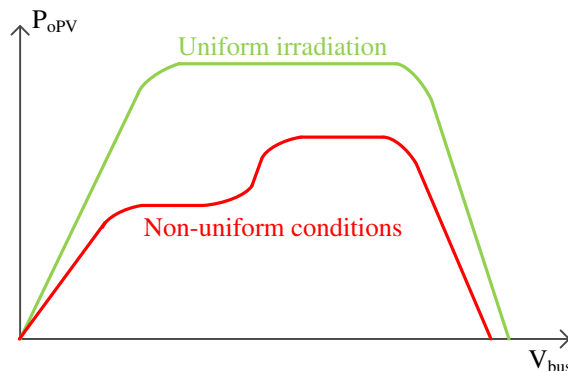


FIGURE 4.12 – Localisation du point de puissance maximum global

Pour résoudre tous ces problèmes de contrôle et de MPPT, différentes techniques ont déjà été proposées. Tout d'abord, dans [133], il est démontré, dans le cas d'une méthode basée sur une technique type P&O, qu'il est préférable d'avoir une unité de contrôle centralisée agissant sur plusieurs variables plutôt qu'une maximisation sur une seule variable pour chacun des générateurs individuels (Fig. 4.13). Même si elles ne sont pas prises en compte dans [133], on peut penser à ajouter les contraintes sur les convertisseurs dans l'algorithme MPPT type P&O. Il a aussi été montré qu'une unité centralisée agissant sur plusieurs variables est la meilleure solution dans le cas d'un unique onduleur PV [15]. On en conclut donc qu'une unité de contrôle MPPT centralisée est adaptée aux structures distribuées. Toutefois, on peut aussi trouver des méthodes basées sur une maximisation individuelle comme par exemple dans [134], où une recherche de l'extremum individuel est mise en place combinée à un superviseur central agissant lorsque les contraintes sur les convertisseurs sont atteintes. Une dernière solution trouvée dans la littérature consiste en l'ajout de composants supplémentaires pour répondre aux problématiques de conditions non-uniformes comme dans [135], où des déviateurs de courant (current diverters) sont utilisés pour assurer que les contraintes sur les convertisseurs soient toujours respectées.

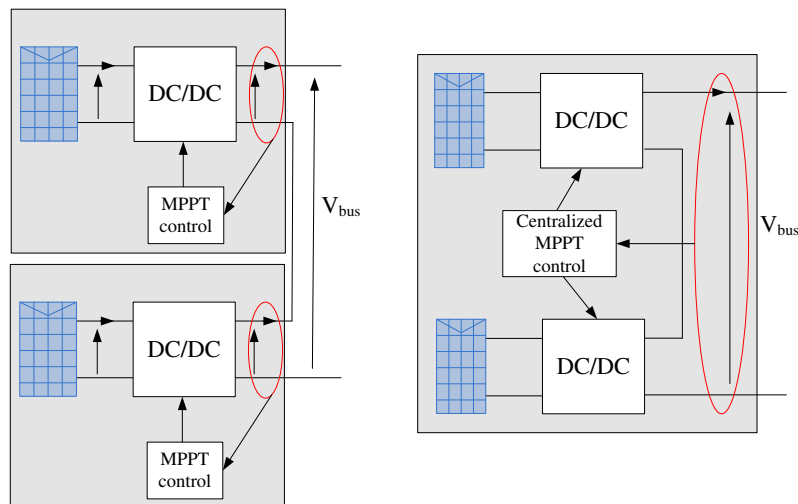


FIGURE 4.13 – Architecture PV distribuées
- (gauche) MPPT individuels - (droite) MPPT centralisé

Dans cette partie, on s'attache à résoudre les problématiques du MPPT pour les architectures distribuées (D-MPPT). L'idée est de définir une stratégie de contrôle permettant de faire fonctionner le système le plus possible à son point de puissance maximum global faisable. La méthode proposée est basée sur une résolution basée sur un algorithme type PSO (optimisation par essaim de particules) de manière à résoudre le problème d'optimisation du D-MPPT sous contraintes, et cela en supposant les caractéristiques statiques des panneaux connues. Une possibilité permettant d'obtenir en ligne la caractéristique des panneaux est aussi décrite pour être ensuite utilisée dans le processus d'optimisation. Finalement, on donnera des résultats de simulations et expérimentaux pour valider la méthode proposée.

4.4.1 Système considéré

Le système considéré est constitué de N générateurs PV composés d'un panneau PV et de son convertisseur boost associé, tous connectés en série pour créer un bus de tension DC.

La méthode proposée peut facilement être adaptée à des structures de convertisseurs isolés. Un élément de stockage est connecté en parallèle du bus de tension DC au travers d'un autre convertisseur boost. Cet organe de stockage peut indifféremment être une batterie ou un banc de supercondensateurs, et sera désigné avec un indice 'a' pour auxiliaire. Le bus de tension DC est supposé être connecté à un onduleur. Un schéma de cette structure avec les notations associées est donné sur la Fig. 4.14. Le processus d'optimisation décrit dans cette partie est détaillé dans le cas général de N générateurs PV connectés en série, et sera vérifié en simulation et expérimentalement dans le cas d'une structure à $N = 3$. De plus, la méthode proposée peut facilement être adaptée à une utilisation dans le cadre d'une application connectée au réseau comme discuté dans le paragraphe 4.4.2.

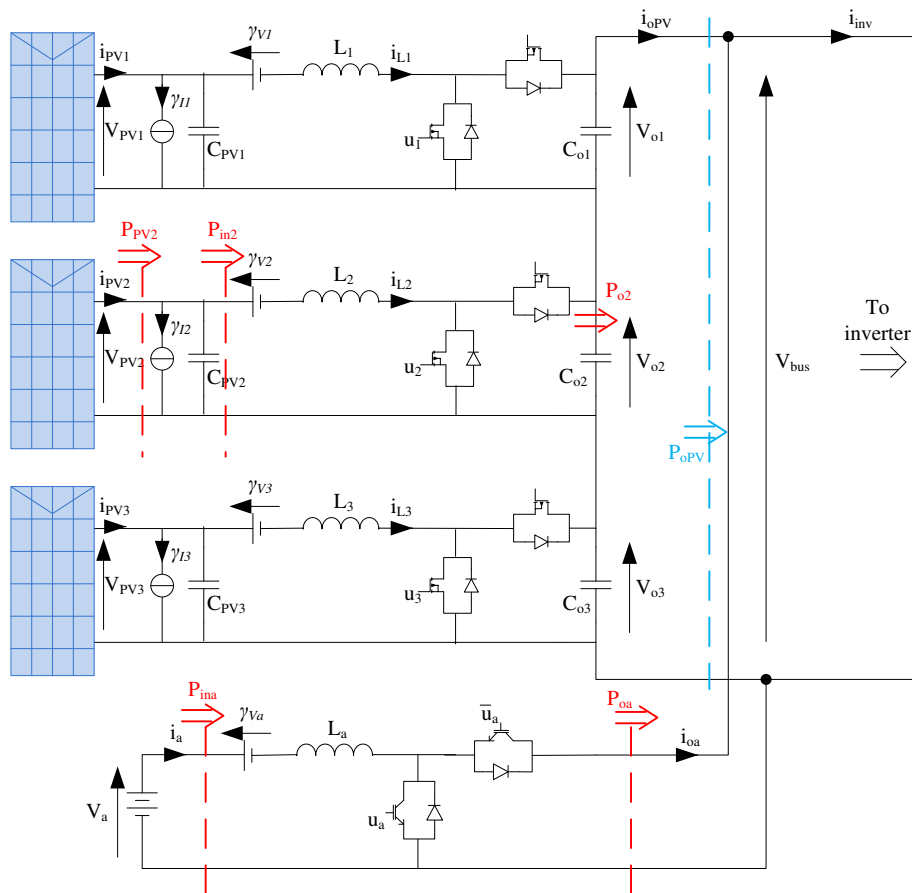


FIGURE 4.14 – Schéma du système considéré et notations associées

4.4.1.1 Modélisation

Comme détaillé dans le paragraphe 4.4.2.4, la modélisation proposée au chapitre 2 n'est pas directement appliquée car elle modifierait la forme de la caractéristique statique en sortie de la structure, et donc la position du maximum de puissance global. La seule différence consiste en une source de courant modélisant les pertes du convertisseur placée à l'entrée de celui-ci plutôt qu'à sa sortie. Ce choix s'est fait de manière à conserver un modèle présentant un plateau de maximum sur la caractéristique en sortie comme représenté sur la Fig. 4.12. Si l'on avait directement appliqué la modélisation proposée dans le chapitre 2, la caractéristique en sortie ne serait plus plate ; les plateaux présenteraient alors une pente décroissante en fonction de la

tension bus, et on aurait donc introduit un comportement non désiré comme détaillé dans le paragraphe 4.4.2.4.

Avec les notation de la Fig. 4.14, le modèle dynamique moyen du système est donné par les Eqs. (4.20a)-(4.20f).

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{pv_k} \frac{dV_{pv_k}}{dt} = i_{pv_k} - i_{L_k} - \gamma_{I_k} \end{array} \right. \quad (4.20a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_k \frac{di_{L_k}}{dt} = V_{pv_k} - \gamma_{V_k} - (1 - d_k) V_{o_k} \end{array} \right. \quad (4.20b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_a \frac{di_a}{dt} = V_a - \gamma_{V_a} - (1 - d_a) V_{bus} \quad \forall k = 1 \dots N \end{array} \right. \quad (4.20c)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{o_k} \frac{dV_{o_k}}{dt} = (1 - d_k) i_{L_k} - i_{o_{pv}} \end{array} \right. \quad (4.20d)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=1}^N V_{o_j} = V_{bus} \end{array} \right. \quad (4.20e)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{inv} = i_{o_{pv}} + i_{o_a} \end{array} \right. \quad (4.20f)$$

4.4.1.2 Estimation des pertes

Contrairement au convertisseur PV modélisé dans la partie 4.3, la source de courant équivalente modélisant les pertes γ_{I_k} est placée en entrée du convertisseur. Ce choix est fait de manière à ne pas modifier la caractéristique résultante en sortie des convertisseurs. Cependant, comme déjà souligné dans la partie 4.3, avec ce modèle, il n'est pas possible d'estimer correctement le paramètre γ_{I_k} du fait d'une très grande sensibilité aux mesures.

En pratique, les paramètres γ_{I_k} ne sont pas directement estimés. Le même modèle, et la même méthode d'estimation par observateur d'état présenté dans la partie 4.3 sont conservés, avec une source de courant $\gamma_{I_{k_o}}$ en sortie des convertisseurs. Les paramètres γ_{I_k} du modèle utilisé pour l'optimisation (Eqs. (4.20a)-(4.20f)) sont alors calculés en considérant les mêmes pertes comme décrit par Eq. (4.21).

$$V_{o_k} \gamma_{I_{k_o}} = V_{pv_k} \gamma_{I_k} \quad (4.21)$$

4.4.1.3 Contrôle de la structure

Pour le contrôle de la structure, on propose la stratégie suivante. Chaque tension PV est régulée à sa référence par le contrôle par platitude à une boucle présenté dans la partie 4.3. La tension du bus DC est contrôlée de par le convertisseur auxiliaire. Pour ce convertisseur, un schéma de contrôle à deux boucles est adopté, la boucle externe contrôlant la tension bus, et la boucle interne régulant la puissance en entrée P_a . Les régulateurs sont une application directe de ceux présentés au chapitre 2.

4.4.2 L'algorithme d'optimisation sous contraintes

La maximisation globale sous contraintes de la puissance délivrée au bus DC est obtenue au travers d'un algorithme par essaim de particule (PSO pour Particle Swarm Optimization). Les algorithmes type PSO ont déjà été utilisés dans le cadre de MPPT comme par exemple dans [136] où un MPPT type-PSO est combiné à un réseau de neurones pour résoudre les problèmes intervenant lorsque la caractéristique présente des maxima multiples.

Le choix d'un algorithme d'optimisation de type PSO s'est principalement fait au vue de sa rapidité de convergence et sa facilité d'implémentation. En comparaison avec des algorithmes d'optimisation plus classiques type gradient ou newton, le PSO a plusieurs avantages dans notre application. Tout d'abord, cette méthode ne nécessite pas la connaissance de la dérivée de la fonction objectif. Cela est un avantage dans notre application car la fonction objectif est implicite, et il aurait donc fallu utiliser une estimation de la dérivée par différence finie dont on connaît la sensibilité vis à vis du bruit de mesure. Un autre avantage de cette méthode vient du fait que le PSO est une méthode globale qui ne nécessite pas de point de départ multiple comme nécessaire si l'on utilise une méthode locale qui elle pourrait converger vers un optimum local et non global.

Plus précisément, le processus d'optimisation consiste en la succession de trois séquences distinctes réinitialisées sur une condition détaillée dans le paragraphe 4.4.3.2.

- Tout d'abord, un balayage de l'ensemble de l'intervalle de tension PV est réalisé de manière à obtenir la caractéristique statique de la source PV.
- Suite à ce balayage, l'algorithme PSO démarre. En parallèle, les tensions références sont fixées à leurs valeurs résultant de l'optimisation précédente. Cette seconde séquence prend fin lorsque l'optimisation est terminée.
- Pour finir, les tensions références sont fixées à leurs nouvelles valeurs optimales (i.e. la solution de l'optimisation sous contrainte).

4.4.2.1 Théorie de l'optimisation par essaim de particules (PSO)

Le principe de l'optimisation par essaim de particule (PSO) a été proposé par J. Kennedy et R. Eberhart dans [137]. C'est une méthode d'optimisation stochastique basée sur une population et utilisée pour déterminer les paramètres nécessaires permettant de maximiser la fonction objectif dans un espace de recherche donné. C'est une méthode d'optimisation relativement simple et efficace qui peut être appliquée à l'optimisation de fonctions à variables multiples présentant des multiples maximum locaux. La théorie peut être trouver directement à la source dans [137] tout comme dans beaucoup d'autre articles utilisant cette méthode, ou encore dans [138] où les auteurs originaux donnent une récente revue (10 ans après) assez complète des utilisations et améliorations de la technique d'optimisation qu'il avait proposé.

Le PSO a deux opérations de base qui sont les mises à jour de la vitesse et de la position. L'algorithme PSO utilise quelques particules ou agents pour rechercher le maximum ou minimum de la fonction objectif. Chaque agent évolue dans un espace défini avec une vitesse ν_i^k . Pour chaque agent et à chaque itération, une nouvelle vitesse est calculée en partant de celle actuelle, de la meilleure position précédente, et de la meilleur position globale. Suite à cela, la position est mise à jour en utilisant la position précédente et la nouvelle valeur de vitesse. La vitesse et la position des agents sont mises à jours suivant les Eqs. (4.22a) et (4.22b).

$$\begin{cases} \nu_i^{k+1} = w\nu_i^k + c_1r_1 (p_{best_i} - s_i^k) + c_2r_2 (g_{best} - s_i^k) & (4.22a) \\ s_i^{k+1} = s_i^k + \nu_i^{k+1} & (4.22b) \end{cases}$$

Avec les notations suivantes :

- ν_i^k est le vecteur vitesse actuelle ;
- ν_i^{k+1} est le vecteur vitesse modifiée ;
- s_i^k est le vecteur position actuelle ;
- s_i^{k+1} est le vecteur position modifiée ;

- w est le poids de l'inertie ;
- p_{best_i} est la meilleure position trouvée par la particule i ;
- g_{best} est la meilleure position trouvée par le groupe de particules ;
- c_1 est un coefficient cognitif ;
- c_2 est un coefficient social ;
- r_1 est un paramètre aléatoire de l'intervalle $[0, 1]$;
- r_2 est un paramètre aléatoire de l'intervalle $[0, 1]$.

4.4.2.2 La fonction objectif

Le problème d'optimisation considéré est la maximisation de la puissance produite en sortie des générateurs PV connectés en série $P_{o_{PV}}$ en bleu sur la Fig. 4.14. Cette puissance peut s'exprimer selon Eq. (4.23).

$$P_{o_{PV}} = \sum_{k=1}^N V_{pv_k} I_{pv_k} - \gamma V_k i L_k - V_{pv_k} \gamma I_k \quad (4.23)$$

Les variables V_{pv_k} et I_{pv_k} sont supposées connues après le balayage de la caractéristique PV détaillé dans le paragraphe 4.4.3. Le courant PV est donc connu comme une fonction de la tension PV suivant $I_{pv_k} = h(V_{pv_k})$.

Le problème d'optimisation consiste à trouver le vecteur de référence de tensions :

$$V_{refs} = \left(V_{pv_1}^{ref}, V_{pv_2}^{ref}, V_{pv_3}^{ref}, V_{bus}^{ref} \right) \quad (4.24)$$

qui permet de maximiser la fonction objectif Eq. (4.25). Dans cette équation, F_{inv} est un coefficient de pénalisation qui prend en compte le rendement de l'onduleur en sortie du système. F_{inv} est justifié dans le paragraphe 4.4.2.4 et s'exprime selon Eq. (4.31).

$$\max_{V_{refs}} (P_{o_{PV}} \cdot F_{inv}) \quad (4.25)$$

La fonction objectif peut alors être exprimée en fonction du vecteur des tensions références V_{refs} suivant Eq. (4.26) :

$$\max_{V_{refs}} (P_{o_{PV}} \cdot F_{inv}) = f(V_{refs}) \quad (4.26)$$

4.4.2.3 Contraintes

Pour assurer un bon fonctionnement de l'ensemble de la structure, certaines contraintes doivent être prises en compte lors de l'optimisation. Ces contraintes sont nécessaires pour s'assurer que chaque convertisseur individuel fonctionne entre les limites pour lesquelles il a été dimensionné. Pour la structure distribuée étudiée, on considère des convertisseurs boosts. Les contraintes correspondantes sont d'assurer un fonctionnement en mode boost Eq. (4.27a), d'empêcher que les tensions ne dépassent le maximum tolérable par les composants Eq. (4.27b), d'assurer que les sources fonctionnent en générateurs Eq. (4.28a), et de vérifier que la tension bus reste comprise dans l'intervalle de fonctionnement possible Eq. (4.28b).

$$\begin{cases} V_{pv_k} < V_{o_k} & (4.27a) \\ V_{o_k} < V_{max} & (4.27b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{pv_k} \in [0, V_{oc_k}] & (4.28a) \\ V_{bus} \in [V_{bus}^{min}, V_{bus}^{max}] = [V_{bus}^{min}, NV_{max}] & (4.28b) \end{cases}$$

La tension bus est calculée selon Eq. (4.20e). Chaque puissance en sortie des convertisseurs individuels peut se mettre sous la forme de Eq. (4.29).

$$P_{o_k} = V_{pv_k} h(V_{pv_k}) - \gamma_{V_k} (h(V_{pv_k}) - \gamma_{I_k}) - V_{pv_k} \gamma_{I_k} \quad (4.29)$$

En régime permanent, la tension en sortie de chaque convertisseur V_{o_k} peut être écrite en fonction des références V_{refs} selon Eq. (4.30).

$$V_{o_k} = P_{o_k} \frac{V_{bus}}{P_{OPV}} = g(V_{refs}) \quad (4.30)$$

Finalement, il en résulte un problème d'optimisation avec une fonction objectif et $2N + 1$ contraintes non-linéaires qui peuvent être exprimées en fonction du vecteur des tensions références V_{refs} . En pratique, les contraintes sont prises en compte en pénalisant la fonction objectif.

4.4.2.4 Vbus - influence de l'onduleur

Dans [132], Alonso et al. décrivent l'impact de la tension de l'onduleur sur les performances de l'architecture PV distribuée. En particulier, ils mettent en évidence que sous conditions non-uniformes, la caractéristique en sortie de l'architecture distribuée présente de multiples plateaux. Dans ce cas, la tension de l'onduleur doit être choisie de manière à correspondre au plateau de puissance maximum.

Comme déjà mentionné, la caractéristique en sortie présente un ou plusieurs plateaux de puissance. Avec une méthode de type PSO, l'ensemble de possibilités peut être parcouru. Le résultat de l'optimisation sur la tension bus peut alors se situer en tout point du plateau de puissance maximum. Pour ne pas avoir de trop grandes variations sur la référence de tension bus à chaque fois que l'optimisation est réalisée, il est nécessaire d'ajouter une condition supplémentaire sur cette référence. En particulier, si les conditions n'ont pas changé entre deux optimisations, le résultat sur la référence de tension bus doit être unique.

Introduire une telle condition dans l'algorithme d'optimisation n'est pas si simple vu que cela dépend fortement du modèle du système adopté. Des résultats totalement opposés peuvent en effet être obtenus simplement de par la modélisation retenue. Tout d'abord, si les convertisseurs boosts sont modélisés directement tel que proposé dans la partie 4.3 (ou en appliquant la modélisation de Shahin [76]), une partie des pertes sera modélisée de par une source de courant en parallèle du condensateur de sortie des convertisseurs. Avec ce modèle, la caractéristique en sortie n'est plus plate ; les plateaux présenteront une petite décroissance en fonction de la tension bus. A l'opposé, dans [139], Jiang et al. considèrent une légère croissance du plateau avec la tension bus, en considérant des pertes par conduction dans les fils de connexion de l'onduleur.

Finalement, le choix entre ces deux considérations est difficile, d'autant plus que lorsque l'on regarde les résultats expérimentaux, les plateaux semblent vraiment plats [132]. Pour s'éviter ce problème, on utilise une tout autre considération indépendante de la modélisation des convertisseurs boost. En effet, avec le modèle retenu, les plateaux sont plats. Pour favoriser une tension bus spécifique, on a choisi de prendre en compte un autre élément du système à savoir l'onduleur sur lequel la structure PV distribuée est connectée comme représenté sur la Fig. 4.14.

Le rendement de l'onduleur en fonction de sa tension de fonctionnement côté DC peut être trouvé sur les datasheets des onduleurs ainsi que dans quelques études spécifiques comme par

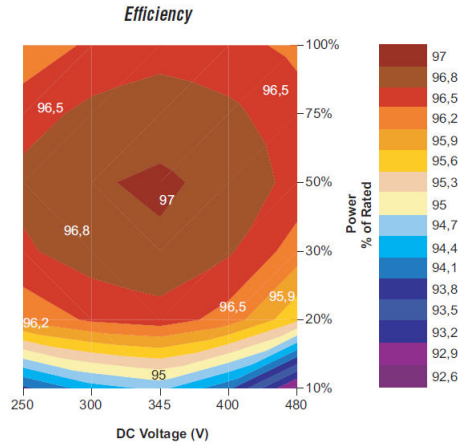


FIGURE 4.15 – Rendement d'un onduleur en fonction de la tension DC [140]

exemple [141]. Dans tous les cas, il apparaît que le rendement de l'onduleur est maximum pour la tension DC pour laquelle il a été dimensionné, et décroît si cette tension augmente ou diminue, et cela indépendamment du niveau de puissance. Cela est illustré sur la Fig. 4.15 où le rendement d'un onduleur est représenté en fonction de la tension DC comme donné dans le datasheet [140]. La tension nominale côté DC de cet onduleur est de 360V.

