



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN TIARET  
FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES DÉPARTEMENT DE  
GENIE ELECTRIQUE

## THÈSE

Présentée par:

**Mr. CHIBANI Abdelilah**

En vue de l'obtention du diplôme de :

**DOCTORAT (L.M.D)**

Spécialité : Génie électrique

## THÈME

# Observation et Commande par Mode Glissant pour des Systèmes Chaotiques Complexes

### Devant le Jury :

Pr. MIMOUNI Abdenbi :	Président,	Professeur- Tiaret
Dr. DAAOU Bachir :	Encadreur,	MCA- Oran
Pr. MESSLEM Youcef :	Co- Encadreur,	Professeur- Tiaret
Pr. ALLAOUI Tayeb :	Examineur,	Professeur- Tiaret
Dr. ZELMAT Mohamed El-Mouloud:	Examineur,	MCA- Oran

Tiaret -2017-2018

## **Remerciements**

*Louanges tout d'abord à Allah qui m'a donné les facultés nécessaires pour réaliser ma thèse de doctorat et que le salut et la paix soient sur notre prophète Mohamed.*

*Ma reconnaissance et mes remerciements vont ensuite aux personnes ci-après :*

*- Mes parents qui n'ont épargné aucun effort et lésiné sur aucun moyen pour me permettre d'accomplir mes études ; de même que mes frères et sœurs qui eux aussi ont contribué à leur manière dans cette réussite*

*je souhaite remercier Monsieur le Professeur **MIMOUNI Abdenbi** pour l'honneur qu'il m'a fait de bien vouloir présider ce jury de thèse.*

*Le Professeur **ALLAOUI Tayeb**, et le docteur **ZELMAT Mohamed El-Mouloud** de l'Université de UST-Oran ont accepté d'examiner ce travail, je leur adresse mes plus sincères remerciements.*

*- Mon encadreur, Monsieur **DAAOU Bachir**, qui m'a prodigué les conseils nécessaires et orienté judicieusement pour l'élaboration de ce document. Je tiens à signaler particulièrement sa disponibilité et sa motivation*

*- Mon Co encadreur, Le Professeur, Monsieur **MESSLEM Youcef** pour les encouragements qu'il n'a cessé de m'adresser et pour l'aide et l'assistance qu'il m'a apportée pour accomplir ce travail.*

*- Monsieur **GOUICHICHE Abdelmadjid** pour m'avoir soutenu et donné certains moyens utiles et qui m'a été d'un précieux soutien dans la publication de mes travaux.*

*Enfin, et dans le même contexte je ne peux omettre de remercier Tous les membres du laboratoire LGEP " **SAFA, KOUADRIA, CHEDJARA, ZEBBAR ET GHLIB**, pour m'avoir soutenu, aidés et encouragés afin que je puisse terminer ce travail*

Table des matières

Introduction général.....	1
<b>Chapitre.I : Etat de l'art : comportement des systèmes chaotiques et méthodes de contrôle</b>	
I.1. Introduction.....	4
I.2 . Généralité sur les systèmes chaotiques.....	4
I.3 . Les Systèmes dynamiques : .....	5
I.3.1 . Systèmes dynamiques autonome.....	5
I.3.2 . Systèmes dynamiques non autonomes .....	5
I.4 . Les Systèmes Dynamiques chaotiques : .....	5
I.4.1 . Concept mathématiques.....	5
I.4.2 . Caractérisation du chaos.....	7
I.5 . Test du chaos dans un système dynamique .....	9
I.6 . Critères pour le chaos.....	10
I.6.1 . Exposant de Lyapunov .....	10
I.7 . Diagramme de Bifurcation.....	12
I.8 . Route vers le chaos .....	13
I.8.1 . Le doublement de période .....	13
I.8.2 . La quasi périodicité.....	14
I.8.3 . Transition d'intermittence au chaos .....	14
I.8.4 . Addition d'une période.....	16
I.9 . Notions des attracteurs.....	16
I.10 . Exemples de systèmes chaotiques .....	17
I.10.1 . Système chaotique de Lorenz.....	17
I.10.2 . Système chaotique de Rössler .....	20
I.10.3 . Système chaotique Genesio–Tesi.....	21
I.11 Chaos dans les systèmes électriques.....	22
I.11.1 Le Chaos dans l'électronique de puissance.....	22
I.11.2 Le chaos dans les machines électriques.....	23

I.11.3 Le chaos dans les circuits électroniques.....	24
I.12. Contrôle des systèmes dynamiques chaotiques .....	24
I.12.1 . Contrôle du chaos .....	25
I.12.2 . Les problèmes de stabilisation.....	26
I.13 . Les techniques de contrôle des systèmes chaotiques.....	26
I.13.1 . La contrôlabilité.....	27
I.14 Les problèmes de synchronisation.....	28
I.14.1 Méthodes de la synchronisation .....	29
I.15. Conclusion .....	30
<b>Chapitre.II : Modélisation et Identification du Chaos dans des Systèmes</b>	
<b>Electriques</b>	
II.1 Introduction.....	31
II.2 Modèle mathématique de la machine MSAP en régime chaotique .....	31
II.2.1 Classement des machines synchrones .....	31
II.2.2 Machine synchrone à aiment permanent.....	31
II.2.3 Principe de fonctionnement.....	32
II.2.4 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents .....	33
II.2.5 La machine synchrone à aimants permanents MSAP en régime chaotique.....	34
II.2.6 Exposant de Lyapunov pour MSAP.....	36
II.3 Le Système chaotique de Chua.....	38
II.3.1 Circuit chaotique de Chua.....	39
II.3.2 Modélisation de Circuit chaotique de Chua :.....	40
II.3.3 Conception et réalisation de circuit du Chua .....	41
II.3.4 Schématisation de la carte sous ARES.....	44
II.4 Présentation des bancs expérimentaux :.....	47
II.4.1 Banc d'essai PI analogique .....	47
II.4.2 Banc d'essai à base de DSpace .....	49
II.5 Conclusion .....	50

## **Chapitre.III : Commande par Mode Glissant pour les Systèmes Chaotiques Electriques**

III.1 Introduction : .....	51
III.2 Commande par modes glissants : .....	51
III.3 Principe de la commande par mode de glissement : .....	52
III.3.1 Choix des surfaces de glissement : .....	52
III.3.2 Condition d'existence et de convergence : .....	53
III.3.3 Calcul de la commande : .....	53
III.4 Commande mode glissant pour les systèmes chaotiques : .....	57
III.4.1 Application du mode glissant pour Chua circuit .....	57
III.4.2 Résultats de simulations.....	59
III.4.3 Résultats expérimentaux.....	60
III.4.4 Application du mode glissant pour le système de Genisio-Tesi.....	61
III.4.5 Résultats de simulation .....	62
III.5 Application de la commande mode glissant d'ordre supérieur.....	63
III.5.1 Algorithmes de mode glissant d'ordre supérieur.....	63
III.6 Application pour la commande par mode glissant pour MSAP .....	67
III.7 Contrôle par mode glissant à action intégrale en temps fini pour le système chaotique de MSAP .....	67
III.7.1 Modélisation du moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) ....	67
III.8 Elimination de régime chaotique dans MSAP .....	69
III.8.1 Contexte et position du problème .....	69
III.8.2 Résultats de simulations.....	72
III.9 Commande Mode glissant par Super-Twisting appliquée au système du Chua.....	76
III.9.1 Application de la commande super twisting au système de Chua.....	76
III.9.2 Résultats des simulations .....	77
III.10 Conclusion.....	79

## **Chapitre. IV : Observation pour les Systèmes Chaotiques**

IV.1 Introduction .....	80
IV.2 C'est quoi un observateur .....	80
IV.3 Conditions d'observabilités.....	81
IV.4 Observabilité et condition de rang .....	82
IV.5 Observateur non linéaire .....	84
IV.5.1 Principe de fonctionnement d'un observateur linéaire.....	84
IV.6 Relation entre les systèmes chaotiques et les observateurs: .....	86
IV.6.1 Cryptage par addition .....	86
IV.6.2 Cryptage par commutation .....	86
IV.6.3 Cryptage par modulation .....	87
IV.6.4 Cryptage par inclusion.....	88
IV.6.5 Observateurs à entrées inconnues.....	88
IV.6.6 Observateur grand gain.....	88
IV.6.7 Décryptage par inversion.....	89
IV.7 Transmission basée sur la synchronisation de systèmes chaotiques .....	90
IV.8 Synthèse d'un observateur pour les systèmes chaotiques.....	90
IV.9 Application de l'observateur à mode glissant pour les systèmes chaotiques.....	90
IV.10 Résultats de simulations .....	93
IV.11 Conclusion.....	96
Conclusions générale et perspectives.....	97

### Bibliographies

### Annexes

- Annexe A : Observabilité des systèmes non linéaires
- Annexe B : Réalisation du régulateurs PI (proportionnelle-intégrale)

### Nomenclatures

---

# Liste des Figures

---

## Liste des Figures

<b>Figure.I.1</b>	Réponse temporelle de l'état d'un system pour deux conditions initiales (0,5, 0,6, 0,5) - (0,1, 0,1, 0,1).....	8
<b>Figure.I. 2</b>	Attracteur du système chaotique de Chua. ....	8
<b>Figure. I.3</b>	Divergence de deux trajectoires dans le plan de phase. ....	11
<b>Figure. I.4</b>	Exposant de Lyapunov. ....	12
<b>Figure.I.5</b>	Diagramme de bifurcation.....	13
<b>Figure. I.6</b>	Route vers le chaos doublement de période .....	14
<b>Figure. I.7</b>	Différents types de crises. (a) crise des frontières. (b) La crise de l'intérieur. (c) crise de fusion d'attracteur [3].....	15
<b>Figure. I.8</b>	Addition d'une période route vers le chaos obtenu à l'aide de l'oscillateur de Chua.....	16
<b>Figure. I.9</b>	Attracteur de Lorenz avec trois conditions initiales déférant (a) plans des phases 2D, (b) plans des phases 3D, .....	19
<b>Figure. I.10</b>	Les états $x_1$ $x_2$ $x_3$ en fonction du temps Système chaotique de Rössler. ....	20
<b>Figure. I.11</b>	Attracteur de Rössler. ....	21
<b>Figure. I. 12</b>	Les trajectoires chaotiques du système de Genesio-Tesi. ....	22
<b>Figure.II.1</b>	Classification des machines synchrones.....	32
<b>Figure.II.2</b>	Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	32
<b>Figure.II.3</b>	Exposant de Lyapunov.....	37
<b>Figure.II.4</b>	Le portrait de phase de système.....	37
<b>Figure.II.5</b>	Évolutions des états $x(1)$ , $x(2)$ et $x(3)$ en boucle ouverte.....	38
<b>Figure.II.6</b>	Caractéristique de Circuit de Chua.....	39
<b>Figure.II.7</b>	Circuit de Chua : schéma électronique.....	41
<b>Figure.II.8</b>	Comportement chaotique dans l'espace temporel pour le circuit de Chua sous la plateforme ISIS Proteus.....	42
<b>Figure.II.9</b>	Comportement chaotique pour le circuit de Chua (Portrait des phases).....	43
<b>Figure.II.10</b>	Schématique sous ARES.....	44
<b>Figure.II.11</b>	Comportement chaotique dans l'espace temporel pour le circuit de Chua.....	45
<b>Figure.II.12</b>	Comportement chaotiques du circuit de Chua dans l'espace des états.....	46
<b>Figure.II.13</b>	Résultats expérimentaux évolutions des états $x(1)$ , $x(2)$ et $x(3)$ en boucle ouverte.....	46
<b>Figure.II.14</b>	Banc d'essai expérimental pour le contrôleur PI analogique.....	47
<b>Figure.II.15</b>	Circuit de Chua (a) Schéma globale sous logicielle Proteus (b) caret de circuit de Chua.....	48
<b>Figure.II.16</b>	Banc d'essai expérimental pour le contrôleur numérique à base de DSpace....	49
<b>Figure. III. 1</b>	Modes de fonctionnement dans le plan.....	52
<b>Figure. III. 2</b>	Commande appliquée au système. ....	54
<b>Figure. III. 3</b>	Le phénomène de "Chattering" .....	54



<b>Figure. III. 4</b>	La valeur continue prise par la commande lors des commutations entre $U_{min}$ et $U_{max}$ .....	55
<b>Figure. III. 5</b>	Définition de la fonction $U_n$ .....	56
<b>Figure. III. 6</b>	La fonction adoucie .....	57
<b>Figure. III. 7</b>	(A) Variation de l'état $x_1$ et $y_r$ en fonction du temps, (b) la variation de l'erreur statique.....	59
<b>Figure. III. 8</b>	Résultats expérimentales mode glissant d'ordre un : (a), (b) représente les variations de sortie $x_1$ $x_2$ et $y_r$ .....	60
<b>Figure. III. 9</b>	Convergence des états vers le point d'équilibre pour le système de Genisio-Tesi .....	62
<b>Figure. III. 10</b>	Convergence des états vers le point d'équilibre pour le système de Genisio-Tesi avec perturbation.....	66
<b>Figure. III. 11</b>	Variation de la sortie avec le signal de référence (MGOS).....	66
<b>Figure. III. 12</b>	Test de robustesse (signal triangulaire) (MGOS).....	66
<b>Figure. III. 13</b>	Réponses du système avec le contrôle en action à $t = 4,5$ s. (A) Vitesse. (B) courant de l'axe q. (C) courant de l'axe des d. (D) la loi de la commande. (E) erreurs statique .....	73
<b>Figure. III. 14</b>	Réponses du système en présence de l'incertitude du modèle et des perturbations externes avec le contrôle en action $t = 4,5$ s. (A) Vitesse. (B) courant de l'axe q. (C) courant de l'axe des d. (D) la loi de la commande. (E) erreurs statique.....	74
<b>Figure. III. 15</b>	Réponses du système avec présence du bruit blanc avec le contrôle à $t = 4,5$ s. (A) Vitesse. (B) courant de l'axe q. (C) courant de l'axe d. (D) la loi de la commande. (E) erreurs statique.....	75
<b>Figure. III. 16</b>	La variation de la sortie avec référence.....	78
<b>Figure. III. 17</b>	La variation de la loi de commande .....	78
<b>Figure. IV. 1</b>	Schéma fonctionnel d'un observateur d'état .....	85
<b>Figure. IV. 2</b>	Méthode par addition.....	86
<b>Figure. IV. 3</b>	Principe de cryptage par commutation .....	87
<b>Figure. IV. 4</b>	Principe de cryptage par modulation.....	87
<b>Figure. IV. 5</b>	Observateurs à entrées inconnues.....	88
<b>Figure. IV. 6</b>	Principe du cryptage par inversion .....	89
<b>Figure. IV. 7</b>	Evolution des états de système en boucle ouvert sans bruit : (A) : $x_1\_esti$ , (B) $x_2\_esti$ , (C) : $X_3\_esti$ et (D) dynamique des erreurs statiques .....	93
<b>Figure. IV. 8</b>	Evolution des états de système en boucle ouvert avec bruit : (A) : $x_1\_esti$ , (B) $x_2\_esti$ , (C) : $X_3\_esti$ et (D) dynamique des erreurs statiques.....	94
<b>Figure. IV. 9</b>	Evolution des états de système en boucle fermé sans bruit : (A) : $x_1\_esti$ , (B) $x_2\_esti$ , (C) : $X_3\_esti$ et (D) dynamique des erreurs statiques .....	94
<b>Figure. IV. 10</b>	Evolution des états de système en boucle fermé avec bruit : (A) : $x_1\_esti$ , (B) $x_2\_esti$ , (C) : $X_3\_esti$ et (D) dynamique des erreurs statiques .....	95

## Liste des Tableaux

Tableau I.1 signe de l'exposant de Lyapunov et ses significations.....	11
Tableau.II.1 caractéristiques de circuit de Chua .....	48

---

# **Introduction Générale**

---

## Introduction générale

Le chaos est défini comme un comportement particulier d'un système dynamique déterministe non linéaire. La notion de déterminisme provenant du fait que le système considéré est complètement caractérisé par son état initial et sa dynamique [1] [2] [3].

Dans un système déterministe non chaotique, les conditions initiales voisines conduisent à des évolutions voisines. Un système chaotique est un système déterministe soumis à une loi d'évolution qui peut être extrêmement simple et régulière, mais dont l'évolution est extrêmement compliquée et parfaitement irrégulière. Ceci lui confère un comportement imprévisible au cours du temps. Par ailleurs, ces systèmes présentent une très grande sensibilité aux conditions initiales. Le comportement chaotique peut être observé dans la nature comme dans les dispositifs manufacturés.

La théorie du chaos est considérée comme l'une des trois révolutions dans les sciences physiques du vingtième siècle selon le philosophe Daniel Parrochia. La relativité a éliminé l'illusion Newtonien d'espace absolu et du temps, la théorie quantique a éliminé les rêves Newtonien d'un processus mesurable et vérifiable et le chaos a éliminé la fantaisie Laplacienne de prévisibilité déterministe [3]. Le chaos a donc reçu une attention croissante en raison de ses applications potentielles dans divers domaines, et de nombreuses applications pratiques, y compris l'ingénierie, la chimie, la biologie, etc...

Le développement chronologique de la théorie du chaos peut être résumé comme suit :

1890 - Le roi Oscar II de Suède octroie un prix au premier chercheur qui pourrait déterminer et résoudre le problème des n-corps et ainsi prouver la stabilité du système solaire

1900 - Henri Poincaré gagne le premier prix du Roi Oscar II. Etant le plus proche à résoudre le problème de n-corps.

En 1963 le météorologue Edward Lorenz expérimentait une méthode lui permettant de prévoir les phénomènes météorologiques, c'est par pur hasard qu'il observa qu'une modification minime des données initiales pouvait changer de manière considérable ses résultats.

Ce comportement irrégulier et imprévisible a été habituellement considéré comme un ennui à éviter. De plus, le négliger ne résoud pas les problèmes.

Afin de supprimer le chaos, une méthode de commande ou un système de contrôle est plus que nécessaire. Le problème de contrôle du chaos a attiré l'attention des chercheurs et des ingénieurs et a pris une nouvelle dimension au début des années 1990. Son évolution est remarquable essentiellement sur les techniques de conception de commande non linéaires. Le concept du contrôle est introduit dans la physique moderne pour signifier que tout processus ou

mécanisme dans un système dynamique lui permet :

- ✓ Synchroniser où stabiliser le chaos quand celui-ci est bénéfique.
- ✓ De l'éliminer complètement quand il est nocif.

**Notre travail dans le cadre de cette thèse concerne la commande et l'observation par mode de glissant des systèmes chaotiques notamment nonlinéaire et mal définis.**

Le premier objectif de cette recherche est de contrôler le comportement chaotique pour les systèmes électriques notamment le circuit Chua et la machine synchrone à aimant permanent en régime chaotique. On peut noter que durant les deux dernières décennies, plusieurs travaux ont été consacrés à la commande des systèmes chaotiques en raison de leurs intérêts. Le contrôle linéaire et non linéaire [4] - [6], la linéarisation de la carte de Poincaré appelée aussi la méthode OGY [7], le contrôle adaptatif [8], le contrôle flou [9] et le contrôle à base de structure variable.

Le deuxième objectif, consiste à la synthèse d'observateur non-linéaire pour les systèmes électriques chaotiques. En effet le problème d'estimation d'état et de synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques est un domaine de recherche qui a été abordé depuis les années soixante et qui reste actuellement un domaine très actif. On note que le besoin d'estimation d'état est motivé par de nombreuses applications telles que la détection de défauts [10], la commande [11] - [13], et la synchronisation des systèmes dynamiques [8] [14] - [16], etc.

Au sein de laboratoire de Génie Electrique et de Plasmas (LGEP) à l'Université d'Ibn Khaldoun de Tiaret. Nous avons développé deux bancs d'essai, le premier consiste à réaliser un contrôleur PI analogique à base des amplificateurs opérationnels, le deuxième a pour objectif d'une implémentation des algorithmes numériques.

Cette thèse est organisée comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art sur les systèmes chaotiques et les travaux de recherche réalisés. Dans un premier temps, nous rappelons les principales définitions mathématiques relatives aux systèmes chaotiques, notamment des notions préliminaires sur les dynamiques du comportement chaotique, nous présentons quelques exemples des systèmes chaotiques. Nous terminerons ce chapitre par une présentation des principales méthodes de commande en expliquant brièvement le principe de chaque méthode.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons une modélisation pour les systèmes chaotiques électriques notamment le circuit de Chua et la machine synchrone à aimant permanent MSAP. Ces modèles vont servir comme un moyen nécessaire pour appliquer les lois de commande et tester les méthodes synthétisées en simulation développées par nous-même.

Les travaux du troisième chapitre concernent le développement des lois de commande

basées sur la technique de mode glissant. Dans un premier temps on va faire la synthèse d'une loi de commande appelé super twisting appliquée sur le circuit de Chua. En effet, pour éliminer ou supprimer l'effet de chaos dans la machine synchrone à aimant permanent, nous avons développé une loi de commande par mode glissant convergeant en temps fini " ' finit time' " appliquée à la machine MSAP. On montre également comment fournir les outils appropriés pour diriger la trajectoire chaotique vers des trajectoires désirées.

Dans quatrième chapitre, on présente la synthèse d'un observateur à mode glissant et son application pour le circuit de Chua.

Nous terminons cette thèse par une conclusion et des perspectives de recherche dans le contexte des résultats obtenus.

# Chapitre I

---

**Etat de l'art : Comportement  
des Systèmes Chaotiques et  
Méthodes de Contrôle**

---

## **I.1 . Introduction**

Dans ce chapitre, nous allons exposer les moyens d'étudier et de reconnaître un comportement chaotique. Nous allons poser les bases pour comprendre les différentes situations pouvant amener un système dynamique non linéaire ne présentant pas de comportement chaotique vers une dynamique chaotique, par l'influence d'un ou de plusieurs paramètres du système. Nous étudions les attracteurs et définissons les exposant de Lyapunov qui constituent l'une des caractérisations quantitatives du chaos les plus fondamentales. Car elle s'attache à mesurer la sensibilité aux conditions initiales. Pour terminer nous donnons des exemples sur les systèmes chaotiques en citant quelque méthode de control de ces systèmes.

## **I.2 . Généralités sur les systèmes chaotiques**

La théorie du chaos est bien connue comme une des trois révolutions dans les sciences physiques du vingtième siècle selon le philosophe Daniel Parrochia. En effet, La relativité a éliminé l'illusion Newtonien d'espace absolu et du temps, la théorie quantique a éliminé les rêves Newtonien d'un processus mesurable et vérifiable et le chaos a éliminé la fantaisie Laplacienne de prévisibilité déterministe[17].

Le terme chaos a été introduit avec sa signification actuelle en 1976 par Jim Yorke, un mathématicien de l'université du Maryland. Mais le début des études du chaos ont démarré avec Henri Poincaré au début du XXe siècle, elles ont été repris en 1963 par le météorologue américain Edward Lorenz, professeur de mathématiques au MIT (Massachusetts Institute of Technology) qui est considéré d'après ses recherches sur le chaos, le père officiel. Depuis, ce concept a envahi beaucoup de domaines qu'ils soient physiques, mathématiques, politiques, économique, sociologique ou religieux [18].

La définition qu'on donne au chaos dans le domaine de la physique est que c'est un phénomène qui apparaît dans les systèmes dynamiques déterministes non linéaires. Il présente un aspect fondamental d'instabilité appelé sensibilité aux conditions initiales, ce qui le rend imprédictible en pratique à long terme. Une autre caractéristique du système chaotique est son évolution qui semble aléatoire.



### **I.3 . Les Systèmes dynamiques :**

#### **I.3.1 . Systèmes dynamiques autonomes**

Un système dynamique autonome du n-ordre est défini par  $\dot{x} = f(x), x(t_0) = x_0$ . La solution correspondante est  $\phi_t(x_0)$ , et  $\phi_t(x_0)$ , est appelé flux. Pour les systèmes autonomes et continus, le champ vectoriel  $f$  ne dépend pas du temps  $t$  [12] [18].

#### **I.3.2 . Systèmes dynamiques non autonomes**

Un système dynamique non autonome du n-ordre est défini par  $\dot{x} = f(x, t), x(t_0) = x_0$ . Le flux sous-jacent correspondant est  $\phi_t(x_0, t_0)$ . Pour les systèmes continus non autonomes, le champ vectoriel  $f$  dépend non seulement de la variable d'état  $x$  mais aussi du temps  $t$ .

### **I.4 . Les Systèmes Dynamiques chaotiques :**

Afin de représenter ces systèmes dynamiques nous allons donner des concepts et des définitions qui nous permettront par la suite de se familiariser avec les phénomènes chaotiques.

#### **I.4.1 . Concept mathématique**

Considérons le système dynamique continu dans le temps suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = F(x) \\ y(t) = h(x) \\ x(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Où :  $x = x(t) \in \mathbb{R}^n$

**DEFINITION I.1**

*L'ensemble fermé  $\Omega \in \mathbb{R}^n$  est appelé un attracteur pour le système (I.1) : a- S'il existe un sous ensemble ouvert,  $\Omega_0 \subset \Omega$  tel que toutes les trajectoires  $x(t)$  du système (I.1), commençant dans  $\Omega_0$  sont définies pour tout  $t > 0$  et tendent vers  $\Omega$  quand  $t \rightarrow \infty$  c.à.d , Si  $x_0 \in \Omega_0$  et  $\|x - y\|$  représente la distance entre le point  $x$  et l'ensemble limite  $\Omega$ , alors  $\|x - y\| \rightarrow 0$  quand  $t \rightarrow \infty$  b- Aucun autre sous ensemble de  $\Omega$  a cette propriété[18].*

**DEFINITION I.2**

*On appelle attracteur un ensemble de points vers lequel converge la trajectoire de l'espace des phases.*

**DEFINITION I.3**

*Un système dynamique est appelé un système chaotique s'il a au moins un attracteur chaotique.*

**DEFINITION I.4**

*A partir de quelques itérations, on considère que l'ensemble des points de l'espace des phases décrit l'attracteur.*

**DEFINITION I.5**

*Un système chaotique est un système dont l'exposant de Lyapunov est strictement positif*

## **I.4.2. Caractérisation du chaos**

Le chaos ne signifie pas l'absence d'ordre ; il se rattache plutôt à une notion d'imprévisibilité, d'impossibilité de prévoir une évolution à long terme du fait que l'état final dépend de manière si sensible de l'état initial. On appelle donc un système dynamique chaotique, un système qui dépend de plusieurs paramètres et qui est caractérisé par une extrême sensibilité aux conditions initiales. Il n'est pas donc déterminé ou modélisé par des systèmes d'équations linéaires ni par les lois de la mécanique classique [2]. Parmi ces systèmes, on peut citer quelques exemples, l'atmosphère, un robinet qui goutte, un pendule excité dans un champ magnétique, etc. Ces quelques systèmes se démarquent par leurs dimensions et l'origine de leurs mouvements. Il existe plusieurs définitions possibles du chaos. Ci-dessous, nous présentons quelques caractéristiques qui permettent de comprendre les points marquants d'un système chaotique.

### **I.4.2.1. Sensibilité aux conditions initiales**

Considérons un système dynamique défini par

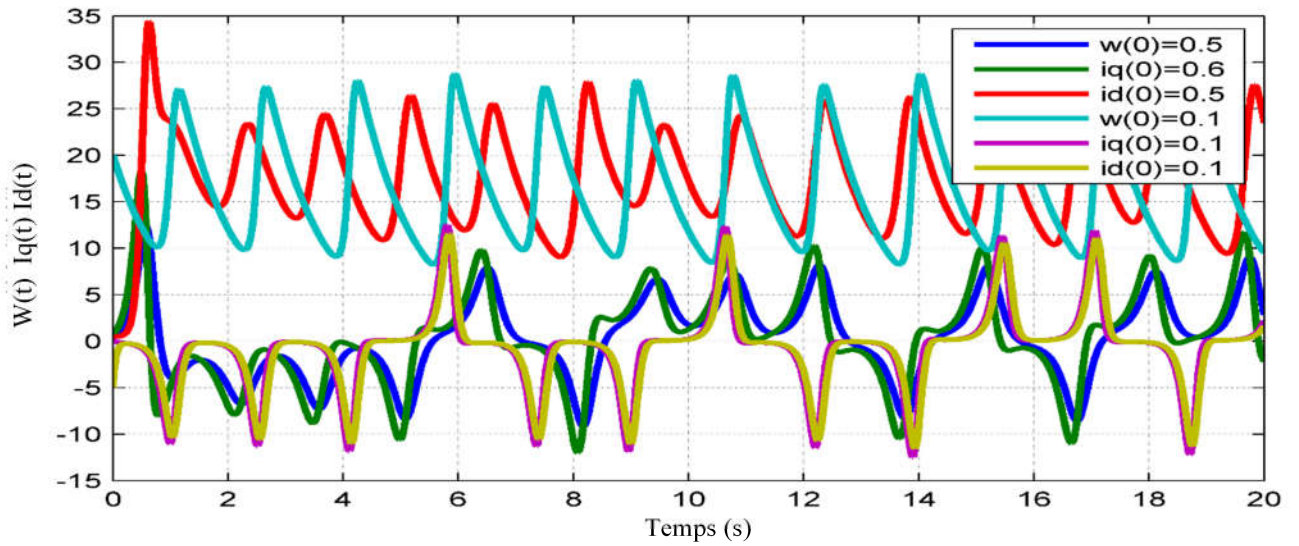
$$x(k+1) = f(xk) \quad (I.2)$$

Où  $xk \in \mathbb{R}$  est le vecteur d'état et  $f: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$  une fonction non linéaire. La suite  $x_0, x_1, \dots$  est appelée orbite ou trajectoire de phase.

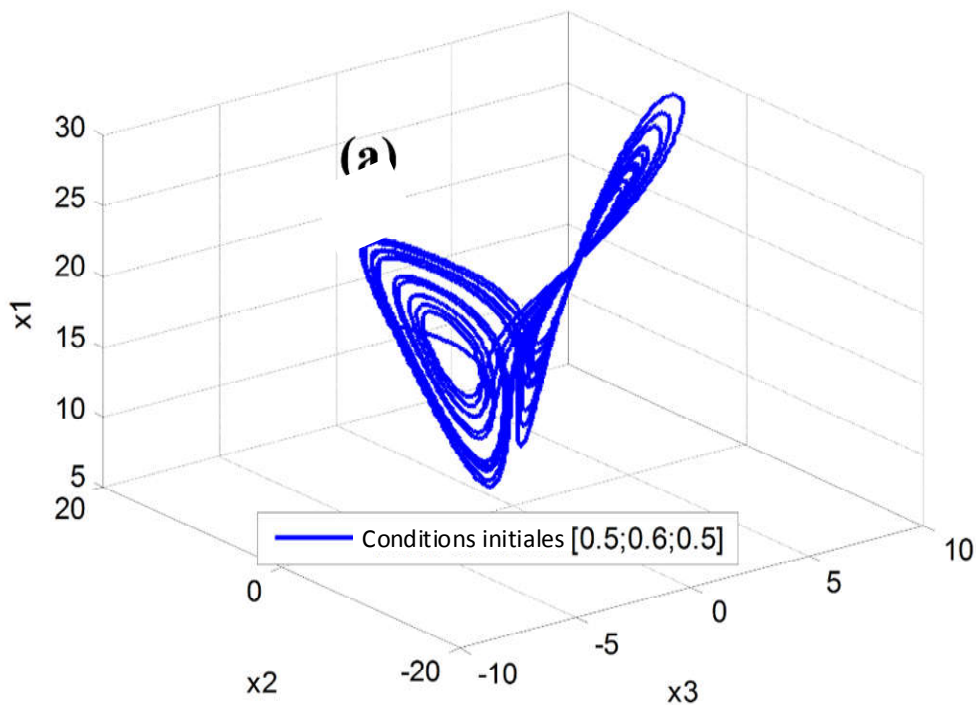
La sensibilité aux conditions initiales communément appelée « Effet Papillon » a été popularisée par le météorologue Edward Lorenz, un battement d'aile d'un papillon à PARIS peut provoquer une tempête à NEWYORK. Elle se caractérise par le fait que la distance entre deux trajectoires de phase initialement voisines, tend à augmenter de manière rigoureuses (souvent exponentielle) au cours du temps. Les phénomènes chaotiques se sont des phénomènes de comportement apériodique a long terme dans les systèmes déterministes. Elles sont très sensible aux conditions initiales, c'est à dire que même si les conditions initiales sont presque identiques les trajectoires se séparent assez rapidement [19].

Pour mettre en évidence les caractéristiques d'un système chaotique, prenons comme exemple *le modèle de Chua* qui le modèle de base.

La figure.I.1 représente l'évolution en fonction du temps des trajectoires chaotiques du système de Chua et illustre une évolution complexe, non périodique et imprévisible. C'est l'aspect aléatoire des systèmes chaotiques.



**Figure.I.1 :** Réponse temporelle de l'état d'un système pour deux conditions initiales (0,5, 0,6, 0,5) - (0,1, 0,1, 0,1).



**Figure. I. 2 :** Attracteur du système chaotique de Chua.

L'évolution dans le temps d'une trajectoire chaotique apparaît comme aléatoire, cependant l'observation de la trajectoire dans l'espace des phases, lorsque  $t$  tend vers l'infini, décrit une forme particulière qui présente une structure fractale : c'est l'attracteur étrange – Ceci est illustré dans la figure.I.2.ou  $x_1 = \nu c_1, x_2 = \nu c_2, x_1 = I_L$

#### **I.4.2.2. La non-linéarité**

Un système chaotique est un système dynamique non linéaire. Un système linéaire ne peut pas être chaotique. La notion de système dynamique est relative à tous les systèmes dont l'évolution dépend du temps. En général, pour prévoir des phénomènes réels générés par ces systèmes, la démarche consiste à construire un modèle mathématique qui établit une relation entre un ensemble de causes et un ensemble d'effets (Causes/effets). Si cette relation est une opération de proportionnalité, le phénomène est linéaire. Dans le cas d'un phénomène non linéaire, l'effet n'est pas proportionnel à la cause.

#### **I.4.2.3. Le déterminisme**

Un système chaotique a des règles fondamentales déterministes et non probabilistes. Il est généralement régi par des équations différentielles non linéaires qui sont connues.

#### **I.4.2.4. L'imprévisibilité.**

En raison de la sensibilité aux conditions initiales qui peuvent être connues seulement à un degré fini de précision.

#### **I.4.2.5. L'irrégularité.**

En plus de la sensibilité aux conditions initiales, une autre caractéristique des systèmes chaotiques est que le comportement est imprévisible et aléatoire. Celui-ci correspond à une évolution complexe, non périodique et non prédictible caractérisant un système chaotique [20].

### **I.5 . Test du chaos dans un système dynamique**

Pour déterminer si le système est chaotique ou non certains tests sont obligatoires. Dans un système dynamique, il est déterminé par élimination des comportements. C'est-à-dire si le comportement d'un système dynamique n'est pas un point fixe, ni périodique ou quasi périodique, on conclut alors qu'il est chaotique. Cette méthode n'est pas valable dans le cas d'un

système affecté par un bruit, et lorsque la séquence qu'il génère n'est pas connue. En conséquence les scientifiques ont proposé des solutions basées sur une approche statistique dont la plus utilisée pratiquement est celle *des exposants de Lyapunov*, en raison de sa performance et de son coût de calcul relativement réduit. On peut ainsi quantifier la divergence des trajectoires d'un système dynamique issues des conditions initiales différentes en calculant son exposant de Lyapunov, dont la valeur est un indicateur utilisé pour tester le chaos dans le système.

## **I.6 . Critères pour le chaos**

### **I.6.1 . Exposant de Lyapunov**

La sensibilité aux conditions initiales, l'attracteur étrange, l'évolution aléatoire et le spectre sont mises en évidence par simulation ou expérimentalement pour caractériser le comportement des systèmes chaotiques. Afin de répondre aux besoins de quantifier le chaos et mesurer la sensibilité des systèmes aux conditions initiales et les taux de divergence des trajectoires, une méthode analytique basée sur le calcul des exposants de Lyapunov sera utilisé. Pour cette raison on mesure sinon on estime la vitesse de divergence ou de convergence. Cette vitesse est donnée par l'exposant de Lyapunov qui caractérise le taux de séparation de deux trajectoires très proches. Donc deux trajectoires dans le plan de phase initialement séparées par un taux  $Z_1$  divergent après un temps  $\Delta t = t_1 - t_2$  vers  $Z_2$  tel que :

$$|z_2| = \exp(\lambda.\Delta t)|z_1| \quad (I.3)$$

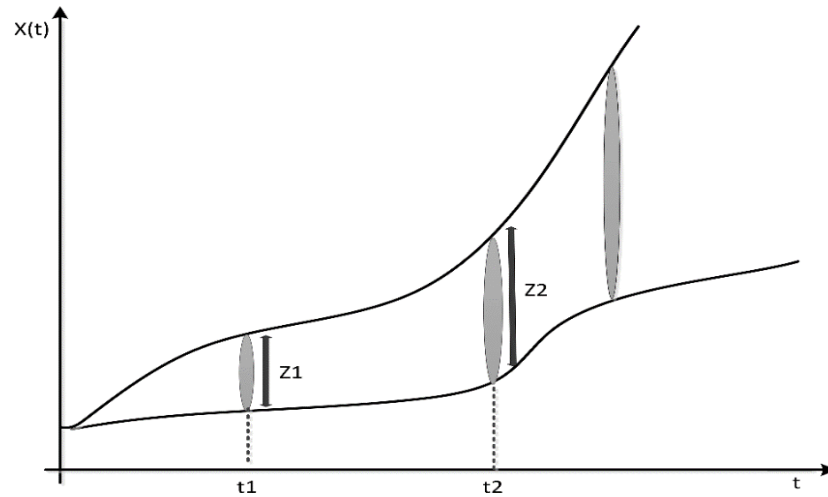
Considérons un système dynamique dont l'espace des phases est de dimension  $n$  et prenons  $t = 0$  une hyper sphère infiniment centre en  $X$  appartenant à l'attracteur ( $X \in R^n$ ) avec un rayon  $\varepsilon_0$ . Au temps  $t \gg 0$ , cette hyper sphère se transforme en une hyper-ellipsoïde de  $n$  demi-axe

$$\varepsilon_i(t) \approx \varepsilon_0 \exp(\lambda_i t) \quad (I.4)$$

Avec  $i=1, 2, \dots, n$

Les exposants de Lyapunov sont tels que :

$$\lambda_i = \lim_{t \rightarrow \infty} \lim_{\varepsilon_0 \rightarrow 0} \left( \frac{1}{t} \right) \cdot \log \left( \frac{\varepsilon_t}{\varepsilon_0} \right) \quad (I.5)$$

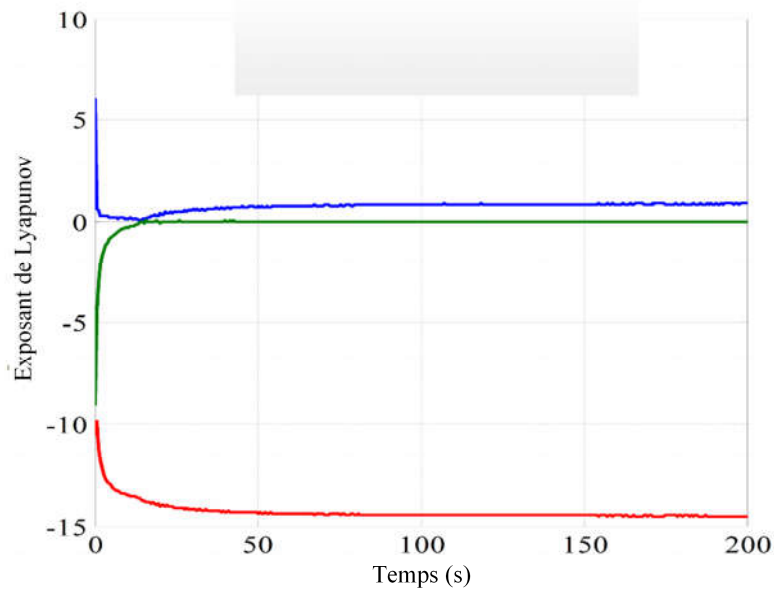


**Figure. I.3 :** Divergence de deux trajectoires dans le plan de phase.

Une fois les exposants de Lyapunov calculés, on peut définir la nature des systèmes en considération. Si les exposants sont tous négatifs ou nuls et que leur somme est négative donc l'attracteur est non chaotique. Par contre, s'il existe au moins un exposant de Lyapunov positif figure.I.4 alors que la somme des exposants est négative, alors il s'agit d'un attracteur chaotique [21]. Il peut exister d'autre système plus sévère, comme exemple le système hyper chaotique tel que le *système de Chen* possèdent plus qu'un exposant de Lyapunov positif [14]. Le tableau 1.1 présente le signe de l'exposant de Lyapunov et ses significations.

