

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Ziane Achour de Djelfa

Faculté de sciences et de la technologie, Département des Sciences et Technologie



Mémoire présenté par

Zineb MADNI

Pour obtenir le titre de :

Magister en Génie Electrique

Option : Automatique Avancée

Thème

Commande floue optimisée d'un convertisseur statique

Soutenu le 09/04/2015 devant le jury

Président	Dr. Mohamed KHARROUBI	MC-A-, Université de Djelfa
Examineurs	Pr. Mohamed TADJINE	Prof, ENP d'Alger
	Dr. Slami SAADI	MC-B-, Université de Djelfa
Rapporteurs	Pr. Kamel GUESMI	Prof, Université de Djelfa
	Dr. Dalila DJOUDI	MC-B-, Université de Djelfa
Invité	Pr. Med Seghir BOUCHERIT	Prof, ENP d'Alger

Année universitaire : 2014/2015

Dédicace

A ma famille

A mes amis

A tous mes collègues

Remerciements

Je tiens à exprimer mes remerciements et ma plus grande reconnaissance à Pr .GUESMI Kamel pour m'avoir proposé ce sujet et accepté d'encadrer ce travail et pour sa collaboration et ses conseils judicieux.

Je tiens à exprimer mes remerciements et ma profonde gratitude à Dr .DJOURI Dalila pour ses conseils et son aide.

Je remercie très chaleureusement les membres jury de m'avoir fait l'honneur de juger mon travail.

J'adresse en fin toute ma reconnaissance à ma famille et mes amis qui m'ont toujours accompagné, soutenu et aidé dans la vie.

Sommaire

Liste des figures.....	i
Liste des tableaux	iii
Introduction générale.....	2
Chapitre I : Généralités.....	4
I.1.Introduction	5
I.2.systemes dynamiques non linéaires définitions et propriétés	6
I.2.1.Stabilité	6
I.2.2.Bifurcation.....	10
I.2.3.Chaos.....	12
I.3.Exemple : le convertisseur statique.....	12
I.3.1.Exemples des convertisseurs statiques.....	13
I.3.2.Fonctionnement du convertisseur Boost	14
I.4.Conclusion.....	17
Chapitre II : Modélisation du convertisseur	18
II.1.Introduction.....	19
II.2.Modèles classiques	20
II.2.1.Modèle détaillé.....	21
II.2.2.Modèle moyen	21
II.2.3.Modèle à petit signaux	21
II.3.Modèle discret.....	22
II.3.1.Calcul de matrice de transition	23
II.3.2.L'intégral de la matrice de transition.....	25

II.3.3.Mode de conduction continue	26
II.4.Exploration des comportements du convertisseur	27
II.4.1.Comportement périodique, (temporelle).....	28
II.4.2.Comportements anormaux	28
II.5.Conclusion	31
Chapitre III: Synthèse du contrôleur flou	32
III.1.Introduction	33
III.2.Généralités sur la logique floue	34
III.2.1.Notions de base.....	34
III.2.2.contrôleur flou	35
III.3 .PID flou stabilisant	36
III.3.1.Stabilité du convertisseur.....	36
III.3.2.Synthèse du PID flou stabilisant.....	38
III .4.Simulation et résultats	42
III.5.Conclusion	45
Chapitre IV : optimisation du contrôleur flou	46
IV.1.Introduction	47
IV.2. Généralités.....	48
IV.2.1.Notions	48
IV.2.2. Méthodes Pareto	50
IV.2.3. Méthodes agrégées d'optimisation multi-objectif.....	51
IV.2.4.Optimisation avec contraintes	52
IV.3. Optimisation par l'essaim de particules (OEP)	53
IV.4.Simulations et résultats.....	56
IV.5.Conclusion.....	59
Conclusion générale	61
Bibliographie	64

Liste des figures

Fig.1.1. Schéma explicatif des notions de stabilité	07
Fig.1.2. Plan de phase de différents types du point d'équilibre.....	09
Fig.1.3. Types de bifurcation	11
Fig.1.4. Route vers le chaos par doublement de période	12
Fig.1.5. Types des convertisseurs.....	13
Fig.1.6. Circuit du convertisseur Boost.....	14
Fig.1.7. Phases de commutation du convertisseur Boost.....	15
Fig.1.8. Schéma des modes de commande du convertisseur	16
Fig.1.9. Formes d'onde de courant et de tension.....	16
Fig.2.1. Transition entre les configurations du convertisseur.....	22
Fig.2.2. Organigramme du calcul de la matrice de transition exacte.....	24
Fig.2.3. Organigramme du calcul de l'intégrale de la matrice de transition.....	25
Fig.2.4. Schéma simplifié de la commande du convertisseur en mode courant.....	27
Fig.2.5. Réponse du système	28
Fig.2.6. Diagramme de bifurcation avec variation de la tension d'alimentation.....	29
Fig.2.7. Diagramme de bifurcation avec variation de la charge.....	29
Fig.2.8. Diagramme de bifurcation avec variation de l'inductance.....	30
Fig.2.9. Diagramme de bifurcation avec variation de courant de référence.....	30
Fig.3.1. Types de fonction d'appartenance.....	34
Fig.3.2. Schéma synoptique d'un contrôleur flou.....	35

Fig.3.3. Schéma de commande avec le PID flou.....	38
Fig.3.4. Contrôleur flou avec le bloc de M.L.I	39
Fig.3.5. Recherche des gains pour PID flou stabilisant.....	42
Fig.3.6. Réponse du système.....	43
Fig.3.7. Domaines de stabilité en fonction des gains du contrôleur.....	43
Fig.3.8. Zones de stabilité en fonction de la tension de référence.....	44
Fig.3.9. Zones de stabilité en fonction de la charge.....	44
Fig.4.1. Représentation d'un problème multi-objectif.....	49
Fig.4.2. Dominance de Pareto.....	50
Fig.4.3. Exemples de frontière de Pareto.....	51
Fig.4.4. Organigramme d'algorithme d'essaim de particules.....	54
Fig.4.5. Domaines de stabilité en fonction des gains du contrôleur	56
Fig.4.6. Réponse du système.....	58

Liste des tableaux

Tab.2.1. Domaines de fonctionnement du convertisseur.....	29
Tab.3.1. Matrice d'inférence.....	39
Tab.3.2. Matrice d'inférence au point d'équilibre.....	40
Tab.4.1. Tableau de comparaison des résultats.....	58

Introduction Générale

Introduction générale

Le rôle de l'énergie électrique dans notre vie est comme l'eau, l'air et l'aliment ce qui impose la recherche des sources des énergies renouvelables (l'énergie solaire photovoltaïque, éolienne...etc.) et des outils pour les opérations de conversion et de réglage. Parmi ces outils on trouve les convertisseurs statiques, qui sont utilisés en plusieurs applications, on cite : la téléphonie mobile, les ordinateurs, l'électroménager, les cellules photovoltaïques, les véhicules hybrides et électriques et dans d'autres applications [1].

Selon la nature de l'opération de conversion d'énergie, il existe plusieurs types de convertisseurs : les redresseurs, les onduleurs, les gradateurs et les hacheurs. La fonction de ces derniers est la conversion continu-continu et la modification du niveau de la tension par exemple : Buck (abaisseur), Boost (élevateur) et Buck-Boost (abaisseur-élevateur-inverseur). En électronique, ces systèmes sont des circuits simples mais en automatique ces sont des systèmes non linéaires avec de fortes non linéarités ce qui pose des difficultés en modélisation et en commande.

Afin d'étudier le comportement de cette classe de systèmes, le modèle doit avoir la capacité de décrire les différents comportements non linéaires du convertisseur et il doit être simple pour qu'il soit exploitable. Parmi les modèles existant on peut citer : le modèle détaillé, le modèle moyen, le modèle discret et le modèle hybride [2].

En se basant sur les modèles ainsi mentionnés plusieurs techniques de commande ont été proposées dans la littérature. Selon le public visé et les objectifs de la commande on trouve des approches comme : la commande PID [3], la commande floue [4,5,6], la commande PID floue, la commande prédictive [7], la commande par mode glissant et PID[8], la commande par rétroaction [9].

Le but de notre travail peut être divisé en trois parties ; tout d'abord modéliser convenablement le convertisseur afin d'illustrer et de comprendre les différents comportements exhibés par cette classe de systèmes, synthétiser une technique de commande floue permettant d'atteindre les performances désirées et à la fin une grande partie est dédiée à la question d'optimisation [10,11] de la technique de commande floue. Cette dernière partie représente notre contribution et une suite aux travaux de l'encadrant Pr. K. GUESMI.

Le mémoire est structuré autour de quatre chapitres. Le premier est consacré aux notions de base sur les convertisseurs statiques (un convertisseur Boost est considéré en tant que exemple), la stabilité ainsi que les phénomènes non linéaires exhibés par les convertisseurs statiques. Le deuxième chapitre traite la question de modélisation du convertisseur. Le troisième chapitre est dédié à la synthèse d'un PID flou en se basant essentiellement sur des critères de stabilisation avec des dynamiques désirées. Des domaines de faisabilité pour les paramètres du contrôleur seront identifiés à la fin de ce chapitre. Une suite logique de ce travail est donnée dans le dernier chapitre. Il s'agit de l'obtention des valeurs minimales, en utilisant l'algorithme d'essaim de particules, pour les paramètres du contrôleur à l'intérieur des domaines déjà obtenus.

Chapitre I :

Généralités

I.1.Introduction

Dans ce monde la majorité des systèmes sont des systèmes non linéaires et ils ont des caractéristiques particulières [12] ce qui implique une commande spécifique pour avoir le comportement désiré. Plusieurs techniques de commande linéaire, non linéaire et hybride ont été développées dans la littérature [13].

Parmi les modèles les plus utilisés dans la commande on peut citer les modèles linéaires obtenus par linéarisation du comportement du système autour du point de fonctionnement. Dans ce cadre, la partie non linéaire sera négligée et les résultats de l'étude reste locaux et ne permettent pas de voir les différents comportements non linéaires ou anormaux (oscillations harmoniques, sous harmoniques, quasi périodiques, bifurcation, sensibilité aux conditions initiales, chaos,...etc.).

Un exemple typique de systèmes non linéaires est le convertisseur statique continue-continue qui est un objet élémentaire dans le domaine de conversion de l'énergie électrique. Ce système est l'objectif de plusieurs études de commande [14] et de modélisation [15] à cause de sa richesse en comportements/phénomènes non linéaires comme les routes vers le chaos, les phénomènes de quasi-périodicité et les bifurcations [16].

Un premier pas dans notre travail est de comprendre, à travers des notions élémentaires, les différents comportements du convertisseur statique sujet de l'étude et de la commande.

I.2. systèmes dynamiques non linéaires définitions et propriétés

Un système dynamique non linéaire est représenté sous la forme des équations différentielles non linéaires (le cas continue) ou sous la forme des équations de récurrence (le cas discret).

- **Le cas continu**

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x(t)) \quad (1.1)$$

- **Le cas discret**

$$x(n+1) = f(x(n)) \quad (1.2)$$

Point fixe (point d'équilibre ou point stationnaire) : Comme dit leur nom, le point fixe est défini par :

- **Le cas continu**

$$x_e = \{x / f(x(t)) = 0\} \quad (1.3)$$

- **Le cas discret**

$$x_e = x(n+1) = x(n) \quad (1.4)$$

I.2.1. Stabilité

- Soit $x(t, a)$ une solution de l'équation différentielle (1.1) avec une condition initiale a ; $x(t, a)$ est stable si les autres solutions avec des conditions initiaux proches de a restent proche de $x(t, a)$:

$$\forall \varepsilon > 0, \exists \delta > 0 \text{ telle que } \|b - a\| < \delta \implies \|x(t, b) - x(t, a)\| < \varepsilon \text{ pour tous } t > 0 \quad (1.5a)$$

- Si $x(t, b) \rightarrow x(t, a)$ quand $t \rightarrow \infty$ on dit $x(t, a)$ est asymptotiquement stable.
- Un point x est localement (localement et asymptotiquement) stable s'il est stable pour tous les conditions initiaux $x \in B_r(a)$ tel que :

$$B_r(a) = \{x : \|x - a\| < r\} \quad (1.5b)$$

où $B_r(a)$ est une sphère de rayon r autour de a et $r > 0$

- Le système est globalement stable s'il est stable pour tous $r > 0$.

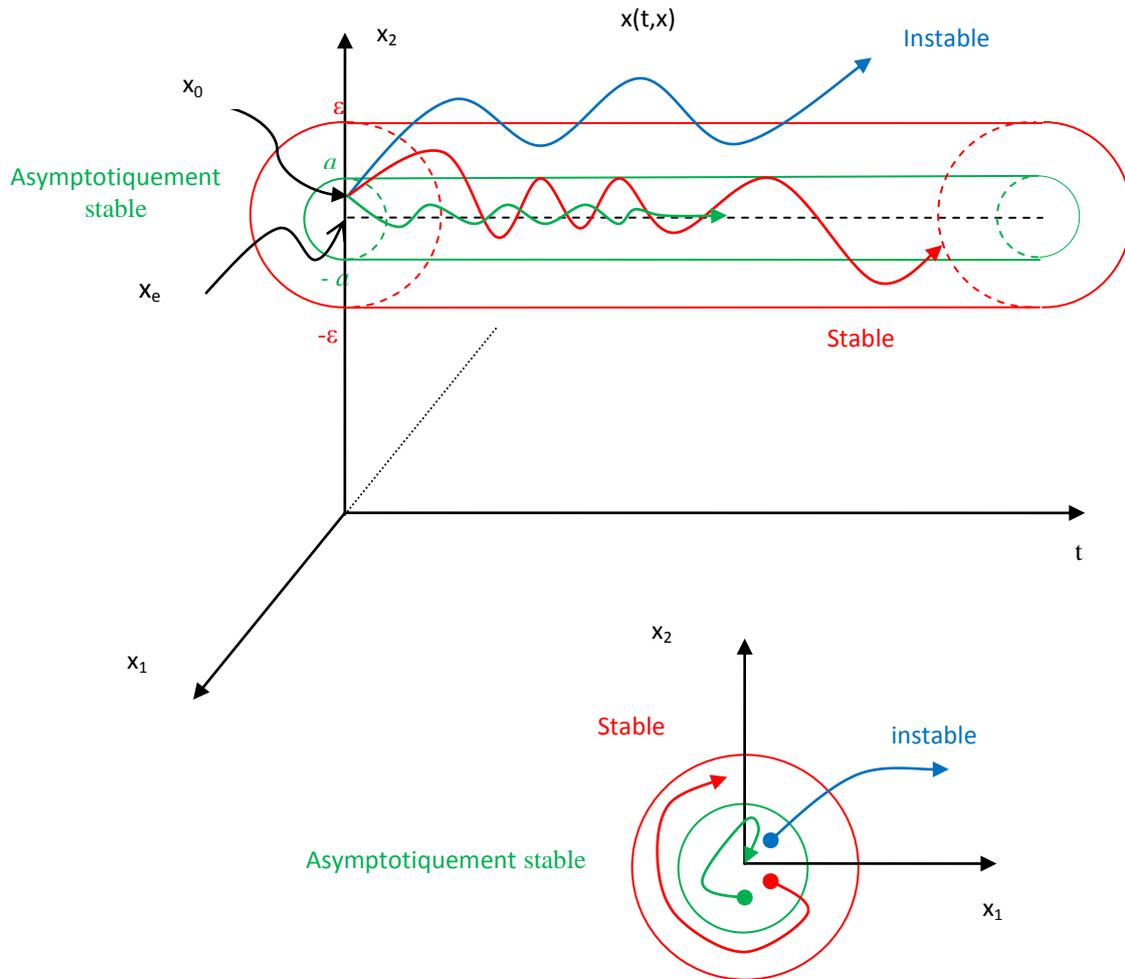


Fig.1.1.Schéma explicatif des notions de stabilité

Il existe plusieurs méthodes pour l'étude de stabilité [9] des systèmes non linéaires soit directement, soit par l'approximation aux systèmes linéaires.

- **Stabilité des systèmes linéaires**

Soit le système défini par l'équation :

$$\frac{dx}{dt} = Ax(t) \tag{1.6}$$

$A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ est une matrice carré

Les valeurs propres sont définies par :

$$\lambda(A) = \{s \in \mathbb{C} : \det(sI - A) = 0\} \tag{1.7}$$

Théorème 1 : Soit le système [9]:

$$\frac{dx}{dt} = Ax(t) \quad (1.8)$$

Ce système est asymptotiquement stable si et seulement si toutes les valeurs propres de A sont à partie réelle strictement négative ; et il est instable s'il existe au moins une valeur propre à partie réelle strictement positive.

Stabilité des systèmes non linéaires

- **approximation linéaire**

Soit le système non linéaire défini par l'équation :

$$\frac{dx}{dt} = F(x) \quad (1.9)$$

L'approximation en série de Taylor autour du point d'équilibre x_e donne :

$$\frac{dx}{dt} = F(x_e) + \left. \frac{\partial F}{\partial x} \right|_{x_e} (x - x_e) + \text{terme d'ordre supérieur} \quad (1.10)$$

On a : $F(x_e) = 0$

Par un changement de variable : $z = (x - x_e)$

$$\frac{dz}{dt} = Az ; \quad A = \left. \frac{\partial F}{\partial x} \right|_{x_e} \quad (1.11)$$

On obtient l'approximation linéaire qui sera utilisé pour l'étude de comportement et de stabilité du système non linéaire autour du point d'équilibre. Dans ce cas on peut utiliser la notion de stabilité d'un système linéaire ou la notion de stabilité structurelle.

- **Types de point d'équilibre**

Selon les valeurs propres du système on a:

1. **Nœud** : si les valeurs propres sont réelles de même signes
2. **Selle** : si les valeurs propres sont réelles de signes différents
3. **Foyer** : si les valeurs propres sont complexes
4. **Centre** : si les valeurs propres sont imaginaires

Pour un système de 2^{ème} ordre le plan de phase associé aux différents types de points d'équilibres est représenté dans la figure (fig.1.2)

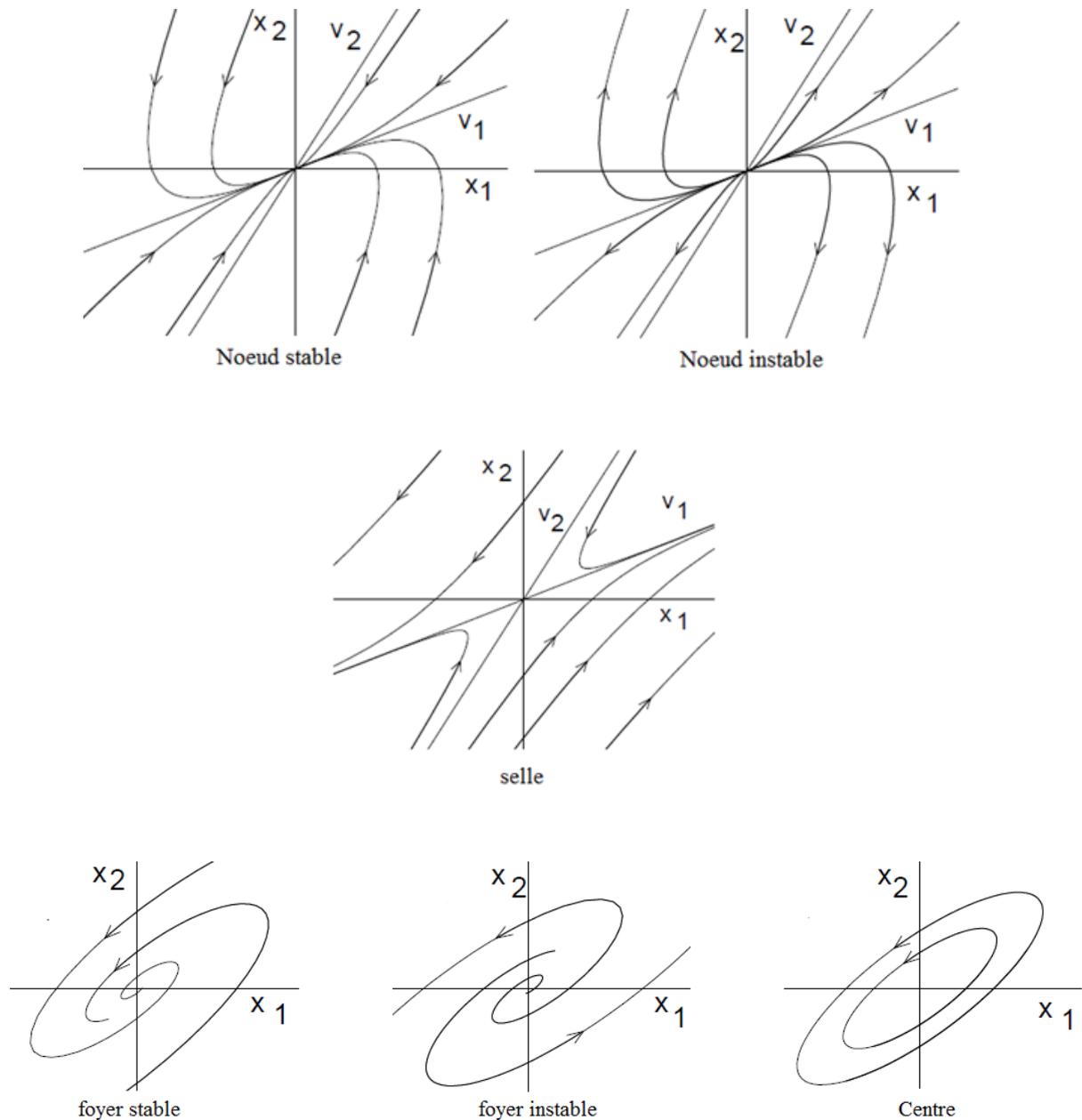


Fig.1.2. Plan de phase de différents types du point d'équilibre [12]

• **Stabilité structurelle, notions [17]**

- Un système est stable structurellement si son plan de phase ne change pas qualitativement en présence de petites perturbations
- Un point d'équilibre est dit hyperbolique si toutes les valeurs propres de A ont une partie réelle non nulle.
- Les points hyperboliques sont dits structurellement stables

- Le nœud, la selle et le foyer sont dits structurellement stable et le centre n'est pas stable structurellement.