On a choisi d'intégrer ce phénomène dans notre problème d'optimisation en multipliant la fonction objectif (la puissance à maximiser avec contraintes sur les convertisseurs, voir paragraphe 4.4.2) par un coefficient de pénalisation F_{inv} qui dépend de la tension DC optimale pour l'onduleur V_{invOpt} , et qui décroît suivant le carré de la tension bus de chaque côté de cette tension optimale suivant Eq. (4.31). Le coefficient α_{inv} permet d'ajuster la convexité de la parabole approximant le profil du rendement de l'onduleur. Une petite convexité de 0.2% a été retenue.

$$F_{inv} = 1 - \alpha_{inv} * (V_{bus} - V_{invOpt})^2 \quad (4.31)$$

4.4.3 Acquisition de la caractéristique PV

Dans cette partie, on décrit une stratégie permettant de mesurer en ligne la caractéristique des panneaux PV. Cela représente un point important de la méthode d'optimisation proposée car l'algorithme PSO utilisé considère que chaque caractéristique PV est connue. Il est donc nécessaire de développer une technique appropriée permettant d'acquérir suffisamment de points sur la caractéristique. Cela doit être réalisé en ne perturbant pas trop le système, et suffisamment rapidement pour ne pas entraîner une perte d'énergie trop importante. Malheureusement, dans la littérature sur le sujet, il est très difficile de trouver des études détaillant ce processus alors que certaines utilisent la connaissance de la caractéristique pour faire le MPPT comme par exemple [136], et que cela représente le point faible de ces méthodes.

La méthode d'acquisition de la caractéristique PV proposée a été choisie de manière à ce qu'il soit possible de la vérifier expérimentalement. Cette solution présente l'avantage de ne nécessiter aucun équipement additionnel pour être réalisée, avec en particulier une fréquence d'échantillonnage égale à la fréquence de découpage.

4.4.3.1 Description du processus d'acquisition

Pour obtenir les caractéristiques PV, on décide d'imposer une rampe sur les tensions PV références. Cette rampe doit être choisie suffisamment lente pour permettre l'acquisition d'un nombre de points raisonnable sur la caractéristique et s'assurer que le contrôle suive cette référence, mais doit être suffisamment rapide pour ne pas trop perturber le système comme détaillé dans le prochain paragraphe.

En pratique, on choisit d'imposer une rampe de référence la plus rapide possible tout en assurant une bonne régulation de la tension. Il en résulte une durée de la rampe de $4ms$. Cette rapidité permet d'acquérir 80 points sur la caractéristique PV en considérant une fréquence d'échantillonnage de $20kHz$, ce qui semble être largement suffisant pour avoir une approximation correcte de cette courbe dans l'algorithme d'optimisation. Avant de commencer cette phase de balayage, une autre séquence de $4ms$ est mise en place pendant laquelle une petite valeur de référence constante est imposée au niveau de la tension PV de manière à laisser le système se stabiliser avant de démarrer l'acquisition. Finalement, on propose une séquence totale de $8ms$ durant laquelle le système ne fonctionne volontairement pas à son optimum comme représenté sur la Fig. 4.16. Cette séquence amène donc à une perte temporaire en terme de production de puissance, et son impact est discuté dans la paragraphe ci-après.

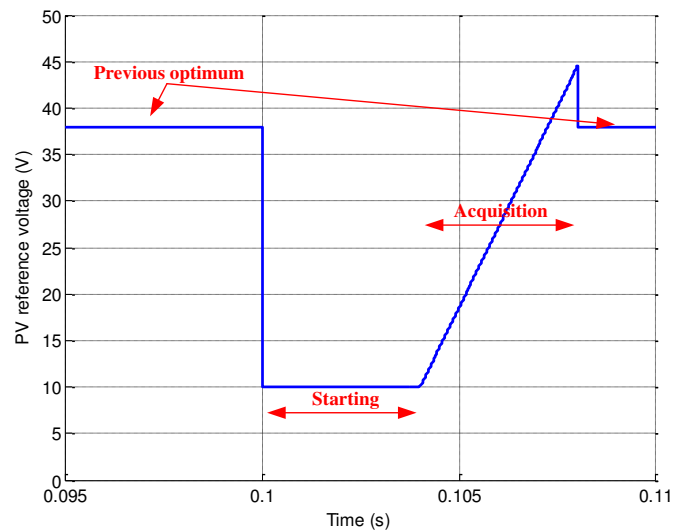


FIGURE 4.16 – Référence de tension pour l'acquisition de la caractéristique PV

4.4.3.2 Impact de cette séquence - Energie perdue - Discussion sur la condition de redémarrage

L'acquisition de la caractéristique PV est un point faible de la méthode proposée car elle se traduit par une perte volontaire d'énergie et peut impacter le comportement du système. La fréquence de cette séquence de balayage joue donc sur la puissance produite et sur le rendement global du système, et doit donc être minimisée, ou au minimum un trigger adapté doit être mis en place. Une condition simple qui permet de vérifier si le balayage doit être recommencé se base sur la mesure des courants PV i_{pv_k} . Une variation significative d'un des courants PV sera la conséquence de changement dans les conditions extérieures, et alors le processus d'optimisation doit être recommencé. Une condition additionnelle peut être ajoutée concernant la pente de variation des courants PV : alors le processus d'optimisation n'est recommencé que si né-

cessaire et le système reste au même point de fonctionnement si aucune variation n'est détectée.

D'un autre côté, l'acquisition de la caractéristique PV se traduit par une perte volontaire d'énergie produite. Il est nécessaire de s'assurer que cette perte d'énergie reste négligeable, et l'acquisition doit être réalisée le moins souvent possible.

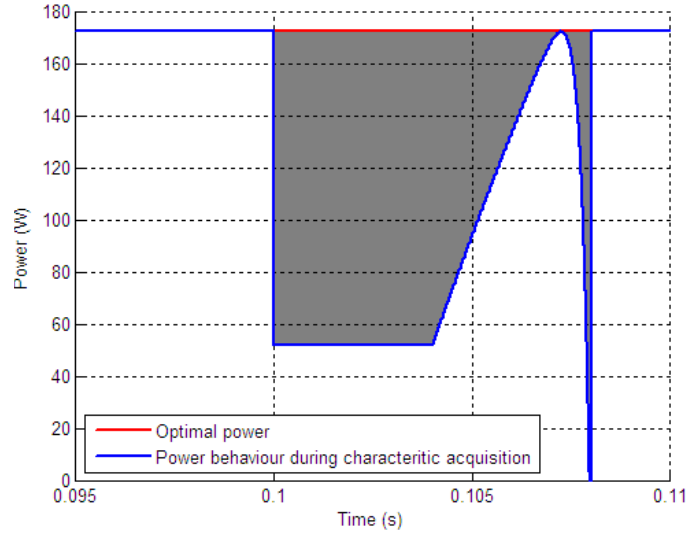


FIGURE 4.17 – Energie perdue lors de l'acquisition de la caractéristique PV

Pendant l'acquisition, le condensateur de sortie du convertisseur fournit la charge de l'énergie perdue côté source en comparaison d'un fonctionnement constant au maximum de puissance comme représenté sur la Fig. 4.17. Pendant cette séquence, l'énergie perdue E_{lost} peut s'exprimer selon Eq. (4.32).

$$E_{lost} = V_{MPP} \cdot I_{MPP} \cdot \Delta t - \int V_{pv}(t) \cdot I_{pv}(t) dt \quad (4.32)$$

La valeur de $V_{pv}(t)$ est connue car elle est imposée. Ici, on suppose que la tension suit parfaitement sa référence. Le courant PV résultant est une conséquence directe des conditions d'éclairement et de température. Pour dimensionner le condensateur de sortie, le courant PV est calculé de par le modèle du panneau. On choisit d'utiliser la modélisation possible avec la fonction mathématique \mathcal{W} de Lambert comme détaillé dans la partie 4.2.

En considérant que le panneau a une caractéristique comme représenté sur la Fig. 4.18, l'énergie perdue comparée à un fonctionnement au point de puissance maximum en tout instant suit Eq. (4.33) et correspond à l'aire colorée en gris sur la Fig. 4.17. En comparaison d'un fonctionnement idéal en tout instant (175W dans le cas considéré), cette perte volontaire d'énergie devient négligeable (inférieur à 0.5% de l'énergie produite) si la séquence d'acquisition est réalisée moins d'une fois par seconde.

$$E_{lost} = 0.695J \quad (4.33)$$

Finalement, on décide d'empêcher un redémarrage de cette séquence plus d'une fois par seconde. Pour cette raison, il est claire que la méthode proposée va présenter des résultats

moins bons que d'autres méthodes lorsque les conditions varient rapidement. Toutefois, la méthode proposée permet un fonctionnement au point de puissance maximum faisable en régime permanent.

4.4.3.3 Diagnostic de la source PV

Dans ce document, l'acquisition de la caractéristique PV est utilisée de manière à optimiser la puissance produite. Toutefois, on notera que cette information peut être utilisée pour d'autres propos. Par exemple, la caractéristique PV peut servir d'outil de diagnostic de la source PV. Comme montré dans [142], la résistance série du panneau est la principale raison de la dégradation des performances de la source PV. La valeur de la résistance série de la source PV peut facilement être estimée connaissant la caractéristique de ce dernier. En effet, comme démontré dans [143], la résistance série du panneau peut être approximée assez précisément selon Eq. (4.34).

$$r_{pv} = - \left. \frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} \right|_{V_{OC}} \quad (4.34)$$

Avec la caractéristique (quasi-) statique mesurée, la valeur de la résistance série de la source PV est directement mesurée. Pour être capable de remonter à l'état de santé de la source PV de par cette valeur de résistance, il faudrait un modèle de vieillissement du panneau et/ou une capacité de stockage des données de manière à suivre son évolution sur le long terme. Toutefois, cela semble relativement complexe d'autant plus que la valeur de la résistance série dépend des conditions d'éclairement et de température, ce qui augmente fortement la capacité de stockage des données si l'on veut être précis. Cette possibilité de diagnostic de la source PV n'a pas été testée au cours de cette étude.

4.4.4 Simulation

4.4.4.1 Acquisition de la caractéristique PV

Même si la solution retenue sera utilisée pour la validation expérimentale, il est utile de vérifier l'acquisition de la caractéristique PV en simulation car c'est le seul moyen de connaître la caractéristique à mesurer. La Fig. 4.18 montre la validité de la méthode d'acquisition de la caractéristique PV proposée. Bien qu'il soit possible d'obtenir 80 points sur la caractéristique avec la méthode proposée et une fréquence d'échantillonnage $f_s = 20kHz$, on choisit de ne retenir qu'un point sur deux consécutifs. Ce choix a été fait lors de l'expérimentation et permet d'obtenir une acquisition moins sensible au bruit de mesure.

4.4.4.2 Vérification de l'optimisation

Pour tester d'autant plus de configurations d'éclairement et de température, la simulation est le moyen le plus simple. On a donc vérifié sous plusieurs configurations d'éclairement et de température que le système fonctionne bien à son point de puissance maximum global faisable. Ici, on a choisi de se concentrer sur un scénario de simulation unique qui permet d'illustrer à la fois les points forts et les points faibles de la méthode proposée. Les simulations ont été réalisées en utilisant une co-simulation entre un logiciel type circuit et Simulink.

Le scénario considéré est le suivant. Les deux premiers panneaux PV sont soumis à un éclairement constant. Le troisième démarre du même point, mais à partir de $t = 0.3s$ son éclai-

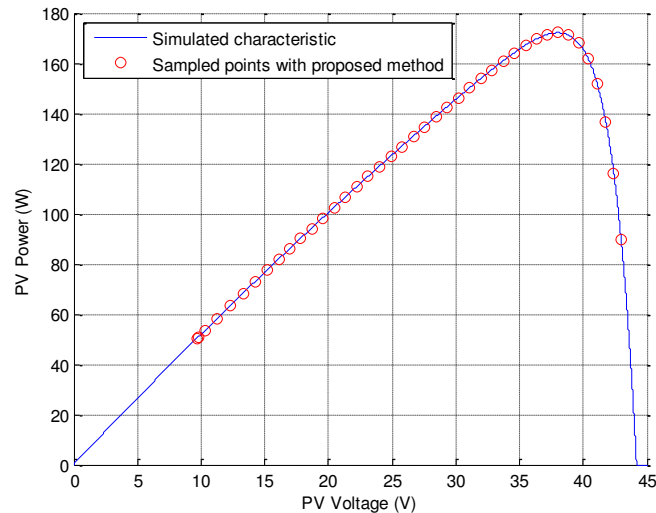


FIGURE 4.18 – Vérification de l'acquisition de la caractéristique PV en simulation

rement diminue continuellement avec une pente de $50W/m^2/s$ jusqu'à $t = 4.3s$ avant de se stabiliser à $200W/m^2$. La Fig. 4.19 montre l'évolution des courants et tensions PV, la tension bus, les tensions en sorties des convertisseurs PV, et la puissance que l'on souhaite maximiser avec la stratégie proposée. Pour cette simulation, les contraintes imposées sont $V_{max} = 60V$, $V_{bus}^{min} = 100V$, $V_{bus}^{max} = 180V$ et $V_{invOpt} = 140V$.

Sur les courbes représentées sur la Fig. 4.19, on peut observer plusieurs aspects du comportement du système contrôlé avec la méthode proposée. Tout d'abord, les séquences d'acquisition des caractéristiques PV sont clairement visibles. Dans cette simulation, le troisième panneau est sujet à des changements de conditions rapides, et une des limitations imposées est atteinte : l'acquisition de la caractéristique ne peut pas être réalisée plus d'une fois par seconde alors que la condition de ré-initialisation du processus au niveau des courants PV est atteinte plus rapidement. Cela explique pourquoi sur cette simulation la séquence d'acquisition est réalisée une fois par seconde durant le transitoire d'éclairement. Toutefois, on remarque que lorsque les conditions extérieures sont constantes (après $t = 4.3s$) aucune acquisition supplémentaire n'est réalisée. L'impact de cette attente d'une seconde est minimisé de par le contrôle en tension des source PV qui est moins sensible que le courant aux variations d'éclairement : cela est particulièrement visible au niveau des trois premiers pas d'optimisations où l'on remarque que même en cas de changement important des conditions la référence de l'optimum ne change que très peu.

D'un autre côté, un des points forts de la méthode proposée apparaît lorsque l'éclairement du troisième panneau devient faible. En effet, on peut observer sur la Fig. 4.19 qu'après $t = 4.1s$, le troisième générateur PV est complètement arrêté. On observe que en même temps, les tensions en sortie des deux autres convertisseurs atteignent leur maximum tolérable de $60V$, et pour ne pas dépasser ces valeurs, l'algorithme vient à changer la référence de tension bus. En revenant à l'objectif principal de la méthode proposée, on remarque que l'ensemble des contraintes sont toujours respectées, et encore plus important que la puissance P_{oPV} est bien optimisée (on a vérifié qu'il s'agissait bien du point de puissance maximum global faisable). Un tel comportement ne peut pas être obtenu avec une optimisation individuelle de chaque générateur PV (un MPPT indépendant pour chaque générateur), et cela est difficilement réalisable

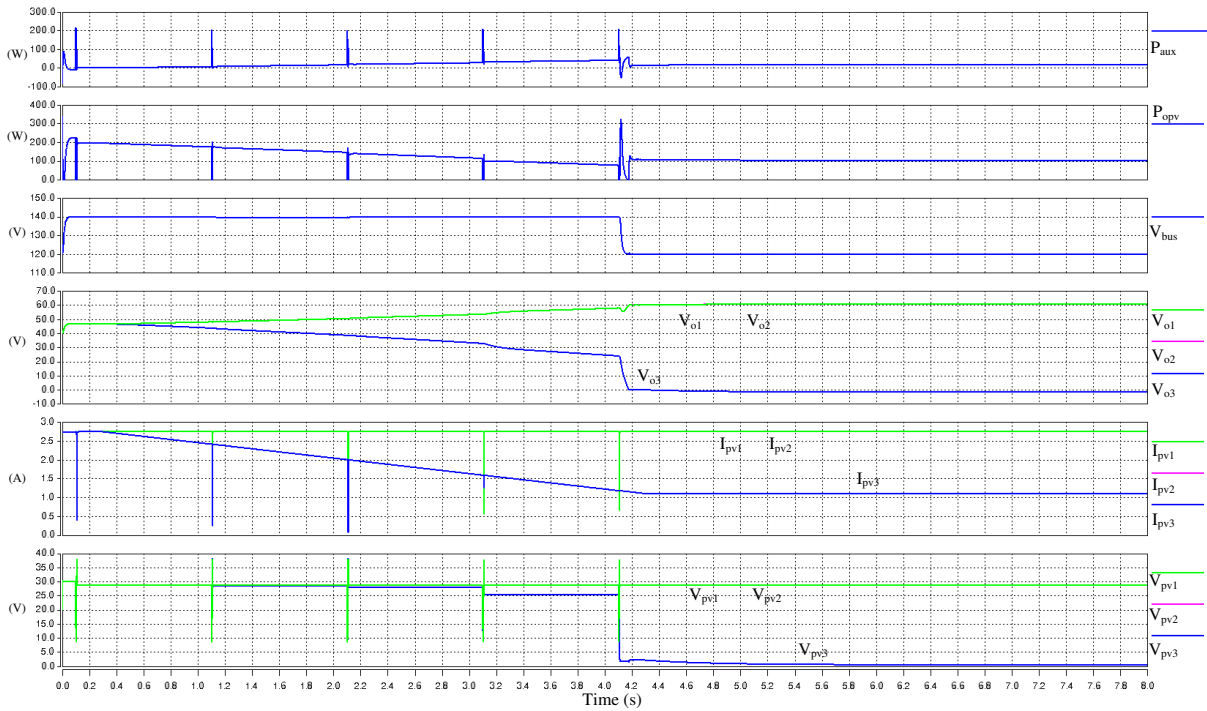


FIGURE 4.19 – Simulation de la stratégie MPPT proposée

avec un algorithme type P&O multi-variable. La méthode proposée peut donc amener à un gain important de puissance produite, d'autant plus qu'un scénario similaire à la fin de celui-ci intervient sur une longue période.

4.4.5 Vérification expérimentale

Pour valider la stratégie d'optimisation proposée, un banc de test expérimental a été mis en place. Il permet de valider la méthode présentée dans cette partie. L'ensemble du contrôle et l'algorithme d'optimisation sont implémentés sur un dSpace 1103. Les convertisseurs boosts sont réalisés avec des inductances de $1mH$, des condensateurs de sortie de $1mF$, et $C_{pv} = 40\mu F$. Comme en simulation, les contraintes sont $V_{max} = 60V$, $V_{bus}^{min} = 100V$, $V_{bus}^{max} = 180V$ et $V_{invOpt} = 140V$.

Tout d'abord, on vérifie que les pertes estimées et modélisées par des sources de courant et de tensions équivalentes correspondent bien aux pertes mesurées. La Fig. 4.20 montre l'évolution de la tension PV, du courant PV et la tension de sortie du convertisseur correspondant. Seul un des convertisseurs est donné sur cette figure, mais les deux autres présentaient des évolutions similaires, ce test ayant été réalisé sous des conditions quasi-uniformes. Sur la Fig. 4.20, on peut observer la réponse du système en partant d'un point correspondant à une optimisation antérieure. L'acquisition est alors réalisée, et les valeurs obtenues utilisées dans le processus d'optimisation. Comme l'algorithme PSO nécessite un certain temps de calcul pour donner les nouvelles références, les références précédentes sont utilisées suite à la séquence d'acquisition jusqu'à ce que les nouvelles références soient connues. Sur le cas testé, le calcul de l'optimum prends environ $30ms$ avant de donner les nouvelles références optimisées correspondant aux conditions présentes lors de l'acquisition de la caractéristique.

En recouvrant une partie des sources PV, on a aussi vérifié expérimentalement le comportement de la méthode d'optimisation proposée sous conditions extérieures non-uniformes. Les

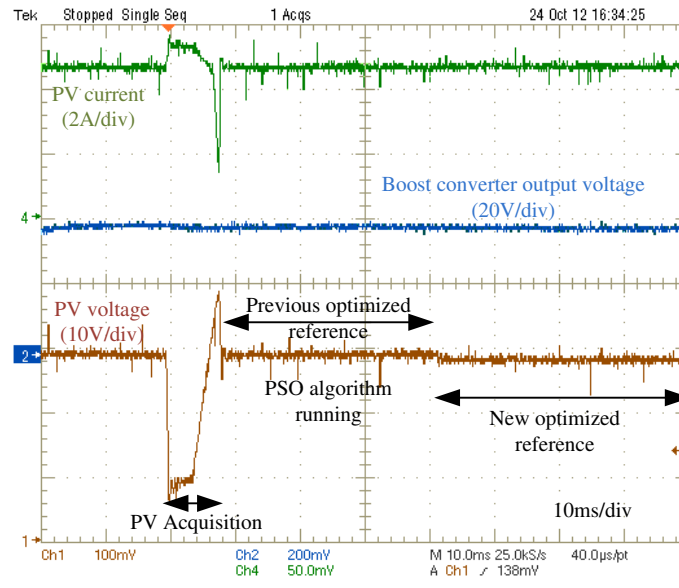


FIGURE 4.20 – Vérification expérimentale de la séquence d’acquisition de la caractéristique PV et du processus d’optimisation

résultats obtenus sont cohérents avec ceux espérés. Par exemple, on donne sur la Fig. 4.21 la réponse du système au moment de la séquence d’acquisition lorsqu’un panneau est partiellement ombré. On observe bien qu’une des trois tensions PV reste plus faible que les deux autres du fait de l’ombre sur ce panneau.

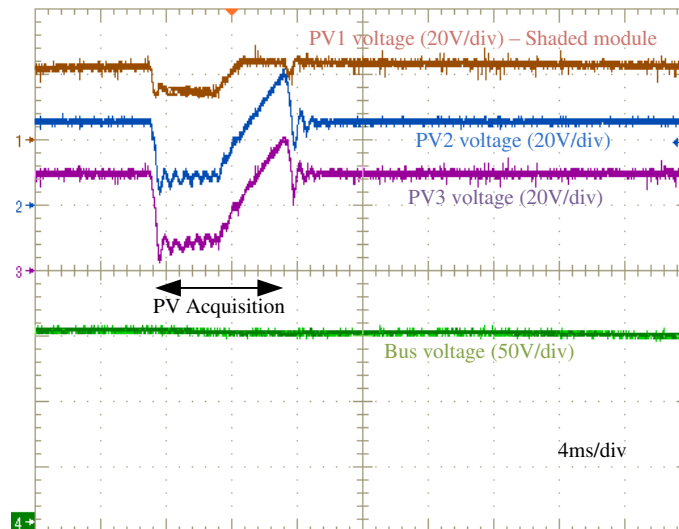


FIGURE 4.21 – Vérification expérimentale de la séquence d’acquisition de la caractéristique PV et du processus d’optimisation avec un module partiellement ombré

4.5 Conclusion

Ce chapitre s’est intéressé aux structures de conversion alimentées par des source photovoltaïques soumises à des conditions extérieures non-uniformes. Tout d’abord, après avoir modéliser la source PV sous différentes configurations d’éclairement et de température, on a mis en évidence l’influence du convertisseur associé. Dans le cas d’un unique convertisseur boost,

on a montré que, sous certaines configurations de conditions non-uniformes sur le panneau, il peut arriver que le maximum global de puissance soit différent à la sortie du convertisseur. Du fait de la présence de pertes internes au convertisseur, on a montré que le seul fait d'opérer la maximisation de la puissance côté charge peut permettre un gain sur le rendement comparé à une maximisation de la puissance produite par la source PV.

