



Thèse en Cotutelle internationale

Présentée à

L'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabès

En vue de l'obtention du

DOCTORAT

Dans la discipline Génie Electrique

Imen MRAD

Ingénieur en Génie Electrique-Automatique

Observabilité et inversion à gauche des systèmes dynamiques hybrides

Soutenue le 16/12/2019, devant le Jury composé de :

M. Mohamed Naceur ABDELKRIM	Professeur à l'ENIG	Président
M. Malek GHANES	Professeur à l'ECN, Nantes	Rapporteur
M. Gang ZHENG	Professeur à l'INRIA-Lille Nord Europe	Rapporteur
Mme. Mouna BEN HAMED	Professeur à l'ISSIG	Examineur
M. Lassaad SBITA	Professeur à l'ENIG	Directeur de Thèse
M. Jean Pierre Barbot	Professeur à l'ENSEA	Directeur de Thèse

À mes chers Parents,

À Mon cher mari Bassem,

À Ma petite Nardine,

À Mes frères,

À Mes sœurs,

À tous ceux qui m'aiment et que j'aime

Je dédie ce travail,

Résumé

Cette thèse s'intéresse à l'inversion à gauche et à l'observabilité d'une classe des systèmes dynamiques hybrides. Il s'agit en fait des systèmes linéaires à commutation et particulièrement les convertisseurs statiques DC/DC de l'électronique de puissance. Selon la configuration topologique et la trajectoire du temps hybride, un ou plusieurs sous-systèmes non observables peuvent apparaître. En se basant sur le concept du $Z(T_N)$ -observabilité, un observateur hybride est conçu pour traiter ce problème. Une application pour le convertisseur SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) est effectuée. En fonction de l'état du signal de commutation (état discret), deux cas sont discutés dans ce mémoire. Dans le premier cas, le signal de commutation est considéré connu, ainsi un différenciateur homogène hybride est synthétisé pour estimer les états continus du SEPIC. Dans le deuxième cas, en supposant que le mode actif est inconnu, la méthode d'inversion à gauche est utilisée pour estimer à la fois le signal de commutation (état discret) et le vecteur des états continus. En effet, une structure d'observateur hybride est développée en se basant sur l'observateur de type Luenberger et l'observateur à mode glissant. En outre, une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) sans capteur de tension pour un système Photovoltaïque (PV) est synthétisée. Cette nouvelle commande est basée sur la méthode d'inversion à gauche, où la tension du panneau PV est reconstruite en se basant sur le l'observateur à mode glissant d'ordre supérieur couplé avec un estimateur.

Mots clés : Système linéaire à commutation, inversion à gauche, $Z(T_N)$ -observabilité , différenciateur, observateur à mode glissant, observateur de type Luenberger, MPPT.

Abstract

This thesis focuses on the left invertibility and the observability of a class of hybrid dynamic systems. There are in fact the switched linear systems and particularly the power electronics static DC/DC converters. Depending on the topological configuration and the hybrid time trajectory, one or more unobservable subsystems may appear. Based on the $Z(T_N)$ -observability concept, a hybrid observer is designed to deal with this problem. An application for the Single Ended Primary Inductor Converter (SEPIC) is performed. Depending on the state of the switching signal (discrete state), two cases are discussed in this memory. In the first case, the switching signal is considered to be known, so a hybrid homogeneous differentiator is synthesized to estimate the SEPIC continuous states. In the second case, assuming that the active mode is unknown, the left invertibility method is used to estimate both the switching signal (discrete state) and the continuous state vector. Indeed, a Hybrid observer structure is developed based on the Luenberger observer and the sliding-mode observer. Furthermore, a sensorless MPPT (Maximum Power Point Tracking) algorithm for Photovoltaic (PV) system is synthesized. This new algorithm is based on the left invertibility method, where the voltage of the PV panel is reconstructed based on the higher order sliding mode observer coupled with an estimator.

Keywords : switched linear systems, Left invertibility, $Z(T_N)$ -observability, differentiator, sliding mode observer, Luenberger observer, MPPT.

Avant Propos

Les travaux présentés dans cette Thèse sont effectués en cotutelle au sein du Laboratoire de recherche : Procédés, Énergie, Environnement et Systèmes Électriques (PEESE) à l'École Nationale des Ingénieurs de Gabès (ENIG) et au Laboratoire : Quartz, à L'École Nationale Supérieure de l'Électronique et de ses Applications (ENSEA), Cergy Pontoise-France, sous la direction de Monsieur **Lassaad SBITA** Professeur à l'ENIG et Monsieur **Jean-Pierre BARBOT** Professeur à L'ENSEA.

Je tiens tout d'abord à adresser mes remerciements les plus sincères à Messieurs les Professeurs **Jean Pierre BARBOT** et **Lassaad SBITA** pour avoir dirigé cette Thèse et m'avoir permis de la réaliser dans les meilleures conditions. J'ai beaucoup appris à leurs côtés et je suis très honorée de les avoir eu comme directeurs de Thèse.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance au Professeur **Jean Pierre BARBOT** en tant que directeur de Thèse pour m'avoir accueilli au sein de son équipe, pour son soutien scientifique ainsi que la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de ce travail de recherche.

Je tiens particulièrement remercier le Professeur **Lassaad SBITA** de la liberté d'action qu'il m'a donnée à chaque étape de cette aventure. J'espère avoir été digne de la confiance qu'il m'a accordée et que ce travail est finalement à la hauteur de son espérance.

Mes vifs remerciements s'adressent à Monsieur le Professeur **Malek GHANES**, et Monsieur le Professeur **Gang ZHENG**, d'avoir pris le temps de juger ce travail et qui m'ont permis d'améliorer ce document par leurs remarques pertinentes et leurs suggestions. Ils m'ont fait l'honneur d'être rapporteurs de ma Thèse.

Mes remerciements s'adressent aussi à Madame **Mouna BEN HAMED**, pour avoir accepté d'examiner ce travail et faire partie du jury de ma Thèse.

Un grand merci revient également à monsieur le Professeur Mohamed Naceur **ABDELKARIM** d'avoir accepté présider mon jury de Thèse.

Je voudrais envoyer mes remerciements au secrétariat de laboratoire Quartz, Madame **Carole. VAN DEN EECKEN**, pour sa qualité humaine et ses aides.

Je dédie ce travail à mes chers parents sans qui je ne serais pas là. Je les remercie infiniment pour leur amour, leur confiance et leur soutien inconditionnel pendant ces années. Mes parents vous avez toujours cru en moi. Merci pour avoir fait à moi ce que je suis aujourd'hui. Je vous aime!.

Enfin, je remercie tout spécialement mon mari 'Bassem' pour son soutien, sa compréhension et sa patience indéterminé.

Merci aussi aux parents de mon mari pour ses encouragements illimités.

Notations

Notations mathématiques générales

- \mathbb{R} : Ensemble des nombre réels.
- \mathbb{R}^+ : Ensemble des nombres réels positifs.
- \mathbb{R}^{+*} : Ensemble des nombres réels strictement positifs.
- \mathbb{R}^n : Espace vectoriel de dimension n construit sur le corps des réels.
- \mathbb{N} : Espace vectoriel de dimension n construit sur le corps des réels.
- $\dot{x} = \frac{dx}{dt}$: Dérivée de la variable x par rapport au temps.
- $\ddot{x} = \frac{d^2x}{dt^2}$: Seconde dérivée de la variable x par rapport au temps.
- $|\cdot|$: Valeur absolue d'un modèle réel.
- $sign(a)$: Fonction signe réelle définie par :

$$sign(a) = \begin{cases} -1 & \text{si } a < 0 \\ 1 & \text{si } a > 0 \end{cases}$$

Acronymes

- *SDH* : Système Dynamique Hybride.
- *SLC* : Systèmes Linéaires à Commutation.
- *RdP* : Réseau de Pétri.
- *SEPIC* : Single Ended Primary Induction Converter.
- *PV* : PhotoVoltaïque.
- *PPM* : Point du puissance maximale.
- *MCC* : Mode du Conduction Continue.
- *MIMO* : Multi-Input Multi-Output.

Notations relatives au convertisseur SEPIC et au panneau PV

- L_1, L_2 : Les inductances respectivement de l'entrée et de la sortie.
- C_1, C_2 : Les capacités respectivement de l'entrée et de la sortie.
- R_{L_1}, R_{L_2} : Les résistances en série équivalentes.
- i_{L_1}, i_{L_2} : Les courants traversant les bobines.
- V_{C_1} : La tension aux bornes de la capacité C_1 .
- V_{out} : La tension aux bornes de la capacité C_2 .
- DC/DC : Convertisseur de courant continu
- R : La résistance de charge.
- I_s : Courant de saturation inverse de la diode.
- k : La constante de Boltzmann = $1.381.10^{-23} J/k$.
- q : La charge de l'électron = $1.602.10^{-19} C$.
- A : Le facteur d'idéalité.
- N_s : Le nombre des cellules en série.
- T_c : La température actuelle de la cellule.

Table des matières

Résumé	iii
Avant Propos	v
Notations	vii
Introduction générale	1
1 Contexte et motivation	1
2 Contributions	3
3 Présentation du mémoire	4
Chapitre 1	
Introduction aux systèmes dynamiques hybrides	
1.1 Introduction	8
1.2 Généralités sur les systèmes dynamiques hybrides	9
1.2.1 Définition d'un système dynamique hybride	9
1.2.2 Exemples réels de SDH	9
1.2.2.1 Systèmes continus contrôlés par des événements discrets	9
1.2.2.2 Systèmes continus comportant des événements discrets à	
saut	10
1.2.2.3 Systèmes incluant des éléments discrets et continus	12
1.2.3 Modélisation d'un système dynamique hybride	12
1.2.3.1 Approches basées sur le modèle continu	12
1.2.3.2 Approches basées sur le modèle discret	13
1.2.3.3 Approches mixtes	13
1.2.4 Exécution d'un système dynamique hybride	13
1.3 Quelques classes de SDH	14
1.3.1 Les systèmes linéaires à saut (SLS)	14
1.3.2 Les systèmes linéaires affines constants par morceaux (SLACM) :	15
1.3.3 Les systèmes linéaires à commutation (SLC)	15

1.4	Modélisation et stabilité des SLC	16
1.4.1	Contexte et motivation	16
1.4.2	Stabilité des systèmes linéaires à commutation	17
1.4.2.1	Stabilité au sens du Lyapunov	17
1.4.2.2	Fonction du Lyapunov commune	17
1.4.2.3	Fonctions de Lyapunov multiples	19
1.4.2.4	Pseudo-fonctions de Lyapunov (Lyapunov-like function)	20
1.4.2.5	Stabilisation par temps de séjour minimum	20
1.5	Conclusion	21
Chapitre 2		
Observabilité des systèmes dynamiques hybrides		
2.1	Introduction	24
2.2	Notions d'observabilité	25
2.2.1	Principe d'estimation d'état	25
2.3	Sur l'observabilité des systèmes linéaires	26
2.3.1	Observateur du Kalman	27
2.3.2	Observateur de Luenberger	28
2.4	Sur l'observation des systèmes non linéaires	29
2.4.1	Observateur de Kalman étendu	30
2.4.2	Observateur du Luenberger étendu	31
2.4.3	Observateur grand gain	32
2.4.4	Observateur à mode glissant	33
2.5	Observabilité des systèmes linéaires à commutation	34
2.5.1	Observabilité au sens classique	34
2.5.2	Observabilité au sens hybride	35
2.5.2.1	Approches géométriques de l'observabilité hybride	35
2.5.2.2	Observabilité hybride et la $Z(TN)$ -observabilité	36
2.5.2.3	Exemples illustratifs	37
2.6	Conclusion	42
Chapitre 3		
Contribution sur l'inversion à gauche des systèmes linéaires à commutation		
3.1	Introduction	45
3.2	Présentation de problème	46
3.2.1	Inversion à gauche des SLC	46
3.2.2	Inversion à gauche d'un SLC : Étude d'un exemple	47

3.2.3 Résultats des simulations	49
3.3 Conclusion	51
Chapitre 4	
Cas d'étude : Le SEPIC dédié aux énergies renouvelables	
4.1 Introduction	54
4.2 Modélisation	55
4.2.1 Définitions introductives	55
4.2.2 Modélisation du générateur PV	56
4.2.3 Caractéristique d'un module photovoltaïque	58
4.2.3.1 Influence d'irradiation	58
4.2.3.2 Influence de la température	59
4.2.4 Modélisation et propriétés structurelles du convertisseur SEPIC	59
4.2.4.1 Topologie du convertisseur SEPIC	59
4.2.4.2 Principe du fonctionnement du convertisseur SEPIC	60
4.2.4.3 Relation entre V_{in} et V_{out} pour le SEPIC en régime établi	61
4.2.4.4 Représentation d'état hybride du convertisseur SEPIC	63
4.3 Estimation des états continus du convertisseur SEPIC : état discret connu	65
4.3.1 Analyse d'observabilité du convertisseur SEPIC	66
4.3.2 Observateur homogène	67
4.3.3 Homogénéité et convergence en temps fini	68
4.3.4 Synthèse d'un observateur hybride	69
4.3.5 Résultats de simulations	71
4.4 Inversion à gauche appliquée au convertisseur SEPIC : état discret inconnu	72
4.4.1 Identification d'état discret $q(t)$	73
4.4.2 Synthèse d'un observateur de type Luenberger Hybride	74
4.4.2.1 Étude d'observabilité	74
4.4.3 Résultats des simulations	75
4.5 Inversion à gauche appliquée au panneau photovoltaïque et au SEPIC	75
4.5.1 Algorithmes MPPPT	77
4.5.1.1 Algorithme Perturb and Observer	77
4.5.1.2 Algorithme Incrément de la conductance	78
4.5.1.3 Algorithme à base de la mesure d'une Fraction de la	
tension V_{oc}	79
4.5.1.4 Algorithme à base de la mesure d'une Fraction de courant	
I_{cc}	79
4.5.2 Commande P&O basée sur l'observateur	79

4.5.3	Problème d'inversion à gauche pour un système PV	81
4.5.4	Résultats des simulations	83
4.6	CONCLUSIONS	84
	Conclusion générale et Perspectives	87
	Bibliographie	91

Liste des figures

1.1 Interaction entre la partie continue et discrète d'un SDH	10
1.2 Évolution de l'état discret et continu	11
1.3 Rebondissement d'une balle	11
1.4 Convertisseur Boost	12
1.5 Exemple de fonctions de Lyapunov multiples	19
2.1 Structure générale du fonctionnement d'un observateur	26
2.2 Les états x_1, x_2 et x_3 ses estimations	38
2.3 Boost entrelacé	39
2.4 Boost entrelacé en mode 1	39
2.5 Boost entrelacé en mode 2	40
2.6 Tension d'entrée	42
2.7 Les courants réels et estimés et leur erreurs d'observation	43
3.1 Principe d'estimation d'état discret et continu d'un SLC	46
3.2 Structure d'observateur hybride pour estimer les états continus et discret du système (3.6)	50
3.3 Estimation des états continus et discret	51
4.1 Différentes modèles d'une cellule PV a-Modèle idéal b-Modèle pratique avec résistance série c-Modèle pratique avec résistances série et parallèle	56
4.2 Caractéristique d'un module photovoltaïque $I_{pv}(V_{pv})$	58
4.3 Caractéristique d'un module photovoltaïque $P_{pv}(V_{pv})$	58
4.4 Influence d'irradiation sur les deux caractéristiques P_{pv} et V_{pv}	59
4.5 Influence de température sur les deux caractéristiques $P_{pv}(V_{pv})$ et $I_{pv}(V_{pv})$	59
4.6 Topologie du convertisseur SEPIC	60
4.7 Phase d'accumulation d'énergie	61
4.8 Phase de décharge	61
4.9 Les ondulations de l'inductance L_1	62
4.10 Voltages de sortie en fonction de rapport cyclique D	64

4.11 Mode 1 : Phase d'accumulation d'énergie	64
4.12 Mode 0 : Phase de décharge	65
4.13 Observation des états continus du convertisseur SEPIC	72
4.14 Les erreurs d'observation	72
4.15 Étapes d'estimation d'état discret et continu du convertisseur SEPIC	76
4.16 État discret et son estimation	77
4.17 Observation des états continus	77
4.18 Erreur d'observation	78
4.19 Diagramme de la méthode proposée	78
4.20 Algorithme $P\&O$ modifié	81
4.21 Résultats d'algorithme $P\&O$ sans capteur de tension	84

Liste des tableaux

2.1 Paramètres du convertisseur Boost entrelacé	42
4.1 Paramètres du convertisseur SEPIC	71
4.2 Paramètres du Panneau PV	83

Introduction générale

1 Contexte et motivation

Les systèmes dynamiques Hybrides (SDHs) constituent un concept rigoureux pour modéliser la majorité des systèmes complexes dans différentes disciplines allant de la biologie à la chimie, en passant par l'électronique et la mécanique, etc. Actuellement, l'un des moyens les plus connus pour modéliser un processus réel consiste à utiliser l'équation d'état, décrit par des équations différentielles ordinaires, qui sont nommées dans la littérature par système à temps continu. Pour un SDH la représentation d'état combine les variables d'état continues et discrètes. Ceci rend sa structure consistante avec une grande famille de systèmes. Voir par exemple : les systèmes embarqués [1], les systèmes impulsionsnels [2], les systèmes sous échantillonnage [3], les systèmes chaotiques [4] et les systèmes à structure variable [5] [6] [7] [8] [9] [10] [11]. En outre, la commande de la plupart des systèmes complexes est possible seulement par l'intermédiaire d'homogénéité entre les lois de commandes continues et discrètes. De ce fait, la notion de SDH attire l'attention de beaucoup de chercheurs. Ainsi, des outils théoriques ont été développés pour améliorer leur efficacité en terme de rendement et de durée de vie. Des travaux ont été faits afin de développer les méthodes de diagnostic de ses systèmes, voir par exemple [12] [13] [14], aussi pour l'observation de SDHs, des nombreuses contributions ont été réalisés comme dans [15] [16] [17], ainsi que la commandabilité et la stabilité de ces systèmes ont été adressés dans [18] [19] [20].

C'est dans ce contexte que se positionne notre travail de thèse, où cette dernière porte sur la thématique d'observabilité et d'inversion à gauche des SDHs. Plus précisément, on va considérer une classe particulière de SDH ce sont les Systèmes Linéaires à Commutation (SLC). Un SLC est caractérisé par sa dynamique continue qui commute entre plusieurs modes de fonctionnement selon une loi de commutation qui indique le mode actif à chaque instant, et qui peut être contrôlé ou pas. De ce fait, l'observabilité de ce système dépend de celle de chaque mode. Dans cette thèse, on va adresser l'observabilité d'une classe de SLC, où un ou plusieurs modes non observables peuvent apparaître. Généralement, la synthèse d'observateur en se basant sur un modèle moyen, constitue une approche efficace

pour résoudre la problème d'observabilité lorsque un SLC présente des configurations inobservables liées à des séquences de commutations particulières [21] [22]. Cependant, cette méthode n'est valable que dans une bande de fréquences pour laquelle le modèle moyen peut être approximer le comportement d'un SLC. Ainsi, l'utilisation d'un modèle hybride s'impose si cette approximation n'est pas vérifiée. Alors, sous certaines conditions, la synthèse d'un observateur hybride devient possible. Différentes contributions ont été abordées qui traitent du problème d'observabilité hybride [23], [24], [25] et [26], par contre un nombre limité des travaux s'intéressent réellement à la synthèse des observateurs hybrides.

Les convertisseurs de puissance DC-DC seront pris comme des exemples d'application dans le travail de recherche donné dans ce mémoire. Où ils présentent des modes inobservables liées à des séquences de commutations particulières, voir par exemple le convertisseur Boost, le convertisseur Cuk et le SEPIC (**S**ingle **E**nded **P**imary **I**nductor **C**onverter). Un intérêt particulier est porté au convertisseur SEPIC qui possède une configuration inobservable à partir de la tension de sortie. Cette thèse contribue à l'observation hybride d'un système à commutation (estimation des états discrets et continus) dont les sous-systèmes ne vérifient pas nécessairement les conditions d'observations au sens classique. L'observabilité du convertisseur DC DC SEPIC sera étudiée. La notion d'observabilité adoptée s'appuie fortement sur le concept de $Z(T_N)$ -observabilité [27]. En effet, cette dernière peut traiter l'observabilité partielle d'un SLC tout en dépendant de sa trajectoire de temps hybride [28], selon laquelle la totalité du vecteur d'état continu peut être reconstruite. Cependant, le problème n'est pas assez trivial lorsque le signal de commutation est traité comme un état discret inconnu et une estimation simultanée d'état discret et les états continus est souhaitée. De cette manière, deux cas seront traités dans ce travail de thèse. Dans le premier cas, l'état discret q est considéré comme une variable d'état connue (le mode du fonctionnement actif de circuit du SEPIC est disponible). Dans ce cas, on va synthétiser un observateur hybride en se basant sur le différenciateur homogène qui procure une convergence en temps fini [29] pour le sous système observable couplé avec un estimateur pour les états qui ne sont pas observables. Des conditions d'observabilité hybride seront abordées pour cette synthèse d'observateur en se basant sur le concept du $Z(T_N)$ -observabilité, et la trajectoire de temps hybride. Ainsi qu'une démonstration de convergence en temps fini de la structure hybride d'observateur sera montrée. Dans le deuxième cas, on a supposé que l'état discret est inconnu, c-à-d le mode du fonctionnement actif est inconnu. Ainsi, une estimation du signal de commutation, puis les états continus du SEPIC est souhaitée. Dans le cadre de cette thèse, la reconstruction d'état discret d'un SLC est traité en utilisant la méthode d'inversion à gauche. Cette dernière est étudiée depuis les années soixante en théorie

des systèmes dynamiques, et ceci aussi bien pour les systèmes linéaires que pour les systèmes non linéaires. Ce problème réside dans la reconstruction des grandeurs d'entrées à partir des signaux de sorties (au sens large) d'un système dynamique. Les applications d'une telle problématique sont nombreuses : détection de défauts [30] [31], retrouver le message caché dans un signal chaotique (communication privée) [32] [33] [34] ou encore la synthèse d'une commande. Dans cette thèse, on va étendre les résultats obtenus d'inversion à gauche pour les systèmes suffisamment différentiables (linéaires et non linéaires) aux SLC. Ceci dans le but d'identifier les états discrets de ces systèmes. En effet, un défaut peut se produire dans cette partie discrète, c'est ce qui peut influencer les modes de fonctionnement (commutation spontanée par exemple) ou changer la dynamique de l'état continu. Ainsi, en utilisant la méthode d'inversion à gauche, l'état discret de convertisseur SEPIC sera identifié. Une solution efficace pour la problème d'inversion à gauche est le "différenciateur" [35], en raison de sa robustesse et de sa convergence en temps fini. Néanmoins, le différenciateur génère un énorme transitoire à chaque changement de structure et ne peut pas être utilisé directement dans notre cas. Par conséquent, une structure hybride d'observateur sera proposée. De ce fait, un observateur par mode glissant sera utilisé pour estimer l'état discret, puis un observateur hybride de type Luenberger sera conçu pour reconstruire les états continus. Par ailleurs, un algorithme MPPT Perturb and observe (P and O) sans capteur de tension sera proposé dans cette thèse, ceci afin d'extraire le maximum de puissance d'un Panneau PhotoVoltaïque (PV). Ce nouvel algorithme est basé sur la méthode d'inversion à gauche, dont la tension du panneau est l'entrée inconnue qui sera reconstruite à partir de la tension de la sortie du système PV. Une grande partie de notre travail de thèse sera faite en se basant sur l'observateur homogène en temps fini [29].

2 Contributions

Cette thèse contribue à :

- L'observation hybride des systèmes linéaires à commutations (convertisseurs de puissance) dont les sous-systèmes ne vérifient pas nécessairement les conditions d'observabilité au sens classique. Ainsi, nous avons synthétisé un observateur hybride pour estimer les états continus d'un convertisseur de puissance SEPIC. Ceci en se basant sur l'observateur homogène en temps fini couplé avec un estimateur. Une démonstration de la convergence a été effectuée.
- L'inversion à gauche des systèmes linéaires à commutation et en particulière les convertisseurs de puissance ceci afin de reconstruire l'état discret qui est défini comme étant la commande du système commuté (Le problème d'inversion à gauche

pour les systèmes commutés est étudié par les Professeurs Daniel LIBERZON et Aneel TANWANI mais ils ont utilisé les informations de la sortie et ils ont utilisé aussi l'état initial x_0). Dans notre cas, nous avons utilisé uniquement les informations de la sortie et ses dérivées pour reconstruire l'état discret et les états continus. Aussi, une structure d'observateur hybride est synthétisée et ceci en se basant sur l'observateur par mode glissant et l'observateur de Luenberger (Un premier test a considéré un exemple académique et ensuite une application de l'inversion à gauche pour le convertisseur SEPIC est développé).

- Une application de la méthode d'inversion à gauche aux systèmes électrotechniques : Système Photovoltaïque (Panneau solaire + un convertisseur SEPIC) est aussi réalisée. Il faut noter que c'est la première fois où cette méthode est appliquée à ce type du système. Nous avons réussi à synthétiser un nouvel algorithme MPPT sans capteur de tension afin d'extraire le maximum de puissance du panneau solaire. Les avantages de ce travail est la simplicité "hardware" pour l'implémentation de l'algorithme MPPT ($P\&O$), et la réduction des coûts de réalisation du circuit en minimisant le nombre de capteurs nécessaires. Aussi il faut noter que l'observation de la tension V_{pv} est cruciale afin de rendre la poursuite MPPT adaptatif par rapport à l'évolution de la tension V_{pv} de référence.
- Enfin, une validation des approches théoriques est en cours. Nous avons déjà conçu un convertisseur SEPIC et nous avons le panneau solaire dans le laboratoire PEESE (Gabès-Tunisie), mais pour des raisons de financement on a pris beaucoup de temps pour avoir une carte dSPACE.

3 Présentation du mémoire

Ce manuscrit se décompose en quatre chapitres individuels et cohérents afin de permettre au lecteur de localiser les sujets qui suscitent son intérêt.

Le Chapitre 1 : Ce chapitre vise à donner un état de l'art sur les SDH. Des exemples réels seront présentés, ceux-ci montrent les différentes relations entre les deux parties discrète et continue d'un SDH. L'accent sera mis sur les techniques de modélisation d'un SDH. Aussi, on va donner quelque classes de SDH. A la fin de ce chapitre la stabilité des SLC (Systèmes Linéaires Commuté) sera discuté et des méthodes de stabilité au sens du Lyapunov seront présentées.

Le chapitre 2 : Ce chapitre est consacré à l'étude de l'observabilité des systèmes dynamiques. On va commencer dans un premier temps par une présentation de la notion

d'observabilité et le principe d'estimation d'état de manière à être le plus compréhensif possible. Ensuite, pour bien comprendre l'observabilité d'un SDH, on va faire un rappel sur l'observabilité des systèmes linéaires et non linéaires tout en donnant des exemples d'observateurs linéaires (et non linéaires respectivement). Par la suite, une étude sur l'observabilité et la synthèse des observateurs pour les SDH sera faite. Finalement, deux exemples illustratifs pour la synthèse d'observateurs hybrides ont été présentés.

Le chapitre 3 : Ce chapitre est réservé à la méthode d'inversion à gauche pour les SDH. Celle-ci permet d'identifier l'état discret d'un SLC si ce dernier est considéré comme étant le signal de commande inconnu du système. Ainsi, des définitions et préliminaires seront données tout d'abord pour rappeler les conditions d'inversion des systèmes linéaires et non linéaires et pour que la méthode d'inversion à gauche utilisée soit présentée dans le cadre le plus exhaustif possible. Un exemple illustratif de la méthode d'inversion à gauche d'un SLC sera présenté à la fin de ce chapitre.

Le chapitre 4 : Dans ce chapitre on va présenter notre cas d'étude. Ce chapitre se décompose en quatre parties comme suit : La première partie est consacrée à la modélisation du système photovoltaïque (Générateur photovoltaïque + convertisseur SEPIC), avec la présentation des caractéristiques d'un panneau PV ainsi que les différentes propriétés structurelles du convertisseur SEPIC. Dans la deuxième partie de ce chapitre, un observateur hybride est développé pour reconstruire les états continus du SEPIC en se basant sur un différenciateur homogène couplé avec un estimateur. Quand le signal de commutation est traité comme une entrée inconnue une structure d'observateur hybride est conçue pour estimer l'état discret et les états continus à la fois. Ceci sera étudié dans la troisième partie en appliquant la méthode d'inversion à gauche. Ainsi, une structure d'observateur de type Luenberger hybride a été conçue pour reconstruire le signal de commutation tout d'abord et ensuite les états continus. Dans la dernière partie, un algorithme (*P&O*) sans capteur de tension sera élaboré, ceci en se basant sur le concept d'inversion à gauche. De ce fait, la tension du panneau sera reconstruite. Les avantages de ce travail est la simplicité "hardware" pour l'implémentation de l'algorithme *MPPT* (*P&O*), et la réduction des coûts de réalisation et de maintenance du circuit en minimisant le nombre des capteurs nécessaires.

Chapitre 1

Introduction aux systèmes dynamiques hybrides

Sommaire

1.1 Introduction	8
1.2 Généralités sur les systèmes dynamiques hybrides	9
1.2.1 Définition d'un système dynamique hybride	9
1.2.2 Exemples réels de SDH	9
1.2.2.1 Systèmes continus contrôlés par des événements discrets	9
1.2.2.2 Systèmes continus comportant des événements discrets à saut	10
1.2.2.3 Systèmes incluant des éléments discrets et continus	12
1.2.3 Modélisation d'un système dynamique hybride	12
1.2.3.1 Approches basées sur le modèle continu	12
1.2.3.2 Approches basées sur le modèle discret	13
1.2.3.3 Approches mixtes	13
1.2.4 Exécution d'un système dynamique hybride	13
1.3 Quelques classes de SDH	14
1.3.1 Les systèmes linéaires à saut (SLS)	14
1.3.2 Les systèmes linéaires affines constants par morceaux (SLACM) :	15
1.3.3 Les systèmes linéaires à commutation (SLC)	15
1.4 Modélisation et stabilité des SLC	16
1.4.1 Contexte et motivation	16
1.4.2 Stabilité des systèmes linéaires à commutation	17
1.4.2.1 Stabilité au sens du Lyapunov	17
1.4.2.2 Fonction du Lyapunov commune	17

1.4.2.3 Fonctions de Lyapunov multiples	19
1.4.2.4 Pseudo-fonctions de Lyapunov (Lyapunov-like function)	20
1.4.2.5 Stabilisation par temps de séjour minimum	20
1.5 Conclusion	21

1.1 Introduction

Un système dynamique hybride (SDH) fait intervenir simultanément des modèles de dynamique continue et événementielle (discret). Ainsi, on peut dire qu'il présente l'interdépendance des éléments de nature continus-discrets. Depuis ces dernières années, la notion de SDHs a connue une évolution considérable, ainsi les recherches scientifiques en automatique discrète et en automatique continue se rejoignent et une branche commune émerge. En outre, le développement des technologies dans les domaines : Électrique, mécanique, informatique et au sens large pour tous système Cyberphysique a suscité un grand intérêt des chercheurs pour étudier les SDH, puisque ces derniers peuvent couvrir tous ces domaines d'applications. Aussi, un SDH peut décrire la plupart des systèmes dynamiques industriels, comme : les véhicules automobiles, les ordinateurs, les appareils domestiques (par exemple la machine à laver, etc), les avions.... C'est pour ces raisons que la théorie dédiée aux SDH a été développée et reste d'actualité. Dans ce contexte, de nombreuses contributions ont été faites voir par exemple D.Liberzon, P. J. Antsaklis, J.P. Hespanha, M. S. Branicky, S.Pettersson, P. Riedinger L. Hetelest... consacré à la commandabilité et la stabilité des SDH [18] [19] [20], des travaux spécifiques ont été réalisés par J. P. Barbot A. Tanwani, A. Balluchi, S. Pettersson, P. Riedinger, L. Hetel sur l'observabilité et la synthèse d'observateurs pour les SDH [15] [16] [17], ainsi sur le Diagnostic des SDH étudié par M. Sampath S. Lafortune F. Lin M.D. Di Benedetto [14] [13] [12].

