

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Télécommunications

Spécialité : Signaux et Systèmes de Télécommunications

Par :

BENDAOU D Mohammed

Sujet

**Conception et réalisation des briques de base d'une PLL chaotique
pour les systèmes de communication sécurisée par chaos**

Soutenu publiquement, le : **27 / 06 /2024**, devant le jury composé de :

Mohammed FEHAM	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Samir KAMECHE	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
Achour OUSLIMANI	Professeur	ENSEA. Cergy Pontoise-France	Co-directeur de thèse
Abdelhafid BOUACHA	Professeur	Univ. Tlemcen	Examineur
Keltouma NOURI	Professeur	Univ. Saida	Examineur

Année universitaire : 2023/2024

Dédicaces

Je dédie ce travail :

A mon cher père,

Tu restes à jamais dans mon cœur et ton souvenir continue de guider chacun de mes pas. Tu as été ma source d'inspiration et de force tout au long de ce parcours. Ton amour et ton soutien inconditionnels resteront gravés en moi éternellement.

A ma mère

Tu as été ma lumière et mon rocher tout au long de ce parcours. Ta force, ta sagesse et ton amour infini ont été mes guides constants. Cette thèse est dédiée à toi, en reconnaissance de tout ce que tu as sacrifié pour moi, en témoignage de gratitude pour ton soutien indéfectible. Merci pour tout ce que tu es et tout ce que tu as fait. Ton héritage de dévouement et de courage continuera à m'inspirer chaque jour.

A mes frères Oussama, Anes, et Yacine

A toute ma famille

A tous ceux que j'aime et je respecte

BENDAOUD Mohammed...

Remerciements

Ce manuscrit est le résultat de nombreuses années de travail mené au sein du laboratoire de recherche STIC à l'université de Tlemcen, ainsi qu'au laboratoire QUARTZ à l'École Nationale Supérieure d'Electronique et de ses Applications (ENSEA) Cergy pontoise-France.

Un merci particulièrement chaleureux à mes directeurs de thèse, Monsieur Samir KAMECHE, Professeur à l'Université de Tlemcen et Monsieur Achour OUSLIMANI, Professeur à l'ENSEA Cergy pontoise-France, pour leur soutien constant, leurs conseils éclairés et leurs encouragements sans faille. Leur expertise et leur disponibilité ont été des atouts précieux dans la réalisation de ce travail de recherche.

Mes remerciements les plus respectueux s'adressent à Monsieur Mohammed FEHAM, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur Abdelhafid BOUACHA, Professeur à l'Université de Tlemcen, et Madame Keltouma NOURI, Professeur à l'Université de Saida, qui m'ont fait l'honneur de juger ce travail en acceptant d'être examinateurs.

Il m'est agréable d'exprimer également ma gratitude à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation scientifique et à tous les membres du laboratoire STIC et QUARTZ pour leur admirable esprit d'équipe.

Résumé

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit décrivent la conception et réalisation des briques de base d'une PLL chaotique pour les systèmes de communication sécurisée par chaos. Deux structures d'oscillateurs chaotiques et trois configurations d'oscillateurs chaotiques commandés en tension ont été proposées et étudiées. Nous avons expliqué tout ce qui concerne l'aspect théorique des systèmes chaotiques, et nous avons également présenté les versions principales de l'oscillateur chaotique de Colpitts, ceci dans le but de la proposition et l'étude des nouveaux oscillateurs chaotiques. Dans la partie d'application de cette thèse, nous avons d'abord proposé un oscillateur Colpitts chaotique à deux inductances capables de générer des oscillations chaotiques jusqu'à 6 GHz. Ensuite, nous avons présenté un deuxième oscillateur chaotique résultant du couplage de deux oscillateurs améliorés identiques, pouvant atteindre un rapport f_0/f_T de 0.28 avec une bande passante des oscillations chaotiques de 1 à 7.5 GHz. Nous avons conclu cette section en proposant trois configurations différentes de l'oscillateur chaotique commandé en tension, conçues en insérant des diodes à capacité variable en parallèle avec les capacités dans le circuit de l'oscillateur Colpitts à deux inductances. La troisième configuration, qui contient deux diodes varicap, a montré de meilleurs résultats par rapport aux deux autres configurations en termes de l'intervalle en fréquence fondamentale de comportement chaotique.

Mots clés : *système chaotique, cryptographie chaotique, diagramme de bifurcation, oscillateur Colpitts chaotique, VCCO.*

Abstract

The research works presented in this manuscript describe the design and realization of basic building blocks of a chaotic PLL for communication systems secured by chaos. Two chaotic oscillator structures and three voltage-controlled chaotic oscillator configurations have been proposed and studied. We explained everything related to the theoretical aspect of chaotic systems, and we also presented the main versions of the Colpitts chaotic oscillator, in order to propose and study new chaotic oscillators. In the application part of this thesis, we first proposed a chaotic Colpitts oscillator with two inductances capable of generating chaotic oscillations up to 6 GHz. Then, we presented a second chaotic oscillator resulting from coupling two identical improved Colpitts oscillators, capable of achieving an f_0/f_T ratio of 0.28 with a bandwidth of chaotic oscillations from 1 to 7.5 GHz. We concluded this application part by proposing three different configurations of the voltage-controlled chaotic oscillator, designed by inserting varicap diodes in parallel with the capacitors in the circuit of the Colpitts oscillator with two inductances. The third configuration, which contains two varicap diodes, showed better results compared to the other two configurations in terms of the fundamental frequency range of chaotic behavior.