Dans une seconde partie, on a détaillé une stratégie globale d'optimisation dans le cas d'une architecture PV distribuée où les convertisseurs PV individuels sont connectés en série à leur sortie pour créer un bus de haute tension. La méthode d'optimisation proposée est réalisée avec un algorithme type PSO qui a montré ses avantages, en particulier sa rapidité de convergence. Comme l'optimisation proposée se base sur une connaissance de la caractéristique des modules PV, une procédure d'acquisition adaptée a été détaillée, et son impact discuté. Pour la vérification, des simulations et une validation expérimentale ont été menées sur un système autonome avec des supercondensateurs comme organe de stockage auxiliaire, tous les convertisseurs étant des boosts. Toutefois, la méthode proposée peut facilement être utilisée dans des applications connectées au réseau pour lesquelles la tension du bus DC sera régulée de par l'onduleur. De plus, il est possible de modifier la méthode décrite pour d'autres types de convertisseurs comme par exemple des convertisseurs buck, la seule différence étant les contraintes à respecter au niveau de ses convertisseurs.

Chapitre 5

Diagnostic en ligne de batteries au Lithium

5.1 Introduction

Ce chapitre s'intéresse au diagnostic sur l'élément de stockage principal de la source hybride considérée (Fig. 1.16), à savoir une batterie au Lithium. L'estimation de l'état de charge (SOC pour State-Of-Charge) et l'état de santé (SOH pour State-Of-Health) sont les problématiques principales lorsque l'on met en place un système de suivi de la batterie, et cela a fait l'objet de nombreuses études récentes comme par exemple [37], [39], ...

L'idée principale développée dans ce chapitre est la définition d'une architecture de puissance spécifique dédiée aux estimations des SOC et SOH comme représenté sur la Fig. 5.1. Plus précisément, l'architecture proposée consiste en l'ajout d'un convertisseur DC-DC supplémentaire sur n'importe quelle structure hybride constituée d'une batterie et de supercondensateurs reliés par un bus de tension DC (comme par exemple [31], [144], ...). Le convertisseur Ćuk avec inductances couplées en rouge sur la Fig. 5.1 est retenu pour cette application, plus particulièrement la version isolée de ce convertisseur de manière à assurer une isolation galvanique entre les deux éléments de stockage. Ce convertisseur a été choisi en pensant à de l'injection de signaux dans la batterie afin d'en estimer les paramètres. Pour cela, la possibilité d'annulation des ondulations dues au découpage apparaît très intéressante vu que la HF n'est pas recommandée pour une estimation précise. Les autres convertisseurs (en noir sur la Fig. 5.1) peuvent indifféremment être isolés ou non, et l'impact sur leur stratégie de contrôle est limité. L'idée est de "déconnecter" périodiquement la batterie de la charge pour l'estimation. Alors pendant cette phase d'identification, les supercondensateurs fourniront la charge ainsi que le signal injecté dans la batterie nécessaire à l'estimation au travers du convertisseur Ćuk.

On suppose que les supercondensateurs sont dimensionnés suffisamment gros pour permettre ce fonctionnement aussi longtemps que l'estimation l'impose dans le pire cas de puissance demandée par la charge. Toutefois, comme l'estimation ne sera réalisée que périodiquement, on peut décider de ne faire cette estimation que dans le cas d'une puissance de charge inférieure à un certain niveau, de telle manière que les supercondensateurs auront moins d'énergie à fournir et pourront donc être réduits.

Par le design de la structure, on montre qu'il est possible d'utiliser en ligne - i.e. lorsque le système est en fonctionnement, connecté à une charge inconnue - la plupart des méthodes temps-réel existantes, et l'on donnera une vérification à partir d'une méthode classique trouvée

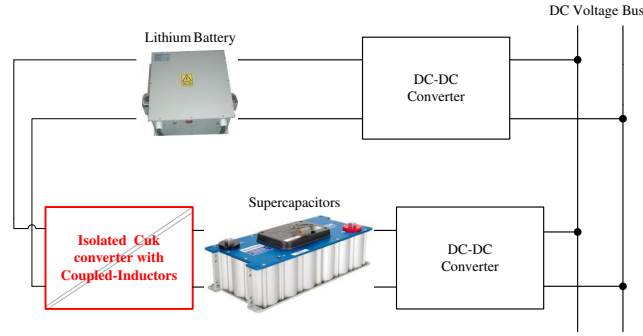


FIGURE 5.1 – Architecture de puissance considérée

dans la littérature. Pour cela, on a choisi de mettre en place une estimation des paramètres d'un modèle équivalent de la batterie, dans la continuité des travaux de thèse de M. Urbain PhD [37]. L'estimation sera expérimentée à la fois sur une batterie $LiFePO_4$ et sur une batterie $Li-ion$.

Ce chapitre est organisé comme suit. Une première partie s'intéresse aux batteries au Lithium, avec le détail de leur modélisation, la description de la méthode d'estimation, et une illustration de leur vieillissement. La seconde partie est dédiée à l'étude du convertisseur principale de la structure proposée le convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées. On donne ensuite une validation expérimentale de l'estimation proposée de par l'architecture hybride présentée sur la Fig. 5.1, avant de conclure sur ce travail.

5.2 Batteries au Lithium

5.2.1 Modélisation de la batterie

Les modèles type-circuit de batteries sont souvent des dérivés de la modélisation de l'interface électrode-électrolyte. Cela peut être modélisé par le schéma équivalent de Randles comme représenté sur la Fig. 5.2.

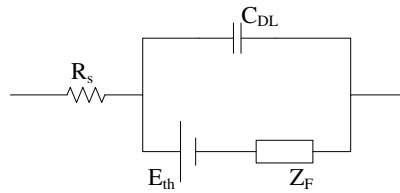


FIGURE 5.2 – Schéma équivalent de Randles - Modélisation de l'interface électrode-électrolyte

Sur la Fig. 5.2, la résistance série R_s décrit les chutes de tensions de l'interface. Le condensateur C_{DL} est la capacité électrique double couche qui décrit les charges d'espace qui apparaissent à l'interface électrode-électrolyte. La source de tension E_{th} est la tension d'une électrode à l'équilibre thermodynamique. En considérant le couple d'oxydo-réduction (ox, red) suivant Eq. (5.1), E_{th} peut être calculé selon Eq. (5.2) [36].



$$E_{th} = E^0 + \frac{R \cdot T}{n \cdot F} \cdot \ln \left(\frac{(a_{ox})^{\nu_{ox}}}{(a_{red})^{\nu_{red}}} \right) \quad (5.2)$$

Pour finir, le dernier paramètres de la Fig. 5.2 Z_F est une impédance faradique associée à la diffusion active de matériau dans l'électrode et l'électrolyte (Z_{ox} et Z_{red}) et les phénomènes de transfert de charge à l'interface (R_t), et peut être décomposée selon Eq. (5.3).

$$Z_F = R_t + Z_{ox} + Z_{red} \quad (5.3)$$

A partir de cette modélisation de l'interface électrode-électrolyte, de nombreux modèles type-circuit ont été développés [36, 145–151]... le plus précis étant très souvent le plus complexe. Parmi tous ces modèles, celui proposé dans [152] est un des modèle type-circuit les plus précis. Ce modèle prend en compte les transitoires, les phénomènes double couche, et une représentation 1D des phénomènes de transfert de charge et de masse des électrodes et électrolyte. Il a été vérifié que ce modèle donne des résultats très proches de ceux obtenus par une résolution par éléments finis. Comme souligné dans [152], un des principaux inconvénients des modèles type-circuit est la modélisation multi-dimensionnelle : l'analogie électrique est possible pour une modélisation 1D, mais pas pour une modélisation 2D ou 3D.

Toutefois, pour une estimation en temps réel, des modèles d'autant plus simples sont utilisés. Le modèle de Thévenin représenté sur la Fig. 5.3 est le plus utilisé à cet effet, comme par exemple dans [153–161]... Il permet de simuler correctement le comportement de la batterie, et est un système du premier ordre. Pour le suivi de la batterie, ce modèle est parfaitement adapté, et il a montré son efficacité à la fois sur des batteries au Plomb comme dans [156] et sur les batteries au Lithium comme proposé dans [162].

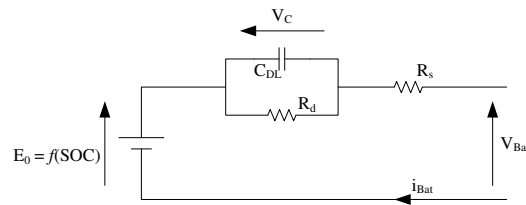


FIGURE 5.3 – Modèle de Thévenin de la batterie

Le modèle de Thévenin (Fig. 5.3) a 4 paramètres E_0 , R_s , C_{dl} et R_d qui modélisent respectivement, la tension en circuit ouvert, la résistance série, la capacité couche double, et la résistance de transfert.

Un autre modèle est aussi régulièrement utilisé pour l'estimation des paramètres : le modèle à deux constantes de temps comme représenté sur la Fig. 5.4 (par exemple dans [162–165]...). Ce modèle est un dérivé du modèle de Thévenin avec une branche RC additionnelle qui introduit une seconde constante de temps dans le modèle. Comparé au modèle de Thévenin, le modèle à deux constantes de temps distingue les dynamiques de chaque électrode alors qu'elles sont confondues avec le modèle de Thévenin (i.e. électrodes supposées identiques). Toutefois, on a retenu le modèle de Thévenin car la convergence de l'estimation est plus complexe à obtenir avec ce second modèle, particulièrement lorsque les dynamiques des deux électrodes sont proches.

5.2.2 Le modèle de Thévenin - Identification des paramètres du modèle

Le modèle de Thévenin représenté sur la Fig. 5.3 est retenu pour l'estimation du SOH présenté dans la partie 5.2.3. L'identification des paramètres des cellules de batteries testées est détaillée dans ce paragraphe. Cette caractérisation externe des cellules sera par la suite utilisée

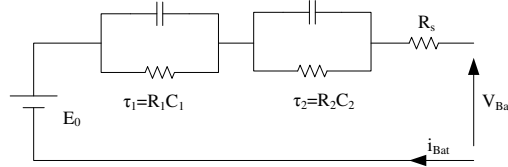


FIGURE 5.4 – Modèle à deux constantes de temps de la batterie

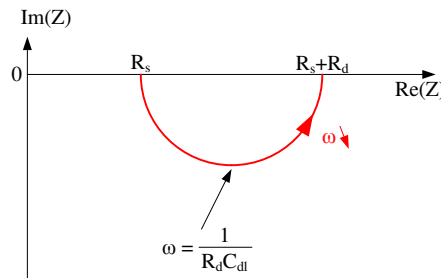
pour valider la convergence de l'estimation vers les valeurs désirées. Avec les notations de la Fig. 5.3, le modèle peut être écrit selon Eq. (5.4).

$$\begin{cases} V_{Bat} = E_0 - V_C - R_s i_{Bat} \\ C_{dl} \frac{dV_C}{dt} = i_{Bat} - \frac{V_C}{R_d} \end{cases} \quad (5.4)$$

En supposant constante la tension de circuit ouvert E_0 pour un SOC spécifique et à température constante, l'impédance équivalente complexe Z du modèle de la batterie est décrite par Eq. (5.5).

$$Z = R_s + \frac{R_d}{1 + jR_d C_{dl} \omega} \quad (5.5)$$

Pour l'identification des paramètres du modèle, la spectroscopie d'impédance peut être utilisée de façon à caractériser les éléments de la batterie. Avec cette méthode, les paramètres peuvent être extraits de l'analyse de l'impédance mesurée. Cela peut être réalisé graphiquement de par le diagramme de Nyquist de l'impédance mesurée comparé au diagramme de Nyquist de l'impédance Z du modèle comme représenté sur la Fig. 5.5. On note qu'avec cette méthode de spectroscopie d'impédance, les résultats sont valables pour un SOC donné (et donc un E_0 donné) et à une température donnée.


 FIGURE 5.5 – Diagramme de Nyquist de l'impédance Z du modèle de la batterie

Ce modèle de batterie peut être adapté pour représenter une cellule unique de batterie ou la batterie complète (association série de cellules élémentaires). Le lien entre les paramètres d'une cellule et ceux de la batterie est donné par Eq. (5.6), en supposant une batterie composée de N cellules identiques en série. L'identification des paramètres est donc uniquement donnée pour des cellules élémentaires, mais l'estimation des paramètres en ligne sera aussi vérifiée sur une batterie complète.

$$\begin{cases} r_{sbat} = N r_{s_{cell}} \\ C_{dlbat} = \frac{C_{dl_{cell}}}{N} \\ R_{d_{bat}} = N R_{d_{cell}} \end{cases} \quad (5.6)$$

5.2.2.1 Dispositif expérimental pour la spectroscopie

Pour l'identification des paramètres par spectroscopie d'impédance, le dispositif expérimental utilisé est représenté schématiquement sur la Fig. 5.6. L'expérience consiste à imposer un courant sinusoïdale à valeur moyenne nulle à la cellule de batterie testée, et de mesurer la tension résultante. Pour imposer le courant désiré à la batterie, une charge active contrôlée en courant est utilisée en parallèle d'une source de courant DC utilisée pour compenser l'offset de la charge active (qui ne fait qu'absorber du courant). Entre ces deux sources, un filtre RL est utilisé de manière à s'assurer que la source de courant ne soit pas impactée par la sinusoïde, et compense donc seulement la composante DC du courant dans la charge active. On a vérifié que la charge active utilisée à une régulation du courant avec des dynamiques très performantes (on a vérifié qu'elle assurait un bon suivi de la référence pour des sinusoïdes jusqu'à $20kHz$). On réalise cette expérience avec une valeur moyenne du courant nulle de façon à s'assurer que le SOC de l'élément testé ne varie pas.

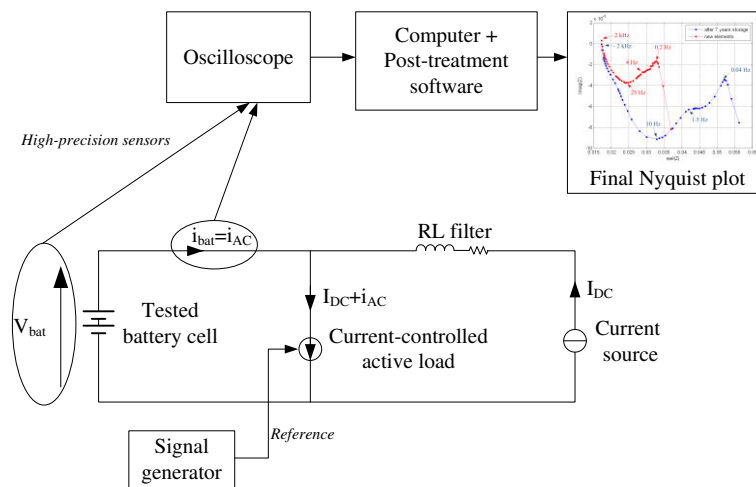


FIGURE 5.6 – Dispositif expérimental pour la spectroscopie

Comme montré sur la Fig. 5.6, des capteurs de haute précision sont utilisés pour les mesures de courant et tension. En particulier, la sonde de tension utilisée permet de compenser l'offset en externe, ce qui permet d'obtenir une mesure du signal utile très précise (i.e. seul la sinusoïde résultante sur la tension est mesurée, et la partie DC correspondant à la tension en circuit ouvert est compensée). Les mesures sont échantillonnées sur un oscilloscope qui est aussi utilisé pour moyenniser les signaux obtenus sur plusieurs périodes de manière à minimiser l'impact du bruit de mesure. Les valeurs moyennes des signaux sont ensuite sauvegardées puis post-traitées. Le post-traitement consiste en l'analyse des fondamentaux des sinusoïdes mesurées par une analyse par séries de Fourier, et ensuite d'en déduire l'impédance équivalente de la cellule testée. Ces mesures et post-traitement sont réalisés à différentes fréquences de façon à finalement obtenir le diagramme de Nyquist de la batterie.

5.2.2.2 Cellule $LiFePO_4$

La première batterie caractérisée est une cellule $60Ah - 3.2V HP-PW-60Ah$. La Fig. 5.7 donne le diagramme de Nyquist correspondant à l'impédance mesurée sur une cellule unique à $SOC = 90\%$ et $T = 25^\circ C$.

Au vu de la Fig. 5.7 on en déduit les paramètres du modèle équivalent comme donné dans

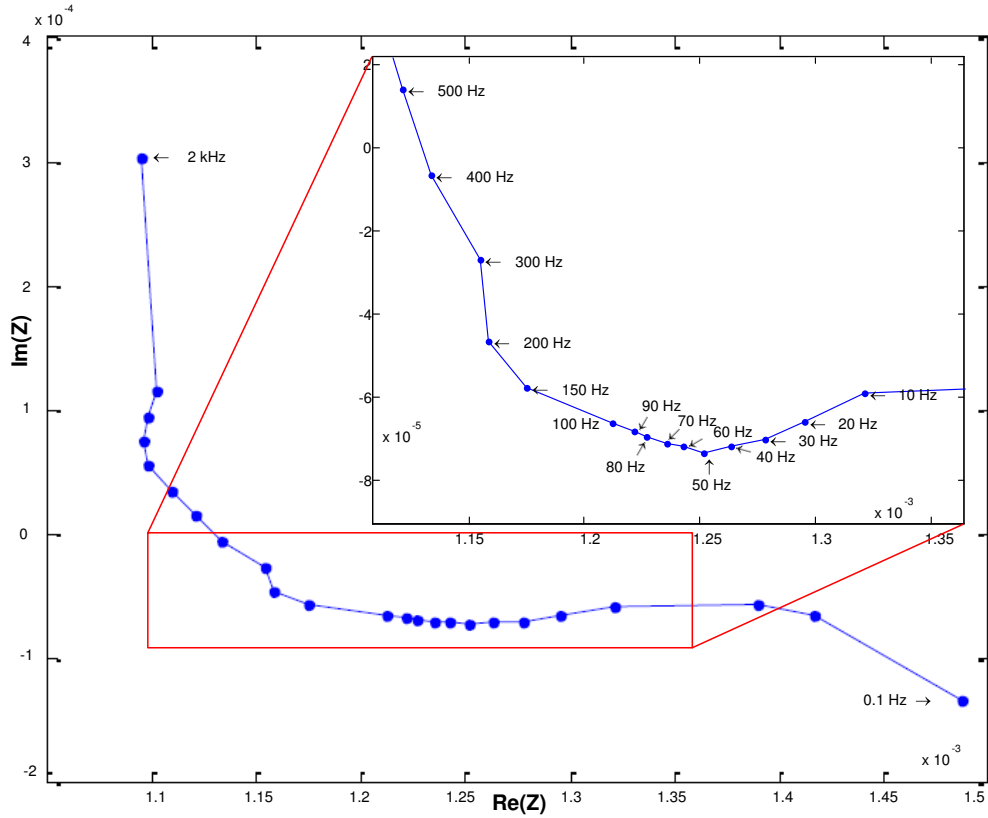


FIGURE 5.7 – Diagramme de Nyquist de l'impédance d'une cellule de batterie *HP-PW-60Ah LiFePO₄* - Résultat de spectroscopie d'impédance à $SOC = 90\%$ et $T = 25^{\circ}C$

le tableau 5.1.

TABLE 5.1 – Paramètres du modèle d'une cellule *HP-PW-60Ah LiFePO₄* à $SOC = 90\%$ et $T = 25^{\circ}C$

Parameter	Value
Résistance série R_s	$1.13m\Omega$
Constante de temps $\tau = R_d C_{dl}$	$3.2ms$
Capacité double couche C_{dl}	$12.7F$
Résistance de transfert R_d	$0.25m\Omega$

5.2.2.3 Cellules *Li - ion*

Les éléments de batteries *MP176065 Li - ion* utilisés sont exactement les mêmes que ceux utilisés dans la thèse de M. Urbain [37]. Plus précisément, ces éléments sont des éléments non-utilisés à cette époque (2006) qui ont été stockés durant sept longues années sans aucune surveillance, et en particulier sans aucune recharge (i.e. seulement sujets à l'autodécharge et les variations de températures de son environnement). De par ce fait, il nous est apparu intéressant de donner quelques éléments de comparaison avec les résultats de la thèse de M. Urbain [37]. Cela est donné en tant qu'observation d'un mode de vieillissement particulier, à savoir le stockage des cellules. Si l'on considère l'utilisation de la batterie dans la source hybride globale étudiée, il va sans dire que ce type de vieillissement particulier ne donne pas une information

représentative, la batterie étant prévue pour subir des cycles de charge/décharge. Toutefois, cela représente une bonne illustration de la validité de la méthode d'estimation du SOH.

Pour ne pas présenter des particularités trop spécifiques, les éléments stockés sur le long terme ont tout d'abord été soumis à quelques cycles de manière à "réactiver" la matière active interne à la cellule. Initialement, les éléments étaient complètement déchargés ($E_0 = 3.7V$ i.e. $SOC = 10\%$). Deux premiers cycles de charges et décharges complètes ont été réalisés avec un courant faible (1A) avant un troisième à un niveau de courant correspondant à la moitié de la capacité des éléments de batterie ($C/2 = 3.4A$), et un dernier à 100% de sa capacité ($C = 6.8A$).

Après cette "réactivation", on réalise les mesures de spectroscopie d'impédance. Les résultats obtenus avec ces éléments sont donnés sur la Fig. 5.8 avec comparaison avec les résultats obtenus sur les éléments neufs dans [37]. L'expérimentation a été réalisée à la même température ($25^\circ C$) et pour le même état de charge ($E_0 = 4.07V$ i.e. $SOC = 85\%$) de manière à ce que les différences entre les résultats ne soient dus qu'au vieillissement.

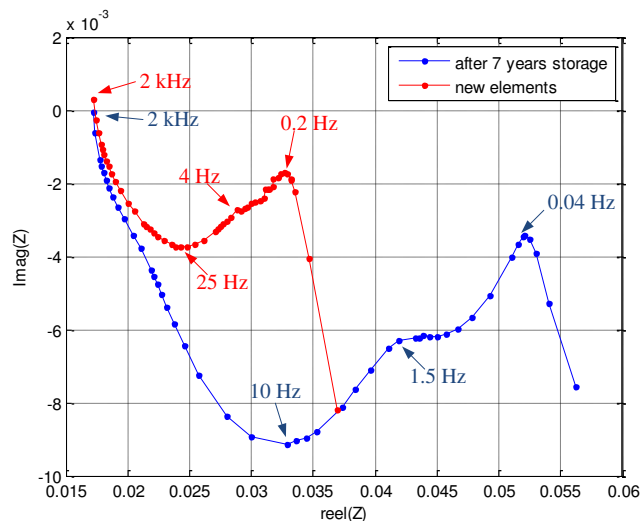


FIGURE 5.8 – Spectroscopie d'impédance des cellules *Li – ion*

Au vu des résultats de spectroscopie présentés sur la Fig. 5.8 il y a des différences relativement importantes entre les impédances des deux cellules. Ces différences sont une cause direct du vieillissement de la cellule par stockage sur le long terme. Du fait que seules deux cellules aient été testées on ne tirera pas de conclusions générales de ces résultats (cela nécessiterait de tester plus d'éléments pour vérifier si l'évolution reste similaire ou si les résultats présentés sont spécifiques). Toutefois, on donne quelques explications qualitatives du processus de vieillissement. A cet effet, on utilise le modèle de batterie développé par Rael et al. [152] du fait de sa précision et de la prise en compte des transitoires, des phénomènes double couche, et d'une représentation 1D des phénomènes de transfert de charge et de masse des électrodes et électrolyte. De plus, ce modèle est bien plus précis que le modèle de Thévenin pour décrire les phénomènes impactant du processus de vieillissement.