- **Stabilité de Lyapunov**

Théorème2 [9]:

Soit le système non linéaire défini par l'équation :

$$\frac{dx}{dt} = F(x) ; x \in \mathbb{R}^{n \times 1} \quad (1.12)$$

Soit V une fonction non négative dans \mathbb{R}^n , \dot{V} sa dérivée par rapport au temps :

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial V}{\partial x} F(x) \quad (1.13)$$

Soit $B_r = B_r(0)$ une sphère de rayon r autour de l'origine

S'il existe $r > 0$ sachant que V est définie positive et \dot{V} est semi définie négative pour tous $x \in B_r$ alors $x = 0$ est localement stable au sens de Lyapunov

Si V est définie positive et \dot{V} est définie négative pour tous $x \in B_r$ alors $x = 0$ est localement asymptotiquement stable.

1.2.2. Bifurcation

La bifurcation est un changement du type d'équilibres ou de nombres des équilibres du système lors de changement d'un paramètre du système (variable de bifurcation) ; ce changement peut être représenté graphiquement par le diagramme de bifurcation (**fig.1.3**). Ce diagramme présente l'évolution des équilibres en fonction de la variable de bifurcation.

Il existe plusieurs types de bifurcation (voir **fig.1.3**)

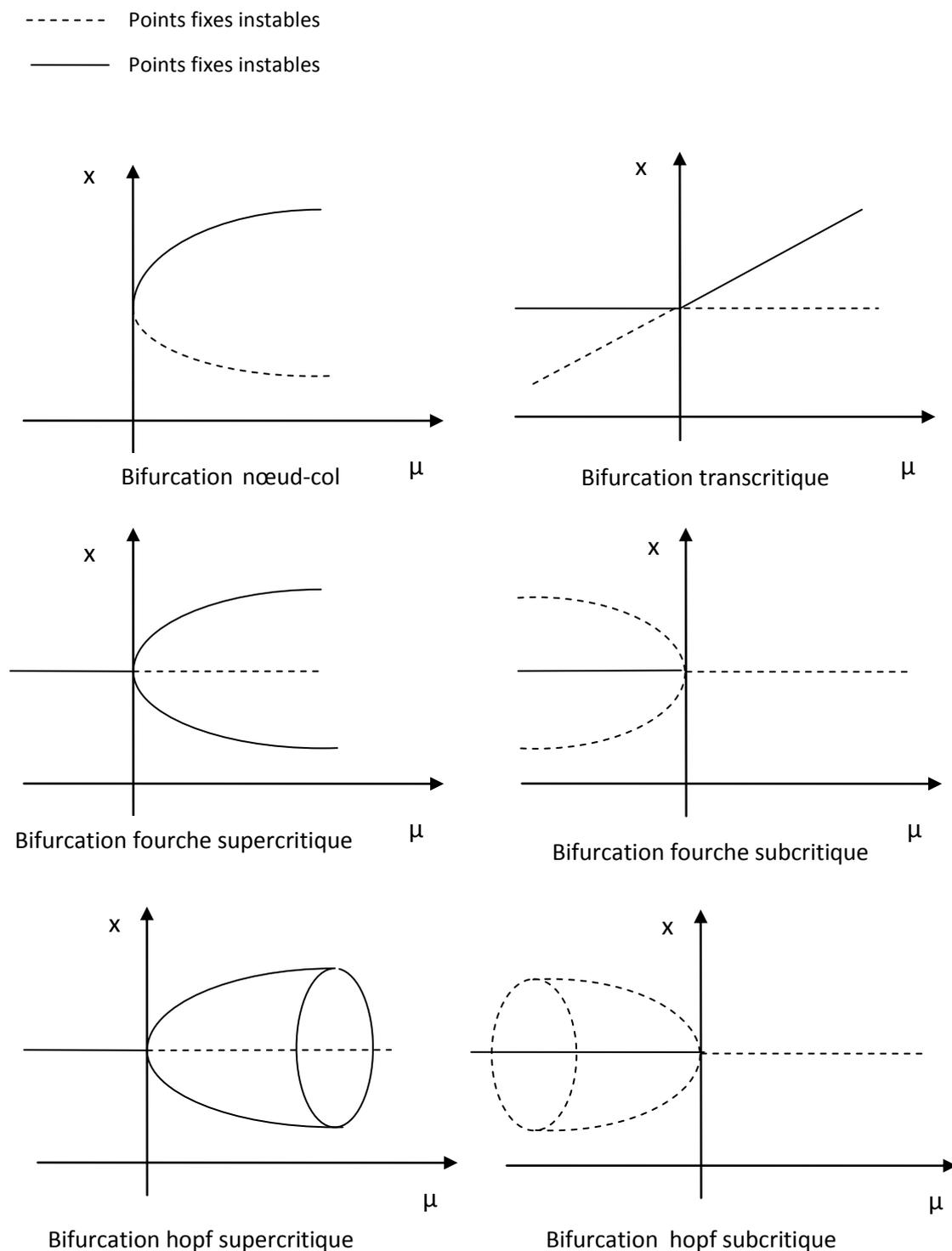


Fig.1.3.Types de bifurcation (μ variable de bifurcation)

Il existe d'autres types de bifurcation : collision de frontière (changement structurel dans le système) et doublement de période (le doublement de la période de la réponse du système).

I.2.3.Chaos

Les systèmes chaotiques sont des systèmes très sensibles aux conditions initiales, leur évolution dans le temps est imprévisible tant qu'ils sont décrits par des équations déterministes.

Le route vers le chaos est précédé par une bifurcation comme la bifurcation de type doublement de période (**Fig.1.4**).

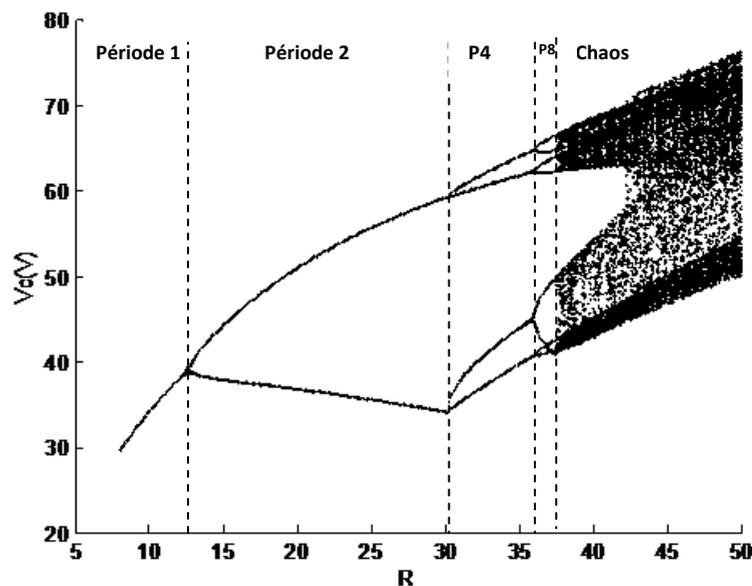


Fig.1.4.Route vers le chaos par doublement de période

I.3.Exemple : le convertisseur statique

Les convertisseurs statiques sont des systèmes électroniques qui ont de nombreuses applications dans le domaine de conversion d'énergie dans notre vie quotidienne : téléphonie mobile, ordinateurs, panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes ...etc.

Ils ont classé techniquement selon le principe de conversion d'énergie à plusieurs familles: Les redresseurs (alternative-continue), les onduleurs (continue-alternative), les hacheurs (continue-continue), les gradateurs (alternative-alternative).

I.3.1.Exemples des convertisseurs statiques

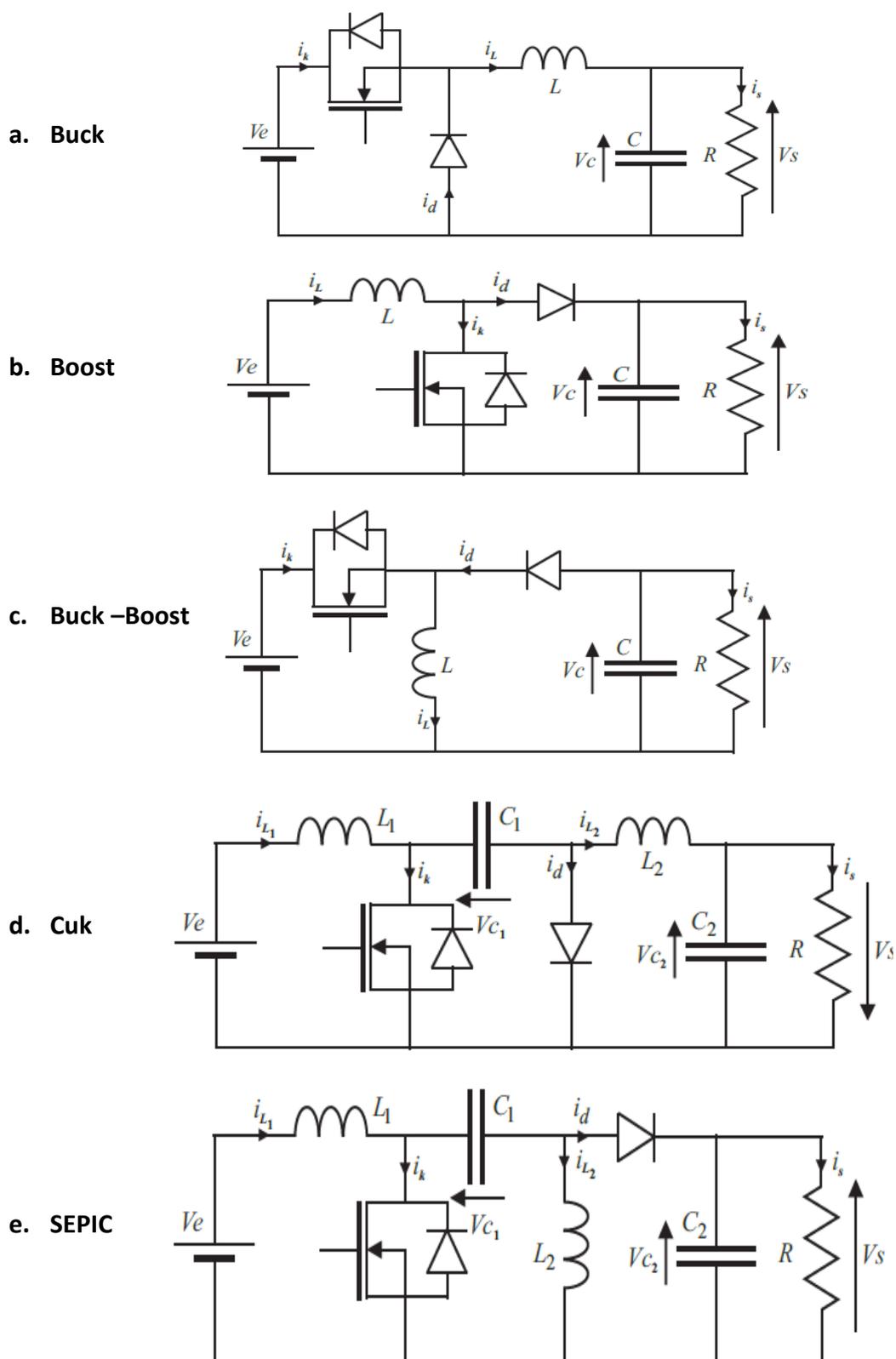


Fig.1.5.Types des convertisseurs [18]

Dans ce travail et afin d'illustrer les différents concepts étudiés et perte de généralité nous limitons l'étude au hacheur survolteur « Boost ».

I.3.2. Fonctionnement du convertisseur Boost

La conversion d'énergie dans ce type de convertisseur se fait à base de stockage temporaire de l'énergie d'entrée dans l'inductance puis la transformation à la sortie à travers le condensateur. Cette opération de transfert (conversion) se fait par la commutation du commutateur commandé sw (Fig.1.6).

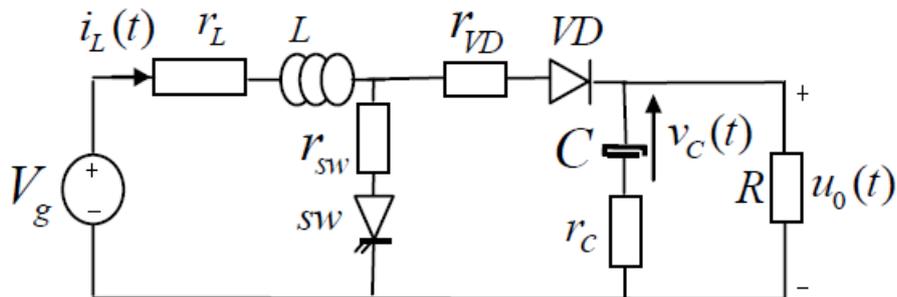


Fig.1.6. Circuit du convertisseur Boost [6]

- **Phases de commutation**

Selon l'état de commutateur s_w et de la diode on distingue trois phases de commutation ; chaque phase à un temps de séjour contrôlé par la commande proposée.

- **Rapport cyclique**

C'est le rapport entre le temps de séjours dans l'état de fermeture de commutateur sw et la période.

$$d = \frac{t_{fermeture}}{T}$$

- **phase1** : s_w fermé, VD ouvert (voir Fig.1.7.a)

En utilisant les lois de Kirchhoff le comportement du convertisseur est décrit par les équations :

$$L \frac{d}{dt} i_L(t) = v_g(t) - (r_L + r_{sw}) i_L(t) \quad (1.14a)$$

$$C \frac{d}{dt} v_c(t) = \frac{v_c(t)}{R+r_c} \quad (1.14b)$$

$$u_o(t) = \frac{R}{R+r_c} v_c(t) \quad (1.14c)$$

- **phase2** : s_w ouvert, VD fermé (voir Fig.1.7.b)

$$L \frac{d}{dt} i_L(t) = v_g(t) - \left(r_L + r_{VD} + \frac{Rr_c}{R+r_c} \right) i_L(t) - \frac{R}{R+r_c} v_c(t) \quad (1.15a)$$

$$C \frac{d}{dt} v_c(t) = \frac{1}{R+r_c} (Ri_L(t) - v_c(t)) \quad (1.15b)$$

$$u_o(t) = \frac{R}{R+r_c} (v_c(t) + r_c i_L(t)) \quad (1.15c)$$

- **Phase3** : s_w ouvert, VD ouvert (voir Fig.1.7.c)

$$\frac{d}{dt} i_L(t) = 0 \quad (1.16a)$$

$$C \frac{d}{dt} v_c(t) = \frac{v_c(t)}{R+r_c} \quad (1.16b)$$

$$u_o(t) = \frac{R}{R+r_c} v_c(t) \quad (1.16c)$$

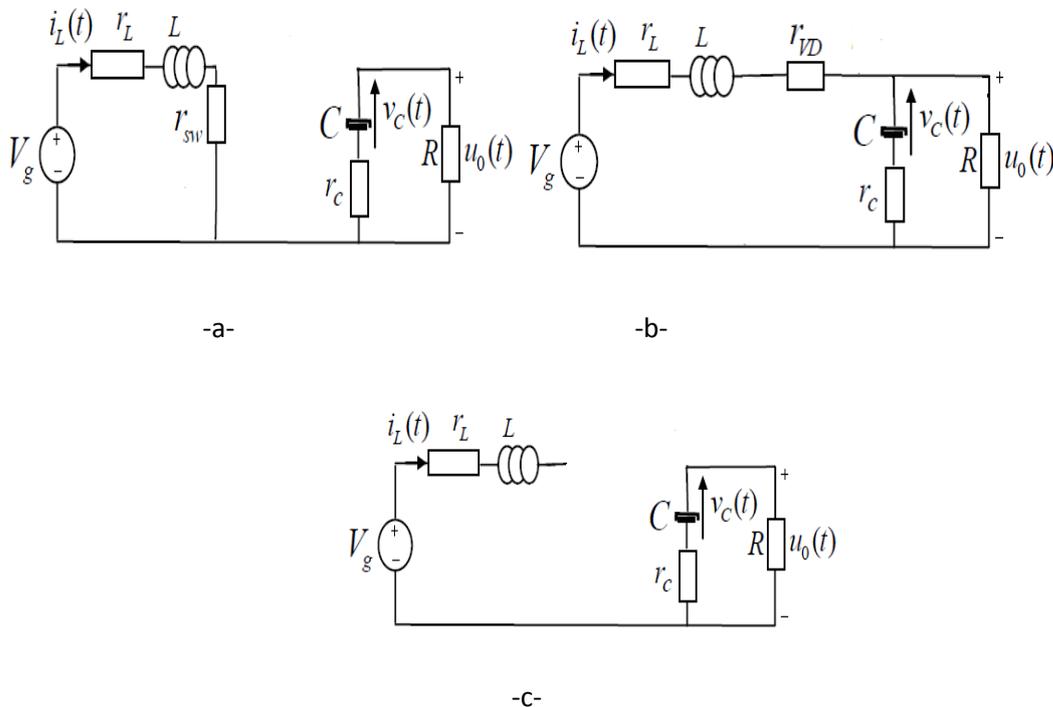


Fig.1.7. Phases de commutation du convertisseur Boost

On dit le mode de conduction continu le mode où le système commute entre les deux phases phase 1 et phase 2. S'il commute entre les trois phases c'est le mode de conduction discontinu qui correspond à l'annulation du courant d'inductance.

- **Modes de commande**

Le convertisseur peut être commandé en tension ou en courant selon l'état mesuré où chaque mode à des caractéristiques.

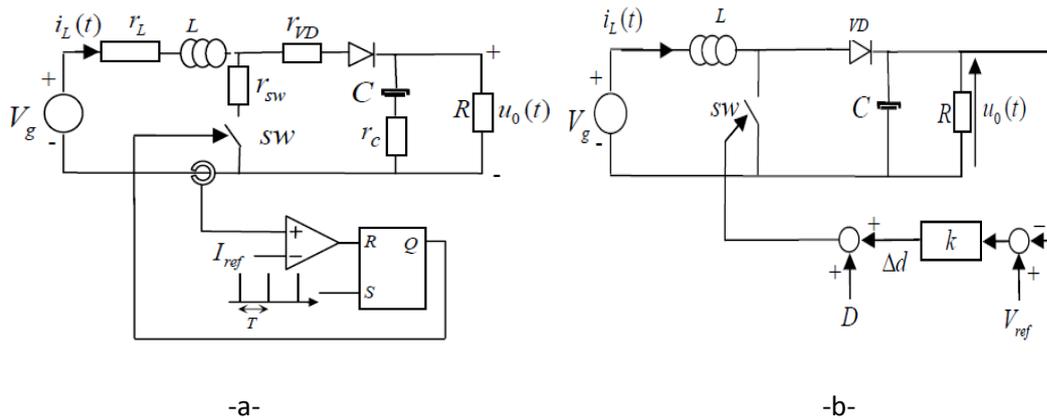


Fig.1.8.Schéma des modes de commande du convertisseur : courant(a), tension(b)

Sur un intervalle de temps $t \in [nT; (n + 1)T]$ les formes typiques en régime permanent du courant i_L et de la tension V_c pour un mode de conduction continu sont données par la figure suivant :

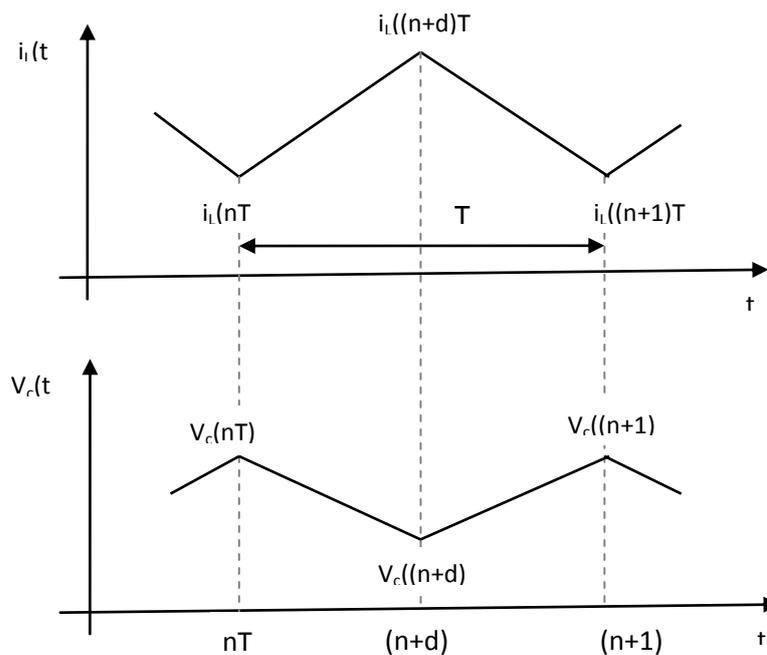


Fig.1.9.Formes typiques du courant et de la tension

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre on a vu des notions de base sur les systèmes dynamiques non linéaires et une description du convertisseur statique continue-continue Boost. Ce dernier qui est riche en phénomènes non linéaires d'où la nécessité de construire un modèle adéquat pour l'analyse de ses comportements et sa commande.