Keywords: *chaotic system, chaotic cryptography, bifurcation diagram, chaotic Colpitts oscillator, VCCO.*

ملخص

الأعمال البحثية المقدمة في هاته الأطروحة تصف تصميم وإنشاء اللبنة الأساسية للحلقة مقلدة الطور لأنظمة الاتصالات المؤمنة بواسطة الفوضى. تم اقتراح ودراسة هيكلين للمذبذب الفوضوي وثلاثة تكوينات للمذبذب الفوضوي المتحكم فيه بالجهد. قمنا بشرح كل ما يتعلق بالجانب النظري لأنظمة الفوضوية، كما قمنا بعرض الإصدارات الرئيسية لمذبذب كولبيتس الفوضوي، وهذا من أجل تسهيل اقتراح ودراسة مذبذبات فوضوية جديدة. في الجزء العملي لهذه الرسالة، قمنا أولاً بتقديم مذبذب كولبيتس فوضوي مع اثنين من الوشائع قادر على توليد تذبذبات فوضوية إلى غاية 6 جيجا هرتز. ثم، قدمنا مذبذباً فوضوياً ثانياً ناتجاً عن اقتران مذبذبين متماثلين من كولبيتس المحسن، قادر على الرفع من قيمة (f_0/f_T) إلى 0.28 مع مجال للترددات الفوضوية بين 1 و7 جيجا هرتز. اختتمنا هذا الجزء العملي بتقديم ثلاث نسخ مختلفة من المذبذب الفوضوي المتحكم بالجهد، تم تصميمها عن طريق إدراج صمامات متغيرة المكثفة موازية مع المكثفات الموجودة في دائرة مذبذب كولبيتس مع اثنين من الوشائع. أظهرت النسخة الثالثة التي تحتوي على صمامين اثنين، نتائج أفضل مقارنة بالنسختين الأخريين من حيث نطاق التردد الأساسي للسلوك الفوضوي

الكلمات المفتاحية: نظام فوضوي، التشفير الفوضوي، منحنى التشعب، مذبذب كولبيتس الفوضوي، مذبذب فوضوي متحكم بالجهد.

Productions scientifiques

Article de journal - rang A

1. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2023). Modeling and Analysis of a Novel Chaotic Oscillator up to 7.5 GHz. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 68(8), 903-909. DOI : 10.1134/S106422692308003X

Articles de conférences internationales

1. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2023, March). Analysis of a Novel 4D Chaotic Oscillator for Communication Systems Up to 6 GHz. In *2023 International Conference on Advances in Electronics, Control and Communication Systems (ICAECSS, Blida, Algérie)* (pp. 1-4). IEEE. DOI: 10.1109/ICAECSS56710.2023.10104866
2. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2023, April). The dynamics analysis of the two-stage chaotic Colpitts oscillator for secure communication systems. In *2023 International Conference on Scientific and Innovative Studies (ICSIS, Kunia, Turquie)*. DOI: 10.59287/as-abstracts.531
3. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2023, October). Numerical Dynamics Analysis of a Chaotic Third-Order Phase-Locked Loop. In *2023 International Conference on Advances in Electronics, Control and Computer Technologies (ICAECCT, Mascara, Algérie)*.
4. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2024, April). Analysis of the dynamics and synchronization of a Novel 1-11 GHz Chaotic Oscillator. In *2024 International Conference on Image and Signal Processing and their Applications, Control and Computer Technologies (ISPA, Biskra, Algérie)*. IEEE.

Articles de conférences nationales

1. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2021, December). Study and analysis of the improved chaotic Colpitts oscillator up to 2.5GHz. In *2021 Conférence Nationale sur les Télécommunication et ses Applications (CNTA, Ain temouchent, Algérie)*.

2. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2020, December). Conception d'un générateur chaotique pour les communications sécurisées par chaos. *JSTIC'2020, (Tlemcen, Algérie)*.
3. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2022, March). Conception d'un nouveau générateur chaotique à base de deux oscillateurs Colpitts couplés. *JSTIC'2022, (Tlemcen, Algérie)*.
4. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2021, October). Conception et Réalisation d'une PLL Chaotique pour les Systèmes de Communication Sécurisées par Chaos. *JDTECH'2021, (Tlemcen, Algérie)*.
5. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2022, October). Design of a novel chaotic circuit based on two coupled improved Colpitts oscillators. *JDTECH'2022, (Tlemcen, Algérie)*.

