République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique Université Mohammed Seddik Benyahia – Jijel



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Automatique

Mémoire

Pour l'obtention du diplôme de Master en

Automatique

Option : Automatique Et Informatique Industrielle

Thème

Commande Robuste d'un Système

Photovoltaïque basée sur les Modèles de Takagi-Sugeno

Proposé et dirigé par :

Dr Sofiane DOUDOU

Mr Noureddine BOUBEKRI

Réalisé par :

ROUIKHA Ayoub

HALOULOU Mohamed

Année universitaire 2020-2021

Remerciements

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu qui nous a donné la patience et la volonté pour que nous puissions réaliser ce travail.

Ainsi nous souhaitons adresser nos remerciements aux personnes qui nous ont aidés dans la réalisation de ce mémoire.

En premier lieu, nos remerciements vont à notre encadrant, Dr **Sofiane Doudou**, pour son encadrement et sa cordialité. Sa bien-traitance et ses conseils avisés ont été d'un grand soutien pour la réalisation et la rédaction de notre travail.

Notre gratitude va également à notre co- encadrant Monsieur **Noureddine Boubekri** qui fut toujours disponible pour répondre à nos questions et nous consacrer du temps pour nous guider dans notre travail.

Nous remercions également, tous les membres du jury d'avoir accepter de juger et d'évaluer notre travail.

Enfin, nous remercions toutes les personnes, en particulier nos familles et nos amis, qui nous ont soutenus et aidés dans l'accomplissement de toutes nos années d'études.

Dédicaces

Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail à ceux qui quels que soient les termes embrassés je n'arriverais jamais à leur exprimer mon amour sincère.

À mes chers parents qui toujours étaient exemplaires et compréhensifs. Je tiens à honorer les personnes que vous êtes. Ce modeste travail est le fruit de tous vos sacrifices et nulle dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime et le respect que j'ai toujours eu et que je vais toujours avoir pour vous. J'implore le tout-puissant pour qu'il vous accorde une bonne santé et une vie longue et heureuse.

À ma très chère et mon unique **frangine**, à tout mon vécu près de toi, en gage de ma profonde estime pour l'aide que tu m'as apportée, le réconfort et les encouragements que tu m'as donnés. Puissent nos liens fraternels se consolider et se pérenniser encore plus. Merci infiniment, je te souhaite bonheur, réussite et prospérité à toi et à ta désormais petite famille.

À **B.Rofaida** et **M.Imad** mes condisciples d'auparavant qui après sont devenus abri car le chemin qui paraissait parfois ténébreux et rocailleux leur compagnie l'a toujours rendu plus aisé et lumineux. Je "nous" souhaite un avenir meilleur chers combattants et futurs Drs.

À ma deuxième famille que nul mot ne peut décrire l'amour et l'affection que je ressens pour eux. Que dieu vous bénisse et vous garde pour moi. Ils se reconnaitront en lisant le code "Lydia".

À mes amis **Raouf**, **Islem**, et **Zaki**. En temoignage de l'amitié qui nous a unit et des souvenirs qui nous ont marqués, Je vous dédie ce travail et je vous souhaite santé, bonheur et richesse dans la vie.

Et comme toutes les connaissances sont des souvenances, je ne peux pas laisser passer cette occasion sans saluer et souhaiter une poursuite et un futur pleins de bonheur et de réussites à ceux avec qui j'ai partagé cette expérience riche en émotions et aux moments de joie(et de calvaire aussi), tous **mes collègues**, notamment mes alliés **Salah**, **Anis** et **Haitem**.

Ayoub

Dédicaces

J'ai le grand plaisir de dédier ce modeste travail :

À ma **chère maman**, la personne qui a beaucoup sacrifié pour moi sans elle Je n'aurais eu la volonté d'atteindre ce niveau. Que Dieu puisse la garder éternellement heureuse. Merci du fond du cœur.

À mon **cher père** qui m'a toujours aide et soutenir dans les moments difficiles que dieu le garde. Merci du fond du cœur.

À mes chères sœurs et mon petit frère Anter Puisse dieu vous donne santé, bonheur, courage et surtout réussite

À tous mes amis, tout particulièrement : Ayoub, Haroun, Hamza, Bilal, Noro, Djamel, Kiki, Mayoum

À tous mes collègues du département d'automatique

Et à tous ceux qui m'ont aidé de prêt ou de loin à finaliser ce mémoire et qui m'ont contribué dans ma formation.

Mohamed

Table des matières

	Intr	oductio	n générale	1
1	Gén	éralités	sur les systèmes photovoltaïques	3
	1.1	Introdu	uction	3
	1.2	Cellule	e photovoltaïque	3
		1.2.1	Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque	4
		1.2.2	Caractéristiques de la cellule solaire PV	5
			1.2.2.1 Tension en circuit ouvert (Voc)	5
			1.2.2.2 Courant de court-circuit (Icc)	6
			1.2.2.3 Facteur de forme (FF)	6
			1.2.2.4 Rendement de la cellule (n)	6
			1.2.2.5 Point de puissance maximale	6
		1.2.3	Modélisation mathématique de la cellule PV	7
			1.2.3.1 Modèle à deux diodes	7
			1.2.3.2 Modèle à une diode	8
		1.2.4	Associations des cellules PV	10
			1.2.4.1 Association en série	10
			1.2.4.2 Association en parallèle	10
			1.2.4.3 Association en hybride	11
	1.3	Modul	le Photovoltaïque	12
	1.4	Généra	ateur photovoltaïque (GPV)	12
	1.5	Algori	thmes MPPT	12
		1.5.1	Méthode P&O	12
			1.5.1.1 Inconvénients de la méthode P&O	13
	1.6	Simula	ation du module LC120-12P	13
		1.6.1	Caractéristique (I-V) et (P-V) à ensoleillement et température variables	14
			1.6.1.1 Influence de la température	14
			1.6.1.2 Influence de l'ensoleillement	15
			1.6.1.3 Discussion	15
	1.7	Conclu	usion	15
2	Gén	éralités	sur les modèles flous de Takagi-Sugeno	17
	2.1	Introdu	uction	17
	2.2	Appro	che multimodèle (MM)	17
		2.2.1	Représentation multimodèle	18
		2.2.2	Paramétres du multimodèle	18

			2.2.2.1 Espace de fonctionnement		18
			2.2.2.2 Zone de fonctionnement		18
			2.2.2.3 Sous-modèle		19
			2.2.2.4 Variable de prémisse		19
			2.2.2.5 Fonction d'activation		19
		2.2.3	Différentes structures multimodèles		20
			2.2.3.1 Structure couplée		20
			2.2.3.2 Structure découplée		20
			2.2.3.3 Structure hiérarchique		20
	2.3	Modèl	e flou de type Takagi-Sugeno		21
		2.3.1	Modèle flou continu(MFC)		21
		2.3.2	Modèle flou discret(MFD)		22
		2.3.3	Obtention des modèles flou de type Takagi-Sugeno		23
			2.3.3.1 Par identification		23
			2.3.3.2 Par linéarisation		23
			2.3.3.3 Modélisation par l'approche des secteurs non linéaires		24
	2.4	Modél	isation T-S d'un convertisseur Boost		27
		2.4.1	Convertisseur DC-DC		27
		2.4.2	Modèle mathématique du convertisseur Boost		27
		2.4.3	Modèle flou T-S du convertisseur Boost		28
		2.4.4	Modèle de référence		30
	2.5	Valida	tion du multimodèle		31
	2.6	Conclu	usion		32
3	Con	mande	PDC robuste d'un système photovoltaïque		34
-	3.1	Introdu	uction \ldots		34
	3.2	Prélim	inaires		35
		3.2.1	Stabilité		35
		3.2.2	Inácolitás Matriciallas Lináciras		35
			megantes Matricienes Linearies		
			3.2.2.1 Problèmes classiques des LMI :	· · ·	35
		3.2.3	3.2.2.1 Problèmes classiques des LMI :	 	35 36
	3.3	3.2.3 Stabili	3.2.2.1 Problèmes classiques des LMI :	· · · ·	35 36 37
	3.3	3.2.3 Stabili 3.3.1	3.2.2.1 Problèmes classiques des LMI :	· · · ·	35 36 37 37
	3.3	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2	3.2.2.1 Problèmes classiques des LMI :	· · · ·	35 36 37 37 39
	3.3	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2	3.2.2.1 Problèmes classiques des LMI :	· · · · · · · · · · · ·	35 36 37 37 39 39
	3.3	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3	3.2.2.1 Problèmes classiques des LMI :	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	35 36 37 37 39 39 40
	3.3	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3	3.2.2.1 Problèmes classiques des LMI :	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	35 36 37 37 39 39 40 40
	3.3	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.3.4	3.2.2.1 Problèmes classiques des LMI :	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	35 36 37 37 39 39 40 40 41
	3.3	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.3.4 3.3.5	Inegantes Matricienes Effeaties3.2.2.1Problèmes classiques des LMI :Commande PDCté et stabilisation quadratique des modèles flous de Takagi-Sugenoté et stabilité au sens de LyapunovFonctions de Lyapunov3.3.2.1Fonctions de Lyapunov usuellesStabilité quadratique3.3.3.1Modèle flou continu MFCStabilisation des modèles flous T-S avec une loi de commande PDCStabilité quadratique	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	35 36 37 37 39 39 40 40 41 41
	3.3 3.4	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.3.4 3.3.5 Comm	a.2.2.1Problèmes classiques des LMI :3.2.2.1Problèmes classiques des LMI :Commande PDC.té et stabilisation quadratique des modèles flous de Takagi-Sugenostabilité au sens de LyapunovFonctions de Lyapunov3.3.2.1Fonctions de Lyapunov usuellesStabilité quadratique3.3.3.1Modèle flou continu MFCStabilisation des modèles flous T-S avec une loi de commande PDCStabilité quadratique H_{∞} par la commande PDC	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	 35 36 37 39 39 40 40 41 41 42
	3.33.4	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.3.4 3.3.5 Comm 3.4.1	Inegantes Matricenes Enleares3.2.2.1Problèmes classiques des LMI :Commande PDCté et stabilisation quadratique des modèles flous de Takagi-Sugenoté et stabilité au sens de LyapunovFonctions de Lyapunov3.3.2.1Fonctions de Lyapunov usuellesStabilité quadratique3.3.3.1Modèle flou continu MFCStabilisation des modèles flous T-S avec une loi de commande PDCStabilité quadratique H_{∞} par la commande PDCDéfinition de la commande H_{∞}	 . .<	35 36 37 39 39 40 40 41 41 42 42
	3.33.4	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.3.4 3.3.5 Comm 3.4.1 3.4.2	Inegantes Matricienes Enleanes3.2.2.1Problèmes classiques des LMI :Commande PDCté et stabilisation quadratique des modèles flous de Takagi-Sugenoté et stabilité au sens de LyapunovFonctions de Lyapunov3.3.2.1Fonctions de Lyapunov usuellesStabilité quadratique3.3.3.1Modèle flou continu MFCStabilisation des modèles flous T-S avec une loi de commande PDCStabilité quadratique H_{∞} par la commande PDCDéfinition de la commande H_{∞} Principe de la commande H_{∞}	· · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	35 36 37 39 39 40 40 41 41 42 42 42
	3.33.4	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.3.4 3.3.5 Comm 3.4.1 3.4.2 3.4.3	Inegatives Matricielles Linearies3.2.2.1Problèmes classiques des LMI :Commande PDCté et stabilisation quadratique des modèles flous de Takagi-Sugenostabilité au sens de LyapunovFonctions de Lyapunov3.3.2.1Fonctions de Lyapunov usuellesStabilité quadratique3.3.3.1Modèle flou continu MFCStabilisation des modèles flous T-S avec une loi de commande PDCStabilité quadratique H_{∞} par la commande PDCStabilité quadratique H_{∞} par la commande PDCDéfinition de la commande H_{∞} Concept de base de la commande H_{∞}	· · · · · ·	35 36 37 39 39 40 40 41 41 42 42 42 43
	3.33.4	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.3.4 3.3.5 Comm 3.4.1 3.4.2 3.4.3 3.4.4	Inegalites Matricielles Linearies3.2.2.1Problèmes classiques des LMI :Commande PDCté et stabilisation quadratique des modèles flous de Takagi-Sugenostabilité au sens de LyapunovFonctions de Lyapunov3.3.2.1Fonctions de Lyapunov usuellesStabilité quadratique3.3.3.1Modèle flou continu MFCStabilisation des modèles flous T-S avec une loi de commande PDCStabilité quadratique H_{∞} par la commande PDCDéfinition de la commande H_{∞} Définition de la commande H_{∞} Concept de base de la commande H_{∞} Problème optimal H_{∞}	35 36 37 39 39 40 40 41 41 42 42 42 42 43 44
	3.3 3.4	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.3.4 3.3.5 Comm 3.4.1 3.4.2 3.4.3 3.4.4 3.4.5	Integraties Matricienes Enleanes3.2.2.1Problèmes classiques des LMI :Commande PDC	35 36 37 39 39 40 40 41 41 42 42 42 43 44 44
	3.3	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.3.4 3.3.5 Comm 3.4.1 3.4.2 3.4.3 3.4.4 3.4.5 3.4.6	Inegatives Matricienes Enleanes3.2.2.1Problèmes classiques des LMI :Commande PDC	35 36 37 39 39 40 40 41 41 42 42 42 42 43 44 44
	3.33.43.5	3.2.3 Stabili 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.3.4 3.3.5 Comm 3.4.1 3.4.2 3.4.3 3.4.4 3.4.5 3.4.4 5 3.4.6 Synthè	Inegantes Matricielles Linearies3.2.2.1Problèmes classiques des LMI :Commande PDC	35 36 37 39 39 40 40 41 41 42 42 42 42 43 44 44 44

	3.6.1	Algorithme de recherche du MPP	47
	3.6.2	Simulation Matlab	48
	3.6.3	Modèle de référence	49
3.7	Conclu	usion	54

Table des figures

1.1	Cellules photovoltaïques de silicium.	4
1.2	Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque.	4
1.3	Caractéristique de la cellule photovoltaïque.	5
1.4	Modèle électrique équivalent à deux diodes de la cellule PV	7
1.5	Modèle électrique équivalent à une diode de la cellule PV	8
1.6	Modèle électrique simplifié de la cellule PV	9
1.7	Cellules identiques en série.	10
1.8	Cellules identiques en parallèle.	11
1.9	Caractéristiques de l'association hybride.	11
1.10	Circuit équivalent du GPV.	12
1.11	Organigramme de la méthode P&O	13
1.12	Caractéristiques (I-V) et (P-V) sous l'influence de la température.	14
1.13	Caractéristiques (I-V) et (P-V) sous l'influence de l'ensoleillement	15
2.1	Schéma de principe de zone de fonctionnement de validité de modèle locaux	19
2.2	Schéma et implémentation d'un modèle T-S	21
2.3	Schéma électrique d'un convertisseur DC-DC	27
2.4	Réponses du système non linéaire et du modèle T-S	32
3.1	Principe de la commande PDC	37
3.2	Problème H_{∞} standard général.	43
3.3	Structure MPPT du système PV	49
3.4	Variations de la température et de l'éclairement.	51
3.5	Courant et tension de sortie.	51
3.6	Courant et tension du GPV.	52
3.7	Puissance délivrée par le générateur PV.	52
3.8	Puissance délivrée par le générateur PV.	53
3.9	Rapport cyclique.	53

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques électriques du module LC120-12P	14
2.1	Paramètres du convertisseur Boost	31

Symboles

N_p	Nombre des cellules en parallèle.
N_s	Nombre des cellules en série.
V_{oc}	Tension en circuit ouvert.
I_{cc}	Courant de court-circuit.
I_{ph}	Photo-Courant.
FF	Facteur de forme.
η	Rendement de la cellule solaire.
P _{in}	Puissance incidente.
R_s	Résistance série.
R_p	Résistance de shunt.
I_{01}	Courant de saturation de la diode1.
I_{02}	Courant de saturation de la diode2.
K	Constante de Boltzmann (1.381×10-23 J/K).
Т	Température effective de la cellule.
q	Charge de l'électron (1.602×10-19 C).
η_2	Facteur de non idéalité de la jonction de la diode2.
Ι	Courant fourni par la cellule.
V	Tension aux bornes de la cellule.

$I_{cc(Tref)}$	Courant de court-circuit à la température de référence.	
Tref	Température de référence de la cellule en Kelvin.	
α	Coefficient de température de I_{cc} .	
E_0	Valeur nominale de l'ensoleillement.	
I_{sat}	Courant de saturation.	
I_0	Courant inverse de saturation.	
$V_{oc}N_s$	Somme des tensions en circuit-ouvert en série.	
$I_{cc}N_s$	Courant de court-circuit des cellules en série.	
$I_{cc}N_p$	Sommes des courants en court-circuit en parallèle.	
$V_{oc}N_p$	Somme des tensions en circuit-ouvert en parallèle.	
I_{cc}^t	Sommes des courants en court-circuit en parallèle.	
V_{oc}^t	Sommes des tensions en circuit-ouvert en série.	
V_c	Tension de charge.	
I_L	Courant inducteur.	
V_{pv}	Tension de sortie du panneau PV.	
I_{pv}	Courant de sortie du panneau PV.	
C_a	Condensateur d'entrée.	
C_b	Condensateur de sortie.	
L	Inductance.	
RL, rl	Résistance interne.	
<i>n</i> = 1.5	Facteur idéal de la jonction P-N.	
I_{pvopt}	Courant optimal.	
V_{pvopt}	Tension optimale.	
$u\left(t ight)$	Signal de commande.	