Dans ce mémoire, on s'intéresse à l'étude de l'observabilité d'une classe particulière des SDH ce sont les systèmes linéaires à commutation SLC. Nous étudierons plus particulièrement les convertisseurs de puissances DC DC. Mais, avant d'atteindre cet objectif principal de la thèse, un état de l'art sur les SDH est nécessaire pour mieux comprendre ces systèmes et être capables à leur appliquer les différentes théories d'observation.

C'est le propos de ce chapitre introductif, il fournit d'abord des généralités sur les SDH en commençant par la définition d'un SDH pour être compris le plus largement possible. Ensuite, des exemples réels de SDH sont présentés en montrant les différentes relations entre la dynamique continue et la dynamique discrète. En outre, un état de l'art sur les approches de modélisation de SDH est développé. Différentes classes de SDH sont

adressées telles que les systèmes Linéaires à saut (SLS), les Systèmes Linéaires Continus par Morceaux (SLACM) et les Systèmes Linéaires à Commutation (SLC). À la fin de ce chapitre, on va intéresser à l'étude des SLC, et ceci en se basant sur différentes techniques d'analyse de stabilité reposant sur des fonctions de Lyapunov.

1.2 Généralités sur les systèmes dynamiques hybrides

1.2.1 Définition d'un système dynamique hybride

Un système dynamique hybride (SDH) est un système dont l'évolution au cours du temps est décrite par des lois mathématiques à la fois de nature continue et discrète. On peut aussi définir le SDH comme étant un système qui commute entre plusieurs modes de fonctionnement où chaque mode est régi par sa propre loi dynamique [36]. La figure I.1 présente la structure générale d'un SDH. Elle est constituée par 2 parties l'une discrète et l'autre continue et d'un interface d'interaction. Cette structure possède des entrées (continue : u / discrète : ρ) et des sorties (discrète : ψ / continue : y). La partie discrète est donnée par un automate et la partie continue est décrite par des modèles et des équations différentielles. Par l'intermédiaire de l'interface discret-continu (D/C), l'état discret q identifie la dynamique de la partie continue. et l'état continu x détermine par l'interface (C/D) les événements qui permettent des transitions de l'état discret d'une valeur à une autre.

1.2.2 Exemples réels de SDH

Il existe beaucoup des systèmes réels qui possèdent à la fois des dynamiques continues et discrètes. L'aspect hybride de ces systèmes né suite aux différentes relations entre les dynamiques continues et événementielles. Par la suite, on peut classer les SDHs selon différentes catégories suivant la nature des relations entre la partie continue et la partie discrète.

1.2.2.1 Systèmes continus contrôlés par des événements discrets

Ce type de système sont de nature continue, et est contrôlé par des événements discrets d'où provient leur aspect hybride. Cette catégorie des SDH attire l'attention de nombreux chercheurs [37], [38] [39]. Le thermostat est un exemple pertinent pour ce type de systèmes.

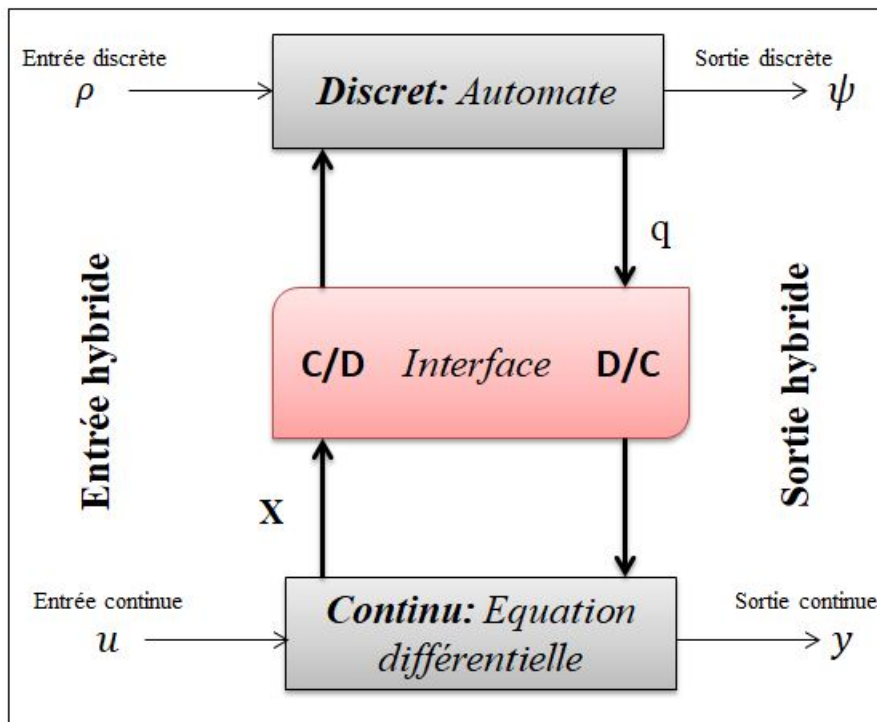


Figure 1.1 – Interaction entre la partie continue et discrète d’un SDH

Thermostat

On utilise le thermostat pour maintenir la température dans un espace fermé. Ce système comporte un composant de chauffage et un capteur de température. On considère θ_{\min} et θ_{\max} les deux seuils de température minimale et maximale. Le composant de chauffage est en marche tant que la température est inférieure à θ_{\max} . Ainsi le chauffage est arrêté lorsque le capteur de température détecte le seuil maximale et il reste en arrêt jusqu’à l’instant où la température diminue au dessous du seuil inférieur θ_{\min} (voir Figure 1.2), c’est l’effet dit d’hystérésis.

L’aspect hybride de ce système se déduit par l’évolution continue de la température, et l’évolution discrète se traduit par la transition de l’état marche à l’état arrêt du composant de chauffage.

1.2.2.2 Systèmes continus comportant des événements discrets à saut

Ces systèmes ont une dynamique continue et ils sont tributaires d’événements discret conditionnels engendrant des sauts sur l’état continu. Ces derniers sont dus au passage instantané de l’état d’une valeur à une autre. La balle de rebondissante est un exemple illustratif de ces systèmes.

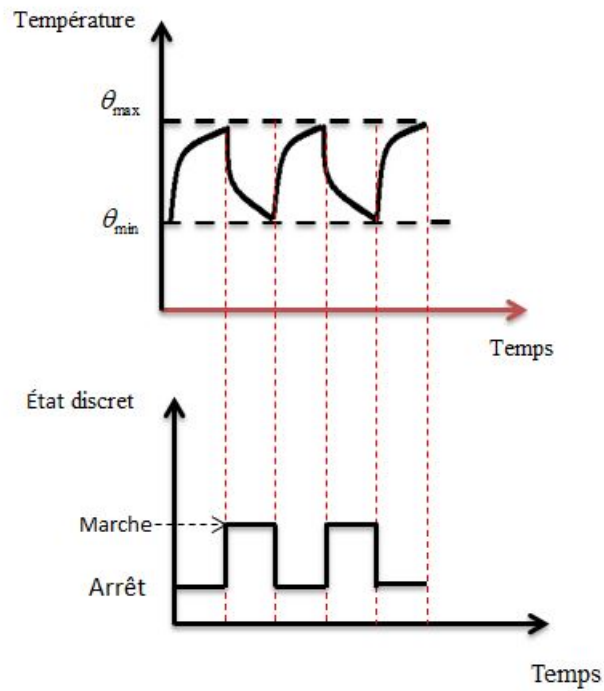


Figure 1.2 – Évolution de l'état discret et continu

Balle rebondissante

La figure 1.3 nous montre le mouvement d'une balle, quand elle touche le sol, elle rebondit instantanément et la composante de vitesse change de signe, donc une évolution différente est créée. Ainsi, les discontinuités se traduisent par le changement instantané de la vitesse.

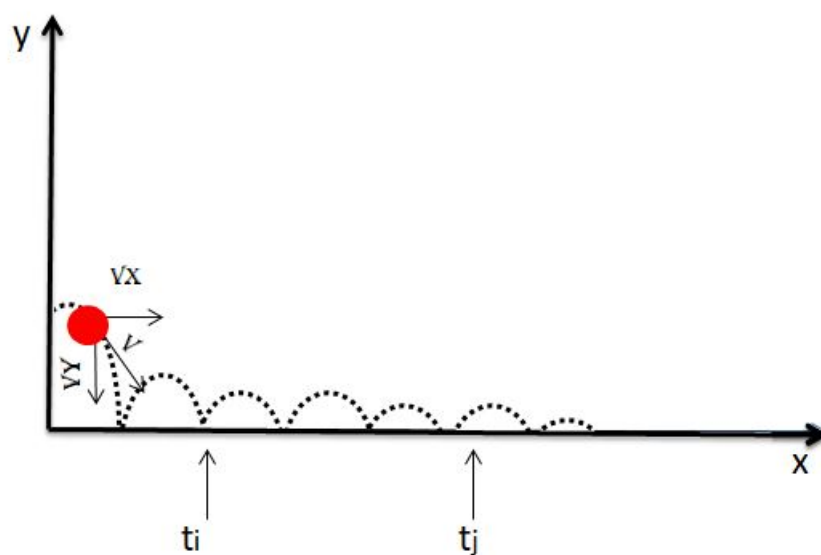


Figure 1.3 – Rebondissement d'une balle

1.2.2.3 Systèmes incluant des éléments discrets et continus

On peut prendre l'exemple des circuits électroniques qui comportent des éléments à évolution discontinue (interrupteur, thyristors, mosfet,..) et des autres continus (capacités, résistance, inductance,..). On peut prendre l'exemple d'un convertisseur Boost, voir la figure [1.4](#).

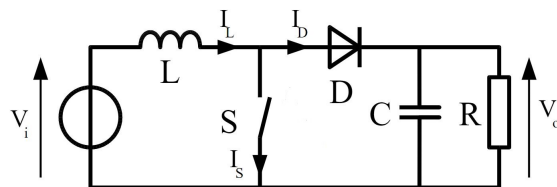


Figure 1.4 – Convertisseur Boost

1.2.3 Modélisation d'un système dynamique hybride

Afin d'étudier un système physique, on doit le représenter par un modèle mathématique. Ce dernier peut être caractérisé par des variables continues par exemple : une température, une vitesse, une tension... et événementielles par exemple : l'état d'un interrupteur "fermé" ou "ouvert", par exemple le mode de fonctionnement d'une machine à laver avec ses différents modes (lavage, rinçage, essorage, vidange) et ses états continus (niveau d'eau, vitesse du tambour, température de l'eau). Grâce à ce modèle mathématique on peut décrire la dynamique de l'état du système en fonction de la variable caractérisant le temps. Ainsi, dans la majorité des systèmes physiques les variables discrètes et continues sont mélangées, de manière qu'on ne puisse pas les séparer. Dans ce cas, ni la modélisation continue ni la modélisation discrète peut décrire intégralement ces systèmes. Des modèles hybrides combinant les variables continues et discrètes doivent être considérés dans ce cas. Dans ce contexte, plusieurs approches de modélisation hybride ont été développées dans la littérature [36](#) [40](#) [41](#).

1.2.3.1 Approches basées sur le modèle continu

Ces approches de modélisation peuvent être définies comme une extension d'un modèle à variables continues. On peut donner l'exemple d'une formalisme de type bond-graph mixte [42](#). Ce type de modélisation consiste à représenter les dynamiques continues d'un système à commutation sous la forme d'un modèle bond-graph qui inclut des interrupteurs idéaux. Tel que, à chaque changement d'état d'un interrupteur la structure du modèle se modifie instantanément et un nouveau mode de fonctionnement se produit. Ainsi, le formalisme de type bon-graph est étendu grâce à ces ²interrupteurs. Les avantages

d'utilisation des bond-graph dans la modélisation des parties continues [43] [44] sont : sa modularité intrinsèque qui permet la synthèse des modèles complexes par une simple composition de modèles élémentaires, ainsi que sa facilité de simulation en utilisant des procédures systématiques pour déduire à partir de ses modèles construits graphiquement, des schémas de calcul explicites.

1.2.3.2 Approches basées sur le modèle discret

Cette approche consiste à étendre des modèles discrets pour avoir une modélisation hybride. Les réseaux de Petri (RdP) hybrides est un exemple pertinent qui nous aide à comprendre cette approche (pour plus des détails sur les RdP voir la thèse [45]). Avec un RdP discret, les places sont marquées par des états booléens ou un nombre entier naturel. Par contre, il est difficile de gérer ces réseaux lorsqu'ils comportent un grand nombre de jetons, et il est possible d'avoir un groupe quelconque des jetons dans une même place. Pour cette raison, des RdP continus sont nés [46] [45] où le marquage d'une place devient un nombre réel positif et les transitions sont continues. Après un RdP hybride est né qui contient des transitions continues et discrètes et des places continues et discrètes [47] [48].

1.2.3.3 Approches mixtes

Cette approche considère les deux modèles continu et discret simultanément, elle peut traiter des systèmes dynamiques de type différent. Cette approche plus avantageuse que les deux autres puisqu'elle regroupe leur deux avantages. La figure [1.1] nous montre le principe de la structure mixte d'un SDH [49], [50].

1.2.4 Exécution d'un système dynamique hybride

Un SDH est caractérisé par la dynamique de l'état discret $q(t)$ et la dynamique d'état continu $x(t)$, tel que la paire $(x(t), q(t))$ constitue son vecteur d'état. L'état discret $q(t)$ est constant par intervalles du temps $\mathcal{J}_j = [t_j, t_{j+1}]$, $t_j, j = 1, \dots, N$ où N est le nombre de commutations. Ainsi, une trajectoire du temps est une séquence finie ou infinie d'intervalles de temps $\mathcal{J} = \mathcal{J}_j, j = 1, \dots, N$. Les trajectoires du temps peuvent être regroupées en différentes classes suivant le nombre des commutations N et les intervalles du temps \mathcal{J}_I . La première classe est dont le système hybride effectue un nombre fini de transitions en un temps infini. La deuxième est dont le système hybride effectue une infinité de transitions en un temps infini, et la dernière classe où le système hybride effectue une infinité de transitions en un temps fini. Ce dernier mode d'exécution fait appel au phénomène de Zénon [28].

Exécution de Zénon

La commutation avec une fréquence infinie entre deux sous systèmes est définie comme un phénomène de Zénon [51] [52] [53] [54] pour bien comprendre ce phénomène on peut prendre l'exemple du Balle rebondissante donné dans le section 1.2.2.2 "Une distance finie est couverte par le ballon en un temps fini mais avec un nombre de transitions infini".

Définition 1 *Un système dynamique a un comportement de type Zénon si $t_\infty := \sum_{i=0} (t_{i+1} - t_i)$ est bornée, avec t_i et t_{i+1} deux instants de transitions discrète consécutifs.*

Ce système a un nombre infini des transitions discrètes en un temps fini, et t_∞ est le temps de Zénon. Les auteurs dans [54] ont traité le phénomène du chattering de Zénon où le temps de séjour $\tau = t_{i+1} - t_i = 0$ après un nombre fini de commutations. Ils ont considéré ce phénomène comme le cas du mode glissant du premier ordre.

1.3 Quelques classes de SDH

Le formalisme des SDH est très vaste, il comprend différentes classes de modèles. Parmi ces classes, il y'a : Les systèmes linéaires à saut SLS (Jump Linear System : JLS) [55], qui ont des transitions discrètes. Les systèmes linéaires à commutation SLC (Switched Linear Systems : SLS) [56] caractérisés par des transitions contrôlables. Les systèmes affines par morceaux (piecewise affines linear systems : PALS) [57] [58] connus par des transitions d'invariant.

1.3.1 Les systèmes linéaires à saut (SLS)

Les SLS sont des systèmes linéaires commutés qui présentent un saut sur l'état, on les appelle aussi systèmes impulsionnels. Ils possèdent un état hybride (q, x) . La dynamique de la variable continue $x(t)$ est régie par des équations différentielles sans entrée (système autonome). Et l'évolution de l'état discret q est régie par des entrées discrètes externes inconnues (non contrôlables). Quand l'état $x(t)$ vérifie certaines conditions, elle va avoir une nouvelle valeur sous l'action d'une impulsion [16] [15].

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_q(x) \quad \text{pour } x \in \Omega_q(x) \\ y &= C_q(x) \\ x(t_c^+) &= r_{pq}^o x(t_c^-) + \varepsilon_{pq}^o \end{aligned} \tag{1.1}$$

Tel que $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $y \in \mathbb{R}^p$ est la sortie du système, $\Omega_q(x)$ est le domaine d'évolution de x et r_{pq}^o et ε_{pq}^o sont les paramètres de saut de l'état continu x à l'instant de commutation t_c , où t_c^+ est le temps juste après la commutation et t_c^- représente le temps juste avant la commutation.

1.3.2 Les systèmes linéaires affines constants par morceaux (SLACM) :

Les Systèmes Linéaires Affines Constants par Morceaux constituent une classe particulière des SDH, ils sont caractérisés par une interaction des modèles en un temps continu régissent par des équations différentielles et inter-connectées par une fonction de commutation. Cette classe est utilisé pour modéliser un grand nombre des systèmes non linéaires afin de résoudre différents soucis d'ingénierie. À savoir, en électronique certains composants sont approximés par des fonctions linéaires par morceaux, c'est le cas par exemple des diodes et des transistors [59]. Ce type de systèmes est caractérisé par des transitions de commutations d'invariant.

En effet, les SLACM sont les résultats d'une segmentation de l'espace d'état-entrée d'un système en un nombre des domaines des invariants fermés.

$$\dot{x} = A_i x + b_i \quad \text{et} \quad y = C_i x \quad \text{pour} \quad x \in X_i \quad (1.2)$$

où X_i est une partition de l'espace d'état en régimes de fonctionnement. Tel que la partition est décrite par une dynamique linéaire (ou plutôt affine). Et A_i sont des matrices $n \times n$, et C_i sont des matrices $1 \times n$.

1.3.3 Les systèmes linéaires à commutation (SLC)

Un SLC est un système hybride qui est caractérisé par une évolution continue représentée par une collection des sous-systèmes linéaires et une évolution discrète représentée par une variable discrète $q(t)$. Cette dernière joue le rôle d'une entrée de commutations exogènes. Elle peut être commandée ou autonome et elle est considérée comme une variable de contrôle de la dynamique continue, qui détecte le sous système actif à chaque instant donné.

Le SLC peut être représenté par le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_{\rho(t)} x(t) + B_{\rho(t)} u(t) \\ y = C_{\rho(t)} x(t) \end{cases} \quad (1.3)$$

avec $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est l'état continu, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ est la sortie, $u(t) \in \mathbb{R}^h$ est l'entrée connue et $\rho(t) \rightarrow \{1, \dots, Q\}$. Avec $\rho(t)$ la fonction de commutation qui désigne l'indice qui correspond au mode actif.

$$\rho(t) = \rho_k \quad t_{k-1} \leq t < t_k$$

Dans l'exécution des SLC le phénomène de Zénon peut apparaître facilement s'il y'a une fréquence de commutation très élevée. Ce phénomène a été exclu dans ce mémoire, c'est pour cette raison nous avons besoin de définir le temps de séjours minimum.

Définition 2 On appelle temps de séjour minimum, une constante $\tau > 0$, tel que les signaux des commutations satisfont : $t_{k+1} - t_k \geq \tau$, pour tous $k \geq 0$.

Par conséquence, durant ce temps de séjour minimum aucune commutation ne se produit. Dans cette thèse on s'intéresse à cette dernière classe des SLC.

1.4 Modélisation et stabilité des SLC

1.4.1 Contexte et motivation

On peut identifier une séquences de modes du fonctionnement dans beaucoup de systèmes physiques comme le moteur thermique à 4 temps, les convertisseurs de puissances, un système à double réservoirs ...Ceci montre l'importance des systèmes linéaires à commutation pour modéliser un grand nombre de systèmes.

À ce propos, deux types de commutations sont apparus : Des commutations contrôlées ou autonomes. Dans le cas où ces commutations définissent la commande du système, on parlera des **commutations contrôlées** par exemple (les convertisseurs de puissance). Par contre, si la fonction de commande est définie par le temps, la sortie du système ou l'état continue c'est à dire des variables autre que la commande, on parle ainsi **des commutations autonomes**, on peut citer l'exemple du (moteur thermique).

Par ailleurs, en ce qui concerne la modélisation des SLC, on peut rappeler deux méthodes de modélisation, la première la représentation hybride de système donnée par (1.3), et la deuxième modélisation par un automate hybride [60].

Automate hybride

Les automates hybrides [61] présentent une extension des automates à états finis. Ces systèmes comportent deux différentes familles :

- Une famille avec des états discrets modélisés par des automates à états finis.
- Une famille avec des états continus modélisés par des équations différentielles

Le modèle formel de l'automate hybride est le suivant :

$$\mathfrak{B} = (\mathcal{Q}, \mathfrak{X}, \Sigma, \mathcal{S}, \mathcal{F}, q_0, x_0)$$

- $\mathcal{Q} = \{1, \dots, Q\}$ est l'ensemble fini d'états discrets (ou ensemble fini de sommets) .
- $\mathfrak{X} \subseteq \mathbb{R}^n$ est l'espace d'état continu.
- Σ est l'ensemble des événements discrets (alphabet).
- \mathcal{S} est la fonction de transition.
- \mathcal{F} est la fonction de l'évolution dynamique de x dépendante de σ

- q_0 est l'état discret initial.
- x_0 est l'état continu initial.

$L(\mathfrak{B}, \rho_0)$ est le langage produite par la l'automate \mathfrak{B} depuis ρ_0 .

Les SLC permettent de présenter une grande gamme de systèmes. Pour cette raison beaucoup de travaux ont été menées sur l'analyse de stabilité ainsi que la commande de ces systèmes [20] [62] [63] [64] .

1.4.2 Stabilité des systèmes linéaires à commutation

Comme le SLC comporte un nombre fini de sous-systèmes qui sont inter-connectés par une loi de commutation, donc sa stabilité dépend de celle de chaque sous système et de loi de commutation simultanément. En effet, même si l'ensemble des sous-systèmes sont stables, le système commuté peut être stable ou instable selon la loi de commutation. Par ailleurs, si on a des sous-systèmes qui sont instables, on peut appliquer une loi de commutation particulière qui peut stabiliser le système commuté [64]. Ainsi, la stabilité des SLC constitue un problème intéressant, qui a été largement étudié dans un grand nombre de travaux de recherche [65] [62] [66] [67].

1.4.2.1 Stabilité au sens du Lyapunov

La recherche d'une fonction de Lyapunov constitue un concept important pour montrer la stabilité des systèmes linéaires et non linéaires. Dans ce contexte, s'introduit cette partie où nous avons rappelé les théorèmes de stabilité au sens de Lyapunov des systèmes linéaires à commutations.

On considère de nouveau le SLC définie en (1.3) avec $u(t) = 0$

$$\dot{x}(t) = A_{\rho(t)}x(t), \quad \rho(t) \rightarrow \{1, \dots, Q\}, Q \in \mathbb{N} \quad (1.4)$$

Définition 3 Le système (1.4) est dit instable s'il possède une trajectoire qui tend vers l'infini.

On a intéressé aux fonctions de Lyapunov communes, multiples et les pseudo-fonctions de Lyapunov pour étudier la stabilité des SLC, tout en considérant une loi de commutations quelconque.

1.4.2.2 Fonction du Lyapunov commune

La fonction de Lyapunov commune joue un rôle très important pour l'analyse de stabilité des sous-systèmes d'un SLC, elle facilite la tache en étudiant la stabilité des tous

les sous systèmes ensembles. Toutefois, la recherche de ce type des fonctions s'avère un travail un peu dur [68] [69].

Rappelons maintenant des notions introductives pour mener à bien l'étude de la stabilité des SLCs.

Définition 4 [70]

Soit $a \in \mathbb{R}^+ \setminus \{0\}$ et $\beta : [0, a] \rightarrow \mathbb{R}^+$ une application continue, on dit que β appartient à la classe \mathcal{K} si :

1. β est strictement croissante.
2. $\beta(0) = 0$

Définition 5 [70] soit :

$$\begin{aligned} \eta : [0, a] \times \mathbb{R}^+ &\rightarrow \mathbb{R}^+ \\ (r, s) &\rightarrow \eta(r, s) \end{aligned}$$

une application continue, on dit que η appartient à la classe \mathcal{KL} si :

1. pour tout $s \in \mathbb{R}^+, r \mapsto \eta(r, s)$ appartient à la classe \mathcal{K}
2. pour tout $r \in [0, a], s \mapsto \eta(r, s)$ est décroissante
3. pour tout $r \in [0, a], \lim_{s \rightarrow \infty} \beta(r, s) = 0$

Définition 6 Le SLC (1.4) est globalement uniformément asymptotiquement stable s'il existe une fonction η de classe \mathcal{KL} tel que pour tout signal de commutations ρ et pour toute condition initiale $x(0)$, la solution vérifie l'inégalité :

$$|x(t)| \leq \eta(|x(0)|, t), \quad \forall t \geq 0$$

Définition 7 Le système (1.4) est dit globalement uniformément exponentiellement stable, s'il existe deux réels $l, \lambda > 0$ tels que pour tout signal de commutation ρ et pour toute condition initiale $x(0)$, la solution de (1.4) vérifie l'inégalité :

$$|x(t)| \leq l e^{-\lambda t} |x(0)|$$

Remarque 1 Les deux dernières définitions sont équivalentes pour le cas SLCs [71] [72].

Définition 8 [20] Si tous les sous-systèmes du système commuté (1.4) ayant une fonction de Lyapunov commune au point $x = 0$ de la forme $V(x) = x^T P x$ tel que P est une matrice symétrique définie positive et vérifie la condition :

$$P A_{\rho(t)} + A_{\rho(t)} P^T < 0, \forall \rho(t)$$

Alors le point d'équilibre $x = 0$ est globalement uniformément asymptotiquement stable.

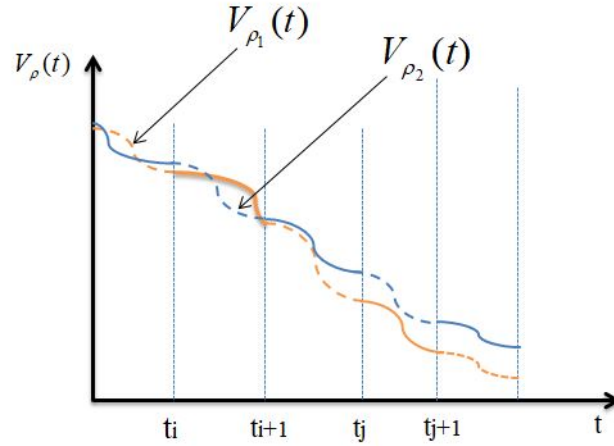


Figure 1.5 – Exemple de fonctions de Lyapunov multiples

Définition 9 [68] *Le SLC (1.4) admet une fonction de Lyapunov commune V à l'origine $x = 0$ continue différentiable tel que :*

- $V(x) > 0 \quad \forall \quad x \neq 0, V(x_0) = 0$
- $\|x(t)\| \rightarrow \infty \Rightarrow V(x) \rightarrow \infty$
- $\frac{\partial V}{\partial x} A_\rho x(t) < 0, \forall x \neq 0, \forall \rho$

Théorème 1 *Si tous les sous-systèmes du SLC (1.4) ont une fonction de Lyapunov commune au point $x = 0$, alors ce point d'équilibre est globalement uniformément stable.*

1.4.2.3 Fonctions de Lyapunov multiples

L'existence d'une fonction de Lyapunov commune est une condition suffisante de stabilité. Par contre, la présence de cette fonction n'est pas toujours garantie. Ainsi, la recherche des fonctions de Lyapunov pour chaque sous système individuel peut être une solution, on parle des fonctions de Lyapunov multiples. Dans ce cas on peut imposer des conditions pour la loi de commutation afin d'assurer la stabilité de la totalité du système commuté [19].

Définition 10 *On considère les fonctions de Lyapunov $V_{\rho(t)}$ avec $\rho \in \rho_1, \dots, \rho_N, N \in \mathbb{N}$. Ces fonctions correspondent aux sous-systèmes de (1.4) décrits par les matrices $A_{\rho(t)}$. Soit le couple des instants de commutation (t_i, t_j) tel que $\rho(t_i) = \rho(t_j)$ Pour $t_i < t_j$. Le système commuté (1.4) est asymptotiquement stable s'il existe $\gamma > 0$ tel que :*

$$V_{\rho(t_j)}(x(t_{j+1})) - V_{\rho(t_i)}(x(t_{i+1})) \leq -\gamma \|x(t_{i+1})\|^2$$

La figure 1.5 nous montre un exemple de fonctions de Lyapunov multiples d'un système à deux modes de fonctionnement qui est asymptotiquement stable. On constate que les

deux fonctions V_{ρ_1} et V_{ρ_2} sont décroissantes tel que la valeur de la fonction V_{ρ_1} à l'instant de commutation t_i (pour le mode ρ_1) est supérieure à sa valeur à l'instant t_j pour le même mode ρ_1 . De même si le mode (ρ_1 ou ρ_2) devient inactif (par exemple pour le mode ρ_1 de l'instant t_{i+1} à l'instant t_j) sa fonction de Lyapunov croit.

La fonction du Lyapunov multiple est une solution pertinente quand on peut pas trouver une fonction du Lyapunov commune. Toutefois, avec cette solution il faut connaître les valeurs des fonctions de Lyapunov aux instants de commutations donc il faut connaître l'état aussi à ces instants.

1.4.2.4 Pseudo-fonctions de Lyapunov (Lyapunov-like function)

Dans le cas où la loi de commutation est une fonction de l'état pour les SLC, il est recommandé de représenter ces commutations par des partitions de l'espace d'état $E_i = \{(t, x) | \rho(t, x) = i\}$. Dans ce cas, l'analyse de stabilité se fait par la recherche d'une pseudo-fonction du Lyapunov [73]. Tel que, la dérivée de cette fonction le long des solutions des sous systèmes est négative seulement dans la région E_i où ses sous-systèmes sont actifs

Définition 11 *La pseudo-fonction de Lyapunov pour le sous système décrit par A_i avec un point d'équilibre est une fonction qui satisfait les conditions d'une fonction de Lyapunov pour ce système dans $E_i \mapsto \mathbb{R}^n$.*

Cette définition nous amène au théorème suivante :

Théorème 2 *Si pour chaque séquence des commutations s , il existe des pseudo-fonctions de Lyapunov V_i associées respectivement à A_i sur E_i alors le système commuté est stable.*

1.4.2.5 Stabilisation par temps de séjour minimum

La stabilisation par temps de séjour minimum consiste à calculer le temps de séjour entre deux commutation τ_{min} successives. Si ce dernier est suffisamment long, de telle façon l'état peut s'approcher de zéro avant la prochaine commutation, on peut donc avoir un système exponentiellement stable. Soit la matrice de transition $\mathfrak{J}_\rho(t - \tau)$ de sous système décrit par $A_{\rho(t)}$. On peut calculer les constantes ν et μ si tous les sous-systèmes sont stables, tel que :

$$\|\mathfrak{J}_\rho(t - \tau)\| < \mu e^{-\nu_m(t-\tau)} \quad (1.5)$$

$$\nu_m = \max(\nu_{\rho(t)}), \quad \mu = \max(\mu_{\rho(t)}),$$

Avec $\nu_{\rho(t)}$ et $\mu_{\rho(t)}$ sont des constantes qui déterminent la convergence de chaque sous-système $A_{\rho(t)}$. Avec ces constantes on peut calculer la marge de stabilité [63].

Théorème 3 *La marge de stabilité asymptotique du système (1.4) ν peut être calculer en satisfaisant cette condition par le temps de séjour minimum :*

$$\tau_{min} \geq \frac{\log \mu}{\nu_m - \nu}$$

1.5 Conclusion

Ce premier chapitre introduit dans un premier temps des exemples de SDH, dont les différentes interactions possibles entre la dynamique continue et discrète sont présentées. Après, une partie de ce chapitre est dédiée à la présentation de quelque approches pour la modélisation des SDH, telles que les approches basées sur le modèle continu, approches basées sur le modèle discret et approches mixte qui mélangent entre le deux. Ensuite, afin d'épanouir le plus largement possible dans la compréhension de la famille des SDH, on a rappelé quelques classes appartenant à cette famille. La fin de ce chapitre est consacré à présenter des généralités sur SLCs ainsi que la stabilité de ces systèmes a été étudié, puisque cette classe est l'objet de cette thèse.