**Tableau 1.1** Signe de l'exposant de Lyapunov et ses significations

Etat	Attracteur	Dimension	Exposants de Lyapunov
Point d'équilibre	Point	0	$\lambda_n \leq \dots \leq \lambda_1 \leq 0$
Périodique	Cercle	1	$\lambda_1 = 0 \quad \lambda_n \leq \dots \leq \lambda_2 \leq 0$
Période d'ordre 2	Tore	2	$\lambda_1 = \lambda_2 = 0 \quad \lambda_n \leq \dots \leq \lambda_3 \leq 0$
Période d'ordre K	K-Tore	K	$\lambda_1 = \dots = \lambda_k = 0 \quad \lambda_n \leq \dots \leq \lambda_{k+1} \leq 0$
Chaotique		Non entière	$\lambda_1 > 0 \quad \sum_{i=1}^n \lambda_i < 0$
Hyper chaotique		Non entière	$\lambda_1 > 0 ; \lambda_2 > 0 \quad \sum_{i=1}^n \lambda_i < 0$



*Figure. I.4 : Exposant de Lyapunov.*

## **I.7 . Diagramme de Bifurcation**

La génération d'un système chaotique n'est pas immédiate. En effet, le système n'évolue pas d'un état inexistant à un état chaotique sans passer par des transitions. Considérons que la dynamique étudiée dépende d'un paramètre de contrôle. En variant ce paramètre, le système peut passer d'un état stationnaire à un état périodique, puis au-delà d'un certain seuil, suivre un scénario de transition et devenir chaotique. Dans les équations de Lorenz par exemple et les autres attracteurs, la résolution du système n'apporte pas toujours le chaos. Ce régime n'apparaît que pour certaines valeurs des paramètres. Pour caractériser le chaos, il peut être intéressant d'étudier l'apparition du chaos, ce qu'on appelle le scénario vers le chaos figure. I.5.



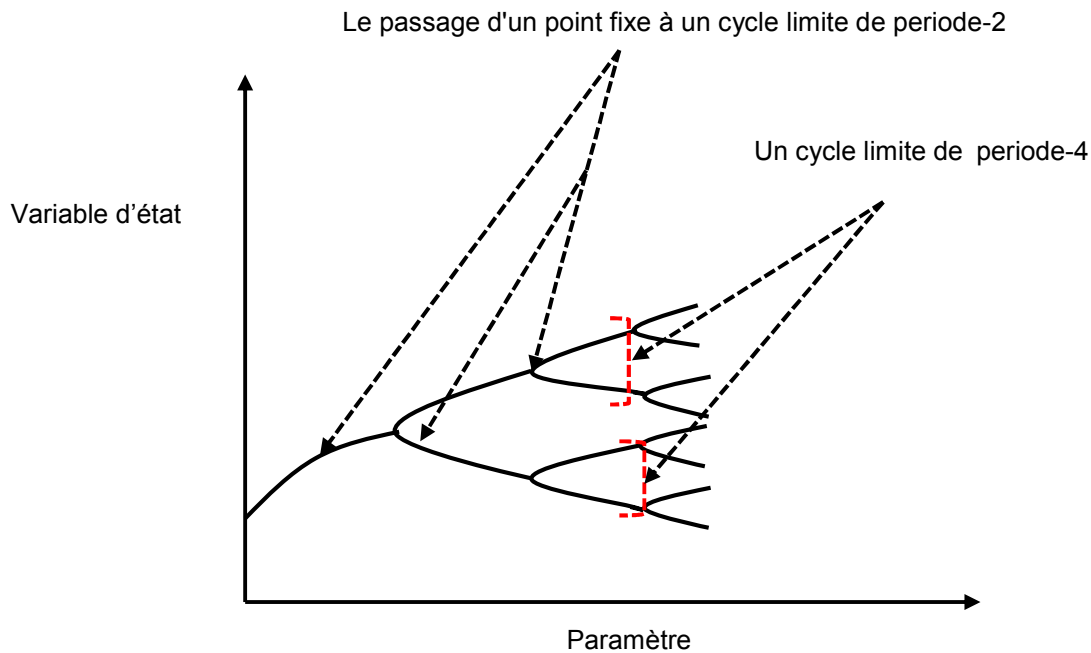


Figure.I.5 : Diagramme de bifurcation

## I.8 . Route vers le chaos

On distingue trois scénarios théoriques d'évolution vers le chaos. Toutes ces évolutions ont permis de classer certains phénomènes expérimentaux comme chaotiques déterministes. On obtient l'apparition du chaos en modifiant la valeur d'un paramètre, que ce soit de manière théorique ou expérimentale.

### I.8.1 . Le doublement de période

Ce scénario a été découvert en même temps par Mitchell Feigenbaum et par les chercheurs français Pierre Couillet et Charles Tresser. L'augmentation d'un paramètre provoque, pour un système périodique, l'apparition d'un doublement de sa période. La période est ensuite multipliée par 4, 8, 16. D'un doublement au suivant, l'augmentation du paramètre est de plus en plus faible, et, à partir d'une certaine valeur, le chaos apparaît, lorsque la période devient infinie, les mouvements deviennent chaotiques, figure.I.6. L'augmentation du paramètre conduit ensuite à la réapparition de régimes périodiques intercalés dans des zones chaotiques.

Ce scénario peut être observé dans un grand nombre d'expériences comme un robinet qui fuit, d'oscillateurs forcés, ou encore l'apparition de la turbulence dans les fluides [12].

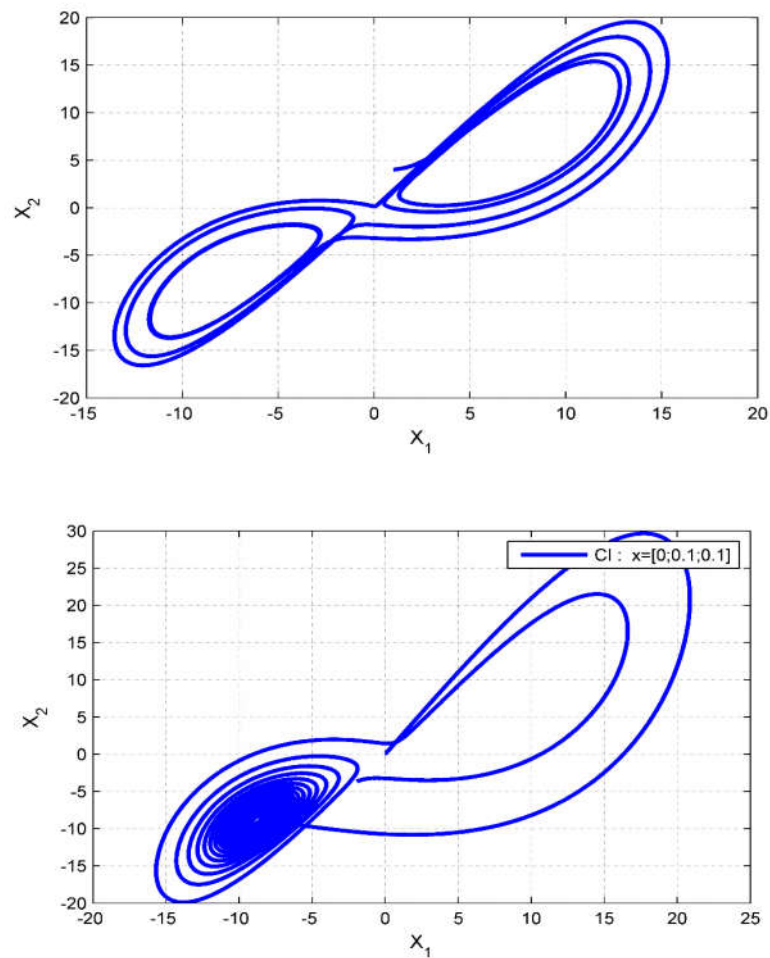


Figure. I.6 : Route vers le chaos doublement de période

### I.8.2. La quasi périodicité

Le deuxième scénario fait intervenir, pour un système périodique, l'apparition d'une deuxième période dont le rapport avec la première n'est pas rationnel. Ce régime est appelé quasi périodique. Il peut, de lui-même où avec l'apparition d'une troisième fréquence gigantesque, donner un régime chaotique. Ce scénario intervient quand on considère deux oscillateurs fortement couplés. Les variations du champ magnétique terrestre, le déroulement des séismes pourrait être expliqué par un modèle de ce genre. On le retrouve aussi dans le cas d'un pendule qui serait stimulé verticalement. [12]

### I.8.3. Transition d'intermittence au chaos

Une autre voie vers le chaos résultant de bifurcations locales est la transition d'intermittence, qui peut être classée en trois types, figure.I.7.

- ✓ Le premier type émane d'une bifurcation de nœud.
- ✓ Le deuxième type est la voie quasi-périodique qui se produit souvent à travers des bifurcations de Hopf.
- ✓ Le troisième type est la bifurcation inversée de la période.

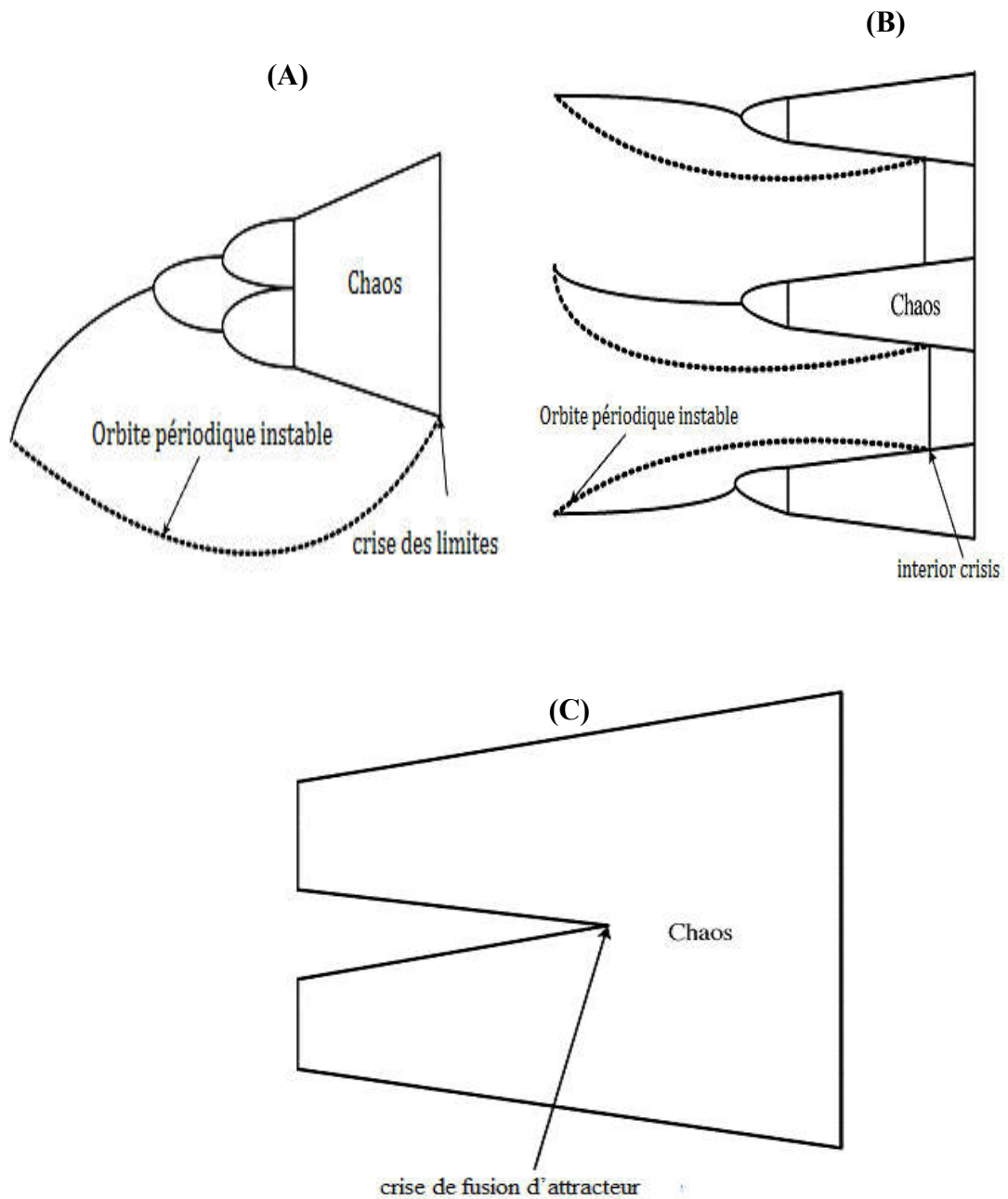


Figure. 1.7 : Différents types de crises. (a) crise des frontières. (b) La crise de l'intérieur. (c) crise de fusion d'attracteur [12].

### I.8.4. Addition d'une période

Dans le quatrième scénario vers le chaos, nous aurons des fenêtres de périodes consécutives séparées par des régions de chaos [2]. En outre, le paramètre étant varié, on obtient une stabilité orbite période- $n$ ,  $n = 1, 2, \dots$  suivie d'une région de chaos, puis une stable période orbite -  $(n + 1)$ , suivie d'un chaos puis d'une stable période orbite  $(n + 2)$  et ainsi de suite, figure.I.8.

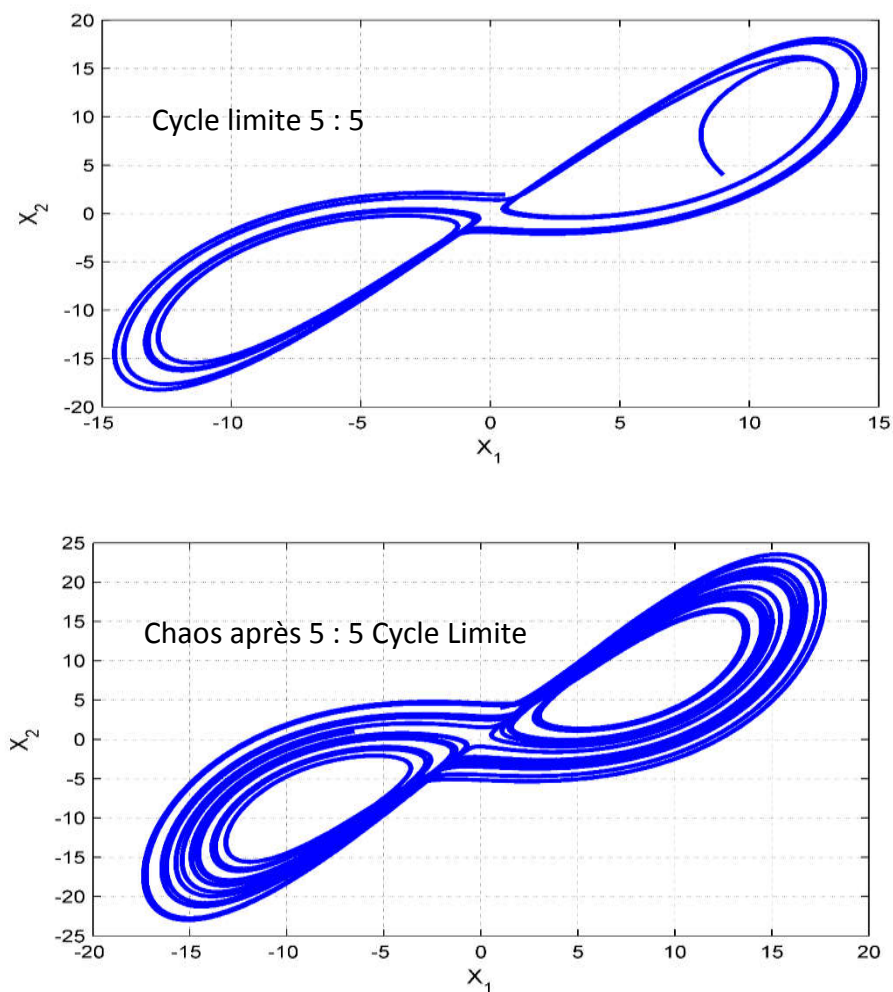


Figure. I.8 : Addition d'une période route vers le chaos obtenu à l'aide de l'oscillateur de Chua

## I.9 . Notions des attracteurs

L'étude du comportement asymptotique d'un système dynamique régi par un flot d'équations différentielles non linéaires révèle très souvent la notion d'attracteur, défini comme l'ensemble compact de l'espace des phases invariant par ce flot et vers lequel convergent toutes

les trajectoires du système. Il existe quatre cas correspondants à des solutions différentes, mettant en évidence des attracteurs différents :

*Le point attracteur* : correspondant à une solution stationnaire constante, donc de fréquence nulle.

*Le cycle limite* : caractérisant un régime périodique, la solution possède une seule fréquence de base.

*Le tore supra  $Tr$  ( $r \geq 2$ )* : cet attracteur correspond à un régime quasi-périodique ayant  $r$  fréquences de base indépendantes (cas le plus simple  $r=2$ , dynamique bi périodique).

*L'attracteur étrange* : cet attracteur est associé à un comportement quasi-aléatoire dit chaotique, caractérisé par un spectre de puissance continue et une fonction d'autocorrélation s'annulant très rapidement. Contrairement aux signaux périodiques (quasi-périodiques) pour laquelle la similitude reste présente pour autant que la périodicité n'est altérée ; ce qui a pour conséquence immédiate la périodicité du comportement du système, le caractère fini de la portée de la fonction d'autocorrélation temporelle pour le régime chaotique met en évidence la perte progressive de la similitude interne et donc l'imprédictibilité. Cette perte de mémoire du signal est due au phénomène de contraction des volumes dans l'espace des phases des systèmes dynamiques dissipatifs, mais aussi et surtout au phénomène de dilatation directionnelle de ces volumes.

### I.10. Exemples de systèmes chaotiques

Dans cette partie, nous exposons les exemples les plus connus et les plus étudiés des systèmes chaotiques.

#### I.10.1. Système chaotique de Lorenz

On rappelle que la théorie du chaos ne s'est véritablement développée qu'à partir de 1960 après les travaux du mathématicien Edward Lorenz. Elle représente une révolution dans la théorie des mathématiques en prouvant qu'il existe des modèles mathématiques déterministes de phénomènes physiques, qui aboutissent après plusieurs itérations à des résultats imprévisibles. Cela est obtenue en variant d'une manière infinitésimale leurs conditions initiales. Le phénomène physique étudié par Lorenz est l'imprévisibilité à longue durée des fluctuations

climatiques dans la nature. Par la suite de ses recherches en 1972, Lorenz a organisé une conférence à « l'American Association for the Advancement of Science », intitulée : « Prédicibilité : le battement d'ailes d'un papillon au Brésil peut-il provoquer une tornade au Texas » [1] [20] [22]. Cette hypothèse veut dire que l'imprévisibilité est devenue une caractéristique essentielle du chaos. Le modèle mathématique du système de Lorenz est donné par :

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \sigma(x_2 - x_1) \\ \frac{dx_2}{dt} = (r - x_3)x_1 - x_2 \\ \frac{dx_3}{dt} = x_1x_2 - bx_3 \end{cases} \quad (I.6)$$

L'attracteur de ce système de Lorenz est présenté dans la figure I.9.a et b dont on remarque, la sensibilité des variables de système aux conditions initiales figure (I.9.a) et l'évolution des variables  $x$  en fonction du temps pour  $[x_{1,0} = 13, x_{2,0} = 9, x_{3,0} = -9]$  figure (I.9.b). ou  $x_{sys1} = x_1, x_{sys2} = x_2, x_{sys3} = x_3$

La structure que nous voyons à la figure.I.9 (a) et (b) est appelée attracteur chaotique étrange. D'après des simulations avec l'outil informatique MATLAB, on constate qu'un petit changement (de l'ordre de 0.1) dans les conditions initiales, l'évolutions des états  $X_{sys1}$ ,  $X_{sys2}$ , et  $X_{sys3}$  en fonction du temps prennent des trajectoires différentes

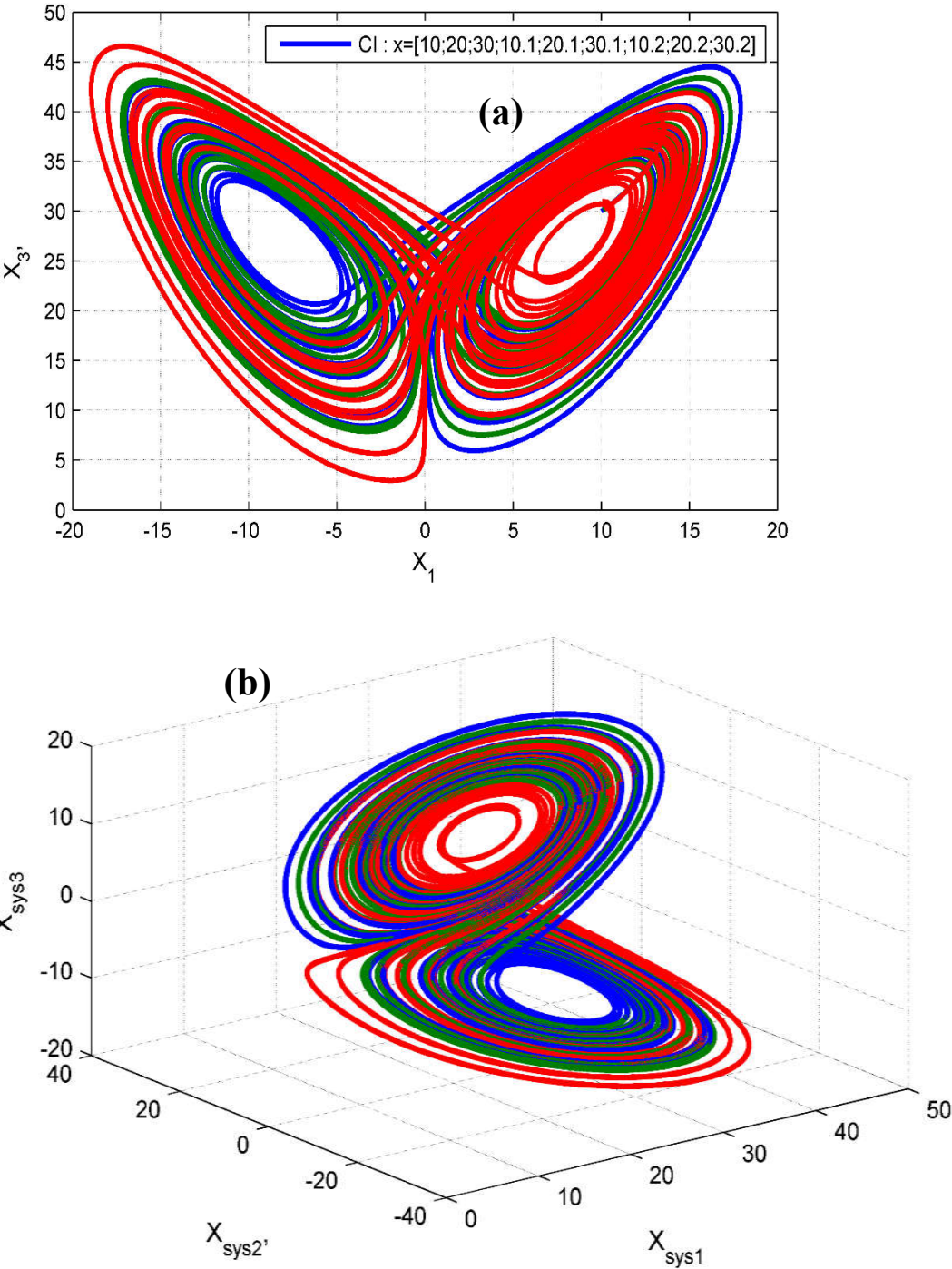


Figure. I.9 : Attracteur de Lorenz avec trois conditions initiales déferant (a) plans des phases 2D, (b) plans des phases 3D,

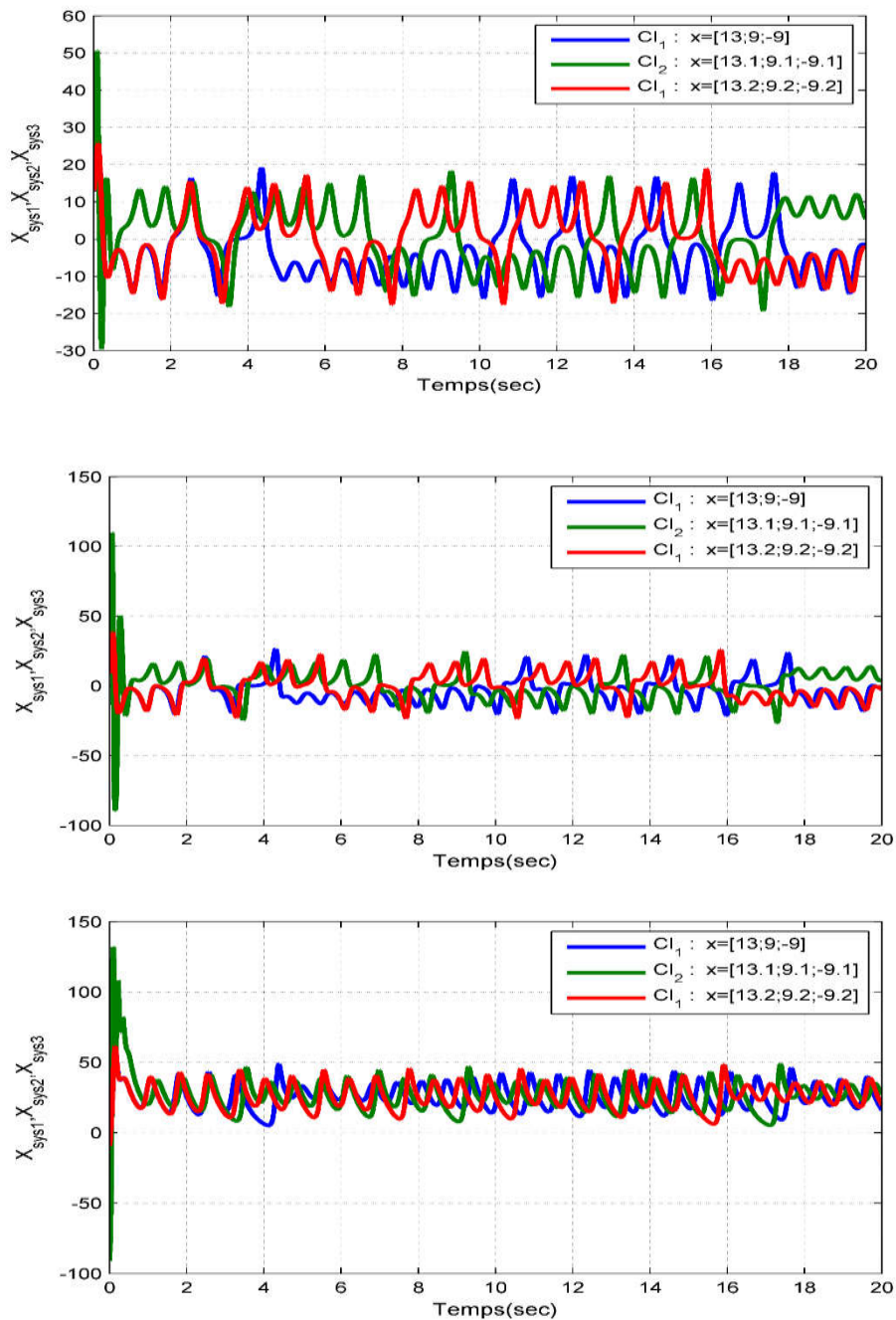


Figure. I.10 : Les états  $x_{sys1}$   $x_{sys2}$   $x_{sys3}$  en fonction du temps Système chaotique de Lorenz.

### I.10.2. Système chaotique de Rössler

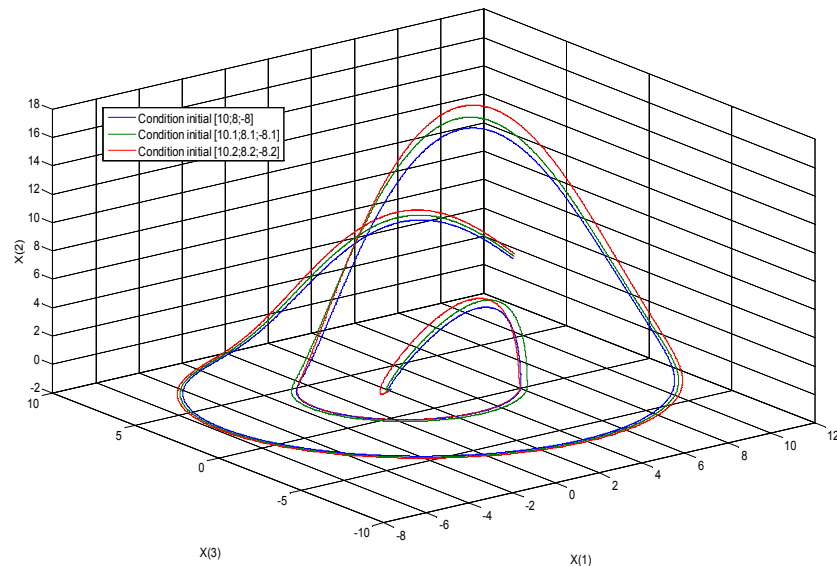
Le système chaotique de Rössler est semblable à celui de Lorenz, a été proposé par le biochimiste Allemand Otto Rössler en 1976. Ce système est basé sur les équations de la mécanique des fluides de Navier Stokes. Le modèle mathématique résultant est [23], [24] :



Le modèle mathématique est donnée comme suit

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -(x_2 + x_3) \\ \frac{dx_2}{dt} = x_1 + ax_2 \\ \frac{dx_3}{dt} = c + x_3(x_1 - b) \end{cases} \quad (I.7)$$

La représentation graphique de ce système est donnée par la figure I.11, où on voit l'évolution des états de l'attracteur de Rössler  $x_1$ ,  $x_2$ , et  $x_3$  en fonction du temps pour des conditions initiales différentes. On voit clairement le comportement chaotique due aux sensibilités des conditions initiales



*Figure. I.11 : Attracteur de Rössler.*

### I.10.3. Système chaotique Genesio–Tesi

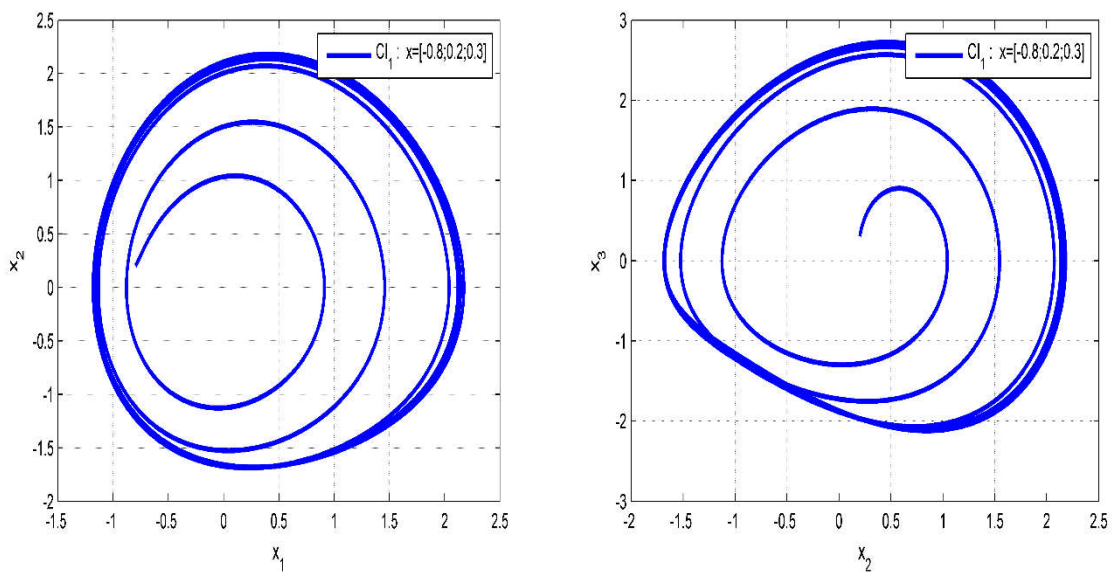
En étudiant les conditions algébriques pour obtenir le chaos dans les systèmes dynamiques, Roberto Genesio et Alberto Tesi ont proposé un nouveau système tridimensionnel produisant des phénomènes chaotiques [11] - [25] [26]. Le système résulte de l'équation différentielle suivante

$$\ddot{x} + a\dot{x} + bx + x(1+x) = 0 \quad (I.8)$$

Qui peut être réécrit en tant qu'un système tridimensionnel

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = x_3 \\ \frac{dx_3}{dt} = -ax_3 - bx_2 - x_1(1+x_1) \end{cases} \quad (I.9)$$

Où **a** et **b** sont les paramètres de bifurcation



*Figure. I. 12 : Les trajectoires chaotiques du système de Genesio-Tesi.*

## I.11 Chaos dans les systèmes électriques

En génie électrique, la recherche sur le chaos a couvert un très large éventail de domaines, y compris, les circuits électroniques, les télécommunications, l'électronique de puissance, les systèmes d'alimentation et les systèmes d'entraînement électriques. Dans la suite de notre travail on va développer certains modèles de systèmes électriques en mettant l'accent sur le chaos.

### I.11.1 Le Chaos dans l'électronique de puissance

Les systèmes électroniques de puissance sont composés par morceaux de circuits commutés. Leur fonctionnement est caractérisé par la commutation cyclique suivant les

topologies de circuit. Ceci résulte sur une dynamique non linéaire. Cela conduit naturellement à l'utilisation des méthodes non linéaires pour leurs conceptions et leurs analyses.

À partir de la fin des années 1980, le chaos a été identifié dans les systèmes de l'électronique de puissance [27], [28]. Des discussions plus approfondies sur l'instabilité et le chaos dans les circuits et les systèmes électroniques de puissance ont été rapportés en 1990 [29], [30]. Depuis, on s'est beaucoup intéressé aux recherches sur le comportement chaotique des systèmes électroniques de puissance, en particulier les convertisseurs DC-DC [31]

L'analyse de l'apparition du chaos dans un simple convertisseur abaisseur a été modélisée et simulée [32] [31], [33] [34], [96]. D'autres travaux sur le chaos dans le convertisseur Buck ont été rapportés. Par exemple, le comportement de bifurcation sous différentes variations de paramètres de circuit, y compris l'inductance de stockage, la capacité de sortie et la résistance à la charge, a été spécifiquement étudié [35], son attracteur chaotique - ont été discutés [36]. De plus, certaines recherches sur la transition soudaine du saut de solution périodique au chaos ont été effectuées [37] montrant que cela est dû à une classe spéciale de bifurcation (la bifurcation frontalière) qui est unique aux systèmes de commutation.

### **I.11.2 Le chaos dans les machines électriques**

L'étude du chaos dans les machines électriques peut être classée comme trois thèmes, à savoir l'analyse des phénomènes chaotiques, le contrôle des comportements chaotiques et l'application de caractéristiques chaotiques.

La bifurcation et le chaos dans les machines électriques ont été étudiés par Zhong Li [92]. Il a identifié que le phénomène chaotique se produit dans les systèmes d'induction sous contrôle indirect orienté vers le champ [38].

Sans tenir compte de la commutation électronique de puissance, les machines synchrones à aimant permanent (MSAP) peuvent se transformer en un système de Lorenz, qui est bien connu pour présenter une bifurcation et un comportement chaotique [39]. De plus, des comportements chaotiques ont été identifiés dans les machines à courant alternatif sans balais ou dans les systèmes d'entraînement synchrones à modulation de fréquence (PWM) [40]

### I.11.3 Le chaos dans les circuits électroniques

Le circuit électronique était l'extension naturelle du chaos théorique à l'électrotechnique pratique. Fondamentalement, l'étude du chaos dans les circuits électroniques peut être regroupée sous forme de circuits cartographiques unidimensionnels, des circuits cartographiques de plus grande dimension, des circuits autonomes à temps continu et des circuits non autonomes à temps continu[41].

Le célèbre circuit de Chua est le représentant de ce type d'oscillateurs. Il est considéré comme le circuit électronique le plus simple pouvant présenter des phénomènes de chaos et de bifurcation (Chua, 2007), vérifiés par analyse théorique [42], [43], simulation par ordinateur [44] et mesure expérimentale [45]. Le circuit de Chua a été inventé en 1983 [46], comme l'illustre la figure I.13. Il est composé de cinq éléments de circuit, à savoir quatre éléments passifs, dont un inducteur, une résistance et deux condensateurs, ainsi qu'un élément actif non linéaire appelé diode Chua. Cette diode Chua est caractérisée par une caractéristique symétrique impaire linéaire par morceaux, qui peut être réalisée par divers circuits [47], [48]. Le circuit de Chua présente un certain nombre de routes distinctes vers le chaos et un attracteur chaotique appelé l'attracteur à « *double scroll* » qui est multi-structurel. D'autres circuits autonomes bien connus présentant un comportement chaotique sont le circuit de Shinriki [49] et le circuit de Matsumoto [50].