Table des matières

Dédicaces	i
Remerciements	ii
Résumé	iii
Abstract	iv
ملخص	v
Productions scientifiques.....	vi
Table des matières	viii
Sigles et Abréviations.....	xii
Liste des figures	xiii
Liste des tableaux	xvii
Introduction générale.....	2

Chapitre I : Théorie des systèmes chaotiques

I.1 Introduction.....	6
I.2 Systèmes dynamiques	6
I.2.1 Systèmes dynamiques continus.....	7
I.2.2 Systèmes dynamiques discrets	7
I.2.3 Systèmes dynamiques autonomes et non autonomes.....	7
I.3 Systèmes chaotiques	7
I.3.1 Non-linéarité	8
I.3.2 Déterminisme	8
I.3.3 Sensibilité aux conditions initiales (SCI).....	8
I.4 Outils d'étude des systèmes chaotiques	9
I.4.1 Espace des phases	9
I.4.2 Notion d'attracteur	10
I.4.2.1 Attracteur étrange de Lorenz	10
I.4.3 Exposants de Lyapunov	11
I.4.4 Diagramme de bifurcation	12

I.4.5	Route vers chaos	13
I.4.5.1	Doublement de période	13
I.4.2.1	Intermittence	13
I.4.2.1	Quasi périodicité	14
I.5	Domaines d'utilisation des systèmes chaotiques	14
I.6	Cryptographie chaotique	14
I.6.1	Objectifs des crypto-systèmes.....	15
I.6.2	Définition de la cryptographie	15
I.6.2.1	Cryptographie symétrique.....	15
I.6.2.2	Cryptographie asymétrique.....	16
I.6.3	Cryptanalyse	17
I.6.4	Techniques de chiffrement par chaos	17
I.6.4.1	Chiffrement par addition.....	17
I.6.4.2	Chiffrement par commutation.....	18
I.6.4.3	Chiffrement par modulation.....	18
I.7	Synchronisation des systèmes chaotiques.....	19
I.7.1	Synchronisation identique.....	20
I.7.2	Synchronisation en boucle fermée	21
I.7.3	Anti synchronisation	21
I.7.4	Synchronisation de phase.....	21
I.7.5	Synchronisation par observateur.....	22
I.7	Conclusion	23

Chapitre II : Oscillateurs chaotiques

II.I	Introduction	25
II.2	Circuit de Chua.....	25
II.2.1	Modèle mathématique du circuit de Chua	25
II.2.2	Comportement chaotique de Chua.....	27
II.3	Oscillateur de Colpitts	28
II.3.1	Modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts	29
II.3.2	Simulation numérique de l'oscillateur Colpitts	30
II.3.3	Simulation électrique de l'oscillateur Colpitts.....	31
II.4	Oscillateur Colpitts amélioré.....	33
II.4.1	Modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts amélioré	34

II.4.2 Simulation numérique de l'oscillateur Colpitts amélioré	35
II.4.3 Simulation électrique de l'oscillateur Colpitts amélioré.....	37
II.5 Comparaison entre la version standard et la version améliorée de Colpitts.....	38
II.6 Autres versions de l'oscillateur Colpitts.....	40
II.7 Conclusion	41

Chapitre III : Conception des générateurs chaotiques à base de la configuration de Colpitts

III.1 Introduction	43
III.2 Oscillateur Colpitts à deux inductances	43
III.2.1 Modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts à deux inductances	43
III.2.2 Diagramme de bifurcation de l'oscillateur Colpitts à deux inductances	45
III.2.3 Espaces des phases de l'oscillateur Colpitts à deux inductances	46
III.2.4 Simulation de l'oscillateur Colpitts à deux inductances sous ADS.....	48
III.2.5 Résultats de simulation sous ADS.....	50
III.3 Oscillateur Colpitts chaotique différentiel	51
III.3.1 Modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts différentiel	52
III.3.2 Diagramme de bifurcation de l'oscillateur Colpitts différentiel.....	53
III.3.3 Espaces des phases de l'oscillateur Colpitts différentiel	54
III.3.4 Simulation de l'oscillateur Colpitts différentiel sous ADS	56
III.3.5 Résultats de simulation sous ADS.....	57
III.3.6 Comparaison.....	58
III.4 Conclusion.....	59

Chapitre IV : Conception des VCCO à base de l'oscillateur Colpitts à deux inductances

IV.1 Introduction.....	61
IV.2 Oscillateur commandé en tension	61
IV.2.1 Caractéristique fréquence-tension d'un VCO	62
IV.3 Première configuration de VCCO.....	64
IV.3.1 Diagramme de bifurcation.....	66
IV.3.2 Espaces des phases	67
IV.3.3 Simulation sous ADS	68
IV.3.3 Résultats de simulation sous ADS	69
IV.4 Deuxième configuration de VCCO.....	70

IV.4.1 Diagramme de bifurcation.....	71
IV.4.2 Espaces des phases	72
IV.4.3 Simulation sous ADS	74
IV.4.3 Résultats de simulation sous ADS	74
IV.5 Troisième configuration de VCCO	76
IV.5.1 Diagramme de bifurcation.....	77
IV.5.2 Espaces des phases	78
IV.5.3 Simulation sous ADS	79
IV.5.3 Résultats de simulation sous ADS	80
IV.6 Comparaison	81
IV.7 Conclusion	82
Conclusion Générale	84
Bibliographie.....	87

Sigles et abréviations

ADS: Advanced Design System

BJT: Bipolar Junction Transistor.

BW: Band Width

CSK: Chaos Shift Keying.

f_0 : Fréquence fondamentale d'un oscillateur.

f_T : Fréquence de Transition d'un transistor bipolaire.