$y\left(t ight)$	Signal de sortie.
$r\left(t ight)$	Signal de référence.
$arepsilon\left(t ight)$	Signal d'erreur.
$\omega\left(t ight)$	Signal de bruit.
$b\left(t ight)$	Signal de perturbation.
$e\left(t ight)$	L'erreur.
\mathcal{J}_{∞}	Critère à minimiser.
K_j	Gain de commande.

Abréviations

MPPT	Maximum Power Point Tracking (Recherche de point de puissance maximale).
PV	Photovoltaïque.
GPV	Générateur photovoltaïque.
MPP	Maximum Power (Point Le point de puissance maximale).
P&O	Perturbation et Observation.
DC	Direct Current (Courant Continu).
MM	Multimodèle.
T-S	Takagi-Sugeno.
LTI	Linear Time Invariant(linéaire à Temps invariant).
MFC	Modèle Flou Continu.
MFD	Modèle Flou Discret.
MIMO	Multiple Inputs Multiple Outputs (Multi-entrées Multi-sorties).
NL	Non-Linéaire.
LMI	Linear matrix inequality (Inégalité Matricielle Linéaire).
PDC	Parallel Distributed Compensation (Loi de commande basée sur le retour d'état).

Introduction générale

A civilisation moderne et toutes ses manifestations sont basées sur la consommation d'énergie, dont la plupart proviennent de ressources fossiles. Cette consommation atteint un score alarmant, réduisant les réserves d'énergie de ce type pour les générations futures, ce qui a entraîné des efforts accrus et fait appel à de nouvelles sources d'énergie inépuisables appelées énergies renouvelables qui sont émergées depuis les années 1960. Ces sources d'énergie renouvelables comprennent l'énergie solaire, l'énergie éolienne, l'énergie hydrogène et l'énergie de la biomasse. L'utilisation d'énergies renouvelables est passée de 4% de la consommation totale d'énergie en 1991 à 8% en 2005 d'après l'agence internationale de l'énergie [1].

L'énergie solaire (ou système photovoltaïque) a un large éventail d'applications, notamment dans :

- l'alimentation des systèmes de télécommunication.
- l'alimentation domestique des habitations isolées.
- les systèmes de pompage.
- les centrales électriques hybrides et l'injection dans les réseaux de distribution d'électricité.

La découverte de l'effet photovoltaïque, c'est-à-dire la conversion de la lumière en énergie électrique grâce à des cellules photovoltaïques, a favorisée le développement de cet axe. Cette nouvelle source d'électricité peut générer de l'énergie allant de quelques milliwatts à des mégawatts [2]. Parmi les principaux problèmes rencontrés, nous citons le coût très élevé des capteurs utilisés et les variations aléatoires de l'énergie solaire reçue par les capteurs au cours de la journée et de l'année, principalement dues aux modifications des conditions atmosphériques (rayonnement et température). Pendant cette période, une énergie électrique très fluctuante est fournie, ce qui conduit à des prix de consommation d'électricité assez élevés [2].

Ces différentes découvertes ont stimulé les travaux de recherche sur l'optimisation et le contrôle des chaînes photovoltaïques. Ce dernier assure une meilleure utilisation de cette énergie, tout en améliorant l'efficacité énergétique, et permet un contrôle robuste des fluctuations rencontrées.

C'est dans ce cas que ce type de mémoire convient. Il cherche à apporter une solution pour disposer d'une chaîne de conversion photovoltaïque fiable en termes d'optimisation de la puissance collectée à partir des panneaux solaires.

Le but de ce travail est de présenter une commande pour le contrôle d'un système photovoltaïque basée sur les systèmes de Takagi Sugeno (TS).

Le travail développé dans ce mémoire est structuré en trois chapitres :

Dans le premier chapitre on commence par la définition et la description de la structure générale des systèmes photovoltaïques et leurs principes de fonctionnement, aussi nous évoquons les principes de la conversion photovoltaïque, puis nous présentons la modélisation mathématique d'un système photovoltaïques et nous finalisons notre chapitre par une discussion sur les caractéristiques

I(V) et P(V) d'un panneau photovoltaïque qu'on simule sous Matlab.

Le second chapitre est consacré pour l'étude de l'approche multimodèle et des modèles flous de type Tkagi-Sugéno, ainsi nous le débutons par la définition, la représentation et les différentes structures du multimodèle, puis nous nous focalisons sur le modèle flou de Takagi-Sugéno qu'est l'un des plus utilisés dans l'automatique.

Par la suite et afin de vérifier et de valider la théorie du multimodèle et l'intérêt des modèles flous de Takagi-Sugéno, nous citons les trois approches permettant d'accéder à un modèle T-S et nous illustrons un exemple sur l'une des trois méthodes.

À la fin nous modélisons notre module PV avec un convertisseur Boost et pour valider le multimodèle on fait la simulation d'un convertisseur Boost et ce en utilisant la représentation non linéaire et la représentation multimodèle et nous comparons les résultats de la simulation.

Dans le dernier chapitre nous étudions la stabilisation des systèmes photovoltaïques et la synthèse d'une loi de commande par retour d'état non linéaire de type PDC. En se basant sur la formulation LMI et en utilisant une fonction de Lyapunov quadratique nous obtenons des conditions de stabilisation pour enfin avoir des résultats de simulation du système photovoltaïque en boucle fermée.

Chapitre

Généralités sur les systèmes photovoltaïques

1.1 Introduction

La production d'énergie a longtemps été obtenue à partir de sources fossiles. Ce qui a conduit à un net déclin des ressources naturelles et à des incidences néfastes sur l'environnement et la vie des populations. De ce fait, la recherche de nouvelles énergies inépuisables s'impose comme alternative.

Il existe plusieurs ressources renouvelables, notamment celles du soleil, du vent, de la terre et de l'eau. Ces énergies sont réputées disponibles en masse, plus écologiques et illimitées. Néanmoins, leur coût relativement élevé reste la limitation majeure avant l'exploitation de ces ressources [3].

Dans le présent chapitre nous faisons rappel aux notions de base des systèmes photovoltaïques. Nous commençons par définir la cellule PV et ses caractéristiques, sa modélisation mathématique ainsi que ses différentes associations, le module et le générateur PV. Ensuite, nous évoquons le problème MPPT et les approches proposées dans la littérature. Enfin, nous clôturons ce chapitre par simuler le module PV LC120-12P sous différentes variations de la température et l'ensoleillement.

1.2 Cellule photovoltaïque

La cellule PV ou encore photopile est le plus petit élément d'une installation photovoltaïque. Elle est composée de matériaux semi-conducteurs et transforme directement l'énergie lumineuse en énergie électrique. La cellule photovoltaïque est constituée de :

• Une fine couche semi-conductrice (matériau possédant une bande interdite, qui joue le rôle de barrière d'énergie que les électrons ne peuvent franchir sans une excitation extérieure, et dont il est possible de faire varier les propriétés électroniques) tel que le silicium, qui est un matériau présentant une conductivité électrique relativement bonne.

• Une couche anti-reflet permettant une pénétration maximale des rayons solaires.

• Une grille conductrice sur le dessus (ou cathode) et d'un métal conducteur sur le dessous (ou anode).

Les plus récentes cellules possèdent même une nouvelle combinaison de multicouches juste en dessous du semi-conducteur, permettant à la lumière de rebondir plus longtemps dans celui-ci pour améliorer le rendement.

Dans la filière de Silicium on peut distinguer trois familles comme le montre la figure suivante :







Silicium amorphe

Silicium monocristallin

Silicium polycristallin

FIGURE 1.1 – Cellules photovoltaïques de silicium.

1.2.1 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

On peut représenter une cellule photovoltaïque, comme une diode plate sensible à la lumière, quand un photon de lumière d'énergie suffisante, heurte un atome sur la partie négative de cette diode. Elle excite un électron et l'arrache de sa structure moléculaire, créant ainsi un électron libre sur cette partie.

Une photopile est fabriquée de manière à ce que cet électron libre, ne puisse se recombiner facilement avec un atome à charge positive, avant qu'il n'ait accompli un travail utile en passant dans un circuit extérieur. Comme une pile chimique, la cellule photovoltaïque produira de l'électricité à courant continu, mais son énergie produite sera principalement en fonction de la lumière reçue par la photopile [4], comme le montre la figure suivante :





Ce phénomène physique est appelé effet photovoltaïque.

1.2.2 Caractéristiques de la cellule solaire PV

Les caractéristiques non linéaires courant-tension (I-V) et puissance-tension (P-V) de la cellule solaire qui présentent comment la cellule photovoltaïque réagit à toutes les charges possibles sous des conditions particulières d'ensoleillement et de la température, sont montrées par la figure (1.3) [5] :



FIGURE 1.3 – Caractéristique de la cellule photovoltaïque.

La caractéristique courant-tension d'un module est aisée à obtenir : il suffit de multiplier la tension d'une cellule par le nombre Ns de cellules en série, et le courant par le nombre Np de cellules en parallèle.

Les paramètres fondamentaux liés à la cellule solaire sont :

- La tension en circuit ouvert(Voc).
- Le courant de court-circuit (*Icc*).
- Le facteur de forme (FF).
- Le rendement de la cellule solaire (n).
- Le point de la puissance maximale(PPM).

1.2.2.1 Tension en circuit ouvert (Voc)

C'est la tension aux bornes de la cellule lorsqu'elle n'est pas connectée à une charge ou lorsqu'elle est connectée à une charge de résistance infinie. Sa valeur diminue avec la température et change peu avec l'irradiation. Elle est obtenue quand le courant de la cellule est nul. V à (I=0)=Voc.[6]

$$V_{oc} = \frac{K.T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_{cc}}{I_s} + 1\right) \tag{1.1}$$

1.2.2.2 Courant de court-circuit (*Icc*)

C'est le courant fourni par la cellule solaire à un circuit d'impédance faible ou nul (fil métallique par exemple). C'est le plus grand courant que la cellule peut fournir. Celui-ci est en fonction de la surface éclairée, du spectre de rayonnement solaire et de la température. Ce courant augmente linéairement avec l'intensité lumineuse de la cellule et il est obtenu quand la tension est nulle. I (à V=0) = Icc.[6]

$$I_{cc} = \frac{R_p}{R_s + R_p} \left[I_s \left[\exp(-\frac{qIR_s}{nKT}) - 1 \right] I_{ph} \right]$$
(1.2)

1.2.2.3 Facteur de forme (FF)

On appelle facteur de forme FF le rapport entre la valeur maximale de la puissance pouvant être extraite (Vm.Im) de la photopile sous les conditions de mesures standardisées, et le produit (*Voc.Icc*). [6]

Il est défini par la relation :

$$FF = \frac{P_{max}}{V_{oc}.I_{cc}}, avecP_{max} = V_m.I_m$$
(1.3)

donc :

$$FF = \frac{V_m . I_m}{V_{oc} . I_{cc}} \tag{1.4}$$

où :

Vm, Im: sont la tension et le courant correspondant au maximum de la puissance. Il représente donc l'écart entre la cellule réelle et une cellule pour laquelle Rs = 0 et $Rp=\infty$ (cellule idéale). Le facteur de forme diminue quand la température de la cellule augmente. Les Facteurs de forme typiques vont de 0,5 à 0,82 [6].

1.2.2.4 Rendement de la cellule (n)

Le rendement η des cellules PV, désigne le rendement de conversion en puissance. Il est défini comme étant le rapport de la puissance maximale délivrée par la cellule et la puissance lumineuse incidente *Pin*.[6]

$$\eta = \frac{Pmax}{P_{in}} \tag{1.5}$$

Et à partir de l'équation (1.3) on a : $P_{max} = V_m I_m = FF V_{oc} I_{cc}$ alors :

$$\eta = \frac{FF.V_{oc}.I_{cc}}{Pin} \tag{1.6}$$

Pin: Puissance incidente [W]et elle est pris comme étant le produit de l'irradiation solaire de la lumière incidente mesurée en W/m², avec la zone de surface (Ac) de la cellule solaire en m² Pin = G.Ac.

1.2.2.5 Point de puissance maximale

Un générateur photovoltaïque présente un point de puissance maximale, c'est-à-dire un couple courant-tension (I-V) dont la puissance associée P = U.I est maximale. Ce couple (I-V) définit un

point de fonctionnement appelé point de puissance maximale, noté (MPP) (abréviation anglaise de Maximum Power Point).

Il est noté que le point de fonctionnement d'un générateur dépend de la température de l'éclairement et de la charge à ses bornes.

1.2.3 Modélisation mathématique de la cellule PV

Pour développer un modèle équivalent d'une cellule photovoltaïque, il est nécessaire de faire un choix judicieux des circuits électriques qui le constituent et de comprendre la configuration physique et les caractéristiques électriques des éléments de la cellule. Pour cela, plusieurs modèles mathématiques sont développés pour représenter le comportement non linéaire des jonctions des semi-conducteurs. [7]

1.2.3.1 Modèle à deux diodes

La figure ci-dessous représente le circuit équivalent d'une cellule solaire, réalisé par la connexion en parallèle de deux diodes de courants de saturation I_{01} et I_{02} et de facteurs de diode n1 et n2, une source de courant produisant le courant de court-circuit de la cellule qui dépend de l'éclairement solaire. La résistance série Rs tient compte de la résistivité du matériau et du contact semiconducteur-métal. Sa valeur peut être déterminée par l'inverse de la pente de la caractéristique I(V) pour la tension à circuit ouvert Vco. La résistance parallèle Rp traduit la présence d'un courant de fuite dans la jonction. [7]



FIGURE 1.4 – Modèle électrique équivalent à deux diodes de la cellule PV.

Le courant *I* délivré par la cellule est donné par l'expression suivante [4] :

$$I = I_{cc} - I_{01} \left[\exp q \left(\frac{V + I.R_s}{n_1.KT} \right) - 1 \right] - I_{02} \left[\exp q \left(\frac{V + I.R_s}{n_2.KT} \right) - 1 \right] - \frac{V + I.R_s}{R_p}$$
(1.7)

avec :

•*Icc* (A) est le courant de court-circuit de la cellule dépendant de l'ensoleillement et de la température.

• $I_{01}(A)$ correspond au courant de saturation de la diode1.

• $I_{02}(A)$ correspond au courant de saturation de la diode2.

- • $K = 1.381 \times 10-23$ J/K, est la constante de Boltzmann.
- •T (K) est la température effective de la cellule.
- • $q = 1.602 \times 10$ -19 C, c'est la charge de l'électron.
- • η_2 est le facteur de non idéalité de la jonction de la diode2.
- •I (A) est le courant fourni par la cellule.
- $\bullet V$ (V) est la tension aux bornes de la cellule.
- • $R_p(\Omega)$ est la résistance de shunt caractérisant les courants de fuites de la jonction.
- • $R_s(\Omega)$ est la résistance série représentant les diverses résistances des contacts et de connexions.

1.2.3.2 Modèle à une diode

La cellule photovoltaïque est aussi représentée par le modèle « standard » à une diode. Ce modèle comporte une diode en moins par rapport au modèle à deux diodes comme le montre la figure (1.5) [8], [9], [4] :



FIGURE 1.5 – Modèle électrique équivalent à une diode de la cellule PV.

L'expression du courant I devient alors :

$$I = I_{cc} - I_0 \left[\exp q \left(\frac{V + I.R_s}{n.KT} \right) - 1 \right] - \frac{V + I.R_s}{R_p}$$
(1.8)

La résistance parallèle (Rp) est très grande par rapport à la résistance série (Rs), son effet est donc très faible de telle sorte que l'on peut négliger. Ce modèle, qui est largement utilisé, devient plus simple à étudier. La figure suivante illustre le modèle simplifié de la cellule photovoltaïque : [10], [11], [4]



FIGURE 1.6 – Modèle électrique simplifié de la cellule PV.

L'équation (1. 5) devient alors :

$$I = I_{cc} - I_0 \left[\exp q \left(\frac{V + I.R_s}{n.KT} \right) - 1 \right]$$
(1.9)

$$I_{cc(T)} = I_{cc(Tref)} \cdot [1 + \alpha (T - T_{ref})]$$
(1.10)

avec :

• $I_{cc(Tref)}$: est le courant de court-circuit à la température de référence T_{ref} , donné par la fiche technique du constructeur (mesuré sous un ensoleillement de 1 kW/m^2).

• T_{ref} : est la température de référence de la cellule en Kelvin (°K), généralement 298°K (25°C).

• α : est le coefficient de température de I_{cc} en (°C), donné par la fiche technique du constructeur.

Le courant de court-circuit I_{cc} est proportionnel à l'intensité de l'ensoleillement, sa valeur pour un ensoleillement donné (E) sera donc :

$$I_{cc(E)} = \left(\frac{E}{E_0}\right) . I_{cc(E_0)}$$
(1.11)

avec :

• E_0 est la valeur nominale de l'ensoleillement, généralement de 1 kW/m^2 .

Le courant inverse de saturation (I_0) de la diode à la température de référence (T_{ref}) est donné par :

$$I_0 = \frac{I_{cc}}{\left(\exp\frac{q.V_{oc}}{n.KT-1}\right)} \tag{1.12}$$

Le courant inverse de saturation (I_0) pour une température (T) donnée est calculé par l'expression suivante :

$$I_{0} = I_{0(T_{ref})} \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^{\frac{3}{n}} \exp \frac{-qE_{g}}{nK} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}}\right)$$
(1.13)

L'équation de la résistance R_s pour la tension à circuit ouvert est :

$$R_s = -\frac{dV}{dI_{(V_{oc})}} - \frac{\frac{nKT}{q}}{I_0 \cdot \exp\frac{q \cdot V_{oc}}{nKT}}$$
(1.14)

1.2.4 Associations des cellules PV

1.2.4.1 Association en série

En additionnant des cellules ou des modules identiques en série, le courant de la branche reste le même, mais la tension augmente proportionnellement au nombre des cellules /modules en série.[4]

$$V_{oc} = N_s . V_{oc} \tag{1.15}$$

avec :

• $N_s V_{oc}$: Somme des tensions en circuit-ouvert en série.