Chapitre 2

Observabilité des systèmes dynamiques hybrides

Sommaire

2.1 Introduction	24
2.2 Notions d'observabilité	25
2.2.1 Principe d'estimation d'état	25
2.3 Sur l'observabilité des systèmes linéaires	26
2.3.1 Observateur du Kalman	27
2.3.2 Observateur de Luenberger	28
2.4 Sur l'observation des systèmes non linéaires	29
2.4.1 Observateur de Kalman étendu	30
2.4.2 Observateur du Luenberger étendu	31
2.4.3 Observateur grand gain	32
2.4.4 Observateur à mode glissant	33
2.5 Observabilité des systèmes linéaires à commutation	34
2.5.1 Observabilité au sens classique	34
2.5.2 Observabilité au sens hybride	35
2.5.2.1 Approches géométriques de l'observabilité hybride	35
2.5.2.2 Observabilité hybride et la $Z(TN)$ -observabilité	36
2.5.2.3 Exemples illustratifs	37
2.6 Conclusion	42

2.1 Introduction

La commande d'un système industriel dans des bonnes conditions nécessite la connaissance de tous ces variables d'état à tout instant. Donc, il faut placer des capteurs dans tout les endroits pour mesurer tous les variables d'état en temps réel. Cependant, ceci peut compliquer le système, ainsi que l'installation des capteurs est soit trop coûteux soit irréalisable. En outre, pour améliorer les méthodes du diagnostic d'un système, la connaissance en temps réel des informations sur ses états et les conditions du son fonctionnement est indispensable. Ceci qui est difficile pour des raisons techniques ou (et) économiques. C'est pour ces raisons, que l'on s'intéresse à la synthèse d'un système auxiliaire appelé observateur d'état. Ce dernier peut être défini comme étant un moyen de mesure informatique, qui utilise le minimum d'informations connus (mesurables) pour estimer tous les variables d'état inconnues (non mesurables). Donc, sous des conditions d'observabilité qui seront explicitées dans ce chapitre 2, les états d'un systèmes peuvent être estimés à partir de la connaissance des entrées et des sorties sur un intervalle de temps passé. Revenant vers les années soixante, où les travaux sur les observateurs pour les systèmes stochastiques ont été introduits par Kalman [74] [75], et puis pour les systèmes déterministes ont été faits par Luenberger [76]. Par ailleurs, l'aspect non linéaire de la majorité des systèmes industriels, a incité les chercheurs à développer des résultats d'observation pour les systèmes linéaires et par exemple concevoir des observateurs étendus pour les systèmes non linéaires, comme le filtre du Kalman étendu [77], observateur de Luenberger étendu [78], observateur à grand gain [79] [80] et les observateurs adaptatifs [81]. Ces derniers ont la propriété de convergence asymptotique. De plus, on ne peut pas oublier l'observateur à mode glissant qui possédé la propriété de convergence de l'erreur d'observation en temps fini. Commenant par le premier ordre [82] [83], le second ordre [84] [85], le différenciateur en un temps fini [29] et actuellement le différenciateur du second ordre avec un exposant variable et qui permet de réduire l'effet de bruit variable de la mesure [86].

Ce mémoire s'intéresse à l'étude d'observabilité d'une classe de SDH. À ce propos, le premier travail qui a considéré l'observabilité des SDH est fait dans [87], où l'observabilité des SLC en temps continu a été analysée sous l'hypothèse que les signaux de commutation sont connus. Concernant les systèmes linéaires par morceaux, à notre connaissance, la première tentative pour étudier l'observabilité de ce type de systèmes peut être trouvée dans [88]. Et récemment, on peut citer les travaux suivants [15] [16] [17] qui ont analysé l'observabilité des SDH.

Dans ce contexte s'inscrit ce chapitre 2. Il est consacré pour l'étude d'observabilité des SDH. On va présenter dans un premier temps la notion d'observabilité et le principe d'estimation d'état de manière à être le plus exhaustif possible. Ensuite, avant d'entamer l'observabilité pour les SDH, on va faire un rappel sur l'observabilité des systèmes linéaires et non linéaires tout en donnant des exemples d'observateurs linéaires (et non linéaires respectivement). Par la suite, une étude approfondie sur l'observabilité et la synthèse des observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides est faite, et on a discuté sur les difficultés pour cerner quelques points relatifs au concept de l'observabilité des systèmes hybrides. Ce qui nous amène à une solution de synthèse d'observateur hybride. Finalement, deux exemples illustratifs pour la synthèse d'observateurs hybrides ont été présentés.

2.2 Notions d'observabilité

Dans cette section on va rappeler des notions d'observabilité, et montrer le principe d'estimation d'état en donnant des définitions et des préliminaires.

2.2.1 Principe d'estimation d'état

Différentes lois de commande efficaces, nécessitent la mesure du signal de sortie et l'accès aux variables d'état du système. Ainsi, il faut être capable de connaître à chaque instant t la variable d'état $x(t)$. Il suffit de placer un capteur dans un endroit approprié, pour nous donner l'information exacte de l'état considéré. Dans ce cas, on peut dire que cet état est mesurable. Cependant, dans certains autres cas, pour des raisons de faisabilité technique, de coût,...on ne peut pas mesurer ces variables d'état. Les grandeurs alors sont dites non mesurables. En revanche, ces grandeurs peuvent influencer la sortie $y(t)$ du système tout en étant non mesurables. Il est alors possible qu'à partir de la mesure de la sortie on puisse déduire ces grandeurs considérées. On dit que celles-ci sont observables.

Définition 12 *Un observateur est une représentation d'état du système à observer muni d'une contre-réaction basée sur l'erreur d'estimation de la sortie. Il permet de reconstruire le vecteur d'état $x(t)$ à partir de la mesure de la sortie $y(t)$ et de la commande $u(t)$. Ainsi, on peut définir l'observateur comme étant un moyen de mesure informatique ou un capteur logiciel. Ce dernier utilise les informations issues d'un capteur physique pour estimer tout les variables d'état non mesurées d'un système.*

La figure (2.1) nous montre la structure générale d'un observateur. En boucle ouverte, on parle d'un estimateur, qu'il se caractérise par la copie de la dynamique du système.

En boucle fermée, cette structure fait intervenir une matrice du gain K ce qui permet de donner une dynamique stable à l'erreur d'observation.

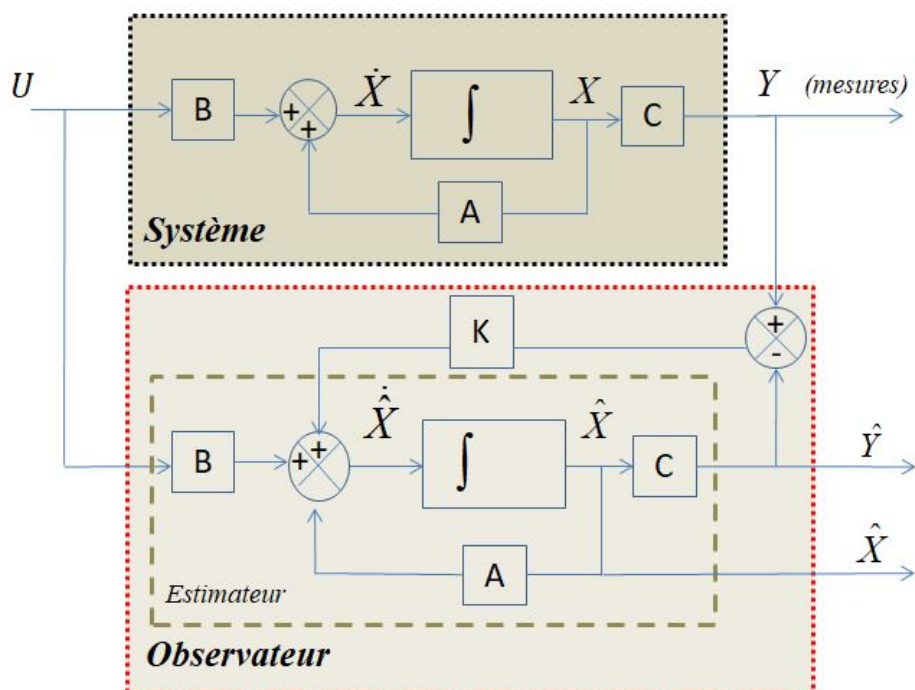


Figure 2.1 – Structure générale du fonctionnement d'un observateur

2.3 Sur l'observabilité des systèmes linéaires

On considère le système linéaire invariant dans le temps suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $y \in \mathbb{R}^p$ est le vecteur de sortie et $u(t) \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée. A , B et C sont des matrices constantes de dimension appropriées.

L'observabilité de ce système se traduit par sa capacité d'estimer la valeur courante du vecteur d'état $x(t)$ à partir des mesures de sa sortie $y(t)$ et de son entrée $u(t)$. Ainsi, on peut reconstruire l'état initial x_0 . Par conséquent, il existe un temps fini t_f , tel que la connaissance de $u(t)$ et $y(t)$ de t_0 à t_f , est suffisante pour reconstruire x_0 .

Définition 13 *L'état $x(t)$ est observable à l'instant t si la connaissance de $u(t - \tau)$ et $y(t - \tau)$ dans l'intervalle t_0 à t détermine complètement $x(t)$.*

Comme l'observabilité d'un système se traduit par la reconstruction des états du système à travers les mesures de la sortie, cette notion en linéaire fait intervenir les matrices A et C .

Critère du Kalman

Le système linéaire invariant dans le temps décrit par l'équation d'état donné par (2.1) est observable si et seulement si la matrice suivante est du rang $= n$.

$$O(A, C) = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Cette matrice est appelé matrice d'observation.

Si le rang de cette matrice est égale à k tel que, $k < n$ on dit que ce système n'est pas observable.

Théorème 4 Le système (2.1) est dit observable si et seulement si le rang de la matrice O est égale à n , on dit que le paire (C, A) est observable.

La synthèse de l'observateur se fait en recopiant d'une façon virtuelle la dynamique du système, et en prenant en compte non seulement la commande $u(t)$, mais aussi la sortie $y(t)$ du système pour corriger l'écart entre le système réel et l'observateur.

Les observateur de Kalman et Luenberger se sont deux exemples d'observateurs conçus pour les systèmes linéaires.

2.3.1 Observateur du Kalman

Dans le cadre des systèmes linéaires stochastiques, Kalman-Bucy [74] ont synthétisé un observateur qui est connu sous le vocable filtre de Kalman. Lors de la synthèse de ce filtre, on résout une equation de Ricatti en minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation et de perturbation. Rappelons la forme général du filtre de Kalman continu. On considère de nouveau le système linéaire (2.1), en ajoutant des bruits blancs gaussiens sur l'état et la mesure :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + w(t) \\ y(t) = Cx(t) + v(t) \end{cases} \quad (2.3)$$

Avec $w(t) \in \mathbb{R}^n$ et $v \in \mathbb{R}^p$ sont des bruits non corrélés :

$$\begin{cases} E[w(t)] = 0 \\ E[w_1(t).w_2(t)^T] = \delta(t_1 - t_2)Q(t) \end{cases} \quad \begin{cases} E[v(t)] = 0 \\ E[v(t_1).v(t_2)^T] = \delta(t_1 - t_2)R(t) \end{cases}$$

$Q(t)$ est la covariance du bruit sur l'état, elle est généralement non mesurable. $R(t)$ est la covariance du bruit sur la sortie, elle est généralement mesurable. L'observateur qui a été conçu pour ce système est le suivant :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K(t)(y(t) - C\hat{x}(t)) \quad (2.4)$$

Où $K(t)$ est donné par :

$$\begin{cases} \dot{P}(t) = -A^T P(t) - P(t)A + CQ(t)C^T - P(t)R(t)P(t) \\ P(0) = P_0 > 0 \\ Q(t) = Q^T(t) \\ K(t) = P^{-1}(t)C^T Q(t) \end{cases}$$

$P(t)$ est la covariance de l'erreur sur l'état estimé, elle permet de tester la qualité de l'estimation :

$$P(t) = E[(x(t) - \hat{x}(t))(x(t) - \hat{x}(t))^T]$$

2.3.2 Observateur de Luenberger

L'observateur de Luenberger [76] corrige l'équation d'estimateur en boucle ouverte avec un retour en fonction de l'erreur d'estimation sur les sorties. La synthèse d'un tel observateur s'appuie essentiellement sur les techniques de placement des pôles. On s'est intéressé au cas purement déterministe, c.à.d les bruits w et v sont nuls.

L'équation de l'observateur proposé par Luenberger pour le système [2.1] est comme suit :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K_L(y(t) - C\hat{x}(t)) \quad (2.5)$$

La dynamique d'erreur d'observation s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= Ax(t) + Bu(t) - A\hat{x}(t) - Bu(t) - K_L((y(t) - C\hat{x}(t))) \\ &= (A - K_L C)e \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \dot{e} = (A - K_L C)e$$

Pour le choix du gain K_L , il suffit d'utiliser la technique du placement des pôles, de telle sorte que les valeurs propres de la matrice $A - K_L C$ soient dans le demi plan complexe gauche.

2.4 Sur l'observation des systèmes non linéaires

L'observabilité des systèmes non linéaires constitue un grand domaine de recherche qui reste largement ouvert jusqu'à cet instant. C'est un domaine actif où il se développe une grande variété de méthodes pour concevoir des observateurs non linéaires. En effet, depuis les années 70, les chercheurs ont proposé des solutions qui sont assez limitées et liées aux cas particuliers de classe de systèmes non linéaires.

Dans ce qui suit, quelques définitions seront présentées pour faciliter la compréhension des conditions d'observabilité des systèmes non linéaires.

Considérons le système non linéaire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (2.6)$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$ représente l'état, $y \in \mathbb{R}^p$ est la sortie et $u(t) \in \mathbb{R}^m$ représente l'entrée. f et h sont deux fonctions analytiques.

L'observabilité des systèmes non linéaires s'appuie sur la notion d'indiscernabilité [89], [90] et [91]. Ainsi, si on peut discerner les états initiaux du système (2.6) à partir de la sortie mesurée h , on dit que ce système est observable.

Définition 14 *Indiscernabilité* : Deux états initiaux x_{0_1} et x_{0_2} du système (2.1) sont dits indiscernables sur l'intervalle de temps $[0, t]$, s'il existe une entrée $u(t)$, tel que leurs sorties respectives sont identiques sur cet intervalle. On note par $I(x_0)$ l'ensemble des états initiaux indiscernables de x_0 .

Cette notion de discernabilité (ou distinguabilité) engendre la définition suivante d'observabilité.

Définition 15 *Observabilité* : Un état x est dit observable sur un intervalle du temps $[0, t]$ s'il existe une entrée $u(t)$ tel que : $I(x) = x$

Remarque 2 *Pour certains systèmes non linéaires et certaines valeurs de la commande $u(t)$, on ne peut pas discerner tout les états initiaux du système. Ainsi, l'observabilité dépend de l'entrée $u(t)$.*

Cette remarque nous amène à définir ce que l'on appelle entrée singulière pour laquelle le système n'est pas observable. La recherche de ce type de commande est largement étudiée dans la littérature et reste ouverte jusqu'à maintenant. Par contre, le problème d'observabilité est toujours résolu en présence d'une entrée universelle.

Définition 16 [92] *Le système (2.6) étant excité par une entrée $u(t)$, si on peut discerner tout couple d'état initiaux distincts $((x_{0_1}, x_{0_2}))$ par les sorties mesurés alors cette entrée est dite universelle.*

Définition 17 [92] Une entrée non universelle est dite singulière.

Supposons que l'entrée $u(t)$ et la sortie $y(t)$ du système (2.6) sont connues et que leurs dérivées successives sont elles aussi évaluées. A travers ces données on peut extraire une condition nécessaire (elle est suffisante que pour certaines classes de systèmes et ceci uniquement que localement) pour l'observabilité des systèmes non linéaires.

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (2.7)$$

On a : $y^{(1)}(t) = \frac{dy}{dt} = \frac{dh(x(t))}{dt} = \frac{\partial h(x(t))}{\partial x} \frac{dx(t)}{dt} = \frac{\partial h(x(t))}{\partial x} f(x(t)) = L_f h(x(t))$

La fonction $L_f h(x(t))$ est appelée dérivée de Lie d'ordre 1 de h dans la direction de f [93].

Ainsi, on peut définir les dérivées de Lie successives comme suit :

$$L_f^k h(x(t)) = L_f[L_f^{k-1} h(x(t))], L_f^0 h(x(t)) = h(x(t)) = y$$

Et on peut vérifier facilement que :

$$y^{(s)} = L_f^s h(x(t)) \forall s \in \mathbb{N}$$

Définition 18 On dit que le système (2.9) est faiblement localement observable à l'ordre n en x_0 si le n vecteurs $O(x_0) = \{L_f^{j-1} h(x_0) : j = 1, \dots, n\}$ sont linéairement indépendants.

Théorème 5 Le système (2.9) est observable à l'ordre n si et seulement si $\dim O(x) = n$

On appelle cette condition, condition du rang d'observabilité. En satisfaisant cette condition on peut déduire :

$$\text{rang} \begin{pmatrix} dh \\ dL_f h \\ \vdots \\ d^{(n-1)} L_f h \end{pmatrix} = n \quad (2.8)$$

Dans la partie suivante on a montré des exemples d'observateurs conçus pour les systèmes non linéaires.

2.4.1 Observateur de Kalman étendu

La conception de Filtre de Kalman étendu est basée sur la même méthode de la synthèse de filtre de Kalman standard mais avec une linéarisation locale d'ordre 1 de la dynamique du système [94]. Cet observateur est pertinent pour certaines types de systèmes

non linéaires. Néanmoins, la convergence et la stabilité de cet observateur en présence de fortes non-linéarités n'ont pas été prouvées, et son aptitude est limité en pratique [95].

Soit le système non linéaire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) + w(t) \\ y(t) = h(x(t), u(t)) + v(t) \end{cases} \quad (2.9)$$

Où $w(t)$ et $v(t)$ sont définies comme dans le cas du système (2.3), ce sont des bruits gaussiens de moyenne nulle et de matrice de covariance Q et R respectivement.

L'observateur a la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + P(t)H^T(\hat{x}(t), u(t))R^{-1}(t)(y(t) - h(\hat{x}(t), u(t))) \\ \dot{P}(t) = F(\hat{x}(t), u(t))P(t) + P(t)F^T(\hat{x}(t), u(t)) + Q(t) \\ \quad - P(t)H^T(\hat{x}(t), u(t))R^{-1}(t)H(\hat{x}(t), u(t))P(t) \\ F(x(t), u(t)) = \frac{\partial f(x(t), u(t))}{\partial x(t)} \\ H(x(t), u(t)) = \frac{\partial h(x(t), u(t))}{\partial x(t)} \end{cases} \quad (2.10)$$

Où $F(x(t), u(t))$, $H(x(t), u(t))$ sont calculées en $x(t) = \hat{x}(t)$.

2.4.2 Observateur du Luenberger étendu

Deux méthodes ont été proposées pour synthétiser cet observateur [78]. La première est basée sur la linéarisation du système, et après l'utilisation de la théorie du placement des pôles pour calculer le gain, sous la condition que l'état reste au voisinage de l'état d'équilibre. Pour la deuxième méthode, elle fait intervenir un changement des coordonnées. Cette deuxième méthode ne peut pas être appliquée que pour une classe particulière des systèmes non linéaires vu qu'elle nécessite l'intégration d'un ensemble d'équations aux dérivées partielles non linéaires, ce qui augmente la difficulté de la tâche de synthèse de l'observateur.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + K_l(\hat{x}(t), u(t))(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = h(\hat{x}(t), u(t)) \\ \hat{x}(0) = \hat{x}_0 \end{cases} \quad (2.11)$$

Avec : $K_l(\hat{x}(t), u(t))$ est le gain de l'observateur calculé de telle sorte que la quantité $\frac{\partial f(x, u)}{\partial x} - K_l(\hat{x}, u)\frac{\partial h(x, u)}{\partial x}$ ai des valeurs propres à parties réelles négatives.

2.4.3 Observateur grand gain

Dans cette partie, on va rappeler les définitions et hypothèses adoptés pour synthétiser un observateur grand gain dans le cas des systèmes mono-sortie uniformément observables. Dans ce contexte, les premiers travaux où se trouvent les descriptions de ce type d'observateur sont les suivantes : [96], [79], [97], [98], [99]. Lors de la synthèse d'un observateur de type grand gain, un difféomorphisme a été suggéré en [96] qui fait par un changement de coordonnées d'un système uniformément observable et affine en la commande sous une forme canonique observable. Cette forme canonique a sa partie non linéaire qui est triangulaire dans ses nouvelles coordonnées et sa partie linéaire est observable. Alors, si le système considéré est Lipschitz, on peut concevoir un observateur grand gain dont l'erreur d'observation converge vers zéro exponentiellement si il n'y a pas de perturbation ou d'incertitudes paramétriques. Également, beaucoup de travaux de recherches ont proposés un observateur grand gain pour les cas des systèmes multi-sorties [97], [100], [101], [102], [103], [104], [105], [106], [107]. Toutefois, la recherche d'une forme canonique observable pour ce type de système reste un problème ouvert. Rappelons maintenant la structure générale de cet observateur.

On considère le système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (2.12)$$

Avec : $x \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ et $y \in \mathbb{R}^p$.

Soit Φ le difféomorphisme local de la sortie $h(x)$

$$\Phi(x) = \begin{pmatrix} h(x) \\ L_f h(x) \\ \vdots \\ L_f^{n-1} h(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_n \end{pmatrix}$$

Le système (2.12) peut se réécrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{z}(t) = F(z(t)) + G(z(t))u(t) \\ y(t) = Cz(t) = z_1(t) \\ \text{Telque :} \\ F(z(t)) = [z_2(t), z_3(t), \dots, z_n(t), \varphi(x(t))]^T \\ G(z(t)) = [g_1(z_1(t)), g_2(z_1(t), z_2(t)), \dots, g_n(z_1(t), z_2(t))]^T \end{cases} \quad (2.13)$$

Tel que la fonction $G(x)$ est globalement Lipschitzienne.

Le système (2.13) est uniformément observable, et son observateur associé est comme

suit :

$$\dot{\hat{z}}(t) = F(\hat{z}(t)) + G(\hat{z}(t))u(t) - J_\infty^{-1}C^T(C\hat{z}(t) - y(t)) \quad (2.14)$$

Avec : J_∞ est la solution de l'équation suivante $-\theta J_\infty - A^T J_\infty - J_\infty A + C^T C = 0$, pour θ est choisie suffisamment grand afin de régler la vitesse de convergence de l'observateur et de compenser suffisamment les incertitudes et perturbations. Le nom "grand gain" du cet observateur provient du fait que θ doit être grand.

Et :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix}; C = (1 \ 0 \dots 0)$$

2.4.4 Observateur à mode glissant

La plupart des travaux de recherches présentés jusqu'ici considèrent que la dynamique des systèmes était parfaitement connue. Comme solutions pour les systèmes incertains des méthodes qui sont basées sur la théorie des systèmes à structure variable où la théorie des modes glissants sont utilisés pour augmenter la robustesse contre les incertitudes paramétriques et les erreurs de modélisation des systèmes. Ainsi les techniques basées sur la théorie du mode glissant sont étudiées et développées en commande et observation depuis le travail d'Utkin [108]. Après ils ont été discuté dans [109] [110] [111]. De ce fait, l'observateur par mode glissant est largement utilisé pour la détection des défauts pour les systèmes linéaires [112] et non linéaires [83].

Rappelons maintenant les equations de la synthèse d'un observateur par mode glissant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec : $x \in X \subset \mathbb{R}^n, u \in U \subset \mathbb{R}^m, y \in Y \subset \mathbb{R}^l$ sont l'état, l'entrée et la sortie respectivement. De plus f et h sont des fonctions non linéaires.

Le système suivant nous montre les équations d'un observateur par mode glissant classique

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) - \Lambda \text{sign}(S) \\ \hat{y}(t) = h(\hat{x}(t)) \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec :

- $S = e_y = y(t) - \hat{y}(t)$ est appelé surface de glissement.

- Λ est un terme de correction multipliant à la fonction sign.

Les avantages de cet observateur sont :

- La simplicité de synthèse.
- Le fonctionnement avec une dynamique d'erreur d'observation simple.
- La convergence en temps fini.
- La robustesse vis à vis de perturbations "matching".

Ici le but est la convergence de la dynamique d'erreur d'observation $e_t = x(t) - \hat{x}(t)$ vers le point d'équilibre à partir de sa valeur initial.

Ceci est réalisé en deux étapes :

- Comme une première étape la trajectoires des erreurs d'observation tend vers la surface de glissement pour laquelle l'erreur de sortie $e_y = y(t) - \hat{y}(t)$ est nulle. On appelle cette étape « le mode transitoire ».
- Ensuite, cette trajectoire va glisser sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées afin d'annuler toutes les erreurs d'observation. Ce mode est appelé « mode de glissement ». Pendant cette deuxième étape, le gain de correction agit de telle façon que la condition d'invariance suivante $\dot{S} = 0$ et $S = 0$

2.5 Observabilité des systèmes linéaires à commutation

2.5.1 Observabilité au sens classique

On considère la représentation hybride d'un *SLC* suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_{\rho(t)}x(t) + B_{\rho(t)}u(t) \\ y(t) &= C_{\rho(t)}x(t) + D_{\rho(t)}u(t) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Où $u(t) \in \mathbb{R}^h$, $x(t) \in \mathbb{R}^n$ et $y(t) \in \mathbb{R}^p$ sont respectivement l'entrée, l'état et la sortie du système. Et $\rho(t) : t \mapsto \{1, \dots, Q\}$ représente le signal de commutation du système et désigne le mode actif du système parmi les Q modes avec $Q \in \mathbb{N}$.

Supposons que l'état discret ou le signal de commutation est connue, on peut dire que l'état continue est observable au sens classique si chaque matrice H_{ρ_k} est de rang plein :

$$\text{rang}(H_{\rho_k}) = \text{rang} \begin{bmatrix} C_{\rho_k} \\ C_{\rho_k}A_{\rho_k} \\ \vdots \\ C_{\rho_k}A_{\rho_k}^{n-1} \end{bmatrix} = n, \quad \forall \rho_k \in \{1, \dots, Q\} \quad (2.18)$$

En adaptant cette condition, il est toujours possible de synthétiser un observateur d'état continu.

Cette condition doit être vérifiée même si l'on connaît quand déjà le mode actif du système c.à.d que l'état discret est connu. Si cet état est inconnu, un observateur peut être conçu pour le reconstruire tout d'abord puis identifier les états continus associés. Ainsi, afin d'estimer l'état discret on peut utiliser des approches continues ou discrètes. Les méthodes basées sur des approches continues utilisent un observateur continu pour identifier le signal de commutation (l'état discret). Dans ce cas, des conditions d'observabilité ont été définies dans [113], [114] et [115]. Celles-ci sont assimilées à des conditions de distinguabilité pour les systèmes linéaires à commutation.

2.5.2 Observabilité au sens hybride

L'observabilité de l'état continu pour un *SLC* dépend toujours du mode de fonctionnement actif. Ainsi, en commutant entre un nombre de mode de fonctionnement observables, on peut estimer cet état continu, c'est ce qui est bien défini dans la section ci-dessus par l'observabilité au sens classique en satisfaisant la condition (2.18). Dans cette partie on va définir des approches géométriques de l'observabilité d'état continu dans le cas où le SLC ne satisfait pas cette condition d'observabilité au sens classique. On parle ainsi de l'observabilité au sens hybride. En effet, pour un système qui comporte des modes de fonctionnement inobservables, la synthèse d'un observateur hybride est une solution efficace. Dans ce contexte, on peut citer les travaux de recherche suivantes [23] [24], [116], [117], [118], [25] [26]. Ceux-ci ont traité le problème de la synthèse des observateurs hybrides .

Afin de mieux comprendre le principe d'une observabilité hybride on va rappeler maintenant les définitions de quelques aspects géométriques.

2.5.2.1 Approches géométriques de l'observabilité hybride

Commençons par la trajectoire de temps hybride. Il est à noter que la synthèse d'un observateur hybride est basée essentiellement sur cette définition.

Définition 19 [60] [41] Une trajectoire de temps hybride est une séquence finie ou infinie d'intervalles de temps $T_N = (I_i)_{i=1}^N$

- $I_i = [t_{i,0}, t_{i,1}[$, pour $1 \leq i < N$.
- $t_{i,1} = t_{i+1,0}$, pour tout $i < N$
- $t_{1,0} = t_{ini}$ et $t_{N,1} = t_{end}$.

De plus, $\langle T_N \rangle$ est définie comme la liste ordonnée de ρ_k associées à T_N (c-à-d $\{\rho_1, \dots, \rho_N\}$ avec ρ_i la valeur de ρ_k durant l'intervalle I_i).

Définition 20 [41] (*Dwell time*) On appelle τ_{ρ_k} le temps de séjour du système dans le

mode ρ_k est l'intervalle de temps défini par :

$$\tau_{\rho_k} = t_{\rho_{k+1}} - t_{\rho_k}$$

2.5.2.2 Observabilité hybride et la $Z(T_N)$ -observabilité

En considérant les approches géométriques déjà définies, dans ce mémoire on a proposé des observateurs hybrides pour une classe de SLC, dont certains comportent des modes de fonctionnement inobservables. Et ceci, en se basant sur le concept de $Z(T_N)$ -observabilité [27], [116].

Définition 21 [116] Une fonction $z = Z(t, x, u) : \mathbb{R}^+ \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^h \rightarrow \mathbb{R}^{n_z}$ est dite $Z(T_N)$ -observable sur $\mathcal{U} \subset \mathbb{R}^+ \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^h$ pour le système (2.17) et est associée à la trajectoire hybride $(T_N$ et $\langle T_N \rangle)$, si pour toutes trajectoires $(t, x^i(t), u^i(t))$, $i = 1, 2$, sur \mathcal{U} , définie sur un intervalle $[t_0, t_N]$, l'égalité, $y^1(t) = y^2(t)$ implique $Z(t, x^1(t), u^1(t)) = Z(t, x^2(t), u^2(t))$, $\forall t \in [t_0, t_N]$.

Définition 22 [116] Considérons une trajectoire de temps hybride T_N et la séquence de commutations $\langle T_N \rangle$ et une fonction continue $Z(t, x(t), u(t))$. Supposons qu'il existe N projections linéaires P_i telles que :

- 1. Pour $1 \leq i \leq N$, $P_i Z(t, x(t), u(t))$ est $Z(T_N)$ -observable dans U pour $t \in [t_i, t_{i+1}]$
- 2. $\text{rang} [P_0^T \dots P_N^T] = \dim(Z) = n_z$
- 3. $\frac{d\bar{P}_i Z(t, x(t), u(t))}{dt} = 0$ pour $t \in [t_i, t_{i+1}]$ avec $\text{rang} [\bar{P}_i^T P_i^T] = n_z$ dans $(R)^{n_z \times n_z}$. \bar{P}_i est le complément de P_i .

Remarque 3 Il faut noter que la troisième condition montre que les états inobservables doivent avoir une dynamique nulle. Cette condition est vérifiée dans certaines applications comme le convertisseur multicellulaire série [118] où les états inobservables sont considérés constants. Toutefois, il y'a des applications où cette condition n'est pas vérifiée [45].

On peut conclure que même si le système (2.17) n'est pas observable au sens classique (c'est à dire qu'il comporte des modes de fonctionnement inobservables), en se basant sur les définitions [19] et [21] une analyse d'observabilité sur une trajectoire hybride est proposée. Par conséquence, on peut estimer l'état continu non pas sur un seul mode mais sur un intervalle de temps incluant N modes de fonctionnement.