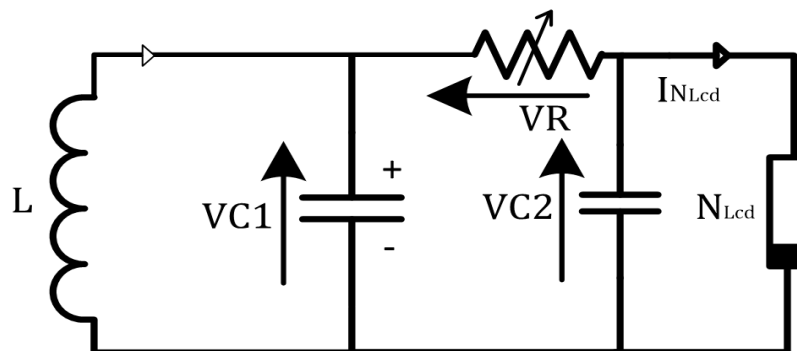


Figure I.13 Circuit de Chua : schéma électronique

## I.12. Contrôle des systèmes dynamiques chaotiques

Les problèmes du contrôle du chaos attiraient l'attention de plusieurs chercheurs et ingénieurs depuis le début de l'année 1990. Plusieurs publications avaient apparues durant les deux dernières décennies, étant surpris par la découverte de J.A.Yorke et ses collaborateurs[23], [63][64]. En 1990, des recherches ont été développées concernant la possibilité de varier les

caractéristiques du système dynamique pour une petite variation des paramètres du système. En utilisant le modèle discret de M. Hénon, ils ont démontré qu'il suffit d'une petite variation dans les paramètres du système pour transformer les trajectoires chaotiques en trajectoires périodique et inversement. Ceci a été confirmé expérimentalement par d'autres publications[24] dans une variété de domaine d'application tel que, les lasers, les systèmes de communications, systèmes chimiques, technologiques et médicales. La conclusion paradoxale est que le chaos ; est imprédictible mais contrôlable. Il a fait l'objet d'un intérêt immense des chercheurs en utilisant toujours des modèles mathématiques, confirmant la possibilité de variation substantielle des caractéristiques pour une variété des systèmes chaotiques naturels et artificiels par une petite variation relative externe dans ses paramètres [51]–[54].

### I.12.1. Contrôle du chaos

Ce comportement irrégulier et imprévisible a été habituellement considéré comme un phénomène à éviter. De plus, le négliger ne résout pas les problèmes. Afin de supprimer le chaos, une méthode dite “de contrôle du chaos” est nécessaire. Ainsi, Ott, Grebogi et Yorke [52] ont développés l'algorithme OGY [52] [56] qui supprime toujours le chaos, suite à des petites perturbations des paramètres accessibles du système. Le système caractérisé par un mouvement chaotique est ainsi amené à un comportement dynamique désire, par exemple une orbite périodique. Depuis, d'autres méthodes ont été proposé pour contrôler le chaos[53]–[55].

Le comportement chaotique peut apprêter dans plusieurs domaines tels que :

- Le domaine de la chimie, l'exemple le plus connue c'est la réaction chimique de Belousov-Zhabotinski(BZ) qui possédant un comportement chaotique. Son contrôle se fait sur les paramètres chimiques [57] par un champ électrique [58] ou par la lumière [59], [60].
- La commande de certaines arythmies cardiaque chaotique [61] peut mener à la conception d'un stimulateur intelligent. Cette voie prometteuse a fait l'objet pour la synthèse d'un contrôleur chaotique basée sur cette stratégie[62].
- Dans le domaine de la physique, le laser connaît parfois des instabilités, ce qui limite fortement son champ d'application. Sa dynamique chaotique est alors contrôlée par des variantes de la méthode OGY [7],[63]–[65].

### **I.12.2. Les problèmes de stabilisation**

Les problèmes de stabilisation de la solution périodique instable (orbite) surviennent dans la suppression de bruit ou élimination des harmoniques dans les systèmes de communication, appareils électroniques, et ainsi de suite. Ces problèmes sont distingués pour le fait que le système contrôlé est fortement oscillatoire, c.à.d. les valeurs propres de la matrice du système linéarisé sont proches de l'axe imaginaire, ces vibrations peuvent être régulières ou quasi régulières ou même chaotique[2]. Les problèmes de suppression des oscillations chaotiques ou les réduire aux oscillations régulières ou les supprimer complètement, [1],[52],[53] [66],[67] peut être formalisé comme suit :

Soit un système non linéaire sous la forme suivante

$$\frac{dx}{dt} = F(x, u) \quad (I.10)$$

Si  $x(t)$  est une trajectoire oscillatoire périodique du système (I.10) sous la condition initiale  $x_{ref}(0)$  tel que,

$$X(t + T) = x(t) \quad (I.11)$$

Pour stabiliser ce mouvement on doit ramener la solution  $x(t)$  du système (I.10) vers  $x_{ref}(t)$  c.à.d.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (x(t) - x_{ref}(t)) = 0 \quad (I.12)$$

Ou conduire la sortie du système  $y(t)$  vers une fonction donnée

$$y_{ref}(t) : \lim_{t \rightarrow \infty} (y(t) - y_{ref}(t)) = 0 \quad (I.13)$$

### **I.13. Les techniques de contrôle des systèmes chaotiques**

Notre travail consiste a développé des lois et techniques de contrôle capables de maintenir le bon comportement des systèmes non linéaire chaotique. Cela exige de synthétiser des lois de commande basées sur le modèle mathématique représentant la dynamique du système

étudié. Plusieurs méthodes et algorithmes seront proposés et développés pour réaliser le contrôle du chaos dans divers systèmes dynamiques non linéaires. Nous citons dans la suite les techniques de contrôles les plus fiables et les plus connues.

### **I.13.1. La contrôlabilité**

Le problème de caractériser la contrôlabilité locale et globale des systèmes non linéaires est difficile et fait partie des problèmes critiques du domaine de la théorie des systèmes non linéaires. Un concept fondamental sur la contrôlabilité d'un système non-linéaire provient du théorème qui énonce ; que si la linéarisation d'un système non linéaire autour d'un point d'équilibre est contrôlable alors le système non linéaire est lui-même localement contrôlable [2], [68], [69]–[71].

$$\text{sys} \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x)u \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

#### **DEFINITION I.6**

*Le système nonlinéaire (I.14) est dit contrôlable, si pour tous points  $x_0, x_1$  dans  $M$ , il existe un temps fini  $T \leq t_0 \leq 0$  et une commande admissible  $u : [t_0, T] \rightarrow U$ , telle que l'unique solution de (I.11) au temps  $t = T$  avec la condition initiale  $x_0(t_0) = x_0$  et pour une commande  $u(x, t)$  donnée,  $x(t)$  satisfait  $x(T) = x_1$ .*

#### **I.13.1.1 . Contrôle linéaire et non linéaire**

Les possibilités d'utiliser les approches traditionnelles et les méthodes de contrôle automatiques aux problèmes de contrôle du chaos sont largement répandus. Le but désiré peut être atteint quelque fois même au moyen d'une loi proportionnelle simple de contrôle et d'une boucle de retour [18], [72],[73].

#### **I.13.1.2 . Contrôle par mode glissant :**

La commande par mode glissant a connu un intérêt croissant ces dernières années [77] - [78], car elle permet d'associer des bonnes performances (robustesse, précision, rapidité ...) et la réalisation relativement simple. Ces performances sont obtenues au prix d'une très forte activité de commande qui peut se traduire par de très fortes oscillations appelées « *Chattering* ». La

conception d'une loi de commande par mode glissant comporte deux étapes principales. La première consiste à déterminer une surface  $S$  telle que le régime glissant ait les propriétés désirées ; la deuxième, à respecter certaines conditions de convergence. On doit chercher à construire une loi de commande discontinue de façon à rendre la surface invariante (au moins localement) et attractive [12],[13] [55],[56],[74]- [78].

### **I.13.1.3 . Control par Backstepping**

L'origine du Backstepping n'est pas tout à fait claire, ceci est dû à l'apparition simultanée et souvent implicite dans les articles publiés en 1980. Cependant, il est juste de dire que le Backstepping a reçu beaucoup d'attention, grâce aux travaux de professeur V. Kokotovic et ses collaborateurs[79], [80]. En 1992 Kannellkapoullos et al. présentaient un outil mathématique "toolkits" pour concevoir des lois de contrôle pour une variété des systèmes non linéaires utilisant la méthode du Backstepping [80], [81] . Durant les années suivantes, des manuels édités sont apparus [52], [53], [64], [72].

La théorie de Lyapunov est un outil important, aussi bien pour les systèmes linéaires que les systèmes non linéaires. Cependant son utilisation dans le contrôle des systèmes non linéaires est souvent gênée par des difficultés de trouver une fonction de Lyapunov appropriée pour un système donné. Si on peut trouver une telle fonction le système est stable, mais la tâche de la trouver est laissée à l'imagination et l'expérience du concepteur [81]. Le Backstepping est une méthode systématique pour la conception de contrôle non linéaire, elle peut être appliquée pour une classe générale de systèmes. Son nom se reporte à la nature récursive de la conception de la procédure.

## **I.14 Les problèmes de synchronisation**

La synchronisation du chaos est un type spécial de contrôle du chaos. Il apparaît généralement dans deux systèmes chaotiques constitués, d'un système maître et d'un système esclave. Elles sont de structure et de paramètres identiques, sauf pour différentes conditions initiales [82]- [85]. Synchroniser deux systèmes linéaires couplés linéairement est impossible. En effet, par principe de superposition toute fréquence présente en sortie du système doit être présente en entrée du système. Si la synchronisation n'est pas effective à l'instant initial elle ne le sera jamais. Par contre, pour les systèmes non linéaires, la réponse est loin d'être évidente. Pour que deux systèmes chaotiques identiques puissent se synchroniser [8], il faut que leur



attracteur soit le même. Ils doivent donc avoir les mêmes équations, les mêmes paramètres et le même point de repos. L'opération de synchronisation consiste à rapprocher les trajectoires des deux systèmes jusqu'à ce qu'elles finissent par être confondues.

### **I.14.1 Méthodes de synchronisation**

#### **I.14.1.1 Synchronisations par observateur**

De nombreux systèmes chaotiques, tels que le circuit de Chua, le système Rössler, le système Lorenz, etc., peuvent être exprimés sous les deux formes suivante : linéaire et non linéaire

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bf(x) + D \quad (\text{I.15})$$

où  $x \in R^n$  est le vecteur d'état;  $A \in R^{n \times n}$ ,  $b \in R^{n \times 1}$ ,  $B \in R^{n \times m}$ ,  $D \in R^{n \times 1}$  sont des matrices réelles constantes,  $n > m$ ;  $f(x) : R^n \rightarrow R$  est une fonction d'échelle non linéaire;  $f(x) : R^n \rightarrow R^m$  est une fonction vectorielle non linéaire.

Un autre système chaotique reconstruit est similaire au système maître chaotique, appelé système chaotique esclave [16], [86] - [88] :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + Bf(\tilde{x}) + D + u \quad (\text{I.17})$$

où  $\tilde{x} \in R^n$ , **A**, **b**, **B** et **D** sont identiques à (I.14) Le contrôle **u** est utilisé pour réaliser la synchronisation du système (I.14).

## **I.15. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques notions et définitions pour avoir une idée plus claire sur la théorie du chaos. Nous avons montré que les systèmes nonlinéaires pouvaient fournir un comportement imprévisible à cause de leur sensibilité aux conditions initial ou aux valeurs de paramètres, par l'apparition des attracteurs étrange ou simple, comme un point fixe (cycle limite) ou quasi périodique.

Afin de mettre en valeur l'intérêt de nos travaux, nous avons exposé des exemples de travaux de recherche effectués dans le domaine de contrôle et d'observation des systèmes chaotiques. En mettant l'accent sur leurs applications au domaine de génie électrique. Plus spécifiquement au système de Chua et à la machine synchrone à aimant permanent (MSAP). Nous avons présenté les techniques de contrôle des systèmes chaotiques qui sont les mêmes pour les systèmes non linéaires, mode glissant, Backstepping. Par la suite nous allons présenter la modélisation et identification de chaos dans des systèmes électriques.

# **Chapitre II**

---

**Modélisation et  
Identification de Chaos dans  
les Systèmes Electriques**

---

## **II.1 Introduction**

L'étude d'un système exige de lui attribuer un modèle du comportement de son procédé. Cela dans l'optique de mieux comprendre ce comportement et d'agir sur le procédé dans le but d'améliorer ses propriétés.

Dans la littérature spécialisée on retrouve de nombreux systèmes qui possèdent un comportement chaotique, tel que le système de Lorenz, le système de Genisio-Tesi, le système de Chen, le système de pendule inversée etc. Dans cette partie, nous allons focaliser notre étude sur le comportement non-linéaire de machine synchrone à aimants permanents MSAP en régime chaotique et le circuit de Chua. L'objectif de ce chapitre sera donc de développer les modèles mathématiques de ces deux systèmes qui seront utilisés par la suite pour la commande de la dynamique chaotique tout au long de cette thèse.

## **II.2 Modèle mathématique de la machine MSAP en régime chaotique**

### **II.2.1 Classement des machines synchrones**

En reprenant le principe de la classification de CHALMERS et de ces collègues, on peut regrouper l'ensemble des machines synchrones comme l'indique la figure.II.1. Les machines sont différencies par la nature de leur excitation (bobinages, aimants permanents, etc.)

et par leur rapport de saillance :  $\xi = \frac{L_q}{L_d}$  [89] .

### **II.2.2 Machine synchrone à aiment permanent.**

Au cours des dernières années, les machines ou moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisé dans plusieurs domaines tels que la traction, l'automobile, la robotique et la technologie aérospatiale [26] [90] [91]. Cela leur confrère un intérêt grandissant dans les laboratoires de recherches et dans l'industrie en général. Maitriser leurs comportements dans toutes les conditions de fonctionnement est devenu un challenge de taille.

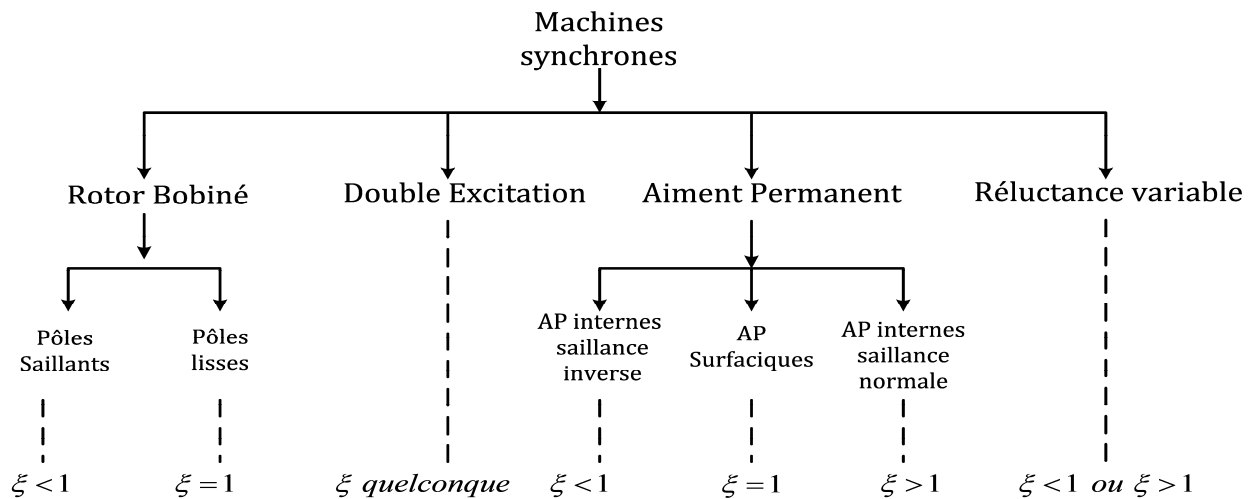


Figure.II.1 Classification des machines synchrones

### II.2.3 Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La figure II.2 représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases (A) et (B) sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire  $\theta_p$ , comme étant le déplacement angulaire du rotor, lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure  $\theta_p = 90^\circ$ . Ceci correspond au passage de la figure.II.2. (A) à la figure. II.2. (C). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (figure II.2. (B)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure.

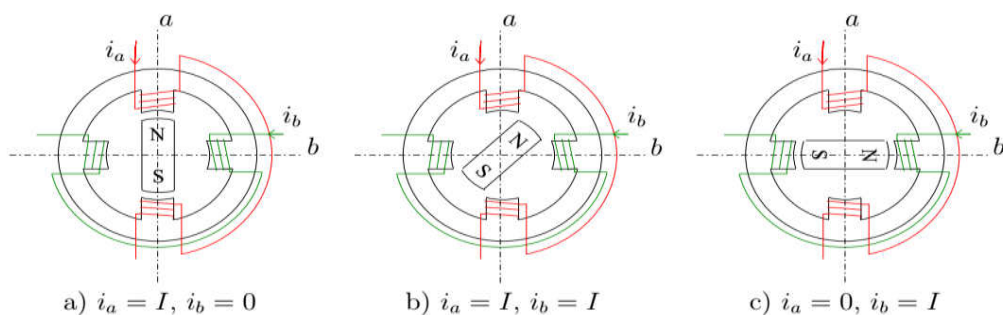


Figure.II.2 Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

### II.2.4 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation des moteurs à aimants permanents est réalisée sur la base des propriétés des machines synchrones à aimants permanents à pôles saillants. La dynamique d'une MSAP peut être modélisée dans les repères  $d$ - $q$  comme suit [11], [12], [26]:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = (u_d - R_1 \cdot i_d + \omega \cdot L_q \cdot i_q) / L_d \\ \frac{di_q}{dt} = (u_q - R_1 \cdot i_q - \omega \cdot L_d \cdot i_d - \omega \cdot \psi_r) / L_q \\ \frac{d\omega}{dt} = [n_p \cdot \psi_r \cdot i_q + n_p (L_d - L_q) i_d \cdot i_q - T_L - \beta \cdot \omega] / J \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Où  $i_d$  ;  $i_q$  et  $\omega$  sont les variables d'état, qui représentent les courants et la fréquence angulaire du moteur.  $u_d$  et  $u_q$  sont les composantes de tension du stator direct et quadrature, respectivement,  $J$  le moment d'inertie polaire,  $T_L$  le couple de charge externe,  $\beta$  le coefficient d'amortissement visqueux,  $R_1$  La résistance d'enroulement du stator,  $L_d$  et  $L_q$  les inducteurs de stator direct et en quadrature, respectivement,  $\psi_r$  le flux d'aimant permanent et  $n_p$  le nombre de pôles.

En appliquant la transformation suivante.

$$x = \lambda \tilde{x} \quad (\text{II.2})$$

Et une transformation à l'échelle du temps

$$t = \tau \tilde{t} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Où } x = [i_d \ i_q \ \omega]^T, \quad \tilde{x} = [\tilde{i}_d \ \tilde{i}_q \ \tilde{\omega}]^T$$

$$\frac{1}{\tau} \lambda = \begin{bmatrix} \lambda_d & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_q & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} bk & 0 & 0 \\ 0 & k & 0 \\ 0 & 0 & 1/\tau \end{bmatrix}$$

$$b = \frac{L_q}{L_d} \quad k = \frac{\beta}{n_p \tau \psi_r} \quad \text{et} \quad \tau = \frac{L_q}{R_1}, \quad \text{on obtient le système d'équation suivant :}$$

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_d}{dt} = -\tilde{i}_d + \tilde{\omega} \cdot \tilde{i}_q + \tilde{u}_d \\ \frac{d\tilde{i}_q}{dt} = -\tilde{i}_q - \tilde{\omega} \cdot \tilde{i}_d + \gamma \cdot \tilde{\omega} + \tilde{u}_q \\ \frac{d\tilde{\omega}}{dt} = \sigma(\tilde{i}_q - \tilde{\omega}) + \varepsilon \cdot \tilde{i}_d \cdot \tilde{i}_q - \tilde{T}_L \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Où

$$\gamma = -\frac{\psi_r}{kL_q}, \quad \sigma = \frac{\beta\tau}{J}, \quad \tilde{u}_q = \frac{1}{R_1 k} u_q, \quad \tilde{u}_d = \frac{1}{R_1 k} u_d, \quad \varepsilon = \frac{n_p b \tau^2 k^2 (L_d - L_q)}{J}, \quad \tilde{T}_L = \frac{\tau^2}{J} T_L$$

### II.2.5 La machine synchrone à aimants permanents MSAP en régime chaotique

Le phénomène de la bifurcation et du chaos du système (II.4) est étudié dans la littérature [8], [12], [26], [92] . Il a été constaté que la machine synchrone a aimant permanent (MSAP) connaît un comportement chaotique lorsque les conditions initiales des états du système et les paramètres opérationnels  $\sigma$  et  $\gamma$  tombent dans une zone précise.

Par exemple, dans le cas de  $\tilde{u}_d(0) = 0, \tilde{u}_q(0) = 0, \tilde{T}_L = 0, \sigma = 5.46, \gamma = 20,$   
 $(\tilde{i}_d(0), \tilde{i}_q(0), \tilde{\omega}(0) = (20, 0.01, -5))$   $(\tilde{i}_d(0), \tilde{i}_q(0), \tilde{\omega}(0) = (0.1, 0.1, 0.1))$  le système est chaotique. Ce comportement peut en résulter, si par exemple, après une période de fonctionnement, les entrées externes du système sont supprimées. Pour plus de détails sur ce phénomène, nous nous référons à [92] . Dans ce cas le système (II.4) est équivalent au système de Lorenz et peut être réécrit comme suit

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -x_1 + x_2 x_3 + \tilde{u}_d \\ \dot{x}_2 = -x_2 - x_1 x_3 + \gamma x_3 + \tilde{u}_q \\ \dot{x}_3 = -\sigma(x_3 - x_2) - \tilde{T}_L \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Quand  $\tilde{u}_q = \tilde{u}_d = \tilde{T}_L = 0, \rho = 20, \sigma = 5.5$  le système possèdent un comportement chaotique. Afin d'avoir une meilleure compréhension du système dynamique, le portrait de phase est

représentés sur la figure.II.5 avec trois conditions initiales  
 $(\tilde{i}_d(0), \tilde{i}_q(0), \tilde{\omega}(0) = (0.51, 0.61, 0.51))$   $(\tilde{i}_d(0), \tilde{i}_q(0), \tilde{\omega}(0) = (0.52, 0.62, 0.52))$  et  
 $(\tilde{i}_d(0), \tilde{i}_q(0), \tilde{\omega}(0) = (0.53, 0.63, 0.53))$

La bifurcation se produit lorsque la matrice jacobéenne correspondante a une paire de valeurs propres purement imaginaires, avec les valeurs propres restantes ayant des parties réelles non nulles [25], [26], [71], [72] - [73],[90], [93]–[95].

Dans notre cas on calcule les points d'équilibre comme suit

$$A = \begin{pmatrix} -1 & \omega & i_q \\ -\omega & -1 & -id + \gamma \\ 0 & \sigma & -\sigma \end{pmatrix}$$

$$\lambda I = \begin{pmatrix} \lambda & 0 & 0 \\ 0 & \lambda & 0 \\ 0 & 0 & \lambda \end{pmatrix}$$

Les valeurs propres de la matrice A sont données par les racines de l'équation suivante :

$$A - \lambda I = \lambda^3 + (2 + \sigma)\lambda^2 + [1 + 2\sigma + \sigma(i_d - \gamma) + \omega^2]\lambda + \sigma(1 + i_q\omega + i_d - \gamma + \omega) \quad (\text{II.6})$$

$$\lambda^3 + (2 + \sigma)\lambda^2 + (\sigma + \gamma)\lambda + 2\sigma(\gamma - 1) = 0 \quad (\text{II.7})$$

On remplace  $\lambda$  par  $j\omega$ ,

$$-\omega^3 + (\sigma + \lambda)\omega = 0 \quad (\text{II.8})$$

$$-(2 + \sigma)\omega^2 + 2\sigma(\gamma - 1) = 0 \quad (\text{II.9})$$

$$\omega^2 = \frac{2\sigma(\gamma - 1)}{2 + \sigma} = (\sigma + \gamma) \quad (\text{II.10})$$

Un petit changement des variables, cela implique qu'il y a bifurcation



$$\gamma_n = \frac{\sigma(\sigma+4)}{2+\sigma} \quad (\text{II.11})$$

Suppose  $\omega > 0$  on obtient

$$\omega^2 = \frac{2\sigma(\sigma+1)}{\sigma-2} > 0 \quad (\text{II.12})$$

L'équation (II.12) sera toujours satisfaite si la condition  $\sigma > 2$  est vraie

$$\lambda_1 = -(\sigma+2) \text{ et } \lambda_{2,3} = \pm j \sqrt{\frac{2\sigma(\sigma+1)}{(\sigma-2)}}$$

Par conséquent,  $\gamma = \lambda_n$  correspond à un point de bifurcation du système, pour des valeurs assez proches de,  $\gamma \neq \gamma_n$ , les points d'équilibres sont entourés d'un cycle limite, et pour  $\gamma > \gamma_n$ , les points d'équilibres deviennent instables. Pour notre étude nous sommes intéressés par le premier cas.

### **II.2.6 Exposant de Lyapunov pour MSAP**

Pour bien définir le comportement chaotique dans la machine synchrone a aimant permanent il faut tracer l'exposant de Lyapunov. La figure.II.3 présente la variation de l'exposant de Lyapunov qui montre que la machine synchrone a aimant permanent possèdent un exposant de Lyapunov positif qui signifie que la MSAP ayant des bifurcations.

On constate que pour chaque condition initiale, on a une trajectoire différente, et cela peut être vérifié dans l'évolution des états  $x_1$ ,  $x_2$  et  $x_3$  en fonction des temps comme illustrés dans la figure.II.5. Le chronogramme de phase est présenté sur la figure.II.4 avec trois conditions initiales (0.51, 0.61, 0.51), (0.52, 0.62, 0.52) et (0.53, 0.63, 0.53)

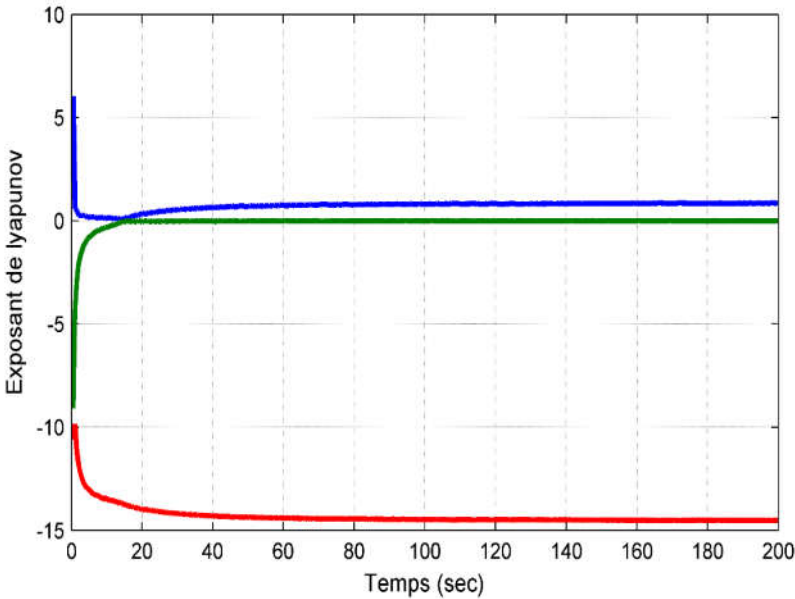


Figure.II.3 Exposant de Lyapunov

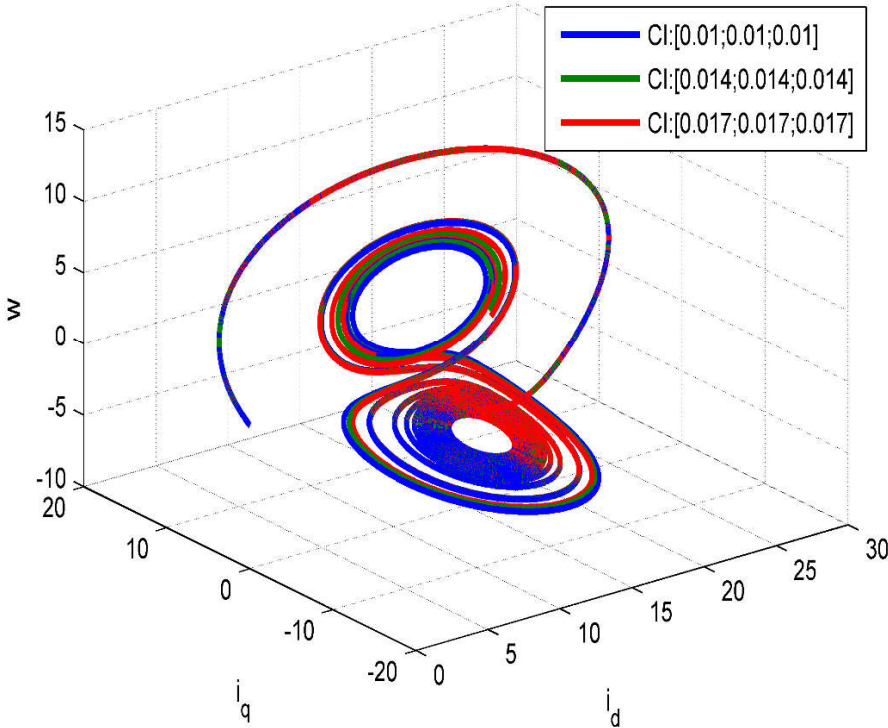


Figure.II.4 Le portrait de phase de système

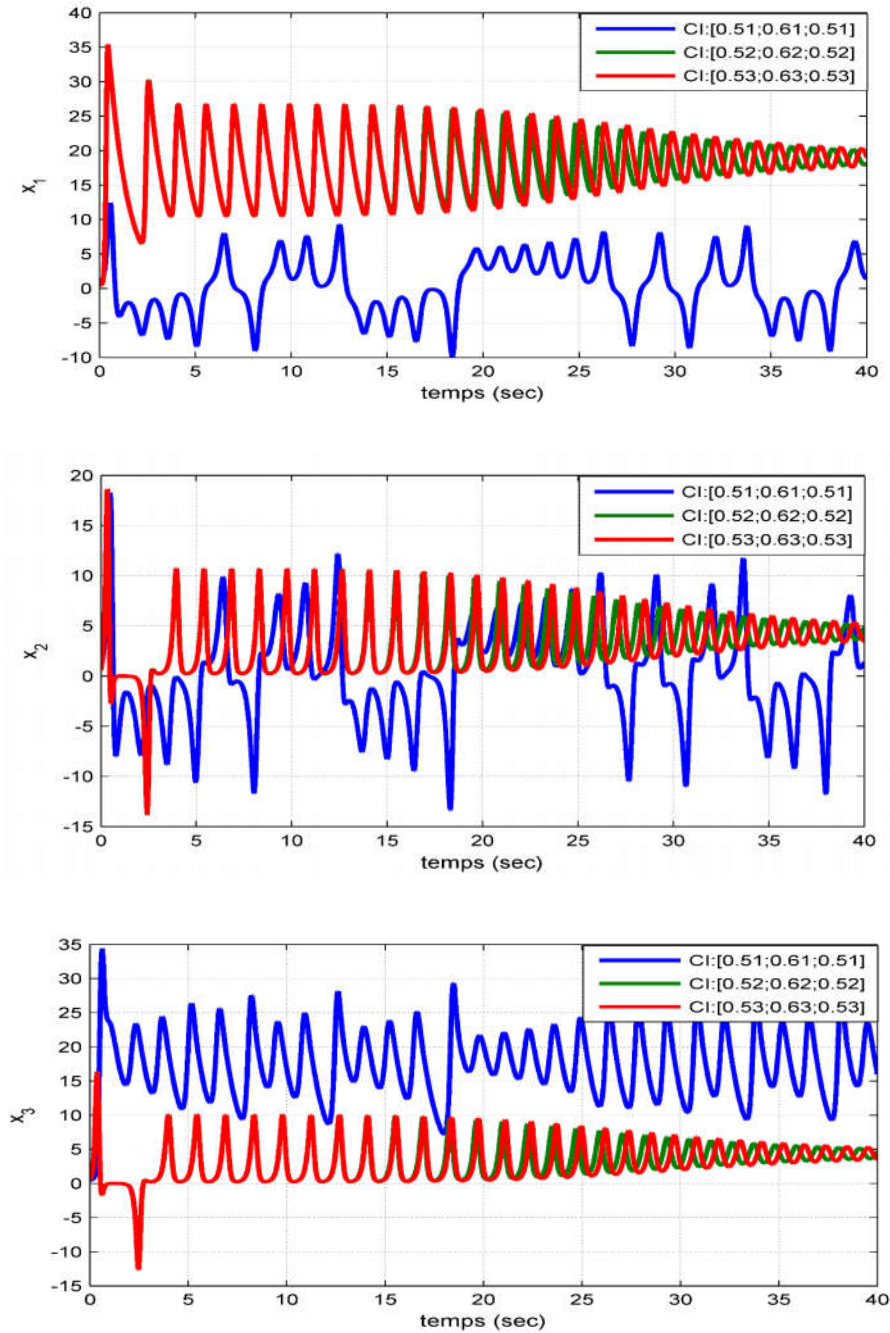


Figure.II.5 Évolutions des états  $x(1)$ ,  $x(2)$  et  $x(3)$  en boucle ouverte.

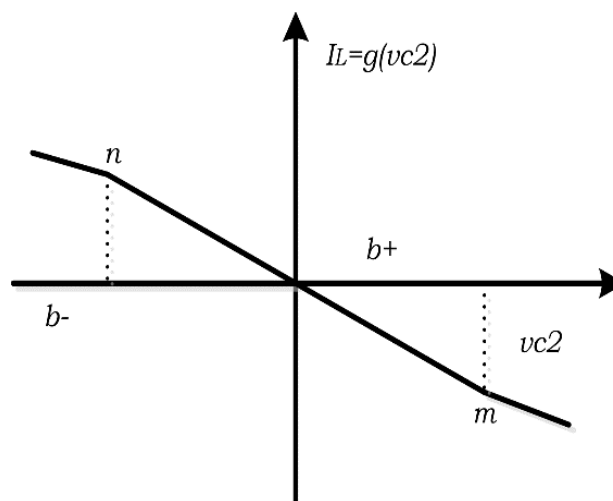
### II.3 Le Système chaotique de Chua

Un système dynamique peut faire preuve d'un comportement complètement chaotique, rendant son analyse très difficile. Le comportement chaotique est généralement présent dans un circuit s'il contient au moins un élément non-linéaire ; il en existe plusieurs types comme on peut le rappeler [65], [96]–[99]:

- Les systèmes représentés sous formes d'équations différentielles non-linéaires (c'est le cas du système de Lorenz).
- Les systèmes contenant des composants avec une caractéristique non-linéaire ou linéaire par morceaux (comme la résistance non-linéaire du circuit de Chua)
- Les composants de commutation, comme les transistors et les diodes. Les interrupteurs actifs (transistors et MOSFET) sont bloqués ou dans un état de conduction en fonction du signal appliqué. Les interrupteurs passifs (diodes) ont une caractéristique  $v = f(i)$  fortement non-linéaire.
- Les circuits de commande (feedback) impliquent en général des composants non-linéaires : comparateurs, modulateur de la largeur d'impulsion, multiplieurs, monostables.

### II.3.1 Circuit chaotique de Chua

Le circuit de Chua est un circuit électrique du troisième ordre autonome, dissipative, il a été investi entièrement et expérimentalement sur le plan numérique et analytique. Ce circuit, connu pour son répertoire riche de phénomènes dynamiques non linéaire. Il est devenu un modèle universel pour le chaos.



**Figure.II.6** Caractéristique de Circuit de Chua

Le circuit typique de Chua est capable de générer des attracteurs chaotique double scroll. L'implémentation du circuit est illustrée dans la figure. II.7 et la figure II.15, dans lequel le caractéristique *Volt / Ampère* de la diode de Chua est représenté sur la figure.II.6.

### II.3.2 Modélisation de Circuit chaotique de Chua :

Les équations d'état du circuit Chua ci-dessous sont basées sur l'analyse de l'état du circuit

- $V_{c_1}$  La tension aux bornes de la capacité  $C_1$  (et la résistance NR).
- $V_{c_2}$  La tension aux bornes de la capacité  $C_2$  (et l'inductance L).
- $I_L$  Le courant traversant l'inductance  $L$

Le circuit du Chua est décrit par trois équations différentielles suivantes

$$\begin{cases} \frac{dV_{c_1}}{dt} = \frac{V_{c_2} - V_{c_1}}{RC_1} - \frac{1}{C_1} g(V_{c_1}) \\ \frac{dV_{c_2}}{dt} = \frac{V_{c_1} - V_{c_2}}{RC_2} + \frac{I_L}{C_2} \\ \frac{dI_L}{dt} = -\frac{V_{c_2}}{L} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Avec  $I_R = g(V_{c_1}) = G_b V_{c_1} + \frac{1}{2}(G_a - G_b)(|V_{c_1} + 1| - |V_{c_1} - 1|)$

D'où le système différentiel suivant :

$$\begin{cases} \dot{V}_{c_1} = \frac{1}{RC_1}((V_{c_2} - V_{c_1}) - g(V_{c_1})) \\ \dot{V}_{c_2} = \frac{1}{RC_2}((V_{c_1} - V_{c_2}) - I_L) \\ \dot{I}_L = -\frac{1}{L}V_{c_2} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Si  $G = \frac{1}{R}$  le système du Chua est décrit comme suite

$$\begin{cases} \dot{V}_{c_1} = G \frac{1}{C_1}((V_{c_2} - V_{c_1}) - g(V_{c_1})) \\ \dot{V}_{c_2} = G \frac{1}{C_2}((V_{c_1} - V_{c_2}) - I_L) \\ \dot{I}_L = -\frac{1}{L}V_{c_2} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

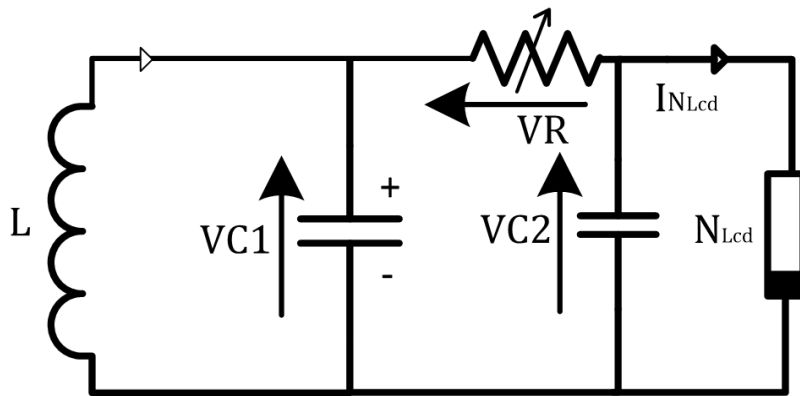
La caractéristique non-linéaire de la diode de Chua est donnée par la relation :

$$I_R = f(V_R) = \begin{cases} G_b v_R + (G_b - G_a) E & \text{si } V_R < -E \\ G_a v_R & \text{si } -E \leq v_R \leq E \\ G_b v_R + (G_a - G_b) E & \text{si } v_R > E \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Pour les valeurs suivantes des paramètres du circuit de Chua, le système présente un comportement chaotique [15]  $C_1 = \frac{1}{9}$ ,  $C_2 = 1$ ,  $G = 0.7$ ,  $G_a = -0.8$ ,  $G_b = -0.5$ ,  $L = \frac{1}{7}$ .