• N_s : Nombre des cellules en série.



FIGURE 1.7 – Cellules identiques en série.

1.2.4.2 Association en parallèle

En additionnant des cellules identiques en parallèle, la tension de la branche est égale à la tension de chaque module, mais l'intensité du courant augmente proportionnellement au nombre de cellules en parallèle dans la branche. [4]

$$I_{cc} = N_p . I_{cc} \tag{1.16}$$

avec :

- $N_p I_{cc}$: Sommes des courants en court-circuit en parallèle..
- N_p : Nombre des cellules en parallèle.



FIGURE 1.8 – Cellules identiques en parallèle.

1.2.4.3 Association en hybride

Selon l'association en série et/ou parallèle des cellules, les valeurs du courant de court- circuit I_{cc} et de la tension à vide V_{oc} , sont plus ou moins importantes. La caractéristique d'un générateur PV est constituée de plusieurs cellules à une allure générale assimilable à celle d'une cellule élémentaire, sous réserve qu'il n'y ait pas de déséquilibre entre les caractéristiques de chaque cellule (irradiation et température uniformes).[4]



FIGURE 1.9 – Caractéristiques de l'association hybride.

les valeurs du courant de court-circuit total et de la tension à vide totale, sont données par les relations suivantes [4] :

$$I_{CC}^t = N_p I_{cc} \tag{1.17}$$

$$V_{oc}^t = N_s . V_{oc} \tag{1.18}$$

où :

- • I_{cc}^t :Somme des courants en court-circuit en parallèle.
- • V_{oc}^t :Somme des tensions en circuit-ouvert en série.

1.3 Module Photovoltaïque

Lors d'une exposition à la lumière, une cellule solaire génère une tension entre 0.5 et 1.5V selon les technologies. Cette dernière n'est pas suffisante pour générer une puissance électrique exploitable et pour le faire il faut assembler plusieurs cellules dans un ensemble (presque toujours des cellules en série), cet ensemble est par définition le module photovoltaïque.

1.4 Générateur photovoltaïque (GPV)

Un générateur PV est constitué de modules inter-connectés pour former une unité produisant une puissance continue élevée compatible avec le matériel électrique usuel. Les modules PV sont habituellement branchés en série-parallèle pour augmenter la tension et l'intensité à la sortie du générateur [12].

La figure suivante représente le circuit équivalent du GPV



FIGURE 1.10 – Circuit équivalent du GPV.

Si on suppose que toutes les cellules sont identiques et fonctionnent dans les mêmes conditions, alors le modèle mathématique du GPV peut être donné par l'équation suivante [13] :

$$I_e = N_p I_{ph} - N_p I_{sat} \left(\exp\left(\frac{V_e + \frac{N_p}{N_s} I_e R_s}{n V_T}\right) - 1 \right) - \frac{V_e + \frac{N_p}{N_s} R_s I_e}{\frac{N_p}{N_s} R_{sh}}$$
(1.19)

1.5 Algorithmes MPPT

Le générateur PV possède une caractéristique courant-tension non linéaire, avec un point de fonctionnement optimal (point de puissance maximal) variée en fonction de la température et de l'ensoleillement du générateur. Pour que le point de fonctionnement du GPV soit au voisinage du point optimal, un étage d'adaptation doit être introduit entre le générateur et la charge continue. L'étage d'adaptation est un convertisseur DC/DC commandé par des algorithmes MPPT effectuent la poursuite du MPP. Parmi ces algorithmes, on cite : méthode de perturbation et observation (P&O), l'incrémentation de l'inductance (Inc-Cond)...etc[14].

1.5.1 Méthode P&O

La méthode P&O est l'une des méthodes les plus utilisées. C'est une méthode itérative permettant d'obtenir le MPP. L'idée de base de cette technique consiste à mesurer les caractéristiques du panneau PV puis introduire une petite perturbation sur la tension (ou sur le courant) afin d'analyser la variation de puissance qui en résulte [15]. Par exemple, si la perturbation injectée est positive et la puissance délivrée augmente, dans ce cas on continue à augmenter la tension dans la même sens. Si ce n'est pas le cas, on diminue la tension (sens inverse)[14]. La figure suivante montre l'organigramme de la méthode P&O :



FIGURE 1.11 – Organigramme de la méthode P&O.

1.5.1.1 Inconvénients de la méthode P&O

L'algorithme de P&O possède les deux inconvénients suivant [14] :

* Lors d'un changement brusque d'irradiation, L'algorithme s'éloigne momentanément du PPM et peut perdre le contrôle de façon permanente.

* Les oscillations autour du PPM représentent un autre inconvénient de l'algorithme P&O. La minimisation de pas d'incrémentation (ΔV) peut être prise comme une solution pour diminuer ces oscillations. Mais cette solution ralentie la poursuite du PPM. Alors, un compromis doit être fait entre la précision et la rapidité.

1.6 Simulation du module LC120-12P

Le module LC120-12P est constitué de 36 cellules polycrystalline en série et une cellule en parallèle. Il fournit une puissance de 120 W dans les conditions standard de la température ($T=25^{\circ}C$) et l'éclairement ($E=1000 \text{ W/m}^2$). Le tableau suivant montre ses caractéristiques électriques [24] :

Caractéristiques électriques			
Puissance de crête	Pmax	[Wp]	120
Tolérance de puissance		[%]	+3/-3
Courant de puissance maximale	Imp	[A]	7.0
Tension de puissance maximale	Vmp	[V]	17.1
Courant de court-circuit	Isc	[A]	7.7
Tension en circuit ouvert	Voc	[V]	21.8
Coéfficent de température pour Pmax		[%/°C]	-0.50
Coéfficent de température pour Voc		[%/°C]	-0.35
Coéfficent de température pour Isc		[%/°C]	0.09
Tension maximale du système		[V]	1,000
Toutes les données techniques à l'état standard :			

AM=1.5, E=1,000 W/m², température : 25°C

e church	
Nombre de cellules en série	36
Nombre de cellules en parallèle	1
Téchnologie de la cellule	polycrystalline
Forme de la cellule	rectangulaire

TABLEAU 1.1 – Caractéristiques électriques du module LC120-12P.

1.6.1 Caractéristique (I-V) et (P-V) à ensoleillement et température variables

1.6.1.1 Influence de la température

On fait varier la température de 25° à 100 °C pour un ensoleillement constant de 1000 W/m². Les résultas de simulation sont illustrés par la figure (1.12):



FIGURE 1.12 – Caractéristiques (I-V) et (P-V) sous l'influence de la température.

1.6.1.2 Influence de l'ensoleillement

Dans cette partie on fait varier l'ensoleillement (200, 400 ,600 et 1000 W/m²) et on simule le module LC 120-12P pour une température constante de 25°C.

La figure (1.13) montre les courbes (I-V) et (P-V) dans ce cas :



FIGURE 1.13 - Caractéristiques (I-V) et (P-V) sous l'influence de l'ensoleillement.

1.6.1.3 Discussion

En effet la température est un facteur important dans le comportement des panneaux photovoltaïques à cause de leurs expositions au soleil, celle-ci peut avoir des degrés élevés surtout à midi, par conséquent cette augmentation va légèrement augmenter le courant de court-circuit et va diminuer significativement la tension en circuit ouvert comme on peut le voir sur la figure (1.12) et donc on en déduit que la température n'influence pas sur le courant mais plutôt sur la tension (la tension diminue quand la température augmente) ce qui impose la diminution de la puissance extractible.

D'après la figure (1.13) on constate que la variation de l'ensoleillement influence beaucoup sur le courant de court-circuit mais la tension de circuit ouvert reste presque constante. On peut dire alors que le courant de court-circuit est directement proportionnel à l'intensité du rayonnement, tandis que la tension du circuit ouvert change légèrement avec l'ensoleillement et donc :

• La puissance maximale du module PV est pratiquement proportionnelle à l'ensoleillement et inversement à la température.

• Les points de puissance maximale se situent à peu près à la même tension.

1.7 Conclusion

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la conversion de la lumière du soleil en électricité au sein de matériaux semi-conducteurs comme le silicium recouverts d'une mince couche métallique. Ces matériaux photosensibles ont la propriété de libérer leurs électrons sous l'influence d'une énergie extérieure, c'est l'effet photovoltaïque. L'énergie est apportée par les photons, (composants de la lumière) qui heurtent les électrons et les libèrent, induisant un courant électrique.

L'électricité produite est disponible sous forme d'électricité directe ou stockée en batteries (énergie électrique décentralisée) ou en électricité injectée dans le réseau.

Pour la simulation du fonctionnement du module photovoltaïque sous différentes conditions climatiques nous avons opté pour le modèle simplifié à une diode qui présente un intérêt majeur en terme de la facilité et la simplicité de mise en œuvre à partir des caractéristiques techniques données par le constructeur et nous avons pu déduire que les conditions climatiques, particulièrement l'ensoleillement et la température influencent d'une manière assez remarquable sur les performances d'un module photovoltaïque.

Chapitre 2

Généralités sur les modèles flous de Takagi-Sugeno

2.1 Introduction

Rendre les performances d'un système optimales est parmi les objectifs actuels de l'automatique, pour ce faire, il est nécessaire d'obtenir une loi de commande. Donc la modélisation est une phase très importante pour la conception de lois de commande.

Pour mieux représenter des processus réels on se trouve face à une représentation par un modèle non linéaire étant donné que celle avec un modèle linéaire est valable sur une zone assez restreinte de l'espace de fonctionnement mais utiliser la représentation non linéaire pour obtenir une commande est une tache difficile.Parmi les solutions apportées pour ce genre de problème, l'utilisation de l'approche multimodèle, cette dernière permet d'utiliser des techniques adaptées aux processus linéaire et permet de parvenir à un bon compromis entre la précision et la complexifié du modèle.

Alors, ce chapitre a pour objectif de présenter les modèles flous de type Takagi-Sugeno qui sont le cas général et le plus utilisé de la structure multimodèle. Dans une première partie, on donne la définition de la structure MM, sa représentation ainsi que les paramètres intervenants dans une telle approche et ses différentes structures. Après, on passe aux modèles flous de Takagi-Sugéno : comment est décrit un modèle T-S, sa particularité et les deux modèles flous continu et discret.

Ensuite nous parlons des trois différentes méthodes qui nous donnent la possibilité de passer d'un modèle non-linéaire vers un modèle T-S et nous introduisons un exemple avant de passer à la modélisation mathématique et T-S d'un convertisseur DC/DC de type Boost utilisé dans un système PV autonome.

Enfin pour affirmer l'intérêt majeur de l'utilisation des modèles flous de type T-S et sous l'environnement Matlab/Simulink on fait une simple simulation d'un convertisseur Boost avec sa représentation non linéaire et sa représentation T-S. Nous comparons et discutons les résultats qui seront illustrés sur des figures avant de clôturer le chapitre par une conclusion.

2.2 Approche multimodèle (MM)

Ces dernières années, l'approche multimodèle a attiré l'attention de la communauté des automaticiens. Cette approche mathématique visant à représenter du mieux possible le fonctionnement dynamique d'un processus, en utilisant des modèles linéaires invariants dans le temps (LTI) est motivée par le désire de faciliter la résolution des problèmes d'analyse et de commande.

La structure MM est basé sur la décomposition du comportement dynamique du système en plusieurs zones de fonctionnement, chaque zone étant caractérisée par un sous-système. En fonction de la zone où le système évolue, chaque sous-système contribue plus ou moins à l'approximation du comportement global du système. En général, le système présente un comportement dynamique homogène à l'intérieur d'une zone de fonctionnement. Ainsi, la contribution de chaque sous-système au modèle global, qui est une combinaison convexe des sous-systèmes, est définie par une fonction de pondération[16].

2.2.1 Représentation multimodèle

La représentation MM d'un système non-linéaire peut être obtenue à partir de différentes structures. En général, la représentation d'état est utilisée car elle permet de mettre facilement en évidence les sous-modèles. Cette représentation est simple et plus générale que la représentation sous forme d'une équation de régression entrée/sortie [16]. Sa forme est la suivante :

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

où :

x représente les variables d'état décrivant l'état interne du système, u(t) et y(t) sont respectivement les grandeurs d'entrée et de sortie du système, f et h représentent les fonctions linéaires et/ou non linéaires.

2.2.2 Paramétres du multimodèle

Définissons quelques notions utiles dans la description d'un MM :

2.2.2.1 Espace de fonctionnement

Les variables du système évoluent à l'intérieur d'un espace vectoriel, c'est l'espace de fonctionnement.

2.2.2.2 Zone de fonctionnement

Les domaines de validité des modèles locaux sont représentés par les zones de fonctionnement, chaque domaine est défini autour d'un point de fonctionnement et on peut distinguer deux types de domaines soit de validité disjoints ou bien avec recouvrement comme l'indique la figure (2.1)

(2.1)



FIGURE 2.1 – Schéma de principe de zone de fonctionnement de validité de modèle locaux.

a)zones de fonctionnement. b)Domaine de validité disjoint. c)Domaine de fonctionnement avec recouvrement.

Notons que dans le cas où le domaine est de validité disjoint, les fonctions d'activation ne peuvent prendre que des valeurs 0 et 1 et à un instant donné il n'y a qu'un seul modèle qui est valable, les autres sont nuls.

2.2.2.3 Sous-modèle

Il s'agit du modèle qui décrit l'agissement et le comportement du système non linéaire dans une zone de fonctionnement distincte.

2.2.2.4 Variable de prémisse

Aussi connue sous le nom de variable de décision z(t), c'est une variable vectorielle caractéristique du système intervenant dans les fonctions de pondération $\mu(t)$.

Plusieurs variables internes ou externes du système peuvent être englobées par cette variable de prémisse.

Ces variables peuvent aussi être soient accessibles à la mesure comme des variables d'état mesurables ou bien des signaux d'entrée.

2.2.2.5 Fonction d'activation

La fonction d'activation aussi connue sous le nom de fonction de pondération détermine le degré d'activation du sous modèle local associé.

Cette dernière et selon la zone d'évolution du système indique la contribution plus ou moins importante du modèle local correspondant dans le modèle global.Elle dépend des variables de décision et aussi permet d'assurer un passage progressif à partir de ce modèle vers les modèles locaux voisins.

Les fonctions d'activation sont choisies de façon à ce qu'elles vérifient les propriétés de somme convexe suivantes :

$$\begin{cases} 0 \le \mu_i(z(t)) \le 1\\ \sum_{i=1}^n \mu_i(z(t)) = 1 \end{cases}$$
(2.2)

2.2.3 Différentes structures multimodèles

On peut rencontrer trois structures du multimodèle et ce selon La nature du couplage entre les modèles locaux associés aux zones de fonctionnement et aussi selon la segmentation effectuée qui est soit sur l'entrée soit sur la sortie [17] :

- 1) Structure couplée.
- 2) Structure découplée.
- 3) Structure hiérarchique.

2.2.3.1 Structure couplée

La structure couplée où le vecteur d'état étant une somme pondérée des états des modèles locaux, s'appelle aussi le modèle flou de Takagi-Sugéno (Fuzzy T-S model) qui a été proposé par Takagi-Sugéno en 1985 et qui sera encore plus détaillée dans la suite du chapitre.

Cette structure est basée sur des règles du type **SI** prémisse **Alors** conséquence [17]. La représentation multimodèle est obtenue par l'interpolation de *r* modèles locaux linéaires

La représentation multimodèle est obtenue par l'interpolation de
$$r$$
 modèles locaux linéaires [17].

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(z\left(t \right) \right) \left(A_i x(t) + B_i u(t) + D_i \right) \\ y(t) = \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(z\left(t \right) \right) \left(C_i x\left(t \right) \right) + E_i u\left(t \right) + N_i \quad (i = 1, 2, ..., r) \\ z\left(t \right) = \left\{ u\left(t \right), x\left(t \right), y\left(t \right) \right\} \end{cases}$$
(2.3)

Où : $\mu_i(z(t))$ sont les fonctions d'activation, z(t) est le vecteur des variables de décision dépendant des variables d'état mesurables et éventuellement de la commande u(t).

2.2.3.2 Structure découplée

La seconde structure est la structure découplée ou bien les multimodèles locaux, elle est proposée par Files en 1991 où il y a plusieurs vecteurs d'états [17].

Cette structure suppose que le processus est composé de modèles locaux découplés et admet des vecteurs d'état indépendants, et peut être vue comme la connexion parallèle de r modèles affines pondérés par leurs poids de pondération [17].

Cette structure s'avère très utile dans le contexte d'identification des paramètres car les dimensions des sous-modèles seront ajustables à la complexité des différents comportements du processus.

$$\begin{cases} \dot{x} = \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(z\left(t \right) \right) \left(A_i x_i \left(t \right) + B_i u\left(t \right) \right) \\ y_i \left(t \right) = \sum_{i=1}^{r} C_i x_i \left(t \right) \end{cases}$$
(2.4)

Où :

 $x(t) \in R^{n}$ représente le vecteur d'état du modèle, $u(t) \in R^{m}$ est le vecteur des entrées et $y(t) \in R^{p}$ est le vecteur des sorties.