Également, il ne faut pas oublier les travaux du [23] et [119] sur l'observabilité hybride d'un système commuté.

Définition 23 [23] Un système (2.17) est dit observable s'il existe une séquence de commutations $\langle T_N \rangle$ telle que l'état initial $x(t_0)$ est déterminé uniquement à partir de l'entrée du système $u_{in}(t)$ et de la sortie $y(t)$ sur la trajectoire hybride T_N .

Définition 24 [23] Un système (2.17) est dit déterminable s'il existe une séquence des commutations $\langle T_N \rangle$ et un instant $t_{o^*} > t_0$ tels que l'état $x(t_{o^*})$ peut être déterminé uniquement par l'entrée du système $u(t)$ et la sortie $y(t)$ sur la trajectoire T_{o^*} .

Définition 25 [119] L'ensemble (ρ_i, u_i, y_i, x_i) sur l'intervalle de temps $[t_0, T^+)$ définit une trajectoire du système. On peut dire que le système (2.17) est $[t_0, T^+)$ -observable si l'égalité $(\rho^1, u^1, y^1) = (\rho^2, u^2, y^2)$ implique que $x^1(t_0) = x^2(t_0)$ (la notation T désigne $(T + \varepsilon)$, $\varepsilon > 0$ est arbitrairement petit).

2.5.2.3 Exemples illustratifs

Exemple 1

Considérons le système linéaire commuté qui comporte les deux sous systèmes suivants :

Pour $q = 1$

$$f_1 = \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -x_1 \\ \dot{x}_3 = -x_3 + 1 \end{cases} \quad (2.19)$$

Pour $q = 2$

$$f_2 = \begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 \\ \dot{x}_2 = -x_2 + 1 \\ \dot{x}_3 = -x_1 \end{cases} \quad (2.20)$$

La sortie des deux sous systèmes est $y = x_1$.

Le système commuté résultant peut être présenté comme suit :

$$f(q) = \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \times (2 - q) + x_3 \times (q - 1) \\ \dot{x}_2 = -x_1 \times (2 - q) - (x_2 - 1) \times (q - 1) \\ \dot{x}_3 = (-x_3 + 1) \times (2 - q) - x_1 \times (q - 1) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2.21)$$

Cherchons la matrice d'observabilité de ce système hybride :

On a :

$$y = x_1$$

$$\dot{y} = x_2 \times (2 - q) + x_3 \times (q - 1)$$

$$\ddot{y} = -[(2 - q)^2 + (q - 1)^2] \times x_1 - [(2 - q) \times (q - 1)] \times x_2 - [(2 - q) \times (q - 1)] \times x_3 + \dot{q} \times (x_3 - x_2)$$

$$dO(3) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 2 - q & q - 1 \\ -[(2 - q)^2 + (q - 1)^2] & -[(2 - q) \times (q - 1)] & -[(2 - q) \times (q - 1)] \end{pmatrix}$$

On remarque que le sous système 1 (pour $q = 1$) est non observable en x_3 et le sous système 2 (pour $q = 2$) est non observable en x_2 .

Cependant, d'après les définitions [19] et [21], on peut dire que la variable x_3 est observable au sens hybride si au moins la trajectoire du temps hybride contient un mode avec $q = 2$, et la variable x_2 est observable au sens hybride si au moins la trajectoire de temps hybride contient un mode avec $q = 1$.

Par conséquent, on a proposé un observateur hybride, il est caractérisé par 2 modes de fonctionnement. Le premier rôle de l'observateur est l'observation des états du système en appliquant un observateur à mode glissant, et le second objectif de l'observateur est l'estimation des variables d'états non observables par la connaissances de leur dynamique réel [120].

$$\hat{f}(q, \hat{x}) = \begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2(2 - q) + \hat{x}_3(q - 1) - k_1 \text{sign}(\hat{x}_1 - x_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\hat{x}_1(2 - q) + (-\hat{x}_2 + 1)(q - 1) - (\mathbf{2} - \mathbf{q}) k_2 \text{sign}(\hat{x}_1 - x_1) \\ \dot{\hat{x}}_3 = (-\hat{x}_3 + 1)(2 - q) - \hat{x}_1(q - 1) - (\mathbf{q} - \mathbf{1}) k_3 \text{sign}(\hat{x}_1 - x_1) \end{cases} \quad (2.22)$$

Avec $x_1(0) = 0.6$, $x_2(0) = 0.1$ et $x_3(0) = 0.1$; $k_1 = 0.2$, $k_2 = 0.1$ et $k_3 = 0.1$.

Résultats des simulations

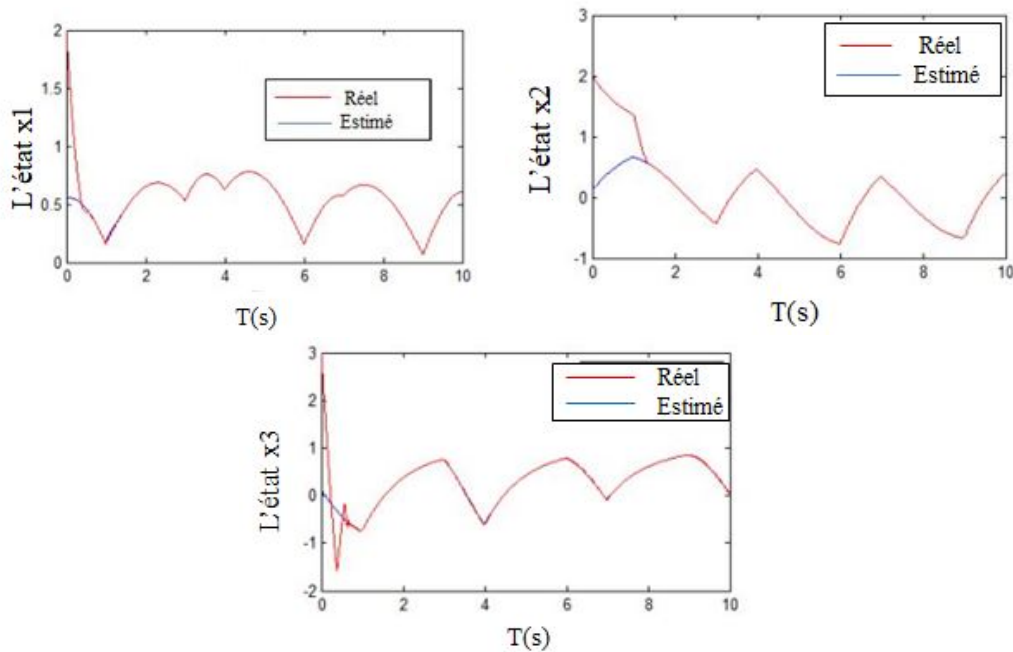


Figure 2.2 – Les états x_1, x_2 et x_3 ses estimations

En se basant sur la structure hybride de cet observateur (2.22), on peut reconstruire le vecteur d'état $X = [x_1, x_2, x_3]^T$, ce qui est bien souligné par la figure (2.2) dont le vecteur $\hat{X} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3]^T$ converge vers le vecteur $X = [x_1, x_2, x_3]$ en temps fini.

Les résultats de simulations ont montré les bonnes performances de l'observateur hybride et la convergence en un temps fini vers les variables réelles du système, mais il faut mentionné que cet observateur ne tient pas compte de l'observation de l'état discret $q(t)$ en supposant que le sous système actif est connue à chaque instant du temps c'est à dire l'état $q(t)$ est connue.

Exemple 2 : Convertisseur Boost Entrelacé

On considère le convertisseur Boost entrelacé comme schématisé dans la figure ci-dessous, où V_{in} est la tension d'entrée, L_1 et L_2 sont des inductances magnétiques, $Q1$ et $Q2$ sont des interrupteurs, D_1 et D_2 sont deux diodes, C est un condensateur de sortie et R est une résistance. Généralement pour la modélisation du circuit, la tension du condensateur et les courant des inductances sont considérés comme les variables d'état :

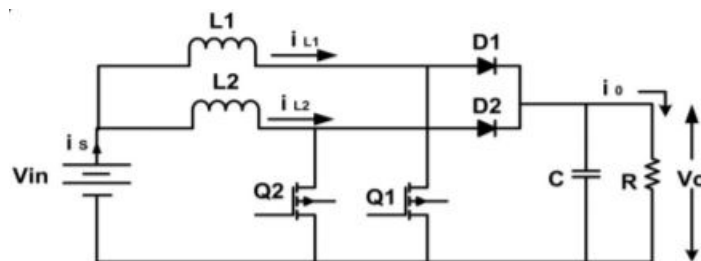


Figure 2.3 – Boost entrelacé

Supposant que le rapport cyclique α est fixé à 0.5, ainsi ce convertisseur peut fonctionner selon deux modes

Pour $Q1$ est fermé et $Q2$ est ouvert on a :

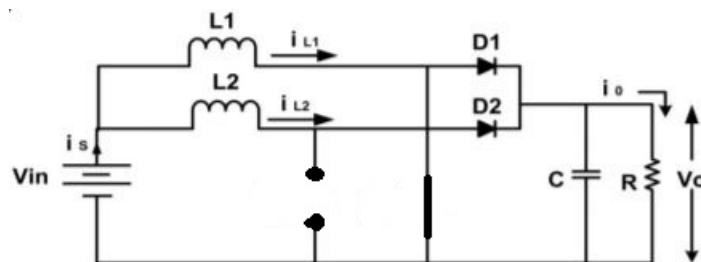


Figure 2.4 – Boost entrelacé en mode 1

$$f_1 \begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{L_1} V_{in} \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{L_2} V_{in} - \frac{1}{L_2} x_3 \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{C} x_2 - \frac{1}{RC} x_3 \end{cases}$$

Pour $Q1$ est ouvert et $Q2$ est fermé on a :

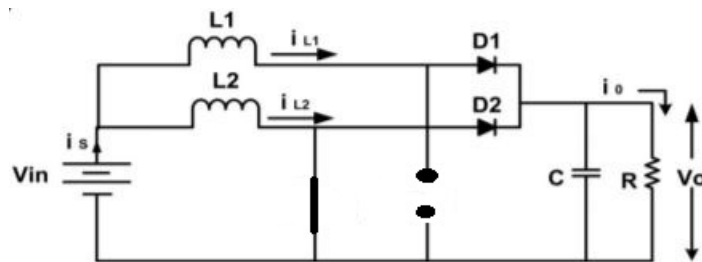


Figure 2.5 – Boost entrelacé en mode 2

$$f_2 \begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{L_1} V_{in} - \frac{1}{L_1} x_3 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{L_2} V_{in} \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_3 \end{cases}$$

Le modèle hybride associé est :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-q_1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1-q_2}{L_2} \\ \frac{1-q_2}{C} & \frac{1-q_1}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \\ \quad + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}^T V_{in} \\ y = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T = V_o \end{cases} \quad (2.23)$$

Analyse d'observabilité

Considérant la matrice d'observabilité basée sur q_1 et q_2 de ce système hybride :

$$\begin{aligned} y &= x_3 \\ \dot{y} = \dot{x}_3 &= \frac{1}{C} (1 - q_1) x_1 + \frac{1}{C} (1 - q_2) x_2 - \frac{1}{RC} x_3 \\ \ddot{y} = \ddot{x}_3 &= -\frac{1}{RC^2} (1 - q_1) x_1 - \frac{1}{RC^2} (1 - q_2) x_2 \\ &\quad - \left(\frac{1}{L_1 C} (1 - q_1)^2 + \frac{1}{L_2 C} (1 - q_2)^2 \right) x_3 \end{aligned} \quad (2.24)$$

⇒

$$dO(3) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ a & b & c \\ d & e & f \end{bmatrix}$$

Tel que :

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{1}{C} (1 - q_1) \\
 b &= \frac{1}{C} (1 - q_2) \\
 c &= -\frac{1}{RC} \\
 d &= -\frac{1}{RC^2} (1 - q_1) \\
 e &= -\frac{1}{RC^2} (1 - q_2) \\
 f &= -\left(\frac{1}{L_1 C} (1 - q_1)^2 + \frac{1}{L_2 C} (1 - q_2)^2 \right)
 \end{aligned}$$

Pour $q_1 = 1$:

$$\left\{ a = d = \frac{1}{C} (1 - q_1) = 0 \right\}$$

Donc x_1 est inobservable.

Pour $q_2 = 1$:

$$\left\{ b = e = \frac{1}{C} (1 - q_2) = 0 \right\}$$

Donc x_2 est inobservable.

D'après les définitions [19](#) et [21](#), on peut dire que l'état x_1 est observable au sens hybride si la trajectoire du temps hybride contient un mode avec $q_1 = 0$. La même chose pour l'état x_2 est observable au sens hybride si la trajectoire du temps hybride contient un mode avec $q_2 = 0$.

Un observateur hybride est synthétisé il est caractérisé par deux modes de fonctionnement couplés. La première phase est l'observation des états du système en utilisant l'observateur par mode glissant, et la deuxième tâche est l'estimation des états qui ne sont pas observables en connaissant leur dynamique réel, pour plus de détails voir [121](#).

L'observateur est conçu comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-q_1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1-q_2}{L_2} \\ \frac{1-q_2}{C} & \frac{1-q_1}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} + \begin{bmatrix} (1 - q_1)k_1 \text{sign}(e) \\ (1 - q_2)k_2 \text{sign}(e) \\ k_3 \text{sign}(e) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Tel que $e = x_3 - \hat{x}_3$. Et, $x_1(0) = 2$, $x_2(0) = 2.5$ et $x_3(0) = 12$; $k_1 = 0.2$ $k_2 = 0.1$ et $k_3 = 0.1$

Résultats des simulation

L'observateur hybride a été testé sur le modèle du boost entrelacé en simulation en utilisant l'environnement *MATLAB SIMILINKTM*. Le modèle d'observateur est

Tableau 2.1 – Paramètres du convertisseur Boost entrelacé

Paramètres	Valeurs
L_1	$72 \cdot 10^{-6} H$
L_2	$72 \cdot 10^{-6} H$
C	$217 \cdot 10^{-6} F$
R	23Ω
V_{in}	$25 V$

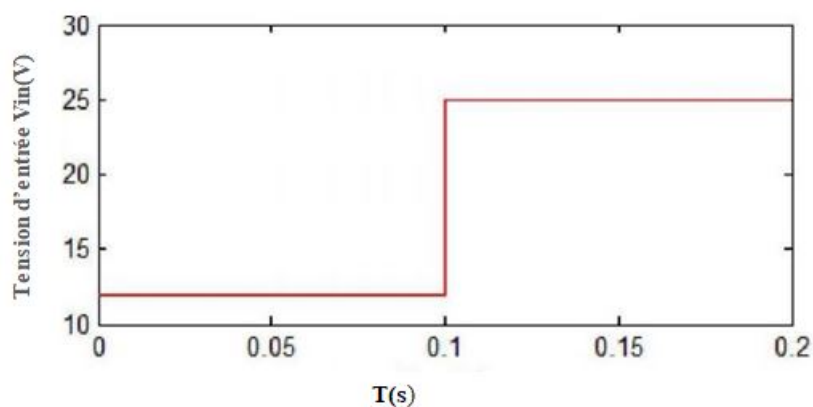


Figure 2.6 – Tension d'entrée

implémenté en boucle ouverte avec un pas de calcul égal à $10^{-7}s$ et une fréquence de commutation égale à $20kHz$.

Les paramètres du circuit sont donnés dans le tableau suivant. Afin de montrer la robustesse de cette observateur, on l'a simulé sous la variation de tension d'entrée comme dessiné par la figure 2.6. D'après ces résultats de simulation on peut déduire la convergence en temps fini et la robustesse de l'observateur hybride 2.25, ainsi même si une variable n'est pas observable dans un mode particulier du système à commutation elle peut être observable au sens hybride.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre l'observabilité des systèmes linéaires, non linéaires et hybrides a été introduite. Un rappel sur la notion d'observabilité et le principe d'estimation d'état a été présenté. Ensuite, on a donné des exemples d'observateurs linéaires et non linéaires. Les principaux concepts d'observabilité des SLC ont été montrés. Ainsi, deux approches ont été adoptés pour étudier l'observabilité de cette classe des SDH. Il y' a l'observabilité au sens classique qui consiste à vérifier la condition du rang de la matrice d'observabilité

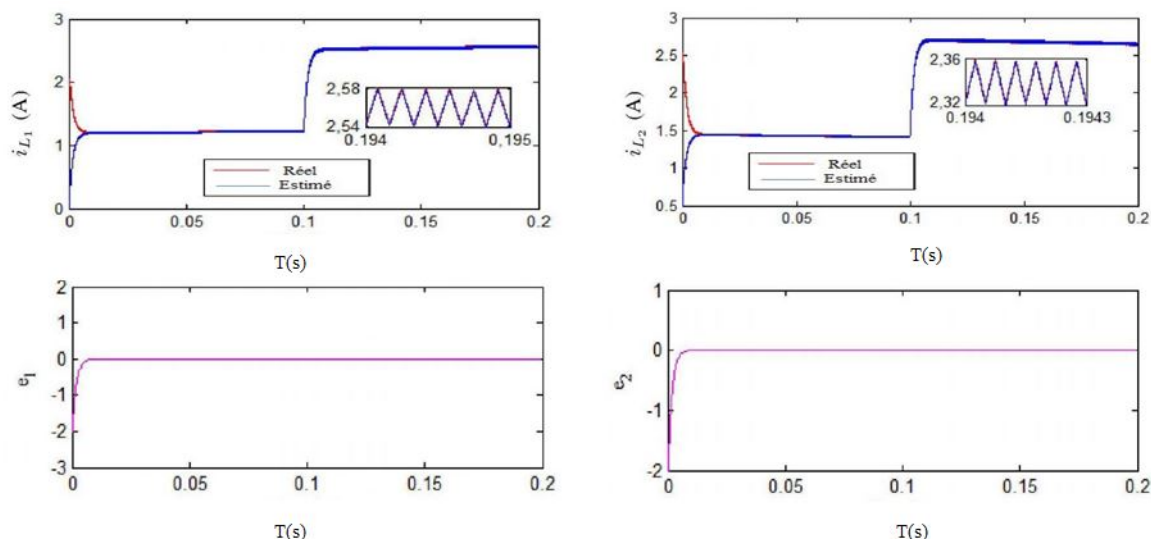


Figure 2.7 – Les courants réels et estimés et leur erreurs d’observation

pour chaque mode (sous système). Cependant, quand les modes ne sont pas observables au sens classique, un observateur hybride peut être conçu qui dépend de la trajectoire de temps hybride. On a clôturé ce chapitre par l’étude de deux exemples de systèmes linéaires à commutation qui ne sont pas observables au sens classique, tel que deux observateurs hybrides ont été conçus tout en respectant les définitions de temps de trajectoire hybride et le $Z(T_N)$ -observabilité. Par ailleurs, dans ce chapitre nous avons considéré que l’état discret est connu et donc seulement le problème d’observabilité des états continus a été étudié. Le problème d’observabilité des SLC quand l’état discret est aussi inconnu a été traité dans le chapitre suivant, où elle a été considérée comme un problème d’inversion à gauche.

Chapitre 3

Contribution sur l'inversion à gauche des systèmes linéaires à commutation

3.1 Introduction

Ce chapitre aborde le problème d'inversion à gauche pour les SLC. En faite, ce problème est dans la même veine que l'inversion à gauche classique adressée pour les systèmes non commutés, où l'état et l'entrée inconnus peuvent être récupérés [122], [123] [124]. Au cours des cinq dernières décennies, la méthode d'inversion à gauche pour les systèmes dynamiques a été largement étudiée. Dans un premier temps, Brockett et Mesarovic ont examiné ce problème dans [125]. Ensuite, la construction du système inverse et du critère algébrique d'inversion pour un système linéaire est faite par Silverman [126]. Dans le cas des systèmes non linéaires, ce problème a été étudié en [124] pour les systèmes SISO (Single Input Single Output) et a été adressé dans [127] pour les systèmes MIMO (Multi Input Multi Output). Ainsi, l'algorithme du Silverman synthétisé pour les systèmes linéaires a été modifié par Singh dans [128] pour l'appliquer pour une grande classe de systèmes. En ce qui concerne les SLC, le problème d'inversion à gauche a été introduit par [116] [129] dans le cas d'une dynamique continue. Dans le cas des SLC discrets, cette méthode a été discutée dans [130], où les auteurs ont considéré que la séquence de commutation est connue et ils ont trouvé l'entrée correspondante. En outre, dans [131], une approche basée sur l'observateur de Luenberger et un observateur par mode glissant d'ordre supérieure a été proposée mais le mode de fonctionnement est supposé connu. Dans ce contexte ce chapitre propose la méthode d'inversion à gauche pour les SLC où le signal de commutation est défini comme étant la commande inconnue du système. Ainsi, notre objectif est l'identification du signal de commutation à partir de la connaissance de l'ensemble d'observations (Les sorties mesurées et ses dérivées). Un exemple illustratif de la méthode d'inversion à gauche d'un SLC sera présenté.

3.2 Présentation de problème

Le problème adressé dans ce chapitre peut être représenté par la figure 3.1. En effet, la reconstruction de l'état discret d'un système linéaire commuté est notre objectif. Vu que cet état est considéré comme le signal de commande du système commuté, pour l'identifier on fait un appel à la méthode d'inversion à gauche. D'après la figure 3.1, on a comme entrée connue V_{in} et une entrée inconnue le signal de commutation q . La méthode d'inversion à gauche consiste à utiliser la sortie y pour reconstruire \hat{q} . Un observateur hybride après est ensuite synthétisé pour reconstruire \hat{x} . Il s'agit donc de fournir une estimation du vecteur d'état $[x(t), q(t)]$.

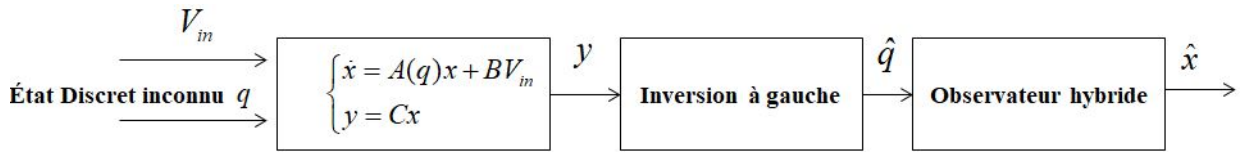


Figure 3.1 – Principe d'estimation d'état discret et continu d'un SLC

3.2.1 Inversion à gauche des SLC

Les méthodes d'inversion à gauches peuvent être étendus pour les SLC afin de reconstruire le signal de commutation en le définissant comme la commande du système commuté. Dans ce contexte, Linh Vu et Daniel Liberzon [68] ont adressé la problème d'inversion à gauche pour les SLC où il ont défini les conditions nécessaires pour reconstruire le signal de commutation et l'entrée d'un SLC en utilisant la sortie et ses dérivées et la connaissance de l'état initiale x_0 . Dans ce travail le problème d'inversion à gauche adressé consiste à reconstruire le signal de commutation et l'entrée d'un système commuté en utilisant uniquement la sortie et ses dérivés. On présente quelques définitions d'inversion d'un SLC.

On considère le système linéaire à commutation suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_\rho x(t) + B_\rho u(t) \\ y(t) &= C_\rho x(t) + D_\rho u(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Définition 26 [68] On considère la fonction :

$$H_{x_0} : S \times U \rightarrow Y$$

Tel que S est l'ensemble de tout les signaux de commutation, U l'ensemble d'entrées et Y est l'ensemble des sorties. Le domaine de définition de Y , S et U est le même, il peut

être $[0, \infty)$. On dit que H_{x_0} est inversible en y .

Si :

$$H_{x_0}(\rho_1, u_1) = H_{x_0}(\rho_2, u_2) = y$$

implique

$$\rho_1 = \rho_2, u_1 = u_2$$

Définition 27 [68] La fonction H_{x_0} est inversible en Y si elle est inversible en tout $y \in Y$.

Dans ce mémoire, l'inversion à gauche est étudiée en utilisant le concept $Z(T_N)$ –observabilité [116] [27]. Ainsi, le signal de commutation est récupéré en tant qu'entrée $u(t)$.

Donnant la définition d'inversion à gauche selon le concept du $Z(T_N)$ –observabilité.

Définition 28 Considérons le système (3.1), la variable $z = Z(t, x, \rho, u(t))$ est inversible en respectant la trajectoire de temps hybride T_N et $\langle TN \rangle$, si pour toutes trajectoires $(t, x_1, \rho_1, u_1(t))$ et $(t, x_2, \rho_2, u_2(t))$ sont définies dans $[t_{ini} t_{end}]$.

$$h(t, x_1, \rho_1, u_1(t)) = h(t, x_1, \rho_2, u_2(t))$$

\Rightarrow

$$Z(t, x_1, \rho_1, u_1(t)) = Z(t, x_2, \rho_2, u_2(t))$$

.

3.2.2 Inversion à gauche d'un SLC : Étude d'un exemple

Le système SLC (2.21) (présenté dans le chapitre 2) a été traité de nouveau mais cette fois l'état discret $q(t)$ est considéré comme une variable inconnue [120]. Ainsi notre but est d'identifier cet état et puis de reconstruire le vecteur des états continus.

Rappelons les deux sous systèmes du SLC le (2.19) et le (2.20) :

Pour $q = 1$

$$f_1 = \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -x_1 \\ \dot{x}_3 = -x_3 + 1 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.2)$$

Pour $q = 2$

$$f_2 = \begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 \\ \dot{x}_2 = -x_2 + 1 \\ \dot{x}_3 = -x_1 \end{cases} \quad (3.3)$$

$$y = x_1$$

Calculons les dérivés successives de la sortie pour chaque sous système :

$$\text{Mode 1} \begin{cases} y = x_1 \\ \dot{y} = x_2 \\ \ddot{y} = -x_1 \end{cases} \quad \text{Mode 2} \begin{cases} y = x_1 \\ \dot{y} = x_3 \\ \ddot{y} = -x_1 \end{cases}$$

$$\Rightarrow \ddot{y}_{\text{Mode 1}} = \ddot{y}_{\text{Mode 2}} = -y$$

On remarque que \ddot{y} est équivalente pour les 2 sous systèmes $\ddot{y} = x_1$. Par conséquence, on peut conclure que notre système est symétrique, ainsi on ne peut pas identifier quel est le sous système actif c'est à dire qu'on ne peut pas identifier l'état discret $q(t)$.

Afin de surmonter ce problème, on a modifié dans la variation de l'état x_3

Donnons les deux nouveaux sous systèmes :

Pour $q = 1$

$$f_{11} = \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -x_1 \\ \dot{x}_3 = -x_3 + 1 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.4)$$

Pour $q = 2$

$$f_{22} = \begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 \\ \dot{x}_2 = -x_2 + 1 \\ \dot{x}_3 = -2x_1 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.5)$$

Le nouveau système commuté devient :

$$f(x, q) = \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \times (2 - q) + x_3 \times (q - 1) \\ \dot{x}_2 = -x_1 \times (2 - q) - (x_2 - 1) \times (q - 1) \\ \dot{x}_3 = (-x_3 + 1) \times (2 - q) - 2x_1 \times (q - 1) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.6)$$

En calculant les dérivés successives de la sortie y , on obtient :

Pour $q = 1$:

$$\ddot{y} = -y$$

Pour $q = 2$:

$$\ddot{y} = -2y$$

Le problème de symétrie est résolu, donc on peut distinguer entre les deux sous systèmes. Maintenant, on veut savoir lequel sous système est actif à un instant t donnée.

Pour cette raison, on calcule les résidus suivants :

$$R_1 = \ddot{y} + y$$

Et

$$R_2 = \ddot{y} + 2y$$

Le résidu le plus petit correspond au sous système actif.

Donc, nous avons besoin d'un observateur pour estimer la variable \ddot{y} et puis calculer le deux résidus R_1 et R_2 .

On utilise l'observateur homogène en temps fini [29].

Posons :

$$y = z_1$$

$$\dot{y} = z_2$$

$$\ddot{y} = z_3$$

L'observateur conçu est comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_1 &= z_2 - M_1 |z_1 - \hat{z}_1|^\alpha \text{sign}(z_1 - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{z}}_2 &= \hat{z}_3 - M_2 |z_1 - \hat{z}_1|^{2\alpha-1} \text{sign}(z_1 - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{z}}_3 &= f(z_1, z_2, z_3, q) - M_3 |z_1 - \hat{z}_1|^{3\alpha-2} \text{sign}(z_1 - \hat{z}_1) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Après l'estimation de l'état discret \hat{q} , un observateur hybride est synthétisé pour reconstruire le vecteur des états continus \hat{x} , cet observateur a comme entrée \hat{q} . La synthèse de cet observateur est expliquée dans le chapitre précédent pour le cas où q est connu.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2(2 - \hat{q}) + \hat{x}_3(\hat{q} - 1) - k_1 \text{sign}(\hat{x}_1 - x_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\hat{x}_1(2 - \hat{q}) + (-\hat{x}_2 + 1)(\hat{q} - 1) - (2 - \hat{q}) k_2 \text{sign}(\hat{x}_1 - x_1) \\ \dot{\hat{x}}_3 = (-\hat{x}_3 + 1)(2 - \hat{q}) - 2\hat{x}_1(\hat{q} - 1) - (\hat{q} - 1) k_3 \text{sign}(\hat{x}_1 - x_1) \end{cases} \quad (3.8)$$

Une structure d'observateur hybride est synthétisé pour identifier l'ensemble (\hat{q}, \hat{x}) . Un algorithme présenté par la figure [3.2] décrit les différentes étapes de cette structure d'observateur hybride.

3.2.3 Résultats des simulations

La structure d'observateur hybride donnée par la figure [3.2] a été testée sous l'environnement MATLAB SIMULINK, tel que $\alpha = 0.6$, $x_1(0) = 0.6$, $x_2(0) = 0.1$ et $x_3(0) = 0.1$; $k_1 = 0.2$, $k_2 = 0.1$ et $k_3 = 0.1$. On peut remarquer par la figure [3.3] que

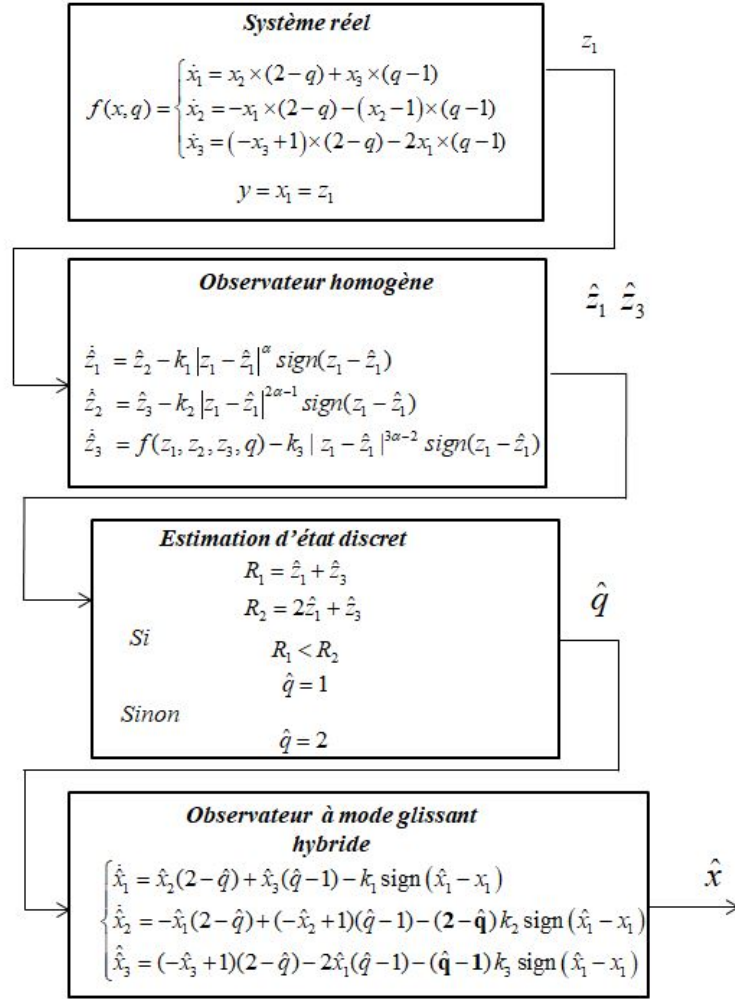
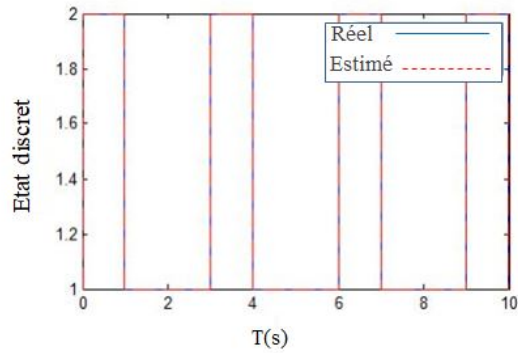
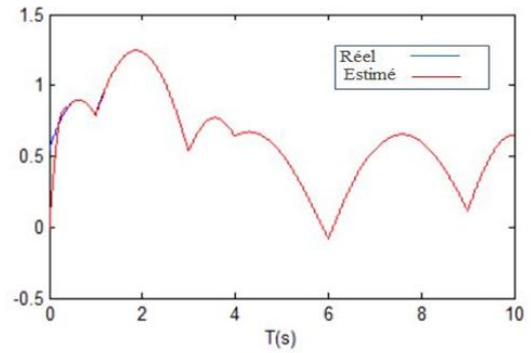


Figure 3.2 – Structure d'observateur hybride pour estimer les états continus et discret du système (3.6)

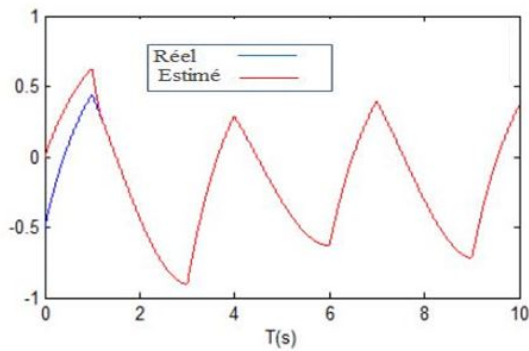
l'état discret \hat{q} tends vers l'état discret réel du système (3.6) en un temps finie. Les états continus ensuite ont été récupérés par l'observateur par mode glissant hybride (3.7). On note que, les états estimés $\hat{x} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3]$ convergent vers $x = [x_1, x_2, x_3]$ en un temps fini vers les états réels.