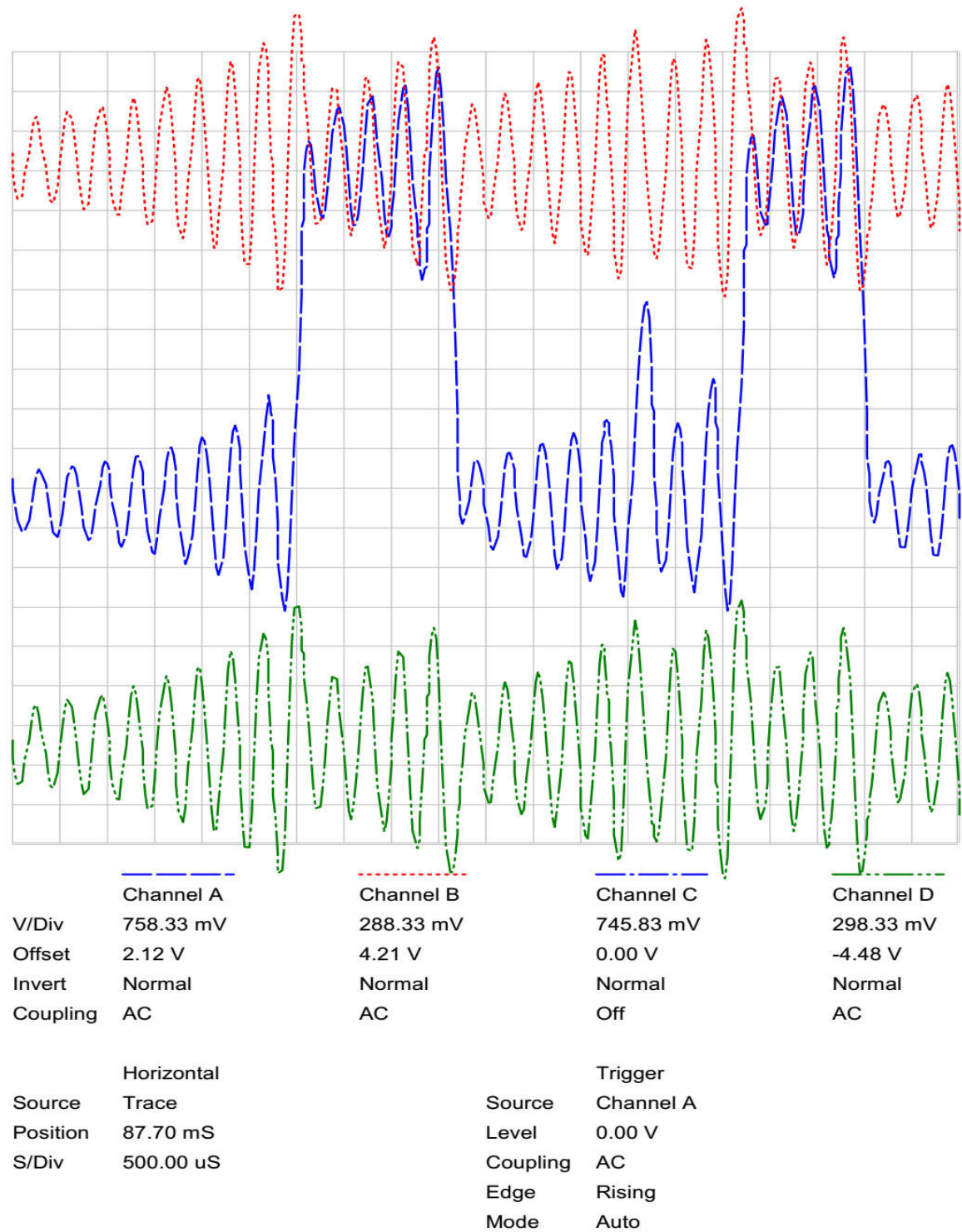
### II.3.3 Conception et réalisation de circuit du Chua

Dans le but de valider notre modèle théorique sous un banc d'essai expérimentale, nous avons besoin de réalisé le circuit de Chua. La simulation de circuit du Chua a été effectuée en utilisant le logiciel Proteus.

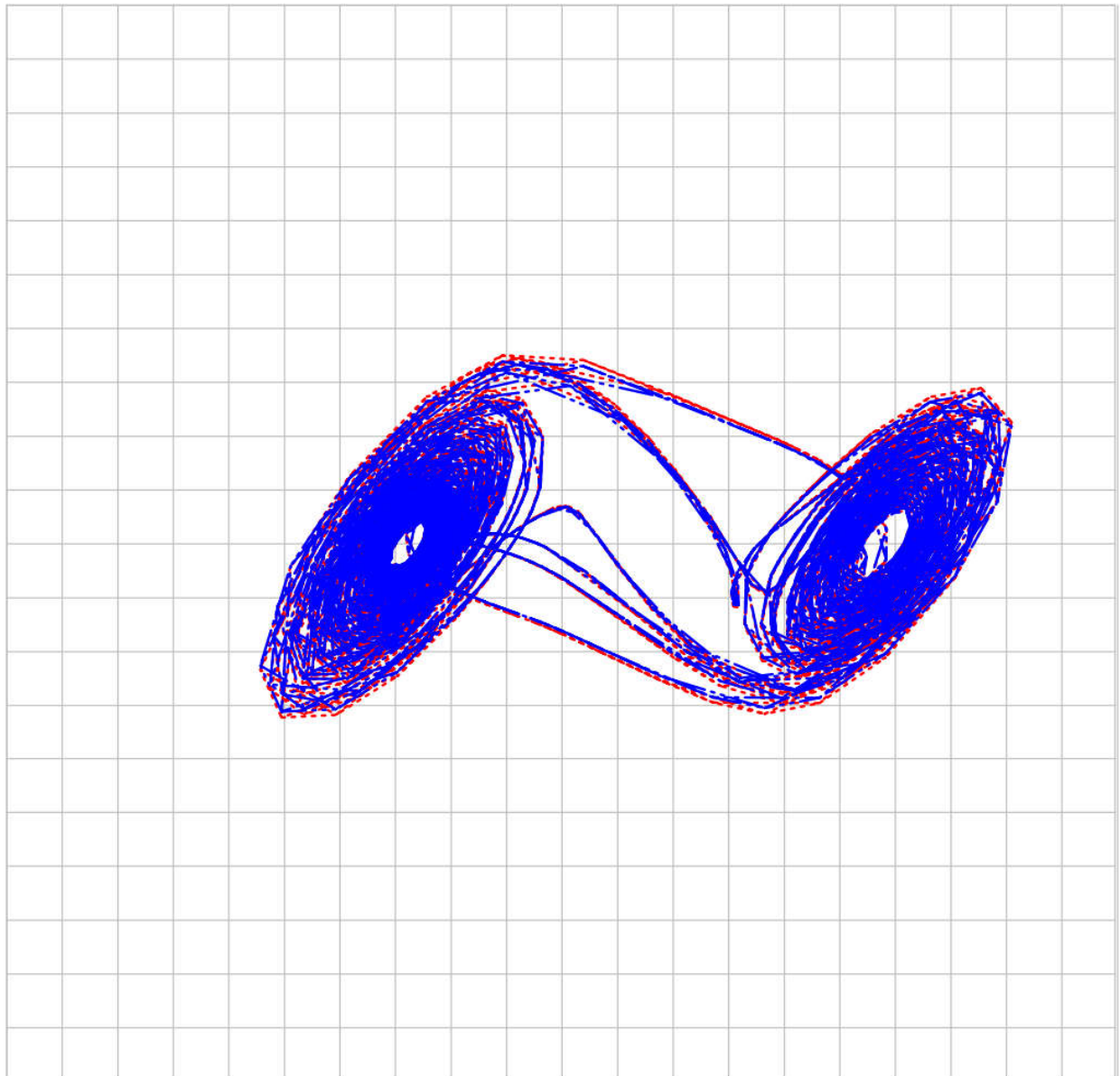


**Figure.II.7** Circuit de Chua : schéma électronique

Ce circuit avant la réalisation a été validé par simulation avec le logiciel PROTEUS. La figure.II.8 montre la variation des états de circuit de Chua  $V_{c1} = CH_a$ ,  $V_{c2} = CH_b$  et  $I_L = CH_d$ . Si on observe l'évolution temporelle de  $V_{c1}$  avec  $V_{c2}$  on a une allure chaotique (*The double scrolle*), la figure.II.9 représente le portrait des phases pour le circuit de Chua.



**Figure.II.8** Comportement chaotique dans l'espace temporel pour le circuit de Chua sous la plateforme ISIS Proteus



	Channel A	Channel B	Channel C	Channel D
V/Div	758.33 mV	288.33 mV	745.83 mV	298.33 mV
Offset	0.00 V	0.00 V	0.00 V	0.00 V
Invert	Normal	Normal	Normal	Normal
Coupling	AC	AC	Off	AC
	Horizontal			
Source	Channel A			

**Figure.II.9** Comportement chaotique pour le circuit de Chua (Portrait des phases).

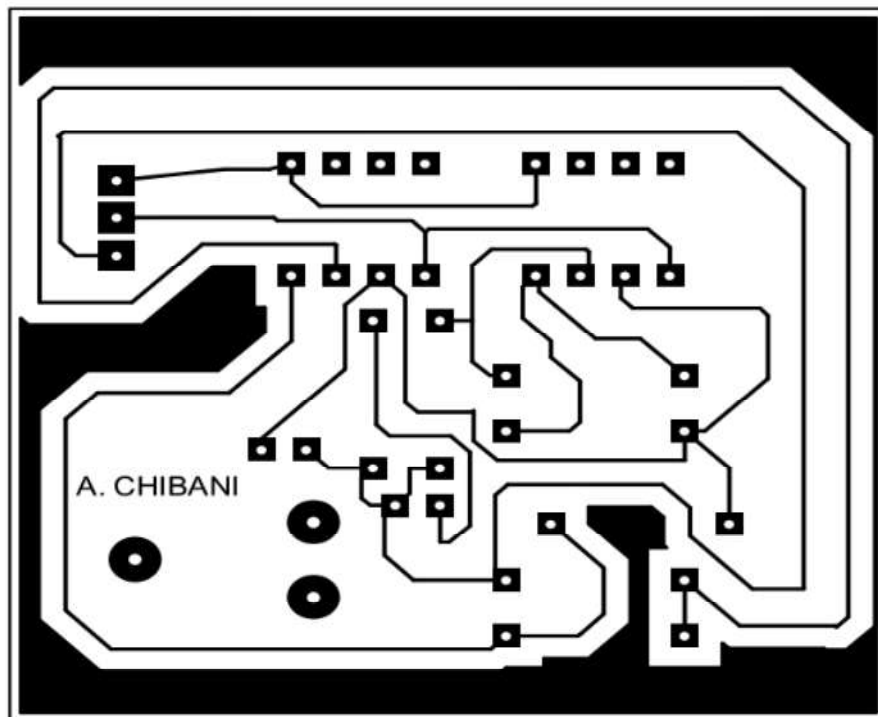
Après la validation du bon fonctionnement en simulation par ISIS puis sous la plaque d'essai on peut réaliser la carte de circuit du Chua.



### II.3.4 Schématisation de la carte sous ARES

Pour une bonne réalisation pratique, il faut suivre les étapes suivantes :

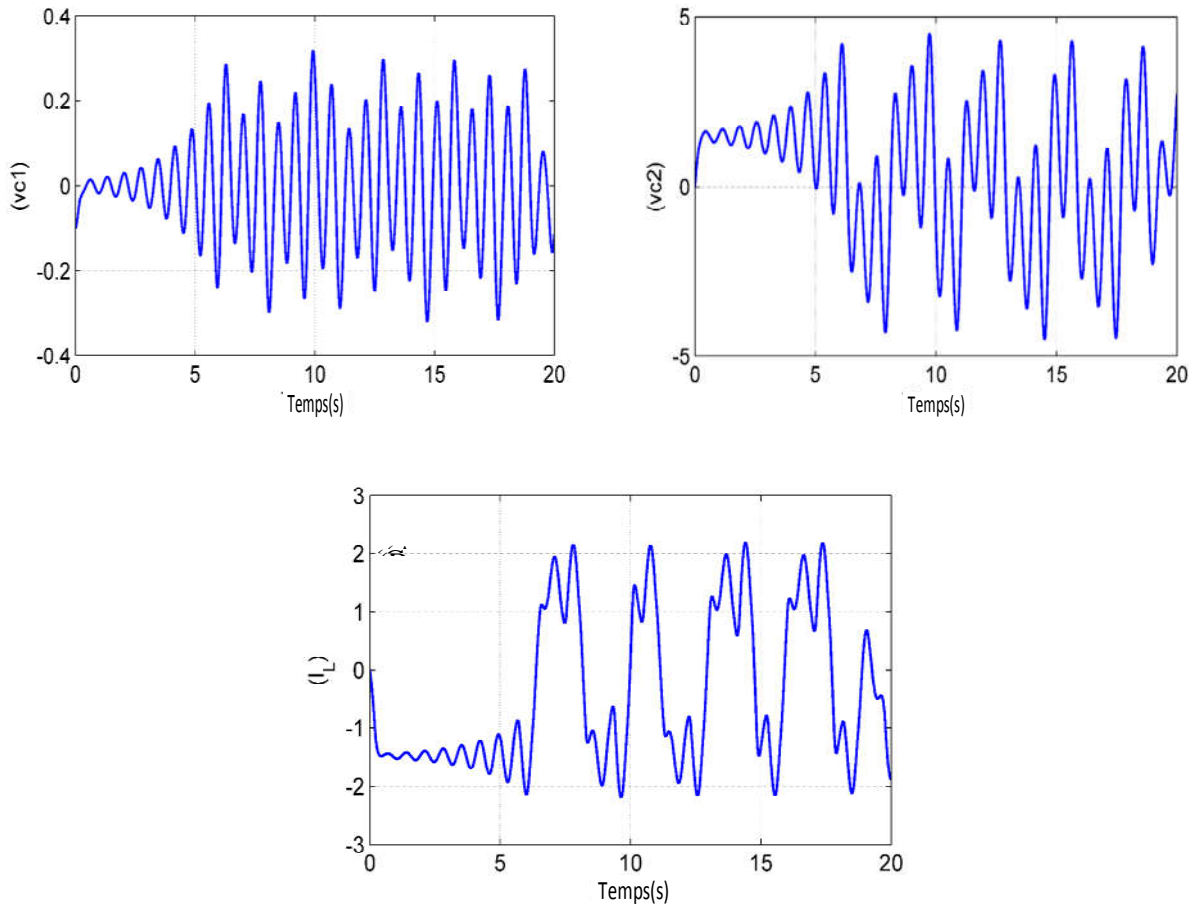
- En premier lieu, on fait des tests de bon fonctionnement en plaque d'essai et en simulation.
- On convertira le schéma obtenu en simulation en un typon. Ce dernier est le schéma d'emplacement des composants sur la carte réelle prévue en réalisation, ainsi que le routage entre composants.
- On fait les connexions entre les différents composants de notre carte, on à obtenir le typon suivant :



*Figure.II.10 Schématique sous ARES*

La figure.II.10. montre notre circuit imprimé. Cette carte électronique a une simple face et elle est composée de deux côtés, un côté de soudure et l'autre côté pour l'emplacement des composants.

Sous la plateforme Matlab on a validé le modèle mathématique, pour des valeurs des paramètres du système  $C_1 = \frac{1}{9}$ ,  $C_2 = 1$ ,  $G = 0.7$ ,  $G_a = -0.8$ ,  $G_b = -0.5$ ,  $L = \frac{1}{7}$  le système présente un comportement chaotique, les figures suivantes illustrent ce phénomène.



**Figure.II.11** : Comportement chaotique dans l'espace temporel pour le circuit de Chua

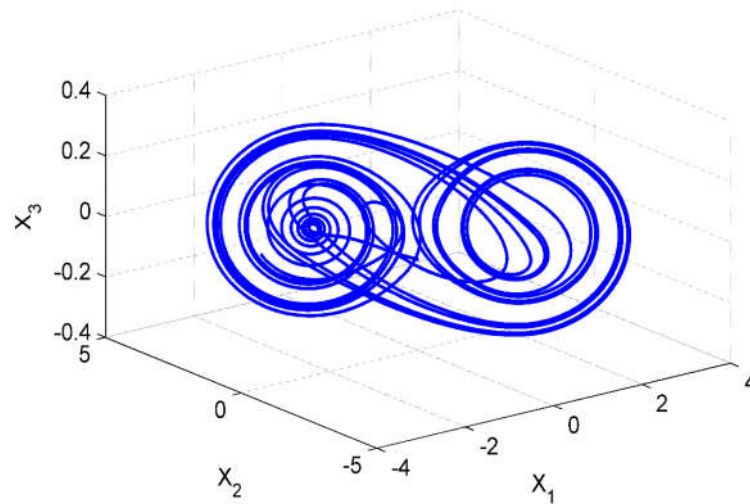


Figure.II.12 Comportement chaotiques du circuit de Chua dans l'espace des états.

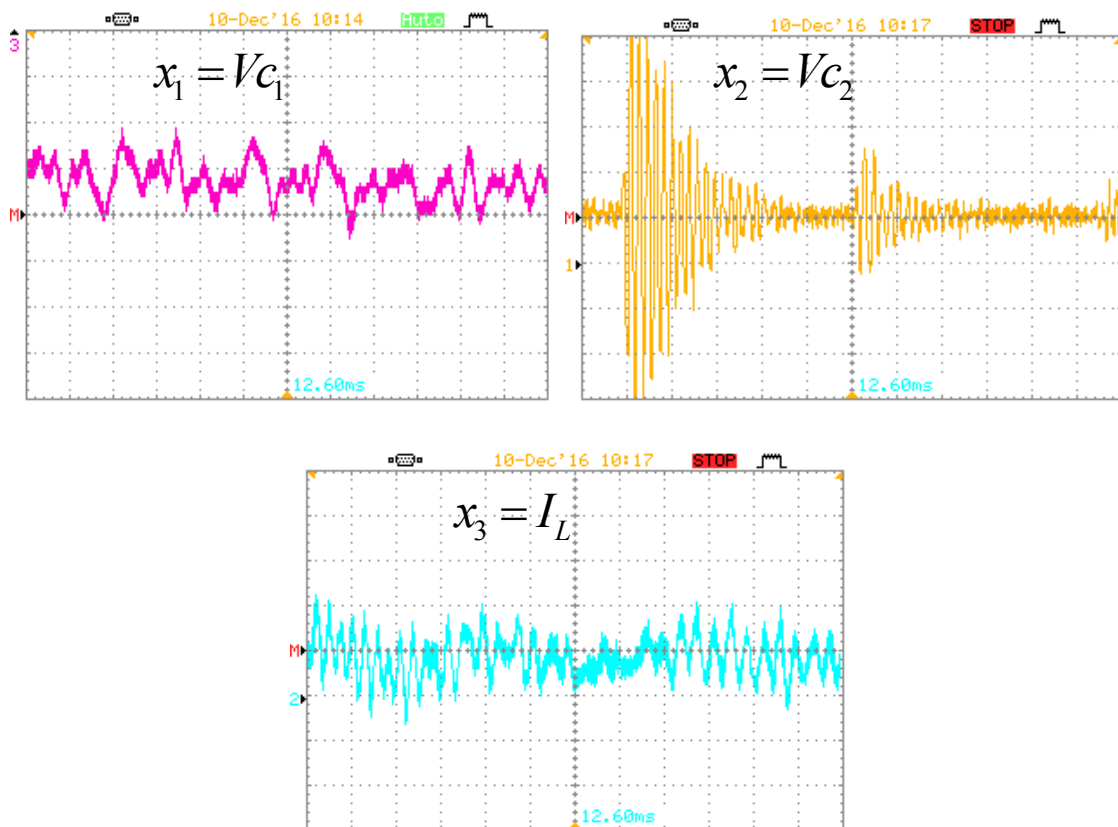


Figure.II.13 Résultats expérimentaux évolutions des états  $x(1)$ ,  $x(2)$  et  $x(3)$  en boucle ouverte.

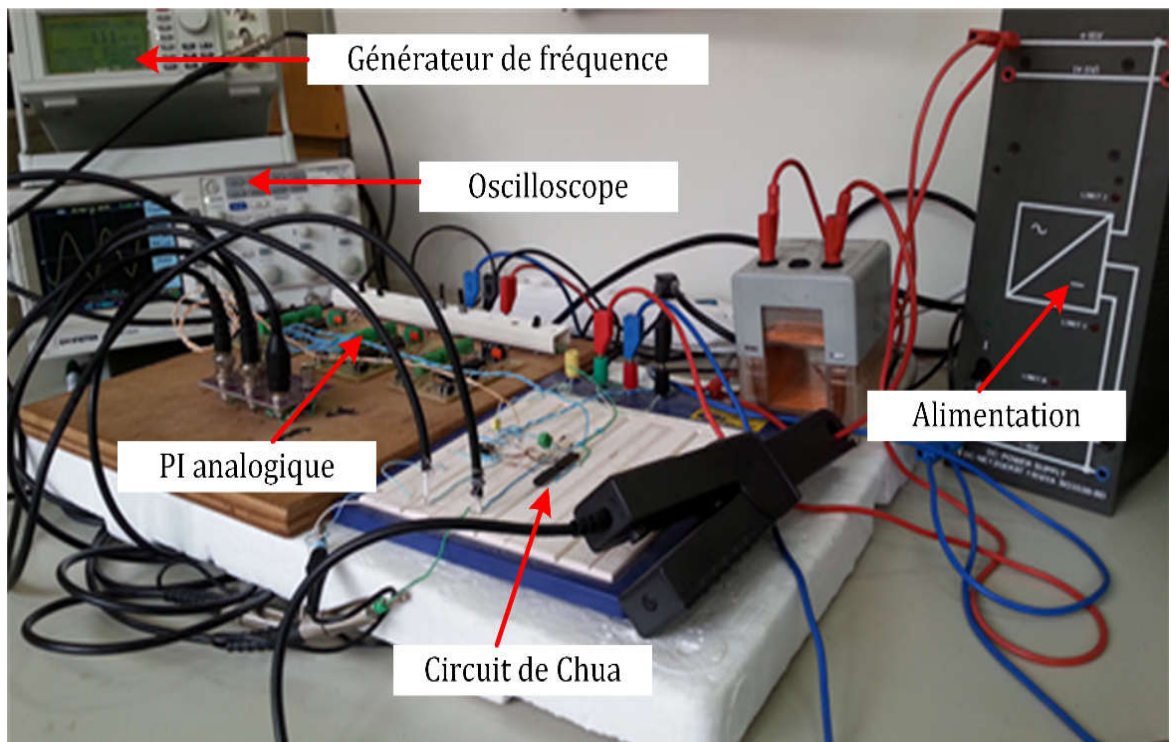
La figure. II.12 présente le portrait de phase pour le circuit de Chua avec  $x_1 = v_{C_1}$ ,  $x_2 = v_{C_2}$ ,  $x_3 = I_L$ . On voit clairement le comportement chaotique due aux sensibilités

des conditions initiales. Le figure.II.11 représente la variation des états de system en boucle ouvert. La figure. II.13 représente les résultats obtenus à partir d'un essai expérimental.

## II.4 Présentation des bancs expérimentaux :

Le banc expérimental que nous avons utilisé a été développé au sein de laboratoire de Génie Electrique et de Plasmas (LGEP) à l'Université d'Ibn Khaldoun de Tiaret. Nous avons développé deux bancs d'essai, le premier consiste à réaliser un contrôleur PI analogique à base des amplificateurs opérationnels pour plus de détaille voir l'annexe B, le deuxième a pour objectif une implémentation des algorithmes numériques. La figure II.14 présente les bancs de test employé.

### II.4.1 Banc d'essai PI analogique



*Figure.II.14* Banc d'essai expérimental pour le contrôleur PI analogique

Le premier banc d'essai utilisé comporte les éléments suivant :

- Le circuit de Chua.
- PI analogique.

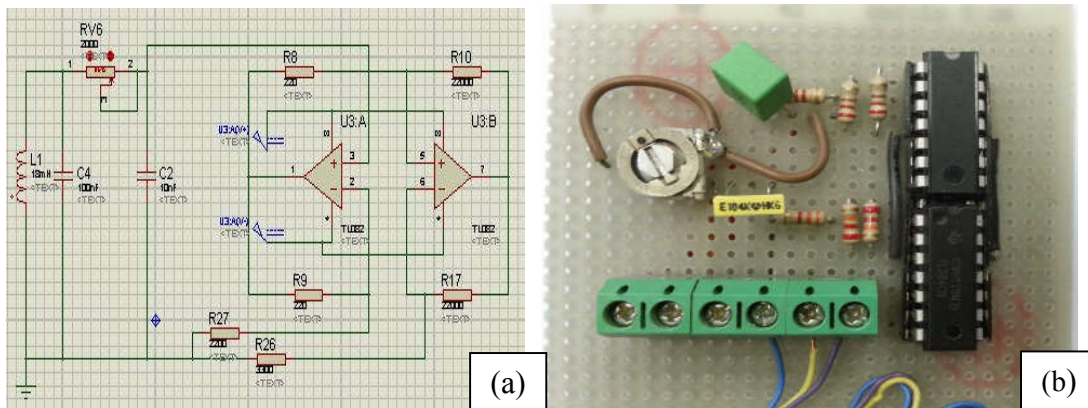
- Générateur de fréquence.
- Source de tension.
- Oscilloscope.

### II.4.1.1 Circuit de Chua

Pour nos expérimentations nous avons utilisé le système chaotiques circuit de Chua dont les caractéristiques détaillées sont données par :

*Tableau.II.1 : caractéristiques de circuit de Chua.*

Paramètre	Valeurs	unité
<b>R1 R2</b>	220	$\Omega$
<b>R3, R4, R6</b>	2200	$\Omega$
<b>R5</b>	3300	$\Omega$
<b>Amplificateur</b>	TL084	/
<b>Résistance variable</b>	2200	$\Omega$
<b>C1</b>	10	nF
<b>C2</b>	100	nF
<b>Inductance</b>	9	mH



**Figure.II.15** Circuit de Chua (a) Schéma globale sous logicielle Proteus (b) caret de circuit de Chua.

La figure.II.15 (a) présente le schéma de circuit de Chua sous la plateforme *Proteus ISIS*. La figure.II.15 (b) montre la carte électronique de circuit du Chua.

## II.4.2 Banc d'essai à base de DSpace

A base d'un contrôleur numérique DSpace on a développé le deuxième banc d'essai expérimental afin de valider l'ensemble des acquis théoriques développés dans cette thèse. La figure.II.16 suivante représente une capture photo de ce dernier.

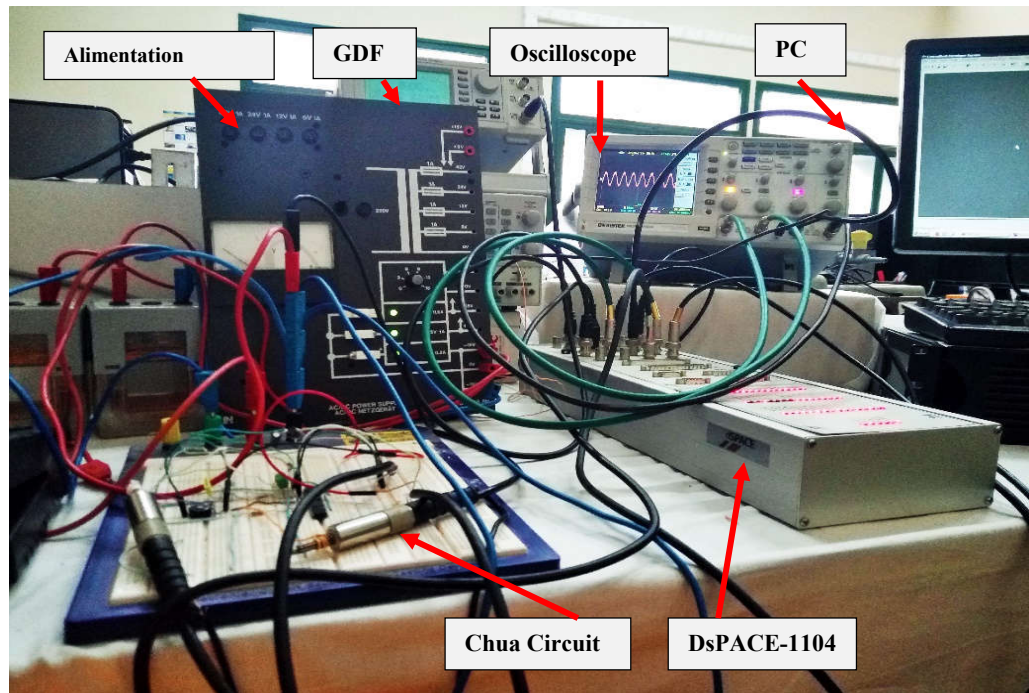


Figure.II.16 Banc d'essai expérimental pour le contrôleur numérique à base de DSpace-1104

### II.4.2.1 DSpace 1104

C'est un contrôleur numérique à base DSPs, qui sont de plus en plus utilisés vu leurs performances et leur facilité d'implémentation des algorithmes en temps réel. Parmi les avantages on peut citer entre autres. :

- Une grande souplesse d'utilisation au niveau des développements des algorithmes en temps réel,
- La réalisation des lois de commande après avoir mis l'algorithme sous *Matlab/Simulink*.
- En ce qui concerne la partie commande le système d'essai est sur une carte de commande *DSpace 1104* intégrée dans le *PC*.

La carte *DSpace 1104* contient :

- Huit convertisseurs analogiques numériques (*ADC*) de 16 bits,

- Huit convertisseurs numériques analogiques (*DAC*) de 16 bits,
  - Un microprocesseur *Motorola PowerPC 603e* (250 MHz) et un *DSP* de Texas Instruments *TMS 320F240* (20 MHz) qui gère les entrées-sorties digitales,
  - Deux ports d'entrées-sorties *16 bits* recueillent les informations du codeur incrémental,
  - Deux ports séries *RS 232* et *RS 485*, - 1 port slave servant à générer les signaux *PWM*. L'ordinateur sert d'interface Homme/Machine et permet de contrôler tout le processus de commande. Ses principales fonctions peuvent être résumées comme suit :
- Programmation d'algorithmes d'une loi de commande en utilisant *Matlab/Simulink*, Compilation, génération de code et le linkage avec le compilateur Texas Instruments dédié aux processeurs *TMS320*,
  - Chargement de l'application dans la mémoire de la carte de commande *DSPACE 1104* et son contrôle, Acquisition des données et esquisse des différents signaux via *Control Desk*.

## **II.5 Conclusion**

La modélisation et l'identification de chaos dans les systèmes électriques notamment la machine synchrone à aimant permanent MSAP et le circuit de Chua a fait l'objet de ce chapitre. Nous avons présenté une méthodologie globale pour identifier le chaos dans les systèmes électriques, la machine synchrone à aimant permanent MSAP et le circuit de Chua. Le modèle obtenu de chaque système est non-linéaire et fortement chaotique. Nous avons présenté une analyse du comportement de notre système en boucle ouverte. Les réponses des systèmes obtenus sont considérées comme irréguliers et souvent attribués à des influences externes aléatoires. Cette imprévisibilité a pris l'attention de nombreux chercheurs de divers domaines dans la façon de les contrôler. Sa sera l'objectif à atteindre dans chapitre suivant.

# **Chapitre III**

---

**Commande par Mode  
Glissant pour les Systèmes  
Chaotiques Électriques**

---



### **III.1 Introduction :**

Le contrôle des systèmes chaotiques a connu un développement très important ces dernières années. L'application de techniques d'optimisation et de commande performantes ont permis la réduction des effets nuisibles, l'amélioration des performances ainsi qu'une conduite plus stable et plus sûre des systèmes électriques chaotiques. Cependant, il existe des difficultés liées au contrôle du chaos particulièrement dans certains systèmes électriques qui possèdent une dynamique complexe et un comportement fortement non-linéaire.

Des progrès importants ont été réalisés dans le domaine de la commande non linéaire, fournissant une solution au problème du contrôle de tels systèmes, à condition de disposer d'un modèle de connaissance du système. Ces techniques ont notamment pu être appliquées avec succès en génie électriques. La commande non-linéaire offre par conséquent des possibilités intéressantes pour l'amélioration du contrôle des systèmes chaotiques.

Le terme commande non-linéaire désigne toute technique de commande explicitement basée sur une représentation non-linéaire du système. Parmi les techniques de commande non-linéaire, nous nous intéresserons à la commande basée sur la théorie de la structure variable.

Les résultats de la structure variable ont pu être utilisés avec succès en vue de l'analyse des systèmes non-linéaires et de leur contrôle. De nombreuses recherches ont été publiées sur ce sujet, plus particulièrement destinés aux systèmes chaotiques [101]–[107].

L'objectif de ce chapitre est de proposer des lois de commande non linéaire pour nos systèmes chaotiques. La commande en question est une commande basée sur la technique de mode glissant. Dans un premier temps, nous présentons la conception détaillée de la loi de commande que nous proposons. Ensuite des applications sur nos systèmes dynamiques non linéaires chaotiques et nous donnons une démonstration de convergence de la loi de commande en utilisant la théorie de Lyapunov.

### **III.2 Commande par modes glissants :**

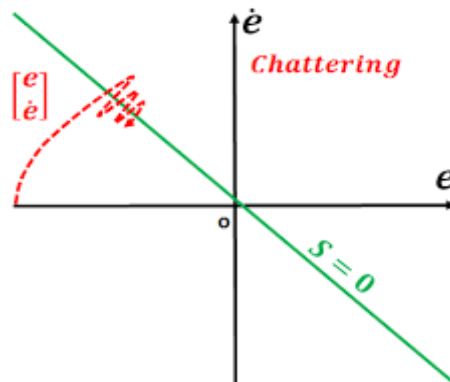
Etant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par mode glissant (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes.

Dans cette partie. Nous commencerons tout d'abord par une explication détaillée de la commande par mode glissant, ensuite nous développons des lois de commande pour la machine synchrone à aimant permanent MSAP en régime chaotique et pour le circuit de Chua.

### III.3 Principe de la commande par mode de glissement :

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et possède des bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales [74], [75], [102], [108]–[113] :

- Choix de surfaces.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- Détermination de la loi de commande.



*Figure. III. 1: Modes de fonctionnement dans le plan*

#### III.3.1 Choix des surfaces de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (\text{III.1})$$

Le calcul de surface de glissement est basée sur l'équation de **J.J Slotine** qui propose une formule générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [72]

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Où

- $x$  : variable à réguler.
- $e(x)$  : L'écart de la variable a réglé  $e(x) = x_d - x$
- $\lambda$  : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.
- $r$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

### III.3.2 Condition d'existence et de convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système, dans le plan de phase de converger vers la surface de glissement, nous retenons deux conditions de la littérature :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $v(x) > 0$  pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{v}(x) < 0$

La fonction de Lyapunov doit être comme suit :

$$v(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.3})$$

Sa dérivée sera

$$\dot{v}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (\text{III.4})$$

Pour une bonne dynamique de système et une convergence suitable il suffit d'assurer que :

$$\dot{v}(x) = S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

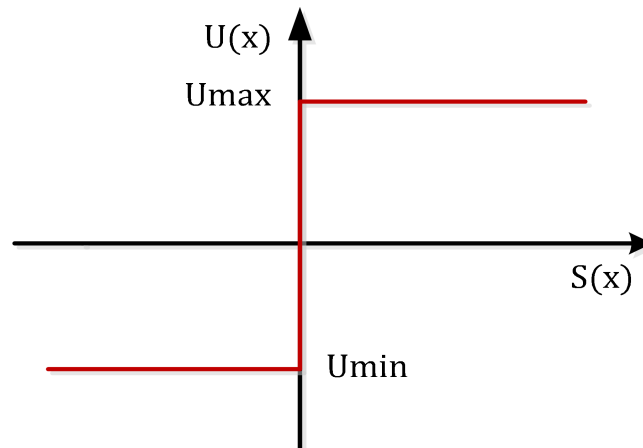
### III.3.3 Calcul de la commande :

Une fois la surface de glissement choisie ainsi que la vitesse de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à contrôler vers cette surface et ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structures variables pour la commande par mode de glissement est que la commande doit commuter entre  $U_{\max}$  et

$U_{\min}$  instantanément (fréquence infinie) en fonction du signe de la surface de glissement figure.

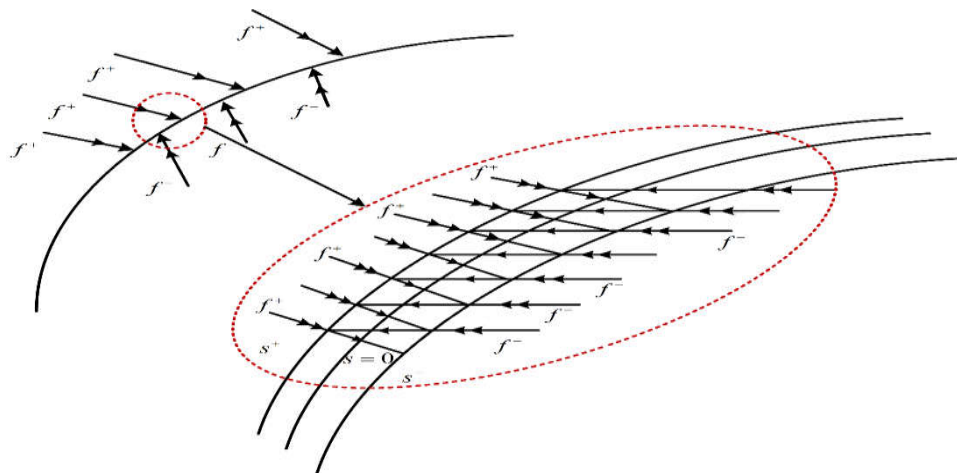
III.2. Dans ce cas des oscillations de très forte fréquence appelé « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement et le régime permanent.



*Figure. III. 2: Commande appliquée au système.*

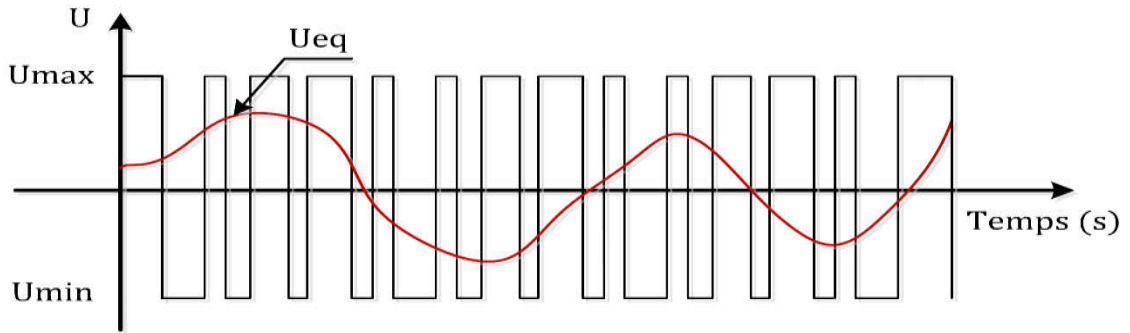
### III.3.3.1 Le phénomène de réticence ‘Chattering’ :

Un mode de glissement idéal n'existe pas dans la pratique, car cela impliquerait que la commande commute à une fréquence infinie. En présence d'imperfections de commutation, telles que des retards de temps de commutation et de petites constantes de temps dans les actionneurs, la discontinuité dans la commande de rétroaction produit une particularité.