Les matrices : A_i appartient à $R^{n \times n}$, B_i appartient à $R^{n \times m}$ et C_i appartient à $R^{n \times p}$.

2.2.3.3 Structure hiérarchique

Dans cette forme l'objectif est de décrire différents niveaux de procédé et de supervision dans lesquels un niveau particulier (i) permet de prendre des décisions à partir des informations issues du niveau (i - 1)[17].

Grâce à un retour d'informations vers le niveau (i - 1), le niveau (i) doit également permettre de contraindre le comportement de celui-ci [17].

L'objectif est d'obtenir ainsi des modèles de niveau (i) beaucoup plus clairs que ceux du niveau (i-1).

2.3 Modèle flou de type Takagi-Sugeno

Le modèle flou de Takagi-Sugeno est décrit par un ensemble de règles floues SI-ALORS, représentant des relations locales d'entrées/sorties linéaires en différents points de fonctionnement d'un système [18]. Ces représentations locales, appelées "sous-modèles", permettent d'exprimer la dynamique d'un système autour de points de fonctionnement particuliers de l'espace d'état [19].

La particularité d'un modèle flou de T-S est que la logique floue est seulement utilisée dans la partie prémisse des règles. La partie conclusion utilise des variables numériques plutôt que des variables linguistiques et s'exprime sous la forme d'une constante ou de manière générale d'une fonction ou d'une équation différentielle dépendant des variables d'entrées [19].



La figure(2.2)illustre le schéma détaillé d'un modèle T-S standard :

FIGURE 2.2 – Schéma et implémentation d'un modèle T-S.

Les modèles flous de T-S sont représentés dans l'espace d'état sous la forme continue (MFC) et discrète (MFD) :

2.3.1 Modèle flou continu(MFC)

Règle *i* **du procédé :**

SI
$$Z_i(t)$$
 est F_1^i et ... et $Z_p(t)$ est F_p^i ALORS
$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases} (i = 1, 2, ..., r)$$

où :

 $x(t) \in R^n$ représente le vecteur d'état du modèle, $u(t) \in R^m$ le vecteur des entrées et $y(t) \in R^q$

le vecteur des sorties. $A_i \in R^{n.n} (i = 1, 2, ..., r)$ la matrice d'état, $B_i \in R^{n.m}$ la matrice des entrées et $C_i \in R^{q.n}$ la matrice des sorties. $Z(t) \in R^p (p = 1, 2, ..., r)$ est appelé vecteur des prémisses. Ce dernier ne possède pas de caractéristiques particulières et peut donc être composé des variables d'état ou des fonctions de variables d'état.

Chaque équation de sortie est représentée sous la forme d'état $A_i x(t) + B_i u(t)$ appelée un "sousmodèle", à chaque règle R^i est attribué un poids $\omega_i(z(t))$ qui dépend du degré d'appartenance de $Z_j(t)$ aux sous ensembles flous F_j^i et du choix de la modélisation de l'opérateur **'ET'** reliant les prémisses d'où :

$$\omega_i(z(t)) = \prod_{i=1}^p F_j^i(z(t))$$
(2.5)

 $F_i^i(z(t))$ est la valeur de la fonction d'appartenance Z_j dans l'ensemble flou F_j^i , $\forall t \ge 0$:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{r} \omega_i(z(t)) > 0\\ \omega_i(z(t)) \ge 0 \end{cases} \quad (i = 1, 2, ..., r)$$
(2.6)

Les sorties finales du modèle flou de T-S sont décrites de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \frac{\sum_{i=1}^{r} \omega_i z(t) \{A_i x(t) + B_i u(t)\}}{\sum_{i=1}^{r} \omega_i (z(t))} \\ y(t) = \frac{\sum_{i=1}^{r} \omega_i z(t) C_i x(t)}{\sum_{i=1}^{r} \omega_i (z(t))} \end{cases}$$
(2.7)

en posant

$$h_i z(t) = \frac{\omega_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r \omega_i z(t)}$$
(2.8)

où

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) = 1\\ h_i(z(t)) \ge 0 \end{cases} \quad (i = 1, 2, ..., r)$$
(2.9)

donc l'équation (2.7) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) \left\{ A_i x(t) + B_i u(t) \right\} \\ y(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i z(t) C_i x(t) \end{cases}$$
(2.10)

De la même manière, le modèle flou discret est défini comme suit :

2.3.2 Modèle flou discret(MFD)

Règle *i* **du procédé :**

SI $z_i(k)$ est F_j^i et...et $z_p(k)$ est F_p^i ALORS $\begin{cases} x(k+1) = A_i x(k) + B_i u(k) \\ y(k) = C_i x(k) \end{cases}$ (i = 1, 2, ..., r) les sorties finales du modèle flou sont définies par :

$$\begin{cases} x(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^{r} \omega_i z(k) \{A_i x(k) + B_i u(k)\}}{\sum_{i=1}^{r} \omega_i (z(k))} \\ y(k) = \frac{\sum_{i=1}^{r} \omega_i z(k) C_i x(k)}{\sum_{i=1}^{r} \omega_i (z(k))} \end{cases}$$
(2.11)

en posant

$$h_i(z(k)) = \frac{\omega_i(z(k))}{\sum_{i=1}^r \omega_i z(k)}$$
(2.12)

l'équation (2.10) peut être réécrite comme suite :

$$\begin{cases} x(k+1) = \sum_{i=1}^{r} h_i z(k) \{A_i x(k) + B_i u(k)\} \\ y(k) = \sum_{i=1}^{r} h_i (z(k)) C_i x(k) \end{cases}$$
(2.13)

Généralement, il est plus difficile de justifier le mot "flou" pour ce type de modèles. Effectivement si on peut considérer que l'approche historique consistait à utiliser des connaissances a priori sur la commande d'un système pour les intégrer dans un régulateur, dans le cas des modèles flous de T-S on ne retrouve pas cette philosophie.

On peut simplement dire, que la représentation sous la forme d'un modèle flou de T-S est une "astuce" permettant une réécriture du modèle non linéaire en "reportant" les non linéarités dans la partie prémisse des règles [19] [20].

2.3.3 Obtention des modèles flou de type Takagi-Sugeno

Dans la littérature, on peut compter trois approches permettant d'accéder à un modèle T-S et ce depuis un modèle non linéaire affine en la commande.Différentes approches sont proposées selon le système étudié et l'objectif souhaité (commande, simulation, prédiction...) :

2.3.3.1 Par identification

Les mesures acquises sur les entrées et les sorties du système permettent l'identification des paramètres des modèles locaux autour des différents points de fonctionnement préalablement définis. Dans ce cas, le problème d'identification du modèle non linéaire se réduit à l'identification des modèles locaux (sous-modèles) LTI. Notons que, cette méthode est souvent utilisée dans le cas des systèmes dotés d'une dynamique difficile à décrire à l'aide d'un modèle analytique[21].

Généralement la forme retenue des modèles T-S est la suivante :

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(z\left(t \right) \right) \left(A_i x\left(t \right) + B_i u\left(t \right) \right)$$
(2.14)

2.3.3.2 Par linéarisation

Le principe de cette méthode consiste à linéariser le système non linéaire autour d'un ensemble fini de points de fonctionnement judicieusement choisis, conduisant à un nombre défini de modèles LTI. L'obtention d'un représentant T-S dans ce cas, est réalisé par l'interconnexion de ces modèles LTI à l'aide des fonctions d'appartenance non linéaires judicieusement choisies (gaussiennes, triangulaires, trapézoïdales,...etc) [17].

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x(t), u(t))$$
 (2.15)
avec : $f(t) \in C^1$. La linéarisation du système (2.3) autour d'un point de fonctionnement arbitaire $(x_i, u_i) \in R^n \times R^m$ est :

$$\dot{x} = A_i \left(x \left(t \right) - x_i \right) + B_i \left(u \left(t \right) - u_i \right) + f \left(x_i, u_i \right)$$
(2.16)

et que l'on peut réécrire sous la forme :

$$\dot{x} = A_i x(t) + B_i u(t) + d_i$$
(2.17)

avec :

 C^1 : ensemble des fonctions continument dérivables.

$$\begin{cases} A_{i} = \frac{\partial f(x,u)}{\partial x} \Big|_{\substack{u=u_{i} \\ x=x_{i}}}^{x=x_{i}} \\ B_{i} = \frac{\partial f(x,u)}{\partial x} \Big|_{\substack{u=u_{i} \\ u=u_{i}}}^{u=u_{i}} \\ d_{i} = f(x_{i}, u_{i}) - A_{i}x_{i} - B_{i} \end{cases}$$
(2.18)

en supposant que les modèles locaux sont issus d'une linéarisation autour de n point de fonctionnement (x_i, u_i) , la formulation de T-S aboutit à :

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(z\left(t \right) \right) \left(A_i x\left(t \right) + B_i u\left(t \right) \right)$$
(2.19)

Dans ce cas le nombre de modèles locaux (r) dépend de la précision de modélisation souhaitée, de la complexité des systèmes non linéaires et du choix de la structure des fonctions d'activation.

2.3.3.3 Modélisation par l'approche des secteurs non linéaires

Le principe de cette méthode est basé sur une transformation polytopique convexe des termes non-linéaires d'un système dynamique. Autrement dit, cette méthode consiste à trouver un secteur tel que [20] : $a_1x \le f(x(t), u(t)) \le a_2x$

Cette méthode garantit la construction d'un modèle T-S représentant exactement le modèle N-L sur un espace compact de variables d'état. Notons que l'approche par secteur non linéaire permet d'associer une infinité de modèles T-S pour un système non linéaire suivant le découpage de non-linéarité réalisé. Une approche systématique de découpage en secteurs non linéaires repose sur le lemme suivant [20] :

Lemme [20] :

Soit $f(x(t)) : R \to R$ une fonction bornée, il existe toujours deux fonctions $\omega_1(t)$ et $\omega_2(t)$ ainsi que deux scalaires α et β tels que :

$$f(x(t)) = \alpha * \omega_1(x(t)) + \beta * \omega_2(x(t))$$
(2.20)

avec :

$$\omega_1(x(t)) + \omega_2(x(t)) = 1et \begin{cases} \omega_1(x(t)) \ge 0\\ et\\ \omega_2(x(t)) \ge 0 \end{cases}$$
(2.21)

Preuve :

Sous l'hypothèse que la fonction f(x(t)) est bornée telle que $\alpha \leq f(x(t)) \leq \beta$,il est possible d'écrire :

$$f(x(t)) = \alpha * \omega_1(x(t)) + \beta * \omega_2(x(t))$$
(2.22)

 $\operatorname{avec}: \left\{ \begin{array}{l} \alpha = \max\left(f\left(x\left(t\right)\right)\right) \\ \beta = \min\left(f\left(x\left(t\right)\right)\right) \\ \omega_{1}\left(x\left(t\right)\right) = \frac{f\left(x\left(t\right)\right) - \beta}{\alpha - \beta} \\ et \\ \omega_{2}\left(x\left(t\right)\right) = \frac{\alpha - f\left(x\left(t\right)\right)}{\alpha - \beta} \end{array} \right. \right.$

Quand les bornes de la fonction continu f est imposée (contrainte) alors, dans ce cas le modèle T-S obtenu ne peut être exact que sur le compact correspondant à ces limites dans l'ensemble des variables d'état.[22]

Exemple

Pour mieux comprendre cette dernière approche nous avons fait un exmple illustratif. Considérons le système non linéaire suivant [23] :

$$\begin{pmatrix} \dot{x_1}(t) \\ \dot{x_2}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -x_1(t) + x_1(t) x_2^3(t) \\ -x_2(t) + (3 + x_2(t)) x_1^3(t) \end{pmatrix}$$
(2.23)

Pour simplifier, on suppose que $x_1 \in [-1, 1]$ et $x_2 \in [-1, 1]$.Notons qu'on peut prendre n'importe quel intervalle $x_1(t)$ et $x_2(t)$ pour construire un modèle flou.L'équation (2.23) peut s'écrire comme :

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} -1 & x_1(t) x_2^2(t) \\ (3 + x_2(t)) x_1^2(t) & -1 \end{bmatrix} x(t)$$

où : $x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) \end{bmatrix}^T$ et $x_1(t) x_2^2(t)$ et $(3 + x_2(t)) x_1^2(t)$ sont des termes non linéaires. Pour les termes non linéaires on définie $z_1(t) = x_1(t) x_2^2(t)$ et $z_2(t) = (3 + x_2(t)) x_1^2(t)$ on

Pour les termes non lineaires on definie $z_1(t) = x_1(t) x_2(t)$ et $z_2(t) = (3 + x_2(t)) x_1(t)$ on aura alors :

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} -1 & z_1(t) \\ z_2(t) & -1 \end{bmatrix} x(t)$$

après, nous devons calculer les valeurs minimales et maximales de $z_1(t)$ et $z_2(t)$ en prenant en considération $x_1(t) \in [-1, 1]$ et $x_2(t) \in [-1, 1]$ on aura alors :

$$\max_{x_1(t), x_2(t)} z_1(t) = 1, \min_{x_1(t), x_2(t)} z_1(t) = -1$$

$$\max_{x_1(t),x_2(t)} z_2(t) = 4, \min_{x_1(t),x_2(t)} z_2(t) = 0$$

d'après les valeurs minimales et maximales, $z_1(t)$ et $z_1(t)$ peuvent être représentées par :

$$z_{1}(t) = x_{1}(t) x_{2}^{2}(t) = M_{1}(z_{1}(t)) \cdot 1 + M_{2}(z_{1}(t)) \cdot (-1)$$
$$z_{2}(t) = (3 + x_{2}(t)) x_{1}^{2}(t) = N_{1}(z_{2}(t)) \cdot 4 + N_{2}(z_{2}(t)) \cdot 0$$

avec :

$$M_1(z_1(t)) + M_2(z_1(t)) = 1$$
$$N_1(z_2(t)) + N_2(z_2(t)) = 1$$

donc les fonctions d'appartenance peuvent être calculées comme suit :

$$M_1(z_1(t)) = \frac{z_1(t) + 1}{2}, M_2(z_1(t)) = \frac{1 - z_1(t)}{2}$$

$$N_1(z_2(t)) = \frac{z_2(t)}{4}, N_2(z_2(t)) = \frac{4 - z_2(t)}{4}$$

alors le système non linéaire (2.21) sera représenté par le modèle flou qui suit.

Règle 1 : SI $z_1(t)$ est M_1 et $z_2(t)$ est N_1 , ALORS $\dot{x}(t) = A_1x(t)$ **Règle 2** : SI $z_1(t)$ est M_1 et $z_2(t)$ est N_2 , ALORS $\dot{x}(t) = A_2x(t)$ **Règle 3** : SI $z_1(t)$ est M_2 et $z_2(t)$ est N_1 , ALORS $\dot{x}(t) = A_3x(t)$ **Règle 4** : SI $z_1(t)$ est M_2 et $z_2(t)$ est N_2 , ALORS $\dot{x}(t) = A_4x(t)$

$$A_{1} = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 4 & -1 \end{bmatrix}, A_{2} = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, A_{3} = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 4 & -1 \end{bmatrix}, A_{4} = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix},$$

 $M_{1}\left(z_{1}\left(t
ight)
ight),M_{2}\left(z_{1}\left(t
ight)
ight),N_{1}\left(z_{2}\left(t
ight)
ight)etN_{2}\left(z_{2}\left(t
ight)
ight)$ sont effectuées comme :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{4} h_i(z(t)) A_i x(t)$$

où :

$$h_1(z(t)) = M_1(z_1(t)) + N_1(z_2(t))$$

$$h_2(z(t)) = M_1(z_1(t)) + N_2(z_2(t))$$

$$h_3(z(t)) = M_2(z_1(t)) + N_1(z_2(t))$$

$$h_4(z(t)) = M_2(z_1(t)) + N_2(z_2(t))$$

Ce modèle flou représente de façon exacte le système non linéaire (2.21) dans l'intervalle choisi précédemment.

2.4 Modélisation T-S d'un convertisseur Boost

Pour assurer un transfert optimal de la puissance électrique, un convertisseur DC-DC connu sous le nom de traqueur de point de puissance maximale (MPP) est nécessaire pour adapter l'impédance de charge à la source du générateur PV [24].

2.4.1 Convertisseur DC-DC

Le transfert d'énergie d'une source de tension à une charge nécessite l'utilisation des circuits électriques connus sous le nom de Convertisseur DC-DC, ces derniers produisent une tension de sortie réglée mais qui diffère par sa grandeur de la tension d'entrée.

La tension fournie par le convertisseur est adaptée selon le besoin du circuit d'application.

L'opération de conversion est réalisée par des composant électriques tels que, les transistors, les diodes et les filtres [25].

Un composant semi-conducteur de puissance est utilisé comme commutateur pour contrôler l'approvisionnement de tension à la charge en marche et en arrêt.L'action de commutation peut être assurée par un hacheur ou un transistor de type MOSFET.

Un convertisseur DC-DC avec un seul commutateur est souvent connu sous le nom de découpeur de DC [25].

Dans la pratique et afin de réduire ou d'augmenter la tension d'entrée on peut rencontrer trois type de convertisseur DC-DC : le Buck, le Boost et le Buck-Boost.

Dans notre étude nous avons opté pour un Boost qu'est élévateur de tension.

2.4.2 Modèle mathématique du convertisseur Boost

Le système photovoltaïque (PV) proposé dans cette étude est fait d'un panneau photovoltaïque et d'un convertisseur DC/DC Boost (élévateur). La figure (2.3) montre le système :



FIGURE 2.3 – Schéma électrique d'un convertisseur DC-DC.