Le premier résultat que l'on peut observer sur la Fig. 5.8 est la non évolution de la résistance série de la cellule avec des valeurs d'impédance réelles similaires à hautes fréquences (autour de $2k Hz$). Ce résultat est relativement surprenant car il est très commun de considérer que la

résistance série augmente avec le vieillissement. On peut analyser cela comme un séparateur (voir Fig. 1.10) qui ne vieillit pas, tout comme l'électrolyte qui reste constant (pas de cristallisation à ce niveau).

Sur la Fig. 5.8, en comparaison de l'impédance de la batterie neuve, l'impédance de la batterie après stockage a "élargi", et un second cercle devient visible. De plus, la fréquence du minimum global de l'impédance a diminué. Toutes ces différences viennent du vieillissement des électrodes. Tout d'abord, l'apparition du second cercle traduit d'une différence entre les deux électrodes, principalement, il s'agit de différences entre leur résistance de transfert respective et entre leur densité de courant d'échange (souvent noté j^0 , comme par exemple dans [152]). Ces différences étaient négligeables lorsque la cellule était récente (second cercle négligeable sur la mesure d'impédance), et l'on peut en conclure que les deux électrodes ont vieilli différemment. C'est en fait probablement l'électrode négative qui a le plus vieilli comme c'est souvent le cas (traditionnellement, les fabricants de batteries surdimensionnent légèrement l'électrode négative par rapport à la positive pour augmenter la durée de vie de la batterie et permettre des recharges plus rapides). De la même manière, l'"élargissement" global de l'impédance provient aussi du vieillissement des électrodes, avec leurs résistances de transfert qui augmentent et leurs densités de courant d'échange qui j^0 diminuent. Une diminution de la capacité de l'électrode aurait aussi affecté l'impédance résultante dans le même sens que pour la diminution de j^0 . Cette dernière explication a toutefois été rejetée car elle entraînerait une augmentation de la fréquence du minimum d'impédance. A l'inverse, avec la diminution de j^0 , la fréquence de ce minimum diminue tout comme on peut l'observer en pratique sur la Fig. 5.8.

Finalement, comme dans le cas des cellules $LiFePO_4$, les paramètres équivalents du modèle de Thévenin sont déduits de la Fig. 5.8. Ces paramètres sont donnés dans le tableau 5.2.

TABLE 5.2 – Paramètres du modèle de Thévenin équivalent d'une cellule $Li-ion$

Élément neuf		Après 7 ans de stockage	
Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
Résistance série R_s	$18m\Omega$	Résistance série R_s	$18m\Omega$
Constante de temps $\tau = R_d C_{dl}$	$6.4ms$	Constante de temps $\tau = R_d C_{dl}$	$15.9ms$
Capacité double couche C_{dl}	$0.4F$	Capacité double couche C_{dl}	$0.31F$
Résistance de transfert R_d	$16m\Omega$	Résistance de transfert R_d	$34m\Omega$

La méthode d'estimation du SOH décrite dans la partie suivante est directement liée à l'évolution des paramètres du modèle de Thévenin équivalent. Dans le cas présenté où les cellules ont vieilli du fait d'un stockage sur le long terme, le vieillissement est caractérisé par une résistance de transfert qui a plus que doublée, et une capacité couche double réduite d'environ un quart.

5.2.3 Estimation des SOC et SOH de la batterie

Pour l'estimation des SOC et SOH, les méthodes avec filtre de Kalman étendu (EKF) ont été largement étudiées comme par exemple dans [166] ou [167]. Jusqu'à maintenant, c'est une des techniques les plus utilisées, même si des évolutions du EKF ont été réalisées [168] et que le EKF a été critiqué comparé à d'autres méthodes telles que les observateurs d'état type Luenberger [148], ceux basés sur la notion de glissement [146] et [149], le H^∞ -observer [151], ou le

filtre Quadratique de Gauss-Hermite [163]. L'estimation des paramètres du modèle de Thévenin, comme proposé dans [149] et [158], est une des méthodes d'estimation du SOH les plus efficaces. Pour l'estimation du SOC, on considère souvent une relation directe avec la tension en circuit ouvert comme par exemple dans [160], [37]...

5.2.3.1 Estimation du SOC

En générale, l'état de charge (SOC) est défini comme la différence entre le SOC initial, et le ratio entre la charge délivrée par la batterie C (en Ah) connue théoriquement sous les conditions d'utilisation. On peut l'exprimer selon Eq. (5.7) où i est le courant délivré (en convention générateur), T la température de fonctionnement, et le temps en heures.

$$SOC(t) = SOC(0) - \int_0^t \frac{i(\tau)}{C(T, i, SOC)} d\tau \quad (5.7)$$

Dans la littérature, de nombreuses méthodes ont été développées pour réaliser une estimation du SOC précise. En particulier, on peut mentionner le concept de réponse impulsionnelle comme proposé dans [158] et [155]. Ici, on a choisi, comme beaucoup de travaux sur le sujet tel que [160], de considérer le SOC directement relié à la tension à vide (OCV). En effet, de nombreux travaux sur le sujet considèrent que la fonction $E_0 = f(SOC)$ ne varie pas avec le vieillissement. Cette courbe dépend de la température et peut être considérée comme connue. Dans [169], il est montré qu'une des façons les plus simples pour intégrer la température est de considérer des tableaux de données des courbes OCV-SOC, ce qui malheureusement nécessite une capacité de stockage de données.

Au contraire de d'autres travaux tels que [37] et [162], il n'est pas nécessaire dans notre cas d'estimer la tension en circuit ouvert. En effet, au vu de l'architecture proposée, on peut facilement se rendre compte que l'on peut directement mesurer cette tension à vide en déconnectant la batterie de la charge et en utilisant uniquement les supercondensateurs.

Cette méthode d'estimation du SOC a certaines limites. Tout d'abord, cela nécessite une mesure très précise de la tension. Cela est d'autant plus vrai dans le cas des batteries $LiFePO_4$ car leurs courbes OCV-SOC sont très "plates" comme montré sur la Fig. 5.9 (i.e. une grande variation du SOC ne fait que peu changer la OCV). Toutefois, la précision nécessaire peut être réduite si l'on considère une batterie complète et non une cellule unique.

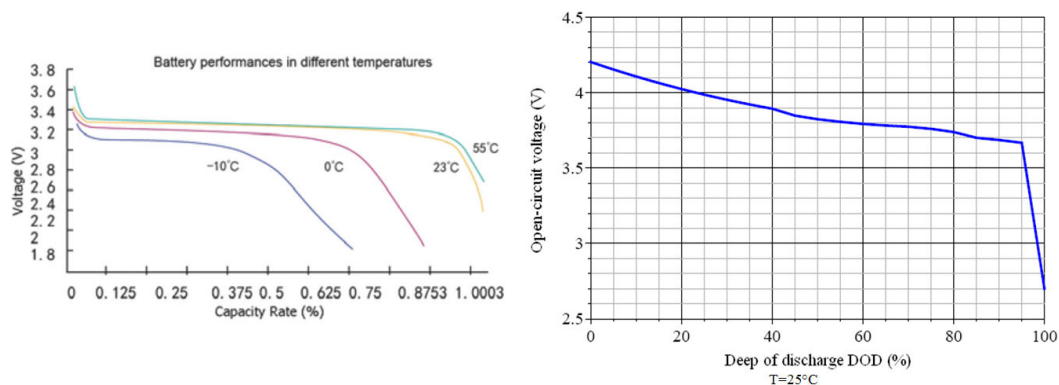


FIGURE 5.9 – Courbes OCV-SOC - (gauche) cellule $LiFePO_4$ - (droite) cellule $Li-ion$ à 25°C

Une autre précaution doit être prise pour estimer correctement le SOC de par une mesure de la tension à vide. En effet, le temps de relaxation comme représenté sur la Fig. 5.10 dans le cas d'une cellule $LiFePO_4$ peut être long. Ici, après un temps de charge à $20A = C/3$, la cellule est déconnectée. On peut voir sur cette figure que si l'on veut mesurer précisément la tension à vide de la batterie, il est nécessaire de la déconnecter quelques centaines de secondes de manière à ce que la tension se stabilise.

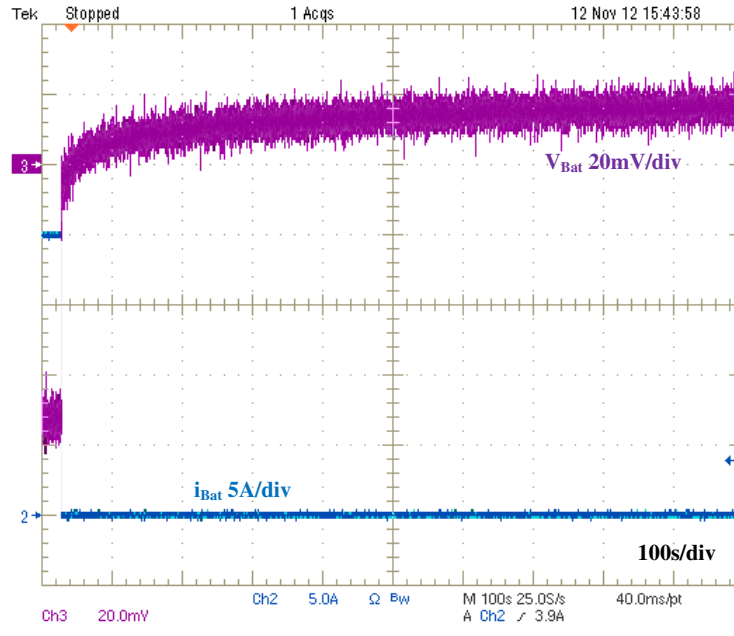


FIGURE 5.10 – Relaxation d'une cellule $LiFePO_4$ après une charge à $C/3 = 20A$

Avec cette méthode d'estimation, le SOC peut être estimé périodiquement. Toutefois, pour la gestion de la batterie, il est nécessaire de connaître le SOC au cours du temps (pour pouvoir déconnecter la batterie si elle atteint son SOC maximum par exemple). Pour cela, on propose de coupler cette méthode d'estimation du SOC avec une méthode coulomb-métrique (i.e. le calcul de Eq. (5.7)). La mesure de la tension à vide sera utilisée pour ré-ajuster la valeur du SOC, la méthode coulomb-métrique n'étant pas très précise car elle nécessite la connaissance de la valeur de la capacité de la batterie C en Ah qui varie avec les conditions d'utilisations mais est considérée comme constante.

5.2.3.2 Estimation de l'état de santé (SOH) par EKF

L'état de santé (SOH) de la batterie n'est malheureusement pas une grandeur mesurable. Ici, comme proposé dans [37], on propose d'estimer les paramètres d'un modèle de batterie par un filtre de Kalman étendu (EKF). On peut alors faire une évaluation du SOH au vu de l'évolution de ces paramètres - la définition du SOH étant à définir pour chaque application.

Pour l'estimation des paramètres du modèle de Thévenin par un EKF, on réécrit le système

sous la forme :

$$x = \begin{pmatrix} V_C \\ \frac{1}{R_d C_{dl}} = \frac{1}{\tau} \\ \frac{1}{C_{dl}} \\ R_s \end{pmatrix} ; \quad Y = V_{bat} = E_0 - x_1 - u x_4 \quad ; \quad u = i_{bat}$$

En conservant les notations utilisées dans le chapitre 1, la fonction $f(x_k, u_k)$, et les matrices A_k et C_k peuvent être exprimées selon :

$$f(x_k, u_k) = \begin{pmatrix} T_s \left(\frac{i_{Bat}}{C_r} - \frac{V_C}{R_d C_r} \right) + V_C \\ \frac{1}{R_d C_r} \\ \frac{1}{C_r} \\ R_r \end{pmatrix}$$

où T_s la période d'échantillonnage.

$$A_k = \frac{\partial}{\partial x} f(\hat{x}_k, u_k) = \begin{pmatrix} 1 - \frac{T_s}{\tau} & -T_s V_C & T_s i_{Bat} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$C_k = \frac{\partial}{\partial x} h(\hat{x}_{k+1/k}, u_{k+1}) = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Pour finir la mise en place de l'EKF, sa matrice de covariance initiale (P_0) et les matrices gain (Q et R) sont déterminées par une méthode essai-erreur. Ces paramètres ont donnés par Eq. (5.8), et seront les mêmes en simulation qu'en expérience.

$$\begin{cases} Q = \text{diag}(10^{-3}, 10^2, 10^1, 10^{-6}) \\ P_0 = Q \\ R = 10^{-2} \end{cases} \quad (5.8)$$

Comme le démontre les résultats de simulation et d'expérience, on montre qu'avec ces paramètres, l'estimation converge en 2s. En supposant que la mesure de la tension à vide (et donc du SOC) est réalisée avant cette phase d'estimation, on pourra supposer cette valeur constante lors de la phase d'identification.

5.2.3.3 Observabilité des paramètres

Dans ce paragraphe, la démonstration de l'observabilité locale des paramètres est détaillée de manière à vérifier la validité de la méthode d'estimation et souligner quelques nécessités concernant le courant. L'observabilité locale d'un tel système dépend du rang de la matrice Jacobienne du vecteur O défini selon Eq. 5.9, et qui doit être égal à 4.

$$O = \begin{bmatrix} y, \dot{y}, \ddot{y}, y^{(3)} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

et $Jacob(O) =$

$$\begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & u \\ x_2 & x_1 & -u & -\dot{u} \\ x_2^2 & x_3u - 2x_1x_2 & x_2u - \dot{u} & -\ddot{u} \\ x_2^3 & x_3\dot{u} - 2x_1x_2u + 3x_2^2x_1 & x_2\dot{u} - x_2^2u - \ddot{u} & -u^{(3)} \end{pmatrix}$$

Il est possible de montrer qu'une sinusoïde à valeur moyenne non-nulle est une solution possible. En effet, en considérant $u(t) = i_{bat}(t) = A + B\sin(t)$ avec $A \neq 0$, $B \neq 0$, alors $rank(Jacob(\Theta)) = dim(X) = 4$, et le système est donc observable.

5.2.3.4 Simulation

La convergence de l'estimation a été vérifiée en simulation. La Fig. 5.11 montre les résultats de l'estimation. Pour cette simulation, les paramètres du modèle de la batterie qui sont estimés sont les mêmes que ceux de la batterie *Li-ion* donnés dans le tableau 5.2. En entrée de la batterie simulée, on place une source de courant sinusoïdale idéale d'une amplitude de 3A et de 3A de valeur moyenne.

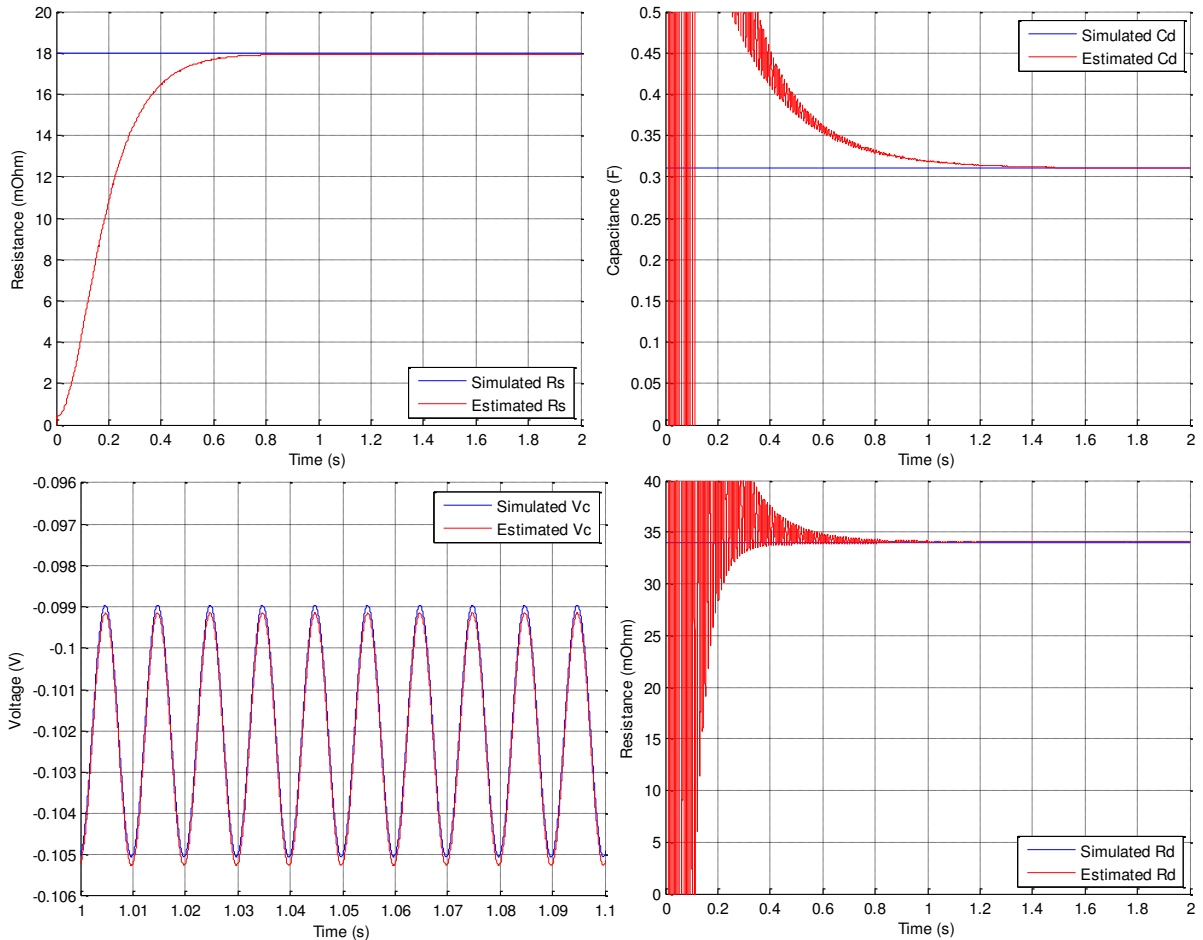


FIGURE 5.11 – Vérification de l'estimation par simulation

La validité de l'estimation a aussi été vérifiée avec les paramètres correspondants à l'élément $LiFePO_4$ du tableau 5.1, et ceux de la cellule *Li-ion* encore neuve (tableau 5.2).

5.3 Le convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées

Le convertisseur Ćuk a été initialement proposé par S. Ćuk [170]. Depuis, des variantes très intéressantes ont été développées. En effet, en couplant les inductances du convertisseur, il est possible d'annuler les ondulations de courant dues au découpage d'un côté du convertisseur, comme détaillé dans [41]. Ici, on s'est intéressé à la version isolée du convertisseur Ćuk avec inductances couplées. On remarque qu'en théorie il est possible d'annuler les ondulations de courant des deux côtés du convertisseur en intégrant les deux inductances et le transformateur sur le même noyau magnétique comme proposé dans [171], [172] et [173]. Cette solution a été envisagée et testée, mais toutefois, elle s'est montrée très complexe lors de la réalisation de l'élément magnétique...

Le convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées considéré est représenté sur la Fig. 5.12, avec les notations associées. Arbitrairement, comme le système est symétrique, on décide de connecter la batterie du côté nommé '2'.

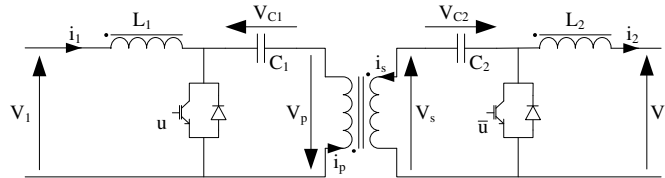


FIGURE 5.12 – Schéma du convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées

5.3.1 Modélisation du convertisseur

Afin de mettre en place un contrôle efficace, on choisit le modèle du convertisseur suivant. Comme supposé dans [172], le transformateur est considéré comme étant idéal. Pour la vérification expérimentale, les supercondensateurs et la batterie ont la même tension nominale. Le ratio d'élévation du transformateur N_T est donc choisi égal à 1. En pratique, les enroulements du transformateur sont bobinés "deux fils en main", et il a été prouvé que l'hypothèse qu'il soit parfait est justifiée. Avec les notations représentées sur la Fig. 5.12, le modèle se résume à Eq. (5.10).

$$\begin{cases} V_S = N_T V_P \\ i_P = N_T i_S \end{cases} \quad (5.10)$$

Les inductances couplées sont modélisées par la matrice \mathcal{L} qui relie les flux ϕ_1 et ϕ_2 aux courants i_1 et i_2 selon Eq. (5.11).

$$\begin{pmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \end{pmatrix} = \mathcal{L} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{12} & L_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

Pour simplifier on suppose tous les composants idéaux. Sous cette hypothèse, le convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées peut être modélisé par Eq. (5.12) pour les courants dans les inductances et par Eq. (5.13) pour les tensions. Cette hypothèse est en contradiction avec les résultats présentés précédemment (en particulier dans le chapitre 2) où l'on a montré que les pertes dans les convertisseurs sont un point clé de leur fonctionnement. Toutefois, au regard de la structure globale de la source hybride étudiée dans cette thèse, on remarque que ce convertisseur ne sert pas pour la conversion de la puissance, mais uniquement dans un objectif

de diagnostic. De plus ce convertisseur ne sera utilisé que périodiquement, et on peut faire l'hypothèse que son vieillissement sera beaucoup plus lent que les autres convertisseurs. Le choix d'un modèle idéal n'est donc pas dérangeant.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \mathcal{L}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} V_1 - (1-u) \left(V_{C_1} + \frac{V_{C_2}}{N_T} \right) \\ u(V_{C_2} + N_T V_{C_1}) - V_2 \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{C_1} [-u N_T i_2 + (1-u) i_1] \\ \frac{1}{C_2} [-u i_2 + (1-u) \frac{i_1}{N_T}] \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

5.3.2 Annulation des ondulations de courant

En partant de Eq. (5.11), il est possible d'exprimer la tension aux bornes des inductances comme une fonction de la partie AC des courants δi_1 et δi_2 selon Eq. (5.14) - avec p la variable de Laplace.

$$\begin{cases} v_{L_1} = L_1 \cdot p \cdot \delta i_1 + M_{12} \cdot p \cdot \delta i_2 \\ v_{L_2} = M_{12} \cdot p \cdot \delta i_1 + L_2 \cdot p \cdot \delta i_2 = v_{L_1} \end{cases} \quad (5.14)$$

On peut donc exprimer l'ondulation AC des courants δi_1 et δi_2 tel que Eq. (5.15).

$$\begin{cases} \delta i_1 = \frac{v_{L_1} (L_2 - M_{12})}{p (L_1 L_2 - M_{12}^2)} \\ \delta i_2 = \frac{v_{L_1} (L_1 - M_{12})}{p (L_1 L_2 - M_{12}^2)} \end{cases} \quad (5.15)$$

Au vu de Eq. (5.15), on peut facilement constater que l'on peut annuler δi_1 ou δi_2 , en imposant respectivement $M_{12} = L_2$ ou $M_{12} = L_1$.

5.3.3 Design des inductances couplées

Dans cette étude, on a choisi d'annuler les ondulations du courant i_2 . Les inductances couplées doivent donc être dimensionnées de manière à vérifier $M_{12} = L_1$. Le matériau magnétique utilisé est une ferrite *EPCOS* (série *E65/32/27*). La Fig. 5.13 montre le schéma proposé pour les inductances couplées. Deux méthodes de dimensionnement différentes sont proposées : une première relativement simple se basant sur un modèle réductance équivalente mais qui nécessite une certaine intuition pour ajuster les résultats, et une seconde plus précise pour une meilleure validation théorique par éléments finis.