La modélisation est la tâche de description paramétrique des relations entrée-sortie gouvernant le comportement du convertisseur est l'objectif du chapitre suivant.

Chapitre II :

Modélisation du

convertisseur

II.1.Introduction

La modélisation est une tâche importante pour avoir l'information nécessaire sur le comportement du système et la synthèse du contrôleur, Le modèle doit être simple, fidèle et exploitable.

Notre système d'étude c.à.d. le convertisseur statique a connu des nombreuses méthodes de modélisation [18] qui décrivent ses comportements non linéaires [19,20, 21], chacune de ces méthodes a des avantages, inconvénients et des contraintes ou des restrictions sur la validité du modèle ainsi obtenu.

Il existe trois familles de modèles, les modèles à temps continu(espace d'état continu),les modèles à temps discret (espace d'état discret) et les modèles hybrides qui décrivent le comportement temporelle du système pour chaque configuration par des états continus et la commutation d'une configuration à une autre par des états discrets. La commutation entre ces états se fait à base des conditions de transition [22,23].

Le modèle le plus exacte est le modèle détaillé ; cependant il n'est pas exploitable que pour des raisons de vérification ou de validation. En effet, ce modèle nécessite un temps de calcul et un espace mémoire importants. De plus, cette technique de modélisation nécessite la régularité de la matrices d'état ce qui n'est pas le cas en mode de conduction discontinue du convertisseur.

Parmi les modèles continus il y a le modèle à petit signaux [24,25] qui permet de décrire le comportement du système autour d'un point de fonctionnement mais ne permet pas de visualiser les phénomènes non linéaires. Pour cette raison le modèle moyen a été proposé [26]. Néanmoins, ce dernier néglige l'effet de la fréquence de commutation ce

qui implique que le modèle ne peut pas décrire les instabilités rapides (à l'échelle de la fréquence de commutation) du système.

Afin de contourner ces problèmes la technique de modélisation discrète peut être une alternative. Le principe de cette technique est basé sur l'échantillonnage périodique de l'état du système, en utilisant le concept de la section de *Poincaré*.

Plusieurs travaux sont basés sur ce modèle [27 ,28], des améliorations sont effectuées en utilisant le théorème de Cayley Hamilton [29] et le théorème de décomposition spectral [30].

On trouve aussi les modèles énergétiques qui utilisent les principes d'Euler-Lagrange et de conservation d'énergie [31].

Un autre modèle a été proposé dans [32] en utilisant les transformés Laplace et Z mais ce modèle n'est valide que pour le mode de conduction continue.

Dans notre cas on a opté pour le modèle discret basé sur le théorème de Cayley Hamilton [33, 34, 35] ; un modèle qui présente l'avantage d'être à la fois simple et assure une description fidèle du comportement du système sans pour autant alourdir le calculateur.

II.2.Modèles classiques

Dans chaque configuration (voir **Fig.1.7**), le convertisseur peut être représenté par l'équation d'état ci-dessous :

$$\dot{x}=A_i x+B_i V_g \quad (2.1)$$

où $x = [i_L \quad v_C]^T$ est l'état du système, A_i et B_i sont les matrices d'état et de commande respectivement dans la $i^{ème}$ configuration ($i=1, 2$ en MCC, $i=1, 2, 3$ en MCD).

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L+r_{SW}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L+r_{VD}+\frac{Rr_C}{R+r_C}}{L} & -\frac{R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & -\frac{1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

II.2.1. Modèle détaillé

Le modèle détaillé est la résolution exacte de l'équation (2.1), où la condition initiale de chaque configuration est l'état final de la configuration précédente :

$$x(t) = e^{A_i(t-t_0)}(x_i(t_0) + A_i^{-1}B_iV_g) - A_i^{-1}B_iV_g \quad (2.2)$$

II.2.2. Modèle moyen

On utilisant l'équation (2.1), chaque signal est représenté par sa valeur moyenne ;

Pour N configurations on a :

$$\langle \dot{x} \rangle_T = \sum_{i=1}^N d_i (A_i \langle x \rangle_T + B_i V_g) \quad (2.3)$$

tel que : $\sum_{i=1}^N d_i = 1$, $\langle d \rangle_T = d$

$d_i T$: le temps de séjour dans la $i^{\text{ème}}$ configuration

Pour un Boost fonctionne on MCC, le modèle moyen s'écrit:

$$\langle \dot{x} \rangle_T(t) = A_x \langle x(t) \rangle_T + (1 - d(t)) A_d \langle x(t) \rangle_T + B(t) \quad (2.4)$$

$$\langle u_0(t) \rangle_T = C_x \langle x(t) \rangle_T + (1 - d(t)) C_d \langle x(t) \rangle_T \quad (2.5)$$

où $B(t) = \left[\frac{\langle v_g \rangle(t)}{L} \quad 0 \right]^T$, $C_x = \left[0 \quad \frac{R}{R+r_c} \right]$, $C_d = \left[\frac{Rr_c}{R+r_c} \quad 0 \right]$,

$$A_x = \begin{bmatrix} -\frac{r_L+r_{sw}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}, \quad A_d = \begin{bmatrix} -\frac{r_{sw}+r_{VD}+\frac{Rr_c}{R+r_c}}{L} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & 0 \end{bmatrix}$$

II.2.3. Modèle à petit signaux

Ce modèle est une linéarisation du modèle moyen autour de point de fonctionnement, i.e., pour chaque signal on a la décomposition suivante :

$$\langle y \rangle_T = Y + \hat{y}, \quad \hat{y} \ll Y \quad (2.6)$$

Y : Composante continue

\hat{y} : Variation autour de la composante continue

alors

$$\begin{cases} \langle u_0(t) \rangle_T = U_0 + \hat{u}_0 \\ \langle x(t) \rangle_T = X + \hat{x} \\ \langle v_g(t) \rangle_T = V_g + \hat{v}_g \\ \langle d(t) \rangle_T = D + \hat{d} \end{cases} \quad (2.7)$$

- **Le point de fonctionnement**

L'utilisation des équations (2.4), (2.5), (2.8) et la composante continue nous donne :

$$D'^2 \left[\frac{R^2}{R+r_c} \right] + D' \left[-r_{SW} + r_{VD} + \frac{Rr_c}{R+r_c} - R \frac{V_g}{U_0} \right] + (r_L + r_{SW}) = 0 \quad (2.8)$$

Où $D = 1 - D'$

La résolution de l'équation (2.8) nous permet de calculer le point de fonctionnement D (composante continue du rapport cyclique) du convertisseur.

II.3. Modèle discret

Les trois configurations du convertisseur sont représentées dans la figure suivante :

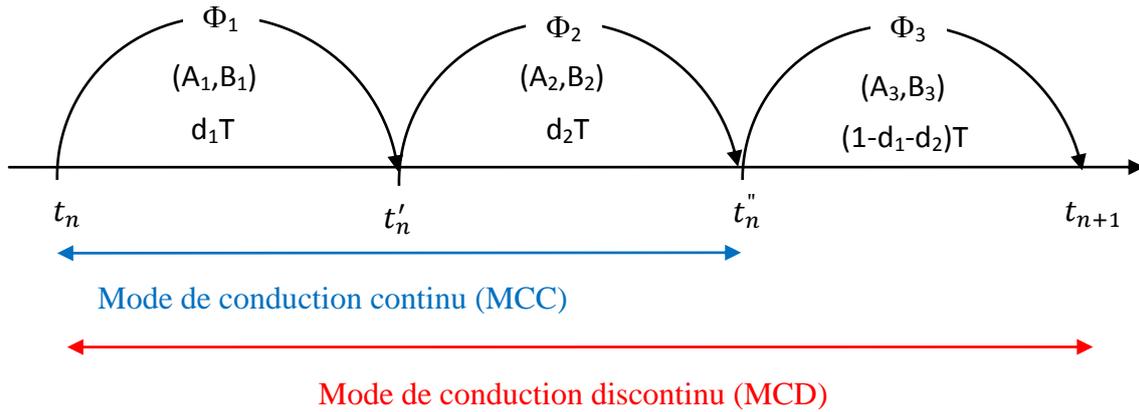


Fig.2.1. Transition entre les configurations du convertisseur

Le modèle discret en fonction des matrices de transition s'écrit :

$$\begin{aligned} x(n+1) &= \Phi_3(t_3) \Phi_2(t_2) \Phi_1(t_1) x(n) \\ &+ \Phi_3(t_3) \Phi_2(t_2) \int_{nT}^{(n+d_1)T} \Phi_1((n+d_1)T - \tau) B_1 V_g d\tau \\ &+ \Phi_3(t_3) \int_{(n+d_1)T}^{(n+d_1+d_2)T} \Phi_2((n+d_1+d_2)T - \tau) B_2 V_g d\tau \\ &+ \int_{(n+d_1+d_2)T}^{(n+1)T} \Phi_3((n+1)T - \tau) B_3 V_g d\tau \end{aligned} \quad (2.9)$$

avec

$$t_1 = t'_n - t_n = d_1 T, \quad t_2 = t''_n - t'_n = d_2 T \text{ et } t_3 = t_{n+1} - t''_n = (1 - d_1 - d_2) T$$

On remarque que ce modèle est basé sur le calcul de la matrice de transition et son intégral.

II.3.1. Calcul de matrice de transition

Soit la matrice carrée A et soit l'équation caractéristique de la matrice A :

$$\det(A - \lambda I) = b_n \lambda^n + b_{n-1} \lambda^{n-1} + \dots + b_2 \lambda^2 + b_1 \lambda + b_0 \quad (2.10)$$

On a :

$$\forall A_{n,n}, \quad b_n A^n + b_{n-1} A^{n-1} + \dots + b_2 A^2 + b_1 A + b_0 I = 0 \quad (2.11)$$

$$e^{At} = a_{n-1} (At)^{n-1} + a_{n-2} (At)^{n-2} + \dots + a_1 (At) + a_0 I \quad (2.12)$$

avec $a_i = a_i(t, \lambda_1, \dots, \lambda_n), i = 0: n - 1$

On pose: $r(\lambda_i) = a_{n-1} \lambda_i^{n-1} + a_{n-2} \lambda_i^{n-2} + \dots + a_1 \lambda_i^1 + a_0$

Si λ_i est une valeur propre simple de At alors $e^{\lambda_i t} = r(\lambda_i)$ et si λ_i est une valeur propre multiple d'ordre k

$$e^{\lambda_i t} = \frac{d}{d\lambda} r(\lambda_i) |_{\lambda=\lambda_i}$$

$$e^{\lambda_i t} = \frac{d^2}{d\lambda^2} r(\lambda_i) |_{\lambda=\lambda_i}$$

⋮

$$e^{\lambda_i t} = \frac{d^{k-1}}{d\lambda^{k-1}} r(\lambda_i) |_{\lambda=\lambda_i}$$

Alors, dans notre cas $n=2$, donc la matrice de transition s'écrit :

$$\Phi_m(t_m) = e^{A_m t_m} = a_{m0} I + a_{m1} A_m t_m \quad (2.13)$$

Les valeurs de a_{m0}, a_{m1} sont calculé à l'aide des valeurs propres $\lambda_{m1}, \lambda_{m0}$:

1. Si les valeurs propres sont distinctes :

$$r(\lambda_{m,i=1,2}) = \begin{cases} e^{\lambda_{m1} t} = a_{m1} \lambda_{m1} t_m + a_{m0} \\ e^{\lambda_{m2} t} = a_{m1} \lambda_{m2} t_m + a_{m0} \end{cases} \quad (2.14)$$

- Si les valeurs propres sont réelles, alors:

$$\begin{cases} a_{m1} = \frac{e^{\lambda_{m1}t_m} - e^{\lambda_{m2}t_m}}{t_m(\lambda_{m1} - \lambda_{m2})} \\ a_{m0} = e^{\lambda_{m1}t_m} - \lambda_{m1}t_m a_{m1} \end{cases} \quad (2.15)$$

- Si les valeurs propres sont complexes, alors :

$$\begin{cases} a_{m1} = \frac{e^{\lambda_{mR}t_m}}{\lambda_{mI}t_m} \sin(\lambda_{mI}t_m) \\ a_{m0} = e^{\lambda_{mR}t_m} [\cos(\lambda_{mI}t_m)] - \frac{\lambda_{mR}}{\lambda_{mI}} \sin(\lambda_{mI}t_m) \end{cases} \quad (2.16)$$

2. Si les valeurs propres sont doubles, alors:

$$r(\lambda_{m,i=1,2}) = \begin{cases} e^{\lambda_{m1}t_m} = a_{m1}\lambda_{m1}t_m + a_{m0} \\ e^{\lambda_{m1}t_m} = a_{m1} \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} a_{m1} = e^{\lambda_{m1}t_m} \\ a_{m0} = e^{\lambda_{m1}t_m}(1 - \lambda_{m1}t_m) \end{cases} \quad (2.18)$$

Le calcul de la matrice de transition peut se présenter plus clair dans l'organigramme suivant:

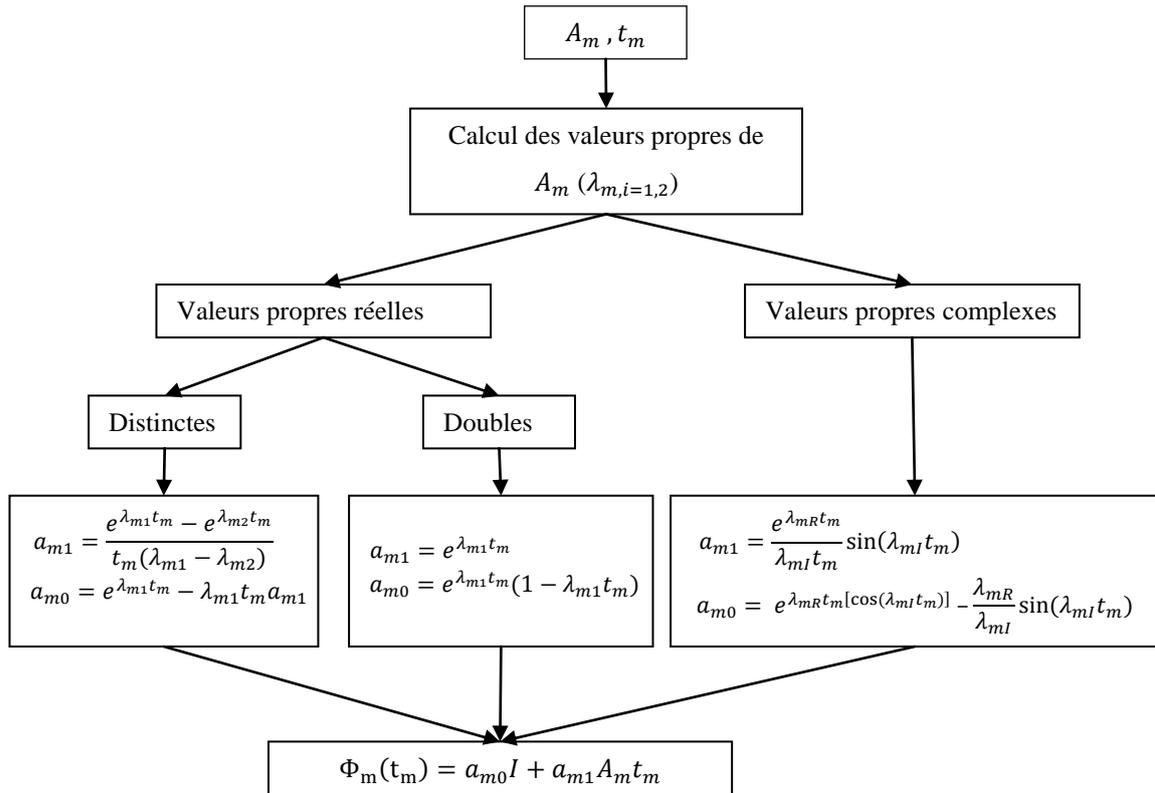


Fig.2.2. Organigramme du calcul de la matrice de transition exacte

II.3.2.L'intégral de la matrice de transition

Selon les valeurs propres de la matrice A_m l'intégral de la matrice de transition sera calculé comme suit :

- Si les valeurs propres sont réelles :

$$I_a^b = \int_a^b \Phi_m(t_f - \tau) d\tau = \left[\int_a^b a_{m1}(t_f - \tau) d\tau \right] [A_m - \lambda_{m1}I] + \left[\int_a^b e^{\lambda_{m1}(t_f - \tau)} d\tau \right] I$$

$$I_a^b = I_{m1}[A_m - \lambda_{m1}I] + I_{m0}I \quad (2.19)$$

- Si les valeurs propres sont complexes :

$$I_a^b = \int_a^b \Phi_m(t_f - \tau) d\tau = \left[\int_a^b a_{m1}(t_f - \tau) d\tau \right] A_m + \left[\int_a^b a_{m0} d\tau \right] I$$

$$I_a^b = I_{m1}A_m + I_{m0}I \quad (2.20)$$

Le calcul de l'intégral de la matrice de transition peut présenter selon l'organigramme