Le comportement dynamique du circuit du convertisseur Boost est décrit par deux ensembles d'équations différentielles linéaires liées aux états des commutateurs **ON(en marche)** et **OFF(en arrêt)**. Si la tension du panneau $V_{pv}(t)$, la tension de la charge $V_c(t)$ et le courant inducteur $I_L(t)$ sont pris comme variables d'état, l'équation différentielle pendant l'état **ON** peut être définie

comme [24] :

$$\begin{cases} \dot{V}_{pv} = -\frac{1}{C_a} I_L + \frac{1}{C_a} I_{pv} \\ \dot{I}_L = \frac{1}{L} V_{pv} - \frac{rl}{L} I_L \\ \dot{V}_C = -\frac{1}{RC_b} V_C \end{cases}$$
(2.24)

Pendant l'état OFF, l'équation est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{V}_{pv} = -\frac{1}{C_a} I_L + \frac{1}{C_a} I_{pv} \\ \dot{I}_L = \frac{1}{L} V_{pv} - \frac{rl}{L} I_L - \frac{V_c}{L} \\ \dot{V}_C = \frac{1}{C_b} I_L - \frac{1}{RC_b} V_c \end{cases}$$
(2.25)

La reformulation sous forme d'équations d'état pendant les périodes **ON** et **OFF** (modèle moyen) peut être donnée comme suit :

$$\begin{cases} A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{c_a} & 0\\ \frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L}\\ 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{R_0C_b} \end{bmatrix} \\ E = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_a}\\ 0\\ 0 \end{bmatrix}, \omega(t) = I_{pv}(t), x(t) = \begin{bmatrix} V_{pv}(t)\\ I_L(t)\\ V_C(t) \end{bmatrix} \end{cases}$$
(2.26)

Le modèle moyen est donné par l'équation suivante :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B(x(t))u(t) + E\omega(t)u(t)$$
(2.27)

avec :

$$B = \begin{bmatrix} 0\\ \frac{V_c(t)}{L}\\ \frac{I_L(t)}{C_b} \end{bmatrix}$$

et :

 $u\left(t\right)$ est le rapport cyclique considéré ici comme entrée de commande pour le commutateur d'alimentation.

2.4.3 Modèle flou T-S du convertisseur Boost

Le modèle Takagi-Sugeno est considéré comme une représentation exacte des systèmes non linéaires qui peut décrire le comportement dynamique du système au moyen d'une interpolation de sous-modèles locaux[26].

Depuis l'équation (2.27) on considère le secteur des non-linéarités des termes $z_k(t) = x_k(t) \in [z_{kmin}, z_{kmax}]$ de la matrice B(x(t)) avec :B(x(t)) k = 1, 2:

$$\begin{cases} z_1(t) = V_C \\ z_2(t) = I_L \end{cases}$$
(2.28)

Ainsi nous pouvons transformer les termes non linéaires en ce qui suit :

$$z_{k}(t) = F_{k,min}(z_{k}(t)) z_{kmax} + F_{k,max}(z_{k}(t)) z_{kmin}$$
(2.29)

Et les fonctions d'appartenance sont définies comme :

$$\begin{cases} F_{k,min}z(t) = \frac{z_k(t) - z_{k,min}}{z_{k,max} - z_{k,min}} \\ F_{k,max}z(t) = 1 - F_{k,min}z(t) = \frac{z_{k,max}(t) - z_k}{z_{k,max} - z_{k,min}} \end{cases}$$
(2.30)

On sait que Le modèle flou est décrit par des règles floues **SI-ALORS** qui seront utilisées ici pour traiter le problème de conception de contrôle appliqué au système solaire. Donc ici, le modèle non linéaire du convertisseur DC-DC définit par l'équation (2.27) est décrit par les quartes règles suivantes :

Règle 1 :

SI
$$V_C$$
 est F_{1max} et I_L est F_{2max} **ALORS** $\dot{x} = Ax(t) + B_1u(t) + E\omega(t)$

Règle 2 :

SI V_C est F_{1min} et I_L est F_{2max} ALORS $\dot{x} = Ax(t) + B_2u(t) + E\omega(t)$

Règle 3 :

SI
$$V_C$$
 est F_{1max} et I_L est F_{2min} **ALORS** $\dot{x} = Ax(t) + B_3u(t) + E\omega(t)$

Règle 4 :

SI
$$V_C$$
 est F_{1min} et I_L est F_{2min} **ALORS** $\dot{x} = Ax(t) + B_4u(t) + E\omega(t)$

Avec :

$$B_{1} = \begin{bmatrix} 0\\ \frac{V_{cmax}}{L}\\ -\frac{I_{L}max}{C_{b}} \end{bmatrix}, B_{2} = \begin{bmatrix} 0\\ \frac{V_{cmax}}{L}\\ -\frac{I_{L}min}{C_{b}} \end{bmatrix}$$
$$B_{3} = \begin{bmatrix} 0\\ \frac{V_{cmin}}{-\frac{I_{L}max}{C_{b}}} \end{bmatrix}, B_{4} = \begin{bmatrix} 0\\ \frac{V_{cmin}}{-\frac{I_{L}min}{C_{b}}} \end{bmatrix}$$

Le modèle flou global est la somme pondérée des sous-modèles donnée comme suit :

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^{4} h_i \left(z \left(t \right) \right) \left(A_2 x \left(t \right) + B_i u \left(t \right) + E \omega \left(t \right) \right)$$
(2.31)

Avec :

$$\begin{array}{l} \lambda_{i}\left(z_{1},z_{2}\right)=\!\!F_{1,l}\left(z_{1}\left(t\right)\right)F_{2,f}\left(z_{2}\left(t\right)\right) \ l,f \ \in \left\{ min,max \right\}.\\ h_{i}\left(z\left(t\right)\right)=\lambda_{i}\left(z_{1},z_{2}\right) \big/ \!\sum_{i=1}^{4}\lambda_{i}\left(z_{1},z_{2}\right) \ \text{et la somme} \ \sum_{i=1}^{4}\lambda_{i}\left(z_{1},z_{2}\right)=1. \end{array}$$

Il faut noter que le modèle flou global (2.31) décrit le comportement dynamique de notre système (2.27) dans l'espace $[I_{Lmin}, I_{Lmax}] \times [V_{Cmin}, V_{Cmax}]$.

2.4.4 Modèle de référence

Basé sur la structure du modèle flou T-S du convertisseur Boost le modèle de référence est conçu pour générer l'état de référence à suivre, son équation différentielle est la suivante [24] :

$$\begin{cases} \dot{V}_{pv} = -\frac{1}{C_a} I_L + \frac{1}{C_a} I_{pv} \\ \dot{I}_L = \frac{1}{L} V_{pv} - \frac{rl}{L} I_L - \frac{V_c}{L} \left(1 - d\left(t\right) \right) \\ \dot{V}_C = \frac{1}{C_b} I_L \left(1 - d\left(t\right) \right) - \frac{1}{RC_b} V_c \end{cases}$$
(2.32)

ou encore sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{pv} \\ \dot{I}_{L} \\ \dot{V}_{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_{a}} & 0 \\ \frac{1}{L} & -\frac{rl}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_{b}} & -\frac{1}{RC_{b}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{c}}{L} \\ -\frac{I_{L}}{C_{b}} \end{bmatrix} d(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{a}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_{pv}$$
(2.33)

ici, le courant optimal I_{pvopt} est pris comme entrée de commande. L'équation d'espace d'état du modèle de référence est défini comme suit :

$$\dot{x_r} = A_r x_r \left(t \right) + E I_{pvopt} \left(t \right) \tag{2.34}$$

le dernier modèle est équivalent à :

$$A_r x_r \left(t\right) + r\left(t\right) \tag{2.35}$$

avec :

$$\begin{cases}
A_{r} = \begin{bmatrix}
0 & -\frac{1}{C_{a}} & 0 \\
\frac{1}{L} & -\frac{R_{L}}{L} & -\frac{1}{L}(1 - d_{opt}) \\
0 & \frac{1}{C_{b}}(1 - d_{opt}) & -\frac{1}{R_{0}C_{b}}
\end{bmatrix}$$

$$r(t) = \begin{bmatrix}
\frac{I_{pvopt}}{C_{a}} \\
0 \\
0
\end{bmatrix}, et u_{opt} = \sqrt{\frac{V_{pvopt}}{RI_{pvopt}}}$$
(2.36)

Le modèle de référence (2.19) est également non linéaire via la variable de prémisse $z_r = (1 - d_{op})$ et peut être décrit par les deux règles suivantes :

Règle 1 :

SI
$$z_r(t)$$
est N_{min} **ALORS** $\dot{x}(t) = A_{r1}x_r(t) + r(t)$.

Règle 2 :

SI $z_r(t)$ est N_{max} ALORS $\dot{x}(t) = A_{r1}x_r(t) + r(t)$. Sachant que les fonctions d'appartenance sont définies par :

$$\begin{cases} N_{min} \left(z_r \left(t \right) \right) = \frac{z_r(t) - z_{r;min}}{z_{r,max} - z_{r;min}} \\ N_{max} \left(z_r \left(t \right) \right) = 1 - N_{min} \left(z_r \left(t \right) \right) \end{cases}$$
(2.37)

et les matrices d'états de référence sont :

$$A_{r1} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_o} & 0\\ \frac{1}{L} & -\frac{rl}{L} & -\frac{1}{L} \left(1 - d_{opmin}\right)\\ 0 & \frac{1}{C_b} \left(1 - d_{opmin}\right) & -\frac{1}{RC_b} \end{bmatrix}, A_{r2} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_o} & 0\\ \frac{1}{L} & -\frac{rl}{C_a} & -\frac{1}{L} \left(1 - d_{opmax}\right)\\ 0 & \frac{1}{C_b} \left(1 - d_{opmax}\right) & -\frac{1}{RC_b} \end{bmatrix}$$

Le modèle flou T-S de référence (global) est déduit comme :

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^{2} h_k \left(z_r \left(t \right) \right) \left(A_r x_r \left(t \right) + r \left(t \right) \right)$$
(2.38)

2.5 Validation du multimodèle

Dans Matlab/Simulink, nous avons créer deux blocs de fonction, un pour le système non linéaire du convertisseur BOOST et un autre pour sa représentation T-S, après le remplissage des deux blocs par leurs équations et par les paramètres de notre convertisseur (voir tableau (2.1)),nous avons simulé en boucle ouverte pour une constante u = 0.5. Sachant que :

$$\begin{cases} V_{c,min} = 0\\ V_{c,max} = 50 \end{cases}$$
$$\begin{cases} I_{L,min} = 0.1\\ I_{L,max} = 8 \end{cases}$$

Paramètres	Symbole	Valeur
Condensateur d'entrée	C_a	$500\mu F$
Condensateur de sortie	C_b	$100\mu F$
Inductance	L	10mH
Résistance interne	$R_L, (r_l)$	0.01Ω
Résistance	R	20Ω

TABLEAU 2.1 – Paramètres du convertisseur Boost.

La figure (2.4) illustrent les réponses du système non linéaire et de du modèle T-S du convertisseur (2.27)



FIGURE 2.4 – Réponses du système non linéaire et du modèle T-S.

Discussion

En comparant les figures on peut dire que malgré la complexité de notre système dynamique (forte non-linéarité, nombre des règles floues) les résultats de simulation (figure (2.5)) montrent la capacité de la méthode des multimodèles à approcher le comportement dynamique du système non linéaire.

De ce fait on peut constater que l'intérêt des systèmes flous de type T-S est qu'ils permettent d'étendre et d'élargir plusieurs concepts théoriques de l'automatique linéaire en cas des systèmes non linéaires.

2.6 Conclusion

Les multimodèles qui sont un ensemble de sous modèles (modèles locaux) agrégés par un mécanisme d'interpolation permettant de caractériser le comportement dynamique global d'un système se verront très utiles dans des disciplines telles que l'automatique.

La structure MM et en particulier la classe de multimodèle à état unique dite modèle de Takagi-Sugéno (Dans la littérature on recense deux grandes familles des multimodèles : à état unique(couplé) et à état découplé) est considérée comme une structure mathématique intéressante du point de vue de l'automatique car ces modèles flous permettent de diminuer la complexité d'un problème non linéaire à traiter (stabilité, observation, diagnostic...etc) en le décomposant en un ensemble de problèmes linaires locaux. La solution globale du problème N-L initial correspond alors à l'ensemble des solutions locales de l'ensemble des problèmes linaires.L'approche par secteur non linéaire est utilisée pour représenter un modèle T-S d'un convertisseur DC/DC de type Boost.

Suite aux résultats obtenus dans ce chapitre on peut conclure que la représentation utilisée est efficace pour décrire le comportement d'un système photovoltaïque et donc elle peut être utilisée avec succès dans la conception des lois de commande.

Chapitre 3

Commande PDC robuste d'un système photovoltaïque

3.1 Introduction

Après avoir confirmer l'efficacité de l'approche multimodèle et des modèle flous de type Takagi-Sugéno dans le chapitre précédent, dans ce chapitre nous nous intéressons à l'étude de la stabilisation des systèmes photovoltaïques.

Faire stabiliser un système non-linéaire en boucle fermée est un enjeux important dans la théorie de la commande. La boucle de retour est la structure qui permet d'obtenir les objectifs de la commande en termes de stabilité et de poursuite (régulation). La difficulté de l'analyse de la stabilité par la commande floue est dû à la nature non-linéaire des modèles considérés. Il est important de noter que beaucoup de techniques d'analyse de stabilité sont basées sur des méthodes de stabilité locale autour d'un point d'équilibre tel que l'origine.

Nous nous sommes limiter dans ce mémoire à l'utilisation de fonction de Lyapunov quadratique de la forme suivante :

$$V(x(t)) = x^{T}(t) Px(t), P \in R^{nn}, P = P^{T}$$
(3.1)

Donc, trouver une fonction de Lyapunov revient à trouver une matrice symétrique définie positive P. L'inconvénient de cette fonction réside dans l'obtention des conditions de stabilités très conservatrices, d'où l'intérêt de chercher des conditions qui le sont beaucoup moins conservatrices (conditions relâchées) [17].

Rendre le fonctionnement du système au voisinage du point de puissance maximale MPP et le but de notre commande. Pour la synthèse des performances et en particulier le rejet de perturbation, une synthèse de correcteurs H_{∞} basée sur une loi de commande PDC est proposée. Le critère H_{∞} minimise l'effet des perturbations sur le comportement de système et l'utilisation d'une loi de commande PDC (Parallèle Distributed Compensation) permet d'élaborer des lois de commande par retour d'état.

3.2 Préliminaires

3.2.1 Stabilité

La notion de stabilité joue un rôle primordial dans l'étude du comportement des systèmes dynamiques et dans la synthèse des lois de commande pour ces systèmes. Ainsi, le problème de la stabilité des systèmes dynamiques a été et reste un sujet de préoccupation majeur du travail des automaticiens et des ingénieurs[27].

Dans la littérature, il existe plusieurs notions de stabilité, très souvent liées aux natures des systèmes étudiées, à ses environnements, à ses spécifications et aux performances désirées.

3.2.2 Inégalités Matricielles Linéaires

Une Inégalité Matricielle Linéaire LMI (de l'anglais Linear Matrix Inequality) est une contrainte du type :

$$F(x) = A_0 + \sum_{i=1}^{n} A_i x_i < 0$$
(3.2)

Où : $(x_1, ..., x_n)^T \in \mathbb{R}^n$ est un vecteur de *n* scalaires inconnus (variables de décision) et $A_0, A_1, ..., A_n$, sont des matrices symétriques données appartenant à $\mathbb{R}^{n.n}$, cela signifie que la matrice F(x) est définie négative.

Il existe également des LMIs non strictes de la forme $F(x) \le 0$ où (≤ 0) signifie que la matrice F(x) est semi définie négative.

Les contraintes A(x) > 0 et A(x) < B sont des cas particuliers de (3.2) puisqu'elles peuvent être écrites comme : -A(x) < 0 et A(x) - B(x) < 0

Plusieurs LMIs sous la forme : $A_1(x) < 0, ..., A_n(x) < 0$ peuvent se regrouper en une seule LMI :

$$F(x) = diag(A_1(x), ..., A_n(x)) < 0$$

L'ensemble C défini par $C = \{x \in R^n / A(x) < 0\}$ est convexe. Par conséquent, une contrainte LMI est une contrainte convexe.

3.2.2.1 Problèmes classiques des LMI :

Il existe trois grandes classes de problèmes d'optimisation avec des contraintes qui peuvent être exprimées au moyen des LMIs.

-Problème de faisabilité

Trouver une solution $x \in \mathbb{R}^n$ à la LMI A(x) < 0.

-Problème de minimisation d'un objectif linéaire

 $min_x \in R^n C^t x$ sous la contrainte A(x) < 0.

-Problème de valeur propre généralisée

$$\min_{y \in R, x \in R^{n}} \gamma \text{ sous les contraintes } \begin{cases} \gamma A(x) < B(x) \\ A(x) > 0 \\ C(x) > 0 \end{cases}$$

Il convient de remarquer que les deux premiers problèmes sont convexes et que le dernier est quasi convexe. Ces propriétés de convexité font que les trois types de problèmes LMI peuvent être résolus numériquement par des algorithmes d'optimisation efficaces dont le temps de calcul est une fonction polynomiale de nombre de variables [17].

Depuis quelques années de nombreux travaux ayant pour principal but de réduire une grande variété de problème de synthèse où l'analyse à des problèmes d'optimisation convexe impliquant des LMI ont vu le jour.