LC: Inductance-Capacité

ODE: Ordinary Differential Equation.

PLL: Phase-Locked Loop.

R : ensemble des nombres réels.

R^+ : nombres réels positifs ou nuls.

R^n : espace vectoriel de dimension n construit sur le corps des réels.

RC : Résistance-Capacité.

RK-4 : La méthode de Runge-Kutta d'ordre 4.

Varicap : diode à capacité variable.

VCCO: Voltage Chaotic Controlled Oscillator.

VCO: Voltage Controlled Oscillator.

VCXO: Voltage-Controlled Crystal Oscillator.

SCI : Sensibilité aux Conditions Initiales.

YIG : Yttrium Iron Garnet.

$\dot{x} = \frac{dx}{dt}$: dérivée de la variable x par rapport au temps.

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1. Sensibilité aux conditions initiales de la variable d'états x_I du système chaotique Rossler.....	9
Figure I.2. Attracteur étrange de Rossler	11
Figure I.3. Diagramme de bifurcation de la fonction logistique	13
Figure I.4. Principe de chiffrement symétrique.....	16
Figure I.5. Principe de chiffrement asymétrique.....	16
Figure I.6. Principe de chiffrement chaotique par addition.....	18
Figure I.7. Principe de chiffrement chaotique par commutation.....	18
Figure I.8. Principe de chiffrement chaotique par modulation	19
Figure I.9. Principe de la synchronisation identique.....	21
Figure I.10. Principe de la synchronisation par observateur	22

Chapitre II

Figure II.1. Circuit de Chua	25
Figure II.2. Représentation graphique de la fonction non linéaire $I_{NR}=f(V_{C1})$	26
Figure II.3. Réponses temporelles chaotiques du modèle de Chua : $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$	27
Figure II.4. Attracteur étrange de Chua.....	28
Figure II.5. Circuit de l'oscillateur Colpitts chaotique.....	28
Figure II.6. Modèle de transistor bipolaire base commune.....	29
Figure II.7. Réponses temporelles chaotiques de l'oscillateur Colpitts : $x_1(t)$, $x_2(t)$, et $x_3(t)$..	31
Figure II.8. Espaces des phases chaotiques de l'oscillateur Colpitts : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) . 31	
Figure II.9. Circuit de l'oscillateur Colpitts simulé sous ADS.	32
Figure II.10. Espaces des phases chaotiques de l'oscillateur Colpitts sous ADS : (a) (V_{C1}, V_{C2}) ; (b) (V_{C2}, V_{C1})	33

Figure II.11. Circuit de l'oscillateur Colpitts amélioré.	34
Figure II.12. Réponses temporelles chaotiques de l'oscillateur Colpitts amélioré : $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, et $x_4(t)$. 36	
Figure II.13. Espaces des phases chaotiques de l'oscillateur Colpitts amélioré : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1)	36
Figure II.14. Circuit de l'oscillateur Colpitts amélioré simulé sous ADS.	37
Figure II.15. Espaces des phases chaotiques de l'oscillateur Colpitts amélioré sous ADS : (a) (V_{C1}, V_{C2}) ; (b) (V_{C2}, V_{C1})	38
Figure II.16. Espaces des phases (V_{C1}, V_{C2}) (dessus) et réponses spectrales (dessous) de l'oscillateur Colpitts standard aux fréquences fondamentales : (a) $f_{01}=0.5GHz$;(b) $f_{02}=1GHz$; (c) $f_{03}=2GHz$	39
Figure II.17. Espaces des phases (V_{C1}, V_{C2}) (dessus) et réponses spectrales (dessous) de l'oscillateur Colpitts amélioré aux fréquences fondamentales : (a) $f_{01}=0.5GHz$;(b) $f_{02}=1GHz$; (c) $f_{03}=2GHz$	40

Chapitre III

Figure III.1. Circuit de l'oscillateur Colpitts à deux inductances L_C et L_B	43
Figure III.2. Modèle de transistor bipolaire adopté.	44
Figure III.3. Diagramme de bifurcation de l'oscillateur Colpitts à deux inductances 46	
Figure III.4. Espace des phases (x_2, x_1) de l'oscillateur Colpitts à deux inductances pour : (a) $\gamma=2$; (b) $\gamma=3$; (c) $\gamma=4$; (d) $\gamma=20$	47
Figure II.5. Espaces des phases numériques de l'oscillateur Colpitts à deux inductances : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) ; (c) (x_1, x_5) ; (d) (x_2, x_5)	48
Figure III.6. Circuit de l'oscillateur Colpitts à deux inductances simulé sous ADS.	49
Figure III.7. Modèle Pspice de transistor bipolaire BFP410W.	49
Figure III.8. Espace des phases électriques de l'oscillateur Colpitts à deux inductances : (a) (V_{C2}, V_{C1}) ; (b) (V_{C1}, I_{LC}) ; (c) (V_{C1}, I_{LB}) ; (d) (V_{C2}, I_{LB})	50
Figure III.9. Réponse spectrale de V_{C1}	51
Figure III.10. Circuit de l'oscillateur Colpitts différentiel.	52
Figure III.11. Diagramme de bifurcation de l'oscillateur Colpitts différentiel.	53