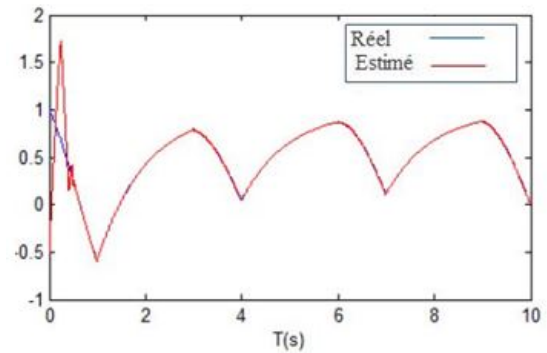
(a) L'état discret et son estimation



(b) L'état continu x_1 et son estimation



(c) L'état continu x_2 et son estimation



(d) L'état continu x_3 et son estimation

Figure 3.3 – Estimation des états continus et discret

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a adressé la problème d'inversion à gauche pour les SLC. Ce problème consiste à reconstruire le signal d'entrée et le signal de commutation uniquement à partir de la sortie et ses dérivés. Des conditions nécessaire et suffisantes pour l'inversion des systèmes linéaires commutés sont données. A la fin de ce chapitre, une application de la méthode d'inversion à gauche pour les SLC est faite.

Chapitre 4

Cas d'étude : Le SEPIC dédié aux énergies renouvelables

Sommaire

4.1 Introduction	54
4.2 Modélisation	55
4.2.1 Définitions introductives	55
4.2.2 Modélisation du générateur PV	56
4.2.3 Caractéristique d'un module photovoltaïque	58
4.2.3.1 Influence d'irradiation	58
4.2.3.2 Influence de la température	59
4.2.4 Modélisation et propriétés structurelles du convertisseur SEPIC	59
4.2.4.1 Topologie du convertisseur SEPIC	59
4.2.4.2 Principe du fonctionnement du convertisseur SEPIC	60
4.2.4.3 Relation entre V_{in} et V_{out} pour le SEPIC en régime établi	61
4.2.4.4 Représentation d'état hybride du convertisseur SEPIC	63
4.3 Estimation des états continus du convertisseur SEPIC : état discret connu	65
4.3.1 Analyse d'observabilité du convertisseur SEPIC	66
4.3.2 Observateur homogène	67
4.3.3 Homogénéité et convergence en temps fini	68
4.3.4 Synthèse d'un observateur hybride	69
4.3.5 Résultats de simulations	71
4.4 Inversion à gauche appliquée au convertisseur SEPIC : état discret inconnu	72
4.4.1 Identification d'état discret $q(t)$	73

4.4.2 Synthèse d'un observateur de type Luenberger Hybride	74
4.4.2.1 Étude d'observabilité	74
4.4.3 Résultats des simulations	75
4.5 Inversion à gauche appliquée au panneau photovoltaïque et	
au SEPIC	75
4.5.1 Algorithmes MPPT	77
4.5.1.1 Algorithme Perturb and Observer	77
4.5.1.2 Algorithme Incrément de la conductance	78
4.5.1.3 Algorithme à base de la mesure d'une Fraction de la	
tension V_{oc}	79
4.5.1.4 Algorithme à base de la mesure d'une Fraction de	
courant I_{cc}	79
4.5.2 Commande P&O basée sur l'observateur	79
4.5.3 Problème d'inversion à gauche pour un système PV	81
4.5.4 Résultats des simulations	83
4.6 CONCLUSIONS	84

4.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter notre cas d'étude, ceci nous permettra de proposer des méthodes de synthèse d'observateurs hybrides, ces derniers seront évalués à l'aide du logiciel Matlab simulink. Ce chapitre est subdivisé comme suit : La section [4.2](#) est consacré à la modélisation du système photovoltaïque (Générateur photovoltaïque + convertisseur SEPIC), en présentant les caractéristiques d'un panneau solaire et les différentes propriétés structurelles du convertisseur SEPIC. Dans la section [4.3](#), un observateur hybride est synthétisé pour reconstruire les états continus du convertisseur SEPIC, telle que la notion d'observabilité adoptée est reliée au concept du $Z(TN)$ -Observabilité [\[116\]](#). En effet, ce concept prend en compte l'observabilité partielle de ce convertisseur, en respectant le temps de trajectoire hybride. Par contre, ce concept doit être modifié quand le signal de commutation est traité comme une entrée inconnue (c.à.d l'état discret du convertisseur SEPIC est inconnu), ainsi la reconstruction de l'état discret "q" et de l'état continu est désirée. Ceci sera étudié dans la section [4.4](#) en appliquant la méthode d'inversion à gauche. Une des solutions efficaces pour l'inversion à gauche est le différenciateur de Levant (1998), en raison de sa robustesse et de sa convergence en temps fini. Mais, il génère une déviation énorme à chaque changement d'état discret, pour cette raison on ne peut pas utiliser directement ce différenciateur dans notre cas. Ainsi, une structure d'observateur de type Luenberger hybride a été conçu pour reconstruire le signal

de commutation tout d'abord puis les états continus. Dans la section [4.5](#), un algorithme (*P&O*) sans capteur de tension a été élaboré, ceci en se basant sur le concept d'inversion à gauche. De ce fait, la tension du panneau sera reconstruite, en utilisant un observateur par mode glissant d'ordre supérieure couplé avec un estimateur. Les avantages de ce travail est la simplicité "hardware" pour l'implémentation de l'algorithme *MPPT (P&O)*, et la réduction des couts de réalisation du circuit en minimisant le nombre de capteurs nécessaires.

En fin ce chapitre sera clôturé par une conclusion.

4.2 Modélisation

4.2.1 Définitions introductives

- **Ensoleillement** : L'irradiation correspond au rayonnement solaire émis sur un plan à un moment donné. Elle s'exprime en $Watt/m^2$, l'irradiation atteint sa valeur maximale au midi solaire. Il existe plusieurs types de capteurs permettant de mesurer le rayonnement solaire comme : les pyranomètres, les pyréliomètres, les héliographes.
- **Énergie solaire photovoltaïque** :
L' énergie solaire photovoltaïque se produit par une transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue à travers une cellule dite photovoltaïque, basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à produire un courant continue, lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière.
- **Cellule Photovoltaïque** : Par définition, une cellule photovoltaïque est une diode constituée d'un matériau semi-conducteur absorbant l'énergie lumineuse et la transformant directement en courant électrique. Le principe de fonctionnement de cette cellule fait appel aux propriétés d'absorption du rayonnement lumineux par des matériaux semi-conducteurs. Généralement, il existe trois modèles de cellules *PV* : Le modèle idéal, le modèle avec résistance série et le dernier modèle avec résistance parallèle et série (R_s, R_p). Un courant I_{ph} est produit celui ci dépend de l'irradiation incidente " G ", il traverse la diode comme montré dans la figure [4.1](#). Le courant photovoltaïque I_{pv} résultant est la différence entre I_{ph} et I_d qui est réduite par les résistance R_s et R_p .
- **Module Photovoltaïque** : Un module Photovoltaïque se compose des cellules solaires regroupées en série. Généralement, le nombre des cellules d'un module *PV* standard est de 36 ou 72 cellules. Cependant, il peut varier en fonction des

applications spécifiques (des modules PV avec 40, 54, 60 ou même 92 cellules peuvent être trouvés).

- **Champ Photovoltaïque** : Le champ Photovoltaïque (centrale Photovoltaïque) il est composé de plusieurs modules PV reliés entre eux en série ou en parallèles.
- **Système Photovoltaïque autonome** : Les systèmes autonomes dépendent uniquement de l'énergie solaire pour répondre à la demande d'électricité. Ils comportent des batteries, qui emmagasinent l'énergie produite par les modules photovoltaïques au cours de la journée. Ces batteries servent la nuit ou lors des périodes où le rayonnement solaire est insuffisant.

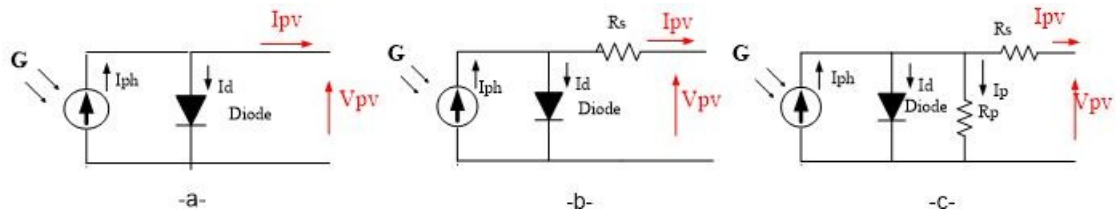


Figure 4.1 – Différents modèles d'une cellule PV

a-Modèle idéal

b-Modèle pratique avec résistance série

c-Modèle pratique avec résistances série et parallèle

4.2.2 Modélisation du générateur PV

Revenons du circuit de la cellule PV représenté par la figure [4.1](#)

En appliquant la loi de Kirchoff :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - I_p \quad (4.1)$$

Connaissant l'équation de la diode suivante :

$$I_d = I_s \left(\exp \left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{N_s A V_T} \right) - 1 \right) \quad (4.2)$$

On peut déduire le courant fourni par la cellule :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left(\exp \left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{N_s A V_T} \right) - 1 \right) - \frac{(V_{pv} + R_s I_{pv})}{R_p} \quad (4.3)$$

La tension thermique V_T est définie par l'expression suivante

$$V_T = \frac{KT_c}{q} \quad (4.4)$$

Posons :

$$a = \frac{N_s A K T_c}{q} = N_s A V_T$$

Ce terme est inversement proportionnel avec la température par conséquent, il varie avec la variation des conditions climatiques.

Pour les courants I_{ph} et I_s , on peut détailler leur expressions comme suit :

I_{ph} : On considère le courant de sortie du panneau I_{pv} au Condition du Test Standard (CTS)

$$I_{pv,ref} = I_{ph,ref} - I_{s,ref} \left(\exp \left(\frac{V_{pv}}{a_{ref}} \right) - 1 \right) \quad (4.5)$$

Cette equation nous permet de quantifier le courant $I_{ph,ref}$ quand la cellule est court-circuité :

$$I_{pv,CTS} = I_{ph,ref} - I_{s,ref} \left(\exp \left(\frac{V_{pv}}{a_{ref}} \right) - 1 \right) \quad (4.6)$$

$$I_{cc,ref} = I_{ph,ref} - I_{s,ref} \left(\exp \left(\frac{0}{a_{ref}} \right) - 1 \right) = I_{ph,ref} \quad (4.7)$$

Mais cette equation est valide uniquement dans le cas 1, mais on peut déduire que :

$$I_{ph,ref} \simeq I_{cc,ref} \quad (4.8)$$

Le photo courant dépend de l'irradiation et de la température :

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} (I_{ph,ref} + \xi_{cs} \cdot \Delta T) \quad (4.9)$$

Le courant de saturation de la diode I_s : La résistance de shunt R_P est généralement considérée très grande, c'est pour cette raison que l'on peut éliminer le dernier terme de la relation [4.3](#) afin de calculer I_s . En appliquant l'équation [4.3](#) aux trois points les plus remarquables en CTS : la tension en circuit ouvert ($I = 0, V = V_{oc}$), le courant de court-circuit ($V = 0, I = I_{cc,cts}$), la tension (V_{mp}) et le courant (I_{mp}) à la puissance maximale, les équations suivantes peuvent être écrites.

$$I_{cc,ref} = I_{ph,ref} - I_{s,ref} \left(\exp \left(\frac{I_{cc} \cdot R_s}{a_{ref}} \right) - 1 \right) \quad (4.10)$$

$$0 = I_{ph,ref} - I_{s,ref} \left(\exp \left(\frac{V_{oc}}{a_{ref}} \right) - 1 \right) \quad (4.11)$$

$$I_{pm,ref} = I_{ph,ref} - I_s \left(\exp \left(\frac{V_{pm} + I_{pm,ref} \cdot R_s}{a_{ref}} \right) - 1 \right) \quad (4.12)$$

On peut négliger le terme (-1) puisqu'il est très petit devant le terme exponentiel.

Selon l'équation [4.8](#) et par substitution de ($I_{ph,ref}$) dans l'équation [4.11](#), on obtient :

$$0 \simeq I_{cc,ref} - I_{s,ref} \exp \left(\frac{V_{oc}}{a_{ref}} \right) \quad (4.13)$$

Par conséquent :

$$I_{s,ref} = I_{cc,ref} \exp\left(\frac{-V_{oc}}{a_{ref}}\right) \quad (4.14)$$

$$I_s = I_{s,ref} \left(\frac{T_C}{T_{C,ref}}\right)^3 \exp\left(\frac{q\beta_G}{A.k} \left(\frac{1}{T_{C,ref}} - \frac{1}{T_C}\right)\right) \quad (4.15)$$

4.2.3 Caractéristique d'un module photovoltaïque

D'après les caractéristiques représentés par les figures 4.2 et 4.3, il y a généralement un point unique sur la courbe $I(V)$ ou $P(V)$, qu'on appelle souvent : Le point de puissance maximale (PPM), à laquelle le système photovoltaïque fonctionne avec un rendement maximum et produit une puissance de sortie maximale.

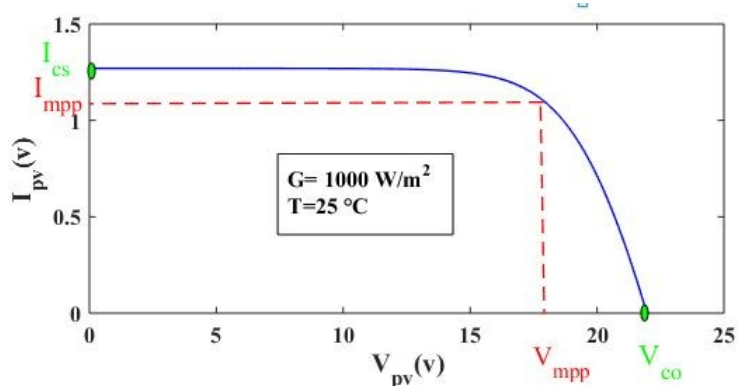


Figure 4.2 – Caractéristique d'un module photovoltaïque $I_{pv}(V_{pv})$

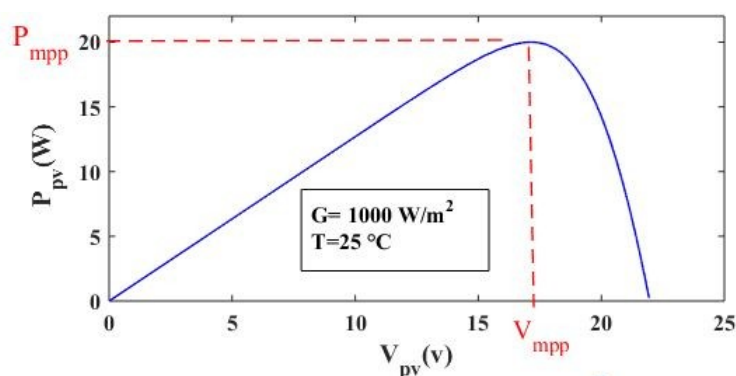


Figure 4.3 – Caractéristique d'un module photovoltaïque $P_{pv}(V_{pv})$

4.2.3.1 Influence d'irradiation

La puissance et le courant d'un module PV varient avec l'ensoleillement G , ceci est bien montré dans la figure 1.4, en prenant des valeurs différents d'irradiations 700 à 1000 (W/m^2) et à une température constante (25°C). La puissance augmente avec l'ensoleillement. L'augmentation du flux lumineux fait accroître le courant de court-circuit

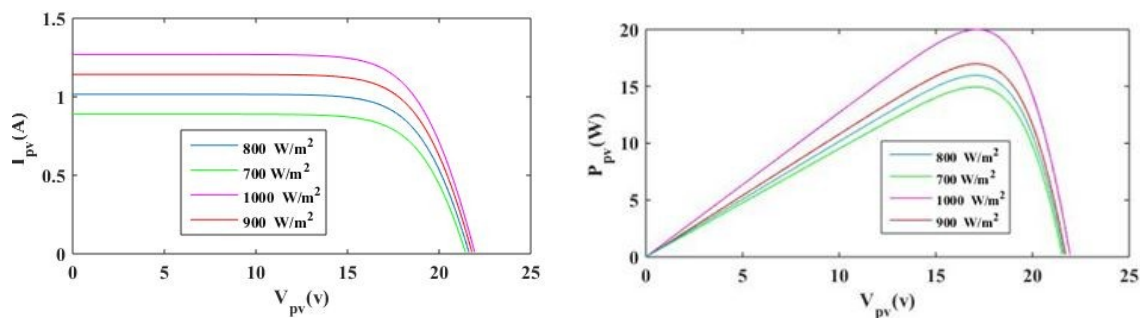


Figure 4.4 – Influence d'irradiation sur les deux caractéristiques P_{pv} et V_{pv}

(I_{sc}), ainsi que la tension en circuit ouvert (V_{oc}). De même pour la puissance elle varie avec l'irradiation.

4.2.3.2 Influence de la température

La température a également une influence importante sur la caractéristique $I(V)$ du générateur PV . L'augmentation de la température entraîne une diminution nette de la tension en circuit ouvert (V_{oc}), ainsi qu'une diminution de la puissance maximale, ceci est bien montré dans la figure 1.5, en prenant des valeurs différentes des températures ($-25^{\circ} C$ à $75^{\circ} C$) et à une irradiation constante ($1000 W/m^2$).

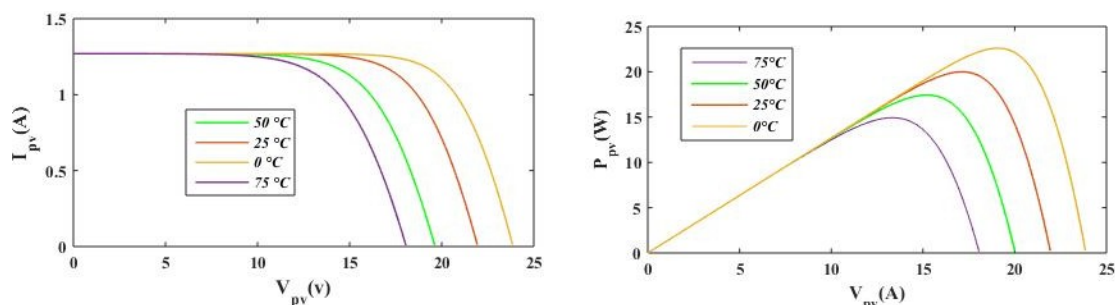


Figure 4.5 – Influence de température sur les deux caractéristiques $P_{pv}(V_{pv})$ et $I_{pv}(V_{pv})$

4.2.4 Modélisation et propriétés structurelles du convertisseur SEPIC

4.2.4.1 Topologie du convertisseur SEPIC

Abréviation du SEPIC : Single Ended Primary Induction Converter (Convertisseur uni-polaire à inductance primaire).

Sa topologie est née en utilisant celle du Boost et avec insertion d'une capacité et d'une inductance supplémentaires.

Le SEPIC peut fournir une tension supérieure, inférieure ou égale à sa tension d'entrée

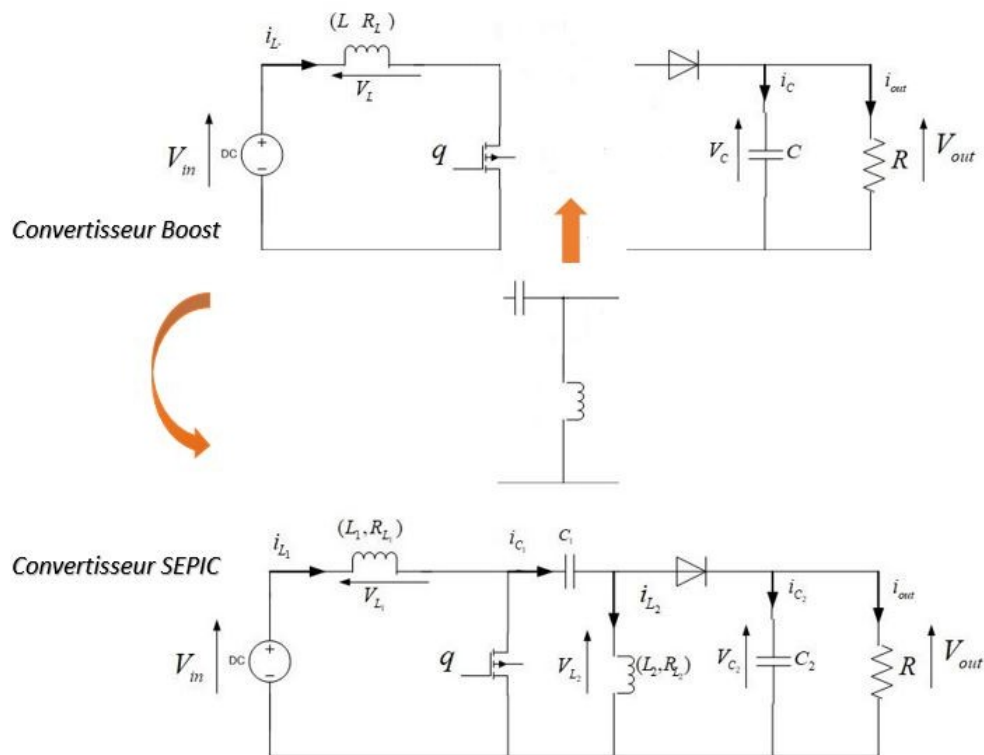


Figure 4.6 – Topologie du convertisseur SEPIC

continue. Il est d'ordre 4 avec 4 éléments du stockage d'énergie, soit les deux inductances L_1 et L_2 et les deux capacités C_1 et C_2 et un seul élément de commutation "q" comme montré dans la figure 4.6. Il est similaire à la topologie des convertisseurs Cuck et Zeta. On peut utiliser ce convertisseur dans différentes applications industrielles comme les appareils photos numériques, téléphones mobiles, lecteurs de CD /DVD, GPS...

4.2.4.2 Principe du fonctionnement du convertisseur SEPIC

En supposant qu'on est en mode de conduction continue (CCM), la circuit peut être décomposée en deux topologies distinctes, selon l'état de l'interrupteur q durant une période ' T ' du signal de commande : soit interrupteur fermé soit interrupteur ouvert.

q est fermé

- L'inducteur L_1 se charge par la tension d'entrée.
- L'inducteur L_2 se charge à partir de C_1 .
- La diode est bloquée.
- La sortie est maintenue par le condensateur.

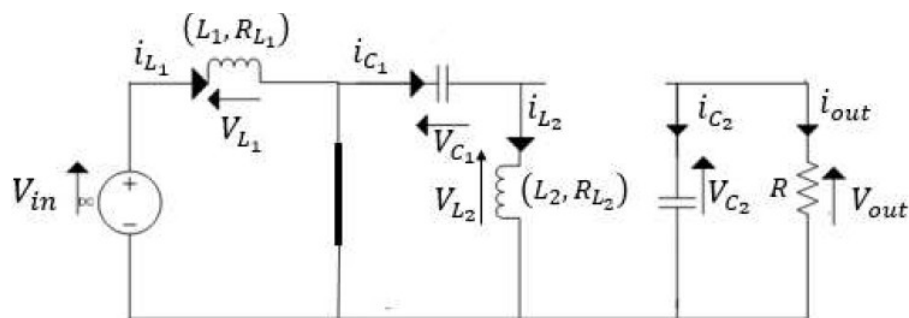


Figure 4.7 – Phase d'accumulation d'énergie

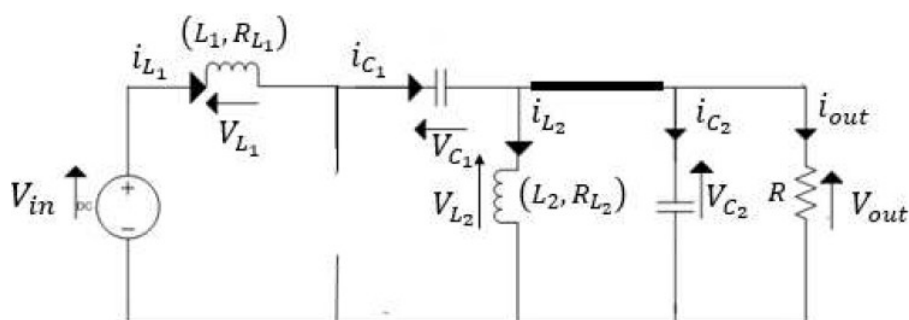


Figure 4.8 – Phase de décharge

q est ouvert

- C_1 se charge à partir de L_1 .
- C_2 se charge à partir de $L_1 + L_2$.
- La diode est passante.

4.2.4.3 Relation entre V_{in} et V_{out} pour le SEPIC en régime établi

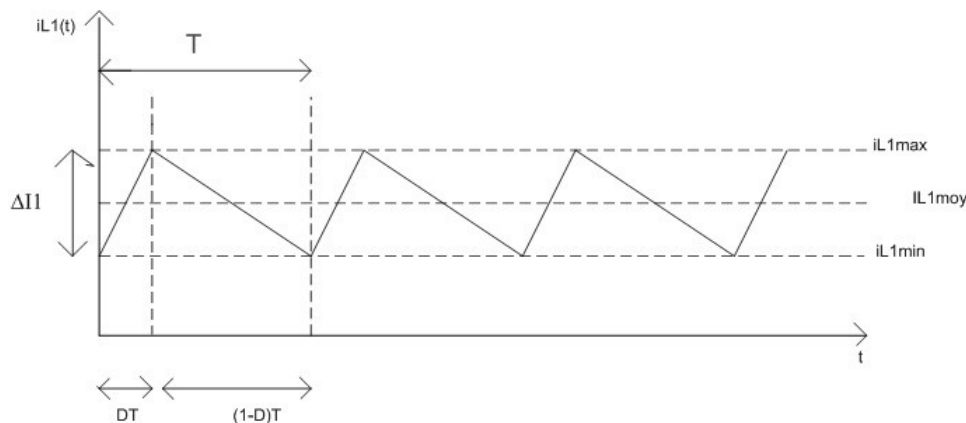
Pour $(0 \leq t \leq DT)$ ou $(0 \leq t \leq ton)$: phase d'accumulation d'énergie

L'interrupteur "q" est fermé (voir figure 4.7), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance L_1 qui se charge à partir de la tension de la source ce qui entraîne le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. Dans ce cas I_{L1} augmente à un taux de :

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_{L1}}{L_1} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (4.16)$$

En intégrant les deux parties de l'égalité 4.16, on trouve que :

$$I_{L1}(t) = \frac{V_{in}}{L_1}t + I_{L1min} \quad (4.17)$$


 Figure 4.9 – Les ondulations de l'inductance L_1

D'après la figure 4.9 voit bien que $I_{L_1}(t)$ a une pente positive, ce qui prouve que durant cette phase l'inducteur se charge. À la fin de l'état passant, le courant I_{L_1} a augmenté de :

$$\Delta I_{L_1 \text{ on}} = \int_0^{DT} dI_L = \int_0^{DT} \frac{V_{in} dt}{L_1} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L_1} \quad (4.18)$$

Pour $(DT \leq t \leq (1-D)T)$ ou $(t_{on} \leq t \leq t_{off})$: Phase de décharge

Dans ce cas l'interrupteur "q" est ouvert (voir figure 4.8), la diode est polarisée en directe, C_1 se charge à partir de L_1 , C_2 se charge à partir de L_2 et L_1 .

$$V_{in} = V_{L_1} + V_{C_1} + V_{L_2} \quad (4.19)$$

On fait les deux hypothèses suivantes :

H_1 :

$$\frac{1}{L_1 C_1} \ll T \Rightarrow V_{C_1} = cst$$

H_2 :

$$\langle V_{out} \rangle \gg \Delta V_{out}$$

La première relation importante provient du fait que le condensateur C_1 doit être suffisamment grand pour que la tension V_{C_1} ai une faible ondulation. Appliquons la loi de kirchoff (KVL) moyenne autour de la boucle formée par V_{in} , L_1 , C_1 , et L_2 , et en reconnaissant que les tensions moyennes à travers L_1 et L_2 sont chacune à zéro :

On a V_{C_1} a une faible ondulation sur V_{C_1} :

$$\Delta V_{C_1} = 0 \quad (4.20)$$

Par conséquence :

$$\Delta V_{L_1} = -\Delta V_{L_2} \quad (4.21)$$

⇒

$$\frac{dI_{L_1}}{dt} = \frac{V_{L_1}}{L_1} = -\frac{V_{out}}{L_1} \quad (4.22)$$

et d'après H_2 :

$$V_{out} = \langle V_{out} \rangle$$

I_{L_1} diminue avec un taux de :

$$\frac{dI_{L_1}}{dt} = -\frac{V_{out}}{L_1} \quad (4.23)$$

En intégrant les deux parties de l'égalité, on trouve que :

$$I_{L_1}(t) = \frac{-V_{out}}{L_1}t + I_{L_1max} \quad (4.24)$$

La variation de I_L durant cet état bloqué est :

$$\Delta I_{L_{loff}} = \int_{DT}^T dI_{L_1} = \int_{DT}^T \frac{-V_{out}}{L_1} dt = \frac{-V_{out}(1-D)T}{L_1} \quad (4.25)$$

Le courant traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation, ceci implique :

$$\Delta I_{L_{lon}} + \Delta I_{L_{loff}} = 0 \quad (4.26)$$

D'autre part on a :

$$\Delta I_{L_{lon}} + \Delta I_{L_{loff}} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L_1} - \frac{V_{out}(1-D)T}{L_1} = 0 \quad (4.27)$$

Ainsi :

$$V_{out} = \frac{D}{(1-D)} V_{in} \quad (4.28)$$

La figure [4.10](#) montre la variation de la tension de sortie en modifiant le rapport cyclique D pour $V_{in} = 20V$.

si $D < 0.5$ la sortie est inférieure à l'entrée.

si $D = 0.5$ la sortie est égale à l'entrée.

si $D > 0.5$ la sortie est supérieure à l'entrée.