Parallèlement, des méthodes efficaces de résolution des problèmes d'optimisation convexe ont été développées. Ces méthodes appelées méthodes de point-intérieur développées initialement par Karmakar pour la programmation linéaire furent étendues ensuite par Nestrov et Nemirovskii au cas de la programmation convexe dans l'espace des matrices définies positives [17].

Dans ce manuscrit et afin de résoudre les problèmes que nous allons rencontré dans les LMI nous utilisons la boite à outil Matlab LMI Control Toolbox.

Le complément de Schur ou lemme de Schur que nous allons utiliser en particulier pour notre problème est un outil fondamental dans le maniement des inégalités matricielles. En effet, il permet dans certains cas de mettre sous forme LMI des contraintes non linéaires.

Lemme de Schur

Soit $Q(x) = Q(x)^T \in \mathbb{R}^{n.n}$, $R(x) = R(x)^T \in \mathbb{R}^{n.m}$ et $S(x) \in \mathbb{R}^{n.m}$ des matrices affines en x. Les trois propositions suivantes sont équivalentes :

$$\begin{cases} Q(x) > 0 \\ R(x) - S(x)Q(x)^{-1}S(x)^{T} > 0 \\ \\ Q(x) - S(x)R(x)^{-1}S(x)^{T} > 0 \\ \\ Q(x) - S(x)R(x)^{-1}S(x)^{T} > 0 \\ \\ \\ \\ S(x)^{T} R(x) \end{bmatrix}$$

3.2.3 Commande PDC

Pour garantir la stabilité d'un modèle de type T-S, nous avons recours à la synthèse d'une commande stabilisante. Pour faire ça, en s'inspirant des résultats d'analyse de stabilité des systèmes dynamiques, on aboutit à des conditions de synthèse de commande par retour d'état [26]. Les conditions obtenues sur les gains de commande ne sont pas nécessairement formulées directement en un problème LMI. En effet, dans certains cas, on obtient des inégalités matricielles non linéaires, ce qui nécessitent un ensemble de transformations matricielles pour les rendre linéaires. Dans ce contexte, pour générer un signal de commande stabilisant pour le système (équation 2.10), plusieurs formules de commande floue sont proposées dans la littérature, on ne citera ici que celle qu'on a utilisé, c'est la loi de commande basée sur le retour d'état connue sous le nom de PDC (Parallel Distributed Compensation).

Le concept PDC est utilisé pour élaborer une loi de commande pour les modèles flous de type T-S, l'idée est de calculer une loi de commande linéaire par retour d'état pour chaque sous ensemble du modèle flou.

La détermination d'une loi de commande revient à déterminer pour chaque modèle local (sousmodèle) les gains appropriés. Chaque modèle local est stabilisé localement par une loi de commande linéaire.

La loi de commande globale qui en général est non linéaire est obtenue par interpolation des lois de commande linéaires locales. Elle est donnée par la loi de commande suivante : [28] [26] :

$$u(t) = -\sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) K_i x(t)$$
(3.3)

où $K_i \in \mathbb{R}^{m.p}$ est le gain de retour local relatif à l'i ème modèle. La figure(3.1) montre le principe de la commande PDC.



FIGURE 3.1 – Principe de la commande PDC.

Le régulateur flou PDC partage les mêmes ensembles flous que ceux du modèle flou de T-S. Donc l'avantage majeur de cette loi de commande, est de respecter la même structure de découpage des non linéarités que celle utilisée pour l'obtention du modèle T-S. Dans le cas où le modèle T-S est obtenu par découpage exact, cette loi de commande est donc valable quelque soit le point de sous espace compact de l'espace d'état[17].

3.3 Stabilité et stabilisation quadratique des modèles flous de Takagi-Sugeno

3.3.1 Stabilité au sens de Lyapunov

L'analyse de la stabilité et la synthèse des lois de commande d'un modèle T-S sont principalement basées sur la méthode directe de Lyapunov, dont nous rappelons en quelques lignes le principe [29]. Considérons tout d'abord le système non linéaire en régime libre décrit par :

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) \tag{3.4}$$

où : $x(t) \in \mathbb{R}^{n_x}$ est le vecteur d'état du système f(x,t) tel que $f(x,t) : \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^n$ est le système dynamique. Le système (3.4) est dit en équilibre autour de x_0 si, en l'absence d'influence externe, son état ne varie pas au cours du temps, x_0 est alors appelé point d'équilibre. Sans perte de généralité, nous supposons que ce système admet $x_0 = 0$ comme point d'équilibre. La seconde méthode de lyapunov repose sur la notion fondamentale de fonction dite de Lyapunov. Ces fonctions doivent posséder certaines propriétés afin de garantir la propriété de stabilité de la solution nulle du système :

Définition

Une fonction $V: \mathbb{R}^{n_x} \times \mathbb{R} \to \mathbb{R}$ est dite :

* Définie positive : s'il existe une fonction $\alpha : R_+ \to R_+$ continue strictement croissante telle que $\alpha(0) = 0$ et

$$V(x,t)\alpha \ge (\parallel x \parallel) \forall x, \forall t$$
$$V(0,t) = 0, \forall t$$

* Semi-définie positive : si elle vérifie les deux conditions précédentes avec la fontion $\alpha = 0$

* **Définie-négative** :s'il existe une fonction $\beta : R_+ \to R_+$ continue strictement croissante telle que $\beta(0) = 0$ et $V(x, t) \leq \beta(x)$ pour tout (x, t).

S'il est possible de démontrer qu'une telle fonction décroit strictement le long de toute trajectoire du système non réduit au point d'équilibre, alors la stabilité est assurée. C'est l'idée sur laquelle repose le théorème de Lyapunov énoncé ci-dessous.

Théorème : S'il existe une fonction $V : \mathbb{R}^{n_x}\mathbb{R} \to \mathbb{R}$ continuellement différentiable, définie positive, décroissante et telle que la dérivée temporelle de V(x,t) le long des trajectoires de (3.4) est définie négative alors le point d'équilibre $(x_0 = 0)$ du système (3.4) est asymptotiquement stable

Définition

Une fonction continue $\alpha(r): [0, a) \to [0, \infty)$ est dite de classe k si elle est strictement croissante et $\alpha(0) = 0$. Si $a = \infty$ et $\lim_{r \to \infty} \alpha(r) = \infty$, la fonction est de calsse k_{∞}

Théorème [30] : soit une fonction scalaire $V(x(t)) \in C^1$ telle que :

$$\alpha_1\left(x\left(t\right)\right) \le V\left(x\left(t\right)\right) \le \alpha_2\left(x\left(t\right)\right) \tag{3.5}$$

 $\forall x < d \text{ où } \alpha_1(.) \text{ et } \alpha_2(.) \text{ sont des fonctions de classe } k \text{ définie sur } [0, d) \text{ , } d \in \mathbb{R}^+ \text{ .}$

* Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \le 0, \forall x < d$ alors le point d'équilibre $(x_0 = 0)$ est localement stable (il est globalement stable si, de plus $d = \infty$ et les fonctions $\alpha_1(d)$ et $\alpha_2(d)$ sont de classe $K\infty$).

* Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq -\alpha_0(xl), \forall x < d \text{ avec } \alpha_0(.) \text{ fonction de classe } k \text{ définie sur } [0, d) \text{ ,alors le point d'équilibre } (x_0 = 0) \text{ est localement asymptotiquement stable.}$

* Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq -\alpha_0(x), \forall x (d = \infty)$ et les fonction $\alpha_1(.)$ et $\alpha_2(.)$ sont de classe $K\infty$ alors le point d'équilibre $(x_0 = 0)$ est globalement asymptotiquement stable.

*Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq -\alpha_0(x)$, $\forall x (d = \infty)$ et les fonctions $\alpha_0(.)$, $\alpha_1(.)$ et $\alpha_2(.)$ sont de classe $K\infty$, de la forme : $\alpha_1(x) = ax^p$, $\alpha_2(x) = bx^p$, $\alpha_0(x) = cx^p$, telles que $a, b, c \geq 0, P \geq 1$ alors le point d'équilibre est globalement asymptotiquement exponentiellement stable.

3.3.2 Fonctions de Lyapunov

L'idée de Lyapunov est d'examiner la variation d'une fonction scalaire pour étudier la variation d'énergie d'un système donnée. D'abord, on présente les différentes fonctions de Lyapunov le plus souvent employées dans la théorie de stabilité des modèles flous de T-S [25].

3.3.2.1 Fonctions de Lyapunov usuelles

En général, il n'existe pas de méthodes systématiques pour trouver une fonction candidate de Lyapunov. Dès lors, la théorie de Lyapunov conduite à des conditions suffisantes de stabilité dépendants de la forme particulière imposée à la fonction V(x) et de la structure du système. Cependant, la fonction de Lyapunov est choisie d'une famille de fonction prédéfinie [17], la plus utilisée est la famille des fonctions quadratique. On distingue les formes suivantes :

1-Fonction de Lyapunov quadratique

La fonction candidate de Lyapunov la plus couramment utilisée est dite quadratique. Elle est définie par la forme quadratique suivante :

$$V(x(t)) = x^{T}(t) Px(t), P \in R^{nn}, P = P^{T}$$
(3.6)

Si on étudie la stabilité avec ce type de fonction de Lyapunov on parlera de stabilité quadratique. Donc, trouver une fonction de Lyapunov revient à trouver une matrice symétrique définie positive P. L'inconvénient de cette fonction réside dans l'obtention des conditions de stabilités très conservatives, d'où l'intérêt de chercher des conditions qui le sont beaucoup moins conservative (conditions relâchées)[17].

2-Fonction affine paramétrique

Cette fonction est de la forme suivante :

$$V(x(t)) = x^{T}(t) P(\theta) x(t), P_{i} > 0$$
(3.7)

Avec $P(\theta) = P_0 + \theta_1 P_1 + ... + \theta_k P_k > 0$ et est souvent utilisée pour étudier les systèmes linéaires paramètres incertains variants dans le temps du type

$$\dot{x}(t) = A(\theta) x(t)$$

avec $A(\theta) = A_0 + \theta_1 A_1 + ... + \theta_k A_k$ où les paramètres sont bornée [17].

3-Fonction polyquadratique

La forme de cette fonction est la suivante :

$$V(x(t), z(t)) = x^{T}(t) \sum_{i=1}^{n} h_{i}(z(t)) P_{i}x(t), P_{i} > 0$$
(3.8)

où les h_i sont les fonctions d'activations définies par (2.13). Dans le cas des modèles flous de T-S, cette fonction permet de relâcher les contraintes imposées par la méthode quadratique. En effet, trouver une matrice pour chaque modèle local est plus facile que trouver une matrice commune entre tous les modèles locaux, elle permet de réduire un problème de stabilité globale d'un modèle non linéaire à l'analyse indépendante de la stabilité locale de modèles linéaires.

Cette fonction représente le cas le plus général de fonctions quadratiques. En effet, il suffit de choisir $P_i = P$ pour se ramener au cas des fonctions quadratiques. Plusieurs travaux utilisent ce type de fonctions que ce soit dans le cas continu ou bien dans le cas discret [17].

4-Fonctions continues par morceaux

Ce type de fonctions est donné par la forme suivante :

$$V(x(t)) = max(V_1(x(t)), ..., V_i(x(t)), ..., V_n(x(t)))$$
(3.9)

avec $V(x(t)) = x^{T}(t) P_{i}x(t), P_{i} > 0$

Ce type de fonctions fait l'objet d'applications dans le cas des systèmes flous, il présente l'avantage d'être moins conservatif que la fonction quadratique[31][32].

3.3.3 Stabilité quadratique

Les théorèmes de stabilité suivants, basés sur la fonction de Lyapunov quadratique donnent les conditions suffisantes permettant de garantir la stabilité de modèles flous continus et discrets décrits respectivement par l'expression (2.10) dans le cas continu et (2.13) dans le cas discret.

3.3.3.1 Modèle flou continu MFC

Soit le modèle flou de T-S continu suivant en régime libre :

$$\dot{X}(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) A_i x(t)$$
(3.10)

La stabilité quadratique s'étudie en calculant la dérivée de la fonction (3.6) :

$$\frac{d}{dt}V\left(x\left(t\right)\right) = \frac{d}{dt}\left(x^{T}\left(t\right)Px\left(t\right)\right) = \dot{x^{T}}\left(t\right)P\dot{x}\left(t\right)$$
(3.11)

$$\frac{d}{dt}V(x(t)) = \left(\sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) A_i x(t)\right)^T P x(t) + x^T(t) P\left(\sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) A_i x(t)\right)$$
(3.12)

on obtient :

$$\frac{d}{dt}V(x(t)) = x^{T}(t)\left(A_{i}^{T}P + PA_{i}\right)x(t)$$
(3.13)

Théorème [33] [34] : L'équilibre d'un modèle flou continu décrit par (3.10) est asymptotiquement stable, s'il existe une matrice commune P définie positive (P > 0) telle que :

$$A_i^T P + P A_i < 0, | i = 1, 2, ..., r$$
(3.14)

3.3.4 Stabilisation des modèles flous T-S avec une loi de commande PDC

La commande PDC, notamment la stabilisation quadratique, se base sur la fonction quadratique de Lyapunov pour montrer la convergence du modèle flou en boucle fermée, en l'occurrence déterminer les retours d'états correspondants à chaque modèle LTI composant le modèle T-S. Ainsi, à partir d'une telle fonction, on peut trouver une matrice P commune et strictement définie positive entre tous les modèles locaux en boucle fermée. Pour obtenir le modèle flou en boucle fermée, on applique la commande PDC au modèle T-S. Ainsi le modèle flou obtenu est le suivant : [28],[26] :

Modèle flou continu

$$\dot{x}(t) = \frac{\sum_{i=1}^{r} \sum_{j=1}^{r} \omega_i(z(t)) \omega_j(z(t)) \{A_i + B_i F_j\} x(t)}{\sum_{i=1}^{r} \sum_{j=1}^{r} \omega_i(z(t)) \omega_j(z(t))}$$
$$= \sum_{i=1}^{r} \sum_{j=1}^{r} h_i(z(t)) h_j(z(t)) \{A_i + B_i F_j\} x(t)$$
(3.15)

En posant $G_{ij} = A_i - B_j F_i$ on peut encore écrite :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) h_j(z(t)) G_{ii}x(t) + 2\sum_{j=1}^{r} h_i(z(t)) h_j(z(t)) \left\{ \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right\} x(t)$$
$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r} \sum_{j=1}^{r} h_i(z(t)) h_j(z(t)) G_{ij}x(t)$$
(3.16)

3.3.5 Stabilité quadratique H_{∞} par la commande PDC

Dans cette section, nous exposons les conditions LMI de stabilisation H_{∞} du multimodèle via une commande PDC.

Considérons un système non linéaire représentant sous la forme d'un MM comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(\zeta(t)\right) \left(A_i x\left(t\right) + B_{i1} u\left(t\right) + B_{i2} \omega\left(t\right)\right) \\ Z\left(t\right) = \sum_{i=1}^{r} \mu_i \left(\zeta(t)\right) \left(C_{i1} x\left(t\right)\right) \end{cases}$$
(3.17)

avec : $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande, $Z(t) \in \mathbb{R}^{nm}$ est le vecteur d'état commandable, $\omega(t) \in \mathfrak{F}_2$ est vecteur des variables perturbatrices, $\zeta(t) \in \mathbb{R}^q$ est le vecteur de variable de décision. tel que :

$$A_{\mu} = \sum_{i=1}^{r} \mu_i(\zeta(t)) A_i,$$

$$B_{1\mu} = \sum_{i=1}^{r} \mu_i(\zeta(t)) B_{i1,i}$$
$$B_{2\mu} = \sum_{i=1}^{r} \mu_i(\zeta(t)) B_{i2,i}$$
$$C_{1\mu} = \sum_{i=1}^{r} \mu_i(\zeta(t)) C_{i1}$$

et

$$K_{\mu} = \sum_{i=1}^{r} \mu_i(\zeta(t)) K_j$$

Le système en boucle fermée (3.23) devient :

$$\dot{X}(t) = (A_{\mu} + B_{2\mu}K_{\mu})x(t) + B_{1\mu}\omega(t) Z(t) = C_{1\mu}x$$
(3.18)

3.4 Commande H_{∞}

3.4.1 Définition de la commande H_{∞}

La commande H_{∞} encore connue sous le nom de commande fréquentielle avancée ou encore commande robuste multivariable est concidérée dans l'automatique fréquentielle comme une nouvelle approche, au début des années 80 elle a été initié par Zames puis développée par Doyle, Glover, Khargonekar et Francis

On peut compter plusiers avantages de la commande H_{∞} , parmi eux :

-La commande H_{∞} prend en compte les spécifications temporelles et fréquentielle du cahier de charge.

-Le critère H_{∞} est construit directement du cahier de charge (la traduction des spécifications en termes de gabarits fréquentielle correspond aux pondérations).

-Elle permet de synthétiser des correcteurs qui prennent en compte à la fois les spécifications robuste et les spécifications de performance.

-Elle permet de traiter simplement la commande des systèmes MIMO.

3.4.2 Principe de la commande H_{∞}

La commande apporte une solution (si elle existe) au problème de contrôle avec un certain nombre de contraintes. Elle permet de prendre en compte des spécifications données par le cahier de charge qui peut contenir quatre classes de spécifications [35] :

Suivi de trajectoires de référence (consignes)

Il s'agit d'étudier l'influence du signal de référence r(t) sur le signal d'erreur $\varepsilon(t)$.