*Figure. III. 3 : Le phénomène de ‘Chattering’*

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte  $U_{eq}$  et l'autre la stabilité  $U_n$ .  $U_{eq}$  correspond à la commande proposée par *Filipov*. Et  $U_{tkin}$  (commande équivalente) elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)=0$ . La commande équivalente est déduite en considérant que dérivée de la surface est nulle  $\dot{S}(x)=0$ .



**Figure. III. 4 :** La valeur continue prise par la commande lors des commutations entre  $U_{min}$  et  $U_{max}$ .

La commande discrète  $U_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système. Afin de mettre en évidence le développement précédent,

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} [A(x) + BU_{eq}] + \frac{\partial s}{\partial x} [BU_n] \quad (III.6)$$

Durant le mode de glissement en régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente :

$$U_n = 0 \quad (III.7)$$

$$U_{eq} = - \left[ \frac{\partial s}{\partial x} B \right]^{-1} \left[ \frac{\partial s}{\partial x} A(x) \right] \quad (III.8)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $U_{eq}$  par son expression on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface

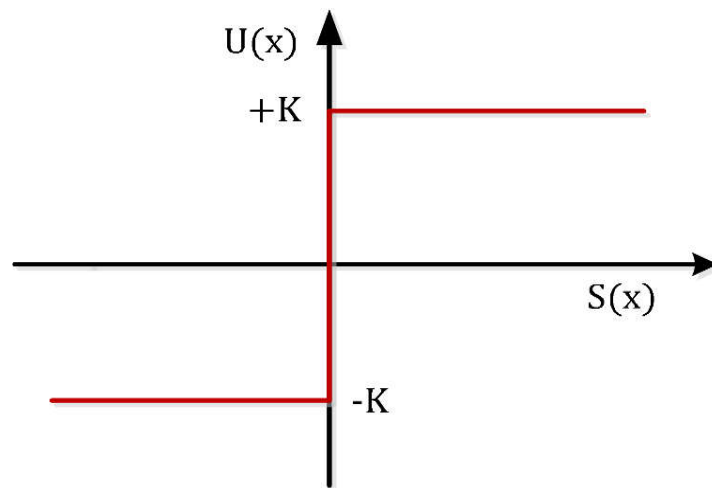
$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} BU_n \quad (III.9)$$

Sachant que :

$$\frac{\partial s}{\partial x} B = \frac{\partial \dot{S}}{\partial x} \neq 0 \quad (\text{III.10})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $U_n$  doit être opposé à celui de  $S(x) \frac{\partial s}{\partial x} [b]$ . La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*

$$U_n = K_x \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.11})$$



*Figure. III. 5* : Définition de la fonction  $U_n$ .

### III.3.3.2 Elimination du phénomène du Chattering :

Dans le but de réduire les oscillations, nous allons présenter deux solutions qui reposent sur la variation de la valeur de la commande  $U_n$  en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement. Celles-ci consistent à encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils de façon à diminuer ou éliminer l'effet de la fonction  $U_n = K_x \text{sign}(S(x))$ , origine du Chattering.

Pour remédier au problème du phénomène de « Chattering », la fonction *sign* est remplacée par une fonction *adoucie* continue définie au voisinage des limites des surfaces de glissement.

$$\text{smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (\text{III.12})$$

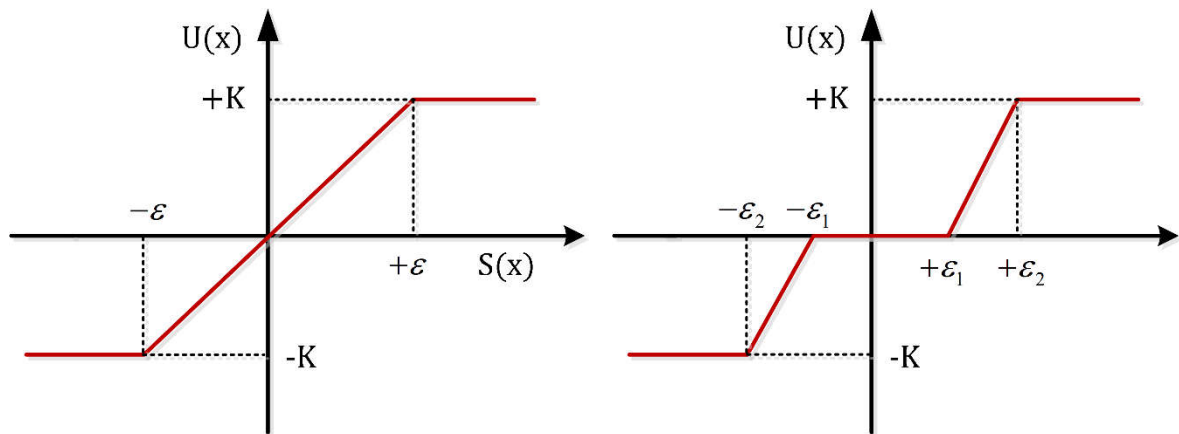


Figure. III. 6 : La fonction adoucie

### III.4 Commande mode glissant pour les systèmes chaotiques :

L'objectif du contrôle du chaos est de stabiliser les systèmes en orbites périodiques ou en points d'équilibre en gardant ou en ajustant les paramètres, alors que les paramètres du système ne peuvent pas être modifiés. Le contrôle par mode glissants a été adopté par les automaticiens et de nombreux ouvrage ont été publiés[56],[107],[114]–[116]. Parmi les méthodes utilisés pour le contrôle des systèmes chaotique, la méthode OGY [7], le contrôle de rétroaction linéaire, le contrôle adaptatif [117],[118], le contrôle flou [86], [119], [120], la méthode anti-contrôle non linéaire,[15], [25], [82],etc.

#### III.4.1 Application du mode glissant pour Chua circuit

##### III.4.1.1 Mode glissant classique

Dans cette section, nous présentons une stratégie de commande non linéaire basée sur le mode glissant d'ordre un (classique). Afin de tester l'efficacité de cette technique de commande nous avons effectué des simulations appliquées au circuit de Chua et Genisio-Tesi

Le modèle mathématique du circuit de Chua est donné comme suite

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -x_1 + x_2 + x_3 \\ \frac{dx_2}{dt} = -\beta x_1 + u \\ \frac{dx_3}{dt} = \alpha(x_1 - x_3 - g(x_3)) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

$$\text{Ou } g(x_3) = nx_3 + \frac{1}{2}(m-n)(|x_3+1| - |x_3-1|)$$

$$\text{Avec } \alpha = 40, \beta = 93.333, m = -1.139, n = 0.711$$

La sortie du système est définie comme suit :

$$y = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Où  $y$  est l'état de sortie. Le signale de référence choisi est représenté comme suite  $u_{re} = 2.5 \sin(\omega t)$ .

La dynamique de l'erreur représentée comme suit

$$\begin{cases} e_1 = y - u_{re} \\ e_2 = \dot{e}_1 = \dot{y} - \dot{u}_{re} \\ e_3 = \dot{e}_2 = \ddot{e}_1 = \ddot{y} - \ddot{u}_{re} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Alor la surface de glissement est donnée comme suit

$$s = \dot{e}_1 + \lambda e_1 \quad (\text{III.16})$$

La dérivée de (III.16) est donnée par

$$\dot{s} = \ddot{e}_1 + \lambda \dot{e}_1 \quad (\text{III.17})$$

$$\dot{s} = (\ddot{y} - \ddot{u}_{re}) + \lambda (\dot{y} - \dot{u}_{re}) \quad (\text{III.18})$$

$$\dot{s} = 0 \quad (\text{III.19})$$

La loi de commande de mode glissant est donnée comme :

$$u_{eq} = (x_1 - x_2 - x_3 - (\beta x_1 + \alpha((x_1 - x_3 - g(x_3) + \ddot{u}_{re}) + \lambda(-x_1 + x_2 + x_3) - \dot{u}_{re})) \quad (\text{III.20})$$

$$u = u_{eq} - k \text{sign}(s) \quad (\text{III.21})$$



### III.4.2 Résultats de simulations

Dans cette section des résultats de simulation effectués sous Matlab sont présentés afin d'illustrer les performances de la commande proposée.

Les figures.III.7 (a) et III.7(b) montrent les réponses des états ainsi l'erreur statique, les états de sortie sont présentés par des lignes continues bleu et ceux de la référence en lignes continues vert. La figure. III.7 (b) montre l'erreur entre la sortie et sa référence, on constate que l'erreur est nulle avec des petites oscillations. Pour valider les résultats obtenus en simulation nous avons effectué des tests expérimentaux qui seront présenté dans la section suivante.

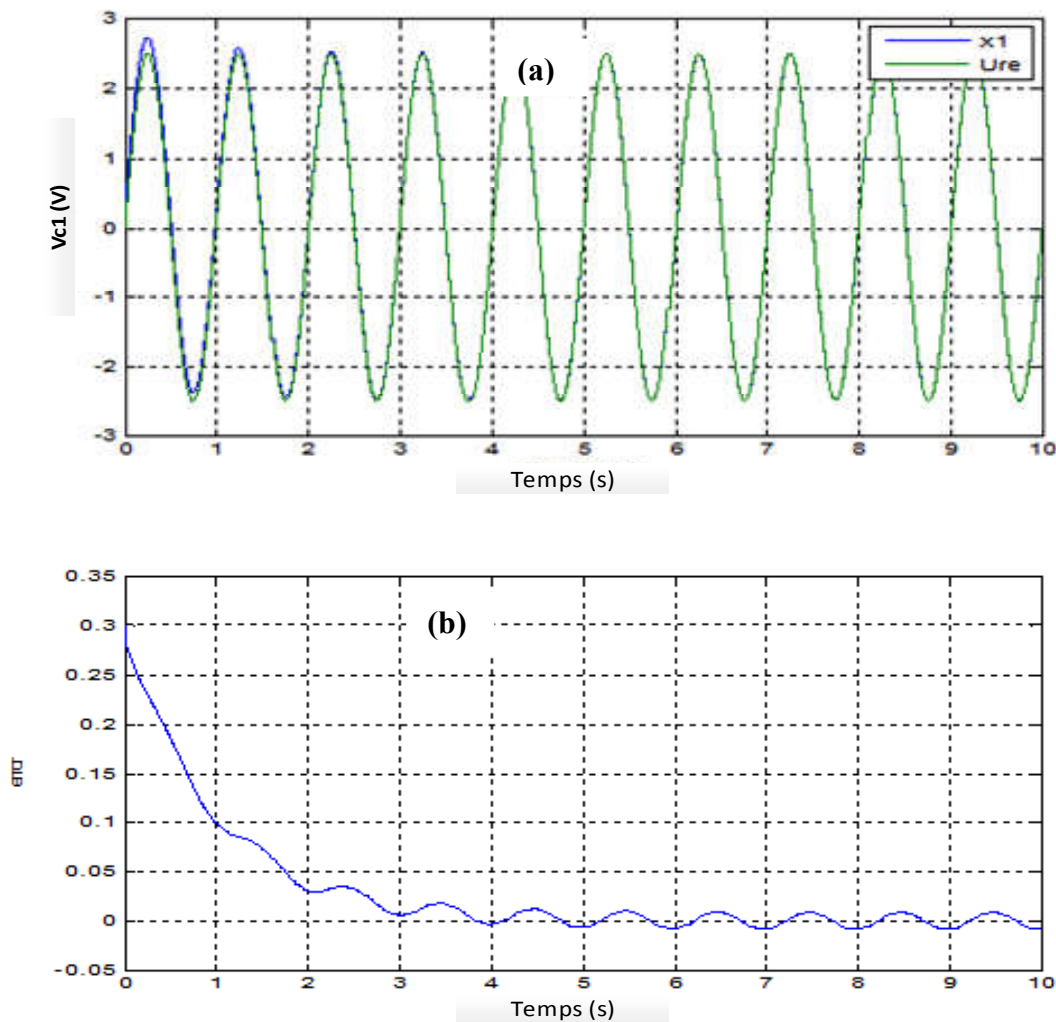


Figure. III. 7 : (A) Variation de l'état  $x_1$  et  $y_r$  en fonction du temps, (b) la variation de l'erreur statique.

### III.4.3 Résultats expérimentaux.

Dans cette section, le système de contrôle par mode glissant proposé, a été testé expérimentalement sur une configuration d'essai appropriée comme dans la figure. II .16, La configuration d'essai comprend les éléments suivants :

- Le circuit chaotique de Chua développé au chapitre précédent.
- Une alimentation CC doit fournir une tension continue (5V, + 15V, -15V) à partir d'un réseau AC.
- Une interface contrôleur DSpace (modèle Ds1104) avec une Pc 603e à 400 MHz et un processeur de signal numérique à point fixe DSP TMS320F240.

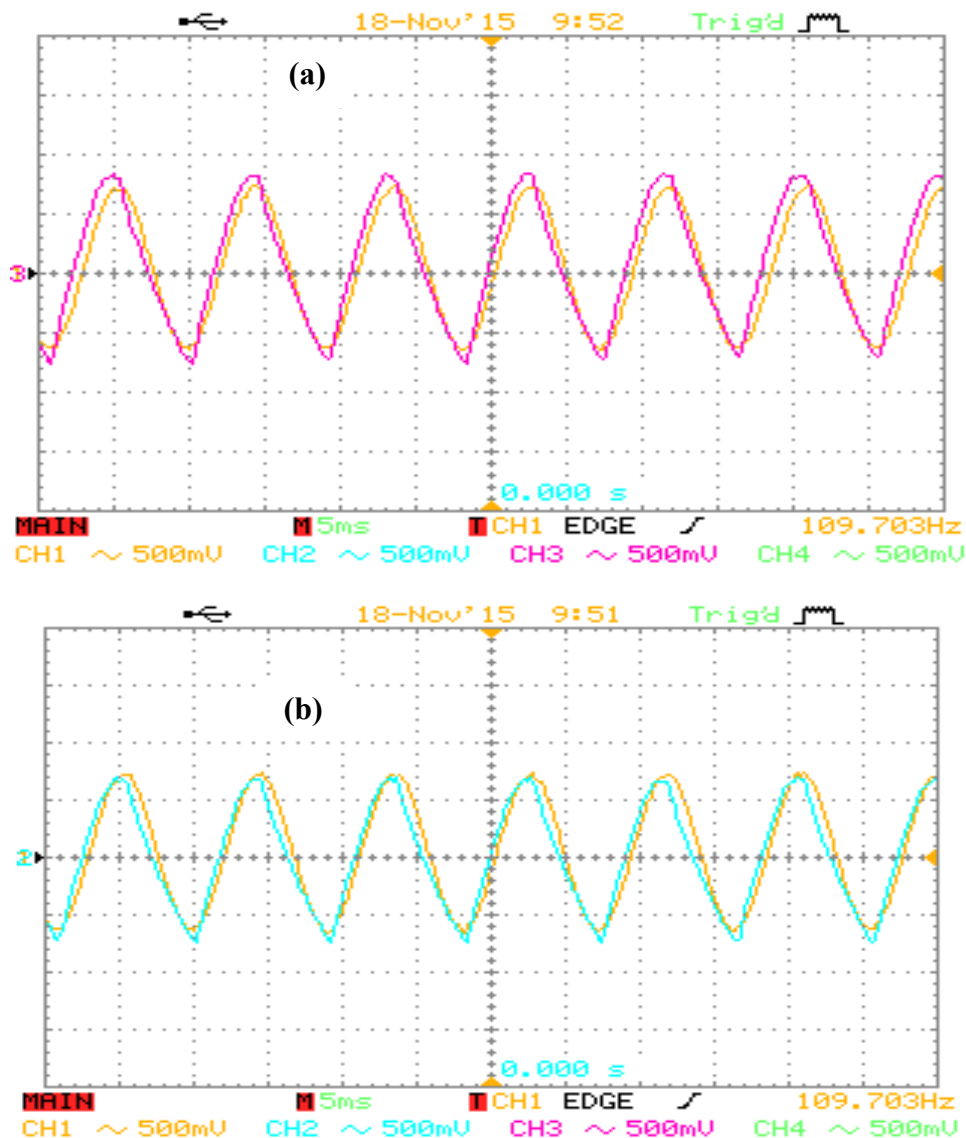


Figure. III. 8: Résultats expérimentales mode glissant d'ordre un : (a), (b) représente les variations de sortie  $x_1$   $x_2$  et  $y$ .

Les figures.6.III.(a) et la figure.6.III.(b) présentent respectivement les allures expérimentales des états des système  $Vc_1$  et  $Vc_2$  . On constate que les grandeurs contrôlées suivent parfaitement les grandeurs de référence avec une erreur statique acceptable. On remarque que dans les deux situations les sorties sont proches à la référence. Dans la suite on s'intéresse à minimiser l'erreur statique et améliorer les performances obtenues.

### III.4.4 Application du mode glissant pour le système de Genisio-Tesi

Le modèle mathématique du circuit de Chua est donné comme suite

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 + \varphi_1(t) \\ \frac{dx_2}{dt} = x_3 + \varphi_2(t) \\ \frac{dx_3}{dt} = -cx_1 - bx_2 - ax_3 + \gamma x_1^2 + \varphi_3(t) + u(t) \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Avec  $\varphi_1 = 0.1 \cos(2t)$   $\varphi_2 = 0.15 \cos(3t)$  et  $\varphi_3 = 0.2 \cos(4t)$  sont les termes de perturbation.  $u$  est l'entrée de contrôle.

**Hypothèse 1 :** La perturbation est bornée

**Hypothèse 2 :** Le système de Genisio-Tesi est contrôlable.

#### A. Calcul de la loi de commande

Soient  $e = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T$

Avec

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - x^{ref} \\ e_2 = x_2 - x^{ref} \\ e_3 = x_3 - x^{ref} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

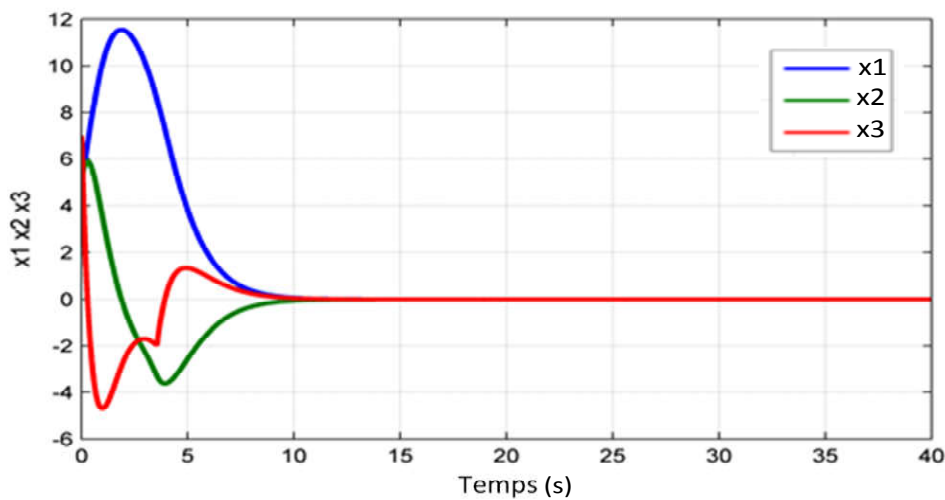
La dynamique de l'erreur peut être exprimée comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = x_2 + \varphi_1(t) - x^{ref} \\ \dot{e}_2 = x_3 + \varphi_2(t) - x^{ref} \\ \dot{e}_3 = -cx_1 - bx_2 - ax_3 + \gamma x_1^2 + \varphi_3(t) + u(t) - x^{ref} \end{cases} \quad (III.24)$$

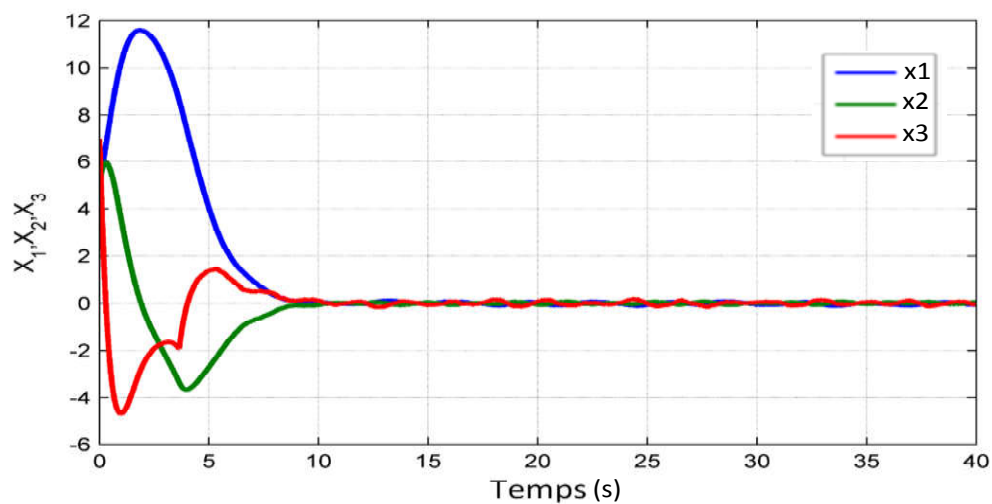
La loi de commande peut être exprimée comme suit :

$$u = u_{eq} - k \text{sign}(s) \quad (III.25)$$

### III.4.5 Résultats de simulation



*Figure. III. 9 :* Convergence des états vers le point d'équilibre pour le système de Genisio-Tesi



*Figure. III. 10:* Convergence des états vers le point d'équilibre pour le système de Genisio-Tesi avec perturbation.

La Figure III.7 concerne les résultats de la commande par mode glissant d'ordre un appliqué au système de Genisio-Tesi. On constate qu'il y a une bonne poursuite des états  $x_1$ ,  $x_2$  et  $x_3$ , pour vérifier la robustesse de notre contrôleur on a introduit des perturbations au sortie de systèmes, la figure III.8 représente la réponse de sortie de système en présence de perturbation les résultats montres une bonne dynamique.

### III.5 Application de la commande mode glissant d'ordre supérieur

La commande par mode de glissement d'ordre supérieur (MGOS) est une méthode efficace pour contourner l'obstacle de réticence (Chattering) [109]. Dans cette méthode, le contrôle discontinu est appliqué à une dérivée temporelle plus élevée de la variable glissante, de sorte que non seulement la variable glissante converge vers l'origine, mais aussi ses dérivées temporelles supérieures. Comme le contrôle discontinu n'agit pas directement sur l'entrée du système, le « Chattering » est automatiquement réduit. Dans cette partie nous avons proposé une nouvelle technique de commande par mode glissant appliquée à notre système chaotique. Cette technique permet de réduire ou même d'exclure le phénomène de "Chattering", tout en conservant les propriétés de robustesse et de convergence.

#### III.5.1 Algorithmes de mode glissant d'ordre supérieur

Le mode glissant d'ordre supérieur est introduits pour pallier au problème de Chattering tout en gardant les propriétés de convergence et de robustesse des commandes par modes glissant classique.

##### **DEFINITION III.1**

*On dit qu'il existe un mode glissant du premier (ou deuxième) ordre sur la variété  $S$  au voisinage d'un point de glissement du premier (ou deuxième) ordre  $x$ , si au voisinage du point  $x$ , l'ensemble de glissement du premier (ou deuxième) ordre est un ensemble intégral, i.e. composé de trajectoires au sens de Filippov*

Notons maintenant  $s_1 = s$  et  $s_2$  l'ensemble des points de glissement du second ordre par rapport à la variété  $s$ . On suppose que  $s_2$  est une variété suffisamment régulière. La même construction peut être effectuée par rapport à  $s_2$ . Définissant  $s_3$  comme étant l'ensemble des

points de glissement du second ordre par rapport à la variété  $s_2$ ,  $s_3$  est appelé ensemble des points de glissement du troisième ordre par rapport à la variété  $s$ .

$$s = \dot{s} = \dots = s^{(r-1)} = 0 \quad (\text{III.26})$$

On peut ainsi définir par récurrence des ensembles de glissement d'ordre quelconque. Afin de contrôler le circuit de Chua, nous allons proposer une commande mode glissant d'ordre supérieur en utilisant le principe de l'équation de Slotine  $s = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} .e$  pour déterminer notre surface.  $x \in S_r$

**DEFINITION III.2**

*Le degré relatif  $r$  du système (III.13) par rapport à la sortie  $Y(t)$  est l'ordre minimum des dérivées temporelles de la sortie  $y(t)$  dans laquelle l'entrée de commande  $u$  apparait explicitement.*

**DEFINITION III.3**

*On dit qu'il existe un mode glissant d'ordre (supérieur) sur la variété  $S$  au voisinage d'un point de glissement d'ordre  $r$ ,  $x \in S_r$  si au voisinage du point  $x$  l'ensemble de glissement d'ordre  $r$ ,  $S_r$  est un ensemble intégrale i.e. composé de trajectoire au sens de Filippov.*

**DEFINITION III.4**

*On dit que la loi de commande  $u$  est un algorithme glissant idéal d'ordre  $r$  par rapport à  $S$  si elle génère un mode glissant d'ordre  $r$  sur  $S$*

### III.5.1.1 Application

Soit le système de Chua représenté sous le modèle mathématique suivant

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -x_1 + x_2 + x_3 \\ \frac{dx_2}{dt} = -\beta x_1 \\ \frac{dx_3}{dt} = \alpha(x_1 - x_3 - g(x_3)) + u \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Supposons  $e = x_2 - x^{ref}$

$$s = e = x_2 - x^{ref} \quad (\text{III.28})$$

$$\dot{s} = \dot{e} = \dot{x}_2 - \dot{x}^{ref} = -\beta x_1 + \dot{x}^{ref} \quad (\text{III.29})$$

$$\ddot{s} = \ddot{e} = \ddot{x}_2 - \ddot{x}^{ref} = -\beta \dot{x}_1 + \ddot{x}^{ref} = -x_1 + x_2 + x_3 + \ddot{x}^{ref} \quad (\text{III.30})$$

$$\ddot{\ddot{s}} = \ddot{\ddot{e}} = \ddot{\ddot{x}}_2 - \ddot{\ddot{x}}^{ref} = -\beta \ddot{x}_1 + \ddot{\ddot{x}}^{ref} = -\dot{x}_1 + \dot{x}_2 + \dot{x}_3 + \ddot{\ddot{x}}^{ref} \quad (\text{III.31})$$

$$\begin{aligned} \ddot{\ddot{s}} = \ddot{\ddot{e}} = \ddot{\ddot{x}}_2 - \ddot{\ddot{x}}^{ref} &= -\beta \ddot{x}_1 + \ddot{\ddot{x}}^{ref} = -\dot{x}_1 + \dot{x}_2 + \dot{x}_3 + \ddot{\ddot{x}}^{ref} \\ &= -(-x_1 + x_2 + x_3) \\ &\quad + (-\beta x_1) \\ &\quad + \alpha(x_1 - x_3 - g(x_3)) + u \end{aligned} \quad (\text{III.30})$$

$$\ddot{\ddot{s}} = 0$$

$$u = -(\alpha(x_1 - x_3 - g(x_3))) + \beta x_1 - x_1 + x_2 + x_3 \quad (\text{III.31})$$

$$\begin{aligned} U_{globale} &= -(\alpha(x_1 - x_3 - g(x_3))) \\ &\quad + \beta x_1 - x_1 + x_2 + x_3 + k \text{sign}(s) \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

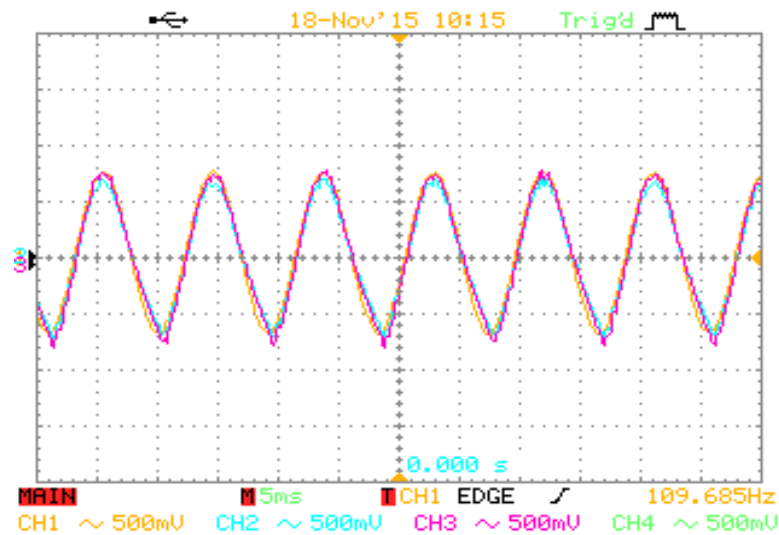


Figure. III.11: Variation de la sortie avec le signale de référence (MGOS).

La figure. III. 9 présente le comportement des états  $x_1$  et  $x_2$  en fonction du temps avec signal de référence. On constate que la sortie suit parfaitement sa référence avec une erreur presque nulle. De plus la stabilité asymptotique est garantie.

Dans un autre test de robustesse, on change la référence précédente par un signal oscillatoire à fréquence faible sans l'ajout d'une perturbation.

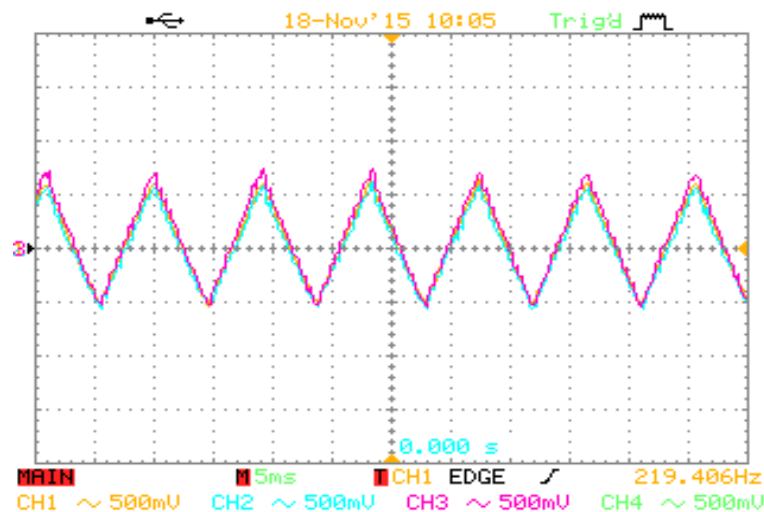


Figure. III. 12: Test de robustesse (signale triangulaire) (MGOS)

La figure.III.10 montre l'évolution des états avec la nouvelle référence, on remarque que la poursuite obtenue à l'issue de ce régulateur (mode glissant d'ordre supérieure) est très satisfaisante avec un temps de réponse trop rapide et stabilité garantie. En outre l'erreur statique a été améliorée par rapport à la commande par mode glissant d'ordre normale.



## **III.6 Application pour la commande par mode glissant pour MSAP**

Dans cette partie, nous allons présenter la commande mode glissant appliqué au machine synchrone a aimant permanent MSAP en régime chaotique. Plusieurs recherches ont été basées sur la commande par mode glissant appliqués aux systèmes chaotiques dans le but de synchronisé ou supprimé le régime chaotique. Mais parmi les obstacles rencontrés c'est le phénomène de Chattering qui est prépondérant comme nous l'avons déjà signalé. Le Chattering implique également d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs, pouvant provoquer leur usure rapide, ainsi que des pertes énergétiques non négligeables au niveau des circuits de puissance électrique.

De nombreuses études ont été effectuées dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène. L'une d'elles consiste à remplacer la fonction signe par la fonction tangente hyperbolique [52]. Cette approche a donnée des bons résultats mais il y a un autre problème c'est le temps de réponse. Pour pallier ce problème nous proposons une technique basée sur l'action intégrale par la suite nous allons expliquer en détail la synthèse de cette technique.

## **III.7 Contrôle par mode glissant à action intégrale en temps fini pour le système chaotique de MSAP**

Dans cette partie, un contrôleur mode glissant à temps fini est présenté pour contrôler une machine synchrone à aimant permanent en régime chaotique (MSAP). Le contrôleur est conçu pour la suppression du chaos en temps fini. La stabilité du système en boucle fermée est prouvée en utilisant la théorie de Lyapunov.

### **III.7.1 Modélisation du moteur synchrone à aimant permanent (MSAP)**

Les équations du modèle du moteur sont données comme suite

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(n_d \psi i_q + n_p(L_d - L_q)i_d i_q - T_L - \beta\omega) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(u_q - Ri_d - \omega L_d i_d - \omega\psi_r) \\ \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(u_d - Ri_d + \omega L_q i_q) \end{cases} \quad (III.32)$$

Où  $i_d, i_q$  et  $\omega$  sont les variables d'état, qui représentent les courants et la fréquence angulaire du moteur, respectivement,  $u_d$  et  $u_q$  les composantes de tension du stator direct et quadrature, respectivement,  $J$  le moment d'inertie polaire,  $T_L$  le couple de charge externe,  $\beta$  le coefficient d'amortissement visqueux,  $R$  La résistance d'enroulement du stator,  $L_d$  et  $L_q$  les inducteurs de stator direct et en quadrature, respectivement,  $\psi_r$  le flux et  $n_p$  le nombre de pôle. Dans le cas de  $\tilde{u}_d(0) = 0, \tilde{u}_q(0) = 0, \tilde{T}_L = 0, \sigma = 5.46, \gamma = 20,$

$(\tilde{i}_d(0), \tilde{i}_q(0), \tilde{\omega}(0) = (20, 0.01, -5))$   $(\tilde{i}_d(0), \tilde{i}_q(0), \tilde{\omega}(0) = (0.1, 0.1, 0.1))$  Le système est chaotique.

En appliquant une transformation affine.

$$x = \lambda \tilde{x} \quad (\text{III.33})$$

Et une transformation à l'échelle du temps

$$t = \tau \tilde{t} \quad (\text{III.34})$$

Où

$$x = [i_d \ i_q \ \omega]^T, \quad \tilde{x} = [\tilde{i}_d \ \tilde{i}_q \ \tilde{\omega}]^T$$

$$\frac{1}{\tau} \lambda = \begin{bmatrix} \lambda_d & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_q & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} bk & 0 & 0 \\ 0 & k & 0 \\ 0 & 0 & 1/\tau \end{bmatrix}$$

$$b = \frac{L_q}{L_d} \quad k = \frac{\beta}{n_p \tau \psi_r}$$

Et  $\tau = \frac{L_q}{R_1}$  on a obtenu le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_d}{dt} = -\tilde{i}_d + \tilde{\omega}\tilde{i}_q + \tilde{u}_d \\ \frac{d\tilde{i}_q}{dt} = -\tilde{i}_q - \tilde{\omega}\tilde{i}_d + \gamma\tilde{\omega} + \tilde{u}_q \\ \frac{d\tilde{\omega}}{dt} = \sigma(\tilde{i}_q - \tilde{\omega}) + \varepsilon\tilde{i}_d\tilde{i}_q - \tilde{T}_L \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Où

$$\gamma = -\frac{\psi_r}{kL_q}, \quad \sigma = \frac{\beta\tau}{J}, \quad \tilde{u}_q = \frac{1}{R_1 k} u_q, \quad \tilde{u}_d = \frac{1}{R_1 k} u_d, \quad \varepsilon = \frac{n_p b \tau^2 k^2 (L_d - L_q)}{J}, \quad \tilde{T}_L = \frac{\tau^2}{J} T_L$$

### III.8 Elimination de régime chaotique dans MSAP

Cette section est consacrée à fournir une approche de contrôle basée sur la commande par mode glissant à temps fini (*Finite-time integral sliding mode control for chaotic permanent magnet synchronous motor systems [122]*), pour supprimer le chaos dans la machine synchrone (MSAP).

#### III.8.1 Contexte et position du problème

On considère la classe des systèmes non linéaires vérifiant les équations :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.36})$$

Où  $x \in R, f(x) \in R, g(x) \in R$  et  $g^{-1}(x) \neq 0 \in R$

Permettez-nous d'introduire une variable glissante :

$$S = x + \theta x_1 \quad (\text{III.37})$$

$$\dot{x}_1 = \text{sgn}(x) \text{ avec } x_1(0) = -\frac{x(0)}{\theta} \text{ ou } \theta > 0$$

Introduisant  $(\omega^r, i_q^r, i_d^r)$  les points d'équilibres. Le but de cette partie est de concevoir un contrôleur qui stabilise le système (III.16) vers le point d'équilibre et garantit la suppression du chaos. Nous ajoutons le contrôle unique  $u(t)$  au système (III.16), puis le système MSAP contrôlé peut être exprimé par.

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \sigma(i_q - \omega) \\ \frac{di_q}{dt} = -i_q - i_d \omega + \gamma \omega + u \\ \frac{di_d}{dt} = -i_d + i_q \omega \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Laissez les états d'erreur du système être

$$e_1 = \omega^r - \omega \quad e_2 = i_q^r - i_q \text{ et } e_3 = i_d^r - i_d$$

Ensuite, la dynamique du système peut être exprimée comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \sigma(e_2 - e_1) \\ \dot{e}_2 = -(e_1 e_2 + \omega e_3 + i_d e_1) - e_2 + \gamma e_1 + u \\ \dot{e}_3 = e_1 e_3 + \omega e_2 + i_q e_1 - e_3 \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

La surface de glissement appropriée peut être choisie comme suit :

$$S = e_2 + \theta e_{2l} \quad (\text{III.40})$$

$$\dot{e}_{2l} = \text{sgn}(e_2) \text{ avec } e_{2l}(0) = -\frac{e_2(0)}{\theta}$$

**Remarque III.1**

*Selon [121],  $x$  sera toujours conservé sur  $S$ . Si nous garantissons que la surface  $S$  est toujours nulle puis  $x$  converge à zéro dans un temps fini.*

Les équations du modèle du moteur sont données comme suit :

Si  $e_2$  atteint  $S$ , il converge à zéro dans un temps fini

$$T_s = \frac{|e_2(0)|}{\theta}$$

La dériver de  $S$

$$\dot{S} = \dot{e}_2 + \theta \text{sgn}(e_2) \quad (\text{III.41})$$

Soit  $S = 0$ , on peut obtenir le contrôle équivalent comme suit :

$$u_{eq} = e_1 e_3 + \omega e_3 + i_d e_1 + e_2 - \gamma e_1 - \theta \text{sgn}(e_2) \quad (\text{III.42})$$

Le contrôle est sélectionné comme suit :

$$u_{rech} = -\mu \text{sgn}(S) \quad (\text{III.43})$$

Où  $\mu > 0$  est un nombre positif.