Figure III.12. Espace des phases (x_1, x_2) de l'oscillateur Colpitts différentiel pour : (a) $\gamma=11$; (b) $\gamma=14$; (c) $\gamma=16.5$; (d) $\gamma=23.9$.	55
Figure III.13. Espaces des phases numériques de l'oscillateur Colpitts différentiel : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) ; (c) (x_1, x_4) ; (d) (x_2, x_4) .	55
Figure III.14. (a) Circuit de l'oscillateur chaotique simulé sous ADS ; (b) Modèle Pspice de transistor bipolaire BFG520.	56
Figure III.15. Espaces des phases électrique de l'oscillateur Colpitts différentiel (a) (V_{C1}, V_{C2}) ; (b) (V_{C2}, V_{C1}) ; (c) (V_{C1}, I_L) ; (d) (V_{C2}, I_L) .	57
Figure III.16. Réponse spectrale de V_{C2} .	58

Chapitre IV

Figure IV.1. Schéma bloc de l'oscillateur commandé en tension.	61
Figure IV.2. Caractéristique fréquence-tension de VCO	63
Figure IV.3. Circuit de la première configuration du VCCO.	64
Figure IV.4. Variation de la capacité C_D en fonction de la variation de la tension appliquée V_D .	65
Figure IV.5. Diagramme de bifurcation de la première configuration du VCCO.	66
Figure IV.6. Espace des phases (x_1, x_2) de la première configuration du VCCO pour : (a) $V_D=1V$; (b) $V_D=3V$; (c) $V_D=10V$; (d) $V_D=16V$.	67
Figure IV.7. Attracteurs étranges obtenus sous Matlab de la première configuration de VCCO : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) ; (c) (x_1, x_5) ; (d) (x_2, x_5) .	68
Figure IV.8. Circuit de la première configuration du VCCO simulé sous ADS.	69
Figure IV.9. Attracteurs étranges obtenus sous ADS de la première configuration de VCCO : (a) (V_{C1}, V_{C2}) ; (b) (V_{C2}, V_{C1}) ; (c) (V_{C1}, I_{LB}) ; (d) (V_{C1}, I_{LB}) .	69
Figure IV.10. Circuit de la deuxième configuration du VCCO.	70
Figure IV.11. Diagramme de bifurcation de la deuxième configuration du VCCO.	72
Figure IV.12. Espace des phases (x_1, x_2) de la deuxième configuration du VCCO pour : (a) $V_D=1V$; (b) $V_D=2V$; (c) $V_D=4V$; (d) $V_D=15V$.	73
Figure IV.13. Attracteurs étranges obtenus sous Matlab de la deuxième configuration de VCCO : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) ; (c) (x_1, x_5) ; (d) (x_2, x_5) .	73
Figure IV.14. Circuit de la deuxième configuration du VCCO simulé sous ADS.	74

Figure IV.15. Attracteurs étranges obtenus sous ADS de la deuxième configuration du VCCO : (a) (V_{C1}, V_{C2}) ; (b) (V_{C2}, V_{C1}) ; (c) (V_{C1}, I_{LB}) ; (d) (V_{C1}, I_{LB})	75
Figure IV.16. Circuit de la troisième configuration du VCCO.....	76
Figure IV.17. Diagramme de bifurcation de troisième configuration du VCCO.....	77
Figure IV.18. Espace des phases (x_1, x_2) de la troisième configuration du VCCO pour : (a) $\varepsilon_I=2.5$; (b) $\varepsilon_I=2$; (c) $\varepsilon_I=1$	78
Figure IV.19. Attracteurs étranges obtenus sous Matlab de la troisième configuration de VCCO : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) ; (c) (x_1, x_5) ; (d) (x_2, x_5)	79
Figure IV.20. Circuit de la troisième configuration du VCCO simulé sous ADS	80
Figure IV.21. Attracteurs étranges obtenus sous ADS de la troisième configuration de VCCO : (a) (V_{C1}, V_{C2}) ; (b) (V_{C2}, V_{C1}) ; (c) (V_{C1}, I_{LB}) ; (d) (V_{C1}, I_{LB})	80

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I.1. Relation entre les différents comportements possibles des systèmes dynamiques et les valeurs des exposants de Lyapunov	12
---	----

Chapitre II

Tableau II.1. Valeurs des composants utilisés	32
Tableau II.2. Valeurs des composants utilisés dans la simulation de l'oscillateur Colpitts amélioré.....	37
Tableau II.3. Valeurs des composants utilisés dans la comparaison entre les deux versions de Colpitts chaotique.....	38
Tableau II.4. Résultats obtenus par les différentes versions de Colpitts proposées dans la littérature	41

Chapitre III

Tableau III.1. Valeurs des composants utilisées dans la simulation de l'oscillateur Colpitts chaotique à deux inductances	49
Tableau III.2. Valeurs des composants utilisées dans la simulation de l'oscillateur Colpitts différentiel	56
Tableau III.3. Comparaison entre les différentes versions de l'oscillateur Colpitts chaotique	58

Chapitre IV

Tableau IV.1. Résultats en fréquence des trois configurations du VCCO proposées 81

Introduction générale

Introduction

La sécurité des communications n'est pas seulement une question technique moderne, mais plutôt une préoccupation fondamentale dont l'humanité s'occupe depuis les premiers siècles. À cette époque, on utilisait les symboles et les dessins étranges pour communiquer et transférer des informations de manière sécurisée, afin de se prémunir contre tout accès non autorisé. Avec l'évolution de la technologie, des méthodes plus évoluées ont apparu et la protection de l'information a connu une transformation importante, où les techniques de cryptage et les méthodes de sécurité numérique font désormais partie intégrante de notre monde moderne.