4.2.4.4 Représentation d'état hybride du convertisseur SEPIC

Le modèle hybride peut donner une capture du comportement d'un circuit d'électronique de puissance meilleure que celle donnée par autres techniques de modélisation.

Comme montré dans la Figure [4.6](#) le SEPIC est commandé par son interrupteur ici un (*MOSFET*). Dans ce mémoire, on a considéré les deux hypothèses :

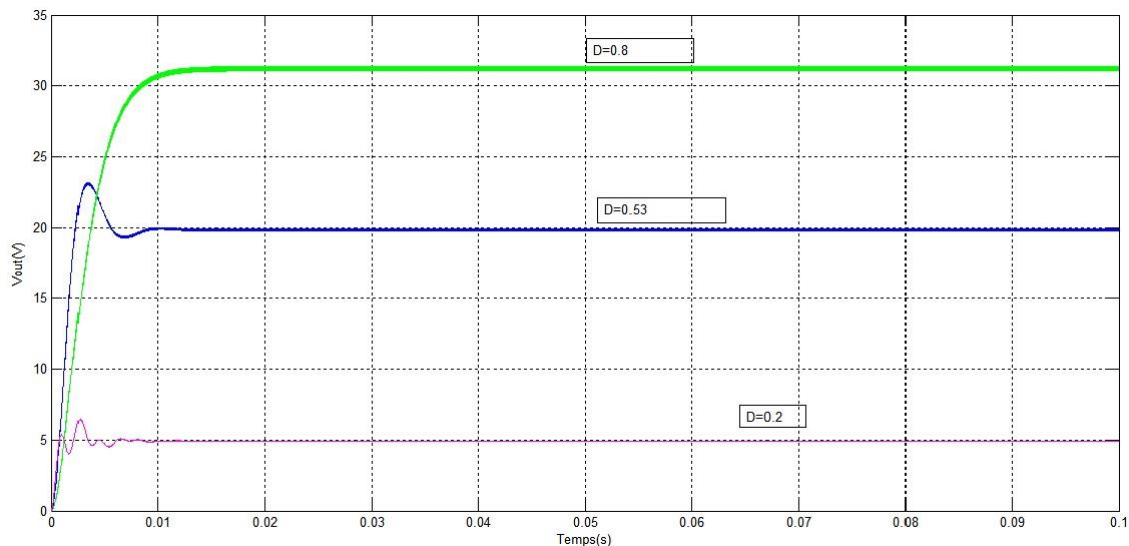


Figure 4.10 – Voltages de sortie en fonction de rapport cyclique D

- h_1 : Le transistor et la diode sont idéals.
- h_2 : On a considéré le Mode de Conduction Continu "MCC".

En respectant ces hypothèses (h_1 et h_2), deux représentations d'état résultent suivant l'état de l'interrupteur q . Généralement pour la modélisation de circuit les voltages aux bornes de capacités et les courants traversant les inductances sont considérés comme des variables d'états :

$$X = [i_{L_1}, V_{C_1}, i_{L_2}, V_{C_2}]^T = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T \quad (4.29)$$

Pour $q = 1$

$$f_1 \begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R_{L_1}}{L_1}x_1 + \frac{1}{L_1}V_{in} \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C_1}x_3 \\ \dot{x}_3 = -\frac{1}{L_2}x_2 - \frac{R_{L_2}}{L_2}x_3 \\ \dot{x}_4 = -\frac{1}{RC_2}x_4 \end{cases} \quad (4.30)$$

Pour $q = 0$

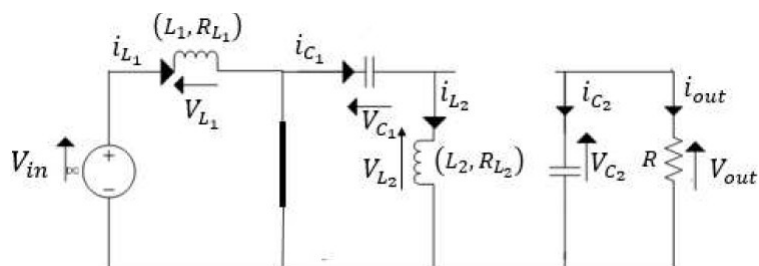


Figure 4.11 – Mode 1 : Phase d'accumulation d'énergie

$$f_0 \begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R_{L1}}{L_1}x_1 - \frac{1}{L_1}x_2 - \frac{1}{L_1}x_4 + \frac{1}{L_1}V_{in} \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C_1}x_1 \\ \dot{x}_3 = -\frac{R_{L2}}{L_2}x_3 + \frac{1}{L_2}x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{C_2}x_1 - \frac{1}{C_2}x_3 - \frac{1}{RC_2}x_4 \end{cases} \quad (4.31)$$

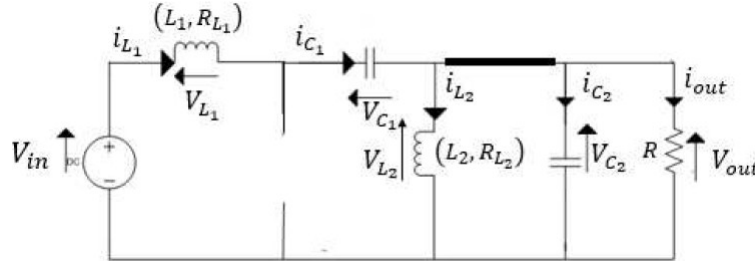


Figure 4.12 – Mode 0 : Phase de décharge

Le modèle de SEPIC peut être représenté par l'équation et la matrice d'état hybride suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(q)x + BV_{in} \\ y = Cx \end{cases} \quad (4.32)$$

Où :

$$A(q) = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1}}{L_1} & \frac{q-1}{L_1} & 0 & \frac{q-1}{L_1} \\ \frac{1-q}{C_1} & 0 & \frac{q}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{-q}{L_2} & \frac{-R_{L2}}{L_2} & \frac{1-q}{L_2} \\ \frac{1-q}{C_2} & 0 & \frac{q-1}{C_2} & \frac{-1}{C_2 R} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

4.3 Estimation des états continus du convertisseur SEPIC : état discret connu

Différentes applications industrielles peuvent être réalisées en se basant sur les observateurs. Comme une commande par retour d'état, elle nécessite la mesure des variables internes, ce qui est souvent difficile et coûteux à réaliser. Par contre, avec un observateur on peut estimer ces variables sans utiliser de nombreux capteurs ce qui est rentable, efficace et garanti une reconstruction fiable des états du système. Également, l'utilisation des observateurs est intéressante pour la détection des défauts. En effet, l'émergence des défauts constitue une situation critique pour le système, ceci peut être très préjudiciable, non seulement pour l'équipement et l'environnement, mais aussi pour l'opérateur, si elles ne sont pas détectées immédiatement. On peut résoudre ces problèmes

de détection de défauts, par exemple, avec un observateur, ainsi on peut même les localiser et les identifier en utilisant seulement les mesures des sorties et ses dérivées.

Ci dessous, en supposant que, le signal du commutation "q" est connu, seules les états continus du convertisseur SEPIC sont reconstruits dans cette section. Ainsi, en se basant sur le différenciateur d'ordre quatre [29], le vecteur $x = [i_{L_1}, V_{C_1}, i_{L_2}, V_{C_2}]^T$ est identifié en utilisant seulement la mesure de la tension de sortie. Ceci afin de concevoir une contrôle par retour d'état par exemple, ou pour détecter une défaillance physique telle qu'un "ofsset" ou une déviation du capteur, un vieillissement d'un composant interne, une dégradation de l'actionneur.

4.3.1 Analyse d'observabilité du convertisseur SEPIC

Afin de concevoir l'observateur pour le SEPIC, une étude d'observabilité est nécessaire pour vérifier si la conception de l'observateur est valable. Rappelant le modèle hybride du SEPIC (4.32) réécrit d'une façon développée ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R_{L_1}}{L_1}x_1 + \frac{q-1}{L_1}x_2 + \frac{q-1}{L_1}x_4 + \frac{1}{L_1}V_{in} \\ \dot{x}_2 = \frac{1-q}{C_1}x_1 - \frac{q}{C_1}x_3 \\ \dot{x}_3 = -\frac{q}{L_2}x_2 - \frac{R_{L_2}}{L_2}x_3 + \frac{1-q}{L_2}x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{1-q}{C_2}x_1 + \frac{q-1}{C_2}x_3 - \frac{1}{RC_2}x_4 \\ y = x_4 \end{cases} \quad (4.33)$$

On considère la matrice d'observabilité pour $q = 0$:

$$dO(4) = \begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial x_1} & \frac{\partial y}{\partial x_2} & \frac{\partial y}{\partial x_3} & \frac{\partial y}{\partial x_4} \\ \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_2} & \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_3} & \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_4} \\ \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_1} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_2} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_3} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_4} \\ \frac{\partial \overset{\cdot}{\ddot{y}}}{\partial x_1} & \frac{\partial \overset{\cdot}{\ddot{y}}}{\partial x_2} & \frac{\partial \overset{\cdot}{\ddot{y}}}{\partial x_3} & \frac{\partial \overset{\cdot}{\ddot{y}}}{\partial x_4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2R} \\ A & B & C & D \\ E & F & G & H \end{pmatrix} \quad (4.34)$$

avec :

$$\begin{cases} A = -\frac{1}{RC_2^2} - \frac{R_{L_1}}{L_1C_2} \\ B = -\frac{1}{L_1C_2} \\ C = \frac{1}{RC_2^2} + \frac{R_{L_2}}{L_2} \\ D = -\frac{1}{L_1C_2} - \frac{1}{L_2C_2} + \frac{1}{(RC_2)^2} \end{cases} \begin{cases} E = -\frac{AR_{L_1}}{L_1} + \frac{B}{C_1} + \frac{D}{C_2} \\ F = -\frac{A}{L_1} \\ G = -\frac{CR_{L_2}}{L_2} - \frac{D}{C_2} \\ H = \frac{-A}{L_1} + \frac{C}{L_2} - \frac{D}{RC_2} \end{cases}$$

Ainsi, la matrice d'observabilité est du rang plein égale à 4, donc le système est observable pour $q = 0$. Par contre, à partir du modèle (4.33), on peut remarquer que

le système pour $q = 1$ n'est pas observable.

Néanmoins, selon les définitions de $Z(T_N)$ -observabilité, on peut en conclure que ce système est observable au sens hybride. En effet, si au moins la trajectoire temporelle hybride contient un mode avec $q = 0$, on peut dire que le SEPIC est observable au sens hybride. Ainsi, un observateur hybride peut être conçu pour estimer la totalité du vecteur d'état x .

4.3.2 Observateur homogène

En se basant sur le concept $Z(T_N)$ -Observabilité, un observateur hybride peut être synthétisé afin de résoudre le problème du mode inobservable pour $q = 1$. Cet observateur est caractérisé par deux modes de fonctionnement qui sont couplés. Le premier mode, pour $q = 0$, est l'observation des états qui sont ici tous observables. Et ceci en se basant sur le différenciateur à mode glissant d'ordre supérieure [29]. Et le deuxième mode, pour $q = 1$, est l'estimation (au sens de la prédiction) des états non observables x_1, x_2 et x_3 en connaissant leur dynamique réelle.

L'observateur synthétisé est basé sur le différenciateur en temps finie [29].

Avant d'entamer la synthèse de l'observateur, il est nécessaire de donner quelques définitions

Soit le système linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{z} = Az \\ y = Cz \end{cases} \quad (4.35)$$

Avec $z \in \mathbb{R}^n$ est l'état

$$A = \begin{pmatrix} a_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & 0 & 1 & 0 \\ a_{n-1} & 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_n & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

L'observateur conçu est sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{z}}_1 \\ \dot{\hat{z}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\hat{z}}_{n-1} \\ \dot{\hat{z}}_n \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} \hat{z}_1 \\ \hat{z}_2 \\ \vdots \\ \hat{z}_{n-1} \\ \hat{z}_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} k_1 [e_1]^\alpha \\ k_2 [e_1]^{2\alpha-1} \\ \vdots \\ k_n [e_1]^{n\alpha-(n-1)} \end{pmatrix} \quad (4.36)$$

Où :

- $e_1 = z_1 - \hat{z}_1$.
- La fonction $\lceil x \rceil^\beta = |x|^\beta \text{sign}(x)$.
- $\alpha \in \left[1 - \frac{1}{n-1}, 1\right[$
- Les k_i sont choisis tels que K est Hurwitz. En plus, ces gains sont sélectionnées suffisamment larges tel que l'erreur d'observation exprimé par le système (4.37) converge vers zero [29], c'est à dire que les perturbations P_i sont écrasées par les gains K .

$$K = \begin{pmatrix} -k_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -k_2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -k_{n-1} & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -k_n & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Les dynamiques d'erreurs d'observation sont comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - k_1 \lceil e_1 \rceil^\alpha \\ \dot{e}_2 = e_3 - k_2 \lceil e_1 \rceil^{2\alpha-1} \\ \vdots \\ \dot{e}_{n-1} = e_n - k_{n-1} \lceil e_1 \rceil^{(n-1)\alpha-(n-2)} \\ \dot{e}_n = -k_n \lceil e_1 \rceil^{n\alpha-(n-1)} + P_1 e_1 + P_2 e_2 + \dots + P_n e_n \end{cases} \quad (4.37)$$

4.3.3 Homogénéité et convergence en temps fini

Les méthodes d'homogénéité [111] sont utilisées pour concevoir un observateur afin d'atteindre une convergence en temps fini. Plus précisément, la théorie de l'homogénéité permet d'établir la stabilité globale et ici en plus une convergence en temps fini [29].

Pour un vecteur donné $x \in \mathbb{R}^n$, l'opérateur de dilatation est $\Delta_\varepsilon^r x = (\varepsilon^{r_1} x_1, \dots, \varepsilon^{r_n} x_n)$ $\forall \varepsilon > 0$ avec r_i les poids de la coordonnée x_i , $1 \leq i \leq n$ et $(r_1 \dots r_n)^T$ le vecteur des poids.

Définition 29 La fonction $L : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ est homogène de degré d avec les poids d'homogénéité (r_1, \dots, r_n) , si pour tout $\varepsilon > 0$, L vérifie l'équation suivante :

$$L(\Delta_\varepsilon^r x) = \varepsilon^d L(x) \quad (4.38)$$

Définition 30 Le champ du vecteur f est homogène de degré d avec les poids (r_1, \dots, r_n) si pour tout $\varepsilon > 0$

$$f(\Delta_\varepsilon^r x) = \varepsilon^d \Delta_\varepsilon^r f(x) \quad (4.39)$$

En considérant (4.37), et les $P_i = 0 \forall 1 \leq i \leq n$, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - k_1 [e_1]^\alpha \\ \dot{e}_2 = e_3 - k_2 [e_1]^{2\alpha-1} \\ \dot{e}_3 = e_4 - k_3 [e_1]^{3\alpha-2} \\ \dot{e}_4 = -k_4 [e_1]^{4\alpha-3} \\ \vdots \\ \dot{e}_{n-1} = e_n - k_{n-1} [e_1]^{(n-1)\alpha-(n-2)} \\ \dot{e}_n = -k_n [e_1]^{n\alpha-(n-1)} \end{cases} \quad (4.40)$$

On note $f(e)$ le système d'erreur d'observation précédent.

$$\Delta_\varepsilon^r(e) = (\varepsilon e_1, \varepsilon^\alpha e_2, \varepsilon^{2\alpha-1} e_3, \dots, \varepsilon^{(n-1)\alpha-(n-2)} e_n) \quad (4.41)$$

$$\begin{aligned} f(\Delta_\varepsilon^r(e)) &= \begin{bmatrix} \varepsilon^\alpha e_2 - k_1 \varepsilon^\alpha [e_1]^\alpha \\ \varepsilon^{2\alpha-1} e_3 - k_2 \varepsilon^{2\alpha-1} [e_1]^{2\alpha-1} \\ \varepsilon^{3\alpha-2} e_4 - k_3 \varepsilon^{3\alpha-2} [e_1]^{3\alpha-2} \\ \vdots \\ -k_n \varepsilon^{n\alpha-(n-1)} [e_1]^{n\alpha-(n-1)} \end{bmatrix} = \varepsilon^{\alpha-1} \begin{bmatrix} \varepsilon(e_2 - k_1 [e_1]^\alpha) \\ \varepsilon^\alpha(e_3 - k_2 [e_1]^{2\alpha-1}) \\ \varepsilon^{2\alpha-1}(e_4 - k_3 [e_1]^{3\alpha-2}) \\ \vdots \\ \varepsilon^{(n-1)\alpha-(n-2)}(-k_n [e_1]^{n\alpha-(n-1)}) \end{bmatrix} \\ &= \varepsilon^{\alpha-1} \Delta_\varepsilon^r f(e) \end{aligned}$$

Par conséquent, on peut conclure que l'observateur (4.36) est d-homogène, avec $d = \alpha - 1$. Or $\alpha \in [1 - \frac{1}{n-1}, 1[$, pour notre cas ($n = 4$) on a $\alpha \in [0.67, 1[$, ainsi $d < 0$ et la convergence en temps finie est garantie si la fonction du Lyapunov est strictement négatif (Voir section 4 de [132] pour plus des détails).

4.3.4 Synthèse d'un observateur hybride

Il s'agit ici de concevoir un observateur hybride combinant le différenciateur homogène d'ordre quatre pour $q = 0$ et un estimateur pour les états qui ne sont pas observables pour $q = 1$ en connaissant leur dynamique réelle. On a pour $q = 0$ le système est observable, on peut alors définir le changement des coordonnées d'état suivant :

$$Z = T_{(q=0)}X + GV_{in} \quad (4.42)$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2 R} \\ A & B & C & D \\ E & F & G & H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_1 C_2} \\ \frac{A}{L_1} \end{bmatrix} V_{in} \quad (4.43)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} A = -\frac{1}{RC_2^2} - \frac{R_{L1}}{L_1 C_2} \\ B = -\frac{1}{L_1 C_2} \\ C = \frac{1}{RC_2^2} + \frac{R_{L2}}{L_2} \\ D = -\frac{1}{L_1 C_2} - \frac{1}{L_2 C_2} + \frac{1}{(RC_2)^2} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} E = -\frac{AR_{L1}}{L_1} + \frac{B}{C_1} + \frac{D}{C_2} \\ F = -\frac{A}{L_1} \\ G = -\frac{CR_{L2}}{L_2} - \frac{D}{C_2} \\ H = \frac{-A}{L_1} + \frac{C}{L_2} - \frac{D}{RC_2} \end{array} \right.$$

Ainsi, la dynamique pour $q = 0$ peut être réécrite comme suit :

$$\dot{z} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ P_1 & P_2 & P_1 & P_1 \end{bmatrix}}_{\tilde{A}} z + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L_1} \end{bmatrix}}_{\tilde{B}} V_{in} \quad (4.44)$$

Avec :

$$[P_1 \ P_2 \ P_3 \ P_4] = [I \ J \ K \ L] \cdot T_{(q=0)}^{-1} \quad (4.45)$$

Tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} I = -\frac{ER_{L1}}{L_1} + \frac{F}{C_1} + \frac{H}{C_2} \\ J = -\frac{E}{L_1} \\ K = -\frac{GR_{L2}}{L_2} - \frac{H}{C_2} \\ L = \frac{-E}{L_1} + \frac{G}{L_2} - \frac{H}{RC_2} \end{array} \right.$$

Remarque 4 On note que \tilde{A} est Hurwitz, donc il participe à la convergence d'observateur démontré dans la section [4.3.3](#), malgré que les termes P_i ne sont pas considérés dans [\(4.40\)](#).

Le différenciateur en temps fini peut être synthétisé comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_1 &= \hat{z}_2 + k_1 [e_1]^\alpha \\ \dot{\hat{z}}_2 &= \hat{z}_3 + k_2 [e_1]^{2\alpha-1} \\ \dot{\hat{z}}_3 &= \hat{z}_4 + k_3 [e_1]^{3\alpha-2} \\ \dot{\hat{z}}_4 &= P_1 \hat{z}_1 + P_2 \hat{z}_1 + P_3 \hat{z}_3 + P_4 \hat{z}_4 + \frac{E}{L_1} V_{in} + k_4 [e_1]^{4\alpha-3} \end{aligned} \quad (4.46)$$

Maintenant, en recherchant l'expression de l'observateur dans la base X , on a :

$$Z = T_{q=0} X + G V_{in} \Rightarrow X = T_{(q=0)}^{-1} Z - T_{(q=0)}^{-1} G V_{in} \Rightarrow \dot{X} = T_{(q=0)}^{-1} \dot{Z}$$

Tableau 4.1 – Paramètres du convertisseur SEPIC

Paramètres	Valeurs
L_1	$2.3 \cdot 10^{-3} H$
L_2	$330 \cdot 10^{-6} H$
C_1	$190 \cdot 10^{-6} F$
C_2	$190 \cdot 10^{-6} F$
R_{L_1}	2.134Ω
R_{L_2}	0.234Ω
V_{in}	$20V$

Donc :

$$\dot{\hat{X}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \\ \dot{\hat{x}}_4 \end{bmatrix} = T_{(q=0)}^{-1} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ P_1 & P_2 & P_3 & P_4 \end{bmatrix}}_M T_{(q=0)} \hat{X} + T_{(q=0)}^{-1} \underbrace{\begin{bmatrix} k_1 [e_1]^\alpha \\ k_2 [e_1]^{2\alpha-1} \\ k_3 [e_1]^{3\alpha-2} \\ k_4 [e_1]^{4\alpha-3} \end{bmatrix}}_N$$

Afin de généraliser la structure de l'observateur dans le deux cas, pour $q = 1$ et $q = 0$, il faut modifier l'expression précédente comme suit : $\forall q \in \{1, 0\}$,

$$\dot{\hat{X}} = M\hat{X} + (1 - q)T_{(q=0)}^{-1}N \quad (4.47)$$

Avec M indépendante de q .

Finalement, en se basant sur la structure hybride de l'observateur, une commutation entre l'estimation ou une simple copie des états du système fonctionne pour $q = 1$ et leur reconstruction par le différenciateur en temps fini fonctionne pour $q = 0$.

4.3.5 Résultats de simulations

Afin d'illustrer les performances de l'observateur hybride conçue (4.47), il a été simulé sous l'environnement MATLAB-SIMULINK TM avec une fréquence de calcul 200 kHz et une fréquence de commutation qui est égale à 20 kHz . Ici, les simulations sont obtenus avec les paramètres du SEPIC donnés dans le tableau 4.1. Les figures 4.13 et 4.14 décrivent les résultats obtenus avec l'observateur hybride à temps fini (4.47). On remarque la convergence en temps fini du vecteur $\hat{x}(t) = [\hat{i}_{L_1}, \hat{V}_{C_1}, \hat{i}_{L_2}]$ vers $x(t) = [i_{L_1}, V_{C_1}, i_{L_2}]$. De plus, la convergence de l'observateur peut être notée à partir de la figure 4.13. Ainsi, à partir de l'instant 0,01, l'erreur d'estimation $i_{L_1} - \hat{i}_{L_1}$ est égale à zéro. De même pour la

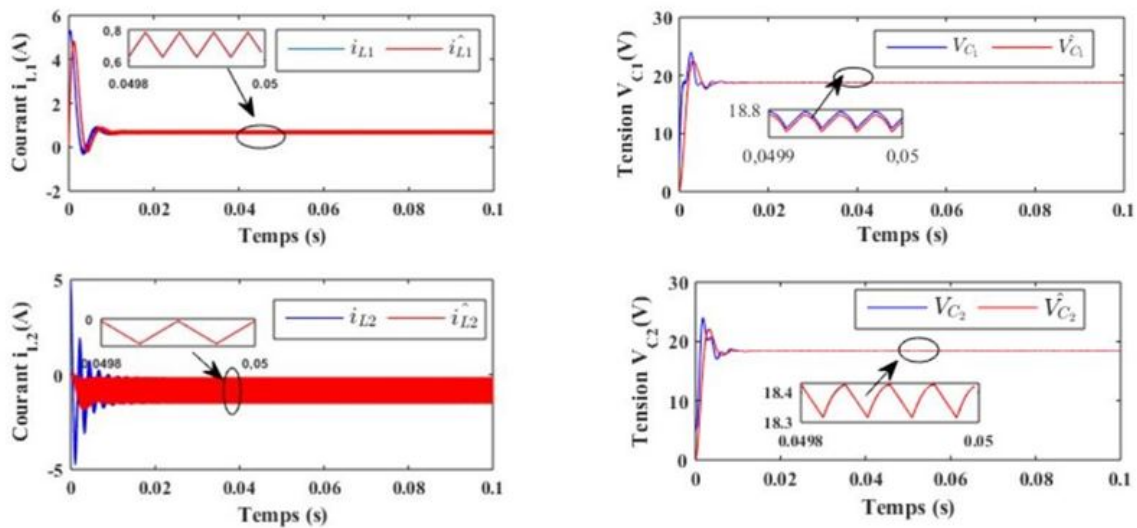


Figure 4.13 – Observation des états continus du convertisseur SEPIC

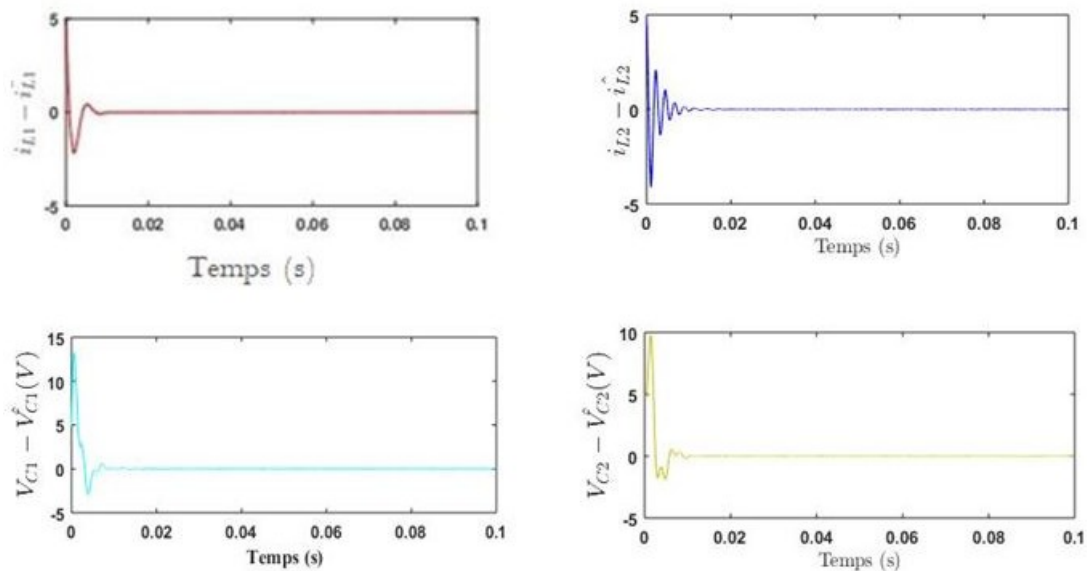


Figure 4.14 – Les erreurs d'observation

tension V_{C1} , la différence $V_{C1} - \hat{V}_{C1}$ convergent vers zéro comme il est noté dans la figure 4.14. Et en ce qui concerne le courant i_{L2} , l'erreur d'observation $i_{L2} - \hat{i}_{L2}$ est égale à zéro à partir de l'instant 0,015s.

4.4 Inversion à gauche appliquée au convertisseur SEPIC : état discret inconnu

Dans le cas où l'état discret $q(t)$ n'est pas disponible, il faut un observateur pour identifier aussi $\hat{q}(t)$ en cours d'évolution et puis calculer une estimation du vecteur d'état

continu $\hat{x}(t)$. En résumé, il s'agit donc de fournir une estimation du vecteur d'état $[x(t), q(t)]$. Ici, l'état discret est le signal de commande de notre système, pour l'identifier on fait appel à la méthode d'inversion à gauche qui consiste à reconstruire les signaux des entrées et les états du système à partir du signal de sortie et ses dérivées. Il est important de noter que même si l'état discret est connu, il peut être intéressant de vérifier si son comportement fonctionne bien ou non. Ceci par exemple pour la détection des défauts discrets ou encore pour s'assurer si nous avons un retard excitant ou une commutation spontanée. De ce fait, une structure d'observateur hybride a été conçue dans cette partie pour identifier le signal de commutation en premier lieu puis estimer les états continus $x_{i(i=1 \leq i \leq 4)}$. Dans cette section, on a considéré que les courants sont mesurés.

$$\begin{cases} y_1 = x_1 = i_{L_1} \\ y_2 = x_3 = i_{L_2} \end{cases} \quad (4.48)$$

Et le modèle hybride du SEPIC devient :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L_1}}{L_1} & \frac{q-1}{L_1} & 0 & \frac{q-1}{L_1} \\ \frac{1-q}{C_1} & 0 & \frac{q}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{-q}{L_2} & \frac{-R_{L_2}}{L_2} & \frac{1-q}{L_2} \\ \frac{1-q}{C_2} & 0 & \frac{q-1}{C_2} & \frac{-1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T V_{in} \\ y = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (4.49)$$

4.4.1 Identification d'état discret $q(t)$

Afin d'identifier la commande q , une structure d'observateur hybride a été conçue. Dans un premier temps, on commence par l'identification d'état discret $q(t)$. Pour cette raison on peut faire l'hypothèse suivant : "l'interrupteur est fermé", c.à.d ($q = 1$)

Or, on a pour $q = 1$:

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_{L_1}}{L_1}x_1 + \frac{1}{L_1}V_{in} \quad (4.50)$$

Pour identifier ce mode, on a besoin de chercher \hat{x}_1 et $\dot{\hat{x}}_1$ en utilisant l'observateur par mode glissant [133].

$$\dot{\hat{x}}_1 = -\lambda \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \quad (4.51)$$

(4.50) et (4.51) donnent :

$$\dot{e}_1 = -\frac{R_{L_1}}{L_1}x_1 + \frac{1}{L_1}V_{in} + \lambda \text{sign}(e_1)$$

Après un temps finie, on aura :

$$e_1 = \dot{e}_1 = 0$$

. Par conséquent, en appliquant le principe du vecteur équivalent [108] on obtient :

$$-\frac{R_{L_1}}{L_1}x_1 + \frac{1}{L_1}V_{in} = -\lambda \text{sign}(e_1)$$

Si cette égalité est fautive $\hat{q} = 0$, et si elle est vérifiée $\hat{q} = 1$

Remarque 5 Le principe du vecteur équivalent est utilisé. Néanmoins, certaines difficultés peuvent survenir en raison des phénomènes de chattering. Ce problème a été contourné en utilisant un filtre passe-bas pour surmonter les phénomènes de chattering apparaissant dans la dynamique.

Test d'identification d'état discret :

$$\text{Si } \left| -\frac{R_{L_1}}{L_1}x_1 + \frac{1}{L_1}V_e + \lambda \text{sign}(e_1) \right| < \varepsilon$$

$$q = 1$$

Sinon

$$q = 0$$

ε est une petite constante positive déterminé à partir du compréhension de système et des paramètres de SEPIC.

4.4.2 Synthèse d'un observateur de type Luenberger Hybride

4.4.2.1 Étude d'observabilité

Avant la synthèse de l'observateur, une étude d'observabilité doit se faire en calculant la matrice d'observabilité pour déterminer quand le système est observable et quand ce n'est pas. Ainsi, on a considéré les indices d'observabilité suivants $\rho_1 = 2$ and $\rho_2 = 2$:

$$dO(4) = \begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial x_1} & \frac{\partial y_1}{\partial x_2} & \frac{\partial y_1}{\partial x_3} & \frac{\partial y_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial \dot{y}_1}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{y}_1}{\partial x_2} & \frac{\partial \dot{y}_1}{\partial x_3} & \frac{\partial \dot{y}_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial y_2}{\partial x_1} & \frac{\partial y_2}{\partial x_2} & \frac{\partial y_2}{\partial x_3} & \frac{\partial y_2}{\partial x_4} \\ \frac{\partial \dot{y}_2}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{y}_2}{\partial x_2} & \frac{\partial \dot{y}_2}{\partial x_3} & \frac{\partial \dot{y}_2}{\partial x_4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R_{L_1}}{L_1} & \frac{q-1}{L_1} & 0 & \frac{q-1}{L_1} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{-q}{L_2} & \frac{-R_{L_2}}{L_2} & \frac{1-q}{L_2} \end{pmatrix}$$

D'après cette matrice on peut constater que les deux états x_2 et x_4 ne sont pas observables pour $q = 1$. Par contre, le système pour $q = 0$ est complètement observable.