Rejet / atténuation des signaux de perturbation

Il s'agit d'étudier l'influence du signal de perturbation b(t) sur le signal d'erreur $\varepsilon(t)$.

Atténuation des bruits de mesure

il s'a git d'étudier l'influence des signaux de bruit $\omega(t)$ sur le signal de commande u(t) et sur le signal de sortie y(t).

Commande modérée

Il s'agit d'étudier l'influence des signaux de référence r(t) et du signal de perturbation b(t) sur le signal de commande u(t).

Bien entendu une spécification incontournable est la stabilité interne du système en boucle fermée.

Dans un premier temps il faut convertir les spécifications exprimées dans le domaine temporel (temps de réponse, erreur statique, etc.) vers le domaine fréquentiel. Nous définissons alors des gabarits fréquentiels, utilisés sous forme de pondérations lors de la synthèse H_{∞} .

La formulation du problème prend en compte les pondérations (i.e. les objectifs de commande) et le modèle du système à contrôler.

3.4.3 Concept de base de la commande H_{∞}

La synthèse H_{∞} est un problème d'atténuation de perturbation. Il consiste à minimiser l'effet d'une perturbation $\omega(t)$ sur le comportement du système. Le signal $\omega(t)$ est supposé d'énergie nie et sa taille est mesurée en norme ζ_2 d'un vecteur une commande u(t) et on dispose d'une mesure Z(t) [36].

Il s'agit donc de synthétiser une loi de commande u(t) qui minimise l'impact de $\omega(t)$ sur Z(t). On mesure cet impact par le rapport $\frac{\|Z(t)\|_2}{\|\omega(t)\|_2}$. La stabilité interne du système bouclé devra bien sûr être assurée.[36].

Ce problème est représenté schématiquement par la figure ci-dessous :



FIGURE 3.2 – Problème H_{∞} standard général.

Où :

u : commandes du système (dimension « m »).

- ω :entrées exogènes (consignes) (dimension « l »).
- x :mesures sur le système (sorties) (dimension « q »).
- Z : sorties régulées (dimension « p »).

La matrice de transfert P(.) qui est supposé linéaire invariant dans le temps modélise les interactions dynamiques entre deux ensemble d'entrées et deux ensembles de sorties, tandis que K(.)désigne le correcteur que l'on cherche à calculer.

3.4.4 Problème optimal H_{∞}

Minimiser $||N(.)||_{\infty} < 0$ sur l'ensemble des contrôleurs K(.) qui stabilisent le système N(.) de manière interne.

Le minimum est noté γ_{opt} est appelé gain " H_{∞} " optimal. Le problème sous-optimale associé joue également un rôle important.

3.4.5 Problème H_{∞} sous-optimal

Étant donné $\gamma > 0$, trouver un compensateur K(.) qui stabilise le système N(.) de manière interne et assure $\|N(.)\|_{\infty} < \gamma$.

3.4.6 La norme H_{∞}

Définition [37]

On appelle norme H_{∞} du transfert $T_{z\omega} Z(.)$ et $\omega(.)$

$$\|T_{z\omega}\|_{\infty} = \sup_{\omega(.)\neq 0} \frac{\|Z(.)\|_2}{\|\omega(.)\|_2}$$

 $\left\|S\left(.\right)\right\|_{2}$ représente la norme (au carré) d'une grandeur variable $S\left(t\right)$.

Définition [37]

On appelle taux d'atténuation ou taux de performance H_{∞} du transfert $T_{z\omega}$ le scalaire positif γ minimisant l'inégalité :

$$||Z(.)||_{2}^{2} < \gamma^{2} ||\omega(.)||_{2}^{2}$$

avec

Cas continu :

$$\|\chi(t)\|_{2}^{2} = \int_{0}^{T} \chi(\tau)^{T} \chi(\tau) d\tau$$
(3.19)

Cas discret :

$$\|\chi(k)\|_{2}^{2} = \sum_{0}^{\infty} \chi(k)^{T} \chi(k)$$
(3.20)

qui représentent, respectivement, la norme L_2 (au carré) d'une grandeur variable $\chi(t), \chi(k)$.

3.5 Synthèse de la loi de commande PDC par H_{∞}

Pour fonctionner au point de puissance maximale, nous devons garantir que l'erreur de suivi $e(t) = (X(t) - X_r(t))$ converge vers zéro pour toutes les variations d'insolation et de température. Si cette condition est atteinte, le système atteint le point de fonctionnement de puissance maximale,

qui satisfait à $(dP_{pv}/i_{pv}) = (dP_{pv}/v_{pv}) = 0$ [24].

Généralement, le système photovoltaïque est soumis à des changements brusques des conditions climatiques qui peuvent dégrader ses performances; pour cette raison, un contrôleur MPPT multi-objectif flou est proposé [24].

$$u\left(t\right) = \sum_{j=1}^{4} \mu_j K_j e\left(t\right)$$

qui est équivalente à :

$$u(t) = \sum_{j=1}^{4} \mu_j K_j (x - x_r)$$
(3.21)

où :

 K_j est le gain de contrôle flou à conserver.

À partir du systèmes (2.31) et (2.38) et avec l'équation de u(t) montrée dans l'équation (3.21), nous pouvons obtenir la dynamique d'erreur comme suit [38] :

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{x_r} = \sum_{i=1}^{4} \mu_i \left(Ax\left(t\right) + B_{\mu}u\left(t\right) + E\omega\left(t\right) \right) - \sum_{k=1}^{2} \mu_k A_r x_r\left(t\right) + r\left(t\right)$$

ceci implique :

$$\dot{e} = \sum_{i=1}^{4} \sum_{j=1}^{4} \mu_{i} \mu_{j} \left(\left(A + B_{i} K_{j} \right) e\left(t \right) + A_{r} x_{r}\left(t \right) + E \omega\left(t \right) - \sum_{k=1}^{2} \mu_{k} A_{r} x_{r}\left(t \right) + r\left(t \right) \right)$$

alors :

$$\dot{e} = \sum_{i=1}^{4} \sum_{j=1}^{4} \sum_{k=1}^{2} \mu_{i} \mu_{j} \mu_{k} \left(\left(A + B_{i} K_{j} \right) e\left(t \right) + \left(A - A_{r} \right) x_{r}\left(t \right) + E\omega\left(t \right) - r\left(t \right) \right)$$
(3.22)

Après avoir construit l'équation floue de l'erreur de suivi (3.22) et défini le système de référence (2.38), le système augmenté flou peut être exprimé comme suit :

$$\dot{\overline{x}}(t) = \begin{bmatrix} \dot{e}(t) \\ \dot{x}_{r}(t) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^{4} \sum_{j=1}^{4} \sum_{k=1}^{2} \mu_{i} \mu_{j} \mu_{k} \left(\overline{A}_{ijk} \overline{x}(t) + \overline{E} \overline{\omega}(t) \right)$$
(3.23)

où

$$\overline{x}(t) = \begin{bmatrix} e(t) \\ x_r(t) \end{bmatrix}, \overline{\omega} = \begin{bmatrix} \omega(t) \\ r(t) \end{bmatrix}$$
$$\overline{A}_{ijk} = \begin{bmatrix} A + B_i K_j & A - A_r \\ 0 & A_{rk} \end{bmatrix}, \overline{E} = \begin{bmatrix} E & -I \\ 0 & I \end{bmatrix}$$

r(t)) peut être traité comme un apport externe qui dépend des conditions climatiques et qui peut être ajouté dans la perturbation générale $\overline{\omega}(t)$.

En outre, l'erreur de suivi e(t) en fonction de $\overline{x}(t)$ peut être définie comme suit :

$$e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \bar{x}(t) \tag{3.24}$$

Étant donné le système d'énergie solaire en boucle fermée (3.12), s'il existe une matrice symétrique définie positive P = diag(P1, P2) ($P = \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix}$) comme solution pour le problème d'optimisation suivant [39] :

$$min\gamma < 0 \tag{3.25}$$

Sachant que le critère à minimiser est donné par :

$$H_{\infty} = \begin{cases} \min\gamma \\ \dot{V}(t) + Z(t)^{T} Q Z(t) - \gamma^{2} \overline{w}(t) \overline{w}(t)^{T} < 0 \end{cases}$$
(3.26)

la fonction candidate est :

$$V(t) = \overline{x}^T P \overline{x} > 0 \tag{3.27}$$

en dérivant on aura :

$$\dot{V}(t) = \dot{\overline{x}}^T P \overline{x} + \overline{x}^T P \dot{\overline{x}}$$
$$\dot{V}(t) = \left(\overline{A}_{ijk} \overline{x}(t) + \overline{E} \overline{\omega}(t)\right)^T P \overline{x} + \dot{\overline{x}}^T P \left(\overline{A}_{ijk} \overline{x}(t) + \overline{E} \overline{\omega}(t)\right)$$

donc :

$$\dot{V}(t) = \overline{x}(t) \left[\overline{A}_{ijk}^T P + P \overline{A}_{ijk} \right] \overline{x}(t) + \overline{\omega}^T(t) \overline{E}^T P \overline{x}(t) + \overline{x}^T(t) P \overline{E} \overline{\omega}(t)$$
(3.28)

alors :

$$H_{\infty} = \overline{x}(t) \left[\overline{A}_{ijk}^{T} P + P \overline{A}_{ijk} \right] \overline{x}(t) + \overline{\omega}^{T}(t) \overline{E}^{T} P \overline{x}(t) + \overline{x}^{T}(t) P \overline{E} \overline{\omega}(t) + Z(t)^{T} Q Z(t) - \gamma^{2} \overline{\omega}(t) \overline{\omega}(t)^{T} < 0$$
(3.29)

ou encore sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \overline{x}(t) \\ \overline{\omega}(t) \end{bmatrix}^{T} \begin{bmatrix} \overline{A}_{ijk}^{T} P + P\overline{A}_{ijk} & P\overline{E} \\ \overline{E}^{T} P & -\gamma^{2}I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C \\ 0 \end{bmatrix}^{T} Q \begin{bmatrix} C \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{x}(t) \\ \overline{\omega}(t) \end{bmatrix} < 0$$
(3.30)

avec :

$$\left(\begin{array}{c} Q\left(x\right) = \left[\begin{array}{cc} \overline{A}_{ijk}^{T}P + P\overline{A}_{ijk} & P\overline{E} \\ \overline{E}^{T}P & -\gamma^{2}I \end{array} \right], Q = R^{-1}\left(x\right) \\ S\left(x\right) = \left[\begin{array}{c} C \\ 0 \end{array} \right]^{T}, S^{T}\left(x\right) = \left[\begin{array}{c} C \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \right]$$

en utilisant le complément de Schur puis on multiplie à droite et à gauche par $\psi = \begin{bmatrix} P_1^{-1} & I & I \end{bmatrix}$:

$$Q(x) + S(x) R^{-1}(x) S(x)^{T} < 0 = \begin{bmatrix} Q(x) & S(x) \\ S(x)^{T} & R^{-1}(x) \end{bmatrix} < 0$$
(3.31)

$$\begin{bmatrix} \overline{A}_{ijk}^{T}P + P\overline{A}_{ijk} & P\overline{E} & C^{T} \\ \overline{E}^{T}P & -\gamma^{2}I & 0 \\ C & 0 & -Q^{-1} \end{bmatrix} < 0$$
(3.32)

sachant que : $P = \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix}$ alors :

$$\overline{A}_{ijk}^{T}P = \begin{bmatrix} \left(A + B_{i}K_{j}\right)^{T} & 0\\ \left(A - A_{rk}\right)^{T} & A_{rk}^{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{1} & 0\\ 0 & P_{2} \end{bmatrix}$$

et

$$P\overline{A}_{ijk}^{T} = \begin{bmatrix} P_1 & 0\\ 0 & P_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A + B_i K_j & A - A_{rk}\\ 0 & A_{rk} \end{bmatrix}$$

l'addition des deux termes précédents nous donne :

$$\overline{A}_{ijk}^{T}P + P\overline{A}_{ijk} = \begin{bmatrix} (A + B_iK_j)^T P_1 + P_1(A + B_iK_j) & P_1(A - A_{rk}) \\ (A - A_{rk})^T P_1 & A_{rk}^T P_2 + P_2A_{rk} \end{bmatrix}$$
(3.33)

on pose :

$$P\overline{E} = \begin{bmatrix} P_1 & 0\\ 0 & P_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E & -I\\ 0 & I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1E & -P_1\\ 0 & P_2 \end{bmatrix}$$

alors l'équation (3.33) devient :

$$\begin{bmatrix} P_{1}\left(A+B_{i}K_{j}\right)+\left(A+B_{i}K_{j}\right)^{T}P_{1} & P_{1}\left(A-A_{rk}\right) & P_{1}E & -P_{1} & C^{T} \\ \left(A-A_{rk}\right)^{T}P_{1} & A_{rk}^{T}P_{2}+P_{2}A_{rk} & 0 & P_{2} & 0 \\ \overline{E}^{T}P & 0 & -\gamma^{2}I & 0 & 0 \\ -P_{1} & P_{2} & 0 & -\gamma^{2}I & 0 \\ C & 0 & 0 & 0 & -Q^{-1} \end{bmatrix}$$
(3.34)

maintenant on passe à la multiplication à droite et à gauche par $\psi = \begin{bmatrix} P_1^{-1} & I & I \end{bmatrix}$ on aura :

$$\begin{bmatrix} A\delta + B_i K_j \delta + (3.33) & P_1 (A - A_{rk}) & E & -I & \delta C^T \\ (A - A_{rk})^T P_1 & A_{rk}^T P_2 + P_2 A_{rk} & 0 & P_2 & 0 \\ \overline{E}^T P & 0 & -\gamma^2 I & 0 & 0 \\ -I & P_2 & 0 & -\gamma^2 I & 0 \\ C\delta & 0 & 0 & 0 & -Q^{-1} \end{bmatrix}$$
(3.35)

On pose $K_j \delta = \theta$ donc :

$$\begin{bmatrix} A\delta + B_{i}\theta + (3.33) & P_{1}(A - A_{rk}) & E & -I & \delta C^{T} \\ (A - A_{rk})^{T} P_{1} & A_{rk}^{T} P_{2} + P_{2}A_{rk} & 0 & P_{2} & 0 \\ \overline{E}^{T} P & 0 & -\gamma^{2}I & 0 & 0 \\ -I & P_{2} & 0 & -\gamma^{2}I & 0 \\ C\delta & 0 & 0 & 0 & -Q^{-1} \end{bmatrix} < 0$$
(3.36)

Notre gain de commande est : $K_j = \theta \delta^{-1}$

Il faut noter qu'avec l'utilisation de H_{∞} on peut garantir un niveau d'atténuation prescrit contre l'effet de perturbation externe, mais cela peut conduire à des actions de contrôle excessives.

3.6 Application

3.6.1 Algorithme de recherche du MPP

Pour rechercher le point de fonctionnement optimal correspondant à une puissance maximale pour différents niveaux d'ensoleillement et de température, un module de recherche MPP est utilisé pour calculer instantanément la dérivée partielle de la puissance par rapport au courant de la cellule PV. Ici, l'ensoleillement et la température sont évalués puis transférés au module de recherche MPP, qui génère le courant MPP optimal I_{pvopt} . Ce dernier est considéré comme un contrôle d'entrée pour le modèle de référence pour générer l'état de référence souhaité à suivre [25].

Pour achever le MPP, les conditions ci-dessous devront être vérifiées :

$$\frac{d}{dI_{pv}}\left(V_{pv}I_{pv}\right) = 0 \tag{3.37}$$

donc :

$$V_{pv} + I_{pv} \frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} = 0$$
(3.38)

On considère maintenant que V_{pvopt} et I_{pvopt} sont respectivement la tension et le courant optimal quand la puissance du panneau photovoltaïque atteint sa valeur maximale.

En remplaçant V_{pvopt} et $\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}}$ par leurs valeurs dans (3.45) nous obtenons :

$$I_{pvopt} - (I_{pvopt} - I_{ph} + I_0) Ln\left(\frac{I_{pvopt} - I_{ph} + I_0}{I_0}\right) = 0$$
(3.39)

La résolution de l'équation (3.46) donne une dépendance linéaire entre le courant I_{pvopt} correspondant à la puissance maximale et le courant de court-circuit de la cellule I_{ph}

$$I_{pvopt} = 0.909 I_{ph}$$
 (3.40)

Depuis l'équation (2.25) et en remplaçant le courant I par I_{pvopt} on peut estimer la tension optimale comme suit :

$$V_{pvopt} = nV_T Log\left(\frac{I_{pvopt} - I_{ph} + I_0}{I_0}\right)$$
(3.41)

3.6.2 Simulation Matlab

Dans cette section, nous allons présenter les résultats de la simulation de notre système qui est montré dans la figure(3.3), et cela en appliquant la loi de commande H_{∞} PDC sur notre système.Nous commençons par introduire les caractéristiques électriques du système (voir tableau (1.1)) ainsi que du convertisseur de référence (voir tableau (2.1)) et qui sera détaillé par la suite.



FIGURE 3.3 – Structure MPPT du système PV.