En tandem avec l'essor considérable des technologies de communication, les méthodes et techniques de piratage ont également évolué de manière significative. Les pirates informatiques exploitent activement les vulnérabilités des systèmes informatiques et des réseaux pour accéder à des données sensibles, compromettre la sécurité des communications et même perturber des infrastructures vitales. Ces attaques peuvent prendre différentes formes, allant de l'ingénierie sociale et du phishing à l'exploitation de failles de sécurité dans les logiciels et les réseaux. Avec toutes ces données, il devient indispensable d'adopter des méthodes mathématiques et informatiques modernes et avancées pour crypter les informations et contrer efficacement la menace de piratage.

Parmi les méthodes modernes utilisées pour chiffrer les systèmes de communication, on retrouve la cryptographie basée sur le chaos, une approche novatrice qui tire parti des propriétés imprévisibles du chaos déterministe ainsi que de la sensibilité aux conditions initiales pour élever le niveau de sécurité des communications et des données.

Les prémices de la théorie du chaos remontent aux travaux du mathématicien français Henri Poincaré à la fin du 19^e et au début du 20^e siècle, qui a exploré les systèmes à plusieurs corps en mouvement gravitationnel, ainsi que les phénomènes de sensibilité aux conditions initiales, où de petites variations dans les conditions de départ peuvent conduire à des trajectoires radicalement différentes dans le temps. Cependant, c'est à partir des années 1960 et 1970 que la théorie du chaos a réellement émergé en tant que domaine d'étude distinct. Les travaux pionniers du météorologue et mathématicien Edward Lorenz sur la météorologie dynamique ont été cruciaux dans ce contexte. Lorenz a découvert qu'un ensemble simple d'équations pouvait produire des comportements complexes et imprédictibles, mettant en évidence la sensibilité extrême aux conditions initiales. Depuis lors, la théorie du chaos a été

étendue et appliquée dans de nombreux domaines scientifiques, de la physique et des mathématiques à la biologie, l'économie et même les sciences sociales.

La discussion sur l'utilisation des systèmes chaotiques pour sécuriser les communications nécessite inévitablement l'examen de trois axes fondamentaux dans ce domaine. Le premier axe concerne la conception d'un générateur de signaux chaotiques, où l'on trouve plusieurs structures proposées pour cet objectif telles que le circuit de Chua, le circuit de Rossler et l'oscillateur Colpitts. Le deuxième axe porte sur la méthode de combinaison du message à chiffrer avec le signal chaotique, où plusieurs techniques telles que la cryptographie par addition, la cryptographie par modulation et la cryptographie par commutation sont proposées. Le troisième axe aborde la résolution du problème de synchronisation entre deux systèmes chaotiques, où plusieurs méthodes sont également disponibles pour résoudre ce problème, notamment celle proposée par Pecora et Carroll en 1990.

Dans ce travail de thèse, nous nous intéresserons principalement au premier axe, qui concerne la conception de circuits électroniques destinés à générer des signaux chaotiques à haute fréquence. Plus précisément, nous nous concentrerons sur la conception des briques de base d'une PLL chaotique pour les systèmes de communication sécurisée par chaos, en raison du rôle clé que joue la PLL dans de nombreux systèmes de communication. Dans le cadre des circuits chaotiques, plusieurs versions de l'oscillateur Colpitts chaotique ont été récemment proposées dans la littérature afin de générer des signaux chaotiques dans différentes bandes de fréquence. La meilleure de ces versions se distingue selon deux paramètres :

- Le rapport entre la fréquence fondamentale des oscillations chaotiques et la fréquence de transition de transistor bipolaire utilisé dans la conception de l'oscillateur (f_0/f_T).
- La bande fréquentielle des oscillations chaotiques (BW).

Les contributions que nous apportons dans ce manuscrit consistent à concevoir deux nouvelles versions de l'oscillateur Colpitts présentant de meilleures caractéristiques par rapport aux autres oscillateurs chaotiques existant dans la littérature. Plus précisément, il s'agit d'augmenter la valeur du rapport (f_0/f_T) et d'élargir la bande des oscillations chaotiques (BW). Nous proposons également trois configurations différentes de l'oscillateur chaotique commandé en tension. L'objectif principal de ces contributions est de les utiliser ultérieurement dans la conception d'une PLL chaotique.

Notre travail sera structuré de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous aborderons les notions théoriques relatives aux systèmes dynamiques et aux systèmes chaotiques, en expliquant également les outils mathématiques nécessaires à leur étude. Nous présenterons aussi les techniques utilisées en cryptographie chaotique ainsi que les méthodes de synchronisation des systèmes chaotiques.