5.3.3.1 Modélisation par réductances équivalentes

Afin de dimensionner les enroulements, les inductances couplées sont modélisées par un circuit réductances équivalentes comme représenté sur la Fig. 5.14. Dans ce modèle, seul les réductances des entrefers sont prises en compte. En effet, il a été montré - et vérifié dans notre cas - que la réductance équivalente du circuit magnétique est fortement négligeable.

Les réductances \mathcal{R}_1 et \mathcal{R}_2 sont calculées selon Eq. (5.16), avec μ_0 la perméabilité de l'air, l_g la longueur de l'entrefer, et S_1 et S_2 les surfaces représentées sur la Fig. 5.13.

$$\begin{cases} \mathcal{R}_1 = \frac{1}{\mu_0} \frac{l_g}{S_1} \\ \mathcal{R}_2 = \frac{1}{\mu_0} \frac{l_g}{S_2} \end{cases} \quad (5.16)$$

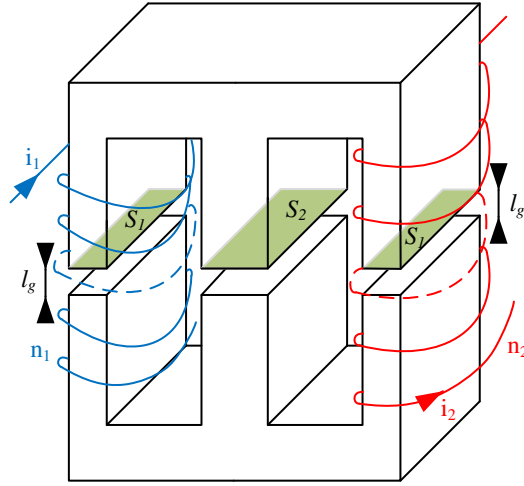


FIGURE 5.13 – Inductances couplées - Ferrite en E avec 2 enroulements

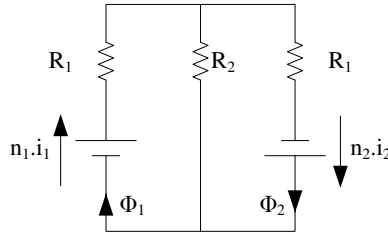


FIGURE 5.14 – Modélisation par réductances équivalentes

Tout d'abord, en supposant $i_2 = 0$, on exprime les flux ϕ_1 et ϕ_2 selon Eq. (5.17).

$$\begin{cases} \phi_1 = \frac{n_1 i_1}{\mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2}} \\ \phi_2 = \frac{\mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} \phi_1 \end{cases} \quad (5.17)$$

Alors, de par le théorème d'Ampère Eq. (5.18), il est possible d'exprimer les valeurs de L_1 et M_{12} selon Eq. (5.19). Pour déterminer L_2 , la méthode est identique, en supposant cette fois $i_1 = 0$. Cette seconde hypothèse amène la même valeur de mutuelle M_{12} .

$$\begin{cases} \psi_1 = n_1 \phi_1 = L_1 i_1 \\ \psi_2 = n_2 \phi_2 = M_{12} i_1 \end{cases} \quad (5.18)$$

$$\begin{cases} L_1 = \frac{n_1^2}{\mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2}} \\ L_2 = \frac{n_2^2}{\mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2}} \\ M_{12} = \frac{\mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} \frac{n_1 n_2}{\mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2}} \end{cases} \quad (5.19)$$

L'objectif est d'obtenir $M_{12} = L_1$. Selon Eq. (5.19), cette condition sera vérifiée si les nombres de tours n_1 et n_2 satisfont Eq. (5.20).

$$n_1 = \frac{\mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} n_2 = 3n_2 \quad (5.20)$$

En pratique, on a pu observer que le dimensionnement des inductances couplées de par Eq. (5.20) ne permet pas d'obtenir les valeurs désirées. En effet, les valeurs des inductances L_1 et L_2 sont surestimées d'environ 30% avec ce modèle réluctance équivalente alors que la mutuelle est correctement calculée.

5.3.3.2 Modélisation par éléments finis

De manière à obtenir un dimensionnement plus précis des inductances couplées, une modélisation par éléments finis a été réalisée en utilisant le logiciel FEMM. Cette seconde modélisation est d'autant plus précise qu'elle permet de prendre en compte la partie du flux qui n'est pas canalisée dans le circuit magnétique comme représenté sur la Fig. 5.15.

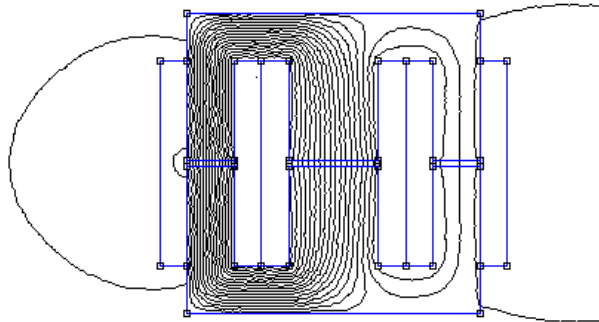


FIGURE 5.15 – Dimensionnement des inductances couplées par éléments finis - Répartition du flux

Même si les effets 3D ne sont pas pris en compte par cette modélisation, on a pu observer en pratique une différence d'environ 30% comparé au dimensionnement par la modélisation par réluctances équivalentes.

Finalement, les nombres de tours n_1 et n_2 sont ajustés à $n_1 = 100trs$ et $n_2 = 21trs$. Une mesure des inductances et de la mutuelle obtenues permet de confirmer la validité du dimensionnement, comme donné dans le tableau 5.3, avec moins de 5% d'erreur entre la mesure et le calcul par éléments finis.

TABLE 5.3 – Mesure des paramètres des inductances couplées

Paramètre	Valeur
L_1	$196\mu H$
L_2	$3.21mH$
M_{12}	$204\mu H$

5.3.4 Contrôle du convertisseur

Comme déjà indiqué dans le chapitre 1, le convertisseur Ćuk n'appartient pas à la classe des systèmes différentiellement plats [55]. On ne pourra pas utiliser la même méthode de contrôle que dans les chapitres précédents. Finalement, on choisit de mettre en place un contrôle par

mode de glissement comme dans [174], ce type de régulation permettant de bonnes performances dynamiques et étant robuste aux variations paramétriques.

De manière à effectuer une estimation précise de la batterie, il est nécessaire d'obtenir une bonne régulation du courant i_2 . Toutefois, pour simplifier l'écriture des équations de contrôle, on préfère contrôler le courant i_1 . Le résultat vu de l'autre côté du convertisseur est que le courant i_2 suit quasiment la même référence comme vérifié dans la partie expérimentale.

Pour le contrôle du courant i_1 on définit la surface de glissement \mathcal{S} selon Eq. (5.21).

$$\mathcal{S} = (i_1 - i_1^{ref}) + K_i \int (i_1 - i_1^{ref}) dt \quad (5.21)$$

Le courant i_1 va suivre sa référence i_1^{ref} si la dérivée de la surface \mathcal{S} vérifie Eq. (5.22).

$$\dot{\mathcal{S}} = -\lambda_i \cdot \mathcal{S} \quad (5.22)$$

Les Eqs. (5.21) et (5.22) peuvent être réécrites suivant Eq. (5.23) :

$$\dot{\epsilon} + (K_i + \lambda_i) \epsilon + K_i \lambda_i \int \epsilon dt = 0 \quad (5.23)$$

où K_i et λ_i sont les paramètres de la régulation du courant et $\epsilon = (i_1 - i_1^{ref})$. En comparant Eq. (5.23) avec une loi d'ordre deux, on peut exprimer la pulsation de la régulation ω_i et le facteur d'amortissement ξ_i selon Eq. (5.24) :

$$\omega_i^2 = K_i \lambda_i \quad ; \quad \xi_i = \frac{K_i + \lambda_i}{2\sqrt{K_i \lambda_i}} \quad (5.24)$$

Pour un bon comportement, la pulsation doit être choisie au moins une décade inférieure à la pulsation de découpage. En combinant les Eqs. (5.12) et (5.22), on peut alors déterminer le rapport cyclique équivalent d_{eq} permettant un bon suivi de la référence suivant Eq. (5.25).

$$d_{eq} = \frac{-\lambda_i \mathcal{S} + \frac{di_1^{ref}}{dt} - K_i (i_1 - i_1^{ref}) + \mathcal{L}_{1,2}^{-1} V_2 - \mathcal{L}_{1,1}^{-1} (V_1 - V_{C1})}{\mathcal{L}_{1,1}^{-1} (V_{C1} + \frac{V_{C2}}{N_T}) + \mathcal{L}_{1,2}^{-1} (V_{C2} + N_T V_{C1})} \quad (5.25)$$

5.3.5 Simulations

Le convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées (Eqs. (5.12) et (5.13)) a été simulé pour vérifier son comportement et valider le schéma de contrôle.

La Fig. 5.16 montre les formes d'ondes du courant en régime permanent pour une référence de courant constante. La Fig. 5.16 donne une comparaison entre le même convertisseur sans couplage des inductances, et celui avec couplage permettant d'annuler les ondulations côté '2'. On vérifie bien que le modèle du convertisseur traduit le comportement du convertisseur comme supposé, le couplage permettant bien d'annuler les ondulations dues au découpage.

La Fig. 5.17 donne le comportement de la régulation du courant pour un échelon de la référence. Sur cette figure, on peut observer que le courant atteint sa référence dans un temps raisonnable cohérent avec la pulsation de la régulation imposée ω_i .

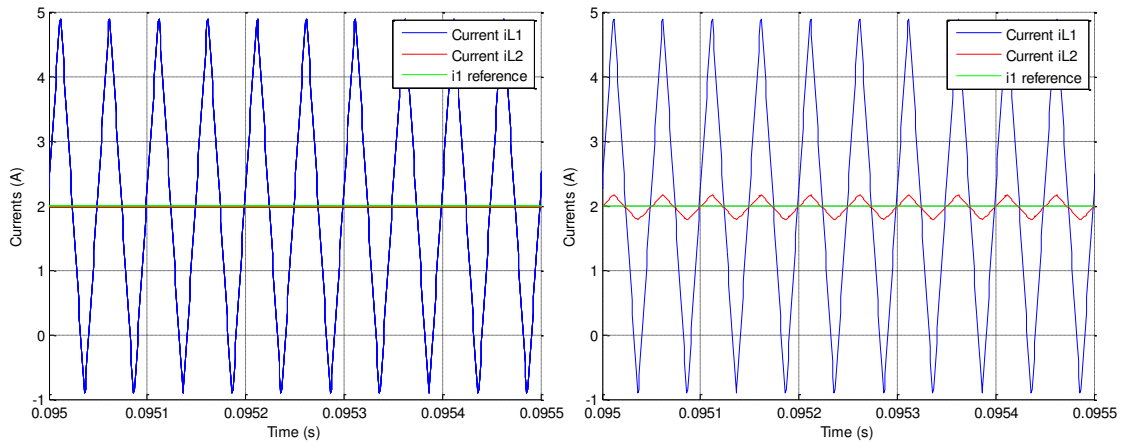


FIGURE 5.16 – Simulation de l’effet du couplage sous une référence de courant constante. (*gauche*) avec couplage ($M_{12} = L_1$) - (*droite*) sans couplage ($M_{12} = 0$)

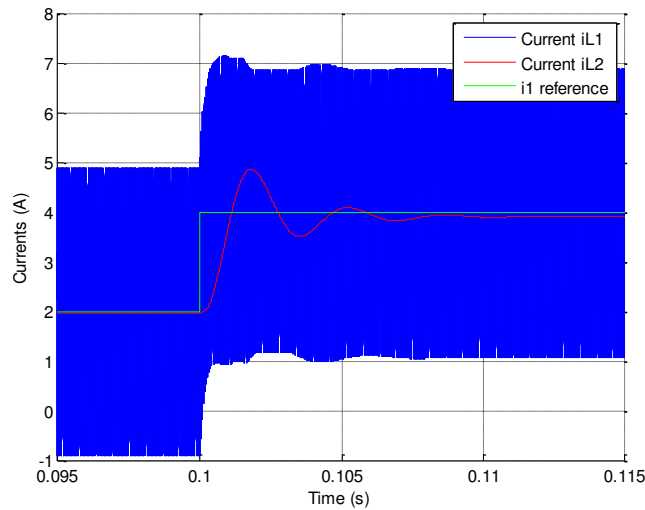


FIGURE 5.17 – Simulation du convertisseur et régulé - Réponse à un échelon du courant de référence

5.3.6 Validation expérimentale du design du convertisseur Ćuk et son contrôle

Le convertisseur Ćuk et son contrôle ont été expérimentés. Tout comme pour les simulations, la Fig. 5.17 donne la réponse du système à un échelon sur la référence de courant. On peut ainsi valider le design et le modèle du convertisseur ainsi que la régulation. On observe en particulier sur la Fig. 5.17 que le courant i_1 présente une ondulation due au découpage importante, alors que le courant i_2 n’en a pas. Pour la vérification des propriétés du système, des détails additionnels sont fournis dans la partie 5.4.1, avec une référence de courant sinusoïdale comme nécessaire pour l’estimation de la batterie. On donne en particulier dans la partie 5.4.1, une analyse du spectre du courant obtenu.

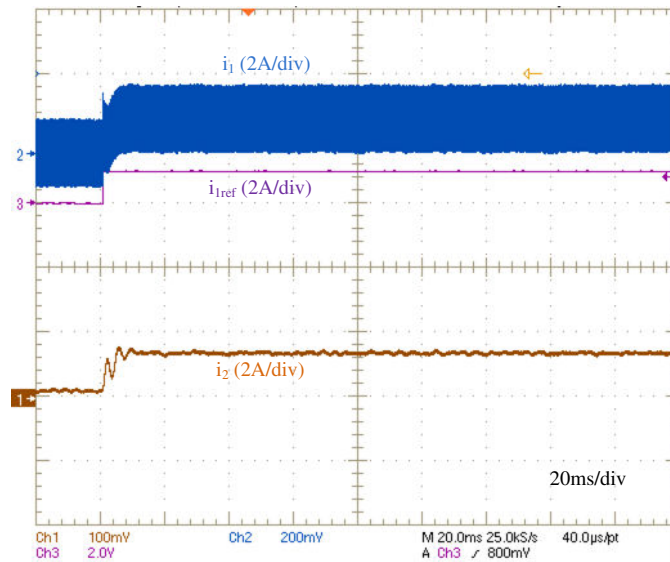


FIGURE 5.18 – Validation expérimentale du comportement du convertisseur Ćuk pour un échelon de référence de courant

5.4 Validation expérimentale du système d'estimation de la batterie

Cette dernière partie donne la validation expérimentale du système d'estimation de la batterie proposé. Plus précisément, on vérifie l'estimation du SOH de la batterie avec un courant imposé de par le convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées. La vérification de la possibilité d'estimation du SOC (i.e. en déconnectant la batterie pour mesurer sa tension à vide) sera donnée dans le chapitre suivant (chapitre 6) lors de la vérification du fonctionnement de la source hybride globale.

Comme déjà mentionné, le modèle de la batterie peut être ajusté pour représenter une simple cellule ou une batterie entière (association série de cellules élémentaires). Il peut donc être choisi de réaliser l'estimation sur la batterie complète ou sur chacune des cellules. La seule différence vient du nombre de capteurs de tension nécessaires. Ainsi, si une connaissance très précise de l'état de la batterie est recherchée, on peut décider d'équiper chaque cellule de son capteur de tension (ou groupements de cellules) avec des EKFs individuels estimant les paramètres de chaque éléments.

Dans cette partie, la convergence de l'estimation est vérifiée dans le cas d'une batterie complète $LiFePO_4$, de tension nominale 96V (association série de 30 cellules). On testera aussi l'estimation sur des cellules individuelles $Li-ion$.

5.4.1 Vérification de la forme du courant batterie

Dans un premier temps, on vérifie le comportement du courant batterie nécessaire à l'estimation du SOH. De par l'étude de l'observabilité du modèle de batterie retenu, on a montré qu'un courant sinusoïdale à valeur moyenne non-nulle est adapté à l'estimation. Ce courant est injecté dans la batterie de par le convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées, du côté où les ondulations de courant dues au découpage sont annulées. Toutefois, comme expliqué ci-avant, il a été choisi de contrôler le courant de l'autre côté du convertisseur. Le courant

résultant côté batterie est une image de la référence, les seules différences provenant des pertes internes du convertisseur Ćuk (négligées dans la modélisation adoptée), et de la différence entre les tensions supercondensateurs et batterie (qui dépendent de leur état de charge SOC respectifs). On doit donc vérifier que le courant injecté dans la batterie est adapté à l'estimation.

La Fig. 5.19 montre les courants i_1 et i_2 pour une référence sinusoïdale d'amplitude $1A$ avec une valeur moyenne de $1.5A$ à une fréquence de $100Hz$. Sur cette figure, on peut observer que la valeur moyenne du courant i_2 suit la référence sinusoïdale imposée ce qui valide encore une fois le schéma de contrôle adopté. Pour ce test, la tension batterie était de $41V$ et $45V$ pour les supercondensateurs.

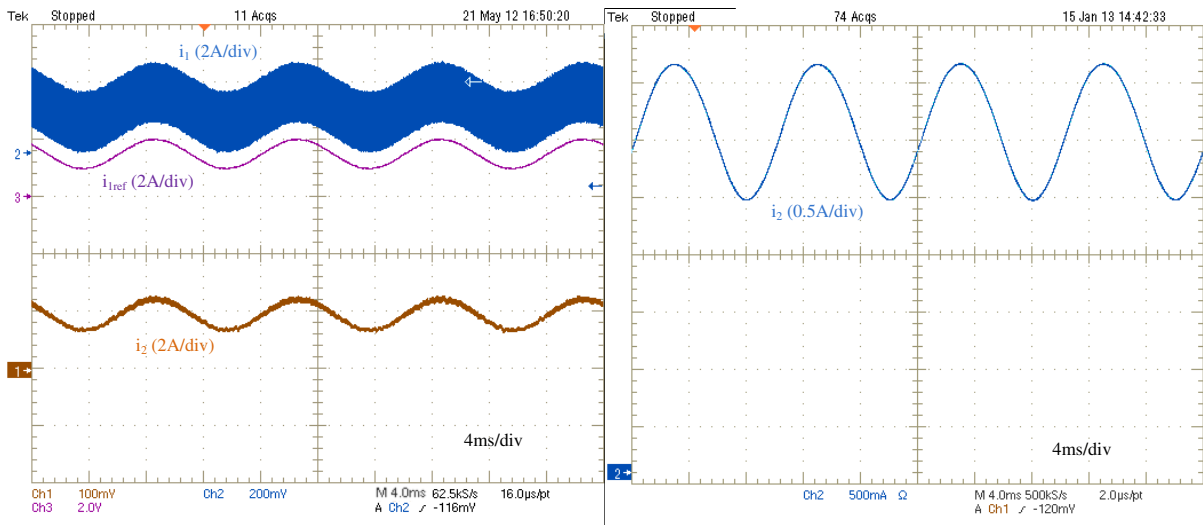


FIGURE 5.19 – Validation du contrôle - Référence sinusoïdale
(gauche) Courants i_1 , i_2 et i_{ref} - (droite) zoom sur le courant batterie

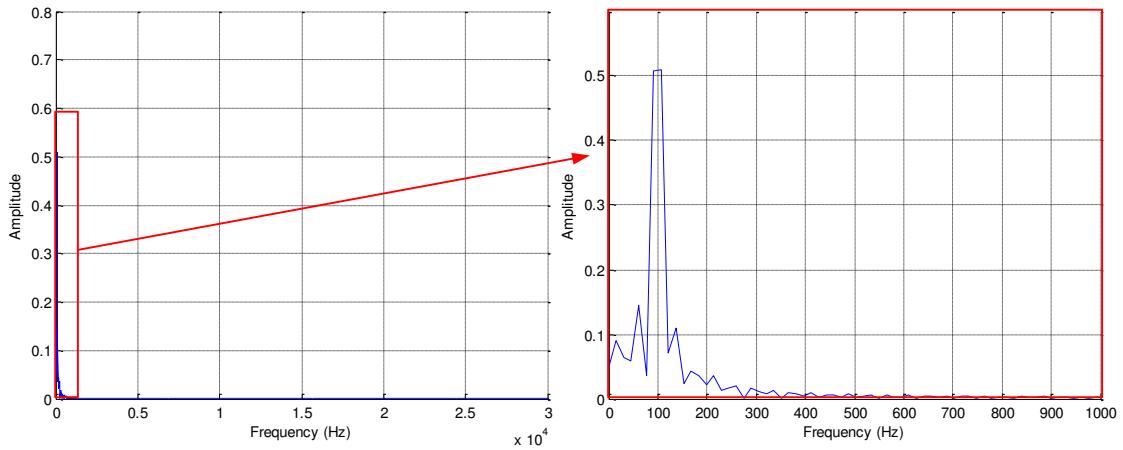
Sur la Fig. 5.19, le courant i_2 (côté batterie) décrit une sinusoïde comme désiré. De plus on peut observer que le signal est très "propre", sans effet visible du découpage. Pour une meilleur appréciation de la "propreté" du signal, sa décomposition en harmoniques est donnée sur la Fig. 5.20 (la valeur moyenne de la sinusoïde a été compensée pour cette analyse spectrale). Sur cette figure, on observe que comme convenu, le courant injecté dans la batterie ne présente pas d'harmoniques significatives hormis le fondamental à $100Hz$ recherché.

Au vu de la Fig. 5.20, on peut donc bien en conclure que le courant injecté dans la batterie est une sinusoïde à valeur moyenne non-nulle. Ainsi, l'observabilité locale des paramètres du modèle est vérifiée et la méthode proposée peut être utilisée.