3.6.3 Modèle de référence

Basé sur la structure du modèle flou T-S du convertisseur Boost le modèle de référence est conçu pour générer l'état de référence à suivre, son équation différentielle est la suivante [24] :

$$\begin{cases} \dot{V}_{pv} = -\frac{1}{C_a} I_L + \frac{1}{C_a} I_{pv} \\ \dot{I}_L = \frac{1}{L} V_{pv} - \frac{rl}{L} I_L - \frac{V_c}{L} \left(1 - d \left(t \right) \right) \\ \dot{V}_C = \frac{1}{C_b} I_L \left(1 - d \left(t \right) \right) - \frac{1}{RC_b} V_c \end{cases}$$
(3.42)

ou encore sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{pv} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_a} & 0 \\ \frac{1}{L} & -\frac{rl}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{RC_b} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_c}{L} \\ -\frac{I_L}{C_b} \end{bmatrix} d(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_{pv}$$
(3.43)

ici, le courant optimal I_{pvopt} est pris comme entrée de commande. L'équation d'espace d'état du modèle de référence est défini comme suit :

$$\dot{x_r} = A_r x_r \left(t \right) + E I_{pvopt} \left(t \right) \tag{3.44}$$

le dernier modèle est équivalent à :

$$A_{r}x_{r}\left(t\right)+r\left(t\right) \tag{3.45}$$

avec :

$$\begin{cases}
A_{r} = \begin{bmatrix}
0 & -\frac{1}{C_{a}} & 0 \\
\frac{1}{L} & -\frac{R_{L}}{L} & -\frac{1}{L}(1 - d_{opt}) \\
0 & \frac{1}{C_{b}}(1 - d_{opt}) & -\frac{1}{R_{0}C_{b}}
\end{bmatrix}$$

$$r(t) = \begin{bmatrix}
\frac{I_{pvopt}}{C_{a}} \\
0 \\
0
\end{bmatrix}, et u_{opt} = \sqrt{\frac{V_{pvopt}}{RI_{pvopt}}}$$
(3.46)

Le modèle de référence (2.19) est également non linéaire via la variable de prémisse $z_r = (1 - d_{op})$ et peut être décrit par les deux règles suivantes :

Règle 1 :

SI $z_r(t)$ est N_{min} **ALORS** $\dot{x}(t) = A_{r1}x_r(t) + r(t)$.

Règle 2 :

SI $z_r(t)$ est N_{max} ALORS $\dot{x}(t) = A_{r1}x_r(t) + r(t)$. Sachant que les fonctions d'appartenance sont définies par :

$$\begin{cases} N_{min} \left(z_r \left(t \right) \right) = \frac{z_r(t) - z_{r;min}}{z_{r,max} - z_{r;min}} \\ N_{max} \left(z_r \left(t \right) \right) = 1 - N_{min} \left(z_r \left(t \right) \right) \end{cases}$$
(3.47)

et les matrices d'états de référence sont :

$$A_{r1} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_a} & 0\\ \frac{1}{L} & -\frac{rl}{L} & -\frac{1}{L}\left(1 - d_{opmin}\right)\\ 0 & \frac{1}{C_b}\left(1 - d_{opmin}\right) & -\frac{1}{RC_b} \end{bmatrix}, A_{r2} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_a} & 0\\ \frac{1}{L} & -\frac{rl}{L} & -\frac{1}{L}\left(1 - d_{opmax}\right)\\ 0 & \frac{1}{C_b}\left(1 - d_{opmax}\right) & -\frac{1}{RC_b} \end{bmatrix}$$

Le modèle flou T-S de référence (global) est déduit comme :

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^{2} h_k \left(z_r \left(t \right) \right) \left(A_r x_r \left(t \right) + r \left(t \right) \right)$$
(3.48)

Il convient de noter que A_{rk} et r(t) sont définis de façon à ce que $x_r(t)$ représente autant que possible une trajectoire souhaitée pour x(t) à suivre et pour lequel la puissance maximale est obtenue, et c'est pour ça qu'on l'utilisera prochainement (chapitre 3) avec tout notre système PV.

Pour une valeur de Q = 0.0001 nous avons eu :

$$\begin{cases} \gamma = 0,1725 \\ et \ le \ gain \\ K = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5953 & -4.1842 & 0.1231 \\ 0.5953 & -4.1842 & 0.1231 \\ 0.5953 & -4.1842 & 0.1231 \\ 0.5953 & -4.1842 & 0.1231 \end{bmatrix}$$

Maintenant dans Matlab/Simulink on simule notre système photovoltaïque avec un convertisseur de référence.

Premièrement et dans un délai de 5 seconde on fait des variations de température et d'ensoleillement comme le montre la figure (3.4).



FIGURE 3.4 – Variations de la température et de l'éclairement.

Puis pour régler le problème MPPT, un étage d'adaptation (à savoir un convertisseur DC-DC) est introduit.

Les figures ci-dessous montrent les résultats de simulation :







FIGURE 3.6 – Courant et tension du GPV.



FIGURE 3.7 – Puissance délivrée par le générateur PV.

À titre de comparaison et avant de tirer conclusion sur l'intérêt de la loi de commande proposée on fait une autre simulation dans le même délai et pour les mêmes variations de la température et de l'ensoleillement et ce en utilisant la commande P&O et le contrôleur PI.



La figure (3.8) montre les courbes de la puissance dans ce cas :

FIGURE 3.8 – Puissance délivrée par le générateur PV.

Et de même pour le rapport cyclique



FIGURE 3.9 – Rapport cyclique.

Discussion

D'après les figures (3.5),(3.6) et surtout (3.7) on voit clairement que le système suit parfaitement le système de référence pour toute variation de la température et de l'éclairement aussi on remarque bien que notre système atteint son régime de fonctionnement maximal, (la figure (3.7) montre que le MPP est atteint quand la température et l'éclairement sont respectivement 25°C et 1000 W/m²),ce qui montre l'efficacité de la loi de commande proposée surtout par rapport aux lois de commande classiques telles que la commande P&O et le contrôleur PI qui d'après la figure (3.8) il est évident que les systèmes se suivent mais ces algorithmes rencontrent des problèmes dans le cas d'une variation brutale des conditions climatiques, et présentent des oscillations autour du PPM.

3.7 Conclusion

Dans ce dernier chapitre nous nous sommes orienter vers les conditions de stabilisation du système photovoltaïque. La méthode directe de Lyapunov est directement liée dans l'étude de la stabilité et de la stabilisation, les conditions que nous avons obtenu , nous les avons écrites sous forme des inégalités matricielles linéaires LMI et pour suivre le point de puissance maximale MPP nous avons conçu une loi de commande PDC afin de réaliser la commande MPPT. Enfin et aprés une simulation nous avons exposé les résultats pour indiquer et prouver que la méthode proposée le long de ce chapitre est efficace.

Conclusion générale

Tout générateur photovoltaïque possède un seul et unique point de fonctionnement optimal qu'est le point de puissance maximale et qui varie en fonction de l'éclairement et de la température, en plus de ce premier aspect particulier, le GPV détient aussi une caractéristique I-V non linéaire. Alors pour garder le fonctionnement du panneau solaire dans le MPP et ainsi obtenir un bon rendement on doit contrôler le GPV en permanence et ce via un étage d'adaptation, donc le travail mené le long de ce manuscrit avait pour but de réaliser une commande robuste afin d'assurer le bon fonctionnement du système PV.

Les méthodologies traitées dans ce mémoire sont basées essentiellement sur l'approche multimodèle, elles sont consacrées au développement des conditions de stabilisation pour des systèmes non linéaires décrits par les modèles flous de Takagi-Sugéno.Pour établir ces méthode on devait faire appel à la fonction quadratique de Lyapunov, l'outil LMI et le critère $H\infty$ afin de minimiser l'effet de différentes perturbations.

On peut organisé l'étude que nous avons mené en deux parties :dans la première partie, nous avons fourni les équations mathématiques du modèle non linéaires d'un système photovoltaïque et sa description multimodéle, plus précisément la représentation par des modèles T-S. La deuxième partie traite l'analyse de la stabilité et de la stabilisation du système PV décrit par le modèle T-S en se basant sur une fonction candidate de Lyapunov quadratique, nous avons pu synthétisé une loi de commande de type PDC (Parallel Distributed Compensation) robuste afin d'assurer le suivi de trajectoire désiré. En effet, les conditions de stabilisation $H\infty$ sont établies et résolues sous forme LMIs où les résultats obtenus ont été très satisfaisants.

L'application des théorèmes et commandes cités précédemment dans le mémoire nous permettent de conclure que :

* L'approche multimodèle et en particulier la classe de multimodèles àétats uniques dite les modèles de Takagi- Sugeno est efficace pour décrire le comportement des systèmes non linéaire.

* L'approche LMI a un avantage conséquent dans la conception de lois de commande des systèmes non linéaires décrits par les modèles flous de T-S.

* Les approches proposées telles que : la fonction de Lyapunov et le critère $H\infty$ pour éliminer l'effet de perturbation sont aussi efficaces dans le développement des conditions de stabilisation des systèmes non linéaires sous forme LMI.

Bibliographie

- [1] S. Abouda, "Contribution à la commande des systèmes photovoltaiques : application aux systèmes de pompages." Ph.D. dissertation, Reims, 2015.
- [2] A. T. Singo, "Système d'alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l'habitat énergétiquement autonome," Ph.D. dissertation, Université Henri Poincaré-Nancy 1, 2010.
- [3] B. L. Sofia, "Cours energie solaire photovoltaïque," Université A. MIRA de BEJAIA, Année universitaire 2014, 2015.
- [4] K. Helali, "Modelisation d'une cellule photovoltaique : etude comparative," Ph.D. dissertation, Université Mouloud Mammeri, 2012.
- [5] H. Yatimi, E. Aroudam, and M. Louzazni, "Modeling and simulation of photovoltaic module using matlab/simulink," in *MATEC Web of Conferences*, vol. 11. EDP Sciences, 2014, p. 03018.
- [6] E. Parbaile, "Contribution à l'optimisation des techniques de dépôts sous vide de cellules solaires organiques," Ph.D. dissertation, Limoges, 2009.
- [7] S. Abouda, "Contribution à la commande des systèmes photovoltaiques : application aux systèmes de pompages." Ph.D. dissertation, Reims, 2015.
- [8] C. Cabal, "Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovotaïque," Ph.D. dissertation, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2008.
- [9] A. C. Pastor, "Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques," Ph.D. dissertation, INSA de Toulouse, 2006.
- [10] F. M. González-Longatt *et al.*, "Model of photovoltaic module in matlab," *li Cibelec*, vol. 2005, pp. 1–5, 2005.
- [11] G. Walker, "Evaluating mppt converter topologies using a matlab pv model," *Journal of Electrical & Electronics Engineering, Australia*, vol. 21, no. 1, pp. 49–55, 2001.
- [12] A. O. M. Yahya, A. O. Mahmoud, and I. Youm, "Etude et modélisation d'un générateur photovoltaïque," *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 11, no. 3, pp. 473–483, 2008.
- [13] A. Belkaid, "onception et implémentation d'une commande mppt de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome," Ph.D. dissertation, 2018.
- [14] N. Boubekri and S. E. Doudou, "Sur la commande non linéaire des systèmes photovoltaïques," Ph.D. dissertation, Université de Jijel, 2019.
- [15] A. T. Singo, "Système d'alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l'habitat énergétiquement autonome," Ph.D. dissertation, Université Henri Poincaré-Nancy 1, 2010.

- [16] A. M. Nagy, "Analyse et synthèse de multimodèles pour le diagnostic. application à une station d'épuration," Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2010.
- [17] M. Chadli, "Stabilité et commande de systèmes décrits par des multimodèles," Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2002.
- [18] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics*, no. 1, pp. 116–132, 1985.
- [19] F. Bourahala, "Relâchement des conditions de stabilité des systèmes flous de takagi-sugeno : Approche lmi," Ph.D. dissertation, 2018.
- [20] Y. Morere, "Mise en oeuvre de lois de commande pour les modèles flous de type takagisugeno," Ph.D. dissertation, Valenciennes, 2001.
- [21] B. Tahar, "Contribution à la synthèse de lois de commande pour les descripteurs de type takagi-sugeno incertains et perturbés," Ph.D. dissertation, Université de Reims-Champagne Ardenne, 2009.
- [22] D. Khiar, "Modélisation et commande d'un moteur thermique à allumage commandé," Ph.D. dissertation, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2007.
- [23] K. Mehran, "Takagi-sugeno fuzzy modeling for process control," *Industrial Automation, Robotics and Artificial Intelligence (EEE8005)*, vol. 262, 2008.
- [24] M. Allouche, K. Dahech, and M. Chaabane, "Multiobjective maximum power tracking control of photovoltaic systems : Ts fuzzy model-based approach," *Soft Computing*, vol. 22, no. 7, pp. 2121–2132, 2018.
- [25] F. HANANOU and A. ROUABAH, "Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque¿¿ thème de master," *Université Kasdi Merbah ouargla*, 2014.
- [26] H. O. Wang, K. Tanaka, and M. F. Griffin, "An approach to fuzzy control of nonlinear systems : Stability and design issues," *IEEE transactions on fuzzy systems*, vol. 4, no. 1, pp. 14–23, 1996.
- [27] R. Tichatschke, "1 the giants."
- [28] H. O. Wang, K. Tanaka, and M. Griffin, "Parallel distributed compensation of nonlinear systems by takagi-sugeno fuzzy model," in *Proceedings of 1995 IEEE International Conference* on Fuzzy Systems., vol. 2. IEEE, 1995, pp. 531–538.
- [29] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics*, no. 1, pp. 116–132, 1985.
- [30] J.-M. Coron, "On the stabilization of some nonlinear control systems : results, tools, and applications," in *Nonlinear Analysis, Differential Equations and Control.* Springer, 1999, pp. 307–367.
- [31] S.-G. Cao, N. W. Rees, and G. Feng, "Analysis and design of fuzzy control systems using dynamic fuzzy-state space models," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 7, no. 2, pp. 192–200, 1999.
- [32] M. Chadli, J. Ragot, and D. Maquin, "Multiquadratic stability and stabilisation of continuoustime multiple model," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 37, no. 15, pp. 335–340, 2004.
- [33] A. Isidori, "Nonlinear control systems ii, 1999."
- [34] M. Vidyasagar, Nonlinear systems analysis. SIAM, 2002.
- [35] C. Gauthier, "Commande multivariable de la pression d'injection dans un moteur diesel common rail," Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2007.

- [36] A. Kennouche and D. E. Saifia, "Commande non-pdc robuste pour le contrôle de la dynamique latérale d'un véhicule autonome." Ph.D. dissertation, Université de Jijel, 2020.
- [37] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear matrix inequalities in system and control theory*. SIAM, 1994.
- [38] B.-S. Chen and S.-J. Ho, "Multiobjective tracking control design of t-s fuzzy systems : Fuzzy pareto optimal approach," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 290, pp. 39–55, 2016.
- [39] A. H. Besheer, H. M. Emara, and M. A. Aziz, "An lmi approach to mixed h/sub 22//h/spl infin/model following based fuzzy control for nonlinear dynamic system," in 2006 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, vol. 4. IEEE, 2006, pp. 3103–3108.

Résumé

Le but de ce travail est d'optimiser le fonctionnement d'un générateur photovoltaïque en se basant sur l'approche multimodèle, en effet les méthodes floues de Tkagi-Sugéno sont utilisées le long de ce mémoire car cette représentation se montre efficace pour rendre linéaire un système non-linéaire et afin de réaliser une commande robuste pour contrôler le système PV nous avions recours à la fonction de Lyapunov, l'outil LMI et l'approche H∞.

Les équations mathématiques non-linéaires ont été fournies dans un premier lieu puis elles ont été représentées par des modèles T-S, enfin pour assurer que notre système suit un système de référence nous avons pu synthétiser une loi de commande de type PDC à partir des fonctions quadratiques de Lyapunov. Les conditions de stabilisation sont établies et résolues sous forme des LMIs et H ∞ est utilisée pour minimiser l'effet de différentes perturbations.

Mots clés : modèles flous de Takagi-Sugéno, outil LMI, approche H∞, commande PDC.

الهدف من هذا العمل هو تحسين تشغيل مولد كهروضوئي على أساس نهج متعدد النماذج، بالفعل يتم استخدام النماذج الضبابية تاكآجي- سيجنو خلال هذه المذكرة لأن هذا التمثيل فعال لجعل نظام غير-خطي خطي ومن أجل تحقيق أمر قوي للتحكم في نظام لـ الكهروضوئية ، استخدمنا دالة ليابونوف، المتر اجحات ذات المصفوفات الخطية و أداة H∞.

تم تقديم المعادلات الرياضية غير الخطية أولاً ثم تم تمثيلها بنماذج تاكآجي- سيجنو ، أخيرًا للتأكد من أن نظامنا يتبع نظامًا مرجعيًا تمكنا من تجميع قانون تحكم من نوع PDC استنادا إلى مرشحي ليابونوف التربيعي. يتم تحديد شروط الاستقرار وحلها في شكل متراجحات ذات مصفوفات خطية ويتم استخدام نفس الأداة السابقة لتقليل تأثير الاضطرابات المختلفة.

الكلمات المفتاحية : نماذج تاكآجي- سيجنو الضبابية ، المتر اجحات ذات المصفوفات الخطي، أداة Hm قانون تحكم من نو PDC.

Abstract

The objective of this work is to optimize the operation of a photovoltaic generator based on the multimodel approach, indeed the fuzzy methods of Tkagi-Sugéno are used throughout this thesis because this representation is effective in rendering linear a non-linear system and in order to realize a robust command to control the PV system we used the Lyapunov function, the LMI tool and the H ∞ approach.

The non-linear mathematical equations were first provided then they were represented by T-S models, finally to ensure that our system follows a reference system we were able to synthesize a PDC type control law from quadratic functions by Lyapunov. Stabilization conditions are established and resolved in the form of LMIs and H ∞ is used to minimize the effect of different disturbances.

Keywords: fuzzy Takagi-Sugéno models, LMI tool, H∞ approach, PDC command.

ملخص