Le deuxième chapitre sera dédié à la présentation des différentes versions de l'oscillateur Colpitts, telles que la version standard et la version améliorée, ainsi qu'à une étude comparative entre ces différentes versions visant à permettre une bonne compréhension des différences qui existent entre elles.

Dans le troisième chapitre, nous procéderons à la conception de deux nouvelles versions de l'oscillateur Colpitts, offrant des performances fréquentielles supérieures à celles des versions existantes.

Enfin, le quatrième chapitre sera consacré à la conception de trois configurations différentes d'oscillateurs chaotiques commandés en tension, en se basant sur l'oscillateur Colpitts chaotique.

Chapitre I

Théorie des systèmes chaotiques

I.1 Introduction

Ce chapitre décrit de façon générale les définitions des systèmes dynamiques et présente une synthèse des principales propriétés des systèmes chaotiques tout en donnant des outils mathématiques pour l'étude du comportement chaotique de ces systèmes. Il donne également des exemples d'applications et synthétise les techniques de chiffrement et les méthodes de synchronisation.

I.2 Systèmes dynamiques

Un système dynamique peut être défini comme un ensemble de règles ou de lois qui déterminent l'évolution d'un système au fil du temps ou de l'espace. Ces systèmes peuvent être simples ou complexes, et peuvent être représentés par des équations différentielles ou des équations aux différences qui décrivent comment les variables du système changent au fil du temps [1,2]. L'évolution des systèmes dynamiques est caractérisée par deux aspects essentiels :

- **Causalité** : La causalité dans un système dynamique signifie que l'avenir du système dépend des événements passés et présents. Cela signifie que les conditions initiales et les influences actuelles façonnent l'évolution future du système.
- **Déterminisme** : Le déterminisme signifie que l'état futur d'un système est entièrement déterminé par ses conditions initiales et les lois qui régissent son évolution. En d'autres termes, si l'on connaît parfaitement les conditions initiales d'un système dynamique et les lois qui gouvernent son comportement, alors on peut prédire de manière précise son état à tout moment ultérieur.

Les systèmes dynamiques sont utilisés dans de nombreux domaines scientifiques, notamment en physique, en biologie, en économie, en ingénierie et en sciences de l'environnement, pour modéliser des phénomènes tels que la croissance des populations, les mouvements planétaires, les oscillations, les réactions chimiques, etc. Les systèmes dynamiques peuvent également être classés de différentes manières selon leurs caractéristiques et leurs comportements. Parmi ces classifications, on retrouve les systèmes dynamiques linéaires et non linéaires, les systèmes dynamiques autonomes et non autonomes.

I.2.1 Systèmes dynamiques continus

Les systèmes dynamiques continus sont des systèmes dont l'évolution dans le temps est continue et régulière. Ils sont décrits mathématiquement par des équations différentielles continues de la forme suivante :

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

Où : $f : \mathbb{R}^+ \times \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ est le champ de vecteur qui représente la dynamique du système en temps continu, et x_0 représente l'état initial du système en t_0 .

I.2.2 Systèmes dynamiques discrets

Les systèmes dynamiques discrets sont des systèmes dont l'évolution dans le temps est discrète. Ils sont décrits mathématiquement par des équations aux différences finies de la forme suivante [3] :

$$\begin{cases} x(k+1) = g(x(k), k) \\ x(k_0) = k_0 \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Où : $g : \mathbb{R}^n \times \mathbb{N} \rightarrow \mathbb{R}^n$ représente la dynamique du système en temps discret, et x_0 représente l'état initiale en k .

I.2.3 Systèmes dynamiques autonomes et non autonomes

Un système dynamique autonome est un modèle mathématique où l'évolution des variables d'état ne dépend pas explicitement du temps.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) \\ x(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

En revanche, dans les systèmes dynamiques non autonomes, l'évolution des variables d'état est explicitement dépendante du temps.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), t) \\ x(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

I.3 Système chaotique

Un système chaotique est un type de système dynamique non linéaire caractérisé par un comportement complexe et imprévisible. Contrairement aux systèmes dynamiques simples et prévisibles, les systèmes chaotiques peuvent présenter une variété de comportements dynamiques, notamment des oscillations irrégulières et des trajectoires non périodiques dans l'espace des phases. La notion des systèmes chaotiques a été présentée pour la première fois en

1963 par le météorologue américain Edward LORENZ qui a prouvé à travers ses travaux que dans les systèmes dynamiques non linéaires, de petites modifications dans les conditions initiales engendrent de grands changements à long terme. Les systèmes chaotiques présentent plusieurs propriétés caractéristiques qui les distinguent des systèmes réguliers ou prévisibles [4,5]. Dans la suite de cette partie, nous présenterons les propriétés principales des systèmes chaotiques :

I.3.1 Non linéarité

La non-linéarité dans les systèmes chaotiques se traduit au fait que les équations qui décrivent leur comportement ne sont pas linéaires. Cela signifie que les relations entre les variables du système ne peuvent pas être exprimées simplement par des fonctions linéaires, mais plutôt par des équations non linéaires plus complexes. Cette non-linéarité est fondamentale dans la génération de comportements chaotiques, car elle conduit à des phénomènes tels que la sensibilité aux conditions initiales et la présence d'attractions étranges dans l'espace des phases [6,7].