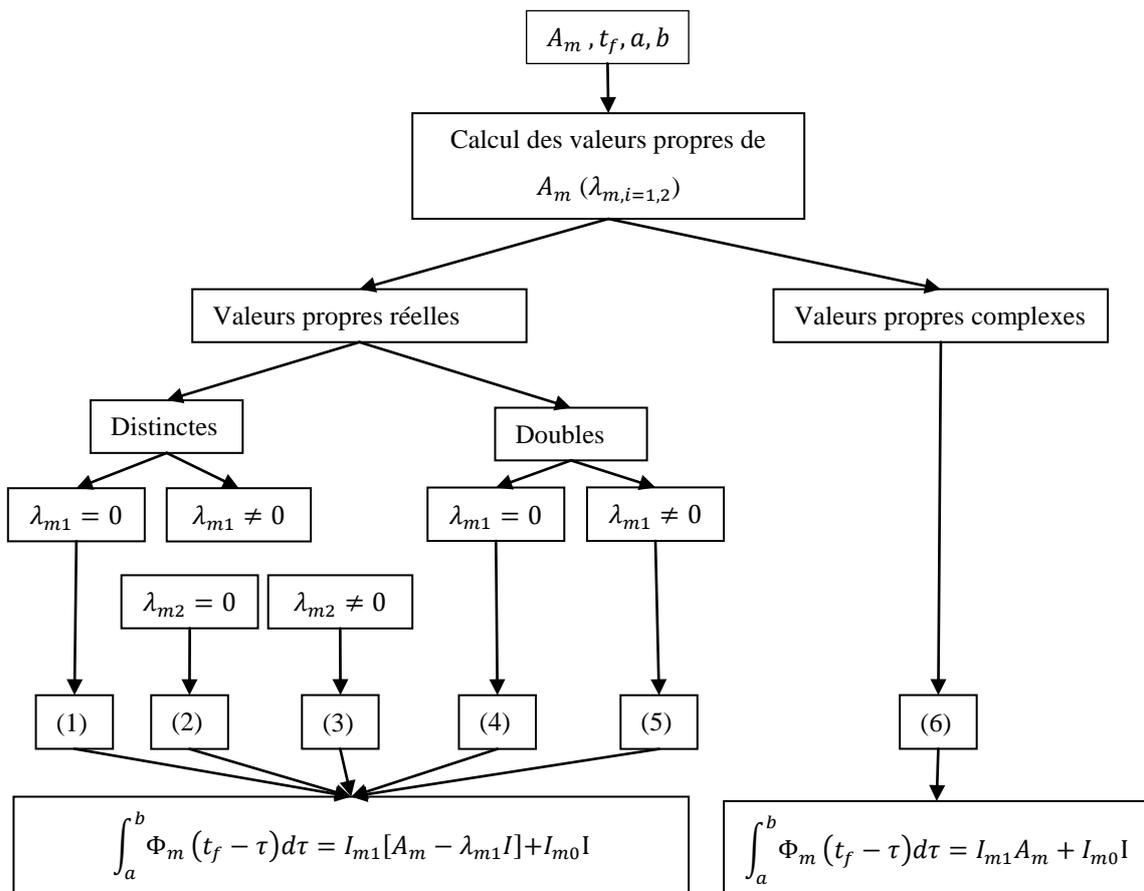


Fig. 2.3. Organigramme du calcul de l'intégrale de la matrice de transition

avec

$$(1) \begin{cases} I_{m1} = -\frac{(\lambda_{m2}(b-a) + \exp(\lambda_{m2}(t_f - b)) - \exp(\lambda_{m2}(t_f - a)))}{\lambda_{m2}^2} \\ I_{m0} = b - a \end{cases}$$

$$(2) \begin{cases} I_{m1} = -\frac{(\lambda_{m1}(b-a) + \exp(\lambda_{m1}(t_f - b)) - \exp(\lambda_{m1}(t_f - a)))}{\lambda_{m1}^2} \\ I_{m0} = -\frac{(\exp(\lambda_{m1}(t_f - b)) - \exp(\lambda_{m1}(t_f - a)))}{\lambda_{m1}} \end{cases}$$

$$(3) \begin{cases} I_{m1} = -\frac{\lambda_{m2}(\exp(\lambda_{m1}(t_f - b)) - \exp(\lambda_{m1}(t_f - a))) + \lambda_{m1}(\exp(\lambda_{m2}(t_f - a)) - \exp(\lambda_{m2}(t_f - b)))}{\lambda_{m1}\lambda_{m2}(\lambda_{m2} - \lambda_{m1})} \\ I_{m0} = -\frac{(\exp(\lambda_{m1}(t_f - b)) - \exp(\lambda_{m1}(t_f - a)))}{\lambda_{m1}} \end{cases}$$

$$(4) \begin{cases} I_{m1} = t_f(b-a) - \frac{b^2 - a^2}{2} \\ I_{m0} = b - a \end{cases}$$

$$(5) \begin{cases} I_{m1} = \frac{\lambda_{m1}((b-t_f)\exp(\lambda_{m1}(t_f - b)) + (t_f - a)\exp(\lambda_{m1}(t_f - a)))}{\lambda_{m1}^2} + \\ \frac{\exp(\lambda_{m1}(t_f - b)) - \exp(\lambda_{m1}(t_f - a))}{\lambda_{m1}^2} \\ I_{m0} = -\left(\frac{\exp(\lambda_{m1}(t_f - b)) - \exp(\lambda_{m1}(t_f - a))}{\lambda_{m1}}\right) \end{cases}$$

$$(6) \begin{cases} I_{m1} = \frac{\exp(\lambda_{mR}(t_f - b))[\lambda_{mI} \cos(\lambda_{mI}(t_f - b)) - \lambda_{mR} \sin(\lambda_{mI}(t_f - b))]}{\lambda_{mI}(\lambda_{mR}^2 + \lambda_{mI}^2)} \\ - \frac{\exp(\lambda_{mR}(t_f - a))[\lambda_{mI} \cos(\lambda_{mI}(t_f - a)) - \lambda_{mR} \sin(\lambda_{mI}(t_f - a))]}{\lambda_{mI}(\lambda_{mR}^2 + \lambda_{mI}^2)} \\ I_{m0} = \frac{(\lambda_{mR}^2 - \lambda_{mI}^2)(\exp(\lambda_{mR}(t_f - b)) \sin(\lambda_{mI}(t_f - b)) - \exp(\lambda_{mR}(t_f - a)) \sin(\lambda_{mI}(t_f - a)))}{\lambda_{mI}(\lambda_{mR}^2 + \lambda_{mI}^2)} \\ - \frac{2\lambda_{mI}\lambda_{mR}(\exp(\lambda_{mR}(t_f - b)) \cos(\lambda_{mI}(t_f - b)) - \exp(\lambda_{mR}(t_f - a)) \cos(\lambda_{mI}(t_f - a)))}{\lambda_{mI}(\lambda_{mR}^2 + \lambda_{mI}^2)} \end{cases}$$

II.3.3. Mode de conduction continue

Pour un système qui fonctionne en mode conduction continue l'équation (2.9) s'écrit :

$$x((n+1)T) = \Phi_2(t_2)\Phi_1(t_1)x(nT) + \Phi_2(t_2) \int_{nT}^{(n+d)T} \Phi_1((n+d)T - \tau) B_1 v_g d\tau + \int_{(n+d)T}^{(n+1)T} \Phi_2((n+1)T - \tau) B_2 v_g d\tau \quad (2.21)$$

Où $t_1 = d_n T = t'_n - t_n$ et $t_2 = (1 - d_n)T = t''_n - t'_n$

En employant la propriété suivante :

$$\int_a^b \Phi_i(t_f - \tau) d\tau = \int_0^{b-a} \Phi_i(t_f - a - \tau) d\tau \quad (2.22)$$

L'équation s'écrit :

$$x((n+1)T) = \Phi_2(t_2)\Phi_1(t_1)x(nT) + \Phi_2(t_2) \int_0^{t_1} \Phi_1(t_1 - \tau) B_1 v_g d\tau + \int_0^{t_2} \Phi_2(t_2 - \tau) B_2 v_g d\tau \quad (2.23)$$

II.4.Exploration des comportements du convertisseur

Le convertisseur utilisé dans cette partie est un Boost contrôlé au courant en mode de conduction continu(MCC).Le schéma de commande le plus simple utilisé pour explorer les différents comportements du convertisseur est celui donné par la figure suivante :

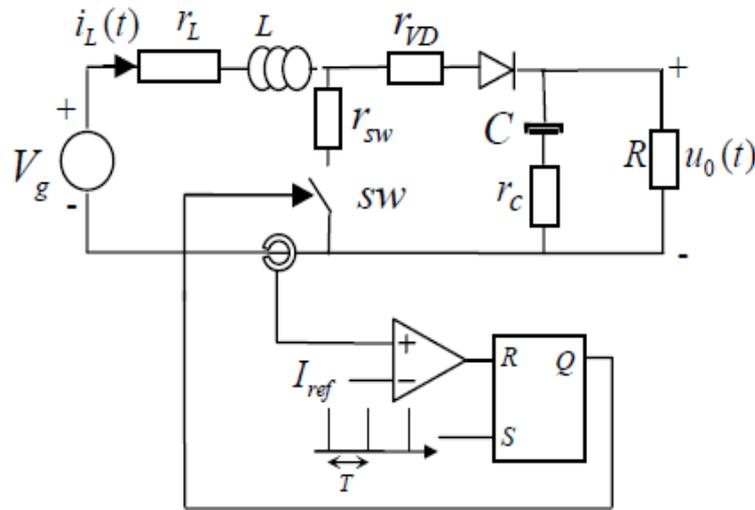


Fig. 2.4. Schéma simplifié de la commande du convertisseur en mode courant[33]

La loi de commande de type rétroaction « feedback » s'écrit :

$$d(n) = \frac{L}{T(r_L+r_{sw})} \ln \left(\frac{V_g - (r_L+r_{sw})i_L(n)}{V_g - (r_L+r_{sw})I_{ref}} \right) \quad (2.24)$$

II.4.1. Comportement périodique, (temporelle)

Afin de visualiser le comportement périodique du convertisseur on a utilisé les paramètres suivants [37] :

$$V_g = 5V, L = 1.5mH, r_L = 0.3 \Omega, r_{sw} = 0.3 \Omega, r_{VD} = 0.3 \Omega, C = 20\mu F, r_C = 0.25 \Omega, R = 40\Omega, T = 100\mu s.$$

Pour atteindre la référence I_{ref} :

$$I_{ref} = \begin{cases} 0.2 A, & 0 \leq t \leq 0.02ms \\ 0.4 A, & 0.02 < t \leq 0.04ms \end{cases}$$

La réponse du système est comparée à celle obtenue par le modèle détaillé et le résultat est donné par la figure 2.5 d'où on constate la fidélité en description obtenue par le modèle discret.

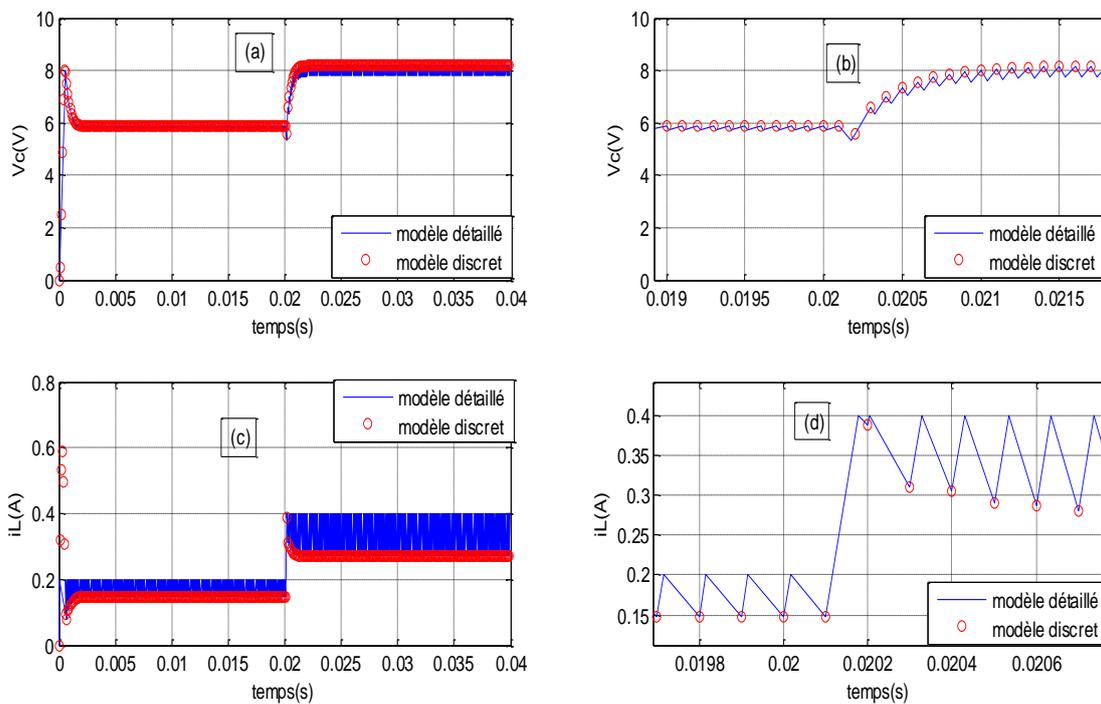


Fig.2.5. Réponse du système (b, d zoom de a, c)

II.4.2. Comportements anormaux

Pour la visualisation des comportements anormaux du convertisseur on utilise les paramètres suivants [36] : $r_L = 1.2\Omega, r_{sw} = 0.3 \Omega, r_{VD} = 0.24\Omega, C = 120\mu F, r_C = 0.1\Omega,$

$$f_{sw} = 1/T = 500Hz \text{ (} f_{sw} \text{: fréquence de commutation)}$$

Les intervalles des paramètres de bifurcation dans les domaines de fonctionnement sont donnés par le tableau suivant [33] :

Paramètre / Paramètre de bif	$V_g[V]$	$R[\Omega]$	$L=[mH]$	$I_{ref}[A]$
$V_g[V]$	[7,50]	20	27	4
$R[\Omega]$	30	[8,50]	27	4
$L=[mH]$	20	20	[1,30]	4
$I_{ref}[A]$	30	20	27	[1.4,7]

Tab.2.1. Domaines de fonctionnement.

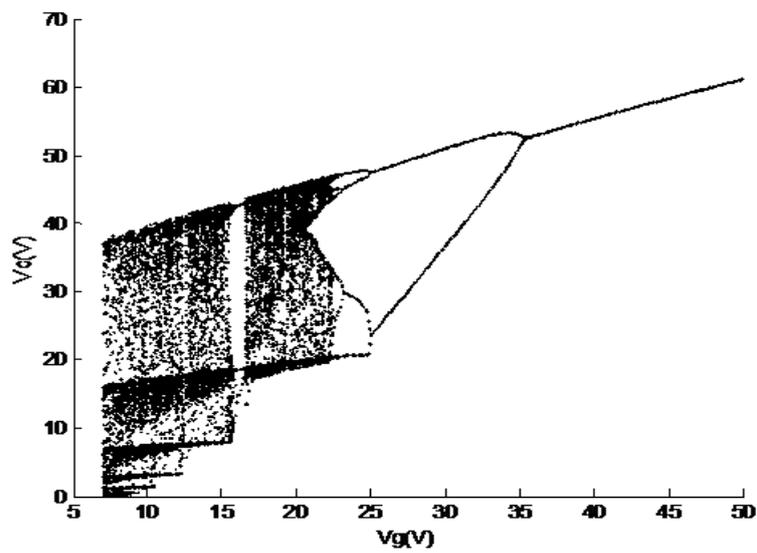


Fig.2.6. Diagramme de bifurcation avec variation de la tension d'alimentation.

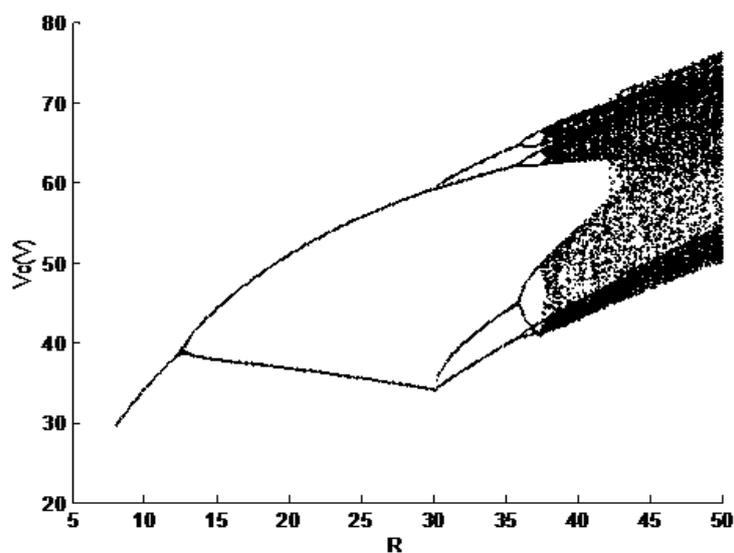


Fig.2.7. Diagramme de bifurcation avec variation de la charge

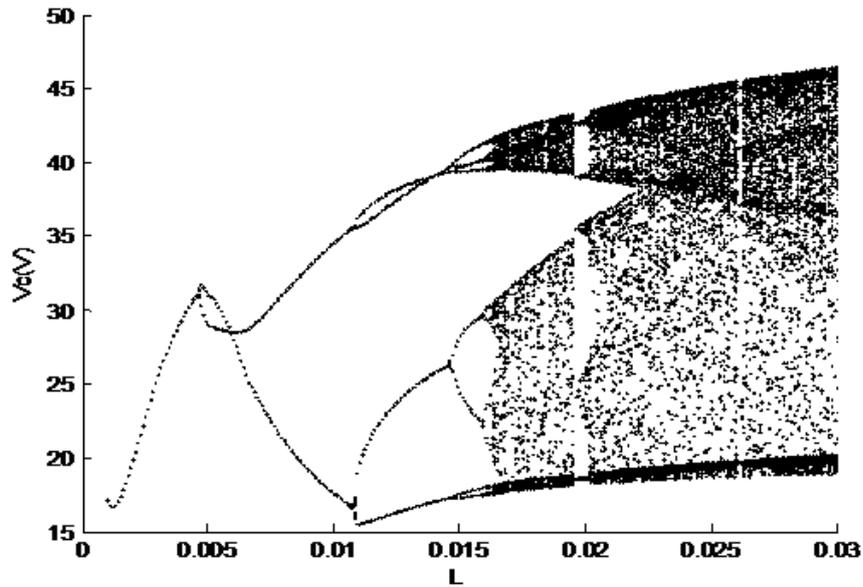


Fig.2.8. Diagramme de bifurcation avec variation de l'inductance.

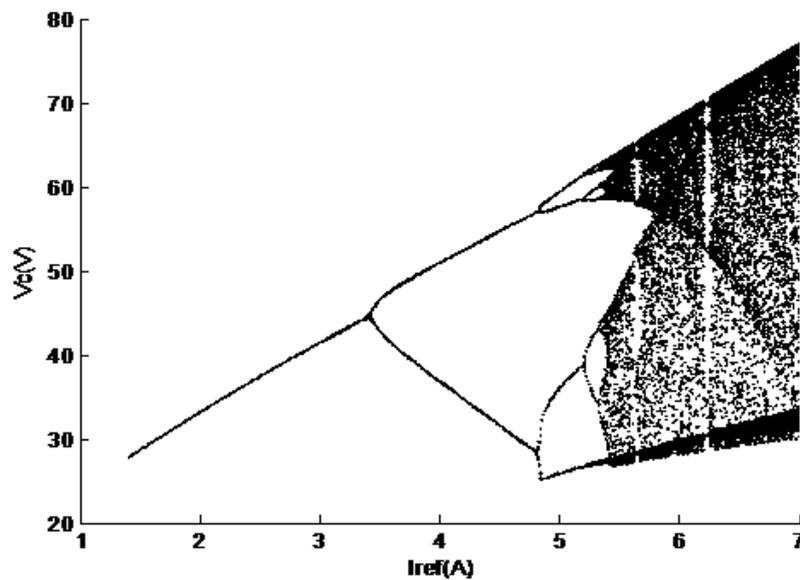


Fig.2.9. Diagramme de bifurcation avec variation du courant de référence.

Discussion et analyse des résultats

D'après les figures on peut dire :

- L'observation des réponses des deux modèles (détaillé et discret) nous permet de dire que le modèle discret a la capacité de décrire le comportement du système de même degré d'exactitude que celui du modèle détaillé,
- Le comportement du système est périodique de période T comme l'indique la figure(Fig.2.5)

- les comportements non linéaires (bifurcation et chaos) qui sont produits par la variation de quelques paramètres sont bien décrits dans les figures (Fig.2.6 -Fig.2.9).

II.5.Conclusion

Dans ce chapitre on a vu la modélisation discrète du convertisseur Boost qui est basée sur le théorème de Cayley Hamilton. La comparaison des résultats obtenus avec ceux du modèle détaillé ont montré l'efficacité de l'approche qui s'ajoute au reste de ses performances. On a vu aussi, selon les diagrammes de bifurcation, que ce modèle a permis de décrire les comportements non linéaires du convertisseur. Ceci nous encourage à exploiter cette technique dans le chapitre suivant comme un moyen de validation des concepts théoriques et pour évaluer les performances du contrôleur flou sujet du chapitre suivant.

Chapitre III: Synthèse du contrôleur flou

III.1.Introduction

La commande des systèmes non linéaires est une tâche difficile, complexe et nécessite généralement, un modèle adéquat pour décrire la totalité des comportements du système. En l'absence de ce type de modèles, il faut utiliser soit des stratégies de commande insensibles aux incertitudes du modèle, soit des techniques non paramétriques qui ne nécessitent pas la disponibilité d'un modèle mathématique du processus. La commande floue fait partie de la dernière classe et peut être une alternative.

Les premiers pas de la logique floue sont posés par Jan Lukasiewicz au début des années 30 avec l'idée de trois valeurs logiques (0,0.5, 1) et par Lotfi Zadeh en 1965 avec la notion des sous-ensembles flous.

En 1974, M. Mamdani a fait la première application dans la régulation des processus industriels, puis d'autres applications sont faites par Sugeno (1985). Puis les contrôleurs flous sont adoptés en utilisant l'analogie avec le PID classique [38,39] et des combinaisons avec d'autres types de commande telle que le mode glissant [40,41].

La logique floue est utilisée largement dans les commandes des convertisseurs statiques [42,43, 44,45], et présente des résultats efficaces et rigoureux.

Dans ce chapitre, on présente un PID flou synthétisé sur la base de conditions de stabilité du bouclé tout en assurant une dynamique désirée pour le système à commander.

III.2. Généralités sur la logique floue

III.2.1. Notions de base

- **Variable linguistique (floue)**

Une variable linguistique est une description d'état d'un phénomène ou d'un procédé par des mots ou des phrases comme : chaud, froid, rapide, long, positif, négatif....etc.