Selon les définitions de la $Z(T_N)$ -observabilité [116], on peut dire que ce système est observable dans le sens hybride si au moins la trajectoire temporelle hybride [18] contient un mode $q = 0$. Ici, un observateur hybride est proposé, il se caractérise par 2 étapes. La première étape est l'observation des états du système basée sur un observateur de type Luenberger pour $q = 0$. Et la deuxième étape pour $q = 1$, seul un estimateur de variable d'état non observable a été conçu.

Le système suivant donne les equations de l'observateur hybride conçu :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{x}}_1 = -\frac{R_{L1}}{L_1}\hat{x}_1 + \frac{q-1}{L_1}\hat{x}_2 + \frac{q-1}{L_1}\hat{x}_4 + \frac{1}{L_1}V_{in} + (1-q)[k_{11}(y_1 - \hat{y}_1) + k_{21}(y_2 - \hat{y}_2)] \\ \dot{\hat{x}}_2 = \frac{1-q}{C_1}\hat{x}_1 - \frac{q}{C_1}\hat{x}_3 + (1-q)[k_{12}(y_1 - \hat{y}_1) + k_{22}(y_2 - \hat{y}_2)] \\ \dot{\hat{x}}_3 = -\frac{q}{L_2}\hat{x}_2 - \frac{R_{L2}}{L_2}\hat{x}_3 + \frac{1-q}{L_2}\hat{x}_4 + (1-q)[k_{13}(y_1 - \hat{y}_1) + k_{23}(y_2 - \hat{y}_2)] \\ \dot{\hat{x}}_4 = \frac{1-q}{C_2}\hat{x}_1 - \frac{q-1}{C_2}\hat{x}_3 - \frac{1}{RC_2}\hat{x}_4 + (1-q)[k_{14}(y_1 - \hat{y}_1) + k_{24}(y_2 - \hat{y}_2)] \end{array} \right. \quad (4.52)$$

avec $k_{11} = 10$, $k_{12} = 35$, $k_{13} = 50$, $k_{14} = 24$, $k_{21} = 4$, $k_{22} = 6$, $k_{23} = 4$ et $k_{24} = 1$, les gains K_i sont choisis comme était expliqué en [134]. L'algorithme présenté dans la figure 4.15 décrit les étapes de la conception d'un d'observateur hybride. Cet algorithme est basé sur un observateur par mode glissant et un observateur de type Luenberger. Dans une première étape, on a reconstitué les variables \hat{x}_1 et \hat{x}_1 en utilisant l'observateur à mode glissant. Ensuite, un algorithme d'estimation d'état discret a été conçu pour identifier \hat{q} . Enfin, un observateur hybride à base d'un observateur de type Luenberger piloté par ses entrées \hat{q} et V_{in} et la sortie y du système a réussi à reconstruire le vecteur d'état continu \hat{X} .

4.4.3 Résultats des simulations

Cette section est dédiée pour tester et vérifier les performances de la structure hybride de l'observateur suggéré dans la figure (4.15). L'algorithme proposé est implémenté sous l'environnement MATLAB SIMULINK. En utilisant le solver Euler (*ODE1*) de MATLAB avec un pas de calcul fixe $T_s = 10^{-7}s$, les simulations sont réalisées en utilisant les paramètres du tableau 4.1.

Dans la figure 4.16, on peut noter que l'état discret estimé $\hat{q}(t)$ converge vers la valeur $q(t)$ en un temps finie. Par contre, il existe un petit retard causé par le filtre qui a été ajouté pour réduire l'effet du phénomène de chattering. De plus, en se basant sur cette structure de l'observateur de Luenberger hybride, $\hat{x}(t) = [\hat{i}_{L1}, \hat{V}_{C1}, \hat{i}_{L2}, \hat{V}_{C2}]^T$ converge vers les états $x(t) = [i_{L1}, V_{C1}, i_{L2}, V_{C2}]^T$ en un temps fini, comme le montre la figure 4.17. Aussi, on peut noter dans la figure 4.18 que l'erreur $x - \hat{x}$ tends vers zero.

4.5 Inversion à gauche appliquée au panneau photovoltaïque et au SEPIC

Cette partie est dédiée à synthèse d'un observateur ou d'un "reconstructeur" des entrées inconnues pour notre système dynamique hybride SEPIC et panneau PV [135].

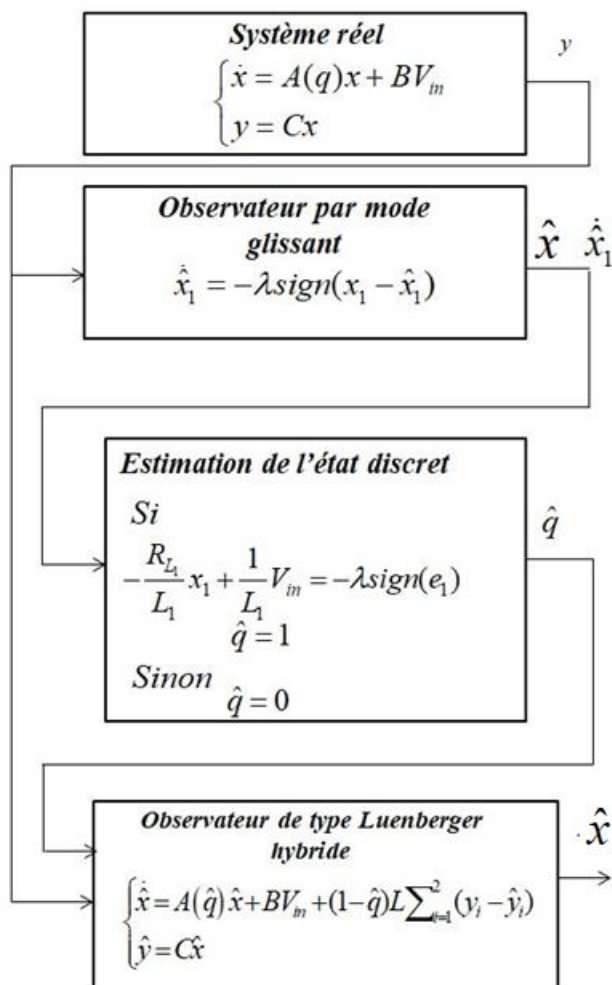


Figure 4.15 – Étapes d'estimation d'état discret et continu du convertisseur SEPIC

L'entrée inconnue sera la tension V_{pv} qu'on doit la reconstituer. Ceci afin d'extraire le maximum de la puissance du notre panneau, en appliquant une commande *MPPT*. Cette commande *MPPT* sera basée sur un observateur ou plus précisément l'inversion à gauche. Le schéma suivant traduit le principe de la méthode.

Sous la variation des conditions climatiques qui se produisent fréquemment dans l'environnement extérieur, beaucoup des commandes *MPPT* ne réussissent pas à atteindre le maximum de puissance. En plus, le nombre de capteurs et l'erreur de la mesure peut menacer l'efficacité de la commande *MPPT*. Afin de réduire le nombre de capteurs un observateur à entrée inconnue est synthétisé pour identifier la tension \hat{V}_{pv} .

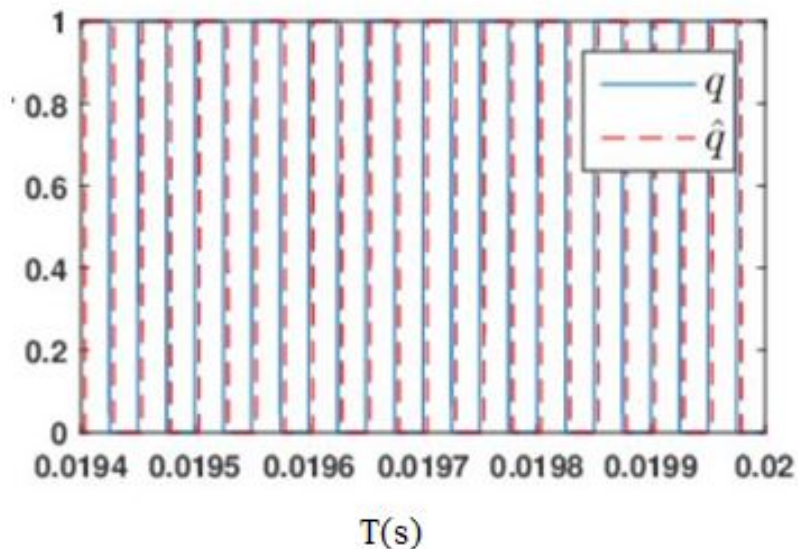


Figure 4.16 – État discret et son estimation

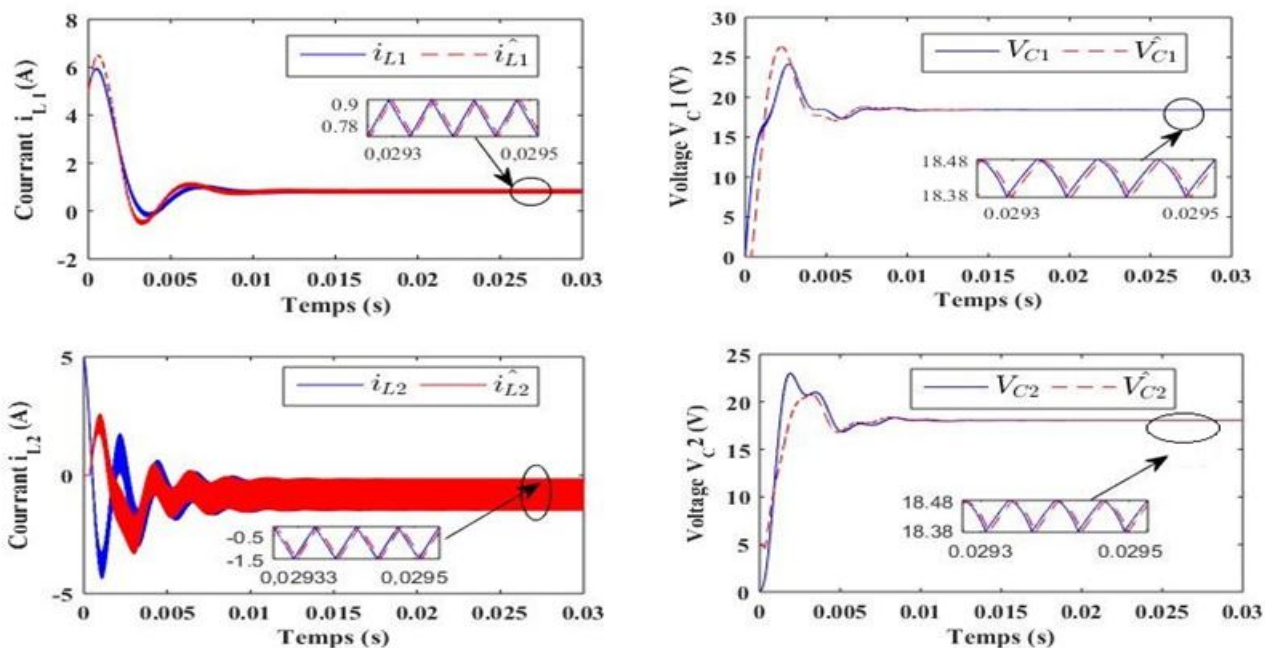


Figure 4.17 – Observation des états continus

4.5.1 Algorithmes MPPT

4.5.1.1 Algorithme Perturb and Observer

La puissance du générateur photovoltaïque est égale $P_{pv} = V_{pv} \cdot I_{pv}$. Le principe de l'algorithme "Perturb and Observer" ($P\&O$) est de provoquer une perturbation en agissant sur le rapport cyclique D (augmenter et diminuer), c'est à dire en agissant sur la tension V_{pv} et en déduire les variations de la puissance. Ainsi, si la valeur actuelle $P(k)$

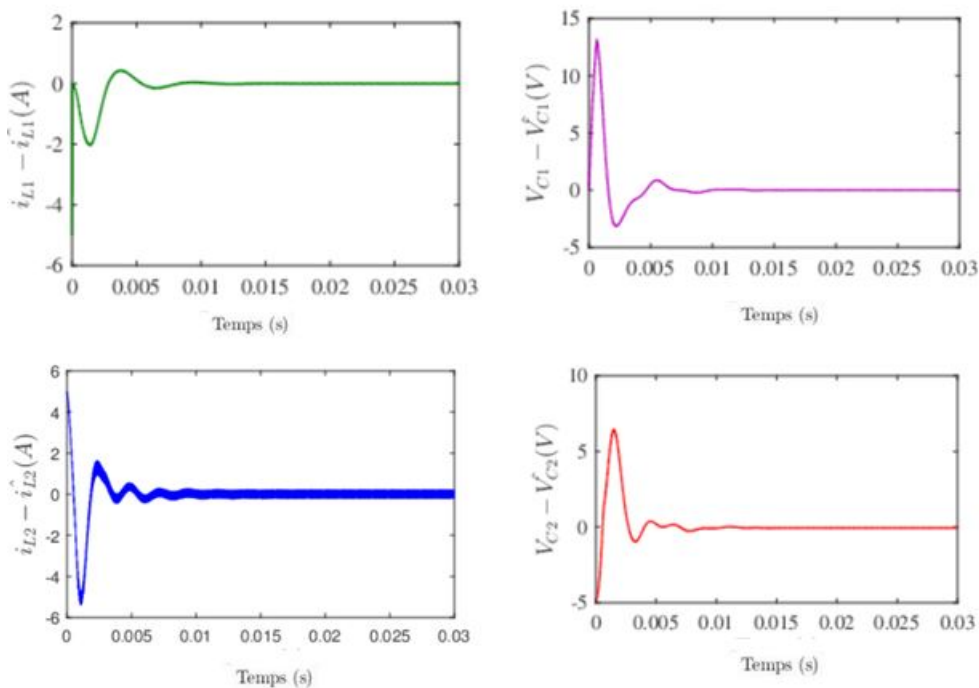


Figure 4.18 – Erreur d'observation

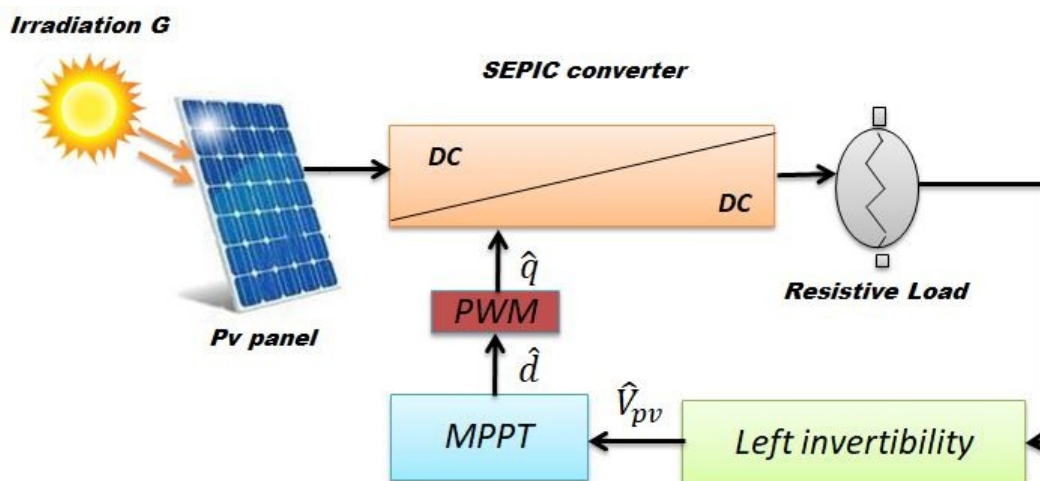


Figure 4.19 – Diagramme de la méthode proposée

est plus grand que la valeur précédente $P(k - 1)$, on maintient le même sens de variation de rapport cyclique sinon on change la direction de la variation.

4.5.1.2 Algorithme Incrément de la conductance

Le fonctionnement de cet algorithme est lié à la connaissance de la valeur de la conductance $G = I/V$ ainsi que l'incrément de la conductance dG pour déduire la position du point de fonctionnement par rapport au point de puissance maximale.

En effet au point du maximum de puissance on a :

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dV} &= 0 \\ \frac{d(I.V)}{dV} = 0 &\Rightarrow \frac{dI}{dV}V + I = 0 \Rightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \end{aligned}$$

Si l'incrément de la conductance (dG) est plus grand que l'opposé de la conductance ($-G$), on baisse le rapport cyclique. En revanche si l'incrément de la conductance est inférieur à l'opposé de la conductance on augmente le rapport cyclique D .

4.5.1.3 Algorithme à base de la mesure d'une Fraction de la tension V_{oc}

Cet algorithme se base sur la relation entre la tension de circuit ouvert et la tension de puissance maximale donnée par l'équation suivante :

$$V_{mp} = \alpha_V V_{oc}$$

Où α_V est un facteur de tension dépendant des caractéristiques de la cellule PV et qui varie entre 0.73 et 0.8.

On veut que la tension du panneau converge vers la tension optimale V_{mp} . On mesure la tension du circuit ouvert V_{oc} et on ajuste la tension de panneau à la tension optimale calculée.

Ce processus permet d'agir périodiquement sur le rapport cyclique pour atteindre le point maximale.

4.5.1.4 Algorithme à base de la mesure d'une Fraction de courant I_{cc}

Cette technique se base sur la relation linéaire entre le courant de court-circuit et le courant optimal donné par l'équation suivante :

$$I_{mp} = \alpha_I I_{cc}$$

Où α_I est un facteur de courant dépendant des caractéristiques de la cellule PV et le point de fonctionnement optimal est obtenu en ajustant le courant du panneau pour atteindre le courant optimal. Par conséquent, on change le rapport cyclique jusqu'à ce que la puissance du panneau atteigne la puissance maximale.

4.5.2 Commande P&O basée sur l'observateur

Dans cette partie, une commande MPPT sans capteur de tension est proposée. Cette commande est basée sur l'observateur homogène qui permet de reconstituer en temps finie la tension V_{pv} à partir de la tension de sortie du système. Cette méthode offre des

avantages en simplifiant la configuration hardware et minimisant le coût du système, en utilisant un seul capteur pour mesurer le courant. L'algorithme *P&O* est généralement le plus appliqué en raison de sa simplicité et sa facilité de réalisation. De plus, il nécessite moins de complexité matérielle et il est peu coûteux .

Comme il est montré dans la figure 4.20, initialement, P_{pv} est calculé en reconstituant la valeur de la tension \hat{V}_{pv} et en mesurant le courant I_{pv} du générateur solaire. Après, une petite perturbation est ajoutée sous la forme $\Delta\hat{V}_{pv}$. Ensuite, P_{pv} est calculé en estimant la nouvelle valeur de \hat{V}_{pv} et en mesurant I_{pv} . Si la nouvelle valeur $\Delta\hat{V}_{pv} = \hat{P}_{pv} - P_0$ est positif, le système continuera à perturber dans la même sens. Une fois cette nouvelle valeur est négatif le système change du sens. Lorsque le Point de Puissance Maximum *PPM* est atteinte, le point de fonctionnement du système commencera à osciller constamment autour de *PPM*. Le contrôleur suivra ce point de fonctionnement et tentera d'amener la tension \hat{V}_p du générateur solaire à fonctionner en ce point.

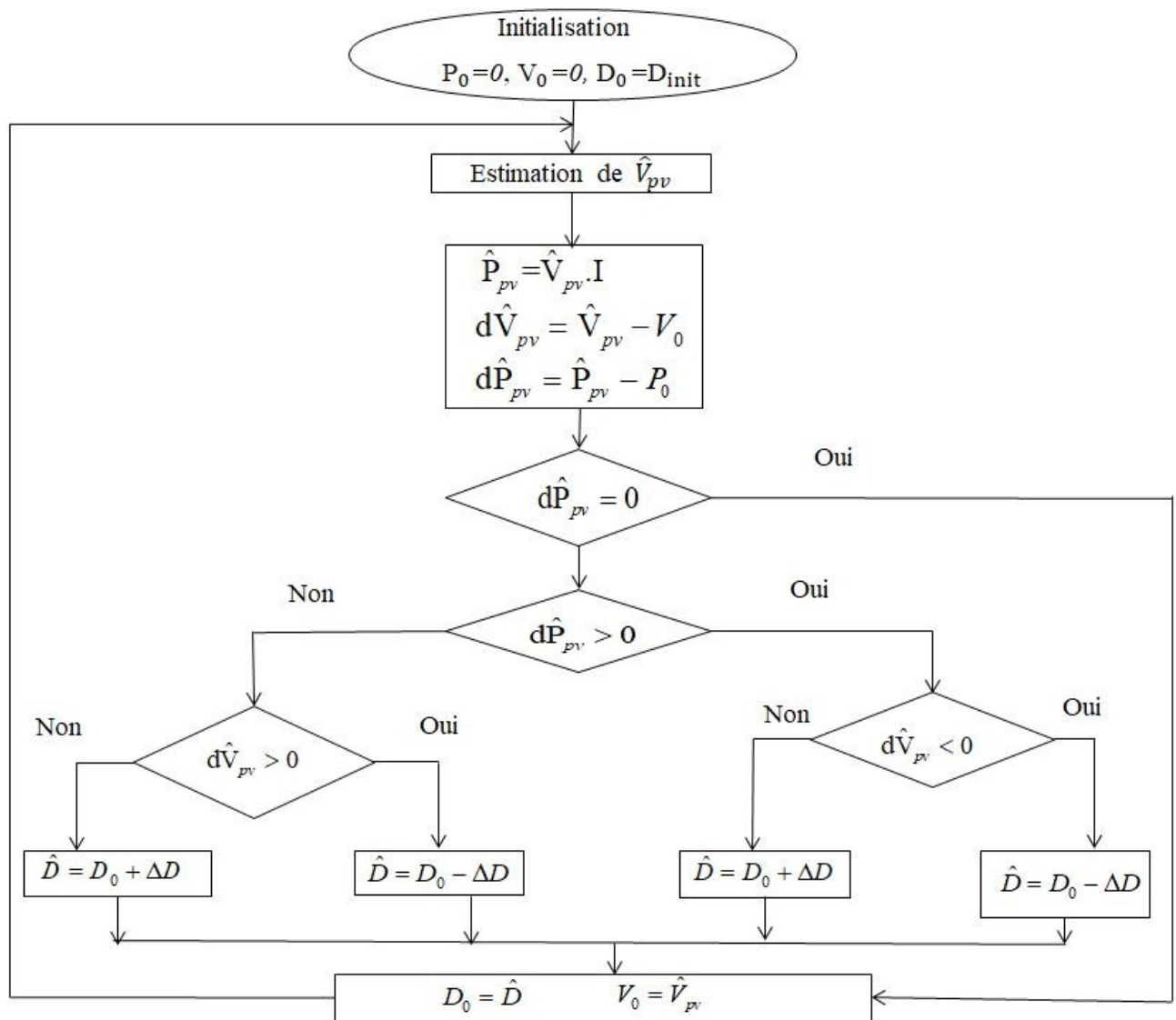


Figure 4.20 – Algorithme P&O modifié

4.5.3 Problème d'inversion à gauche pour un système PV

Dans la partie précédente on a présenté l'algorithme P&O modifié d'une manière générale. La reconstruction de la tension V_{pv} est l'objectif dans cette section.

Le modèle hybride avec V_{pv} comme entrée inconnue.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R_{L1}}{L_1}x_1 + \frac{q-1}{L_1}x_2 + \frac{q-1}{L_1}x_4 + \frac{1}{L_1}V_{pv} \\ \dot{x}_2 = \frac{1-q}{C_1}x_1 - \frac{q}{C_1}x_3 \\ \dot{x}_3 = -\frac{q}{L_2}x_2 - \frac{R_{L2}}{L_2}x_3 + \frac{1-q}{L_2}x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{1-q}{C_2}x_1 + \frac{q-1}{C_2}x_3 - \frac{1}{RC_2}x_4 \\ y = x_4 \end{cases} \quad (4.53)$$

Avant de synthétiser l'observateur, une étude d'observabilité doit être faite. Pour le modèle hybride donné en (4.53), il est facile de remarquer que pour $q = 1$, le convertisseur n'est pas observable. Toute fois, pour $q = 0$ il est complètement observable.

On considère la matrice Γ qui combine entre les états et l'entrée inconnue.

Pour $q = 0$.

$$\Gamma = \begin{pmatrix} \frac{\partial y}{\partial x_1} & \frac{\partial y}{\partial x_2} & \frac{\partial y}{\partial x_3} & \frac{\partial y}{\partial x_4} & \frac{\partial y}{\partial V_{pv}} \\ \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_2} & \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_3} & \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_4} & \frac{\partial \dot{y}}{\partial V_{pv}} \\ \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_1} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_2} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_3} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_4} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial V_{pv}} \\ \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_1} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_2} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_3} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_4} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial V_{pv}} \\ \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_1} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_2} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_3} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial x_4} & \frac{\partial \ddot{y}}{\partial V_{pv}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2 R} & 0 \\ A & B & C & D & \frac{1}{C_2 L_1} \\ E & F & G & H & \frac{A}{L_1} \\ I & J & K & L & \frac{E}{L_1} \end{pmatrix}$$

Avec : $A, B, C, D, E, F, G, H, I, J, K, L$ sont déjà définis dans la partie (1.4.4). Cette matrice est du rang plein. Par conséquent, on est capable de reconstruire les états et l'entrée V_{pv} .

Rappelons le changement du variables suivant : $q = 0$:

$$Z = TX + GV_{pv}$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2 R} \\ A & B & C & D \\ E & F & G & H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_1 C_2} \\ \frac{A}{L_1} \end{bmatrix} V_{pv} \quad (4.54)$$

Le différenciateur pour x_4 est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = \hat{z}_1 + k_1 [e_1]^\alpha \\ \dot{\hat{z}}_2 = \hat{z}_2 + k_2 [e_1]^{2\alpha-1} \\ \dot{\hat{z}}_3 = \hat{z}_3 + k_3 [e_1]^{3\alpha-2} \\ \dot{\hat{z}}_4 = P_1 \hat{z}_1 + P_2 \hat{z}_2 + P_3 \hat{z}_3 + P_4 \hat{z}_4 + k_4 [e_1]^{4\alpha-3} \end{cases} \quad (4.55)$$

Tableau 4.2 – Paramètres du Panneau PV

Paramètre	Valeur
I_{sc}	3.8A
V_{oc}	21.1 V
R_s	0.001 Ω
R_P	1000 Ω
P_{mpp}	60 W

Avec : $[P_1 \ P_2 \ P_3 \ P_4] = [I \ J \ K \ L] \cdot T^{-1}$ $k_1 = 10^5$, $k_2 = 10^{12}$, $k_3 = 10^{16}$ et $k_4 = 10^{20}$ et $\alpha = 0.75$

Après l'inversion l'observateur hybride peut s'écrire dans la forme suivante

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_i = A(q)\hat{x}_i + B\hat{V}_{pv} + (1 - q)K_i[x_4 - \hat{x}_4]^{\alpha_i} \\ y = x_4 \end{cases} \quad (4.56)$$

$$\hat{V}_{pv} = L_1\dot{\hat{x}}_1 + R_{L_1}\hat{x}_1 + (1 - q)\hat{x}_2 + (1 - q)\hat{x}_4 \quad (4.57)$$

4.5.4 Résultats des simulations

L'ensemble du système est implémenté et l'algorithme MPPT est validé sous l'environnement MATLAB SIMULINK avec un pas de calcul égale à $10^{-6}s$. La fréquence d'échantillonnage. Ici les paramètres de simulation ont été effectuées avec les paramètres du tableau suivant.

L'algorithme proposé a été mis en œuvre sous changement d'irradiation, comme indiqué dans la figure 4.21a. L'irradiation passe de 1000 (W/m^2) à 850 (W/m^2) à $t = 0,2s$ et de 850 (W/m^2) à 950 (W/m^2) à $t = 0.6 s$. On peut noter sur les figures 4.21b, 4.21d et 4.21c que le vecteur \hat{X} tend en temps fini au vecteur X . En outre, comme le montre la figure 4.21e, la tension du panneau \hat{V}_{pv} reconstruite par l'observateur hybride tend en temps fini vers la valeur mesurée V_{pv} . On peut en déduire l'efficacité de l'observateur proposé et sa robustesse, sous variation d'irradiation, la convergence en temps fini a été atteinte.

De plus, on peut noter par la figure 4.21f que le puissance \hat{P}_{pv} tend à la valeur mesurée P_{pv} , ce qui montre l'efficacité et la robustesse du

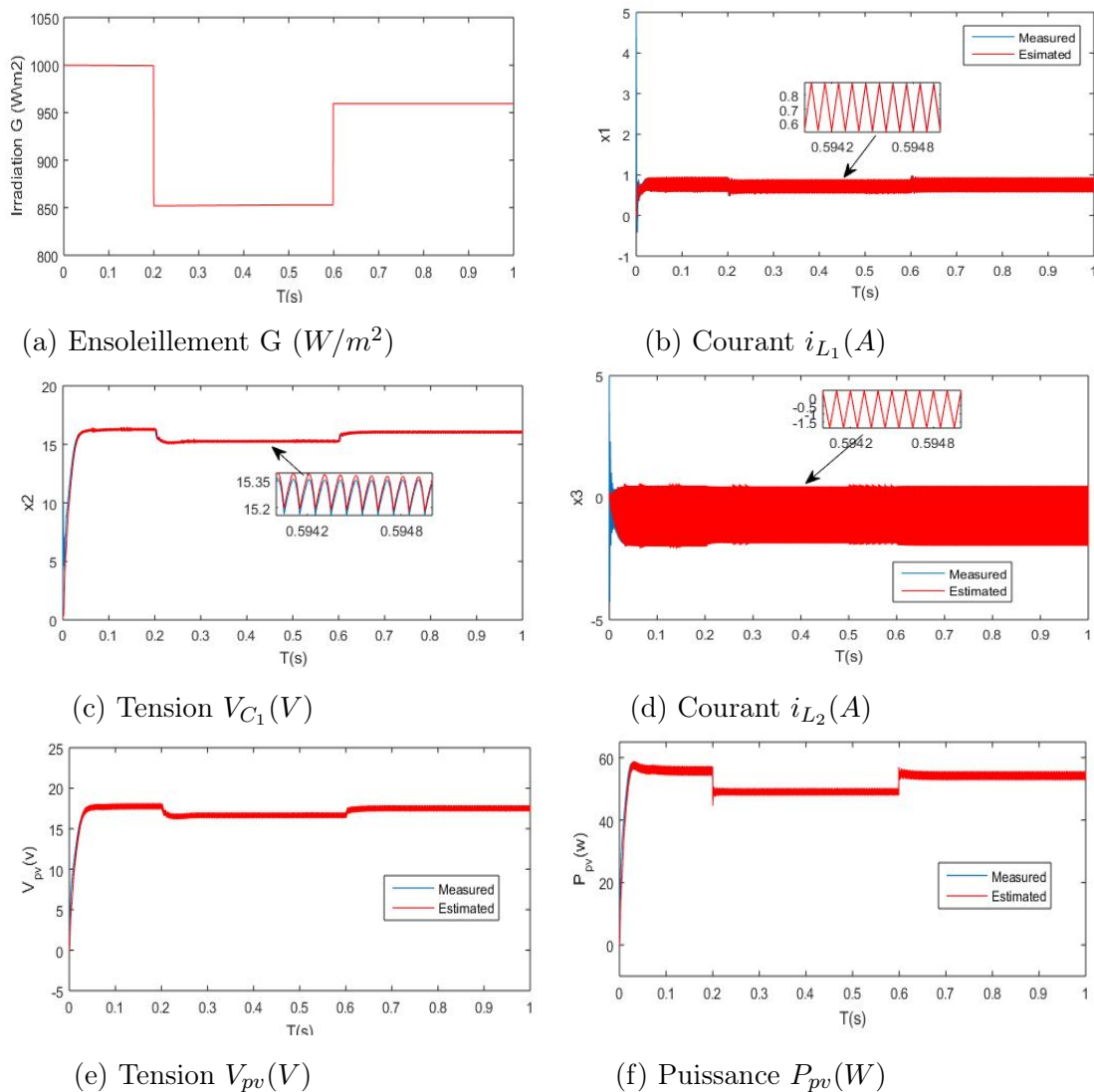


Figure 4.21 – Résultats d’algorithme $P\&O$ sans capteur de tension

4.6 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, on a traité le problème d’inversion à gauche pour une classe spécifique des systèmes linéaires commutés (le convertisseur SEPIC), qui présente des états non observables dans un mode particulier. En fonction de l’état du signal de commutation, deux cas ont été discutés. Dans le premier cas, lorsque le signal de commutation “ q ” était connu, un observateur par mode glissant d’ordre supérieure (différenciateur) peut être utiliser même si les dynamiques d’origine présentent des discontinuités. Cependant, dans le second cas, lorsque l’état discret “ q ” était inconnu, le différenciateur ne peut pas être appliqué directement. Ainsi, une structure hybride a été conçue en se basant sur l’observateur de type Luenberger pour estimer l’état discret, puis les états continus. Dans la deuxième partie, la méthode d’inversion à gauche a été utilisée pour élaborer un

algorithme *MPPT* sans capteur de tension pour le système photovoltaïque (générateur PV+ convertisseur SEPIC). Des résultats de simulations ont été présentés pour valoriser les méthodes de synthèse des observateurs hybrides et montrer les performances de l'inversion à gauche.