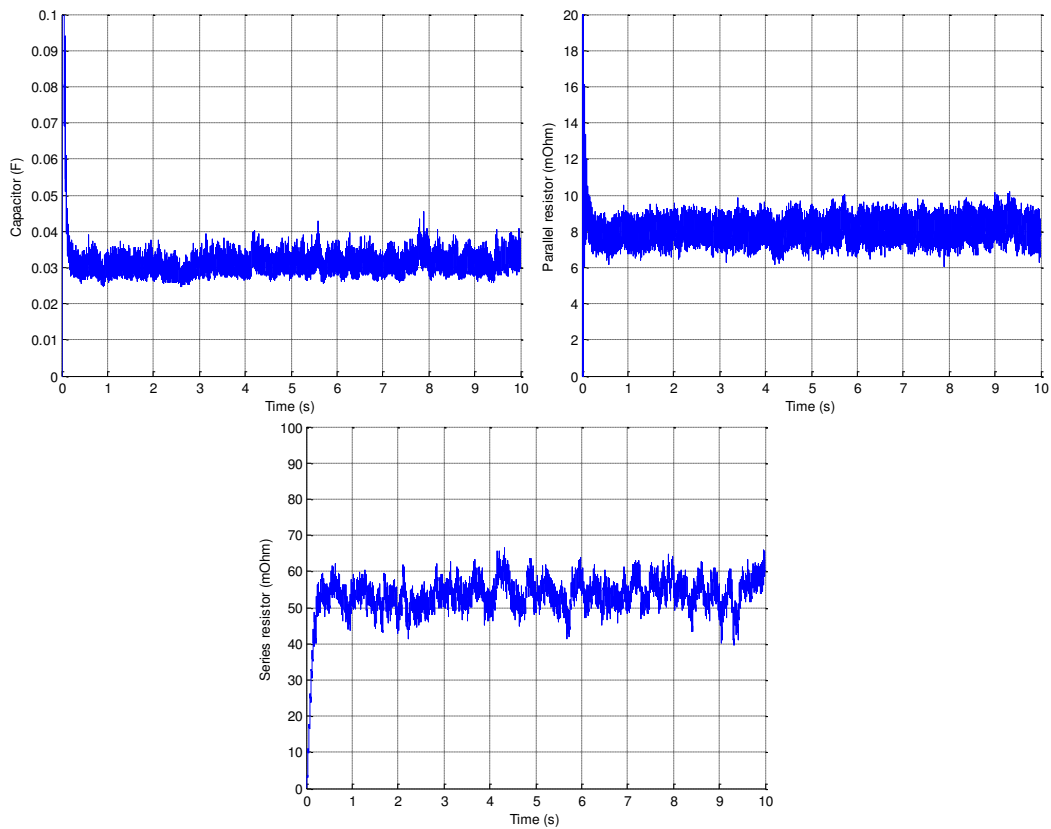
5.4.2 Estimation des paramètres du modèle - Vérification de l'estimation du SOH

5.4.2.1 Convergence de l'estimation

Le schéma complet d'estimation au travers du convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées a été testé expérimentalement. Le premier cas considéré s'attache à l'estimation des paramètres d'une batterie $96V LiFePO_4$. La batterie est constituée de $N = 30$ cellules en série avec un dispositif d'équilibrage intégré. Le dispositif d'équilibrage était présent lors de l'achat auprès du constructeur et son schéma exact nous est inconnu. Toutefois, on montre


 FIGURE 5.20 – Décomposition harmonique du courant i_2

que ce dispositif n'interfère pas avec l'estimation comme montré sur la Fig. 5.21, l'estimation converge bien vers des valeurs équivalentes à 30 cellules en série comme rappelé par Eq. 5.6. Pour cette expérimentation, le pack de supercondensateur utilisé a aussi une tension de 96V, le convertisseur Ćuk ayant été réalisé avec un ratio d'élévation du transformateur unitaire. Les résultats de l'estimation sont donnés sur la Fig. 5.21. Le OSC de la batterie testé est de 90% de telle manière que les paramètres sont supposés converger vers les mêmes valeurs que celles identifiées par spectroscopie dans la partie 5.2.2.


 FIGURE 5.21 – Validation expérimentale de l'estimation sur une batterie 96V $LiFePO_4$

Sur la Fig. 5.21, on observe que la résistance série converge vers une valeur bien plus importante qu'attendue. Cela s'explique assez facilement par la résistance série des connections. En

effet, la résistance série interne de la batterie $LiFePO_4$ a une valeur d'environ $1m\Omega$ se qui est similaire avec la résistance parasite des connections. Lors des tests de spectroscopie d'impédance sur cet élément, on a en effet observé que la résistance série mesurée pouvait varier du simple au double simplement en déplaçant la sonde de tension sur les connections. On considère donc que l'estimation converge vers des valeurs correctes et que le système d'équilibrage n'interfère pas.

On a aussi expérimenté la convergence de l'estimation sur une cellule $Li-ion$ comme montré sur la Fig. 5.22. Pour ce test, seule une cellule est concernée pour l'estimation par EKF (elle est équipée de son propre capteur de tension). Ce test a été réalisé avec $48V$ des deux côtés du convertisseur $\dot{C}uk$.

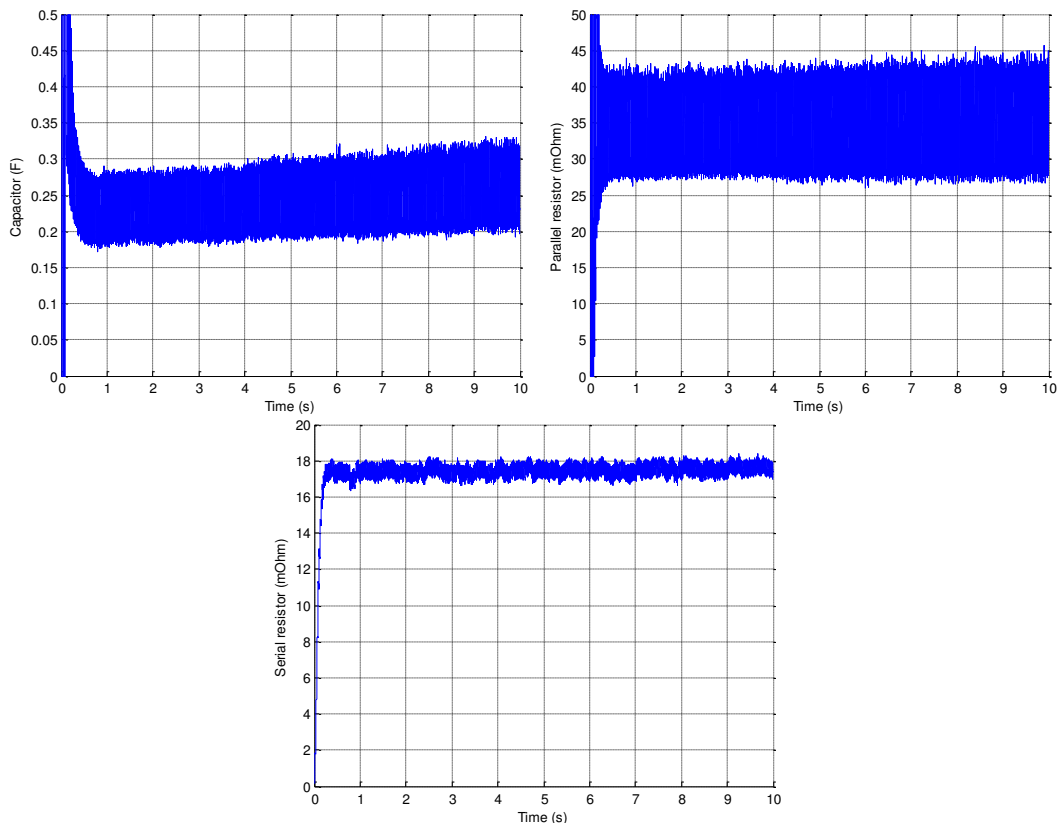


FIGURE 5.22 – Validation expérimentale de l'estimation sur une cellule $Li-ion$

Encore une fois, la convergence de l'estimation est validée par ces résultats. En effet, les paramètres estimés convergent en moins de 2 secondes vers les valeurs attendues (celles identifiées par spectroscopie et données dans le tableau 5.2).

Même si on ne le présente pas directement, on notera qu'il a été vérifié que la convergence de l'estimation était répétitive en la testant plusieurs fois pour les mêmes points de fonctionnement, avec des résultats similaires (dérive inférieure à 2%), que ce soit pour la batterie $LiFePO_4$ ou la cellule $Li-ion$.

5.4.2.2 Courant nécessaire à l'estimation

On a montré qu'en théorie, une sinusoïde à valeur moyenne non-nulle est une condition suffisante pour assurer l'observabilité des paramètres du modèle de la batterie. Toutefois, l'ex-

périence a révélé qu'en pratique d'autres aspects doivent être pris en considération pour assurer une estimation correcte. Quelques considérations sont données dans ce paragraphe car ces observations sont très dépendantes aux paramètres de l'EKF qui ont été ajustés expérimentalement (et peuvent donc être différentes de l'optimal).

Sur la Fig. 5.23, on a pu observer que la partie DC du courant batterie devait être choisi suffisamment grande. Cela se voit particulièrement sur l'estimation de la résistance série dont la valeur est sous estimée pour de faible valeur de courant DC. Cette nécessité est assez facilement compréhensible. En effet, l'amplitude du courant DC entraîne une chute de tension proportionnelle du fait de la résistance série. Cette chute de tension doit être suffisamment importante pour ne pas être noyée dans le bruit de mesure pour permettre une estimation correcte. Ce résultat a été obtenu sur une cellule unique, et l'on notera que le problème est largement réduit si l'on considère une batterie complète, les résistances séries de chaque s'ajoutant.

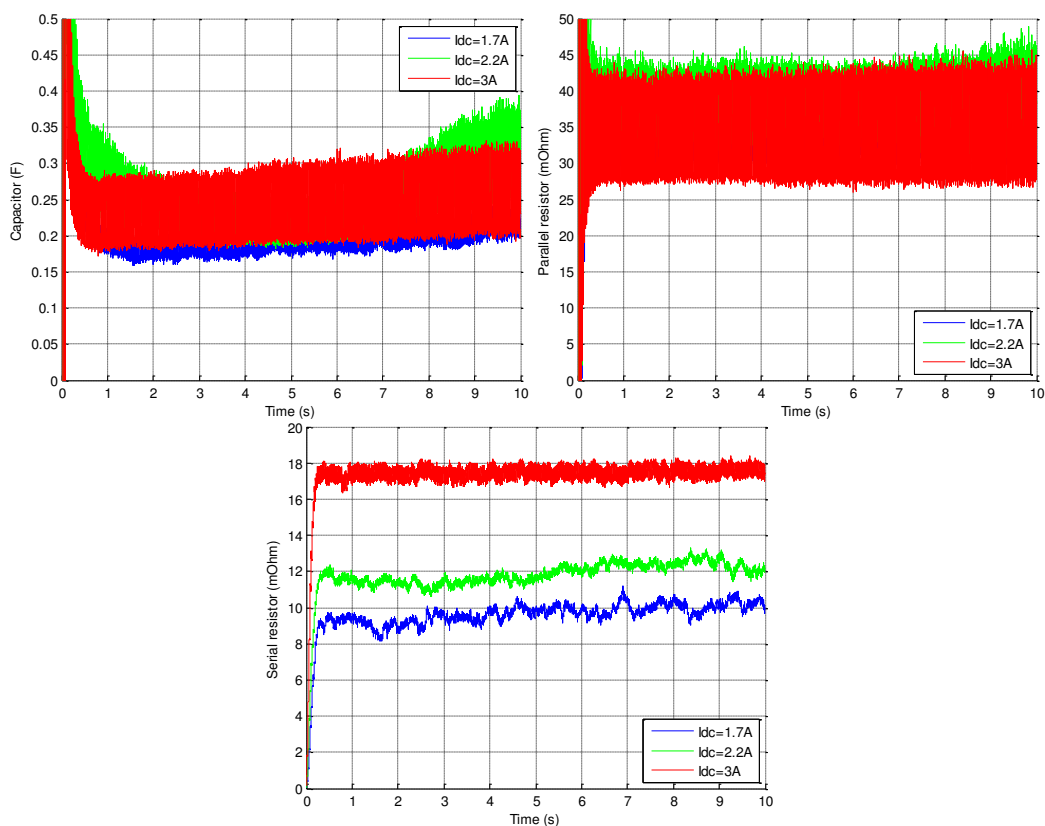


FIGURE 5.23 – Estimation expérimentale sur une cellule *Li – ion* - Impact de l'amplitude du courant DC sur l'estimation

Il n'est pas nécessaire de mentionner que la partie AC du courant batterie doit de la même manière être suffisante pour que son impact sur la tension soit significatif. On a testé qu'une amplitude supérieure à 1A pour la partie sinusoïdale permettait une estimation correcte.

On vérifie aussi que la fréquence de la sinusoïde n'influence pas les résultats de l'estimation. La Fig. 5.24 montre les résultats de l'estimation sur un cellule *Li – ion* pour différentes fréquences du courant sinusoïdale injecté. On peut observer que dans l'intervalle 100 – 200Hz l'estimation converge vers les résultats attendus.

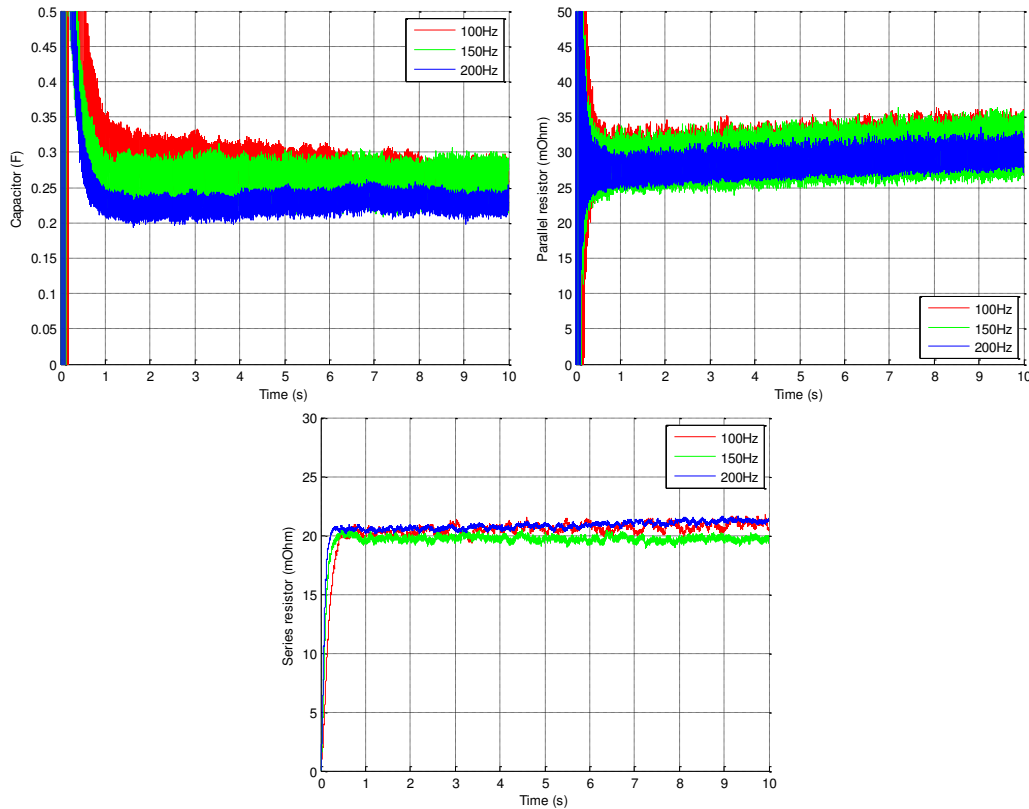


FIGURE 5.24 – Estimation expérimentale sur une cellule *Li – ion* - Comportement pour différentes fréquences de courant

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une architecture hybride spécifique a été proposée pour permettre l'estimation des SOC et SOH de la batterie. De part l'architecture de puissance, la plupart des méthodes temps réel d'estimation de la batterie peuvent être utilisées en ligne.

Le convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées a été retenu pour permettre l'injection de courant dans la batterie. On a proposé un dimensionnement du convertisseur permettant d'annuler les ondulations de courant dues au découpage d'un côté du convertisseur. On montre enfin qu'il est possible d'injecter un signal très propre dans la batterie ce qui va permettre à l'estimation de converger facilement.

Pour l'estimation du SOC, une relation directe avec la tension à vide a été choisie vu que cette dernière est directement mesurable de par la structure proposée. Pour le SOH, on a retenu une estimation des paramètres d'un modèle équivalent. Le modèle de Thévenin a été utilisé à cet effet, et on a montré qu'il était possible d'estimer ses paramètres en ligne.

La méthode d'estimation proposée a été validée expérimentalement à la fois sur une batterie $LiFePO_4$ et des cellules *Li – ion*. De plus, on a proposé une illustration de la validité de la méthode d'estimation du SOH en donnant des observations sur le vieillissement d'une batterie par stockage sur le long terme.

Ce travail offre de nombreuses perspectives. Parmi elles, il pourrait être très intéressant de

regarder quelle serait la forme du signal injecté dans la batterie la plus adaptée à l'estimation. En couplant cette étude avec un approfondissement de la modélisation, il serait sans doute possible de différencier plus de phénomènes internes à la batterie que ceux pris en compte par le modèle de Thévenin utilisé dans ce chapitre.

Chapitre 6

Source hybride photovoltaïque

6.1 Introduction

Ce chapitre présente l'étude de la source isolée photovoltaïque considéré tout au long de ce document. L'idée principale est de vérifier que les différentes approches détaillées dans les chapitres précédents peuvent être utilisées simultanément dans le système complet. On rappelle l'architecture globale sur la Fig. 6.1.

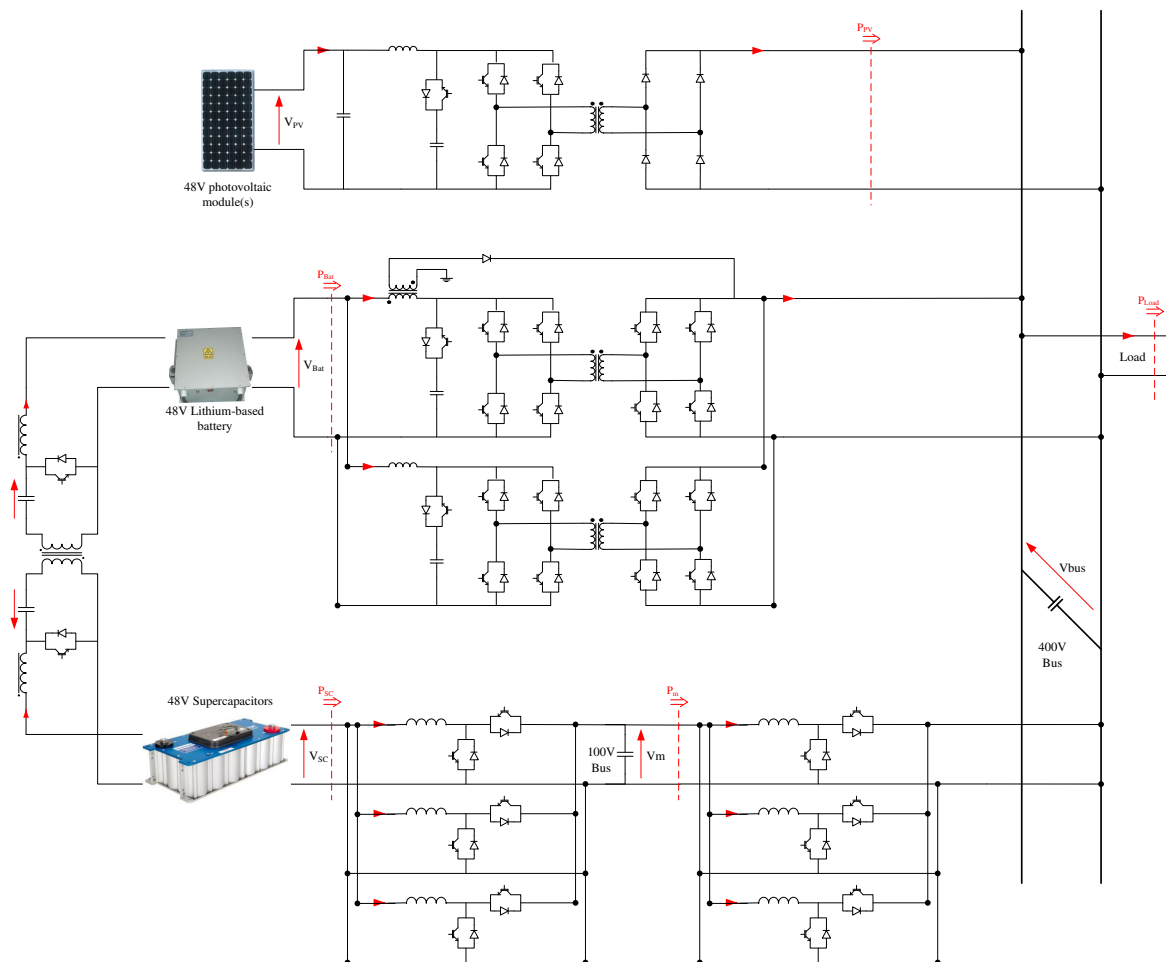


FIGURE 6.1 – Architecture de la source hybride considérée

Ce chapitre détaille aussi une stratégie de gestion de l'énergie possible pour la structure

présentée sur la Fig. 6.1. Le schéma de gestion de l'énergie adopté est une application directe de travaux antérieurs tels que [2,52,53]. Malheureusement par manque de temps à la fin de cette thèse, seules quelques simulations de la structure globale ont été réalisées et aucune vérification expérimentale n'a été faite.

6.2 Gestion globale de l'énergie

Cette partie décrit un schéma de gestion de l'énergie possible pour la source hybride représentée sur la Fig. 6.1. De nombreuses possibilités peuvent être trouvées dans la littérature lorsque l'on s'intéresse à la gestion de l'énergie dans les micro-réseaux. Parmi toutes les techniques, on peut trouver des méthodes à base de logique floue pour la gestion de l'énergie comme par exemple dans [52]. Des théories émergentes telles que les systèmes multi-agents ont aussi été appliquées à la gestion de l'énergie dans [175]. La gestion de l'énergie hors ligne a aussi fait l'objet de recherches dans [176] où l'impact de la gestion de l'énergie est analysé en fonction de son impact sur le long terme sur le coût.

Ici, on propose un schéma de gestion de l'énergie permettant le fonctionnement du système sans discontinuité. La charge du système est inconnue (utilisateur aléatoire, aucun profil de consommation considéré). L'ensoleillement est lui aussi inconnu, et l'on ne peut donc pas prédire la production des sources PV. Tout d'abord, on présente le schéma de contrôle en conditions "normales". On donne ensuite les points clés du dimensionnement des différents éléments. Le démarrage de la structure est analysé tout comme la gestion de la batterie.

6.2.1 Schéma de contrôle en conditions "normales"

Le schéma de contrôle est le suivant :

- les convertisseurs reliant les supercondensateurs au bus de moyenne tension V_m contrôlent cette tension V_m . Un schéma de contrôle à deux boucles est retenu pour ces convertisseurs en parallèle, et la puissance est répartie entre les éléments suivant le schéma de répartition présenté dans le chapitre 3. Les convertisseurs en parallèle reliant le bus de moyenne tension V_m au bus de tension principal V_{bus} sont contrôlés suivant le même schéma. On peut dire que les supercondensateurs sont utilisés pour réguler le bus DC à 400V.
- Les sources photovoltaïques sont contrôlées avec un MPPT centralisé de manière à délivrer le maximum de puissance qu'il est possible d'extraire de la source d'énergie du système.
- La puissance de la batterie est régulée avec pour objectif de garder les supercondensateurs chargés. Pour cela, la référence de puissance de la batterie est définie comme une fonction de l'état de charge des supercondensateurs (i.e. leur tension). Cette fonction est représentée sur la Fig. 6.2. La puissance référence venant de cette fonction est ensuite filtrée. De cette manière, la batterie ne devra supporter que des variations pendant que les supercondensateurs interviendront lors des transitoires. Les deux convertisseurs en parallèle entre la batterie et le bus DC partagent la puissance batterie en fonction de leurs pertes internes comme proposé dans le chapitre 3.
- Le convertisseur Ćuk est arrêté (tous les interrupteurs ouverts). Il est en effet dédié au diagnostic et non à la conversion de puissance.

Finalement, un schéma global de la gestion de l'énergie proposé dans des conditions "normales" est donné sur la Fig. 6.3.