- L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles de la variable linguistique floue x

- **Ensemble flou**

C'est une fonction caractéristique des variables linguistiques où chaque ensemble flou est associé à une fonction d'appartenance.

- **Fonction d'appartenance**

La fonction d'appartenance est une fonction qui prend des valeurs de 0 à 1 noté $\mu_E(x)$, où E : ensemble flou et x : variable linguistique

Il existe plusieurs types/formes pour les fonctions d'appartenance :

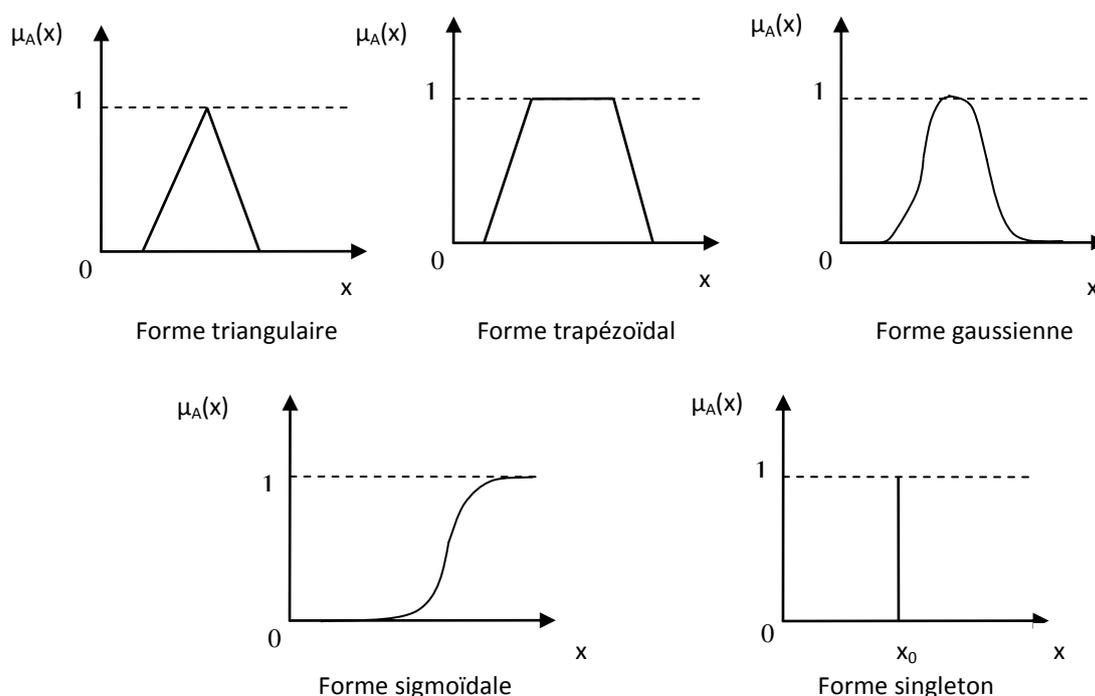


Fig.3.1. Types de fonction d'appartenance

- **opérateurs de la logique floue**

Ce sont les opérateurs mathématiques assurant la conjonction entre les variables de la logique floue. Ces opérateurs sont : et, ou, non et alors.

- **règles floues**

Ce sont les relations entre les propositions de condition (entrée) et les propositions de conclusion (sortie), elles sont rassemblées dans un tableau dit matrice d'inférence. Une règle floue à la forme :

$$\text{Si (condition) alors (conclusion)} \quad (3.1)$$

Exemple

Pour la règle i et les ensembles flous E_1, E_2, \dots, E_n , on a :

$$\text{SI } (x_1 \text{ est } E_1^{(i)}) \text{ ET } (x_2 \text{ est } E_2^{(i)}) \dots \text{OU } (x_n \text{ est } E_n^{(i)}) \text{ ALORS } u_i = C_j^{(i)} \quad (3.2)$$

où

$(x_1, x_2 \dots x_n)$: les entrées (variables floues)

u_i : la sortie de la $i^{\text{ème}}$ règle

$C_j^{(i)}$: Ensemble flou de sortie de la $i^{\text{ème}}$ règle

III.2.2. contrôleur flou

Les contrôleurs flous traitent les variables linguistiques à l'aide des règles floues constituées par l'expert en trois étapes : fuzzification, inférence et défuzzification (voir la figure ci-dessous).

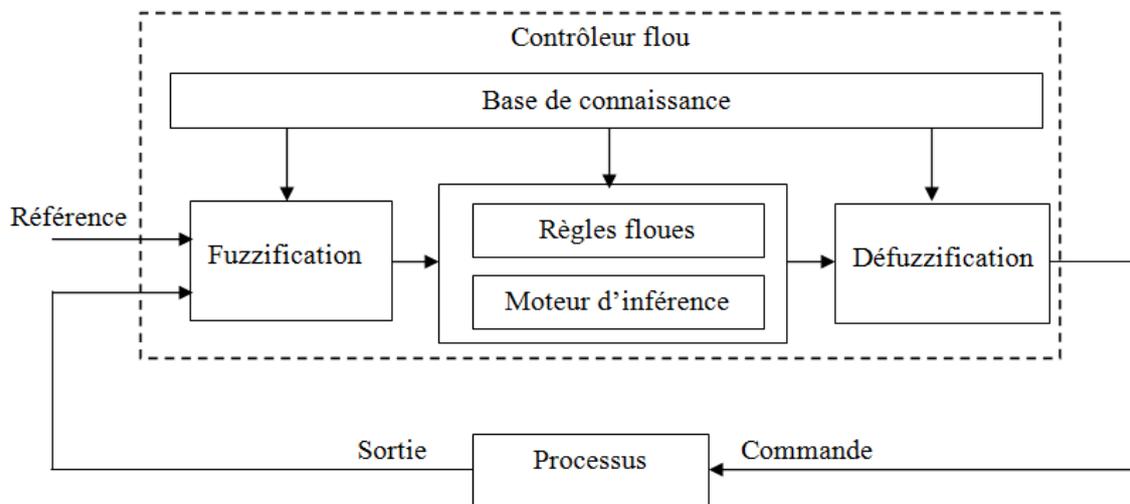


Fig.3.2. Schéma synoptique d'un contrôleur flou

- **Fuzzification**

Elle sert à la transformation des variables réelles données (physiques) en variables linguistiques (floues).

- **Moteur (mécanisme) d'inférence**

Un mécanisme d'inférence est la méthode d'interprétation des opérateurs flous et de traitement de l'information linguistique en se basant sur l'expérience de l'opérateur humain. Il existe plusieurs méthodes d'inférence :Max-Min, Max-Produit et Somme-Produit.

- **Défuzzification**

C'est l'opération de transformation des résultats obtenus (conclusions linguistiques) en variables réelles. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification parmi lesquelles on peut citer : le centre de gravité, la méthode de hauteurs pondérées, la méthode de la valeur maximum et la méthode de la moyenne des centres.

Dans notre travail on utilise la méthode de centre de gravité définie par :

$$u = \frac{\sum_{j=1}^m c_j \prod_{i=1}^n \mu_i^j}{\sum_{j=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_i^j} \quad (3.3)$$

n : nombre d'entrée

m : nombre des règles floues

μ_i^j :degré d'appartenance de la variable i à l'ensemble flou E_i dans la règle floue j

III.3 .PID flou stabilisant

III.3.1.Stabilité du convertisseur

Les équations d'état du convertisseur selon le modèle moyen sont donnée par :

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \dot{x}_1 = \frac{v_g}{L} - \frac{d'X_2}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{d'X_2}{C} - \frac{X_2}{RC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} = F(x, d') \quad (3.4)$$

où d' est le complément à 1 du rapport cyclique

La recherche des pôles de ce système impose la linéarisation autour du point de fonctionnement x_0 :

$$\dot{\tilde{x}} = J(x_0)\tilde{x}, \tilde{x} = x - x_0 \quad (3.5)$$

L'équation caractéristique s'écrit:

$$\gamma(s) = \det[sI - J(x_0)] = s^2 - \text{tr}(J(x_0))s + \det(J(x_0)) = s^2 + I_1s + I_2 \quad (3.6)$$

Avec les indices de stabilité :

$$I_1 = \left[\frac{1}{L} \frac{\partial d'}{\partial x_1} x_2 - \frac{1}{C} \frac{\partial d'}{\partial x_2} x_1 + \frac{1}{RC} \right] \Big|_{x=x_0} \quad (3.7)$$

$$I_2 = \frac{1}{LC} \left[\frac{1}{R} \frac{\partial d'}{\partial x_1} x_2 + d' \left\{ \frac{\partial d'}{\partial x_2} x_2 + \frac{\partial d'}{\partial x_1} x_1 \right\} + (d')^2 \right] \Big|_{x=x_0} \quad (3.8)$$

Les pôles du système prennent les valeurs:

$$\begin{cases} \lambda_{1,2} = \frac{-I_1 \pm \sqrt{I_1^2 - 4I_2}}{2} \text{ si } I_1^2 \geq 4I_2 \\ \text{ou} \\ \lambda_{1,2} = \frac{-I_1 \pm j\sqrt{4I_2 - I_1^2}}{2}, \text{ si } I_1^2 < 4I_2 \end{cases} \quad (3.9)$$

Le système est asymptotiquement stable si les pôles sont à parti réel strictement négatif où dans ce cas les indices I_1 et I_2 sont strictement positifs.

Pour un compromis entre la stabilité et les performances les indice de stabilité I_1 et I_2 doivent vérifier :

$$\frac{4I_2}{(tg^2\theta+1)} \leq I_1^2 \leq 4I_2 \quad (3.10)$$

où θ est l'argument de $\lambda_{1,2}$.

Pour un intervalle défini des pôles $R_{em} \leq \text{Re}(\lambda_{1,2}) \leq R_{em}$ les indices vérifient :

$$-2R_{em} \leq I_1 \leq -2R_{em} \quad (3.11.a)$$

$$R_{em}^2(1 + tg^2\theta) \leq I_2 \leq R_{em}^2(1 + tg^2\theta) \quad (3.11.b)$$

En utilisant les équations (3.7) et (3.8) ces inégalités seront:

$$-\frac{1}{RC} - 2R_{em} \leq \left[\frac{1}{L} \frac{\partial d'}{\partial x_1} x_2 - \frac{1}{C} \frac{\partial d'}{\partial x_2} x_1 \right] \Big|_{x=x_0} \leq -\frac{1}{RC} - 2R_{em} \quad (3.12)$$

$$CLR_{em}^2(1 + tg^2\theta) \leq \left[d'^2 + d' \left\{ \frac{\partial d'}{\partial x_2} x_2 - \frac{\partial d'}{\partial x_1} x_1 \right\} + \frac{x_2 \partial d'}{R \partial x_1} \right] \Big|_{x=x_0} \leq CLR_{em}^2(1 + tg^2\theta) \quad (3.13)$$

III.3.2.Synthèse du PID flou stabilisant

Le schéma de commande utilisé est donné par la figure :

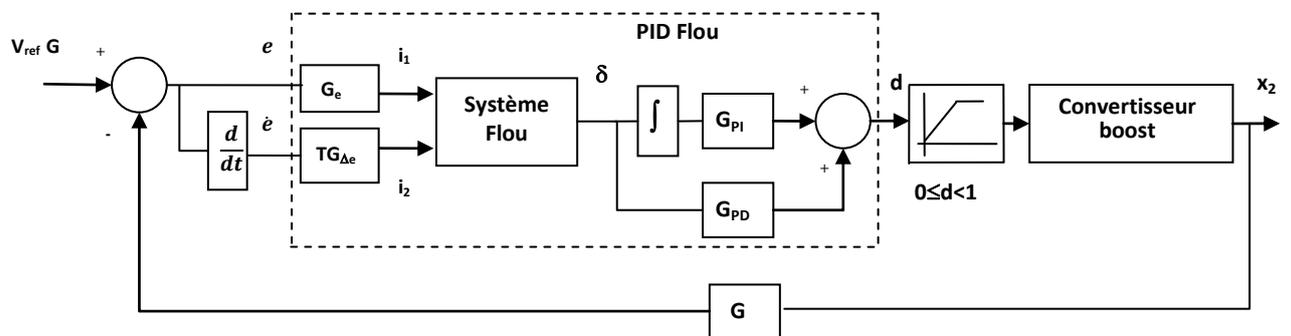


Fig.3.3. Schéma de commande avec le PID flou

Le PID flou utilisé est un contrôleur à deux entrées : l'erreur et sa dérivée avec des gains de réglage et une sortie (le rapport cyclique).

Ces entrées sont exprimées par l'équation:

$$\begin{cases} i_1 = G_e e = G_e G (V_{ref} - x_2) \\ i_2 = G_{\Delta e} T \dot{e} = -G_{\Delta e} T G \dot{x}_2 \end{cases} \quad (3.14)$$

- **les règles d'inférence**

- Si l'erreur est grande alors la variation de rapport cyclique est grande.
- Si l'erreur est petite alors la variation de rapport cyclique est petite.
- Si l'erreur est très petite et la dérivée d'erreur est grande alors le rapport cyclique doit être inchangé.
- Si l'erreur est nulle ou négative le rapport cyclique doit être aussi nul ou négatif (respectivement).

- les fonctions d'appartenance utilisées sont les fonctions gaussiennes et pour les extrémités on utilise les fonctions sigmoïdales. Pour la conclusion des singletons sont choisis (un système TS).
- Pour les opérateurs **ET** et **ALORS** on utilise le produit algébrique et le produit respectivement et pour l'opérateur **OU** on utilise la somme algébrique.
- la défuzzification est effectuée par la méthode du centre de gravité.
- on a choisi cinq ensembles flous pour chaque entrée : Négative Grand (NG), Négative(N), Zéro (Z), Positive (P), Positive Grand (PG) pour avoir 25 règles floues et 17 singletons de sortie distribués sur l'univers de discours [-1,1]. La matrice d'inférence est donnée par le tableau suivant :

i_1 / i_2	NG	N	Z	P	PG
PG	0.25	0.36	0.49	0.81	1
P	0	0.04	0.16	0.36	0.64
Z	-0.16	-0.04	0	0.04	0.16
N	-0.64	-0.36	-0.16	-0.04	0
NG	-1	-0.81	-0.49	-0.36	-0.25

Tab .3.1. Matrice d'inférence [33]

- **La loi de commande**

La commande est supposée constante (unique) pendant une période T, comme indiqué sur la figure suivante :

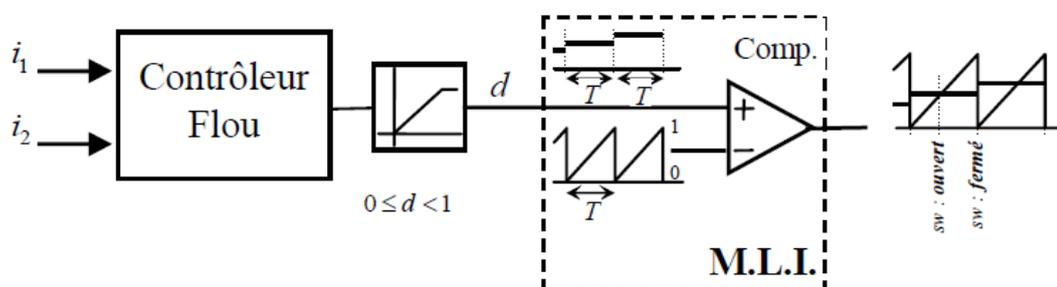


Fig.3.4. Contrôleur flou avec le bloc de M. L. I

La loi de commande à la n^{ème} période d'horloge s'écrit :

$$d(n) = G_{PD}\delta(n) + G_{PI}(\sum_{i=0}^n \delta(i) T) = \alpha + G_{PI}(\sum_{i=0}^{n-1} \delta(i) T) \quad (3.15)$$

où

$$\alpha = (G_{PD} + G_{PI}T)\delta(n) \quad (3.16)$$

$$\delta = \sum_{j=1}^N C_j(i_1, i_2) \prod_{m=1}^2 \mu_m^j(i_m) \quad (3.17)$$

avec

N : Nombre des règles floues

$\mu_m^j(i_m)$: Degré d'appartenance de la variable i_m à l'ensemble flou E_m dans la règle floue j

On considère que le système est proche de l'équilibre à la n^{ème} période d'horloge, alors :

$$d(n) \approx D - \alpha \quad (3.18)$$

où : $D = d|_{x=x_0}$

Cette valeur est calculée d'après l'équation (2.8)

Au voisinage du point de fonctionnement, on utilise les trois ensembles flous N, P et Z caractérisées par les fonctions d'appartenance suivantes :

$$\mu_i^N = \frac{1}{1+e^{-2k\left(\frac{i+\beta}{\beta}\right)}}; \mu_i^Z = \frac{2}{1+e^{k\left(\frac{i}{\beta}\right)^2}}; \mu_i^P = \frac{1}{1+e^{-2k\left(\frac{i-\beta}{\beta}\right)}}, (i = i_1, i_2) \quad (3.19)$$

La matrice d'inférence est représentée par la partie active selon le tableau suivant :

i_1 / i_2	N	Z	P
P	U ₁₁	U ₁₂	U ₁₃
Z	U ₂₁	U ₂₂	U ₂₃
N	U ₃₁	U ₃₂	U ₃₃

Tab.3.2. Matrice d'inférence au point d'équilibre

La sortie du système est, alors, donnée par :

$$\delta = \mu_{i_1}^Z \mu_{i_2}^N U_{21} + \mu_{i_1}^Z \mu_{i_2}^P U_{23} + \mu_{i_1}^Z \mu_{i_2}^Z U_{22} + \mu_{i_1}^N \mu_{i_2}^Z U_{32} + \mu_{i_1}^P \mu_{i_2}^Z U_{12} \quad (3.20)$$

- les indices de stabilité

A partir de l'équation (3.15) et les propriétés suivantes :

$$\frac{\partial d}{\partial x_1} = \frac{\partial d}{\partial i_2} \frac{\partial i_2}{\partial x_1} \quad (3.21)$$

$$\frac{\partial d}{\partial x_2} = \frac{\partial d}{\partial i_1} \frac{\partial i_1}{\partial x_2} \quad (3.22)$$

Les indices de stabilité I_1 et I_2 s'écrivent :

$$I_1 = -\frac{1}{L} \left\{ \frac{\left[\frac{-G_{\Delta e T G}}{C} \right] (1-d) \frac{\partial d}{\partial i_2}}{1 - \frac{\partial d}{\partial i_2} \left[\frac{-G_{\Delta e T G}}{C} \right] x_1} \right\} x_2 + \frac{1}{C} \left\{ -G_e G \frac{\partial d}{\partial i_2} \right\} x_1 + \frac{1}{RC} \Bigg|_{x=x_0} \quad (3.23.a)$$

$$I_2 = \frac{1}{LC} \left\{ -\frac{1}{R} \left[\frac{\left(\frac{-G_{\Delta e T G}}{C} \right) (1-d) \frac{\partial d}{\partial i_2}}{1 - \left(\frac{-G_{\Delta e T G}}{C} \right) \frac{\partial d}{\partial i_2} x_1} \right] x_2 - (1-d) \left[\left(G_e G \right) \frac{\partial d}{\partial i_1} \right] x_2 + \left(\frac{\left[\frac{-G_{\Delta e T G}}{C} \right] (1-d) \frac{\partial d}{\partial i_2}}{1 - \frac{\partial d}{\partial i_2} \left[\frac{-G_{\Delta e T G}}{C} \right] x_1} \right) x_1 \right\} + (1-d)^2 \Bigg|_{x=x_0} \quad (3.23.b)$$

En utilisant les équations (3.18) et (3.20) ces indices réécrivent :

$$I_1 = \gamma \left[\frac{H_1 G_e}{G_{\Delta e T}} x_1 + \frac{(D-1)}{(H_2 - L\gamma)} x_2 \right] + \frac{1}{RL} \quad (3.24)$$

$$I_2 = \gamma \frac{(D-1)}{C} \left[\frac{(1-D)}{(H_2 - L\gamma)} x_1 + \left(\frac{1}{R(H_2 - L\gamma)} + \frac{H_1 G_e}{G_{\Delta e T}} \right) x_2 \right] - \frac{(1-D)^3}{LC} \quad (3.25)$$

où

$$\gamma = \frac{T}{L} G G_{\Delta e} (G_{PD} + G_{PI} T)$$

$$H_1 = \frac{2k}{\beta e^k} (U_{12} - U_{32}), \quad H_2 = \frac{c \beta e^k}{2k(U_{23} - U_{21})}$$

L'organigramme suivant explique la méthode de calcul des paramètres du PID flou étudié dans ce chapitre :

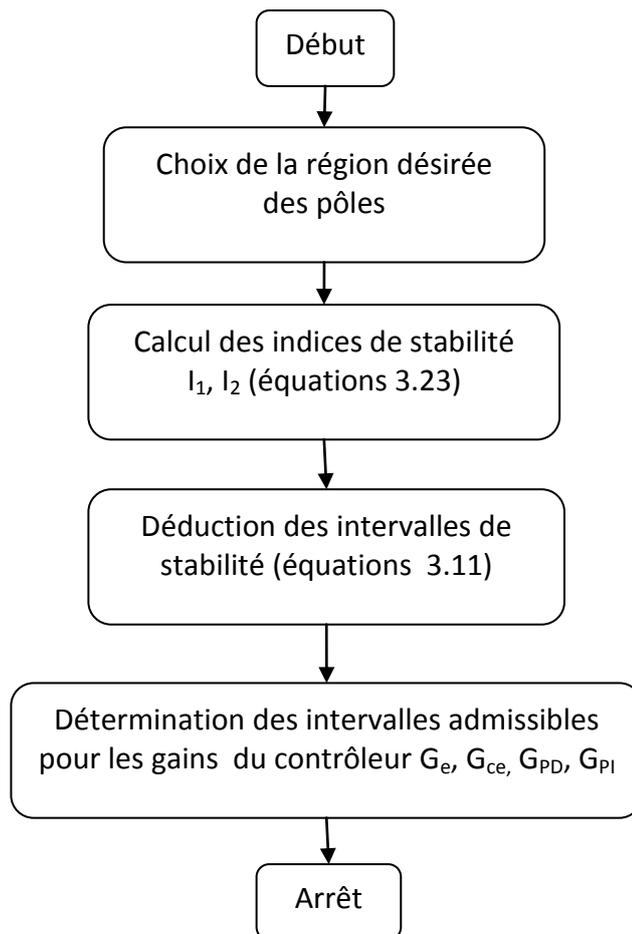


Fig.3.5.Recherche des gains pour PID flou stabilisant

III .4.Simulation et résultats

Le système utilisé est un convertisseur Boost qui fonctionne en mode de conduction continu (MCC), contrôlé en tension.