Conclusion générale et Perspectives

Tout le long de cette thèse l'ensemble de contribution cherche à répondre aux objectif suivantes :

- L'observation hybride et la synthèse des observateurs hybrides pour les systèmes linéaires à commutation comportant des modes inobservable.
- Inversion à gauche des systèmes linéaires à commutation afin de reconstruire le signal de commutation qui est défini comme une entrée inconnue.
- L'optimisation de commande MPPT pour un système PV . Grâce à la méthode d'inversion à gauche, on a réussi à synthétiser un nouvel algorithme MPPT sans capteur de tension afin d'extraire le maximum de puissance du panneau solaire. Les avantages de ce travail est la simplicité "hardware" pour l'implémentation de l'algorithme MPPT (*P&O*), et la réduction des coûts de réalisation du circuit en minimisant le nombre de capteurs nécessaires.

Dans le premier chapitre, un état de l'art présente les systèmes dynamiques hybrides est introduite. Des exemples réels de SDH sont présentés. Les techniques de modélisation d'un SDH sont également expliqués. En fin, ce chapitre est clôturé par l'étude de la stabilité des SLC (Systèmes Linéaires Commuté) tels que des méthodes de stabilité au sens du Lyapunov sont discutés.

Dans le deuxième chapitre, l'intérêt s'est porté principalement sur l'observabilité hybride des systèmes linéaires à commutation. A fin de comprendre la notion d'observabilité pour les SDH, des exemples d'observateurs linéaires et non linéaires sont présentés tout d'abord. Ensuite, l'observabilité hybride des systèmes linéaires à commutation comportant des modes inobservables est discutée. Aussi, les performances de l'observateur hybride en se basant sur le concept $Z(t_N)$ -observabilité est bien ullistré par deux exemples. Ainsi, un observateur hybride à mode glissant est synthétisé et appliqué sur un exemple académique d'un système commuté dans un premier temps et sur le convertisseur boost entrelacé dans un deuxième temps. La convergence de cet observateur est bien vérifié pour les deux exemples.

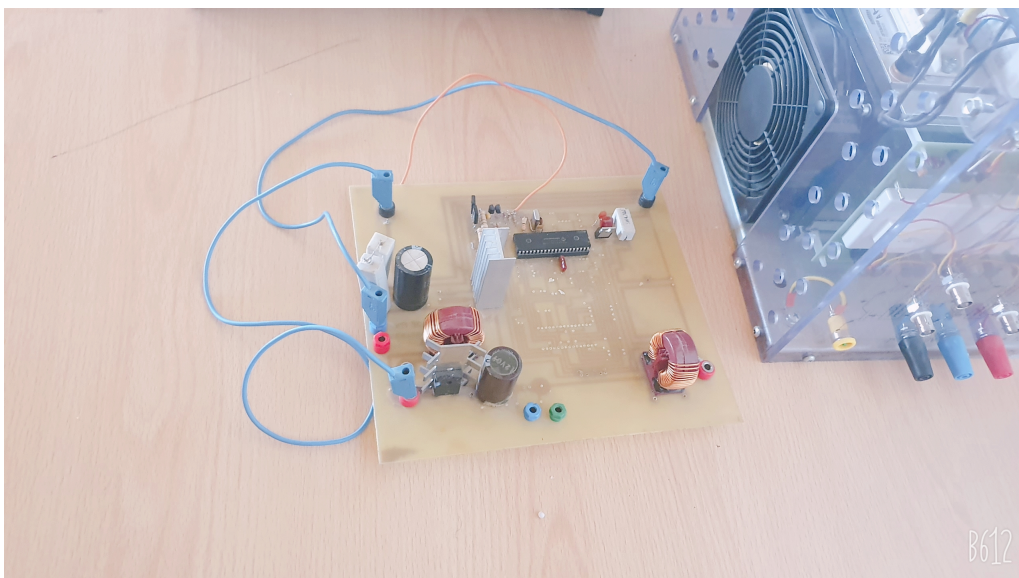
Le troisième chapitre contribue à l'inversion à gauche des systèmes linéaires commutés. Le but est d'identifier le signal de commutation. Un exemple est fait telque l'état discret

d'un système commuté est bien identifié en se basant sur le différenciateur.

Le quatrième chapitre est consacré pour notre cas d'étude, le SEPIC dédiée aux énergies renouvelables. L'observabilité hybride de convertisseur SEPIC est étudiée. Un observateur hybride est synthétisé pour identifier les états continus du convertisseur SEPIC en se basant sur un différenciateur homogène couplé avec un estimateur, ceci pour le cas où l'état discret est connu. Dans le cas où le signal de commutation est traité comme une entrée inconnue, une structure d'observateur hybride est conçue pour identifier l'état discret puis les états continus. Ceci est étudié dans la troisième partie en appliquant la méthode d'inversion à gauche. Ainsi, une structure d'observateur de type Luenberger hybride a été conçue pour reconstruire le signal de commutation tout d'abord et ensuite les états continus. Dans la dernière partie, un algorithme (*P&O*) sans capteur de tension est élaboré en appliquant la méthode d'inversion à gauche. De ce fait, la tension du panneau est reconstruite.

A ce stade de nos travaux, de multiples perspectives de développement à nous. Parmi celles-ci, nous pouvons citer :

- Un travail de validation des approches théoriques. On a déjà conçu un convertisseur SEPIC et on a le panneau solaire dans le laboratoire PEESE (Gabès-Tunisie), mais pour des raisons de financement on a pris beaucoup de temps pour avoir une carte dSPACE.



- Diagnostic et détection de défauts qui peuvent apparaître dans la partie discrète ou continue d'un système commuté, et ceci en appliquant la méthode d'inversion à gauche dans le cas où la dimension de la sortie mesurée est supérieure ou égale à la dimension des entrées inconnues.
- Application de la méthode de parcimonie pour détecter les défauts discrets et

continus dans le cas où la dimension de la sortie est inférieure à la dimension des entrées inconnues.

Bibliographie

- [1] N. Sadou, *Aide à la conception des systèmes embarqués sûrs de fonctionnement*. PhD thesis, 2007.
- [2] A. Girard, *Analyse algorithmique des systèmes hybrides*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2004.
- [3] H. Omran, L. Hetel, J.-P. Richard, and F. Lamnabhi-Lagarrigue, “Stabilité des systèmes non linéaires sous échantillonnage aperiodique,” 2013.
- [4] G. Zheng, W. Aggoune, and J.-P. Barbot, “Analogue private communication based on hybrid chaotic systems with delays,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 42, no. 7, pp. 246–251, 2009.
- [5] J.-P. Barbot, M. Djemai, and N. Manamanni, “State observer and observability conditions for a class of hybrid continuous-discrete dynamic system,” in *2007 46th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 708–713, IEEE, 2007.
- [6] M. A. Trabelsi, “Modélisation et commande des systèmes physiques à topologie variable : application au convertisseur multicellulaire,” *L’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*, 2009.
- [7] L. Stoyanov, *Etude de différentes structures de systèmes hybrides à sources d’énergie renouvelables*. PhD thesis, 2011.
- [8] J. Van Gorp, *Diagnostic et observation d’une classe de systèmes dynamiques hybrides. Application au convertisseur multicellulaire série*. PhD thesis, 2013.
- [9] M. Derbeli, M. Farhat, O. Barambones, and L. Sbita, “Control of pem fuel cell power system using sliding mode and super-twisting algorithms,” *International journal of hydrogen energy*, vol. 42, no. 13, pp. 8833–8844, 2017.
- [10] I. Mrad, M. Derheli, L. Shita, J. P. Barhot, M. Farhat, and O. Baramhones, “Sensorless and robust pemfec power system drive based on z (tn) observability,” in *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, pp. 1–6, IEEE, 2017.
- [11] M. Derbeli, I. Mrad, L. Sbita, and O. Barambones, “Pem fuel cell efficiency

- boosting—robust mpp tracking,” in *2018 9th International Renewable Energy Congress (IREC)*, pp. 1–5, IEEE, 2018.
- [12] S. Lafortune, D. Teneketzis, M. Sampath, R. Sengupta, and K. Sinnamohideen, “Failure diagnosis of dynamic systems : An approach based on discrete event systems,” in *Proceedings of the 2001 American Control Conference.(Cat. No. 01CH37148)*, vol. 3, pp. 2058–2071, IEEE, 2001.
- [13] M. Sampath, A. Godambe, E. Jackson, and E. W. Mallow, “Systems and methods for a hybrid diagnostic approach of real time diagnosis of electronic systems,” Feb. 11 2003. US Patent 6,519,552.
- [14] E. De Santis and M. D. Di Benedetto, “Observability and diagnosability of finite state systems : A unifying framework,” *Automatica*, vol. 81, pp. 115–122, 2017.
- [15] J. Barbot, H. Saadaoui, M. Djemai, and N. Manamanni, “Nonlinear observer for autonomous switching systems with jumps,” *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, vol. 1, no. 4, pp. 537–547, 2007.
- [16] A. Tanwani, H. Shim, and D. Liberzon, “Observability implies observer design for switched linear systems,” in *Proceedings of the 14th international conference on Hybrid systems : computation and control*, pp. 3–12, ACM, 2011.
- [17] A. Balluchi, L. Benvenuti, M. D. Di Benedetto, and A. Sangiovanni-Vincentelli, “The design of dynamical observers for hybrid systems : Theory and application to an automotive control problem,” *Automatica*, vol. 49, no. 4, pp. 915–925, 2013.
- [18] P. J. Antsaklis, J. A. Stiver, and M. Lemmon, “Hybrid system modeling and autonomous control systems,” in *Hybrid systems*, pp. 366–392, Springer, 1992.
- [19] M. S. Branicky, “Multiple lyapunov functions and other analysis tools for switched and hybrid systems,” *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 43, no. 4, pp. 475–482, 1998.
- [20] D. Liberzon and A. S. Morse, “Basic problems in stability and design of switched systems,” *IEEE control systems magazine*, vol. 19, no. 5, pp. 59–70, 1999.
- [21] A. Gensior, O. Woywode, J. Rudolph, and H. Guldner, “On differential flatness, trajectory planning, observers, and stabilization for dc–dc converters,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 53, no. 9, pp. 2000–2010, 2006.
- [22] V. Spinu, M. Dam, and M. Lazar, “Observer design for dc/dc power converters with bilinear averaged model,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 45, no. 9, pp. 204–209, 2012.
- [23] Z. Sun, S. S. Ge, and T. H. Lee, “Controllability and reachability criteria for switched linear systems,” *Automatica*, vol. 38, no. 5, pp. 775–786, 2002.

- [24] M. Babaali, *Switched linear systems : observability and observers*. PhD thesis, Georgia Institute of Technology, 2004.
- [25] S. Zhao and J. Sun, “Controllability and observability for time-varying switched impulsive controlled systems,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 20, no. 12, pp. 1313–1325, 2010.
- [26] H. Shim and A. Tanwani, “On a sufficient condition for observability of nonlinear switched systems and observer design strategy,” in *Proceedings of the 2011 American Control Conference*, pp. 1206–1211, IEEE, 2011.
- [27] W. Kang and J.-P. Barbot, “Discussions on observability and invertibility,” in *NOLCOS*, 2007.
- [28] R. Goebel, J. Hespanha, A. R. Teel, C. Cai, and R. Sanfelice, “Hybrid systems : generalized solutions and robust stability,” in *Proc. 6th IFAC symposium in nonlinear control systems*, pp. 1–12, Citeseer, 2004.
- [29] W. Perruquetti, T. Floquet, and E. Moulay, “Finite-time observers : application to secure communication,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 53, no. 1, pp. 356–360, 2008.
- [30] J. Bokor and Z. Szabó, “Fault detection and isolation in nonlinear systems,” *Annual Reviews in Control*, vol. 33, no. 2, pp. 113–123, 2009.
- [31] R. Martínez-Guerra, J. L. Mata-Machuca, and J. Rincón-Pasaye, “Fault diagnosis viewed as a left invertibility problem,” *ISA transactions*, vol. 52, no. 5, pp. 652–661, 2013.
- [32] G. Zheng, D. Boutat, T. Floquet, and J.-P. Barbot, “Secure data transmission based on multi-input multi-output delayed chaotic system,” *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 18, no. 07, pp. 2063–2072, 2008.
- [33] M. Djemai, J.-P. Barbot, and I. Belmouhoub, “Discrete-time normal form for left invertibility problem,” *European Journal of Control*, vol. 15, no. 2, pp. 194–204, 2009.
- [34] W. Perruquetti and J.-P. Barbot, *Chaos in automatic control*. CRC Press, 2018.
- [35] A. Levant, “Robust exact differentiation via sliding mode technique,” *automatica*, vol. 34, no. 3, pp. 379–384, 1998.
- [36] M. Bertrand, C. Iung, and J. Zaytoon, “Systèmes dynamiques hybrides : Modélisation et simulation,” *Techniques de l’ingénieur. Informatique industrielle*, vol. 1, no. S7105, 2004.
- [37] P. J. Antsaklis, M. Lemmon, and J. A. Stiver, “Hybrid system modeling and event identification,” *ISIS*, vol. 93, p. 002, 1993.

- [38] J. A. Stiver, P. J. Antsaklis, and M. D. Lemmon, "A logical des approach to the design of hybrid control systems," *Mathematical and computer modelling*, vol. 23, no. 11-12, pp. 55–76, 1996.
- [39] M. S. Branicky, V. S. Borkar, and S. K. Mitter, "A unified framework for hybrid control : Model and optimal control theory," *IEEE transactions on automatic control*, vol. 43, no. 1, pp. 31–45, 1998.
- [40] R. Goedel, R. G. Sanfelice, and A. R. Teel, "Hybrid dynamical systems : modeling stability, and robustness," 2012.
- [41] R. Goebel, R. G. Sanfelice, and A. R. Teel, "Hybrid dynamical systems," *IEEE Control Systems*, vol. 29, no. 2, pp. 28–93, 2009.
- [42] P.-Y. Richard, M. Morarescu, and J. Buisson, "Bond graph modelling of hard nonlinearities in mechanics : A hybrid approach," *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 922–951, 2008.
- [43] P. J. Gawthrop and G. P. Bevan, "Bond-graph modeling," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 27, no. 2, pp. 24–45, 2007.
- [44] D. C. Karnopp, D. L. Margolis, and R. C. Rosenberg, *System dynamics : modeling, simulation, and control of mechatronic systems*. John Wiley & Sons, 2012.
- [45] B. Amghar, *Modélisation, observabilité et commande de convertisseurs multicellulaires parallèles dans un environnement dédié*. PhD thesis, 2013.
- [46] D. René and H. Alla, "Du grafcet aux réseaux de petri," *Ouvrage ISBN13 : 978-2-86601-325*, vol. 7, 1997.
- [47] R. David and H. Alla, "Petri nets for modeling of dynamic systems : A survey," *Automatica*, vol. 30, no. 2, pp. 175–202, 1994.
- [48] H. Alla and R. David, "A modelling and analysis tool for discrete events systems : continuous petri net," *Performance Evaluation*, vol. 33, no. 3, pp. 175–199, 1998.
- [49] H. Witsenhausen, "A class of hybrid-state continuous-time dynamic systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 11, no. 2, pp. 161–167, 1966.
- [50] L. Tavernini, "Differential automata and their discrete simulators," *Nonlinear Analysis : Theory, Methods & Applications*, vol. 11, no. 6, pp. 665–683, 1987.
- [51] M. Heymann, F. Lin, G. Meyer, and S. Resmerita, "Analysis of zeno behaviors in a class of hybrid systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 50, no. 3, pp. 376–383, 2005.
- [52] S. Mastellone, D. M. Stipanovic, and M. W. Spong, "Stability and convergence for systems with switching equilibria," in *2007 46th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 4013–4020, IEEE, 2007.

- [53] H. Saadaoui, *Contribution à la synthèse d'observateurs non linéaires pour des classes de systèmes dynamiques hybrides*. PhD thesis, Cergy-Pontoise, 2007.
- [54] L. Yu, J.-P. Barbot, D. Benmerzouk, D. Boutat, T. Floquet, and G. Zheng, "Discussion about sliding mode algorithms, zeno phenomena and observability," in *Sliding Modes after the First Decade of the 21st Century*, pp. 199–219, Springer, 2011.
- [55] M. Mariton, *Jump linear systems in automatic control*. M. Dekker New York, 1990.
- [56] Z. Sun, *Switched linear systems : control and design*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [57] E. Asarin, O. Bournez, T. Dang, and O. Maler, "Approximate reachability analysis of piecewise-linear dynamical systems," in *International Workshop on Hybrid Systems : Computation and Control*, pp. 20–31, Springer, 2000.
- [58] A. Benali, D. Boutat, and J.-P. Barbot, "About the observability of piecewise linear systems," 2005.
- [59] M. Johansson, *Piecewise linear control systems*. PhD thesis, Ph. D. Thesis, Lund Institute of Technology, Sweden, 1999.
- [60] J. Lygeros, K. H. Johansson, S. N. Simic, J. Zhang, and S. S. Sastry, "Dynamical properties of hybrid automata," *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 48, no. 1, pp. 2–17, 2003.
- [61] R. Alur, C. Courcoubetis, T. A. Henzinger, and P.-H. Ho, "Hybrid automata : An algorithmic approach to the specification and verification of hybrid systems," in *Hybrid systems*, pp. 209–229, Springer, 1992.
- [62] H. Lin and P. J. Antsaklis, "Stability and stabilizability of switched linear systems : A short survey of recent results," in *Proceedings of the 2005 IEEE International Symposium on, Mediterrean Conference on Control and Automation Intelligent Control, 2005.*, pp. 24–29, IEEE, 2005.
- [63] L. Hetel, *Stabilité et commande robuste des systèmes à commutation*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2007.
- [64] H. Lin and P. J. Antsaklis, "Stability and stabilizability of switched linear systems : a survey of recent results," *IEEE Transactions on Automatic control*, vol. 54, no. 2, pp. 308–322, 2009.
- [65] J. P. Hespanha, "Uniform stability of switched linear systems : Extensions of lasalle's invariance principle," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, no. 4, pp. 470–482, 2004.

- [66] J. C. Geromel and P. Colaneri, “Stability and stabilization of continuous-time switched linear systems,” *SIAM Journal on Control and Optimization*, vol. 45, no. 5, pp. 1915–1930, 2006.
- [67] X. Zhao, L. Zhang, P. Shi, and M. Liu, “Stability and stabilization of switched linear systems with mode-dependent average dwell time,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 57, no. 7, pp. 1809–1815, 2011.
- [68] D. Liberzon, *Switching in systems and control*. Springer Science & Business Media, 2003.
- [69] P. Hauroigne, P. Riedinger, and C. Iung, “Switched affine systems using sampled-data controllers : Robust and guaranteed stabilization,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 56, no. 12, pp. 2929–2935, 2011.
- [70] E. Moulay, “Stabilité des équations différentielles ordinaires,” 2007.
- [71] W. P. Dayawansa and C. F. Martin, “A converse lyapunov theorem for a class of dynamical systems which undergo switching,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 4, pp. 751–760, 1999.
- [72] A. P. Molchanov and Y. S. Pyatnitskiy, “Criteria of asymptotic stability of differential and difference inclusions encountered in control theory,” *Systems & Control Letters*, vol. 13, no. 1, pp. 59–64, 1989.
- [73] B. Hu, G. Zhai, and A. N. Michel, “Common quadratic lyapunov-like functions with associated switching regions for two unstable second-order lti systems,” *International Journal of Control*, vol. 75, no. 14, pp. 1127–1135, 2002.
- [74] R. E. Kalman, “A new approach to linear filtering and prediction problems,” *Journal of basic Engineering*, vol. 82, no. 1, pp. 35–45, 1960.
- [75] R. E. Kalman and R. S. Bucy, “New results in linear filtering and prediction theory,” *Journal of basic engineering*, vol. 83, no. 1, pp. 95–108, 1961.
- [76] D. Luenberger, “An introduction to observers,” *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 16, no. 6, pp. 596–602, 1971.
- [77] E. A. Wan and R. Van Der Merwe, “The unscented kalman filter for nonlinear estimation,” in *Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium (Cat. No. 00EX373)*, pp. 153–158, Ieee, 2000.
- [78] M. Zeitz, “The extended luenberger observer for nonlinear systems,” *Systems & Control Letters*, vol. 9, no. 2, pp. 149–156, 1987.
- [79] F. Deza, E. Busvelle, J. Gauthier, and D. Rakotopara, “High gain estimation for nonlinear systems,” *Systems & control letters*, vol. 18, no. 4, pp. 295–299, 1992.

- [80] H. Hammouri, G. Bornard, and K. Busawon, “High gain observer for structured multi-output nonlinear systems,” *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 55, no. 4, pp. 987–992, 2010.
- [81] G. Bastin and M. R. Gevers, “Stable adaptive observers for nonlinear time-varying systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 33, no. 7, pp. 650–658, 1988.
- [82] J.-P. Barbot, T. Boukhobza, and M. Djemai, “Sliding mode observer for triangular input form,” in *Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 2, pp. 1489–1490, IEEE, 1996.
- [83] X.-G. Yan and C. Edwards, “Nonlinear robust fault reconstruction and estimation using a sliding mode observer,” *Automatica*, vol. 43, no. 9, pp. 1605–1614, 2007.
- [84] J. Davila, L. Fridman, and A. Levant, “Second-order sliding-mode observer for mechanical systems,” *IEEE transactions on automatic control*, vol. 50, no. 11, pp. 1785–1789, 2005.
- [85] S. Solvar, V. Le, M. Ghanes, J.-P. Barbot, and G. Santomenna, “Sensorless second order sliding mode observer for induction motor,” in *2010 IEEE international conference on control applications*, pp. 1933–1938, IEEE, 2010.
- [86] M. Ghanes, J.-P. Barbot, L. Fridman, and A. Levant, “A second order sliding mode differentiator with a variable exponent,” in *2017 American control conference (ACC)*, pp. 3300–3305, IEEE, 2017.
- [87] J. Ezzine and A. H. Haddad, “Controllability and observability of hybrid systems,” *International Journal of Control*, vol. 49, no. 6, pp. 2045–2055, 1989.
- [88] E. Sontag, “Nonlinear regulation : The piecewise linear approach,” *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 26, no. 2, pp. 346–358, 1981.
- [89] A. Fossard and D. Normand-Cyrot, *Systèmes non linéaires. 1. Modélisation, estimation*. Masson, 1993.
- [90] R. Hermann and A. Krener, “Nonlinear controllability and observability,” *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 22, no. 5, pp. 728–740, 1977.
- [91] G. Besançon, *Nonlinear observers and applications*, vol. 363. Springer, 2007.
- [92] G. Besançon, *Contributions à l’étude et à l’Observation des Systèmes Non Linéaires avec recours au Calcul Formel*. PhD thesis, Grenoble INPG, 1996.
- [93] A. Isidori, *Nonlinear control systems*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [94] A. H. Jazwinski, *Stochastic processes and filtering theory*. Courier Corporation, 2007.

- [95] C. G. Rong, *Approximate kalman filtering*, vol. 2. World Scientific, 1993.
- [96] J.-P. Gauthier, H. Hammouri, S. Othman, *et al.*, “A simple observer for nonlinear systems applications to bioreactors,” *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 37, no. 6, pp. 875–880, 1992.
- [97] A. Tornambè, “High-gain observers for non-linear systems,” *International Journal of Systems Science*, vol. 23, no. 9, pp. 1475–1489, 1992.
- [98] F. Esfandiari and H. K. Khalil, “Output feedback stabilization of fully linearizable systems,” *International Journal of control*, vol. 56, no. 5, pp. 1007–1037, 1992.
- [99] J.-P. Gauthier and I. A. Kupka, “Observability and observers for nonlinear systems,” *SIAM journal on control and optimization*, vol. 32, no. 4, pp. 975–994, 1994.
- [100] F. Deza, E. Busvelle, and J. Gauthier, “Exponentially converging observers for distillation columns and internal stability of the dynamic output feedback,” *Chemical Engineering Science*, vol. 47, no. 15-16, pp. 3935–3941, 1992.
- [101] J. Rudolph and M. Zeitz, “A block triangular nonlinear observer normal form,” *Systems & Control Letters*, vol. 23, no. 1, pp. 1–8, 1994.
- [102] K. Busawon, H. Yahoui, A. Hammouri, and G. Grellet, “A nonlinear observer for induction motors,” *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 15, no. 3, pp. 181–188, 2001.
- [103] G. Bornard and H. Hammouri, “A graph approach to uniform observability of nonlinear multi-output systems,” in *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, 2002.*, vol. 1, pp. 701–706, IEEE, 2002.
- [104] H. Hammouri and M. Farza, “Nonlinear observers for locally uniformly observable systems,” *ESAIM : Control, optimisation and calculus of Variations*, vol. 9, pp. 353–370, 2003.
- [105] G. Besancon and A. Ticlea, “An immersion-based observer design for rank-observable nonlinear systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, no. 1, pp. 83–88, 2007.
- [106] M. Farza, M. M’Saad, M. Triki, and T. Maatoug, “High gain observer for a class of non-triangular systems,” *Systems & Control Letters*, vol. 60, no. 1, pp. 27–35, 2011.
- [107] P. Dufour, S. Flila, and H. Hammouri, “Observer design for mimo non-uniformly observable systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 57, no. 2, pp. 511–516, 2011.
- [108] V. Utkin, “Variable structure systems with sliding modes,” *IEEE Transactions on Automatic control*, vol. 22, no. 2, pp. 212–222, 1977.

- [109] V. I. Utkin, “Sliding modes and their applications in variable structure systems,” *Mir, Moscow*, 1978.
- [110] J.-J. E. Slotine, “Sliding controller design for non-linear systems,” *International Journal of control*, vol. 40, no. 2, pp. 421–434, 1984.
- [111] W. Perruquetti and J. P. Barbot, *Sliding mode control in engineering*, vol. 11. M. Dekker, 2002.
- [112] C. Edwards, S. K. Spurgeon, and R. J. Patton, “Sliding mode observers for fault detection and isolation,” *Automatica*, vol. 36, no. 4, pp. 541–553, 2000.
- [113] M. Fliess, C. Join, and W. Perruquetti, “Real-time estimation for switched linear systems,” in *2008 47th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 941–946, IEEE, 2008.
- [114] H. Lou and P. Si, “The distinguishability of linear control systems,” *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, vol. 3, no. 1, pp. 21–38, 2009.
- [115] D. Gómez-Gutiérrez, A. Ramírez-Treviño, J. Ruiz-León, and S. Di Gennaro, “On the observability of continuous-time switched linear systems under partially unknown inputs,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 57, no. 3, pp. 732–738, 2011.
- [116] W. Kang, J.-P. Barbot, and L. Xu, “On the observability of nonlinear and switched systems,” in *Emergent problems in nonlinear systems and control*, pp. 199–216, Springer, 2009.
- [117] G. Zheng, L. Yu, D. Boutat, and J.-P. Barbot, “Algebraic observer for a class of switched systems with zeno phenomenon,” in *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control (CDC) held jointly with 2009 28th Chinese Control Conference*, pp. 3876–3881, IEEE, 2009.
- [118] M. Ghanes, F. Bejarano, and J.-P. Barbot, “On sliding mode and adaptive observers design for multicell converter,” in *2009 American Control Conference*, pp. 2134–2139, IEEE, 2009.
- [119] A. Tanwani, H. Shim, and D. Liberzon, “Observability for switched linear systems : characterization and observer design,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 58, no. 4, pp. 891–904, 2012.
- [120] I. Mrad, J. P. Barbot, and L. Sbita, “Left invertibility for switched linear system based on $z(t_n)$ -observability and hosm observer,” in *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, pp. 560–565, IEEE, 2018.
- [121] I. Mrad, A. Abdelhedi, J. P. Barbet, and L. Sbita, “Robust hybrid observer for ibc based on $z(t_n)$ -observability,” in *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, pp. 1–6, IEEE, 2017.

- [122] T. Floquet and J.-P. Barbot, “State and unknown input estimation for linear discrete-time systems,” *Automatica*, vol. 42, no. 11, pp. 1883–1889, 2006.
- [123] W. Respondek, “Right and left invertibility of nonlinear control systems,” in *Nonlinear controllability and optimal control*, pp. 133–176, Routledge, 1988.
- [124] R. M. Hirschorn, “Invertibility of nonlinear control systems,” *SIAM Journal on Control and Optimization*, vol. 17, no. 2, pp. 289–297, 1979.
- [125] R. W. Brockett and M. Mesarović, “The reproducibility of multivariable systems,” *Journal of mathematical analysis and applications*, vol. 11, pp. 548–563, 1965.
- [126] L. Silverman, “Inversion of multivariable linear systems,” *IEEE transactions on Automatic Control*, vol. 14, no. 3, pp. 270–276, 1969.
- [127] R. Hirschorn, “Invertibility of multivariable nonlinear control systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 24, no. 6, pp. 855–865, 1979.
- [128] S. Singh, “A modified algorithm for invertibility in nonlinear systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 26, no. 2, pp. 595–598, 1981.
- [129] L. Vu and D. Liberzon, “Invertibility of switched linear systems,” *Automatica*, vol. 44, no. 4, pp. 949–958, 2008.
- [130] G. Millerioux and J. Daafouz, “Invertibility and flatness of switched linear discrete-time systems,” in *International Workshop on Hybrid Systems : Computation and Control*, pp. 714–717, Springer, 2007.
- [131] F. Bejarano, A. Pisano, and E. Usai, “Finite-time converging jump observer for switched linear systems with unknown inputs,” *Nonlinear Analysis : Hybrid Systems*, vol. 5, no. 2, pp. 174–188, 2011.
- [132] E. Cruz-Zavala and J. A. Moreno, “Lyapunov functions for continuous and discontinuous differentiators,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 49, no. 18, pp. 660–665, 2016.
- [133] T. Floquet and J.-P. Barbot, “Super twisting algorithm-based step-by-step sliding mode observers for nonlinear systems with unknown inputs,” *International Journal of Systems Science*, vol. 38, no. 10, pp. 803–815, 2007.
- [134] H. Broulès and G. K. Kwan, *Linear systems*. John Wiley & Sons, 2013.
- [135] I. Mrad, J.-P. Barbot, and L. Sbita, “Sensorless mppt control based on left invertibility,” *Intretnational Journal of scientific and Technology research*, vol. 8, no. 10, pp. 2036–2044, 2019.