La loi de la commande est conçue comme suit :

$$u = u_{eq} + u_{rech} \quad (III.44)$$

**THÉORÈME :III.1**

*Considérons le système d'erreur dynamique (III.23). Le contrôleur de mode glissant action intégral [122] (III.24) donne une convergence de  $e_2$  à 0 en temps fini, et les erreurs  $e_1$  et  $e_3$  sont globalement asymptotiquement stables à (0, 0).*

**Preuve :**

Soit la fonction Lyapunov  $V(s)$  définie par:

$$V(S) = \frac{1}{2} S^2 \quad (III.45)$$

La dérivée temporelle de cette fonction par rapport au temps (III.47):

$$\dot{V}(S) = S\dot{S} \quad (III.46)$$

$$\dot{V}(S) = S(-e_1 e_3 + \omega e_3 + i_d e_1) - e_2 + \gamma e_1 + \theta \operatorname{sgn}(e_2) + u \quad (III.47)$$

En remplaçant (12) par (15) :

$$\dot{V}(S) = -\mu |S| \quad (III.48)$$

Selon la condition de glissement [20],  $e_2$  et  $\dot{e}_2$  convergent vers zéro dans un temps fini. Après que  $e_2$  a convergé vers 0, les dynamiques des erreurs  $e_1$  et  $e_3$  peuvent être écrites comme suit:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\sigma e_1 \\ \dot{e}_3 = i_q e_1 - e_3 \end{cases} \quad (III.49)$$

Si la fonction Lyapunov candidate est définie comme suit :

$$V(e) = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_3^2) \quad (III.50)$$

Ensuite, sa dérivée est :

$$\dot{V}(e) = e_1 \dot{e}_1 + e_3 \dot{e}_3 \quad (\text{III.51})$$

$$\dot{V}(e) = -\sigma e_1^2 - e_3^2 + i_q e_1 e_3 \quad (\text{III.52})$$

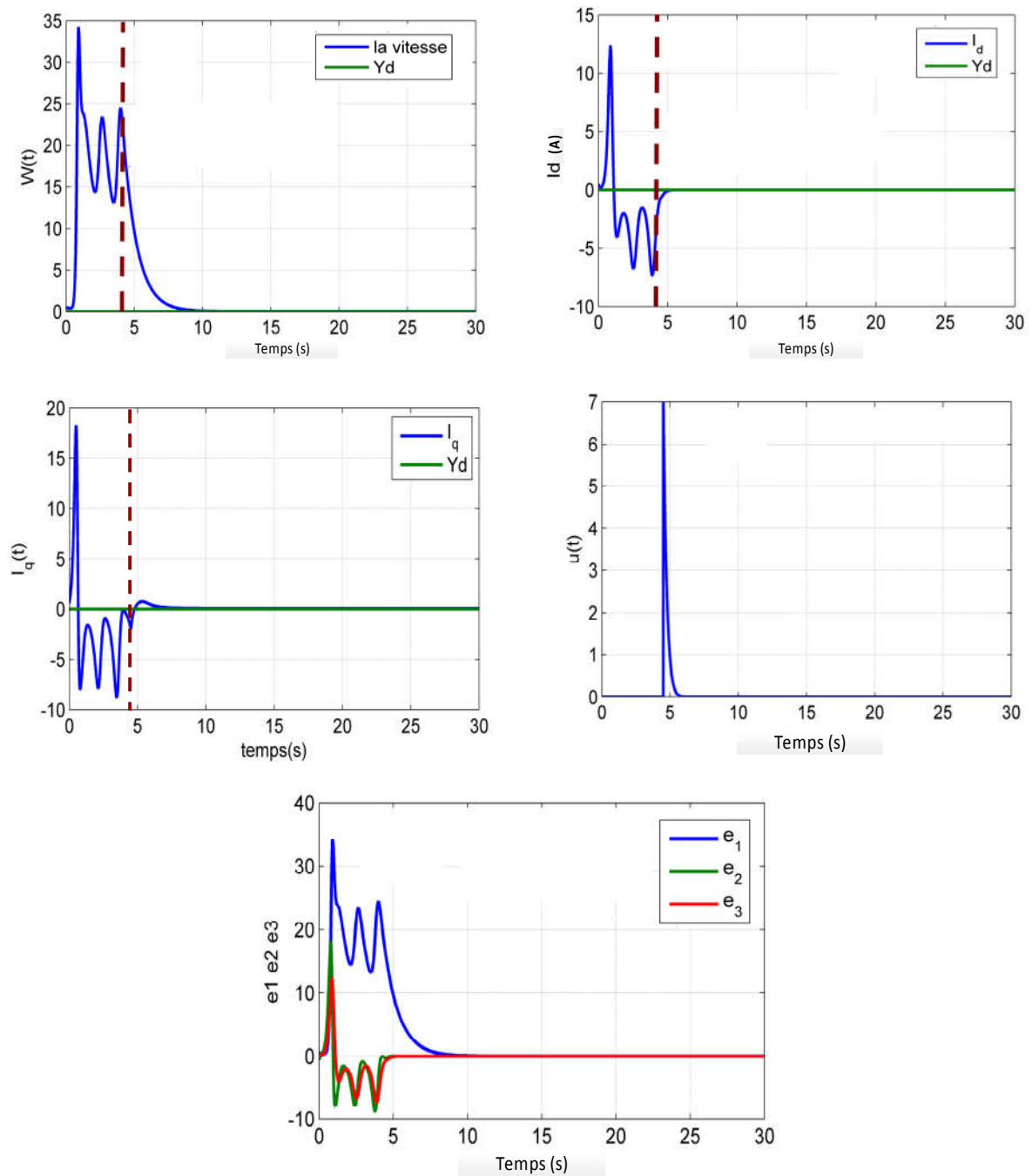
L'inégalité (III.52) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{V}(e) = -e^T \Gamma e < 0 \quad (\text{III.53})$$

Avec  $e = [e_1 \ e_3]^T$  et  $\Gamma = \begin{bmatrix} \sigma & \mathbf{0} \\ -i_q & \mathbf{1} \end{bmatrix} > 0$  ( $\sigma > 0$ )

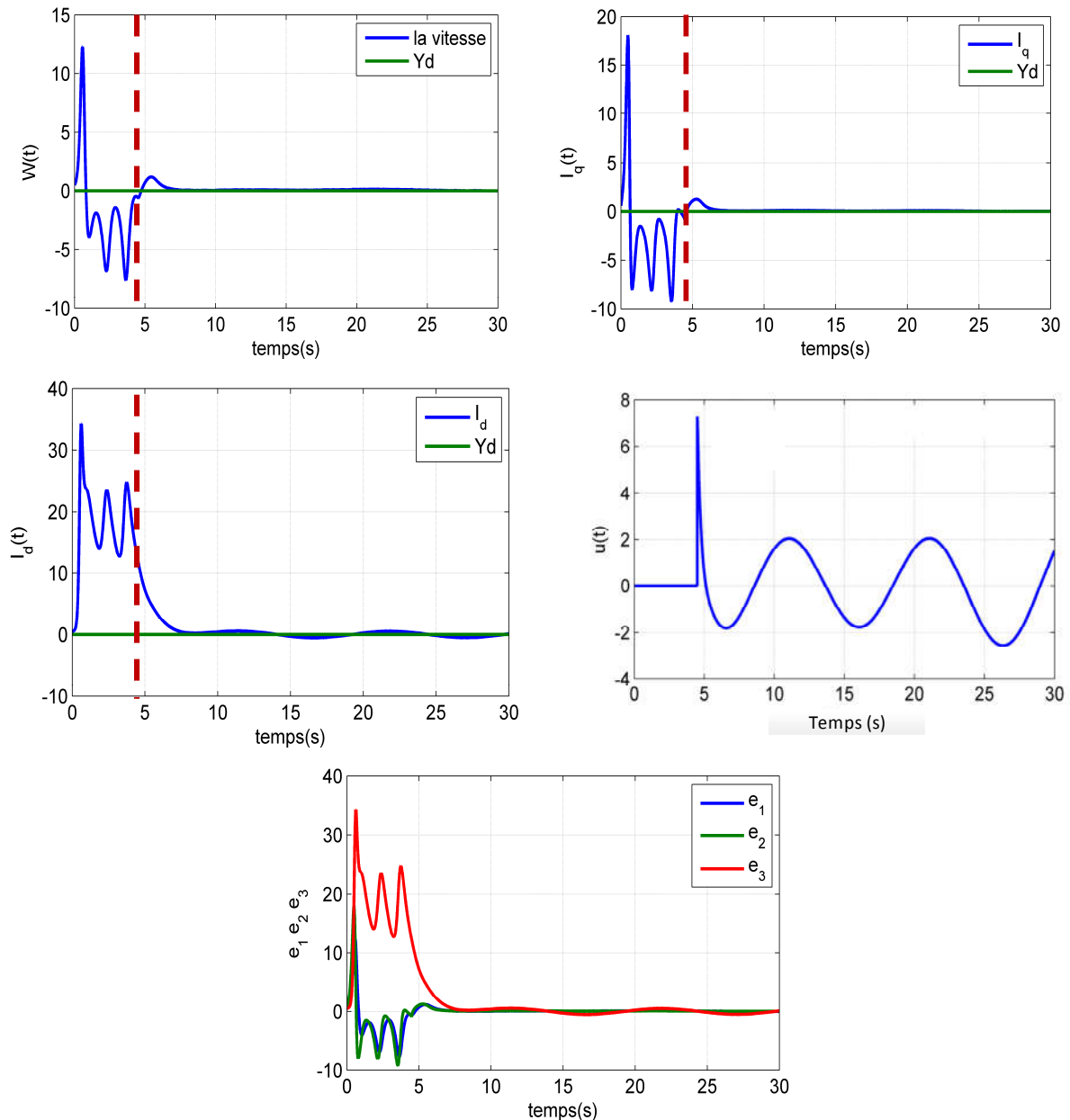
### III.8.2 Résultats de simulations

Dans cette partie, en utilisant MATLAB, des simulations numériques sont effectuées pour vérifier l'efficacité de la méthode proposée. Les valeurs paramétriques MSAP sont identiques à celles présentées dans le chapitre II. Le point d'équilibre souhaité est  $(\omega^r, i_q^r, i_d^r) = (0, 0, 0)$ . Le signal de commande prend effet après  $t = 4,5$  s.



**Figure. III. 13 :** Réponses du système avec le contrôle en action à  $t = 4,5$  s. (A) Vitesse. (B) courant de l'axe q. (C) courant de l'axe des d. (D) la loi de la commande. (E) erreurs statique

À partir des résultats obtenus dans la figure.III.13, on remarque que la structure de contrôleur proposée présente de bonnes performances.



**Figure. III. 14 :** Réponses du système en présence de l'incertitude du modèle et des perturbations externes avec le contrôle en action  $t= 4,5$  s. (A) Vitesse. (B) courant de l'axe q. (C) courant de l'axe des d. (D) la loi de la commande. (E) erreurs statique.

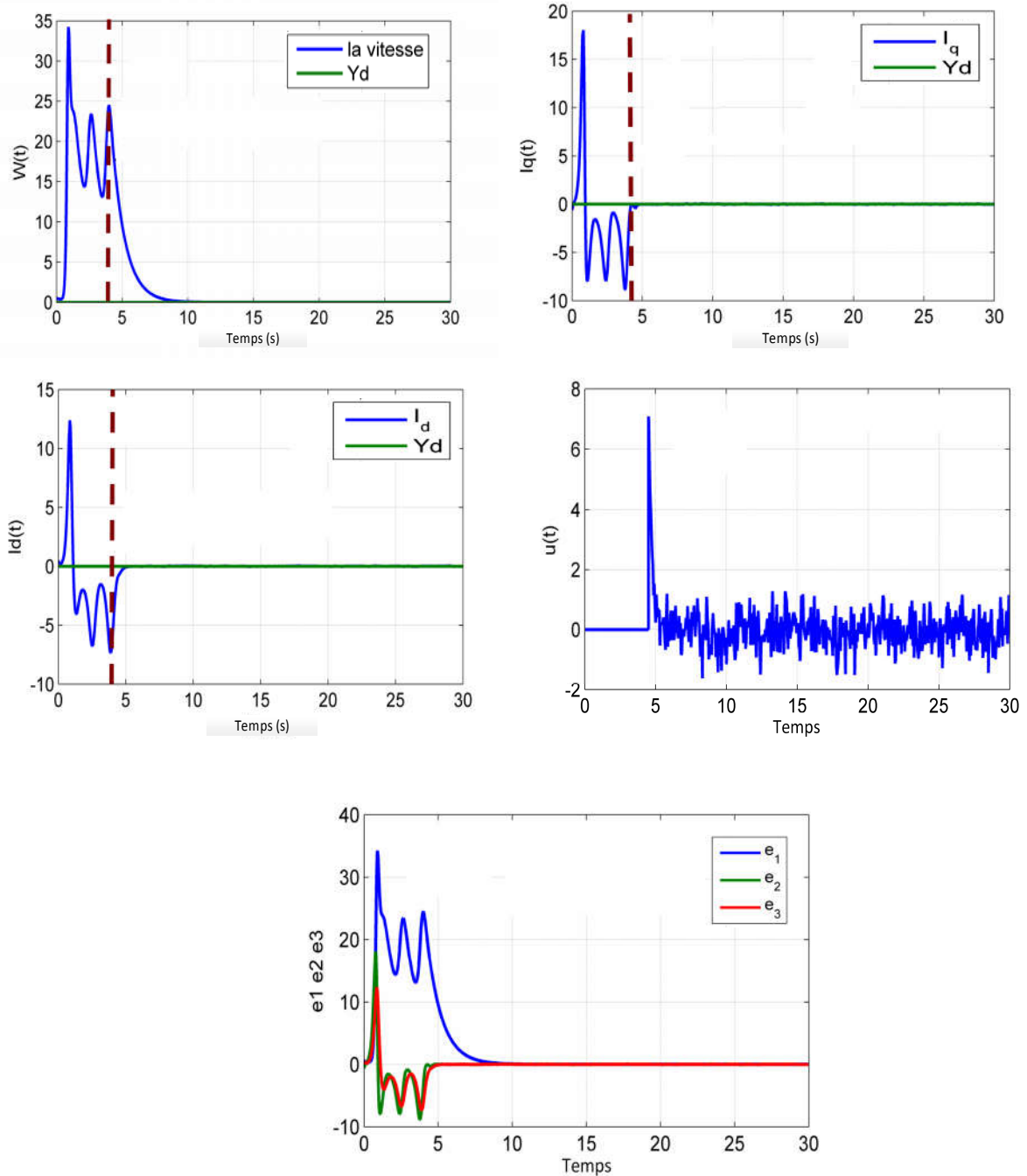
Ensuite, nous examinons la robustesse de contrôleur proposé en présence de l'incertitude du modèle et des perturbations externes. La figure.III.14 montre les performances de contrôleur pour une augmentation de 40% des paramètres ( $\gamma$  et  $\sigma$ ) et des perturbations externes ont été ajoutées au MSAP. A partir de cette figure, on peut conclure que le contrôleur proposé est robuste aux changements dans les paramètres et aux perturbations agissant sur le système.

Enfin, nous examinons la robustesse des contrôleurs proposés en présence du bruit de mesure. Dans ce cas, des bruits blancs avec des variances de 3% sont simultanément ajoutés aux



### Chapitre. III : Commande par mode glissant pour les Systèmes Chaotiques Electriques

mesures des sorties. Les réponses de système sont illustrées dans la figure.III.15. On constate que la poursuite des états vers leurs valeurs souhaitées est très satisfaisante malgré la présence du bruit de mesure.



**Figure. III. 15 :** Réponses du système avec présence du bruit blanc avec le contrôle à  $t= 4,5$  s. (A) Vitesse. (B) courant de l'axe q. (C) courant de l'axe d. (D) la loi de la commande. (E) erreurs statique.

## III.9 Commande Mode glissant par Super-Twisting appliquée au système du Chua

Pour éviter l'effet de (Chattering), plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature en mode glissement, parmi ces méthodes on cite l'algorithme de super-twisting  $ST$  [116]. Le  $ST$  joue un rôle spécial par apport à d'autres contrôleurs de mode de glissement de second ordre (SOSM),  $ST$  s'applique à un système quel que soit son ordre.

### III.9.1 Application de la commande super twisting au système de Chua

Dans cette partie, on présente une commande par super twisting de system de Chua. L'objectif principal de cette proposition est de diriger les vecteurs d'état pour suivre leur vecteur de référence.

Soit l'algorithme de super-twisting suivante

$$\begin{cases} u = -\gamma \|x\|^{\frac{1}{p}} \varphi + \psi \\ \dot{\psi} = -\lambda \varphi \\ \varphi = \text{sign}(x(t)) \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

Où  $\lambda, \gamma$ ,  $p = \frac{1}{q}$  sont des nombres positif avec  $q$  est un nombre impair

Cette loi de commande a été synthétisée à l'aide des surfaces suivantes :

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - x_{ref} \\ e_2 = x_2 - x_{ref} \\ e_3 = x_3 - x_{ref} \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

La dynamique d'erreur en boucle fermée est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{dx_1}{dt} = -x_1 + x_2 + x_3 + u_1 \\ \dot{e}_2 = \frac{dx_2}{dt} = -\beta x_1 + u_2 \\ \dot{e}_3 = \frac{dx_3}{dt} = \alpha (x_1 - x_3 - g(x_3)) + u_2 \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

Les surfaces de glissement sont sélectionnées comme suit :

$$\begin{cases} S_1 = e_1 = x_1 - x_{ref} \\ S_2 = e_2 = x_2 - x_{ref} \\ S_3 = e_3 = x_3 - x_{ref} \end{cases} \quad (III.57)$$

Introduisant  $\gamma_n = -k_n e_n$

$$\begin{cases} \gamma_1 = -k_1 e_1 \\ \gamma_2 = -k_2 e_2 \\ \gamma_3 = -k_3 e_3 \end{cases} \quad (III.58)$$

Ou  $k_1, k_2, k_3$  sont des positive nombre

Le contrôleur est défini comme suite :

$$u_1 = \gamma_1 + x_1 - x_2 - x_3 - \lambda_1 \|e_1\|^p \text{sign}(e_1) \quad (III.59)$$

$$u_2 = \gamma_2 + \beta x_1 - \lambda_2 \|e_2\|^p \text{sign}(e_2) \quad (III.60)$$

$$u_3 = \gamma_3 - \alpha (x_1 + x_3 + g(x_3)) - \lambda_3 \|e_3\|^p \text{sign}(e_3) \quad (III.61)$$

### III.9.2 Résultats des simulations

Dans cette section, une simulation sur le contrôle du chaos dans le circuit de Chua par contrôleur de mode glissant basé sur le super twisting est effectuée. Supposons que la référence est  $x_{ref} = 0$ . La figure.III.16 présente les résultats de simulations obtenus en utilisant ce type de contrôleur. A partir de cette figure, on peut voir clairement que le contrôleur proposé est capable de stabiliser les sorties de systèmes chaotique.

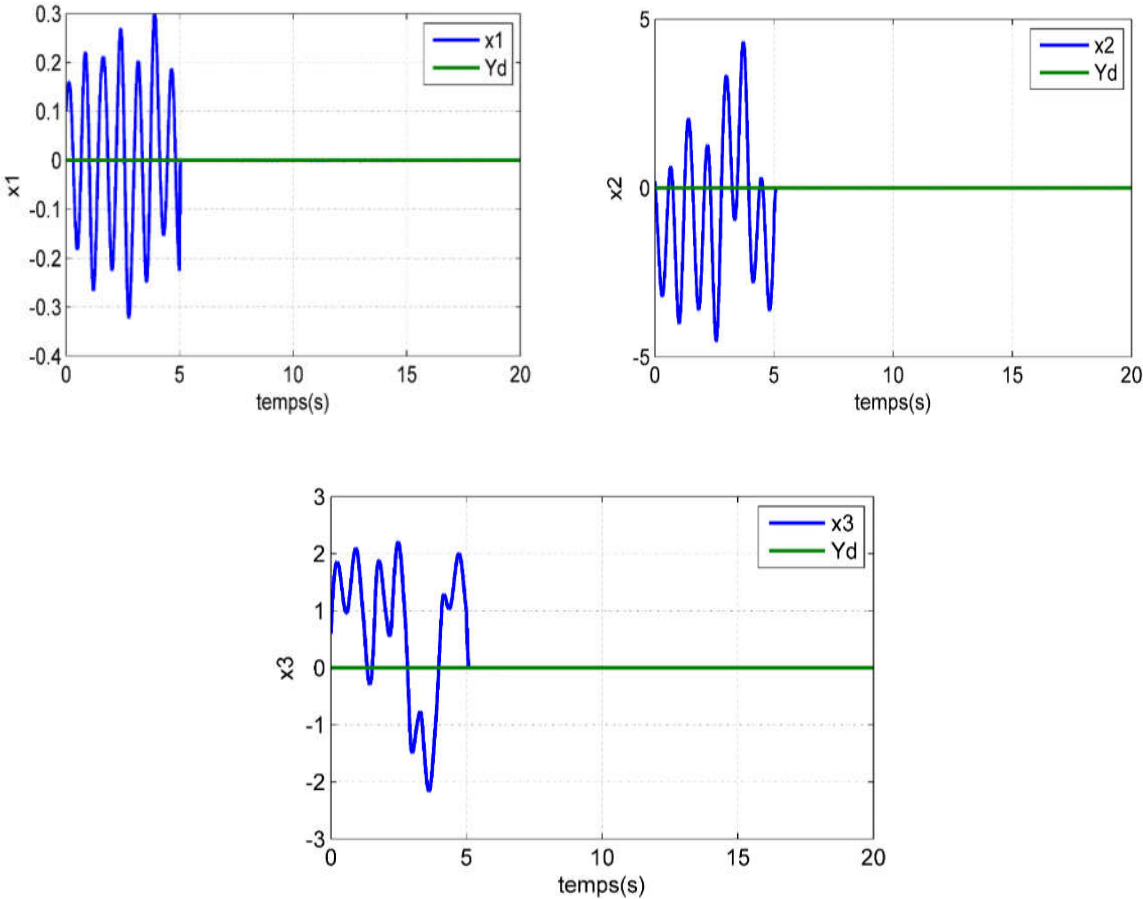


Figure. III. 16 : La variation de la sortie avec référence

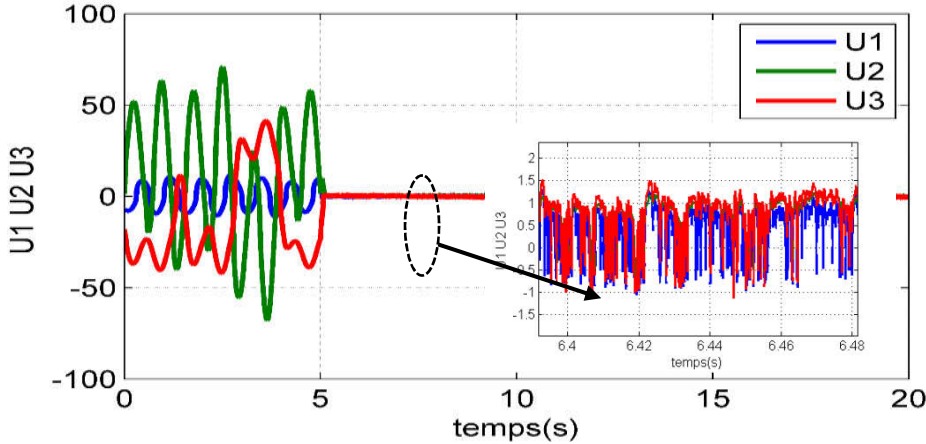


Figure. III. 17 : La variation de la loi de commande

### **III.10 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons établi des lois de commandes à structures variables pour les systèmes chaotiques notamment les systèmes électriques tel que ; le circuit de Chua et la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) en régime chaotique. En premier lieu nous avons développé des lois de commandes par mode glissant d'ordre un. D'après les résultats obtenus, nous constatons de fortes oscillations, cela est dû à la commutation rapide qui se fait avec une fréquence infiniment grande ce qui correspond au phénomène de « Chattering ». Dans le but de réduire ce problème, nous avons utilisé une autre technique qui est la commande par mode glissant d'ordre supérieure dans le cas de circuit de Chua. En outre, pour la MSAP nous avons développé une autre technique de commande qui permette d'assurer la convergence en temps fini (finite times). Les résultats obtenus par simulation et expérimentation ont permis de mettre en évidence les capacités de poursuite pour les sorties de système avec les différents algorithmes proposés. Dans la suite de ce travail nous allons aborder le problème d'observation des systèmes chaotiques en proposant une synthèse pour les systèmes étudiés.

# Chapitre IV

---

**Observation pour les  
Systèmes Chaotiques**

---

## IV.1 Introduction

Les problèmes d'observabilité des systèmes électriques chaotiques sont primordiaux dans ce domaine de recherche. On trouve très peu de papiers qui abordent le sujet en profondeur. Dans ce chapitre, nous présentons l'essentiel des principes de l'estimation d'état et quelques définitions sur l'observabilité. Ces rappels constituent une introduction au problème d'observabilité pour un système électrique chaotique.

Nous proposons une technique de synthèses d'observateur non linéaire pour le circuit de Chua. L'observateur non-linéaire proposé est de type mode glissant. Cette technique d'observation a pour objectifs la synchronisation de systèmes chaotiques. Une démonstration de convergence est donnée en utilisant la théorie de Lyapunov.

## IV.2 C'est quoi un observateur

Un observateur d'état est une extension d'un modèle représenté sous forme de représentation d'état. Il est fréquemment nécessaire d'estimer certaines variables décrivant l'état d'un système qui ne sont pas directement mesurables pour des raisons techniques ou économiques. Ce problème trouve une solution par l'utilisation de "capteurs logiciels" appelés généralement observateurs. La construction d'un observateur, afin d'estimer ces variables, s'appuie sur un modèle mathématique représentant le comportement du système.

Les observateurs d'état trouvent leur intérêt dans plusieurs domaines et notamment en commande des systèmes, en supervision et en diagnostic de défauts en monitoring en général. Plusieurs stratégies de commande utilisent l'état du système afin de calculer la loi de commande permettant au système d'accomplir sa mission. Comme le vecteur d'état n'est pas toujours mesurable directement, un observateur est alors nécessaire pour l'estimer. Dans le domaine de la supervision, l'opérateur humain a besoin de connaître l'évolution dans le temps de certaines variables d'un système physique pour prendre une décision. Par exemple, un pilote d'avion a besoin de connaître, entre autres, l'altitude et la vitesse de l'avion. Pour un réacteur chimique, la surveillance de l'évolution des concentrations permet de déterminer le moment où certains produits doivent être ajoutés. Un observateur d'état peut être utilisé afin d'estimer ces concentrations à chaque instant.

Les observateurs d'état ont également une place importante dans les problèmes de diagnostic des systèmes dynamiques. En effet, de nombreuses méthodes de détection,

localisation et estimation de défauts à base de modèle utilisent le concept d'observateur afin de générer des résidus sensibles aux défauts.

Considérons ici un système linéaire stationnaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

La propriété d'observabilité d'un tel système correspond au fait que l'état  $x(t)$  peut être déterminé sur tout intervalle  $[t_0, t_1]$  à partir de la connaissance de  $u(t)$  et  $y(t)$ , et peut être formalisée de la façon suivante.

#### **DEFINITION VI.1**

*Observabilité [145]. Le système (IV.1) est observable si, étant donné l'instant  $t_0$ , il existe un instant  $t_1$  tel que la connaissance de  $y(t_0, t_1)$  et  $u(t_0, t_1)$  permette de déterminer de manière unique l'état  $x(t_0) = x_0$  et ceci quelque soit l'entrée du système*

#### **DEFINITION VI.2**

*Reconstructibilité. Un état  $x_1$  est dit reconstructible à l'instant  $t_1$  si, quelque soit  $u(t)$ , il existe  $t_0 \leq t_1$  tel que la connaissance de  $u(t)$  et de  $y(t)$  avec  $t \in [t_0, t_1]$ , permettent de déterminer  $x_1 = x(t_1)$ . Si tout état est reconstructible à l'instant  $t_1$ , le système est dit complètement reconstructible*

#### **Remarque VI.1**

*Dans la première définition (observabilité), le problème est de retrouver la condition initiale de l'état à partir d'informations postérieures à celle-ci. Dans la deuxième (reconstructibilité) le problème est de déterminer l'état à partir d'informations antérieures à celle-ci.*

### **IV.3 Conditions d'observabilités**

La technique de la commande en boucle fermé statique ou dynamique repose implicitement sur l'hypothèse, que tout état est connu à chaque instant. Pour des raisons technologiques (de matériel, de réalisabilité, etc.), de fiabilité (panne des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs), dans de nombreuses applications la mesure de toutes les



états ne sont pas possibles. Il est alors nécessaire, à l'aide des mesures disponibles de reconstruire les variables d'état non mesurées. C'est le problème bien connu de l'observation. Un observateur est une copie du système original, qui a des gains correcteurs et des limites de commutation.

**DEFINITION VI.3**

*Indiscernabilité [144] Deux états initiaux  $x(t_0) = x_1$  et  $x(t_0) = x_2$  sont dit indiscernables pour le système (IV.1) si  $\forall t \in [t_0, t_1]$ , les sorties correspondantes  $y_1(t)$  et  $y_2(t)$  sont identiques quelle que soit l'entrée admissible  $u(t)$  du système.*

**DEFINITION VI.4**

*Observabilité Le système non linéaire (IV.1) est dit observable s'il n'admet de paire indiscernable*

En d'autres termes, un système est observable s'il n'existe pas d'états initiaux distincts qui ne puissent être départagés par examen de la sortie du système.

**DEFINITION VI.5**

*Espace d'observabilité [144] Soit le système (IV.1) L'espace d'observabilité, noté  $O$ , est le plus petit sous-espace vectoriel de fonction de  $R_n$  à valeur dans l'espace de sortie, contenant les sorties  $h_1, h_2, \dots, h_p$  et qui soit fermé sous l'opération de la dérivation de Lie par rapport au champ de vecteur  $f(x, u)$ ,  $u$  étant fixé.*

On note  $dO$  l'espace des différentielles des éléments de  $O$

**IV.4 Observabilité et condition de rang**

Dans cette section nous présentons les cas particuliers et les conditions suffisantes d'observabilité pour le système (IV.1) [123]–[125].

Alors nous considérant le système non linéaire suivant

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x)u = F(x(t), u(t)) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Rappelons qu'un champ de vecteurs  $f$  peut être interprété selon les besoins de deux manières :

Comme une application qui à tout point  $x$  assigne un vecteur  $f(x)$ . Dans ce cas on l'écrit dans la base canonique sous la forme suivante :

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \dots \\ f_n(x) \end{pmatrix}$$

On dit que les  $f_i$  sont ses composantes. Sous cette forme on dit aussi qu'il régit un système

d'équations différentielles (une dynamique) dont les courbes tangentes  $x(t)$  vérifient :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) \quad (\text{IV.3})$$

On dit que  $x(t)$  est une courbe intégrale de  $f$ .

Comme une dérivation qu'il faudra écrire sous la forme suivante :

$$f = f_1 \frac{\partial}{\partial x_1} + f_2 \frac{\partial}{\partial x_2} + \dots + f_n \frac{\partial}{\partial x_n}$$

Sous cette forme il s'applique à une fonction réelle  $h(x)$  comme suit :

$$L_f h = f_1 \frac{\partial h}{\partial x_1} + f_2 \frac{\partial h}{\partial x_2} + \dots + f_n \frac{\partial h}{\partial x_n}$$

Cette nouvelle fonction  $L_f h$  s'appelle la dérivée de Lie de  $h$  dans la direction de  $f$ .

Si  $f = \frac{\partial}{\partial x_i}$ , alors  $L_f h = \frac{\partial h}{\partial x_i}$  et on reconnaît les dérivations partielles. Il est facile de voir que :

$$L_f h = dh(f) = \nabla h \cdot f = \frac{dy}{dt} := \dot{y}$$

Où  $dh$  est la différentielle de  $h$ , et  $\nabla h \cdot f$  est le produit scalaire du gradient  $\nabla h$  de  $h$  avec  $f$ . Maintenant, nous sommes en mesure de donner une définition "faible" de la notion d'observabilité tel que donné par [126].

Considérons le système dynamique de la forme (IV.2). On dit que la paire  $(f, h)$  est observable au sens du rang si la différentielle de la sortie  $h$  avec les différentielles de ses dérivées de Lie successives dans la directions de  $f$  jusqu'à l'ordre  $n - 1$  sont indépendante (sur un voisinage de 0).

C'est-à-dire que :

$$\text{Rang} \{ dh, dL_f h, \dots, dL_f^{n-1} h \} = n \quad (\text{IV.4})$$

$$o = \begin{pmatrix} dh \\ dL_f h \\ dL_f^2 h \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}$$

Être égal à la dimension vecteur d'état  $n$  ;  $L_i h(z)$  étant le dérivé de Lie de  $h$  d'ordre  $i$ , le long de  $F(x, U)$ .

#### **DEFINITION VI.6**

*(Voir, [139], [144] ) Condition de rang. Une condition localement faiblement observable pour le système (IV.2) est que le rang de la matrice d'observabilité  $O$  de la dimension  $+\infty \times n$  définie comme suit Avec  $x(t_0) = x_0$ , et la définition d'observation suivante:*

## **IV.5 Observateur non linéaire**

### **IV.5.1 Principe de fonctionnement d'un observateur linéaire**

La structure de l'observateur est celle indiquée sur la figure. IV.1. Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains  $L$  permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur.

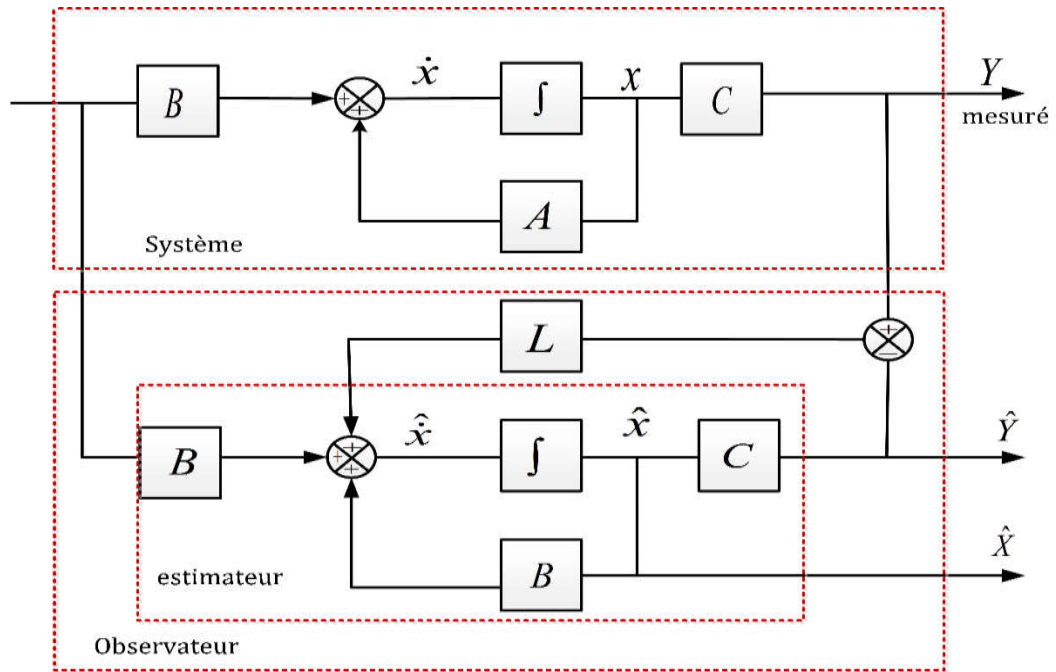


Figure. IV. 1: Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

Nous allons brièvement présenter la synthèse d'un observateur grand gain pour le cas d'un système non linéaire général.

Soit un système non linéaire de la forme :

$$\text{sys} \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x)u = F(x(t), u(t)) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Où  $x \in R^n, u \in R^m, y \in R^p$

Pour le système décrit par le système d'équation (IV.4), le rôle d'un observateur consiste à estimer l'état du système  $x(t)$  en connaissant les grandeurs d'entrées et sorties. Un observateur (Obs) pour le système IV.4 peut être représenté comme suit :

$$\text{Obs} \left\{ \dot{\hat{x}}(t) = F(\hat{x}(t), u(t)) + k(y(t) - h(\hat{x}(t))) \right. \quad (\text{IV.5})$$

Où  $k$  est le gain de l'observateur. L'observateur doit vérifier la propriété de l'état estimé. C.à.d.  $\|x(t) - \hat{x}(t)\| \rightarrow 0$  quand  $t \rightarrow \infty$  d'un système appelé observabilité est une propriété nécessaire pour l'existence d'un observateur. Cette propriété étant vérifiée, l'étape suivante consiste à réaliser la synthèse de l'observateur proprement dit. Pour plus de détaille sur la notion de l'observabilité des systèmes non linéaires voir « l'annexe A »

## IV.6 Relation entre les systèmes chaotiques et les observateurs:

Parallèlement aux grandes avancées réalisées dans la théorie de chaos, les perspectives de l'utilisation du chaos dans diverses applications, notamment en télécommunication, ont motivé les chercheurs à étudier la question de l'éventuelle possibilité de synchroniser le chaos [9], [16], [103], [127].

### IV.6.1 Cryptage par addition

Dans cette méthode appelée, masquage chaotique, l'émetteur est un système chaotique dont le signal de sortie  $y(t)$  est ajouté au signal du message  $m(t)$ . La somme de deux signaux est transmise au récepteur à travers le canal de transmission, qui est un canal public. Le récepteur est constitué d'un système chaotique identique à l'émetteur et un simple soustracteur. Ainsi, après la synchronisation des deux systèmes chaotiques (émetteur et récepteur), le message est extrait à l'aide d'une opération de soustraction [128], [129]. Notons que dans cette méthode, l'attracteur étrange du système chaotique n'est pas modifié par le message. L'inconvénient de cette méthode, en présence d'un bruit de canal d'une puissance proche de celle du message, il devient difficile de détecter l'information. De plus, cette méthode reste sensible aux attaques extérieures [130]. Le schéma représentant cette méthode est donné par la figure.IV.2.

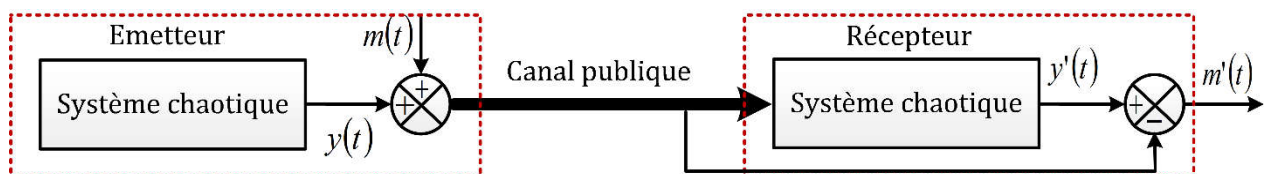


Figure. IV. 2: Méthode par addition

### IV.6.2 Cryptage par commutation

Cette méthode (en anglais Chaos Shift Keying, CSK) est utilisée pour transmettre un message binaire voir la figure.IV.3. L'émetteur est composé de deux systèmes chaotiques et pour chaque niveau de message  $m(t)$  (0 ou 1), l'un des systèmes envoie sa sortie sur la ligne de transmission. Ainsi, le signal transmis commute entre deux attracteurs étranges. Le récepteur est constitué de deux systèmes chaotiques identiques à ceux de l'émetteur. Pour chaque valeur du message, l'un des deux systèmes se synchronise avec l'émetteur et un bloc de comparaison permet de relever la valeur du message notée  $m_o(t)$  [132], [133] [134]. Il est à noter que cette méthode reste sensible aux attaques détaillées dans [135].