Ce convertisseur a les paramètres suivants :

$$V_g=15 \text{ V}, L = 20\text{mH}, C = 20\mu\text{F}, R = 30\Omega, G = 0.04, f = 5\text{KHz}$$

Remarque

La fréquence de commutation est choisie pour obtenir un comportement périodique du convertisseur en période 1 (période de la réponse=période du bloc MLI).

Réponse de système

En utilisant l'organigramme (Fig.3.5), pour les valeurs propres désirées $\lambda_1 = -9$ et $\lambda_2 = -2065$ et pour les gains d'entrée choisis $G_e = 0.5$ et $G_{\Delta e} = 9$ les gains de sortie admissibles $G_{PD} = 0.475$, $G_{PI} = 252$.

Pour ces valeurs la réponse du système pour un référence constante $V_{ref}=37.5V$ est donnée par la figure ci-dessous :

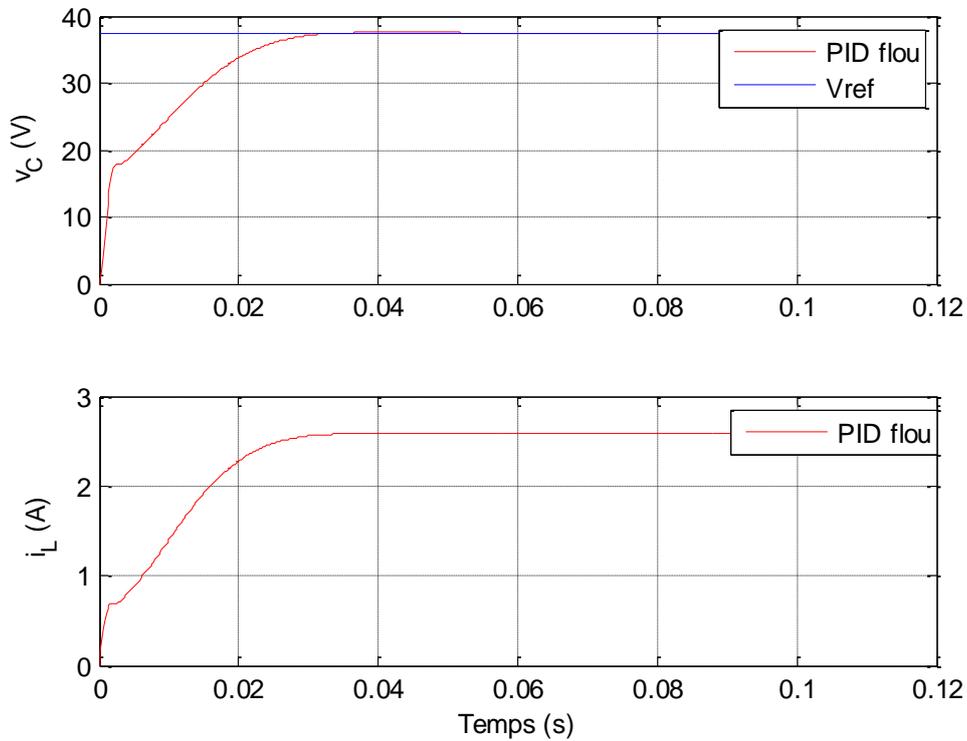


Fig.3.6. Réponse du système

On peut remarquer un comportement long et une poursuite de la trajectoire de référence

Zones de stabilité

Les zones de stabilité en fonction des gains d'entrée et de sortie sont données par les figures suivantes :

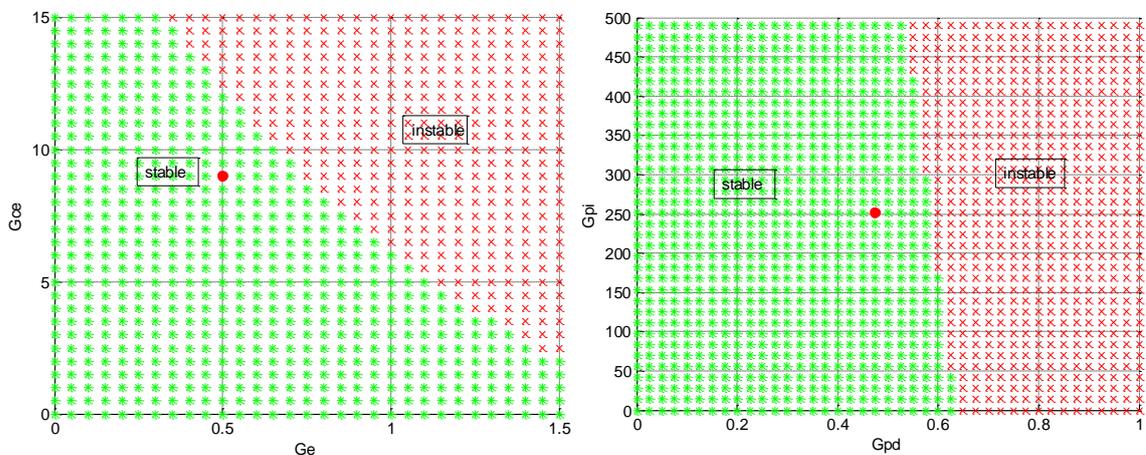


Fig.3.7. Domaines de stabilité en fonction des gains du contrôleur

D'après cette figure, les gains d'entrées sont complémentaires et le choix de gain de sortie G_{PD} est limité. Les gains trouvés dans l'étape précédente sont représentés par les points rouges foncé dans (Fig.3.7)

- **Zones de stabilité en fonction des gains**

Les zones de stabilité étudiées dans le paragraphe précédent peuvent changer selon les variations de la charge R et la tension de référence V_{ref} , les figures suivantes présentes l'effet de ces paramètres sur les zones de stabilité.

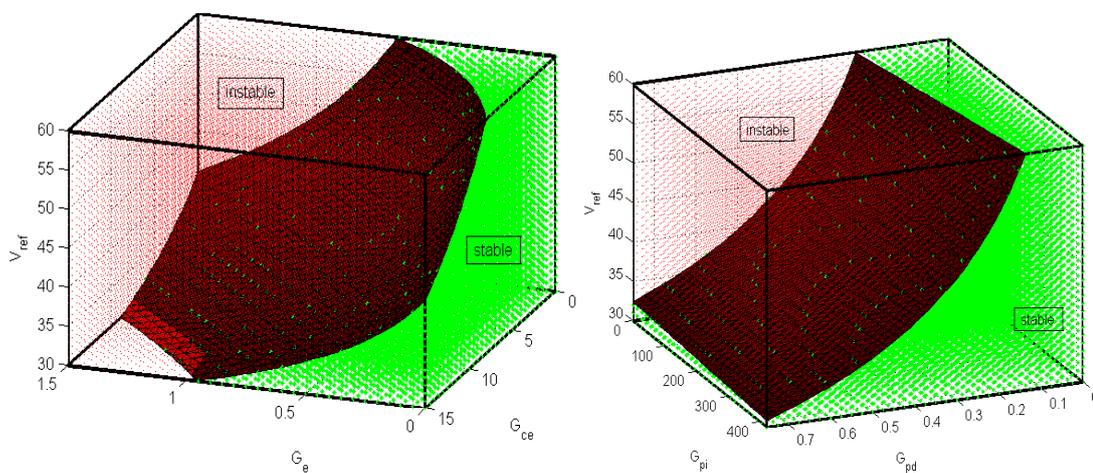


Fig.3.8.Zones de stabilité en fonction de la tension de référence

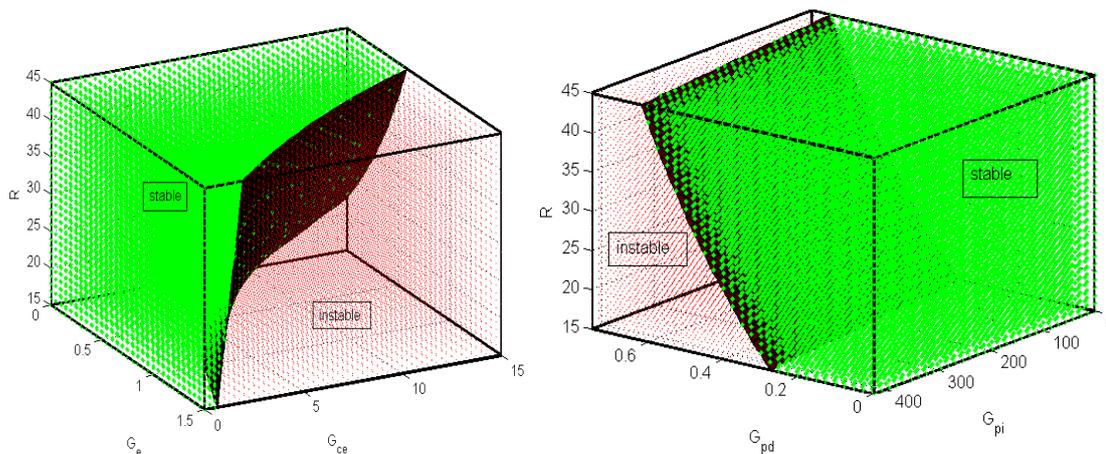


Fig.3.9.Zones de stabilité en fonction de la charge

D'après les figures on peut remarquer :

1. l'augmentation de la tension de référence provoque la diminution de la zone de stabilité et pour rester dans cette zone les gains d'entrée (G_e , $G_{\Delta e}$) doivent être petits, la même remarque pour les gains de sortie où le choix de gain G_{PD} est limité avec une liberté de choix de gain G_{PI} (**Fig.3.8**).
2. l'augmentation de la charge correspond à l'augmentation de la zone de stabilité (**Fig.3.9**).
3. il faut choisir des petites valeurs pour les gains (G_e , $G_{\Delta e}$, G_{PD}) pour rester dans la zone de stabilité.

III.5.Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié la stabilité de convertisseur Boost autour du point de fonctionnement et on a défini des indices de stabilité en fonction des gains de contrôleur flou. Un organigramme est présenté pour la recherche de ces gains dans les domaines admissible de stabilité.

L'analyse des zones de stabilité en fonction des gains d'entrée et de sortie et en fonction de la charge et de la tension de référence a permis de visualiser l'effet de ces paramètres sur la stabilité. Néanmoins, aucun indice n'est donné sur le bon choix des paramètres du contrôleur flou à l'intérieur des zones admissibles de stabilité. Pour traiter ce problème, le prochain chapitre de notre travail sera consacré à l'optimisation du choix des gains du contrôleur flou afin d'établir un compromis entre stabilité et performances.

Chapitre IV :

optimisation du

contrôleur flou

IV.1.Introduction

L'optimisation est l'opération de recherche d'un minimum ou maximum d'une fonction objectif dans un espace de recherche avec ou sans restrictions.

Le but d'optimisation est la minimisation du coût ou la maximisation des performances désirée pour une optimisation mono-objectif et les deux à la fois pour l'optimisation multi-objectif.

Les premières méthodes d'optimisation ont utilisé l'essai itératif pour obtenir le résultat optimal puis elles se sont développées aux méthodes exactes basées sur la dérivation de la fonction objectif. Parmi ces méthodes on énumère, la méthode simplexe développée par Dantzig en 1947, la méthode de Gradient et la méthode de Newton [46]. D'autres méthodes sont proposées ensuite telle que la méthode multistart et la méthode de Nelder Mead en 1965.

Ces méthodes sont handicapées par les minimaux locaux et la taille d'espace de recherche, les méthodes heuristiques [47] peuvent être une alternative. Dans cette approche plusieurs familles d'algorithmes sont apparues et on peut mentionner dans ce cadre :

Les méta-heuristiques à solution unique, qui contiennent entre autres :

- Le recuit simulé : est une méthode analogue de la technique de recuit des métaux, elle est constituée par S.Kirpatrick et ses collègues en 1982.
- La méthode de recherche tabou proposée par Glover en 1986.

Les méta-heuristiques à population de solution regroupant :

- Les algorithmes évolutionnaires : ayant le principe de la sélection naturelle et la reproduction des générations, elles sont exploitées par Charles Darwin en XIX^{ème}

siècle, les algorithmes génétiques (John Holland 1975) sont les plus connus [48, 49].

- L'algorithme d'essaim de particules créé par Kennedy et Eberhart en 1995 [50] est une simulation du comportement de nuées d'oiseaux.
- L'algorithme de colonie de fourmis développée par Colornie, Dorigo et Maniezzo en 1990, son principe est basé sur l'imitation du comportement collectif des fourmis pendant la recherche de la nourriture.

Ces algorithmes sont employés dans de nombreuses applications [51, 52, 53,54], et ont connu plusieurs modifications où la notion d'hybridation des algorithmes s'introduit pour l'adaptation [55, 56].

Le rôle important d'optimisation, la diversité des algorithmes et les résultats obtenus nous a donné l'idée d'ajuster ou d'optimiser les gains du contrôleur PID flou, ainsi synthétisé dans le chapitre précédent, afin d'en avoir un compromis entre stabilité et performances. Dans ce travail on utilise l'algorithme d'essaim de particules à cause de son évolution adaptative, guidée, simple et efficace.

IV.2. Généralités

IV.2.1. Notions

- La forme générale d'un problème d'optimisation peut s'écrire :

$$\begin{aligned} & \min f(x) \\ & \text{sous } g_i(x) \leq 0, i = 1, \dots, l \\ & \quad h_j(x) = 0, j = 1, \dots, p \\ & \quad x^L < x < x^U \end{aligned} \tag{4.1}$$

où

x : variable de décision

$f(x)$: fonction objectif

$g_i(x)$: fonction des contraintes d'inégalité

$h_j(x)$: fonction des contraintes d'égalité

p, l : nombres des contraintes d'égalités et d'inégalité respectivement

x^L, x^U : bornes supérieur et inférieur respectivement de l'espace de recherche

On dit espace de recherche faisable C , les variables de décision x qui vérifie :

$$C = \{x \in \mathbb{R}^n / g(x) \leq 0, h(x) = 0, x^L < x < x^U\} \quad (4.2)$$

tel que : $g(x) = [g_1(x) \dots g_l(x)]$

$h(x) = [h_1(x) \dots h_p(x)]$

- La solution x^* du problème donné vérifie :

$$x^* \in C, \forall x \in C: f(x^*) \leq f(x) \quad (4.3)$$

- Pour un problème d'optimisation multi-objectif :

$$f(x) = [f_1(x), f_2(x), \dots, f_m(x)] \quad (4.4)$$

où $m \geq 2$, est le nombre des objectifs

- On peut décrire un problème d'optimisation multi-objectif par la figure suivante :

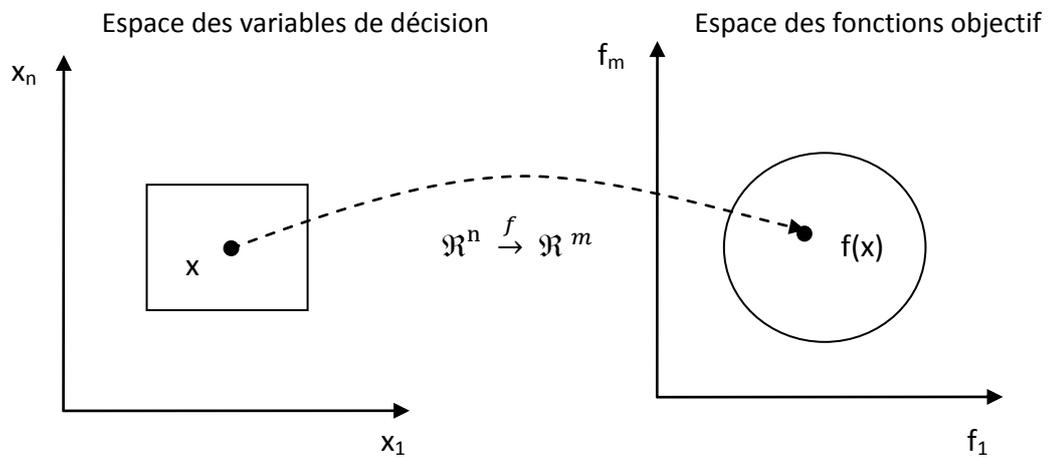


Fig.4.1. Représentation d'un problème multi-objectif.

- Un problème d'optimisation multi-objectif est résolu soit par la transformation en un problème mono-objectif soit par les approches Pareto.

IV.2.2. Méthodes Pareto

Pour un problème multi-objectif la recherche d'une solution optimale signifie la recherche d'un compromis entre les objectifs ce qui est un problème difficile, les méthodes Pareto utilisent la notion de dominance pour cet objectif.

- **Notion de dominance**

Soit les deux solutions X et X'

$$X \text{ domine } X' \Rightarrow \begin{cases} \forall i, f_i(X) \leq f_i(X') \\ \exists i, f_i(X) < f_i(X') \end{cases} \quad (4.5)$$

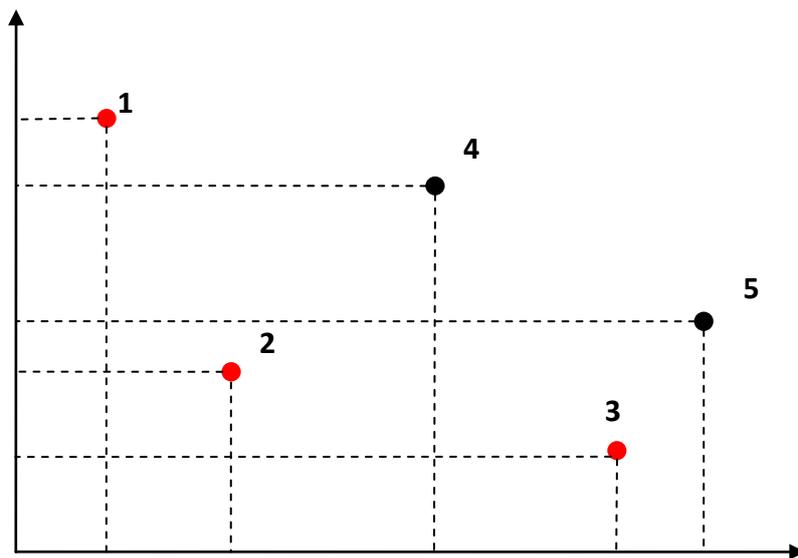


Fig.4.2. Dominance de Pareto

Dans la figure (Fig.4.2) le point 5 est dominé par les points 3 et 2 et les points 1, 2 et 3 ne sont dominés par aucun point.