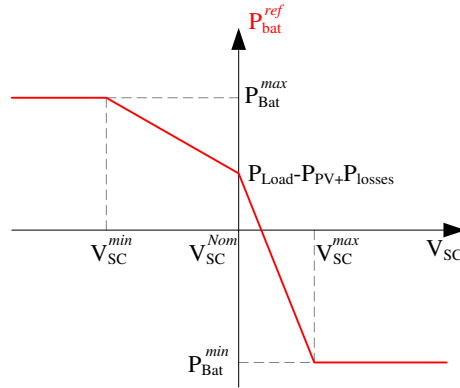


FIGURE 6.2 – Détermination de la puissance batterie référence

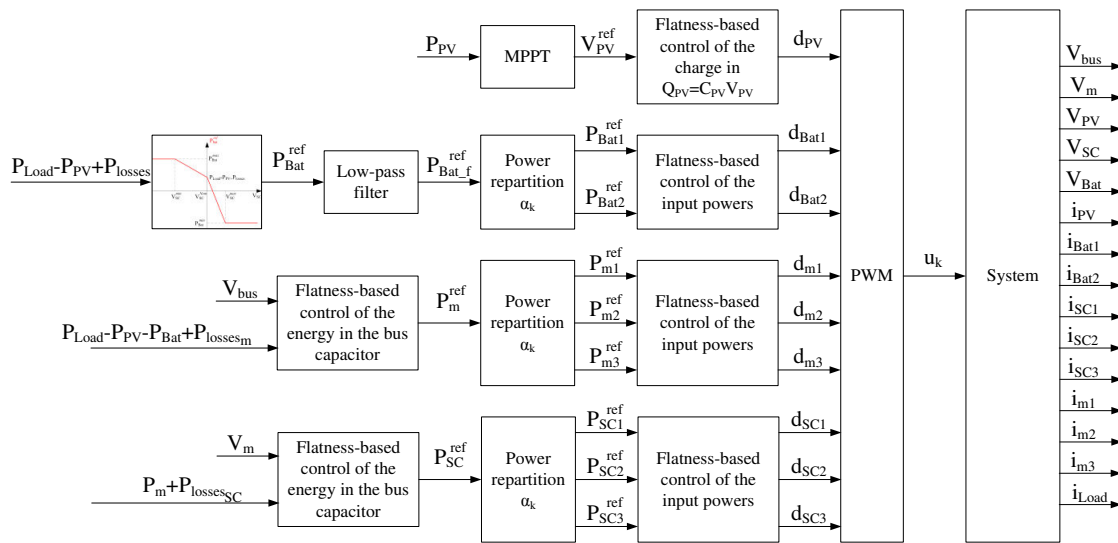


FIGURE 6.3 – Schéma de la gestion de l'énergie

6.2.2 Points clés du dimensionnement

Ce paragraphe détaille certains points clés du dimensionnement des différents éléments du système :

- Il faut connaître la localisation de l'utilisation de la source hybride pour dimensionner correctement les panneaux PV. En effet, l'ensoleillement moyen reçu par les panneaux PV dépend fortement de leur géo-localisation, et aucun dimensionnement ne peut être fait sans cette information.
- L'autonomie du système doit aussi être spécifiée, en particulier pour la nuit où la production PV est nulle. De cela dépend la capacité minimum de la batterie. De plus, de l'autonomie désirée dépendra aussi la dimension des panneaux PV, ceux-ci devant fournir plus d'énergie que celle consommée durant la journée pour assurer un stockage suffisant pour la nuit.
- Les supercondensateurs doivent être suffisamment chargés pour que le ratio d'élévation V_o/V_{SC} soit réalisable avec deux convertisseurs boost en série (en considérant une élévation en tension au maximum de 5 pour chaque boost, on suppose que la tension minimum des supercondensateurs est de $400V/25 = 16V$). De plus, comme montré dans [31], on choisit classiquement le minimum de tension des supercondensateurs égale à la moitié de son

maximum car la décharge du supercondensateur en dessous de cette tension n'est pas efficace et que l'énergie stockée sous cette limite ne représente qu'un quart de sa capacité. De plus, les supercondensateurs doivent être dimensionnés de manière à s'assurer que la batterie n'ait pas de dynamiques trop importantes à subir. Pour finir, les supercondensateurs doivent être capables de fournir la puissance à la charge pendant toute la phase de déconnexion de la batterie nécessaire à l'estimation de ses paramètres, ce qui dépend directement des caractéristiques de la batterie.

- Pour les composants des différents convertisseurs, les semiconducteurs sont supposés être dimensionnés de manière à tolérer le maximum de courant et de tension qu'ils devront supporter. Les inductances sont dimensionnées en fonction de l'ondulation de courant due au découpage. Comme la plupart des convertisseurs utilisés sont parallélisés, on pourra réduire les inductances en décalant leur signaux de commande. Pour les condensateurs des bus DC, leur valeur minimum peut être calculée en fonction des transitoires de puissances et du taux d'ondulation accepté. Pour cela, des contrôles par platitude sont utilisés, et une formulation analytique de la valeur de condensateurs peut être exprimée en fonction de la puissance. Cette possibilité pour dimensionner les condensateurs en considérant le contrôle par platitude est détaillée dans [53].

6.2.3 Estimation des pertes

Dans le schéma de gestion de l'énergie proposé, on suppose les pertes de convertisseurs connues et utilisées pour le contrôle. Cela est fait en utilisant l'observateur d'état détaillé au 3. Chaque paramètre estimé est représenté en bleu sur la Fig. 6.4. De manière à conserver la modularité de l'architecture globale, on mesure le courant de sortie de chaque module. Cela est possible si l'on considère une petite inductance de câblage L_{wire} comme représenté sur la Fig. 6.4.

Pour la source hybride globale étudiée, 4 observateurs d'état indépendant sont utilisés pour estimer les paramètres équivalents aux pertes :

- un observateur d'état pour les convertisseurs boosts en parallèles reliant les supercondensateurs au bus de tension 100V pour estimer les paramètres $\gamma_{V_{SC1}}$, $\gamma_{V_{SC2}}$, $\gamma_{V_{SC3}}$, et γ_{i_m} avec une application directe de l'étude de la configuration parallèle détaillée dans le chapitre 3.
- un second observateur d'état construit sur exactement le même schéma pour les convertisseurs boosts en parallèles entre les bus de tensions DC 100V et 400 pour estimer les paramètres $\gamma_{V_{m1}}$, $\gamma_{V_{m2}}$, $\gamma_{V_{m3}}$, et $\gamma_{i_{bus}}$.
- un troisième observateur d'état pour les convertisseurs boosts isolés en parallèle entre la batterie et le bus DC 400V pour les paramètres $\gamma_{V_{Bat1}}$, $\gamma_{V_{Bat2}}$, et $\gamma_{i_{Bat}}$.
- un dernier observateur d'état pour le convertisseur PV estimant les paramètres $\gamma_{V_{PV}}$, et $\gamma_{i_{PV}}$.

Finalement, pour le schéma de gestion de l'énergie représenté sur la Fig. 6.3, les puissances

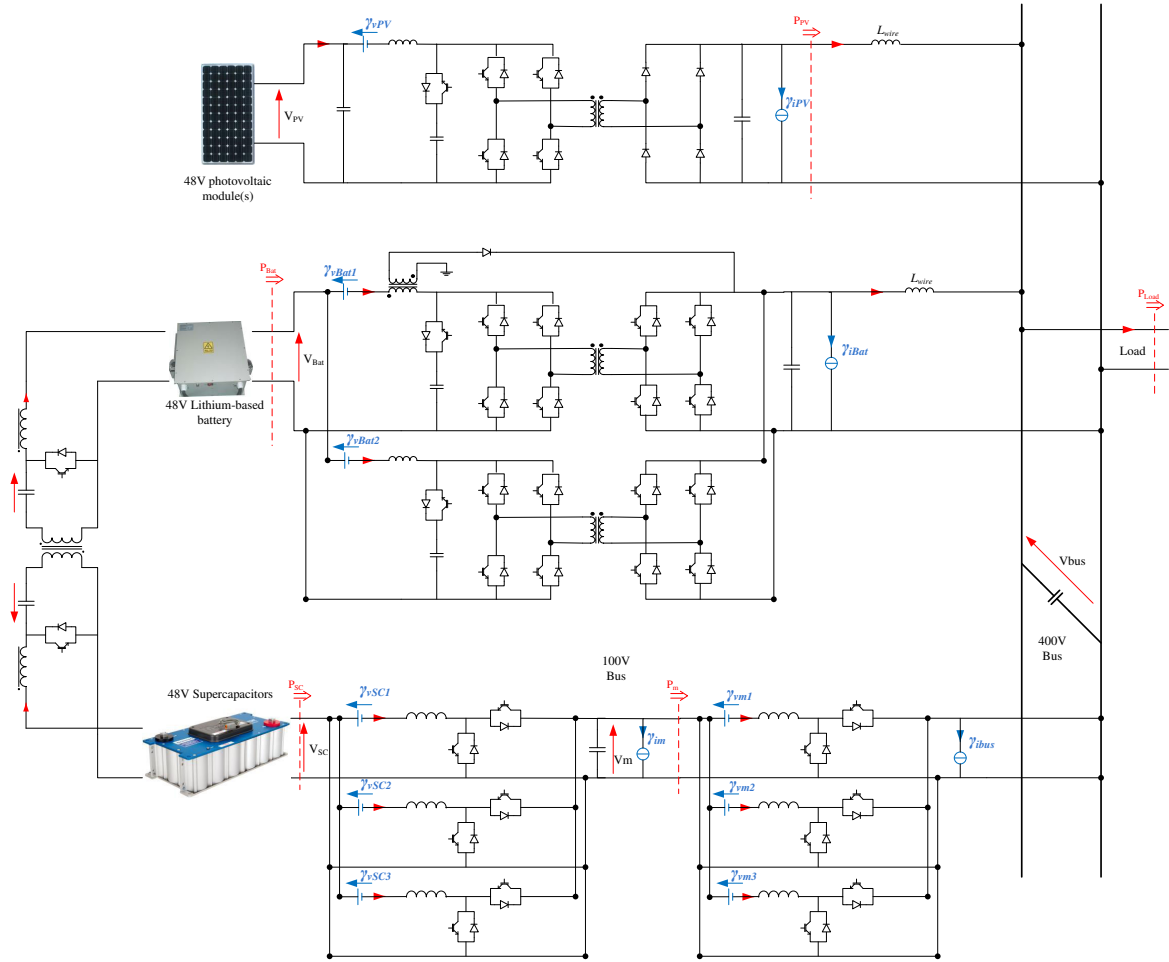


FIGURE 6.4 – Paramètres estimés représentant les pertes

représentant les pertes définies comme :

$$\begin{aligned}
 P_{losses_{SC}} &= \sum_{k=1}^3 \gamma_{V_{SCk}} i_{SCk} + V_m \gamma_{i_m} \\
 P_{losses_m} &= \sum_{k=1}^3 \gamma_{V_{mk}} i_{mk} + V_{bus} \gamma_{i_{bus}} \\
 P_{losses} &= P_{losses_{SC}} + P_{losses_m} + \sum_{k=1}^2 \gamma_{V_{Batk}} i_{Batk} + V_{bus} \gamma_{i_{Bat}}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

6.2.4 Démarrage de la structure

Le démarrage du système peut être réalisé de deux manières différentes tout dépendant des états de charge de la batterie et des supercondensateurs. Tout d'abord, si les supercondensateurs sont chargés au moment du démarrage, on peut directement appliquer le schéma de contrôle en conditions "normales" avec les supercondensateurs régulant le bus de tension à sa référence (400V dans l'application considérée).

Toutefois, si le système a été arrêté relativement longtemps, les supercondensateurs peuvent assez facilement se retrouver déchargés lorsque le système est mis en marche. Dans ce cas, le démarrage du système doit être réalisé en utilisant l'énergie stockée dans la batterie (on consi-

dère que les batteries au Lithium ne sont jamais complètement déchargées, un SOC minimum étant assuré de manière à ne pas faire vieillir trop vite la batterie). Pour cela, on propose d'ajouter un circuit additionnel de démarrage sur un des convertisseurs boost isolé batterie / bus DC. Le schéma de démarrage avec ce circuit est détaillé et validé expérimentalement dans le chapitre 3. Le circuit de démarrage va être utilisé pour pré-charger le condensateur du bus DC et les supercondensateurs. Quand les supercondensateurs atteignent leur tension minimum, on passe au schéma de contrôle en mode "normal".

Une dernière solution peut être envisagée si les supercondensateurs sont déchargés, et si l'on ne dispose pas de circuit de démarrage sur l'un des convertisseurs boost isolé de la batterie. Dans ce cas de figure, le convertisseur Ćuk peut être utilisé pour transférer de l'énergie de la batterie vers les supercondensateurs avant un démarrage en mode "normal". Cette dernière solution a été testée, mais elle permet uniquement une charge des supercondensateurs très lente, car le convertisseur Ćuk n'est pas dimensionné pour de fortes puissances et qu'il a un rendement assez faible (les courants RMS dans les condensateurs ne sont pas négligeables, et des problèmes thermiques peuvent apparaître).

6.2.5 Gestion des éléments de stockage

Les éléments de stockage électrochimiques ne supportent pas la surcharge. Il est en particulier très important de porter attention à ce que le SOC de la batterie n'atteigne pas les 100%. Dans notre application, dans le cas où la batterie est presque pleine et la charge inférieure à la production PV, on décide de stopper la production solaire. Dans ce cas, on choisit délibérément de dégrader le rendement de la structure de manière à préserver les éléments de stockage. D'une certaine manière, la référence de puissance de la batterie est pondérée par une fonction de son SOC par sécurité et en particulier $i_{bat}^{min}(SOC) < i_{bat} < i_{bat}^{max}(SOC)$.

De la même manière que pour la batterie, le SOC des supercondensateurs ne doit pas dépasser la charge maximum. Le SOC des supercondensateurs est mesuré vu qu'il est directement lié à leur tension. La puissance référence des supercondensateurs est aussi pondérée par une fonction de son SOC par sécurité et on doit vérifier que $i_{SC}^{min}(SOC) < i_{SC} < i_{SC}^{max}(SOC)$.

De par la présence de la batterie, on doit faire attention à un autre point. Comme détaillé dans le chapitre 5, on propose d'utiliser la structure hybride pour l'estimation des SOC et SOH de la batterie, cela se faisant en déconnectant la batterie de la charge. Pendant cette phase de fonctionnement, les supercondensateurs fournissent de la puissance à la charge et un courant est injecté dans la batterie. Il est important de faire attention à la tension des supercondensateurs lors de cette phase d'identification. La charge n'est pas connue, et on préférera effectuer cette phase d'identification lorsque la demande de puissance est proche de la production PV (par exemple la nuit à vide).

6.3 Simulation du fonctionnement global

L'ensemble du fonctionnement du système a été simulé afin de valider la méthode proposée. Pour plus de simplicité, chacun des convertisseurs dans les modules en parallèles sont supposés strictement identiques et la puissance est également répartie. Le premier scénario simulé est donné sur la Fig. 6.5. Initialement, le système fonctionne avec une puissance PV produite de 3kW (i.e. le maximum) et une charge constante de 2kW. La batterie est alors en charge.

A $t = 1s$, on simule un échelon sur la production PV, celle-ci passant à $1kW$. A partir de ce moment, la batterie doit délivrer le déficit de puissance à la charge. On peut observer que ce sont bien les supercondensateurs qui supportent le transitoire en fournissant de la puissance. La puissance de la batterie converge à sa référence finale qui correspond à un état où les supercondensateurs sont chargés et ne fournissent plus de puissance. A $t = 1.5s$ la puissance de charge atteint $3.5kW$. La batterie ayant été dimensionnée pour une puissance maximum de $3kW$, les supercondensateurs se déchargent pour fournir la différence. Entre $t = 2s$ et $t = 3.5s$, la charge est déconnectée. Après un transitoire durant lequel les supercondensateurs se chargent avec la puissance PV produite, la batterie se recharge jusqu'à ce que la production PV soit stoppée à $t = 3s$. Un dernier changement intervient à $t = 4s$ avec une charge qui passe à $2kW$ pour une puissance PV produite nulle i.e. la batterie se décharge pour fournir la puissance consommée par la charge.

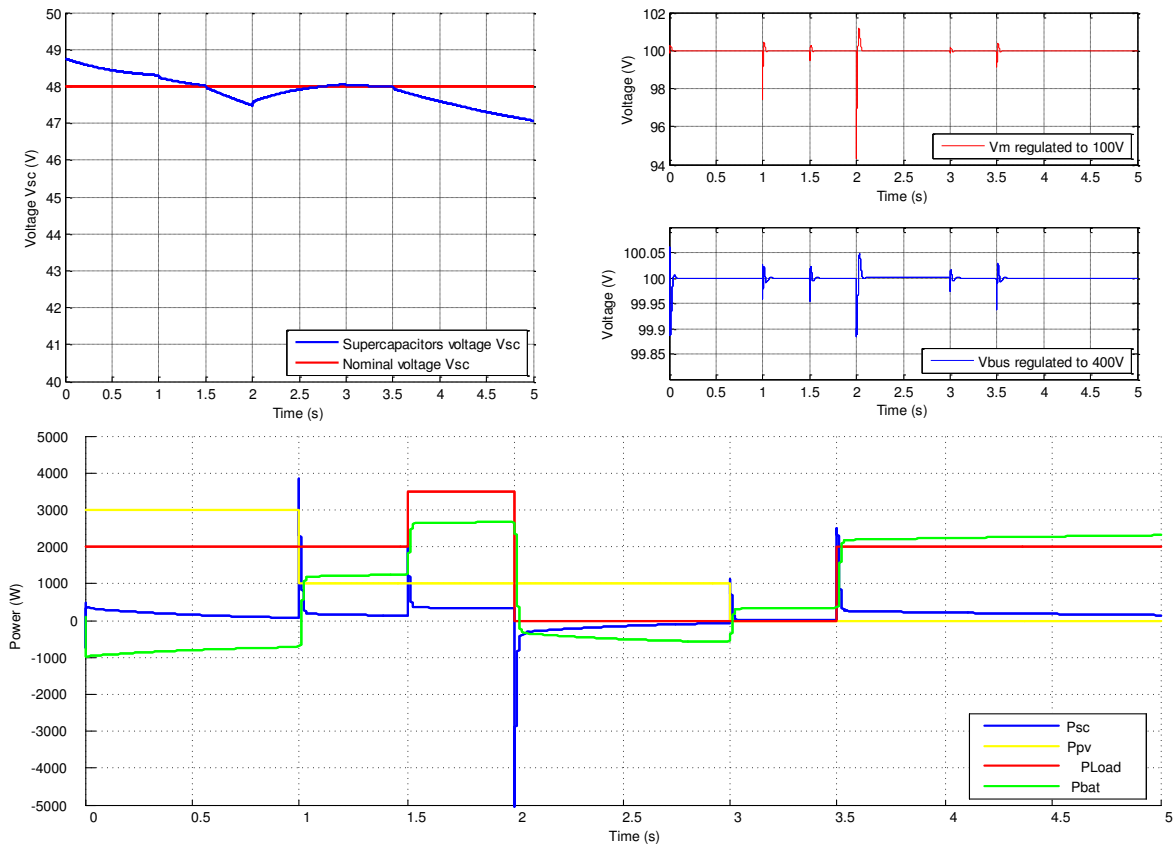


FIGURE 6.5 – Simulation du système en fonctionnement normal -
 (haut gauche) Tension des supercondensateurs - (haut droite) Tensions des bus régulés - (bas)
 Répartition des puissances

Cette première simulation, Fig. 6.5, permet de valider le schéma de gestion de l'énergie en conditions de fonctionnement normales. On vérifie que la stratégie de contrôle est efficace, les tensions régulées V_m et V_{bus} suivant correctement leurs références. On vérifie aussi que les transitoires de puissances sont gérés par les supercondensateurs et que la batterie fournit la charge en régime permanent (ou se charge si la production est supérieure à la consommation). Finalement, on vérifie aussi sur la Fig. 6.5 que les supercondensateurs se chargent et se déchargent au cours de transitoires de puissance, et convergent vers leur tension nominale en régime permanent ($V_{scNom} = 48V$). Pour cette simulation, une valeur très faible de supercondensateurs est simulée $C_{sc} = 0.5F$ de manière à ce que leur tension varie significativement lors du scénario

proposé (une capacité plus importante aurait nécessité une simulation d'autant plus longue pour valider la méthode proposée).

Une seconde simulation a été effectuée de manière à vérifier le fonctionnement de la séquence particulière correspondant à la déconnexion de la batterie de la charge pour l'estimation de ses SOC et SOH comme proposé dans le chapitre 5. La Fig. 6.6 donne les résultats de cette seconde simulation. On considère une puissance PV produite et une puissance consommée par la charge constantes : $P_{pv} = 1kW$ et $P_{Load} = 2kW$. La batterie est alors supposée fournir à la charge une puissance d'environ $1kW$ (la différence entre la puissance PV produite, la charge et les pertes internes des convertisseurs). A $t = 1.5s$, on régule la puissance batterie à une référence nulle de façon à la déconnecter de la charge pour une estimation de $3s$. La Fig. 6.6 permet de vérifier le fonctionnement de cette séquence de déconnexion de la batterie permettant l'estimation. Pendant cette phase de $3s$ où la batterie est déconnectée de la charge, le convertisseur Ćuk peut être mis en fonctionnement pour l'estimation des paramètres du modèle équivalent de la batterie (on a vérifié que cette estimation converge en moins de $2s$). Finalement, à $t = 4s$ la batterie est re-connectée à la charge et recommence à fournir de la puissance, et par la même occasion recharge les supercondensateurs. Pour cette seconde simulation, les supercondensateurs sont tels que $C_{sc} = 30F$.

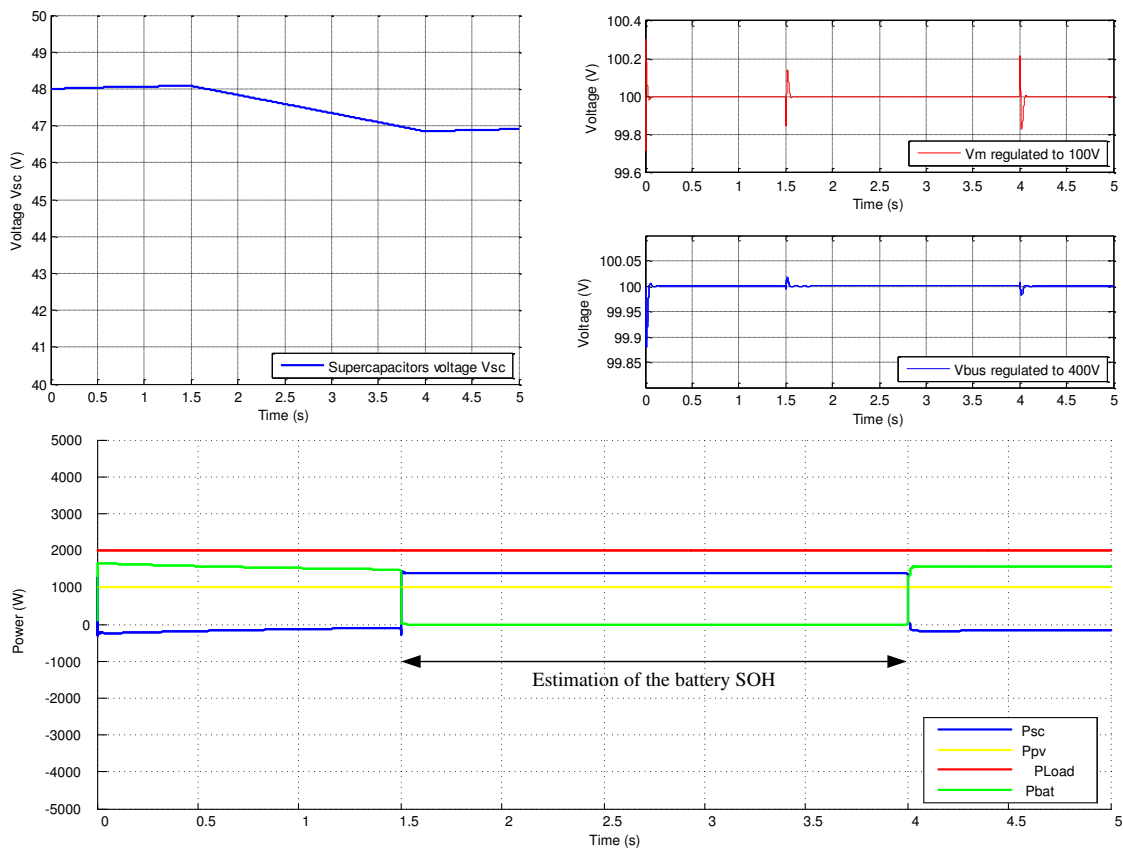


FIGURE 6.6 – Vérification de la phase de déconnexion de la batterie de la charge -
 (haut gauche) Tension des supercondensateurs - (haut droite) Tensions des bus régulés - (bas)
 Répartition des puissances

Comme pour la première simulation, on peut valider le schéma de gestion de l'énergie proposé. Sur ce second scénario, on vérifie que les tensions V_m et V_{bus} sont encore une fois bien régulées.