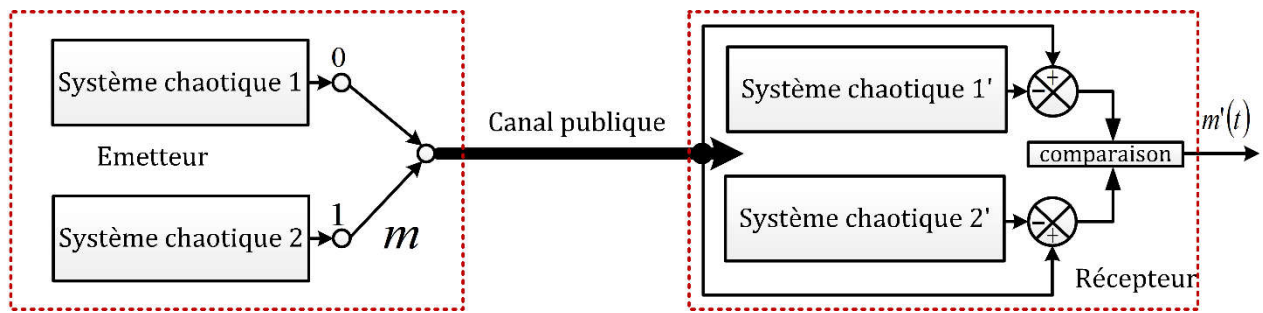


Figure. IV. 3: Principe de cryptage par commutation

### IV.6.3 Cryptage par modulation

Cette technique, développée dans [136], [137], utilise le message contenant l'information pour moduler un paramètre de l'émetteur chaotique. Un contrôleur adaptatif est chargé de maintenir la synchronisation au niveau du récepteur, tout en suivant les changements du paramètre modulé. Le schéma correspondant est présenté à la figure IV.4. Au niveau de l'émetteur, le fait de moduler un (ou plusieurs) paramètre(s) impose à la trajectoire de changer continûment d'attracteur, et de ce fait, le signal transmis est plus complexe qu'un signal chaotique "normal". Cependant, la façon d'injecter le message et donc la fonction de modulation des paramètres ne doit pas supprimer le caractère chaotique du signal envoyé au récepteur. Il est important de souligner que cette technique exploite pleinement les qualités des systèmes chaotiques. Elle n'a pas d'équivalent parmi les systèmes de communication "classique". Cependant, le cryptage par modulation s'est avéré sensible à certaines attaques détaillées dans les références [138], [139].

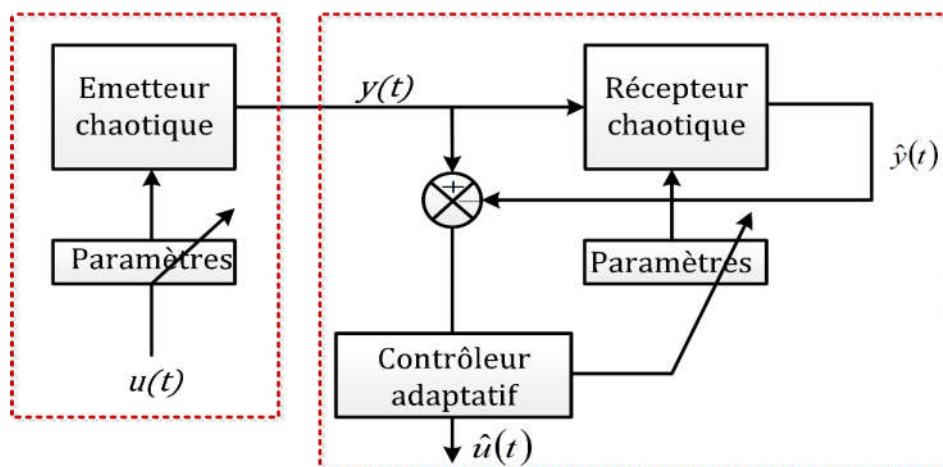


Figure. IV. 4: Principe de cryptage par modulation

### IV.6.4 Cryptage par inclusion

Cette technique de cryptage consiste à injecter le message dans la dynamique de l'émetteur, sans toutefois réaliser une modulation de paramètre. La restauration de l'information se fait principalement par deux techniques, reposant soit sur les observateurs à entrées inconnues, soit sur l'inversion du système émetteur.

### IV.6.5 Observateurs à entrées inconnues

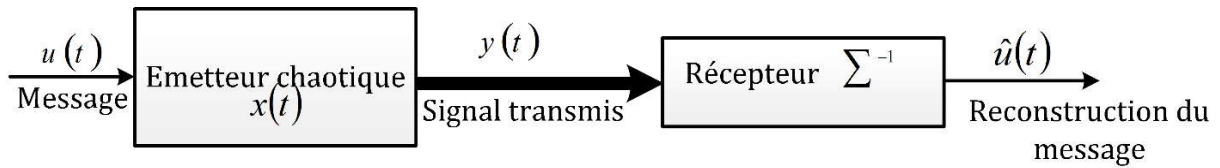


Figure. IV. 5: Observateurs à entrées inconnues

Le schéma de la figure IV.5 illustre un problème classique d'estimation d'état non linéaire à entrées inconnues : il faut reconstruire l'état  $x(t)$  du système émetteur et également l'entrée inconnue  $u(t)$ . Différentes techniques de synthèse d'observateurs à entrées inconnues ont été utilisées dans la littérature, et peuvent être utilisées à des fins de décryptage. Parmi les articles utilisant ces types d'observateurs pour décrypter l'information, on peut citer [140].

### IV.6.6 Observateur grand gain

Ici, nous rappelons l'observateur basique de grand gain comme dans [118] [138] [139]. Fondamentalement, dans la méthodologie à gain élevé. De plus, la méthodologie à grand gain est basée sur l'erreur d'estimation transformée

$$\hat{e} : T^{-1}(\theta)e \quad (\text{IV.6})$$

où  $T^{-1}(\theta)$  est l'inverse de  $T(\theta)$  donné par

$$T^{-1}(\theta) = \text{diag}\left(\frac{1}{\theta}, \dots, \frac{1}{\theta^n}\right)$$

Il est bien connu que la dynamique de l'erreur  $\hat{e}$  est donnée par

$$\dot{\hat{e}} = \theta(A - LC)\hat{e} + \frac{1}{\theta^n} B\Delta f \quad (\text{IV.7})$$

Avec

$$\Delta f := f(x) - f(x - T(\theta)\hat{e})$$

De la condition de Lipschitz (théorème :VI.2) et du fait que  $\theta \geq 1$ , on peut montrer comme dans [25] qu'il existe toujours une constante scalaire positive  $k$ , indépendante de  $\theta$ , de sorte que

$$\|T^{-1}(\theta)B\Delta f\| \leq k_f \|\hat{e}\| \tag{IV.8}$$

Par conséquent, en utilisant la méthodologie à gain élevé, nous avons le théorème suivant :

**THÉORÈME :III.1**

*S'il existe  $P > 0$ ,  $\lambda > 0$ ,  $Y$ , et  $\theta \geq 1$  tels que  $A^T P + PA - C^T Y - Y^T C + \lambda I < 0$  Alors l'erreur d'estimation  $e$  est asymptotiquement stable avec*

$$K = P^{-1}Y^T$$

*Où  $\lambda_{\max}(P)$  est la valeur propre maximale de la matrice  $P$ .*

*Preuve: Pour plus de détails sur la démonstration de ce théorème, nous renvoyons le lecteur à [142], [143].*

**IV.6.7 Décryptage par inversion**

L'article [141] présente un processus de décryptage par inversion c'est à dire, le récepteur est conçu en inversant le modèle de l'émetteur. La figure IV.6 présente le principe général de cette approche. Dans ce qui suit, quelques notions sur les systèmes dynamiques hybrides.

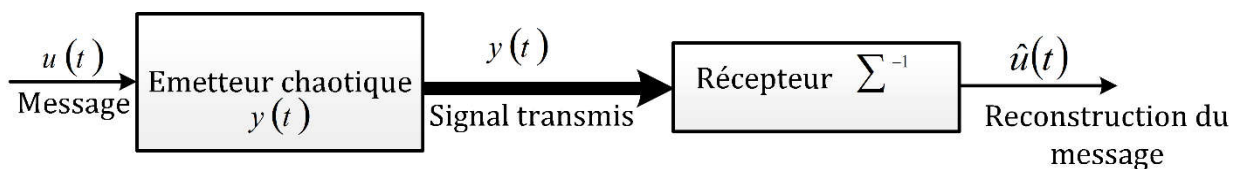


Figure. IV. 6: Principe du cryptage par inversion



## IV.7 Transmission basée sur la synchronisation de systèmes chaotiques

En transmission sécurisée d'information binaire, le message appelé "texte" est transformé de manière à le rendre incompréhensible. Ce processus est appelé "chiffrement" ou "cryptage". Par ailleurs, le destinataire doit engager un processus, appelé "déchiffrement" ou "décryptage", pour reconstruire le message à partir du texte chiffré. Pour cela, des algorithmes sont utilisés, qui sont en effet des fonctions mathématiques destinées au chiffrement et déchiffrement du message. Afin de transmettre le message d'une manière sûr, un élément appelé "clé" de cryptage est introduit, qui est utilisé par l'expéditeur et le destinataire. Cette clé peut prendre des valeurs parmi un grand nombre de valeurs possibles. Certains algorithmes utilisent des clés différentes

Pour le chiffrement et le déchiffrement. Avec ces algorithmes, toute la sécurité réside dans la (les) clé(s) et non pas dans l'algorithme. Alors un espion, même s'il connaît l'algorithme, ne peut pas détecter le message s'il ne connaît pas la clé.

## IV.8 Synthèse d'un observateur pour les systèmes chaotiques

Cette section est consacrée à la synthèse d'un observateur grand gain pour le circuit de Chua. Dans la référence [125], Gauthier et al. ont développé un algorithme garantissant la convergence exponentielle de l'erreur d'observation vers zéro et dont le réglage de la vitesse de convergence est effectué d'une façon arbitraire. Cet algorithme est bien connu sous le nom d'observateur à grand gain. Dans ce qui suit, nous allons présenter la synthèse de cet observateur.[84].

## IV.9 Application de l'observateur à mode glissant pour les systèmes chaotiques

Nous considérons le système dynamique chaotique suivant.

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -x_1 + x_2 + x_3 \\ \frac{dx_2}{dt} = -\beta x_1 \\ \frac{dx_3}{dt} = \alpha(x_1 - x_2) - g(x_3) \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Observateur mode glissant est synthétisé comme suite

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}_1}{dt} = -\hat{x}_1 + \hat{x}_2 + \hat{x}_3 + k_1 |\tilde{x}_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{x}_1) \\ \frac{d\hat{x}_2}{dt} = -\beta \hat{x}_1 + k_2 \text{sign}(\tilde{x}_1) \\ \frac{d\hat{x}_3}{dt} = \alpha (\hat{x}_1 - \hat{x}_2) - g(\hat{x}_3) + k_3 \text{sign}(\tilde{x}_1) \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

Avec  $y = x_1$  et  $\tilde{x}_1 = x_1 - \hat{x}_1$

**Démonstration**

Afin de démontré la convergence de l'observateur, nous proposons la fonction de Lyapunov définie positive :

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{x}_1 + \tilde{x}_2 + \tilde{x}_3)^2$$

Où est la dynamique de l'erreur d'estimation

$$\tilde{x}_1 = x_1 - \hat{x}_1$$

En posant :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \left[ -\tilde{x}_1 + \tilde{x}_1 \tilde{x}_2 + \tilde{x}_3 \tilde{x}_1 - k_1 \tilde{x}_1 |\tilde{x}_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{x}_1) \right] \\ & + \left[ -\beta \hat{x}_1 + k_2 \tilde{x}_2 \text{sign}(\tilde{x}_1) \right] \left[ \alpha \tilde{x}_3 \left[ (\tilde{x}_1 - \tilde{x}_3) - \tilde{x}_3 (g(x_3) - g(\hat{x}_3)) \right] \right] \\ & - k_3 \tilde{x}_3 \text{sign}(\tilde{x}_1) + \tilde{x}_3 \tilde{x}_3 \end{aligned}$$

*Partiel*

**DEFINITION VI.7**

Soit .  $k \in \mathbb{R}^{**}$  On dit que la fonction numérique  $f$  est lipschitzienne de rapport  $k$  sur un intervalle  $I \in D_f$  si, pour tout couple  $(x, y)$  de  $I^2$  on a .  $|f(x) - f(y)| \leq k|x - y|$

**THÉORÈME :VI.2**

Toute fonction lipschitzienne sur un intervalle  $I$  est continue sur  $I$  . Donc

$$|g(x_3) - f(\hat{x}_3)| \leq L|x_3 - \hat{x}_3| \quad g(x) \quad \text{c'est une fonction lipschitzienne avec } L > 0$$

**Démonstration**

$$\dot{V} = [\tilde{x}_n]^T [Ac][x_n]^2 - k_2 \tilde{x}_2 \text{sign}(\tilde{x}_1) - \tilde{x}_3 x_3 \text{sign}(\tilde{x}_1)$$

$$\dot{V} = -[\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \tilde{x}_3]^T \begin{bmatrix} 1 & (\beta+1) & -\alpha-1 \\ (\beta+1) & 0 & 0 \\ -\alpha & 0 & (\alpha-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} - k_2 \tilde{x}_2 \text{sign}(\tilde{x}_1) - \tilde{x}_3 x_3 \text{sign}(\tilde{x}_1)$$

$$\dot{V} \leq [\tilde{x}_n]^T [Ac][x_n] - k_1 |\tilde{x}_1| - k_2 \tilde{x}_2 \text{sign}(\tilde{x}_1) - \tilde{x}_3 x_3 \text{sign}(\tilde{x}_1)$$

Avec  $\det [Ac] > 0$

Partie2

Les gains  $K_1$   $K_2$  et  $k_3$  sont déterminés de manière à assurer la convergence de l'erreur d'estimation vers zéro.

La stabilité de l'observateur est assurée par les trois conditions suivantes :

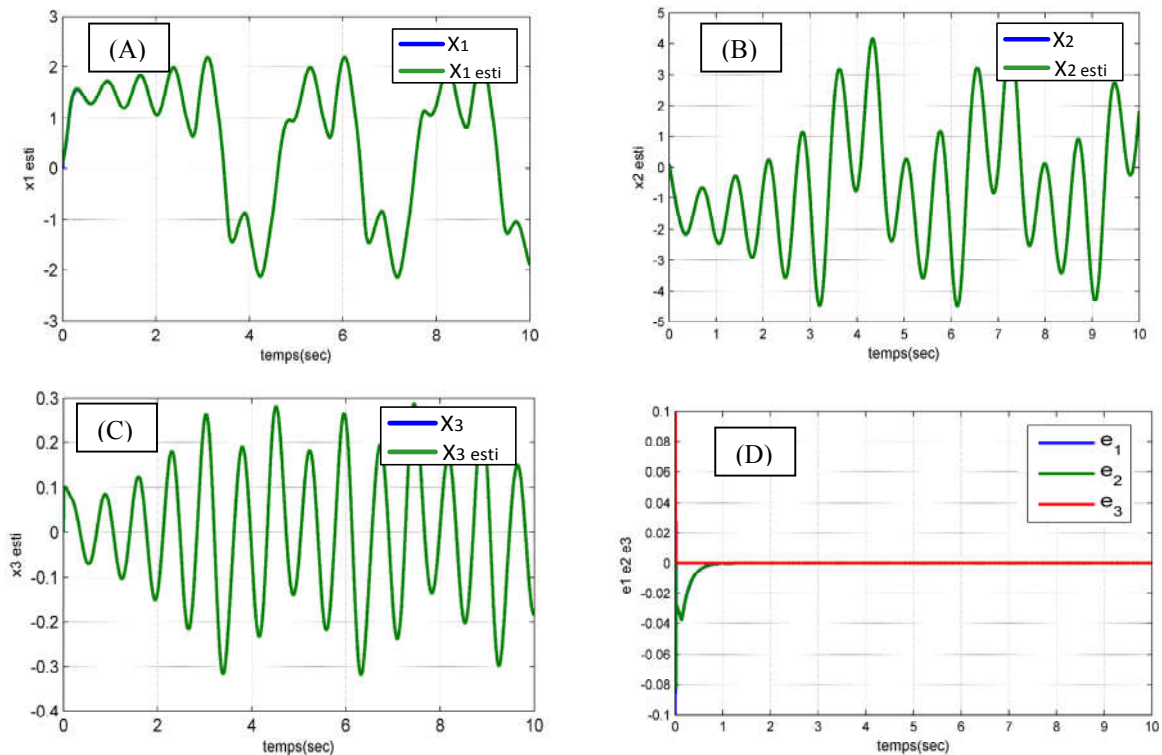
$$\checkmark \quad k_1 > 0$$

$$\checkmark \quad \begin{cases} k_2 = \frac{-k_3 \tilde{x}_3}{\tilde{x}_2} & \text{si } \tilde{x}_2 \neq 0 \\ k_2 = 0 & \text{si } \tilde{x}_2 = 0 \end{cases}$$

$$\checkmark \quad \begin{cases} k_3 = 0 & \text{si } \tilde{x}_2 = 0 \\ k_3 > 0 & \text{si } \tilde{x}_2 \neq 0 \end{cases}$$

## IV.10 Résultats de simulations

Pour pouvoir montrer l'efficacité de l'observateur développé dans cette section, nous allons présenter le comportement de la réponse temporelle dans les différentes situations : en boucle ouverte, en boucle fermée avec bruits de mesures et en boucle fermée sans bruit. Notons que le système chaotique utilisé est le circuit de Chua.



**Figure. IV. 7:** Evolution des états de système en boucle ouverte sans bruit : (A) :  $x1\_esti$ , (B) :  $x2\_esti$ , (C) :  $X3\_esti$  et (D) dynamique des erreurs statiques

Les figures. IV.7 A, B et C présentent les allures des états des observateurs sans bruit en boucle ouverte. On constate que les grandeurs estimées suivent parfaitement les grandeurs réelles la figure (IV.7 D) montre les erreurs d'estimation qui tend vers zéros en temps très court. Les figures (IV.8 A, B et C) illustrent respectivement les courbes des états des observateurs en boucle fermée en présence du bruit de mesure. Les résultats d'estimations obtenus montrent les performances acceptables de l'observateur malgré la présence du bruit de mesure.

Les figures.IV.7 et VI.8 montrent les résultats de simulations de l'observateur en présence d'une perturbation. Selon ces figures, on remarque que l'observateur arrive à conserver la stabilité de l'erreur d'estimation en présence des perturbations.

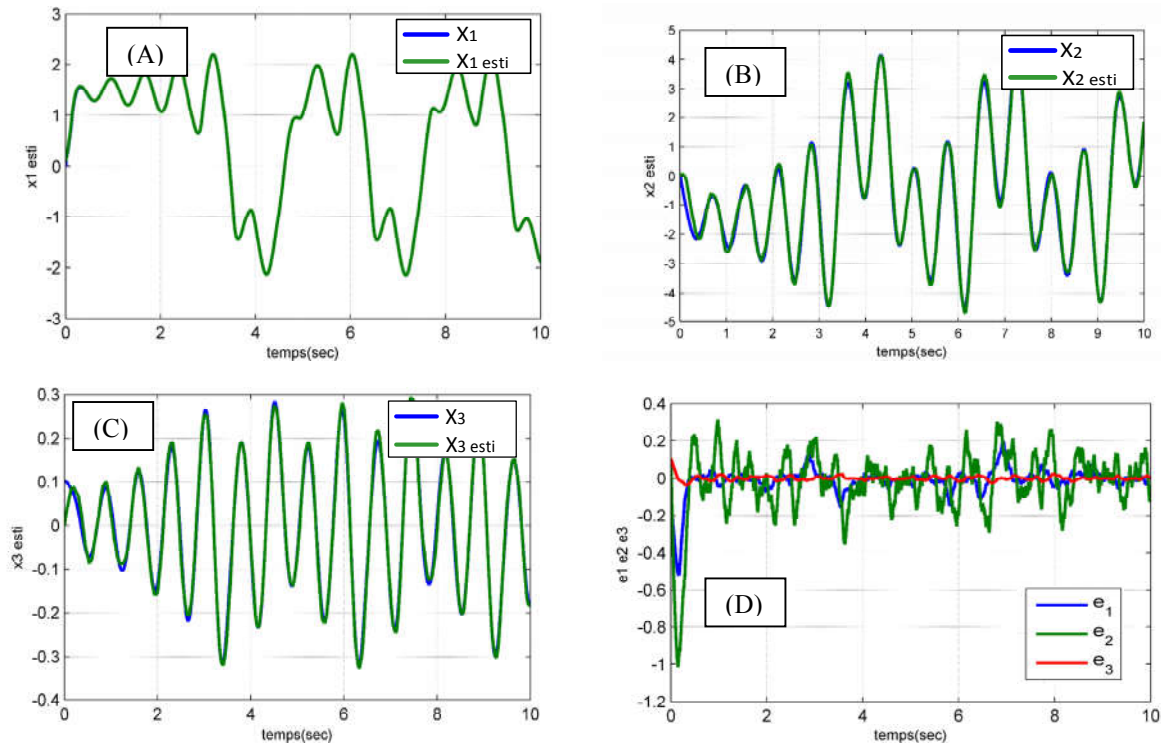


Figure. IV. 8: Evolution des états de système en boucle ouverte avec bruit : (A) :  $x1\_esti$ , (B) :  $x2\_esti$ , (C) :  $X3\_esti$  et (D) dynamique des erreurs statiques.

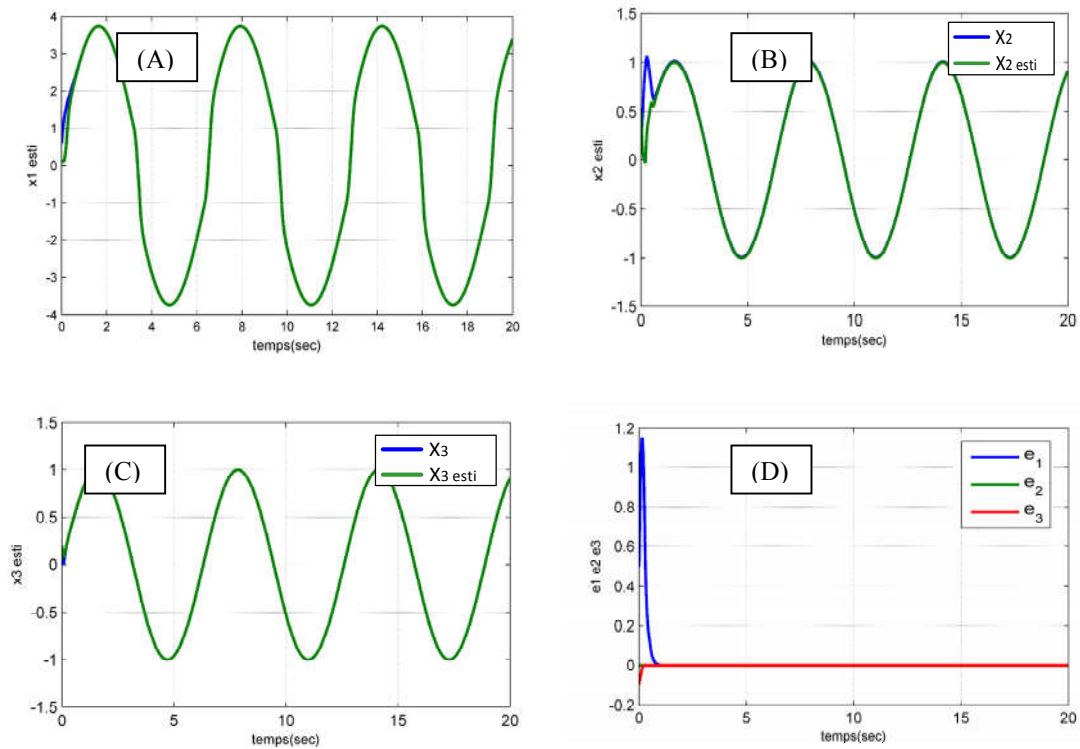


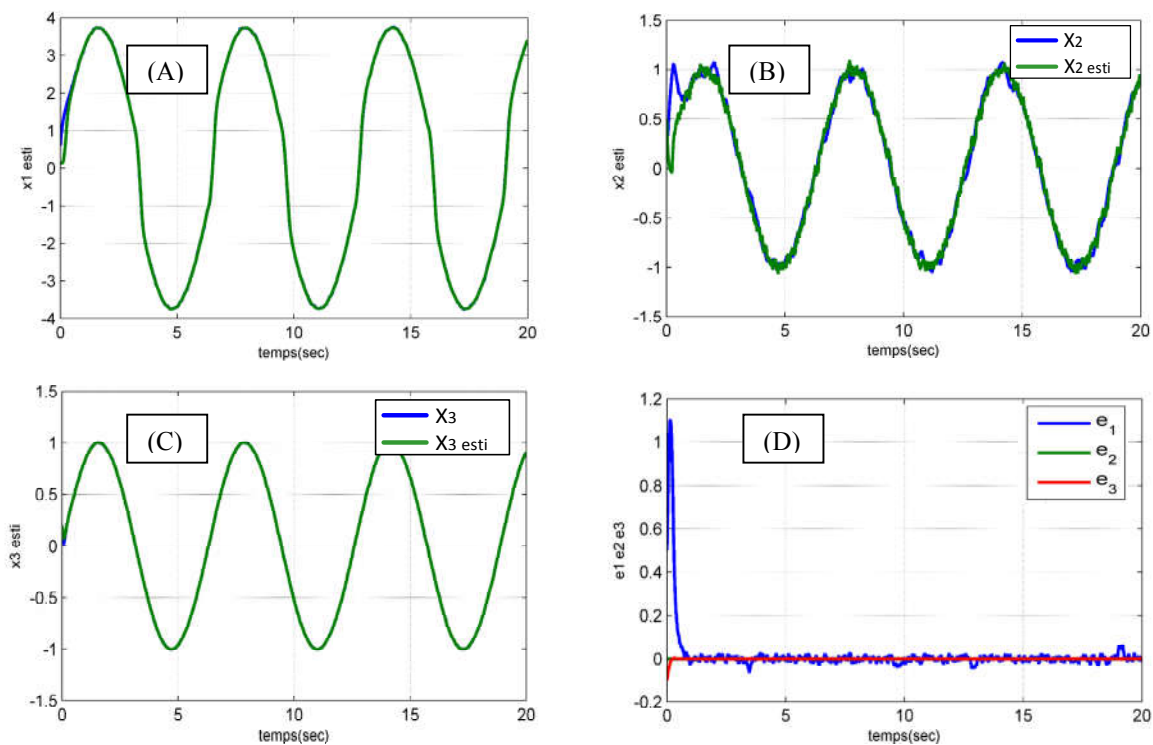
Figure. IV. 9: Evolution des états de système en boucle fermée sans bruit : (A) :  $x1\_esti$ , (B) :  $x2\_esti$ , (C) :  $X3\_esti$  et (D) dynamique des erreurs statiques .

Les performances de loi de commande par mode glissant associée à l'observateur sont présentées sur les figures IV.9 A, B et C.

A partir de ces figures, nous constatons que le contrôleur avec l'observateur permet un retour adéquat à la référence. On constate aussi que les grandeurs estimées suivent parfaitement leurs valeurs réelles. La figures.IV.9 D montre l'erreur d'estimation qui est très acceptable.

Afin de montrer l'efficacité de l'observateur en boucle fermée. On introduit des perturbations ; Dans les figures.IV.10 (A), (B), et (C) on remarque que lors de l'application des perturbations les états des systèmes suivent bien parfaitement les références avec des petites oscillations.

Les figures. IV.10. (A), (B) et (C) montre l'efficacité contrôleur à structures variables à suivre la référence imposée. En effet, les états de système  $x1_{esti}$ ,  $x2_{esti}$  et  $x3_{esti}$  trouve rapidement sa valeur de consigne. En effet, d'après les allures obtenues à la figure IV.10, on remarque clairement la robustesse de notre système vis-à-vis de telle variations. La figure.IV.10. (D) représente la variation de l'erreur statique.



**Figure. IV. 10:** Evolution des états de système en boucle fermée avec bruit : (A) :  $x1_{est}$ , (B) :  $x2_{est}$ , (C) :  $x3_{est}$  et (D) dynamique des erreurs statiques.

## IV.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques notions relatives à l'observabilité des systèmes linéaires et non linéaires. Nous avons présenté différentes définitions sur l'observabilité. Dans le cadre de la théorie de l'observabilité pour les systèmes non linéaires, l'espace d'observabilité doit être construit par les différentielles successives des fonctions de sorties et de leurs dérivées jusqu'à ce que l'espace ainsi généré soit clos au sens du rang. Ce chapitre a proposé aussi, dans le cadre de l'observation des systèmes chaotiques, une technique de synthèse d'observateur basé sur l'approche mode glissant. Cette technique d'observation nous a permis de reconstruire les variables d'états d'un système chaotique particulièrement qui est le circuit de Chua. La démonstration de la stabilité de cette technique d'observation a été étudiée en se basant sur la théorie de Lyapunov. Les résultats d'estimation obtenus ont montré que cette technique donne des bonnes performances dans le cas de fonctionnement nominal et en présence de bruits de mesure ou des perturbations.

---

# **Conclusions générale et perspectives**

---



## Conclusions générale et perspectives

Notre travail a porté sur la commande et l'observation non-linéaire des systèmes électriques chaotiques.

Nous avons commencé par aborder dans le détail de la théorie du chaos. Nous avons présenté les principales définitions mathématiques relatives aux systèmes chaotiques, notamment des notions préliminaires sur les dynamiques du comportement chaotique. Ainsi nous avons présenté les modèles mathématiques pour les systèmes considérés dans notre thèse ; le circuit de Chua et la machine synchrone à aimant permanent en régime chaotique (MSAP). Nous avons montré que les systèmes non-linéaires pouvaient fournir un comportement imprévisible à cause de leur sensibilité aux conditions initiales ou aux valeurs de paramètres, par l'apparition des attracteurs étrange ou simple, comme un point fixe (cycle limite) ou quasi périodique.

En se basant sur les modèles non-linéaires des deux systèmes chaotiques, des techniques de commande non-linéaires à mode glissant ont été proposées. L'objectif de ces lois de commandes est de forcer la sortie du système à converger soit vers le point d'équilibre soit vers une orbite périodique. Le circuit de Chua et la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) leurs comportements en régime chaotique nous a permis de mieux approché le phénomène. En premier lieu nous avons développé des lois de commandes par mode glissant d'ordre un. D'après les résultats obtenus, nous constatons de fortes oscillations, cela est dû à la commutation rapide qui se fait avec une fréquence infiniment grande ce qui correspond au phénomène de « Chattering ». Dans le but de réduire ce problème, nous avons utilisé une autre technique qui est la commande par mode glissant d'ordre supérieure dans le cas de circuit de Chua. En outre, pour la MSAP nous avons développé une autre technique de commande qui permette d'assurer la convergence en temps fini (finite time). Une démonstration de convergence est donnée pour chaque cas. Les résultats obtenus par simulation et expérimentation ont permis de mettre en évidence les capacités de poursuite pour les sorties de système avec les différents algorithmes proposés.

Nous avons aussi abordé le problème d'observation non-linéaire des systèmes chaotiques. Une technique de synthèse d'observateur basés sur l'approche mode glissant a été réalisée. Cette technique d'observation nous a permis de reconstruire les variables d'états d'un système chaotique particulièrement qui est le circuit de Chua. La démonstration de la stabilité de cette

technique d'observation a été étudiée en se basant sur la théorie de Lyapunov. Les résultats obtenus ont montré que cette technique donne des bonnes performances dans le cas de fonctionnement nominal et en présence de bruits de mesure ou des perturbations.

En dépit des développements des lois de commande effectués et des résultats obtenus, les suites envisageables à donnée à ces travaux est de proposer des techniques d'observation adaptatives et robustes permettent d'estimer les variables d'états et les paramètres mal connus de ces systèmes électriques chaotiques.

Du point de vue de la commande, la conception de nouvelles méthodes de commande robustes avec observateur reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances pour les systèmes électriques hyper chaotiques.

---

# **Bibliographie**

---

## Bibliographie

- [1] R. C. Hilborn, *Chaos and Nonlinear Dynamics: An Introduction for Scientists and Engineers*. Oxford University Press, 2000.
- [2] Dynamical Systems: Stability, Controllability and Chaotic Behavior 9783642137211 »,
- [3] PARROCHIA Daniel. – Les Grandes révolutions scientifiques du XXe siècle | Information system on philosophy of science 1997
- [4] S. Dadras, F. Motallebzadeh, S. Ozgoli, et H. R. Momeni, « Control of chaotic uncertain brushless dc motors », in *IEEE International Conference on Control and Automation, 2009. ICCA 2009*, 2009, p. 2143-2148.
- [5] T. H. Yeap et N. U. Ahmed, « Feedback control of chaotic systems », *Dyn. Control*, vol. 4, n° 1, p. 97-114, janv. 1994.
- [6] K. T. Chau et J. H. Chen, « Modeling, analysis, and experimentation of chaos in a switched reluctance drive system », *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 50, n° 5, p. 712-716, mai 2003.
- [7] X. Yu, G. Chen, Y. Song, Z. Cao, et Y. Xia, « A generalized OGY method for controlling higher order chaotic systems », in *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, 2000*, 2000, vol. 3, p. 2054-2059 vol.3.
- [8] A. A. Emadzadeh et M. Haeri, « Synchronization of Two Different Uncertain Chaotic Systems via Adaptive Control », in *The International Conference on Computer as a Tool, 2005. EUROCON 2005*, 2005, vol. 1, p. 270-273.
- [9] W. S. Yu et T. S. Wu, « Fuzzy adaptive observer-based control for Chua's circuit with output time delay », *IET Circuits Devices Syst.*, vol. 5, n° 4, p. 303-320, juill. 2011.
- [10] Gouichiche abdelmadjid et all « An improved stator winding fault tolerance architecture for vector control of induction motor: Theory and experiment ». Volume 104, November 2013, Pages 129-137
- [11] X. S. Luo, B. H. Wang, J. Q. Fang, et others, « Robust adaptive dynamic surface control of chaos in permanent magnet synchronous motor », *Phys. Lett. A*, vol. 363, n° 1, p. 71-77, 2007.
- [12] C. Ma, L. Wang, Z. Yin, J. Liu, et D. Chen, « Sliding mode control of chaos in the noise-perturbed permanent magnet synchronous motor with non-smooth air-gap », *Min. Sci. Technol. China*, vol. 21, n° 6, p. 835-838, nov. 2011.
- [13] H. Wang, Z. Han, Q. Xie, et W. Zhang, « Sliding mode control for chaotic systems based on LMI », *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simul.*, vol. 14, n° 4, p. 1410-1417, avr. 2009.
- [14] H. Dimassi, « Synchronisation des systèmes chaotiques par observateurs et applications à la ptransmission d'informations », phdthesis, Université Paris Sud - Paris XI, 2012.
- [15] X. R. Shi et Z. Wang, « Anti-Synchronization of Hyperchaotic Lorenz System and Liu System », in *Symposium on Photonics and Optoelectronics, 2009. SOPO 2009*, 2009, p. 1-4.
- [16] X. Wu et Y. Xiong, « Adaptive synchronization between Chua's circuit and Unified chaotic system », in *2012 Third International Conference on Intelligent Control and Information Processing (ICICIP)*, 2012, p. 254-258.
- [17] PARROCHIA Daniel. – Les Grandes révolutions scientifiques du XXe siècle | Information system on philosophy of science » 1997
- [18] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 3 edition. Upper Saddle River, N.J: Pearson, 2001.
- [19] M. Halimi, « Observation et détection de modes pour la synchronisation des systèmes chaotiques : une approche unifiée », phdthesis, Université de Lorraine, 2013.

## Bibliographie

---

- [20] F. Anstett, « Les systèmes dynamiques chaotiques pour le chiffrement : synthèse et cryptanalyse », phdthesis, Université Henri Poincaré - Nancy I, 2006.
- [21] T. S. Parker et L. Chua, *Practical Numerical Algorithms for Chaotic Systems*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [22] E. Cherrier, « Estimation de l'état et des entrées inconnues pour une classe de systèmes non linéaires », PhD Thesis, Vandoeuvre-les-Nancy, INPL, 2006.
- [23] H. Anshan, « Period doubling and period plus one law-chaotic phenomena in similar chua's circuit », in *Circuits and Systems, 1991. Conference Proceedings, China., 1991 International Conference on*, 1991, p. 736–739.
- [24] G.-N. Lin, « A universal circuit for studying chaos in Chua's circuit family », in *Circuits and Systems, 1991., Proceedings of the 34th Midwest Symposium on*, 1991, p. 772–775.
- [25] Z. Wang et K. T. Chau, « Anti-control of chaos of a permanent magnet DC motor system for vibratory compactors », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 36, n° 3, p. 694-708, mai 2008.
- [26] A. B. Dehkordi, A. M. Gole, et T. L. Maguire, « Permanent magnet synchronous machine model for real-time simulation », in *International Conference on Power Systems Transients (IPST'05)*, 2005, vol. 5, p. 19–23.
- [27] D. C. Hamill et D. JEFFERIES, « Subharmonics and chaos in acontrolled switched — mode power converters », *IEEE Trans-Actions Circuits Syst.*, vol. 1, p. 35, 1988.
- [28] T. M. Wood, « Mechanisms of cellulose degradation by enzymes from aerobic and anaerobic fungi », *Enzyme Syst. Lignocellul. Degrad.*, p. 17–35, 1989.
- [29] J. H. Deane et D. C. Hamill, « Instability, subharmonics, and chaos in power electronic systems », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, n° 3, p. 260–268, 1990.
- [30] J. H. Deane et D. C. Hamill, « Analysis, simulation and experimental study of chaos in the buck converter », in *Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC'90 Record., 21st Annual IEEE*, 1990, p. 491–498.
- [31] C. K. Tse et M. Di Bernardo, « Complex behavior in switching power converters », *Proc. IEEE*, vol. 90, n° 5, p. 768–781, 2002.
- [32] D. C. Hamill, J. H. Deane, et D. J. Jefferies, « Modeling of chaotic DC-DC converters by iterated nonlinear mappings », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, n° 1, p. 25–36, 1992.
- [33] J. H. Deane, « Chaos in a current-mode controlled boost dc-dc converter », *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 39, n° 8, p. 680–683, 1992.
- [34] C. K. Tse, « Flip bifurcation and chaos in three-state boost switching regulators », *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 41, n° 1, p. 16–23, 1994.
- [35] K. Chakrabarty, G. Poddar, et S. Banerjee, « Bifurcation behavior of the buck converter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, n° 3, p. 439–447, 1996.
- [36] E. Fossas et G. Olivar, « Study of chaos in the buck converter », *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 43, n° 1, p. 13–25, 1996.
- [37] M. di Bernardo, C. Budd, et A. Champneys, « Grazing, skipping and sliding: analysis of the non-smooth dynamics of the DC/DC buck converter », *Nonlinearity*, vol. 11, n° 4, p. 859, 1998.
- [38] A. S. Bazanella et R. Reginatto, « Robustness margins for indirect field-oriented control of induction motors », *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 45, n° 6, p. 1226–1231, 2000.
- [39] N. Hemati, « Strange attractors in brushless DC motors », *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 41, n° 1, p. 40-45, janv. 1994.
- [40] Y. Gao et K. T. Chau, « Design of permanent magnets to avoid chaos in PM synchronous machines », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, n° 5, p. 2995–2997, 2003.
- [41] M. A. van Wyk et W. H. Steeb, *Chaos in electronics, volume 2 of Mathematical Modelling: Theory and Applications*. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1997.