- **Optimalité de Pareto**

Un point optimal au sens de Pareto s'il n'est pas dominé par un autre point (les points 1, 3 et 5 sont Pareto optimaux)

- **Front de Pareto**

C'est l'ensemble des points Pareto optimaux comme indique la figure suivante :

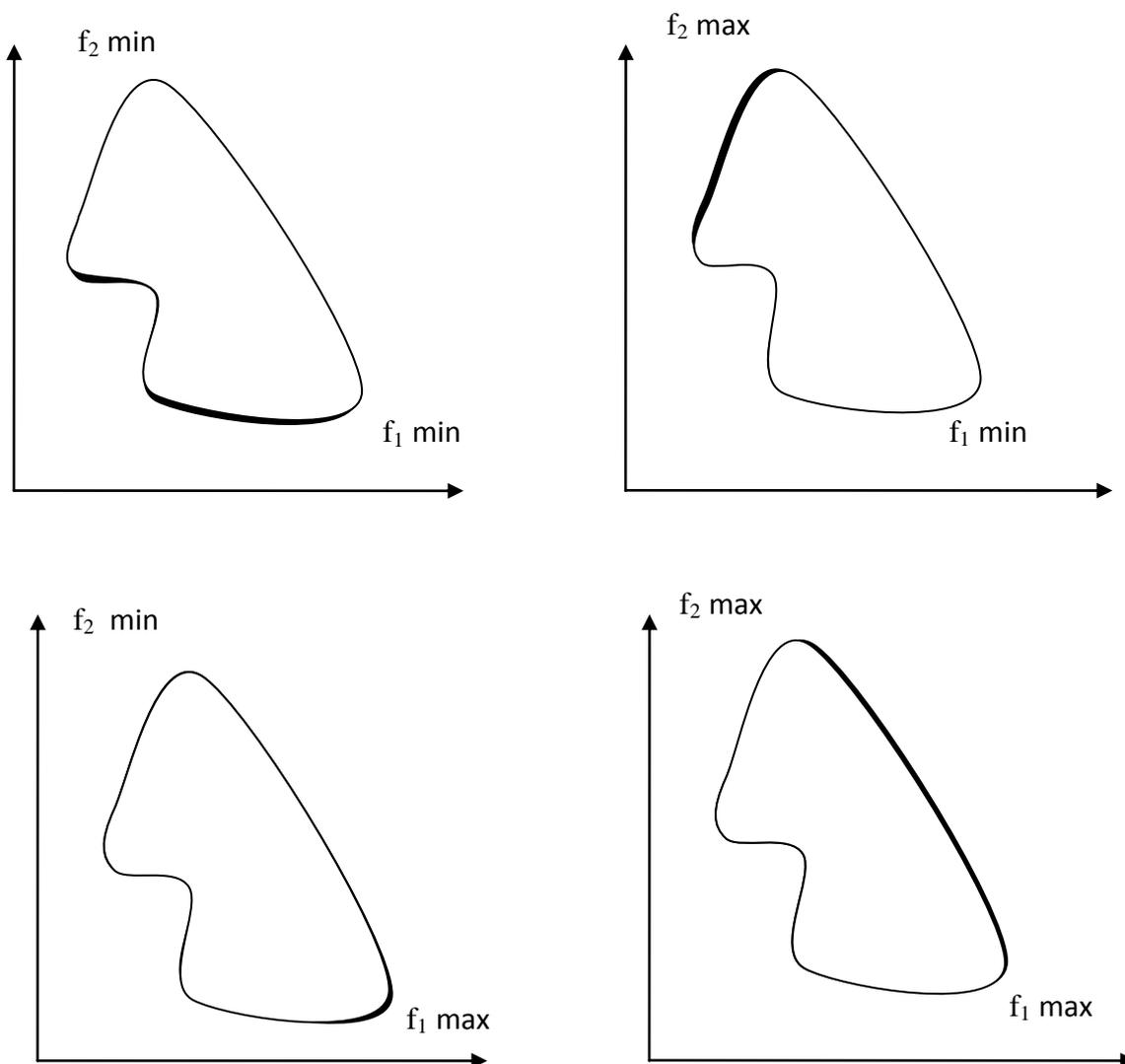


Fig.4.3.Exemples de frontière de Pareto

IV.2.3. Méthodes agrégées d'optimisation multi-objectif

IV.2.3.1.Méthode d'agrégation

La fonction objectif f est la somme pondérée des fonctions f_i :

$$f(x) = \sum_{i=1}^{i=m} \lambda_i f_i(x) \tag{4.6}$$

où λ_i : coefficient de poids, $\lambda_i \in [0..1]$ et $\sum_{i=1}^m \lambda_i = 1$

Si les unités de mesure sont différentes, l'équation précédente devient:

$$f(x) = \sum_{i=1}^{i=m} c_i \lambda_i f_i(x)$$

(4.7)

avec $c_i = \frac{1}{f_i^*}$, f_i^* est la valeur optimale d'objectif f_i

IV.2.3.2. Programmation par but

Dans ce cas la valeur désirée de chaque fonction objectif doit être connue pour l'employer dans l'équation :

$$\min \left(\sum_{i=1}^{i=m} \lambda_i (f_i(x) - z_i)^P \right)^{\frac{1}{P}} \quad \text{sous } x \in C \quad (4.8)$$

avec

$P \in [1, \infty[$, z_i est la valeur désirée de f_i

IV.2.3.3. Méthode de pondération d'exponentielle

Elle a été utilisée dans [56] et elle montre son efficacité pour les problèmes multi-objectifs :

$$f(x) = \sum_{i=1}^{i=m} (e^{Pw_i} - 1) e^{PF_i} \quad (4.9)$$

telle que

$P \in [1, \infty[$, $\sum_{i=1}^m w_i = 1$, $F_i = \frac{f_i}{f_{i_{max}}}$, $f_{i_{max}}$: la valeur maximale de la fonction f_i

IV.2.3.4. Méthode ε contrainte

Dans Cette méthode le problème d'optimisation de m objectifs sera un problème mono-objectif avec $(m - 1)$ contraintes comme suit :

$$\begin{aligned} & \min f_k(x) \\ & \text{sous } \begin{matrix} x \in C \\ f_i(x) \leq \varepsilon_i, i = 1 \dots m, i \neq k \end{matrix} \end{aligned} \quad (4.10)$$

IV.2.4. Optimisation avec contraintes

Plusieurs méthodes ont été utilisées pour le traitement des contraintes et on cite, dans ce contexte, la méthode de gradient projeté (projection des solutions trouvé sur l'ensemble des solutions réalisable), la méthode de Lagrange, la méthode de pénalité. La forme générale de cette dernière s'écrit :

$$\min F_{r,q} = f(x) + r\varphi_q(x) \quad (4.11)$$

avec la pénalité :

$$\varphi_q(x) = \sum_{j=1}^l \max(0, g_j)^q + \sum_{i=1}^p |h_i(x)|^q \quad (4.12)$$

où $r > 0$: Paramètre de pénalité ,

q : Exposant de pénalité

IV.3. Optimisation par l'essaim de particules (OEP)

L'algorithme d'essaim de particules a été proposé par Kennedy et Eberhart en 1995 [50] et a connu plusieurs adaptations [57, 58, 59, 60], il est combiné avec d'autres algorithmes : les algorithmes génétiques [55], le recuit simulé [61], la méthode de simplexe [62], aussi il est utilisé pour les problèmes multi-objectif [63,64, 65, 66,67].

Le principe de cet algorithme est le mouvement des individus (particules) en fonction des meilleures positions : personnelle et globale d'essaim (population) selon les équations suivantes :

$$V_i(k + 1) = wV_i(k) + c_1r_1(k)(P_{bi}(k) - X_i(k)) + c_2r_2(k)(P_g(k) - X_i(k)) \quad (4.13)$$

$$X_i(k + 1) = X_i(k) + V_i(k + 1) \quad (4.14)$$

où

V_i : vitesse de particule i

w : Fonction de pondération (inertie)

c_1, c_2 : Paramètres cognitifs et sociaux

r_1, r_2 : Nombres aléatoires entre 0 et 1

X_i : Position de particule i

P_{bi}, P_g : Les meilleures positions de particule i locale et de groupe (globale)

Le déroulement de la procédure d'optimisation est de la façon suivante :

1. choix des paramètres : la taille d'essaim, le nombre maximal des itérations et les paramètres c_1, c_2, w
2. le choix des particules initiales aléatoirement,

3. l'évaluation des particules à l'aide de la fonction objectif et la définition de la meilleure position globale P_g et locale P_{bi} pour l'itération courante
4. le calcul de vitesse et de position en utilisant les équations (4.13) et (4.14)
5. le retour à l'étape 3, jusqu'à la fin (dans ce cas l'itération maximale).

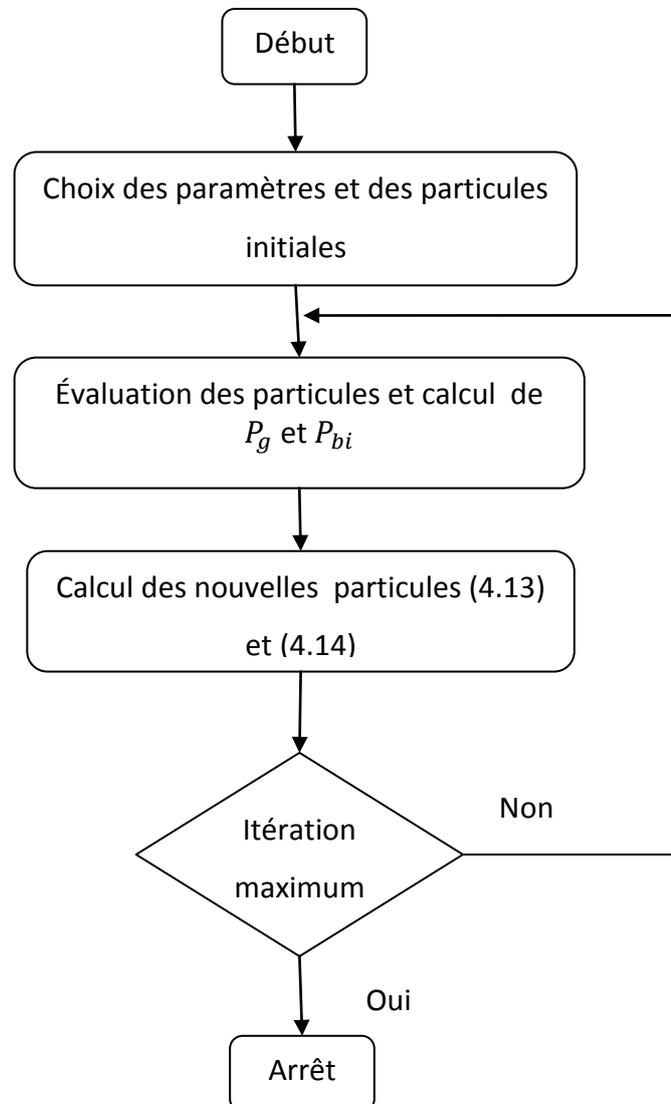


Fig.4.4.Organigramme d'algorithme d'essaim des particules

Algorithme d'essaim des particules modifié

Dans l'algorithme d'essaim de particules principal, l'évolution des particules est basée sur la meilleure position obtenue par la particule lui-même (position locale) et la meilleure position obtenue par le groupe d'essaim (position globale), d'autres algorithmes proposent de modifier cette structure en ajoutant quelques particules. Pour notre cas les particules ajoutées sont les particules sous-optimaux [68] c'est-à-dire à chaque itération il

faut mémoriser les positions optimaux : locale P_i^1 et globale P_g^1 , et les positions sous-optimaux : locale P_i^2 et globale P_g^2 .

Les équations de vitesse (4.12) s'écrivent :

$$V_i^1(k+1) = wV_i(k) + c_1r_{1i}(k)(P_i^1(k) - X_i(k)) + c_2r_{2i}(k)(P_g^1(k) - X_i(k)) \quad (4.15)$$

$$V_i^2(k+1) = wV_i(k) + c_1r_{1i}(k)(P_i^2(k) - X_i(k)) + c_2r_{2i}(k)(P_g^1(k) - X_i(k)) \quad (4.16)$$

$$V_i^3(k+1) = wV_i(k) + c_1r_{1i}(k)(P_i^1(k) - X_i(k)) + c_2r_{2i}(k)(P_g^2(k) - X_i(k)) \quad (4.17)$$

$$V_i^4(k+1) = wV_i(k) + c_1r_{1i}(k)(P_i^2(k) - X_i(k)) + c_2r_{2i}(k)(P_g^2(k) - X_i(k)) \quad (4.18)$$

Pour chaque vitesse on calcul la position et la fonction objectif correspondante, la vitesse choisie vérifie :

$$V_i(k+1) = \{V_i^j \setminus f(X_i + V_i^j) = \min f(X_i + V_i^j), j = 1,2,3,4\} \quad (4.19)$$

Alors : $X_i(k+1) = X_i(k) + V_i(k+1)$

Pour la nouvelle itération, les particules optimaux et sous optimaux doivent être calculés de la manière suivante :

$$\text{Si } f(X_i(k+1)) < f(P_i^1(k)) : \begin{cases} P_i^1(k+1) = X_i(k+1) \\ P_i^2(k+1) = P_i^1(k) \end{cases} \quad (4.20)$$

$$\text{Si } f(P_i^1(k)) \leq f(X_i(k+1)) < f(P_i^2(k)) : \begin{cases} P_i^1(k+1) = P_i^1(k) \\ P_i^2(k+1) = X_i(k+1) \end{cases} \quad (4.21)$$

$$\text{Si } f(X_i(k+1)) \geq f(P_i^2(k)) : \begin{cases} P_i^1(k+1) = P_i^1(k) \\ P_i^2(k+1) = P_i^2(k) \end{cases} \quad (4.22)$$

$$\text{Si } f(P_i^1(k+1)) < f(P_g^1(k)) : \begin{cases} P_g^1(k+1) = P_i^1(k+1) \\ P_g^2(k+1) = P_g^1(k) \end{cases} \quad (4.23)$$

$$\text{Si } f(P_g^1(k)) \leq f(P_i^1(k+1)) < f(P_g^2(k)) : \begin{cases} P_g^1(k+1) = P_g^1(k) \\ P_g^2(k+1) = P_i^1(k+1) \end{cases} \quad (4.24)$$

$$\text{Si } f(P_i^1(k+1)) \geq f(P_g^2(k)) : \begin{cases} P_g^1(k+1) = P_g^1(k) \\ P_g^2(k+1) = P_g^2(k) \end{cases} \quad (4.25)$$

Dans le paragraphe suivant nous allons utiliser cette méthode et on teste son efficacité pour le calcul des gains optimaux du contrôleur flou.

IV.4.Simulations et résultats

On a vu dans le chapitre précédant que le problème posé est le choix des gains du contrôleur. Pour ce but on propose d'utiliser l'algorithme d'essaim des particules mentionné précédemment de façon que :

- la fonction de pondération d'inertie est :

$$w = w_{max} - 2(w_{max} - w_{min}) \frac{iter}{iter_{max}}$$

où

$iter$: Itération courante

$iter_{max}$: Itération maximale

w_{max}, w_{min} : Valeurs maximale et minimale de la fonction de pondération

- On a choisi les gains d'entrées $G_e = 0.5$, $G_{\Delta e} = 0.9$, les domaines de stabilité en fonction des gains G_{PI} et G_{PD} sont donnés par la figure ci-dessous :

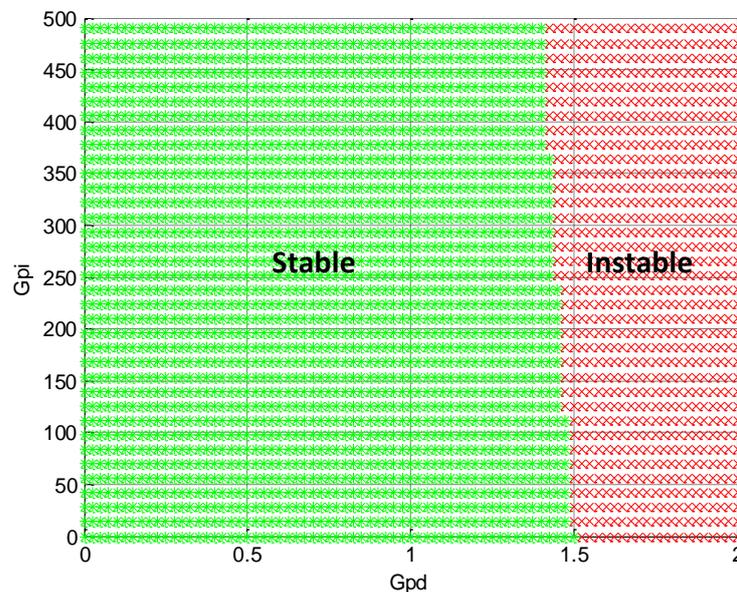


Fig.4.5. Domaine de stabilité en fonction des gains du contrôleur

- Pour une région désirée des pôles on peut choisir notre espace de recherche :
 $G_{PI} \in [0 \ 1.375]$, $G_{PD} \in [0 \ 500]$
- dans ce qui suit on utilise les notations suivantes :
 T_r : temps de réponse
 Dep : dépassement

Er_Stat: la valeur absolue d'erreur statique

$g = [G_e \ G_{\Delta e} \ G_{pD} \ G_{pI}]$: la valeur obtenue par optimisation

- pour le choix de la fonction objectif on a choisi :

Méthode 1

$$f = w_1 Er_Stat_1 + w_2 Tr_1 + w_3 Dep_1$$

- o $w_1 = \frac{1}{3}$; $w_2 = \frac{1}{3}$; $w_3 = \frac{1}{3}$
- o $Er_Stat_1 = \frac{Er_Stat}{0.001}$; $Tr_1 = \frac{Tr}{0.0001}$; $Dep_1 = \frac{Dep}{0.01}$
- o $g = [0.5 \ 0.9 \ 0.9945 \ 454.0721]$

Méthode 2

$$f = (w_1 (Tr - 0.0001)^p + w_2 (Dep - 0.01)^p + w_3 (Er_Stat - 0.001)^p)^{\frac{1}{p}}$$

- o $w_1 = \frac{1}{2}$; $w_2 = \frac{1}{4}$; $w_3 = \frac{1}{4}$
- o $p = 2$
- o $g = [0.5 \ 0.9 \ 0.9813 \ 451.5128]$

Méthode 3

$$f = [(Tr - Tr_1)^p + (Dep - Dep_1)^p + (Er_Stat - Er_Stat_1)^p]^{\frac{1}{p}}$$

- o $p = 2$
- o $Er_Stat_1 = \frac{Er_Stat}{0.001}$; $Tr_1 = \frac{Tr}{0.0001}$; $Dep_1 = \frac{Dep}{0.01}$
- o $g = [0.5 \ 0.9 \ 0.9994 \ 454.9807]$

Méthode 4

$$f = (e^{pW} - 1)e^{pTr_1} + (e^{pW} - 1)e^{pDep_1} + (e^{pW} - 1)e^{pEr_Stat_1} + \max(10 - I_1, 0) + \max(I_1 - 6 \cdot 10^3, 0) + \max(25(1 + tg^2\theta) - I_2, 0) + \max(I_2 - 9 \cdot 10^6(1 + tg^2\theta), 0)$$

- o $p = 2, w = \frac{1}{3}$
- o $Er_Stat_1 = \frac{Er_Stat}{0.02}$; $Tr_1 = \frac{Tr}{0.02}$; $Dep_1 = \frac{Dep}{0.2}$
- o $g = [0.5 \ 0.9 \ 0.9647 \ 448.3419]$

- les résultats obtenues sont comparées à celles obtenus dans [33]
- La réponse de système est donnée par la figure ci-dessous:

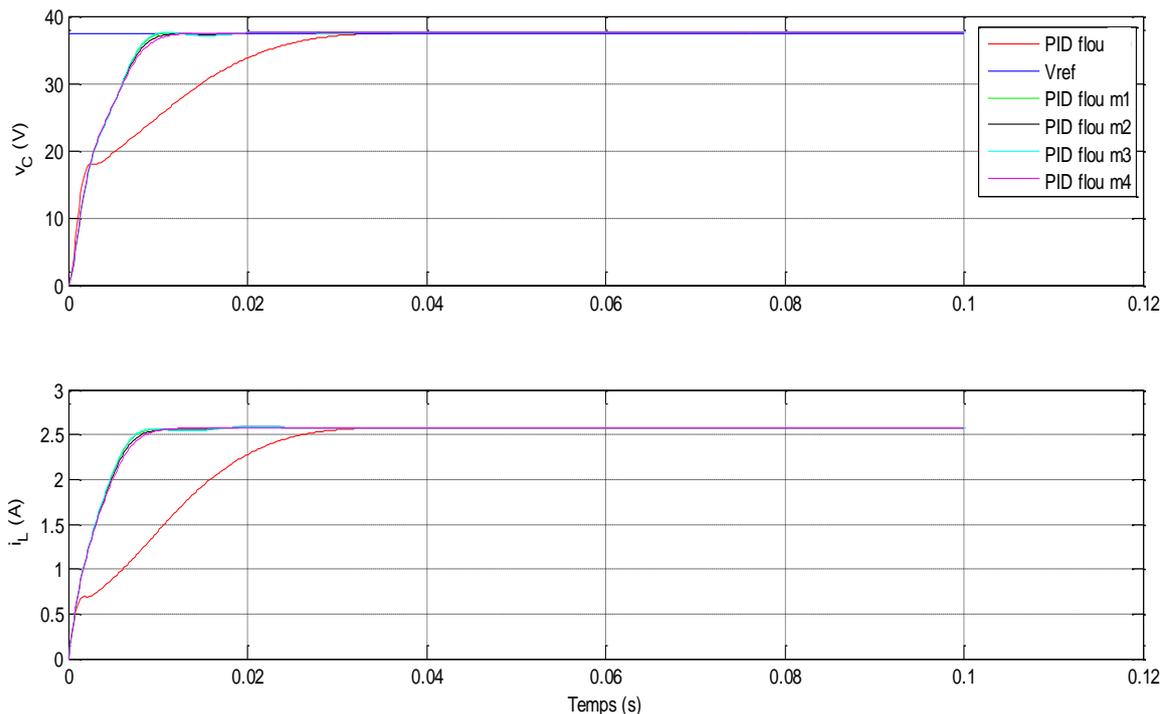


Fig.4.6.Réponse du système

- Le tableau suivant contient les valeurs numériques des paramètres à optimiser :

/	méthode [32]	méthode 1	méthode 2	méthode 3	méthode 4
Tr	0.0238	0.0082	0.0084	0.0080	0.0088
Dep	0.0440	0.1492	0.0956	0.1709	0.0419
Er_stat	0.0286	0.0286	0.0286	0.0286	0.0286
P ₁	-17.7743	-42.5574	-44.2051	-41.9514	-46.3022
P ₂ x10 ⁻³	-2.0667	-2.5559	-2.5425e	-2.5609	-2.5256

Tab.4.1.Tableau de comparaison des résultats

Interprétation des résultats :

- D’après la réponse de système on constate l’amélioration apporté par optimisation sur la réponse de système.
- D’après le tableau (Tab 4.1) où les performances temporelles sont comparées pour les différent méthodes d’optimisation et le PID flou ,on peut remarquer l’optimisation de temps de réponse , le dépassement par la quatrième méthode et une erreur constante .