6.4 Conclusion

Ce chapitre décrit rapidement un schéma de gestion de l'énergie pour la source hybride globale étudiée tout au long de cette thèse. Quelques points clés du dimensionnement des éléments de la structure ont été présentés, et on a vérifié par simulation la validité du schéma de gestion de l'énergie proposée pour différents scénarios de production PV et de consommation par la charge. On a aussi vérifié qu'il est possible périodiquement de déconnecter la batterie de la charge pour effectuer l'estimation de l'organe de stockage.

Malheureusement, cette dernière partie a été effectuée à la fin de cette thèse, et nous n'avons pas eu suffisamment de temps pour vérifier la structure globale avec un prototype expérimental. Cette validation fait partie des travaux futurs.

Conclusion Générale

Dans cette thèse on a développé une source hybride photovoltaïque spécifique ayant des capacités d'auto-diagnostic. Une structure particulière a été proposée, et consiste en l'hybridation de sources photovoltaïques, d'une batterie Lithium et de supercondensateurs.

Tout d'abord, dans le chapitre 2, on a proposé une modélisation spécifique des convertisseurs DC-DC. Le convertisseur boost classique a été étudié, et on a développé un contrôle par platitude efficace. Le convertisseur boost isolé (ou encore current-fed dual-bridge DC-DC converter) a été étudié en détail. On a montré l'influence de l'inductance de fuite du transformateur de ce convertisseur et proposé un modèle moyen dynamique. Le circuit additionnel de démarrage a aussi été modélisé, et un schéma de démarrage adapté a été proposé permettant au convertisseur boost de fonctionner dans toutes les configurations.

En partant des modèles des convertisseurs DC-DC, on a proposé une méthode d'estimation des paramètres équivalents aux pertes (chapitre 3). Pour cela, on a développé un nouvel observateur d'état. Cet observateur d'état s'est montré adapté aux applications considérées. En particulier, on a montré que l'observateur d'état proposé permettait d'obtenir de meilleurs résultats qu'un observateur d'état type Luenberger ou un filtre de Kalman étendu. L'objectif principal de cette thèse étant la fiabilité, on s'est intéressé aux structures redondantes parallèles. Une méthode d'estimation supplémentaire a été proposée pour obtenir les valeurs des inductances et condensateur. Pour les structures parallèles, un schéma de répartition de la puissance a été proposé. De par l'estimation des pertes internes des convertisseurs, on a proposé d'optimiser le rendement des structures parallèles avec une répartition de la puissance adaptée.

Ensuite, dans le chapitre 4, on s'est intéressé à la conversion de l'énergie photovoltaïque, avec une attention particulière aux conditions non-uniformes sur la source PV. Tout d'abord, on a montré l'impact des pertes internes du convertisseur sur la puissance produite. Ensuite on s'est intéressé aux architectures PV distribuées en étudiant en détail une structure de convertisseurs boosts inter-connectés en série. On a proposé une méthode MPPT dédiée à cette architecture distribuée. Après avoir présenté une méthode permettant d'obtenir la caractéristique statique des sources PV, on a développé une optimisation de type PSO pour résoudre la problématique de maximisation de la puissance. On a pu vérifier que MPPT-PSO proposé était performant, en particulier en cas d'ombrage partiel des sources PV.

Les sources photovoltaïques autonomes nécessitent toujours un élément de stockage du fait de l'intermittence de la source. Pour cela, on propose une hybridation entre une batterie au Lithium et des supercondensateurs. L'architecture hybride proposée a la particularité d'être constituée de trois convertisseurs DC-DC différents, avec en particulier le convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées dédié au diagnostic sur la batterie. Ce convertisseur a été dimensionné et on a mis un schéma de contrôle en place avec pour objectif l'injection de courant

dans la batterie. Le couplage des inductances permettant d'obtenir l'annulation des ondulations de courant dues au découpage côté batterie a été détaillé. On a aussi développé une méthode d'estimation du SOH de la batterie par estimation des paramètres d'un modèle équivalent, et on l'a testé sur des cellules de batteries *Li-ion* et *LiFePO₄*. Les résultats expérimentaux montrent le bon fonctionnement de l'estimation comparés aux résultats obtenus par spectroscopie d'impédance obtenus sur les mêmes éléments. De plus, la validité de la méthode d'estimation du SOH de la batterie a été illustré avec l'expérimentation de cellules *Li-ion* vieilles par stockage sur le long terme comparées à des expériences similaires réalisées 7 ans plus tôt avec la même méthodologie. En résumé, on a proposé une architecture hybride entre des supercondensateurs et une batterie qui permet d'utiliser en ligne la plupart des méthodes temps réelles d'estimation du SOH de la batterie avec vérification expérimentale de l'estimation des paramètres du modèle de Thévenin.

Pour finir, on a rapidement (chapitre 6) proposé une stratégie de gestion de l'énergie de la source hybride. On a fourni une discussion sur l'ensemble du fonctionnement du système et des simulations pour vérifier le bon fonctionnement de la gestion de l'énergie adoptée. Pour l'application industrielle, la continuité de ce travail est l'expérimentation de la source hybride globale sur un prototype. En parallèle, on pourra introduire le convertisseur DC-AC dans l'architecture globale.

Suite aux thématiques développées dans les chapitres 1 - 6, de nombreuses perspectives peuvent être envisagées. Parmi elles, celles que j'aimerais poursuivre sont :

- La perspective la plus ambitieuse consiste en la modélisation de l'évolution de l'ensemble des paramètres que l'on a proposé d'estimer en fonction du vieillissement des différents composants. Une telle étude nécessite de très nombreux tests expérimentaux de manière à analyser le vieillissement des différents composants dans une application particulière. Il est certain qu'une telle perspective est difficilement réalisable et pourrait s'avérer très coûteuse car cela nécessiterait des tests sur le long terme, et cela est difficilement généralisable car de nouvelles technologies apparaissent avant que l'on ne connaissent vraiment les mécanismes de vieillissement des précédentes. Pour continuer, la perspective finale serait d'obtenir une corrélation directe entre les méthodes d'estimation en ligne proposées et le temps moyen avant défaut (Mean Time To Failure - MTTF) et le temps moyen avant réparation (Mean Time To Repair - MTTR) (voir chapitre 1 pour les définitions). Ces perspectives "rêvées" peuvent être vues comme la validation du cahier des charges initial à savoir développer une source hybride autonome avec des capacités d'auto-diagnostic et qui peut prévenir avant de tomber en panne.
- Pour le système de gestion de la batterie, les possibilités offertes par le convertisseur Ćuk devraient être analysées. Il pourrait s'avérer très intéressant d'analyser les possibilités d'estimation du SOH par injection de courant puisque le convertisseur Ćuk a montré son efficacité à ce sujet. Aussi, déterminer un modèle plus précis de batterie permettant d'estimer des paramètres encore plus représentatifs du vieillissement serait très intéressant, tout comme l'investigation des possibilités d'estimation du SOC. De plus, l'optimisation du convertisseur Ćuk ainsi que l'étude de sa version à un seul circuit magnétique pourraient déboucher sur une solution très performante et économiquement viable pour la gestion de la batterie. On pourrait aussi s'intéresser au diagnostic sur les supercondensateurs. On peut en effet facilement envisager une estimation des paramètres d'un modèle équivalent comme fait pour les batteries.
- Encore une fois avec des tests sur le long terme, il serait très utile de quantifier l'inté-

rêt des architectures distribuées par rapport à d'autres solutions dans les applications photovoltaïques. Le MPPT-PSO proposé pourrait aussi être comparé à d'autres méthodes MPPT sur des expériences sur le long terme pour quantifier les intérêts (ou limitations) de cette méthode.

- Dans un avenir plus proche, et déjà en cours d'étude entre le laboratoire GREEN et l'UNISA (Italie), on étudie les possibilités offertes par la connexion d'un onduleur multi-niveaux sur des applications PV distribuées. En particulier, les recherches se concentrent sur la possibilité de fonctionnement au point de puissance maximum sous conditions non-uniformes si un onduleur multi-niveaux type NPC est utilisé pour répartir les tensions en sortie des convertisseurs de l'architecture distribuée série.

Annexe A

MPPT avec ombrage partiel

Cette annexe donne les détails de l'algorithme MPPT proposé dans [21]. Le schéma de l'algorithme est donné sur la Fig. A.1

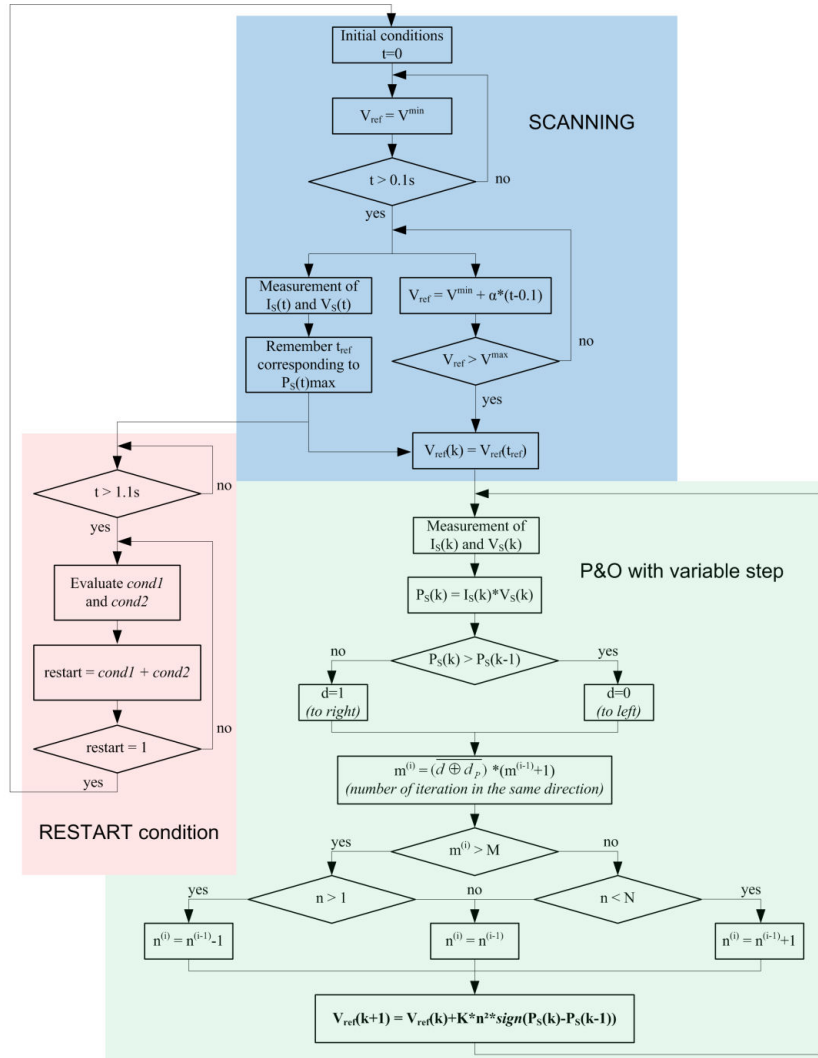


FIGURE A.1 – Schéma de l'algorithme MPPT proposé dans [21]

Au contraire des méthodes classiques ([22], [23], [24], [26],...), l'algorithme MPPT proposé a pour objectif la maximisation de la puissance en sortie du convertisseur DC-DC. Comme l'on montré les résultats expérimentaux, sous certaines conditions d'ombrage partiel, les pertes

du convertisseur peuvent être réduite significativement. Le MPPT proposé est mis en place pour suivre la maximum global de $P_{Load} = V_s i_{Load}$. Une condition binaire notée *restart* permet de détecter un mauvais point de fonctionnement (*restart* passe de 1 à 0). Alors, un nouveau balayage de la caractéristique suivi d'un algorithme P&O à pas variable permettent de déterminer la nouvelle référence de puissance du module PV (V_{array}). Cette référence est suivie par le système grâce à la stratégie de contrôle adoptée. Avec cet algorithme, on peut distinguer un point de puissance maximum incorrecte en utilisant deux conditions distinctes. La première, *cond1*, correspond à la satisfaction de Eq. (A.1) comme expliqué dans [22].

$$\frac{|P'_{(V_{2-d})}^{(i)} - P'_{(V_{1+d})}^{(i-1)}|}{P'_{(V_{2-d})}^{(i)}} > r \quad (\text{A.1})$$

où, $P'_{(V_{1+d})}^{(i-1)}$ est la puissance mesurée au pas $(i-1)$. Le nombre binaire d devient 1 si la valeur de la perturbation sur la source PV au pas (i) est plus grande que celle au pas $((i-1))$, et 0 inversement. $P'_{(V_{2-d})}^{(i)}$ est une estimation de la puissance au pas (i) en supposant une variation linéaire suivant Eq. (A.2). Le paramètre r de Eq. (A.1) à une valeur d'environ 0.2 et est ajusté expérimentalement.

$$P'_{(V_{2-d})}^{(i)} = \frac{P_{(V_{2-d})}^{(i)} - P_{(V_{1+d})}^{(i-1)}}{2} \quad (\text{A.2})$$

La seconde condition *cond2* correspond à la condition proposée dans [23], et un ombrage partiel est détecté si les Eqs. (A.3a) et (A.3b) sont satisfaites.

$$\begin{cases} \Delta V_{pv} = V_{pv} [i] - V_{pv} [i-1] < \Delta V_{set} & (\text{A.3a}) \\ \frac{\Delta I_{pv}}{I_{pv} [i-1]} = \frac{I_{pv} [i] - I_{pv} [i-1]}{I_{pv} [i-1]} < -\Delta I_{set} = \frac{-I_{pv} [i]}{N_{pp}} & (\text{A.3b}) \end{cases}$$

où N_{pp} est le nombre de panneaux en parallèle, et ΔV_{set} une grandeur déterminée expérimentalement.

Les conditions *cond1* et *cond2* sont empiriques et peuvent être mises en défaut ([22], [23]). De plus, dans la plupart des cas expérimentés, *cond1* et *cond2* donnent les mêmes résultats. Finalement, on propose de redémarrer l'algorithme (i.e. effectuer un nouveau balayage) lorsque l'une ou l'autre de ces conditions est satisfaite suivant l'équation logique Eq. (A.4).

$$restart = cond1 + cond2 \quad (\text{A.4})$$

La partie balayage de la caractéristique de l'algorithme commence par l'imposition de $V_{ref} = V_{min} = 10V$ pendant 0.1s de manière à ce que la tension PV se stabilise. Ici, on suppose que le maximum de puissance global correspond à une tension supérieure à V_{min} (toujours vérifié en pratique). Ensuite, on impose une rampe de tension de manière à obtenir l'ensemble de la caractéristique jusqu'à V_{max} . La rampe est choisie suffisamment rapide de manière à s'assurer obtenir la caractéristique sans variations des conditions extérieures.

Après la séquence de balayage de la caractéristique, un algorithme P&O à pas variable démarre ([22]). Ici, une nouvelle approche est utilisée pour déterminer la variation du pas selon la séquence $n \rightarrow n^2$. On choisit de limiter le paramètre n entre 1 et 7 (ce qui correspond à des variations de pas de 1 à 49). La variation résultante sur la référence de tension est ajustée avec le paramètre K qui a une valeur constante suivant la stabilité recherchée autour du maximum de puissance.

Annexe B

Schéma de démarrage du convertisseur boost isolé - Modélisation en régime permanent

En régime permanent, l'expression exacte de la tension V_C Eq. (2.41) suit :

$$\begin{aligned} V_C &= f(L_{fp}, \lambda_f, V_{in}, V_o, i_o) \\ &= (L_{fp}TV_{in}^2(L_{fp}N_fV_{in} + \lambda_fV_o + L_{fp}V_o)(L_{fs}N_fV_{in} + L_{fs}V_o + \lambda_fN_f^2V_o))/ \\ &\quad (N_f(-2i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}N_f^2V_{in}^2 + L_{fp}^2L_{fs}N_fTV_{in}^3 - 4i_o\lambda_f^2L_{fp}L_{fs}N_fV_{in}V_o - \\ &\quad 4i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}N_fV_{in}V_o + L_{fp}^2L_{fs}TV_{in}^2V_o + \lambda_fL_{fp}^2N_f^2TV_{in}^2V_o - \\ &\quad 2i_o\lambda_f^3L_{fs}V_o^2 - 4i_o\lambda_f^2L_{fp}L_{fs}V_o^2 - 2i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}V_o^2)) \end{aligned} \quad (B.1)$$

Le rapport cyclique Eq. (2.42) peut aussi être exprimé selon :

$$\begin{aligned} d &= g(L_{fp}, \lambda_f, V_{in}, V_o, i_o) \\ &= (2i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}N_f^3V_{in}^2 + 4i_o\lambda_f^2L_{fp}L_{fs}N_f^2V_{in}V_o + \\ &\quad 4i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}N_f^2V_{in}V_o + \lambda_fL_{fp}L_{fs}N_fTV_{in}^2V_o + L_{fp}^2L_{fs}N_fTV_{in}^2V_o + \\ &\quad 2i_o\lambda_f^3L_{fs}N_fV_o^2 + 4i_o\lambda_f^2L_{fp}L_{fs}N_fV_o^2 + 2i_o\lambda_fL_{fp}^2L_{fs}N_fV_o^2 + \\ &\quad \lambda_fL_{fp}L_{fs}TV_{in}V_o^2 + L_{fp}^2L_{fs}TV_{in}V_o^2 + \lambda_f^2L_{fp}N_f^2TV_{in}V_o^2 + \lambda_fL_{fp}^2N_f^2TV_{in}V_o^2)/ \\ &\quad (L_{fp}TV_{in}(L_{fp}N_fV_{in} + \lambda_fV_o + L_{fp}V_o)(L_{fs}N_fV_{in} + L_{fs}V_o + \lambda_fN_f^2V_o)) \end{aligned} \quad (B.2)$$

Scientific production

International journals

H. Renaudineau, A. Houari, J.-P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, and B. Gerardin. A new approach in tracking maximum power under partially shaded conditions with consideration of converter losses. *Solar Energy* 85, pp. 2580-2588, 2011.

A. Houari, H. Renaudineau, J.-P. Martin, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar. Flatness-Based Control of Three-Phase Inverter With Output LC Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59, pp. 2890-2897, 2012.

H. Renaudineau, A. Houari, A. Shahin, J.-P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, and B. Gerardin. Efficiency optimization through current-sharing for paralleled DC-DC boost converters with parameter estimation. *IEEE Transactions on Power Electronics* 29, pp. 759-767, 2014.

Patent

H. Renaudineau, J.-P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar and S. Pierfederici. Outils de diagnostic en ligne sur les convertisseurs DC-DC - Systèmes modulaires parallèles. French Patent N°1261540, 2013.

International conferences

A. Houari, H. Renaudineau, B. Nahid-Mobarakeh, J.-P. Martin, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar. A Large Signal Stabilizer for High Damping Performance of PWM Load Converter with input LCL-Filter. *IEEE IAS* 2012.

H. Renaudineau, A. Houari, A. Shahin, J.-P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, and B. Gerardin. Optimization on current-sharing for paralleled dc-dc boost converters through parameter estimation. *IEEE IAS* 2012.

A. Shahin, M. Zandi, M. Phattanasak, H. Renaudineau, J.-P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and B. Davat. Flatness based control of hybrid systems for fuel cell applications. *PPPS* 2012.

French communications

H. Renaudineau, J.-P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici and F. Meibody-Tabar. Outils de diagnostic sur les convertisseurs DC-DC boosts. Application aux structures parallèles. *Journées du Club EEA* 2013.

H. Renaudineau. Convertisseur Boost Isolé Circuits d'aide à la commutation (Clamping) et de Démarrage. *JCGE* 2013.

Abstract

Hybrid Renewable Energy Sourced System - Energy Management & Self-Diagnosis

This thesis interested on developing a stand-alone photovoltaic system with self-diagnosis possibility. A specific structure has been proposed consisting in a DC hybridization of photovoltaic sources, a Lithium-based battery and supercapacitors. Dynamics models of the boost converter and the current-fed dual-bridge DC-DC converter are proposed and an efficient state-observer is proposed to estimate the models equivalent losses' parameters online. It is shown that the estimated parameters can be used in the energy management scheme, with in particular optimisation of the efficiency of paralleled structures. The photovoltaic source optimization is also studied with special attention on shading phenomenon and design of MPPT technique especially on the case of distributed series architecture. Through a specific hybridization structure, State-Of-Health estimation is tested on *Li-ion* and *LiFePO₄* batteries. It is shown that the isolated coupled-inductors Ćuk converter is very efficient for battery estimation through current injection. Finally, a global energy management scheme is proposed, and the developed stand-alone photovoltaic system is validated to operate as supposed.

Key words: Battery SOH, Energy Management, Parameter Estimation, Photovoltaic MPPT, State-Observers

Résumé

Source Hybride d'Énergie Renouvelable - Gestion de l'Énergie & Auto-Diagnostic

Cette thèse a pour but le développement d'une source photovoltaïque autonome ayant des capacités d'auto-diagnostic. Une structure d'hybridation spécifique est proposée consistant en une hybridation DC de sources photovoltaïques, d'une batterie au lithium et de supercondensateurs. Des modèles dynamiques des convertisseurs boost conventionnels et de leur variante avec isolation galvanique sont proposés. Un observateur d'état est ensuite présenté pour estimer en ligne les différents paramètres représentant les pertes des convertisseurs. On montre qu'il est possible d'utiliser ces paramètres estimés pour la gestion de l'énergie dans le système, avec en particulier l'optimisation du rendement de structures parallèles. L'optimisation des sources photovoltaïques est aussi étudiée avec une attention particulière accordée aux phénomènes d'ombrage partiel et le design d'un algorithme de maximisation de la puissance produite (MPPT) dans le cas d'une architecture distribuée série. De part une architecture de puissance spécifique, on propose aussi une méthode d'estimation de l'état de santé (SOH) de la batterie qui est validée sur des cellules de batterie *Li-ion* et *LiFePO₄*. On montre que le convertisseur Ćuk isolé avec inductances couplées est parfaitement adapté pour faire du diagnostic en ligne sur les batteries par injection de courant. Enfin, un schéma de gestion de l'énergie global est proposé, et on vérifie le bon fonctionnement de l'ensemble de la source hybride proposée.

Mots clés : Estimation de Paramètres, État de Santé des Batteries, Management de l'Énergie, MPPT Photovoltaïque, Observateur d'État