- [42] T. Matsumoto, L. O. Chua, et M. Komuro, « The double scroll bifurcations », *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 14, n° 2, p. 117–146, 1986.
- [43] L. O. Chua, M. Komuro, et T. Matsumoto, « The double scroll family », *Circuits Syst. IEEE Trans. On*, vol. 33, n° 11, p. 1072–1118, 1986.
- [44] T. Matsumoto, « A chaotic attractor from Chua's circuit », *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 31, n° 12, p. 1055–1058, 1984.
- [45] G.-Q. Zhong et F. Ayrom, « Experimental confirmation of chaos from Chua's circuit », *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 13, n° 1, p. 93–98, 1985.
- [46] L. O. Chua, L. Kocarev, K. Eckert, et M. Itoh, « Experimental chaos synchronization in Chua's circuit », *Int. J. Bifurc. Chaos*, vol. 2, n° 03, p. 705–708, 1992.
- [47] J. M. Cruz et L. O. Chua, « An IC chip of Chua's circuit », *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog Digit. Signal Process.*, vol. 40, n° 10, p. 614–625, 1993.
- [48] J. Gandhi et E. Lust-Okar, « Elections under authoritarianism », *Annu. Rev. Polit. Sci.*, vol. 12, p. 403–422, 2009.
- [49] M. Shinriki, M. Yamamoto, et S. Mori, « Multimode oscillations in a modified van der Pol oscillator containing a positive nonlinear conductance », *Proc. IEEE*, vol. 69, n° 3, p. 394–395, 1981.
- [50] T. Matsumoto, L. O. Chua, et K. Kobayashi, « Hyper chaos: laboratory experiment and numerical confirmation », *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 33, n° 11, p. 1143–1147, 1986.
- [51] J. A. López-Rentería, F. Verduzco, et B. Aguirre-Hernández, « Control of the Hopf Bifurcation by a Linear Feedback Control », *Int. J. Bifurc. Chaos*, vol. 25, n° 01, p. 1550006, janv. 2015.
- [52] E. Ott, C. Grebogi, et J. A. Yorke, « Controlling chaos », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 64, n° 11, p. 1196, 1990.
- [53] K. Pyragas, « Continuous control of chaos by self-controlling feedback », *Phys. Lett. A*, vol. 170, n° 6, p. 421–428, 1992.
- [54] T. Shinbrot, C. Grebogi, E. Ott, J. A. Yorke, et others, « Using small perturbations to control chaos », *Nature*, vol. 363, n° 6428, p. 411–417, 1993.
- [55] V. Utkin, J. Guldner, et J. Shi, *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems, Second Edition*. CRC Press, 2009.
- [56] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [57] R. J. Field et M. Burger, « Oscillations and Traveling Waves in Chemical Systems. 1985 », *N. Y.*, p. 675.
- [58] R. Feeney, S. L. Schmidt, et P. Ortoleva, « Experiments on electric field-BZ chemical wave interactions: Annihilation and the crescent wave », *Phys. Nonlinear Phenom.*, vol. 2, n° 3, p. 536–544, 1981.
- [59] L. Kuhnert, K. I. Agladze, et V. I. Krinsky, « Image processing using light-sensitive chemical waves », *Nature*, vol. 337, n° 6204, p. 244–247, 1989.
- [60] V. Gáspár, G. Bazsa, et M. T. Beck, « The Influence of Visible Light on the Belousov-Zhabotinskii Oscillating Reactions applying Different Catalysts », *Z. Für Phys. Chem.*, vol. 264, n° 1, p. 43–48, 1983.
- [61] K. Hall, D. J. Christini, M. Tremblay, J. J. Collins, L. Glass, et J. Billette, « Dynamic control of cardiac alternans », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 78, n° 23, p. 4518, 1997.
- [62] F. X. Witkowski et al., « Evidence for determinism in ventricular fibrillation », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 75, n° 6, p. 1230, 1995.
- [63] E. Ott, C. Grebogi, et J. A. Yorke, « Controlling chaos », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 64, n° 11, p. 1196, 1990.

- [64] B. R. Andrievskii et A. L. Fradkov, « Control of Chaos: Methods and Applications. I. Methods », *Autom. Remote Control*, vol. 64, n° 5, p. 673-713, mai 2003.
- [65] R.-J. Wai, Y.-W. Lin, et H.-C. Yang, « Experimental verification of total sliding-mode control for Chua's chaotic circuit », *IET Circuits Devices Syst.*, vol. 5, n° 6, p. 451-461, 2011.
- [66] A. Y. Loskutov, « Problems of nonlinear dynamics. II. Suppression of chaos and control of dynamic systems », *Vestn Mosk Univ Ser Phys Astron*, n° 3, p. 3-21, 2001.
- [67] N. A. Magnitskii et S. V. Sidorov, « Control of chaos in nonlinear dynamical systems », *Differ. Uravn.*, vol. 34, n° 11, p. 1501-1509, 1998.
- [68] L. Aleksandr, A. Y. Pogromsky, et others, *Introduction to control of oscillations and chaos*, vol. 35. World Scientific, 1998.
- [69] G. Chen, « On some controllability conditions for chaotic dynamics control », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 8, n° 9, p. 1461-1470, 1997.
- [70] J.-J. Yan, « Design of robust controllers for uncertain chaotic systems with nonlinear inputs », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 19, n° 3, p. 541-547, févr. 2004.
- [71] H. Ren, D. Liu, et J. Li, « Delay feedback control of chaos in permanent magnet synchronous motor », *Proc. Csee*, vol. 6, p. 033, 2003.
- [72] J.-J. Slotine et W. Li, *Applied Nonlinear Control*. Englewood Cliffs, N.J: Prentice Hall.
- [73] H. K. Khalil et J. Grizzle, « Nonlinear systems, vol. 3 », *Prentice Hall Up. Saddle River*, 2002.
- [74] A. Levant, « Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control », *Int. J. Control*, vol. 58, n° 6, p. 1247-1263, 1993.
- [75] K. Konishi, M. Hirai, et H. Kokame, « Sliding mode control for a class of chaotic systems », *Phys. Lett. A*, vol. 245, n° 6, p. 511-517, août 1998.
- [76] T.-Y. Chiang, M.-L. Hung, J.-J. Yan, Y.-S. Yang, et J.-F. Chang, « Sliding mode control for uncertain unified chaotic systems with input nonlinearity », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 34, n° 2, p. 437-442, oct. 2007.
- [77] M. Roopaei, B. R. Sahraei, et T.-C. Lin, « Adaptive sliding mode control in a novel class of chaotic systems », *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simul.*, vol. 15, n° 12, p. 4158-4170, déc. 2010.
- [78] S. Dadras, H. R. Momeni, et V. J. Majd, « Sliding mode control for uncertain new chaotic dynamical system », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 41, n° 4, p. 1857-1862, août 2009.
- [79] M. Krstic et P. V. Kokotovic, « Nonlinear backstepping designs and applications: adaptive, robust, and optimal », in *Tutorial Workshop, ASCC, Singapore*, 2002, p. 135-138.
- [80] V. V. Alekseev et A. Y. Loskutov, « Control of a system with a strange attractor through periodic parametric action », in *Soviet Physics Doklady*, 1987, vol. 32, p. 270.
- [81] R. A. Freeman et P. V. Kokotovic, « A new Lyapunov function for the backstepping design of "softer" robust nonlinear control laws », *Automatica*, p. 307-312, 1992.
- [82] Y. Chen, M. Li, et Z. Cheng, « Global anti-synchronization of master-slave chaotic modified Chua's circuits coupled by linear feedback control », *Math. Comput. Model.*, vol. 52, n° 3, p. 567-573, 2010.
- [83] J.-J. Yan, M.-L. Hung, T.-Y. Chiang, et Y.-S. Yang, « Robust synchronization of chaotic systems via adaptive sliding mode control », *Phys. Lett. A*, vol. 356, n° 3, p. 220-225, 2006.
- [84] H. Dimassi, « Synchronisation des systèmes chaotiques par observateurs et applications à la transmission d'informations », Université Paris Sud-Paris XI, 2012.
- [85] J.-J. Yan, J.-S. Lin, et T.-L. Liao, « Synchronization of a modified Chua's circuit system via adaptive sliding mode control », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 36, n° 1, p. 45-52, 2008.
- [86] Y. Wang, Y. Fan, Q. Wang, et Y. Zhang, « Adaptive fuzzy synchronization for a class of chaotic systems with unknown nonlinearities and disturbances », *Nonlinear Dyn.*, vol. 69, n° 3, p. 1167-1176, août 2012.

## Bibliographie

---

- [87] M. Karimi-Ghartemani et M. R. Iravani, « A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments », *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, n° 3, p. 1263–1270, 2004.
- [88] A. Kiani-B, K. Fallahi, N. Pariz, et H. Leung, « A chaotic secure communication scheme using fractional chaotic systems based on an extended fractional Kalman filter », *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simul.*, vol. 14, n° 3, p. 863-879, mars 2009.
- [89] L. Chedot, *Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement: Application à l'alternateur-démarrateur*. 2004.
- [90] B. J. Chalmers, S. A. Hamed, et G. D. Baines, « Parameters and performance of a high-field permanent-magnet synchronous motor for variable-frequency operation », in *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, 1985, vol. 132, p. 117–124.
- [91] D.P.M. Cahill, B. Adkins, M.W. Degner & R.D. Lorenz....
- [92] Z. Li, J. B. Park, Y. H. Joo, B. Zhang, et G. Chen, « Bifurcations and chaos in a permanent-magnet synchronous motor », *Circuits Syst. Fundam. Theory Appl. IEEE Trans. On*, vol. 49, n° 3, p. 383–387, 2002.
- [93] L. Chedot, « Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur », PhD Thesis, PhD thesis, Université de technologie de Compiègne, 2004.
- [94] W. Xue, Y. Li, S. Cang, H. Jia, et Z. Wang, « Chaotic behavior and circuit implementation of a fractional-order permanent magnet synchronous motor model », *J. Frankl. Inst.*, 2015.
- [95] M. Zribi, A. Oteafy, et N. Smaoui, « Controlling chaos in the permanent magnet synchronous motor », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 41, n° 3, p. 1266–1276, 2009.
- [96] C. M. Morel, « Analyse et contrôle de dynamiques chaotiques, application à des circuits électroniques non-linéaires », *Univ. D'angers*, p. 1, 2005.
- [97] L. Jackson, A. Lindgren, Y. Kim, et others, « A chaotic attractor from Chua's circuit », *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 31, p. 1055, 1984.
- [98] J. M. Cruz, « A CMOS IC nonlinear resistor for Chua's circuit », *IEEE Trans Circuits Syst*, vol. 39, n° 12, p. 985–995, 1992.
- [99] L. O. Chua et G. N. Lin, « Canonical realization of Chua's circuit family », *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 37, n° 7, p. 885-902, juill. 1990.
- [100] L. O. Chua et G.-N. Lin, « Canonical realization of Chua's circuit family », *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 37, n° 7, p. 885–902, 1990.
- [101] C.-C. Wang, N.-S. Pai, et H.-T. Yau, « Chaos control in AFM system using sliding mode control by backstepping design », *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simul.*, vol. 15, n° 3, p. 741–751, 2010.
- [102] W. Xinhua et L. Jinkun, *Advanced Sliding Mode Control for Mechanical Systems*. .
- [103] Z.-L. Wang et H.-G. Zhang, « Adaptive synchronization of discrete chaotic systems », in *2002 International Conference on Machine Learning and Cybernetics, 2002. Proceedings*, 2002, vol. 1, p. 336-339 vol.1.
- [104] L. Liu, J. Pu, X. Song, Z. Fu, et X. Wang, « Adaptive sliding mode control of uncertain chaotic systems with input nonlinearity », *Nonlinear Dyn.*, vol. 76, n° 4, p. 1857-1865, juin 2014.
- [105] M. Roopaei, B. R. Sahraei, et T.-C. Lin, « Adaptive sliding mode control in a novel class of chaotic systems », *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simul.*, vol. 15, n° 12, p. 4158-4170, déc. 2010.
- [106] W.-D. Chang et J.-J. Yan, « Adaptive robust PID controller design based on a sliding mode for uncertain chaotic systems », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 26, n° 1, p. 167-175, oct. 2005.



## Bibliographie

---

- [107] A. Si-Ammour, S. Djennoune, et M. Bettayeb, « A sliding mode control for linear fractional systems with input and state delays », *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simul.*, vol. 14, n° 5, p. 2310-2318, mai 2009.
- [108] N. Derbel, J. Ghommam, et Q. Zhu, *Applications of Sliding Mode Control*. Springer, 2016.
- [109] R. Aguilar-López, R. Martínez-Guerra, H. Puebla, et R. Hernández-Suárez, « High order sliding-mode dynamic control for chaotic intracellular calcium oscillations », *Nonlinear Anal. Real World Appl.*, vol. 11, n° 1, p. 217–231, 2010.
- [110] **A. Chibani, B. Daaou, A. Gouichiche, et A. Safa, « Nonlinear control applied to chaotic system using sliding mode », in *2014 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), 2014, p. 1-5.***
- [111] V. Utkin, J. Guldner, et M. Shijun, *Sliding Mode Control in Electro-mechanical Systems*. CRC Press, 1999.
- [112] C. Edwards et S. Spurgeon, *Sliding Mode Control: Theory And Applications*. CRC Press, 1998.
- [113] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*.
- [114] A. Pisano, M. R. Rapaić, Z. D. Jeličić, et E. Usai, « Sliding mode control approaches to the robust regulation of linear multivariable fractional-order dynamics », *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 20, n° 18, p. 2045-2056, déc. 2010.
- [115] M. Feki, « Sliding mode control and synchronization of chaotic systems with parametric uncertainties », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 41, n° 3, p. 1390–1400, 2009.
- [116] C. Lascu et F. Blaabjerg, « Super-twisting sliding mode direct torque control of induction machine drives », in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014, p. 5116–5122.*
- [117] M. Falahpoor, M. Ataei, et A. Kiyomarsi, « A chattering-free sliding mode control design for uncertain chaotic systems », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 42, n° 3, p. 1755–1765, 2009.
- [118] X. Zhang, X. Liu, et Q. Zhu, « Adaptive chatter free sliding mode control for a class of uncertain chaotic systems », *Appl. Math. Comput.*, vol. 232, p. 431-435, avr. 2014.
- [119] Y.-C. Chang, « A robust tracking control for chaotic Chua's circuits via fuzzy approach », *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 48, n° 7, p. 889–895, 2001.
- [120] S.-Y. Li, « Chaos control of new Mathieu–van der Pol systems by fuzzy logic constant controllers », *Appl. Soft Comput.*, vol. 11, n° 8, p. 4474–4487, 2011.
- [121] R. Hermann, and A.J. Krener. Nonlinear controllability and observability", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 22, pp. 728-740, 1977. - Google Scholar ».
- [122] **A. Chibani, B. Daaou, A. Gouichiche, A. Safa, et Y. Messlem, « Finite-time integral sliding mode control for chaotic permanent magnet synchronous motor systems », *Arch. Electr. Eng.*, vol. 66, n° 2, p. 229–239, 2017.**
- [123] J. P. Gauthier, H. Hammouri, et S. Othman, « A simple observer for nonlinear systems applications to bioreactors », *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 37, n° 6, p. 875–880, 1992.
- [124] A. Zemouche, « Sur l'observation de l'état des systèmes dynamiques non linéaires », Université Louis Pasteur-Strasbourg I, 2007.
- [125] G. Besançon, *Nonlinear observers and applications*, vol. 363. Springer, 2007.
- [126] A. G. Fossard et Normand-Cyrot. Systèmes non linéaires... - Google Scholar » .
- [127] G. Ablay et T. Aldemir, « Observer Based Sliding Mode Control of Uncertain Chaotic Systems », in *Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009. International Conference on, 2009, p. II–307.*
- [128] K. M. Cuomo et A. V. Oppenheim, « Circuit implementation of synchronized chaos with applications to communications », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 71, n° 1, p. 65, 1993.
- [129] L. Kocarev, « Chaos-based cryptography: a brief overview », *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 1, n° 3, p. 6–21, 2001.

## Bibliographie

---

- [130] K. M. Short, « Steps toward unmasking secure communications », *Int. J. Bifurc. Chaos*, vol. 4, n° 04, p. 959–977, 1994.
- [131] T. Yang, « A survey of chaotic secure communication systems », *Int. J. Comput. Cogn.*, vol. 2, n° 2, p. 81–130, 2004.
- [132] N. J. Corron et D. W. Hahs, « A new approach to communications using chaotic signals », *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 44, n° 5, p. 373–382, 1997.
- [133] H. Dedieu, M. P. Kennedy, et M. Hasler, « Chaos shift keying: Modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuits », *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog Digit. Signal Process.* vol. 40, n° 10, p. 634–642, 1993.
- [134] M. Feki, « An adaptive chaos synchronization scheme applied to secure communication », *Chaos Solitons Fractals*, vol. 18, n° 1, p. 141–148, 2003.
- [135] M. Fliess, C. Join, M. Mboup, et A. Sedoglavic, « Estimation des dérivées d'un signal multidimensionnel avec applications aux images et aux vidéos », in *GRETSI*, 2005, p. 136–139.
- [136] A. Leuciuc, « Information transmission using chaotic discrete-time filter », *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 47, n° 1, p. 82–88, 2000.
- [137] L. Boutat-Baddas, « Analyse des singularités d'observabilité et de détectabilité: Application à la synchronisation des circuits électroniques chaotiques », PhD Thesis, Cergy-Pontoise, 2002.
- [138] G. Millerioux et J. Daafouz, « Unknown input observers for message-embedded chaos synchronization of discrete-time systems », *Int. J. Bifurc. Chaos*, vol. 14, n° 04, p. 1357–1368, 2004.
- [139] K. M. Short, « Unmasking a modulated chaotic communications scheme », *Int. J. Bifurc. Chaos*, vol. 6, n° 02, p. 367–375, 1996.
- [140] M. Boutayeb, M. Darouach, et H. Rafaralahy, « Generalized state-space observers for chaotic synchronization and secure communication », *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 49, n° 3, p. 345–349, 2002.
- [141] U. Feldmann, M. Hasler, et W. Schwarz, « Communication by chaotic signals: The inverse system approach », in *Circuits and Systems, 1995. ISCAS'95., 1995 IEEE International Symposium on*, 1995, vol. 1, p. 680–683.
- [142] J. P. Gauthier et G. Bornard, « Contrôlabilité des systèmes bilinéaires », *SIAM J. Control Optim.*, vol. 20, n° 3, p. 377–384, 1982.
- [143] J. P. Gauthier, H. Hammouri, et S. Othman, « A simple observer for nonlinear systems applications to bioreactors », *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 37, n° 6, p. 875–880, 1992.
- [144] C. Bohn et D. P. Atherton, An analysis package comparing PID anti-windup strategies , *IEEE Control Systems*, vol. 15, no. 2, p. 34-40, avr. 1995
- [145] A. Ghoshal et V. John, Anti-windup Schemes for Proportional Integral and Proportional Resonant Controller , 2010.
- [146] A. Visioli, Practical PID control. Springer Verlag, 2006
- [147] W. G. Jung, Op Amp applications handbook. Newnes, 2005

---

# **Annexes**

---

---

**Annexe A**
**Observabilité des systèmes non linéaires**

L'observabilité des systèmes non linéaires est nécessaire pour la synthèse des observateurs pour estimer des grandeurs non mesurables. Toutefois les critères permettant de déterminer l'observabilité des systèmes non linéaires sont compliqués que dans le cas linéaire, en effet il n'existe pas de condition géométrique globale garantissant l'observabilité. Cependant, une notion d'observabilité locale faible a été introduite dans [120] et peut être caractérisé par une condition de rang équivalente au cas linéaire.

Soit un système non linéaire sous la forme suivante :

$$\text{sys} \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x)u = F(x(t), u(t)) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

**Définition 1.** [125] (*Indiscernabilité*)

Soient  $x_0$  et  $x_1$  deux conditions initiales du système (A.1). Soient  $Xu(t, x_0)$  et  $Xu(t, x_1)$  les solutions de l'équation d'état du système (A.1) correspondant aux états initiaux  $x_0$  et  $x_1$  respectivement. La paire  $(x_0, x_1)$  est dite indiscernable si :

$$\forall u \in R_m, \forall t \geq 0, h(Xu(t, x_0)) = h(Xu(t, x_1)).$$

Un état  $x$  est indiscernable de  $x_0$  si la paire  $(x, x_0)$  est indiscernable.

**Définition 2.** [125] (*Observabilité*)

Un système (A.1) est dit observable en  $x_0$  s'il n'existe aucun état indiscernable de  $x_0$ . (A.1) est dit observable s'il n'admet aucune paire indiscernable. Cependant, il est également indispensable d'analyser le problème en tenant compte des entrées et de vérifier s'il existe parmi elles, des entrées qui pourraient affecter l'observabilité du système. Ainsi, des conditions

supplémentaires sont nécessaires pour étudier la faisabilité de synthèse de l'observateur indépendamment des entrées. C'est la notion d'observabilité uniforme.

**Définition 3.**[125] (*Entrées universelles*)

Soient  $x_0$  et  $x_1$  deux conditions initiales du système ((B.1)). Soient  $X_u(t, x_0)$  et  $X_u(t, x_1)$  les solutions de l'équation d'état du système ((B.1)) correspondant aux états initiaux  $x_0$  et  $x_1$  respectivement. L'entrée  $u$  est dite universelle si :  $\forall x_0 \neq x_1, \exists \tau > 0$  tel que  $h(X_u(\tau, x_0)) \neq h(X_u(\tau, x_1))$ . Une entrée est singulière si elle n'est pas universelle.

**Définition 4.** (*Observabilité uniforme*)

Un système est uniformément observable si toutes ses entrées sont universelles. Dans [124], une liaison a été établie entre les systèmes uniformément observables et leur transformation sous la forme canonique d'observabilité.

Afin de mieux comprendre la problématique, on considère le système suivant

$$\text{sys} \begin{cases} \dot{x}(t) = f_0(x) + u_1 f_1(x) + \dots + u_m f_m(x) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

et la transformation

$$T(x) = \begin{bmatrix} h(x) \\ L_{f^0}^1(h)(x) \\ \vdots \\ L_{f^0}^{n-1}(h)(x) \end{bmatrix}$$

Ou

$$L_{f^0}^k(h)(x) = L_{f^0} \left[ L_{f^0}^{k-1}(h)(x) \right], \quad k = 1, 2, \dots, n$$

Où  $L_{f^0}^k(h)$  est la  $k$ -ième- dérivée de Lie de  $h$  dans la direction de  $f_0$ , et  $L_{f^0}^0(h) = h$ .

**Définition 5.**

Si le système (A.2) est uniformément observable, alors il existe un sous-ensemble  $M \subset \mathbb{R}^n$  ouvert et dense tel que,  $\forall x_0 \in M$ , il existe un voisinage  $V$ , tel que la transformation  $T$  est un difféomorphisme de  $V$  dans son domaine.

En plus,  $T$  transforme le système (A.2), restreint dans  $V$ , en un système ayant la forme canonique suivante

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + \eta_0(z) + \sum_{i=1}^m \eta_i(z) u_i \\ y = Cz, \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Avec

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & 1 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{pmatrix}, \quad \eta_0(z) = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ \eta_n(z) \end{pmatrix}, \quad \eta_k(z) = \begin{pmatrix} \eta_{k1}(z_1) \\ \eta_{k2}(z_1, z_2) \\ \vdots \\ \eta_{k2}(z_1, \dots, z_i) \\ \vdots \\ \eta_{kn}(z) \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C = (1 \quad 0 \quad \dots \quad 0)$$

**Remarque ,**

Si le système (A.2) est transformable sous la forme canonique (A.3), donc le système est uniformément observable dans le domaine de définition du difféomorphisme.

## Annexe B

## Réalisation du régulateurs PI (proportionnelle-intégrale)

## B.1 Réalisation du régulateurs PI (proportionnelle-intégrale)

Ces régulateurs ont pour tâche de comparer, en premier lieu, la valeur de consigne avec la valeur de mesure correspondante. En second lieu, le régulateur agit sur la grandeur de commande pour rendre la valeur de mesure aussi proche que possible de la valeur de consigne.

Cependant en fonctionnement normal, des variations importantes de la grandeur de consigne peuvent engendrer des phénomènes de saturation des grandeurs internes, ou la limitation de la grandeur de sortie du régulateur. Ces limitations, assimilables à des non linéarités, dégradent le comportement dynamique du système si elles ne sont pas correctement contrôlées. Dans cet effet, une méthode de correction de la composante intégrale du régulateur en cas de limitation de la grandeur de commande est proposée [144] , [145][146]. La Figure B.1 montre la configuration générale de régulateur *PI* analogique avec correction de l'action intégral dont les parties (*P* et *I*) sont volontairement séparé.

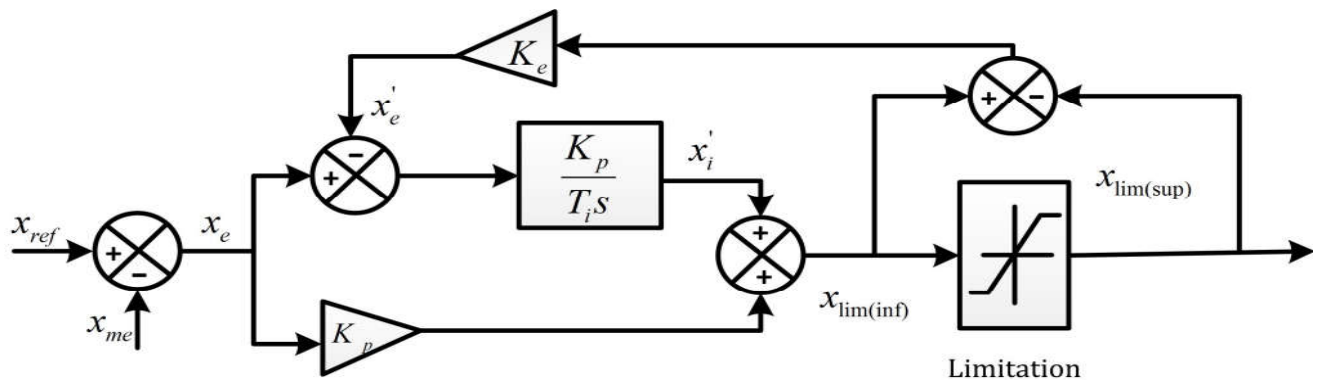


Figure B.1 Régulateur PI séparé avec correction de la composante intégrale.

La méthode proposée pour la correction de la composante intégrale, en cas de limitation de la grandeur de commande, consiste à créer la composante intégrale, non pas avec l'écart de réglage réel  $x_e$  mais avec un écart de réglage fictif  $x'_e$ . Cet écart de réglage fictif est déterminé de manière à

obtenir une grandeur de sortie du régulateur égale soit à la limitation supérieure, soit à la limitation inférieure. Ainsi la composante intégrale est donnée par la relation.

$$x_i(s) = \frac{k_p}{sT_i} x_e'(s) \quad (\text{B.1})$$

La détermination de l'écart de réglage fictif n'intervient qu'en cas de limitation de la grandeur de commande. En fonctionnement normal, on a :

$$x_e'(s) = x_e(s) \quad (\text{B.2})$$

$$x'(s) = x(s) \quad (\text{B.3})$$

Et par conséquent, la relation liant la grandeur de sortie à l'écart de réglage devient

$$x(s) = \left( k_p + \frac{k_p}{T_i s} \right) x_e(s) \quad (\text{B.4})$$

Dans le cas de limitation, la grandeur de commande peut prendre deux valeurs différentes, correspondant soit à la valeur limite supérieure, soit à la valeur limite inférieure.

$$x(s) = x_{\lim(\text{sup})} \quad \text{si } x'(s) > x_{\lim(\text{sup})} \quad (\text{B.5})$$

$$x(s) = x_{\lim(\text{inf})} \quad \text{si } x'(s) < x_{\lim(\text{inf})} \quad (\text{B.6})$$

Pour la réalisation des diverses fonction de régulateurs, nous avons utilisé des amplificateurs opérationnels de type *TL084*. On considère que les amplificateurs opérationnels sont idéaux (figure B.2), c'est-à-dire répondant aux hypothèses simplificatrices suivantes [147] :



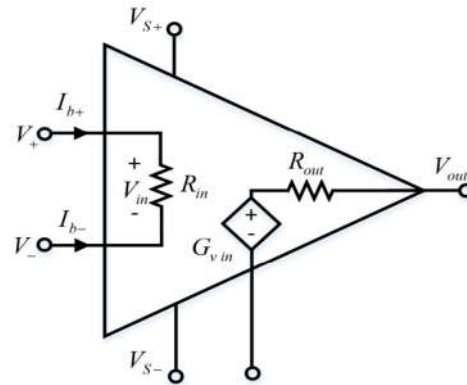


Figure B.2 Amplificateur opérationnelle idéal

## B.2 Comparaison de la valeur de consigne et de la valeur réelle.

La différence entre la valeur de consigne et la valeur de réelle, appelée écart de réglage est réalisée à l'aide de résistances de comparaison et d'un amplificateur opérationnel utilisé en montage différentiel.

Pour obtenir une comparaison précise et constante entre les valeurs de consigne et réelle, on doit en général utiliser des résistances de précision.

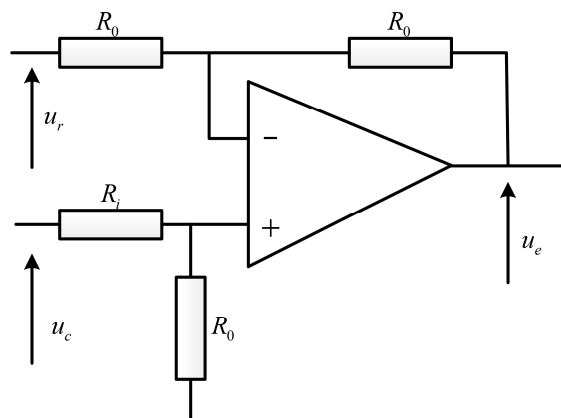


Figure B.3 Montage différentiel

La sortie  $u_e$  est proportionnelle à la différence des signaux appliqués aux deux entrées. On peut écrire la relation générale suivant :

$$u_e = \frac{R_0}{R_i} (u_c - u_r) \quad (\text{B.7})$$

Dans notre cas on a choisi  $R_o = R_i$  pour que le gain soit unitaire donc la relation précédente devient

$$u_e = (u_c - u_r) \quad (\text{B.8})$$

### B.1.1 La partie proportionnelle

La Figure B.4 présente le schéma de principe d'un régulateur  $P$ .

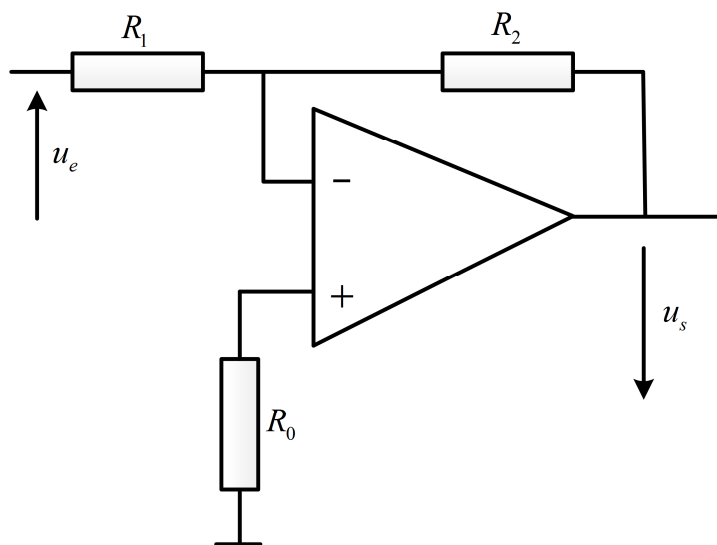


Figure B.4 Schéma d'un régulateur  $P$ .

On peut écrire la relation générale au nœud (-) de l'amplificateur

$$\frac{u_e}{R_1} = \frac{u_s}{R_2} \quad (\text{B.9})$$

et finalement la fonction de transfert

$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{B.10})$$

Donc le gain proportionnel est

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{B.11})$$

### B.1.2 La partie intégrale

La Figure B.5 présente le schéma de principe de la partie intégrateur.

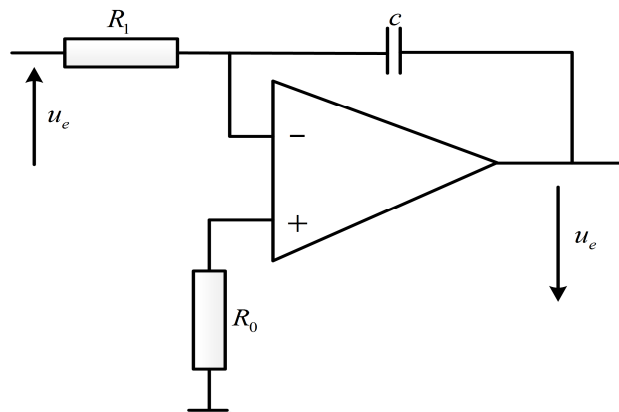


Figure B.5 Schéma de principe la partie intégrateur I

Il possède un circuit de contre-réaction formé d'un condensateur C. la fonction de transfert est

$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{1}{c R_1 s} = \frac{1}{T_i s} \quad (\text{B.12})$$

Avec :

$$T_i = R_1 c \quad (\text{B.13})$$

$$K_i = \frac{k_p}{T_i} \quad (\text{B.14})$$

---

# **Nomenclatures**

---

## Nomenclature

---

### I. Nomenclature

<b>I.</b>	Symboles
$\xi$ :	Rapport de saillance
<b>Lq,Ld</b> :	Représentent les courants
<b>W</b> :	Fréquence angulaire du moteur
<b>ud , uq</b> :	Les composantes de tension du stator
<b>J</b> :	Le moment d'inertie
<b>TL</b> :	Le couple de charge externe
$\beta$ :	Le coefficient d'amortissement visqueux
<b>R1</b> :	La résistance d'enroulement du stator
<b>Ld,Lq</b> :	Les inducteurs de stator
<b>R</b> :	Le flux d'aimant
<b>np</b> :	Le nombre de pôles
<b>V</b> :	La tension
<b>NR</b> :	Diode non linéaire
<b>x</b> :	Variable à réguler.
<b>ex</b> :	L'écart de la variable a réglé
$\lambda$ :	Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.
<b>r</b> :	Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande

### II. Abréviations

**MSAP** Machine synchrone a aiment permanent

**CMG/SMS** Mode glissant / Sliding mode control

**MGOS /HOSM** Mode glissant ordre supérieure / high ordre sliding mode

العمل المقدم في هذه الأطر وجهت يبنوا من الملاحظة والبنية من خلال التحكم عن طريق نظام الانزلاق، لأنظمة الفوضوية، لا سيما غير الخطية والحيادية للشبكات اللاسلكية. وتتمثل المساهمة الرئيسية لهذا العمل في تركيب قانون للمراقبة ووضع الانزلاق يضمن وثبات السلوك المراد، معالجة عموميات وتعلقات بسلوك أنظمة الفوضوية وطرق التحكم. وتتعلق المراد الثانية ببناء أنظمة التحكم بآلية في ذلك الآلة المتزامنة ذات دوائر مغناطيسية ودائرة تشوا. وفي الجزء الثالث على كراسية البنية على نظام الفوضوي على أساس تقنية وضع الانزلاق حيث وضعنا قوانين مراقبة قوية من خلال الانزلاق الوضع المطبق على اثنين من أنظمة التحكم بآلية الفوضوية: على الآلة المتزامنة ذات دوائر مغناطيسية ودائرة تشوا من أجل تحقيق الاستقرار والبنية ودفع متزامن هذه الأنظمة الفوضوية نحو مناسبات محددة للغاية. في الجزء الأخير قل من توليف من المراقبة على أساس الانزلاق من نوع تقنية وضع الانزلاق.

**كلمات المفتاحية:** أنظمة الفوضوية، نظام الانزلاق، الآلة المتزامنة ذات دوائر مغناطيسية، ودائرة تشوا.

### Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'observation et commande par mode glissant pour les systèmes chaotiques, notamment non linéaire et mal définis. La contribution principale de ce travail porte sur la synthèse d'une loi de commande par mode glissant assurant la robustesse du comportement vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. Dans la première partie, on présente un état d'art sur le comportement des systèmes chaotiques et les méthodes de contrôle. La seconde partie concerne la modélisation pour les systèmes électriques notamment la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) et le circuit de Chua. La troisième partie, nous nous intéresserons à l'étude de la commande des systèmes chaotiques basé sur la technique de mode glissant, ou on a développé des lois de commandes robustes par mode glissant appliquée à deux systèmes électriques chaotiques : moteur synchrone à aimant permanent et le circuit de Chua afin de pouvoir stabiliser, contrôler et conduire la trajectoire de ces systèmes chaotiques vers des trajectoires bien spécifiques. Dans La dernière partie on a présenté la synthèse d'un observateur basé sur la technique mode glissant.

**Mots-clés :** les systèmes chaotiques, commande mode glissant machine synchrone à aimant permanent (MSAP), circuit Chua, Observateur mode glissant.

### Abstract:

The work presented in this thesis concerns the observation and the control of chaotic system via sliding mode. The main contribution of this work is to develop a control law based on the sliding mode technique in order to ensuring the robustness of the behavior in presence of the uncertainties. In the first part, we present a state of art on the behavior of chaotic systems and their control methods. The second part concerns modeling for electrical systems including permanent synchronous machine (PMSM) and Chua circuit. The third part focuses on the control chaotic system based on the sliding mode technique, two robust control techniques have been developed and applied for the two chaotic electrical systems: permanent magnet synchronous motor (PMSM) and the Chua circuit in order to stabilize, and drive the states of these systems. In the last part we have presented the synthesis of an observer based on the sliding mode

**Keywords:** Chaotic system, sliding mode control (SMC), permanent magnet synchronous motor (PMSM), Chua circuit, High gain observer