- Pour la stabilité, on remarque l'emplacement des pôles aux zones plus stable en passant d'une méthode à une autre.

Généralement en automatique quand on augmente la stabilité le temps de réponse augmente aussi, par contre dans notre cas on a pu réduire le temps de réponse et augmenter la marge de stabilité du système.

IV.5.Conclusion

Dans ce chapitre on a utilisé la méthode d'essaim de particules modifiée pour la recherche des gains du contrôleur étudié dans le chapitre précédent. Cette méthode est testée par plusieurs fonctions objectives pour l'amélioration de temps de réponse, l'erreur statique, le dépassement et la marge de stabilité, les résultats de simulation montrent l'efficacité d'algorithme d'optimisation pour atteindre les objectifs.

Tant que notre problème est un problème multi-objectif, le sens d'un optimum global sera remplacé par le sens d'optimum de Pareto.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce mémoire a eu pour objectif d'optimisation de contrôleur flou d'un convertisseur statique, le travail est présenté en quatre chapitres ;

Le premier chapitre est une introduction aux notions de stabilité des systèmes non linéaires et les phénomènes non linéaires ont pris une place. Nous avons été intéressé essentiellement par les phénomènes de bifurcation et de chaos car l'apparition de ces phénomènes amène aux comportements imprédictibles et indésirables du système.

Le convertisseur statique de l'un des systèmes souffrants de ces comportements ce qui pose une difficulté de modélisation en ce sujet le chapitre deux a présenté le modèle discret qui est simple et efficace.

Le chapitre trois est une description de PID flou qui a été construit pour avoir le rôle de stabilisation du système, les résultats de simulation avec la variation des paramètres prouvent la robustesse de ce contrôleur.

Le choix des gains a un grand effet sur la qualité des résultats obtenues pour cette raison on a choisi la méthode d'optimisation « essaim de particules » qui a été expliquée dans le chapitre quatre. Cet algorithme est caractérisé par son évolution adaptative, guidée, simple et efficace. il est utilisé pour l'amélioration de temps de réponse, l'erreur statique, le dépassement et la marge de stabilité

Les résultats de simulation montrent l'efficacité d'algorithme d'optimisation pour atteindre les objectifs.

Autres méthodes d'optimisation peuvent être utilisées où le développement scientifique et en technologie amène à une recherche large dans tous les domaines.

Comme perspective on envisage l'utilisation des méthodes hybrides d'optimisation et l'étude l'effet d'optimisation sur les phénomènes non linéaires.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] A. Benlafkih, S.Krit & E.M.Chafik, *Design and Modeling of DC/ DC Boost Converter for Mobile Device Applications*, International Journal of Science and Technology Volume 2 No. 5, May, 2013.
- [2] K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui & J. Zaytoon, *An enhanced modelling approach for dc-dc converters*, Proc. of IFAC Conf. on Analysis and Control of Chaotic Systems CHAOS'06, Reims (France), 393-398, 2006.
- [3] A. Diordiev, O. Ursaru, M. Lucanu & L. Tigaeru, *A hybrid PID-fuzzy controller for dc/dc converters*.Inter. Symp. On Signals Circuits and Systems (SCS 2003), pp. 97-100, 2003.
- [4]K.W. Seo, H & H Choi, *Simple Fuzzy PID Controllers for DC-DC Converters*, Journal of Electrical Engineering & Technology Vol. 7, No. 5, pp. 724-729, 2012.
- [5]L.Guo, J.Y. Hung & R.M. Nelms, *Design of a fuzzy controller using variable structure approach for application to DC–DC converters*, Electric Power Systems Research (2012);83: 104–109.
- [6]K.Guesmi, A.Hamzaoui & J.Zaytoon, *Shifting nonlinear phenomena in a DC–DC converter using a fuzzy logic controller*, Mathematics and Computers in Simulation 2008; 76:398–409.
- [7]Q.Wang, N.Chen, S.Xu, W.Sun & L.Shi,*Trajectory prediction control for digital control DC–DC converters with fast transient response*, Microelectronics Journal,2014;45:767–774.
- [8]L.Guo, J. Y. Hung & R.M. Nelms, *Comparative evaluation of sliding mode fuzzy controller and PID controller for a Boost converter*, Electric Power Systems Research, 2011;81:99–106.
- [9]K. J. Astrom & R. M. Murray, *Feedback systems*, Princeton university press, 2008.

- [10] Pierluigi Siano & Costantino Citro, *Designing fuzzy logic controllers for DC–DC converters using multi-objective particle swarm optimization*, *Electric Power Systems Research*, 2014;112:74–83
- [11] N. Khaehintung, A. Kunakorn & P. Sirisuk, *A Novel Fuzzy Logic Control Technique tuned by Particle Swarm Optimization for Maximum Power Point Tracking for a Photovoltaic System using a Current-mode Boost Converter with Bifurcation Control*, *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 2010;8(2):289-300.
- [12] H.K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice Hall, 1996.
- [13] J. E. Slotine & W. Li, *Applied nonlinear control*, Prentice-Hall, 1991
- [14] M. Bensaada & A. Boudghene Stambouli, *A practical design sliding mode controller for DC–DC converter based on control parameters optimization using assigned poles associate to genetic algorithm*, *Electrical Power and Energy Systems* 53 (2013) 761–773
- [15] P. Amiri, J. Sadoughi, R. Ghandehari & M. Cheshfar, *Presentation of a modern method in teaching modeling and converting PWM switches of DC-DC converter*, *Procedia - Social and Behavioral Sciences*, 2012; 47:515 – 522
- [16] A.L. Fradkov & R. J. Evans, *Control of chaos: methods and applications in engineering*, *Annual Review in Control*, pp. 33-56, 2005.
- [17] J.E. Marsden, L. Sirovich, S.S. Antman, *Introduction to Nonlinear Dynamical Systems*, Springer, 2003.
- [18] A. JAAFAR, *Contribution à la modélisation, l'analyse et l'optimisation de lois de commande pour convertisseurs DC-DC de puissance*, Thèse De Doctorat, 2011
- [19] S. Banerjee & K. Chakrabarty, *Nonlinear Modeling and Bifurcations in the Boost Converter*, *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 13, no. 2, March 1998.
- [20] Y. Han, *Pedagogical Approach for Modeling and Simulation of Switching Mode DC-DC Converters for Power Electronics Course*, *TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering* Vol.10, No.6, October 2012, pp. 1319-1326.
- [21] S. Banerjee & G. C. Verghese, *Nonlinear phenomena in power electronics*, IEEE press, NJ (USA), 2001

- [22] F.El Guezar, *Modélisation et Simulation des Systèmes Dynamiques Hybrides Affines par Morceaux*, Exemples en Électronique de Puissance, Thèse Doctorat ,2009
- [23] M.Hejri, H.Mokhtari, *Hybrid Modeling and Control of a DC-DC Boost Converter via Extended Mixed Logical Dynamical Systems (EMLDs)*, The 5th Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014), Feb 5-6,2014, Tehran, Iran
- [24] K.Mandal, S.Banerjee & C.Chakraborty, *A New Algorithm for Small-Signal Analysis of DC-DC Converters*, IEEE Transactions On Industrial Informatics, Vol. 10, No.1, February 2014.
- [25] T.Haripriya ,A.Parimi & U.M. Rao, *Modeling of DC-DC Boost Converter using Fuzzy Logic Controller for Solar Energy System Applications*, 2013 IEEE ASIA Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics (Prime Asia).
- [26] A .Merdassi, *Outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatroniques*, Thèse Pour Obtenir Le Grade De Docteur De L'institut Polytechnique De Grenoble,2009
- [27] G.Aldahim, H.Oirekozek & Z.Sakka, *Impact of Inductor Resistance on the Dynamic Behaviour of a DC-DC Boost Converter Using Bifurcation and Chaos Theory*, TerraGreen13 international conference, Energy Procedia, 2013 ;36:1025 – 1034
- [28] J.Riveraa, F.Chaviraa, A.Loukianovb, S.Ortegab & J.J.Raygoza, *Discrete-time modeling and control of a Boost converter by means of a variational integrator and sliding modes*, Journal of the Franklin Institute ,2014;351:315–339.
- [29] K.Guesmi & A.Hamzaoui, *On the modelling of DC-DC converters: An enhanced approach*, International Journal Of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices And Fields,Int. J. Numer. Model.2011; 24:36–56.
- [30] A. Khoudiri, K.Guesmi & D.Mahi, *Spectral decomposition based approach for DC-DC converters modeling* , Electrical Power and Energy Systems, 2014;61:288–297.
- [31] Q.N.Zhizhong ,J.Chengchao & Q.H.Wang, *Study on Bifurcation and Chaos in Boost Converter Based on Energy Balance Model* ,978-1-4244-2487-0/09/\$25.00 ©2009 IEEE.

- [32] H.M. Mahery & E. Babaei, *Mathematical modeling of buck–Boost dc–dc converter and investigation of converter elements on transient and steady state responses*, Electrical Power and Energy Systems, 2013; 44: 949–963
- [33] K. Guesmi, *Contribution à la commande floue d'un convertisseur statique*, thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, 2006.
- [34] K. Guesmi, N. Essounbouli & A. Hamzaoui, *Systematic design approach of fuzzy PID stabilizer for DC–DC converters*, Energy Conversion and Management, 2008; 49: 2880–2889.
- [35] K. Guesmi, A. Hamzaoui & J. Zaytoon, *Fuzzy Controller Synthesis For A DC-DC Converter*, Joint 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference Shanghai, P.R. China, December 16-18, 2009.
- [36] S. Banerjee & K. Chakrabarty, *Nonlinear modeling and bifurcations in the Boost converter*, IEEE Trans. on Power Elect., pp. 252-260, 1998.
- [37] W. C. Y. Chan & C. K. Tse, *Study of bifurcation in current-programmed dc-dc Boost converter: from quasi-periodicity to period-doubling*, IEEE Trans. on Circuits and Systems, pp. 1129-1142, 1997.
- [38] R. Sharma, K.P.S. Rana & V. Kumar, *Performance analysis of fractional order fuzzy PID controllers applied to a robotic manipulator*, Expert Systems with Applications, 2014 ; 41: 4274–4289.
- [39] A. Savran & G. Kahraman, *A fuzzy model based adaptive PID controller design for nonlinear and uncertain processes*, ISA Transactions, 2014; 53: 280–288.
- [40] M. Mohammadi a & M. Nafar b, *Fuzzy sliding-mode based control (FSMC) approach of hybrid micro-grid in power distribution systems*, Electrical Power and Energy Systems 2013; 51 : 232–242.
- [41] Q. Gao, L. Liu, G. Feng, Y. Wang, & J. Qiu, *Universal Fuzzy Integral Sliding-Mode Controllers Based on T–S Fuzzy Models*, IEEE Transactions On Fuzzy Systems, Vol. 22, No. 2, April 2014.
- [42] N. Mazouz & A. Midoun, *Control of a DC/DC converter by fuzzy controller for a solar pumping system*, Electrical Power and Energy Systems, 2011; 33: 1623–1630.

- [43] M. Nachidi, A. ElHajjaji & J. Bosche, *An enhanced control approach for dc–dc converters*, *Electrical Power and Energy Systems*, 2013; 45:404–412.
- [44] G. SeshagiriRao, S. Raghu & N. Rajasekaran, *Design of Feedback Controller for Boost Converter Using Optimization Technique*, *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, Vol. 3, No. 1, March 2013, pp. 117–128, ISSN: 2088-8694.
- [45] J. Baek & M. Park, *Fuzzy bilinear state feedback control design based on TS fuzzy bilinear model for DC–DC converters*, *Electrical Power and Energy Systems*, 2012; 42: 710–720.
- [46] Ž. Povalej, *Quasi-Newton's method for multiobjective optimization*, *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 2014; 255 :765–777.
- [47] S. Saadi, *introduction à l'optimisation méta-heuristique*, 2012
- [48] M. Moghaddas, M. Reza Dastranj, N. Changizi, & N. Khoori, *Design of Optimal PID Controller for Inverted Pendulum Using Genetic Algorithm*; *International Journal of Innovation, Management and Technology*, Vol. 3, No. 4, August 2012.
- [49] M. A. Tammam, Magdy A. S. Aboelela, M. A. Moustafa & A. E. A. Seif, *A Multi-Objective Genetic Algorithm Based PID Controller for Load Frequency Control of Power Systems*, *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, Vol. 3, Issue 12, December 2013.
- [50] J. Kennedy & Russell Eberhart, *Particle Swarm Optimization*, 1995.
- [51] W. Hu, Z. Chen, B. Bak-Jensen & Y. Hu, *Fuzzy adaptive particle swarm optimisation for power loss minimisation in distribution systems using optimal load response*, *IET Gener. Transm. Distrib.*, 2014, Vol. 8, Iss. 1, pp. 1–10.
- [52] F. Guan, L. Dai & M. Xia, *Pretension optimization and verification test of double ring deployable cable net antenna based on improved PSO*, *Aerospace Science and Technology*, 2014; 32:19–25.
- [53] C. Wei, Y. Xu-chu & W. He, *PSO-GA on End member extraction for Hyper spectral Imagery*, 2010 International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010).

- [54] N. Jin & Y. Rahmat-Samii, *Advances in Particle Swarm Optimization for Antenna Designs: Real-Number, Binary, Single-Objective and Multiobjective Implementations*, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 55, No. 3, March 2007.
- [55] F. Valdez, P. Melin, O. Castillo, *An improved evolutionary method with fuzzy logic for combining Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms*, Applied Soft Computing, 2011;11:2625–2632
- [56] G. Carpinelli, P. Caramia, F. Mottola & D. Proto, *Exponential weighted method and a compromise programming method for multi-objective operation of plug-in vehicle aggregators in microgrids*, Electrical Power and Energy Systems, 2014;56: 374–384.
- [57] Jihong Song, Wensuo Yi, 2012 8th International Conference on Natural Computation (ICNC 2012), *Improvement of Original Particle Swarm Algorithm Based on Simulated Annealing Algorithm*, 2012 8th International Conference on Natural Computation (ICNC 2012)
- [58] M. Zambrano-Bigiarini, M. Clerc & R. Rojas, *Standard Particle Swarm Optimisation 2011 at CEC-2013: A baseline for future PSO improvements*, 2013 IEEE Congress on Evolutionary Computation June 20-23, Cancún, México.
- [59] P. Regulski, D. S. Vilchis-Rodriguez, S. Djurović & V. Terzija, *Estimation of Composite Load Model Parameters Using an Improved Particle Swarm Optimization Method*, IEEE Transactions On Power Delivery, 2009.
- [60] S. Song, S. Liang, L. Kong & J. Cheng, *Improved Particle Swarm Cooperative Optimization Algorithm Based on Chaos & Simplex Method*, 2010 Second International Workshop on Education Technology and Computer Science.
- [61] F. Khoshahval, A. Zolfaghari, H. Minucmehr & M.R. Abbasi, *A new hybrid method for multi-objective fuel management optimization using parallel PSO-SA*, Progress in Nuclear Energy, 2014;76: 112-121.
- [62] Amged S & El-Wakeel, *Design optimization of PM couplings using hybrid Particle Swarm Optimization-Simplex Method (PSO-SM) Algorithm*, Electric Power Systems Research, 2014;116:29–35.

- [62] V. Beiranvand, M. Mobasher-Kashani & A. AbuBakar, *Multi-objective PSO algorithm for mining numerical association rules without a priori discretization*, *Expert Systems with Applications*, 2014;41: 4259–4273.
- [63] P. Regulski, D. S. Vilchis-Rodriguez, S. Djurović & V. Terzija, *Estimation of Composite Load Model Parameters Using an Improved Particle Swarm Optimization Method*, *IEEE Transactions On Power Delivery*, 2009.
- [64] J.N. Antonio & J.D. Juan, *Analysis of Leader Selection Strategies in a Multi-Objective Particle Swarm Optimizer*, 2013 IEEE Congress on Evolutionary Computation June 20-23, Cancún, México.
- [65] J. Wei & L. Jia, *A Novel Particle Swarm Optimization Algorithm with Local Search for Dynamic Constrained Multi-objective Optimization Problems*, 2013 IEEE Congress on Evolutionary Computation, June 20-23, Cancún, México.
- [66] Y. Wang, Y. Xue & C. Yu, *Multiobjective Particle Swarm Optimization Based on Preference Ordering Optimality Criterion*, 978-1-4577-0536-6/11/\$26.00 ©2011 IEEE
- [67] G. He & N. Huang, *A new particle swarm optimization algorithm with an application*, *Applied Mathematics and Computation*, 2014; 232:521–528.

ملخص

هدف هذه المذكرة هو تحسين المنظم التناسبي، التكاملي والاشتقائي الغامض للتحكم بمحول ساكن من نوع بوست، اعتمادا على النموذج المتقطع لهذا النظام استعملنا التحكم من أجل إتباع مرجع ثابت ، ضمان استقرار النظام في منطقة استقرار محدودة والحصول على خصائص جيدة. لاختيار معاملات المنظم الغامض تم استخدام خوارزمية سرب الجزيئات المعدلة. نتائج المحاكاة المقارنة بين المنظم الغامض و المنظم الغامض المحسن برهنت فعالية طريقة التحسين المستخدمة لتحقيق النتائج المرجوة.

كلمات مفتاحية

محول ساكن ،نمذجة ،نموذج متقطع،منظم تناسبي تكاملي اشتقائي غامض،تحسين،سرب الجزيئات

Résumé

L'objectif de cette mémoire est l'optimisation d'un PID flou stabilisant pour la commande d'un convertisseur statique de type boost, en basant sur la modélisation discrète de ce convertisseur. La commande est utilisée pour atteindre une référence constante tout en garantissant la stabilité du système bouclé dans une zone de stabilité bien définie et en assurant les bonnes performances. Le choix des gains de contrôleur flou a été effectué à l'aide d'algorithme d'essaim de particules modifié. Les résultats de simulation en comparant le contrôleur flou et le contrôleur flou optimisé montrent l'efficacité de cet algorithme.

Mots clés

Convertisseur classique, modélisation, model discret, PID flou, optimisation, essaim de particules

Abstract

The aim of this work is the optimisation of stabilised fuzzy PID to control a boost converter based on the discret modelling .the used control is to attain a constant reference, to guarantee the stability of the closed loop system in a definite stability zone and to ensure the best performances. To choose the gains of the fuzzy controller we use the modified swarm optimisation algorithm .the simulation results comparing the fuzzy PID with the optimised fuzzy PID prove the effectiveness of the optimisation method.

Key words

Static converter, modelling, discret model, fuzzy PID, optimisation, swarm optimisation