I.3.2 Déterminisme

Le déterminisme des systèmes chaotiques est la propriété selon laquelle le comportement d'un système chaotique est entièrement déterminé par ses conditions initiales et les lois qui gouvernent ces systèmes. En d'autres termes, même si le comportement d'un système chaotique semble aléatoire et imprévisible à première vue, il est en réalité régi par un système des équations différentielles non linéaires. Cela signifie que si les conditions initiales d'un système chaotique sont connues avec une précision suffisante, alors son évolution future peut être prédite avec exactitude [8,9].

I.3.3 Sensibilité aux conditions initiales (SCI)

Une propriété observée pour la première fois par Edward Lorenz lors de ses travaux en météorologie, cette propriété est connue sous le nom d'effet papillon : « un battement d'ailes de papillon à un endroit du monde peut provoquer une tempête à un autre endroit ». À travers cette affirmation, le chercheur EDWARD Lorenz a expliqué qu'une infime modification des conditions initiales dans les systèmes dynamiques non linéaires peut entraîner des résultats imprévisibles sur le long terme, ça veut dire que l'existence d'une moindre erreur sur la condition initiale d'un système chaotique conduit à une divergence rapide des trajectoires au cours du temps. La figure (I.1) résume la propriété de la SCI, où nous avons tracé deux réponses temporelles du système chaotique Rossler avec une légère différence dans les conditions

initiales, où nous remarquons que les deux séries temporelles commencent à se différer après un certain temps [10,11].

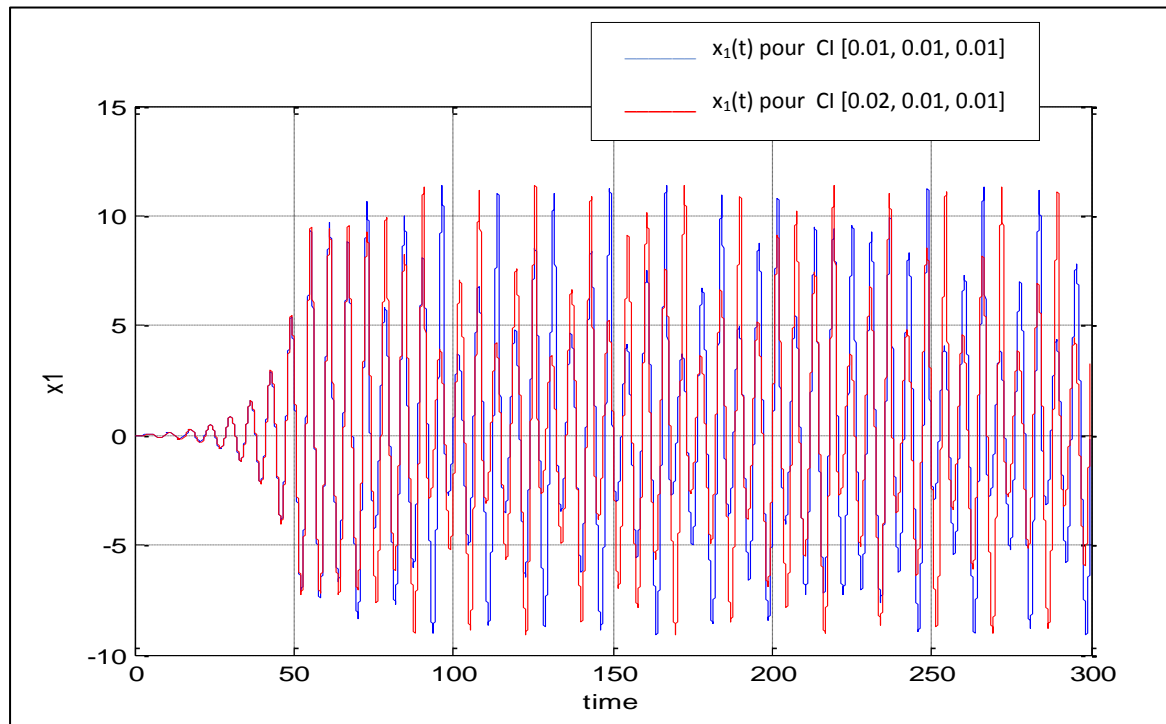


Figure I.1. Sensibilité aux conditions initiales de la variable d'états x_1 du système chaotique Rossler.

I.4 Outils d'étude des systèmes chaotiques

L'étude des systèmes chaotiques implique l'utilisation de divers outils et techniques pour analyser et comprendre leur comportement complexe et imprévisible. Dans cette partie, nous présenterons et expliquerons les méthodes mathématiques les plus importantes utilisées pour comprendre les systèmes chaotiques et pour explorer leur comportement dynamique complexe.

I.4.1 Espace des phases

L'espace des phases est un concept utilisé en physique et en ingénierie pour décrire l'évolution d'un système dynamique au fil du temps. Il est un espace multidimensionnel dont les dimensions correspondent aux différentes variables d'état du système. Par exemple, pour un système à deux degrés de liberté, l'espace des phases serait un plan à deux dimensions, où chaque point représente une combinaison spécifique des variables d'état du système à un moment donné. La trajectoire d'évolution du système dans cet espace est représentée par une courbe continue appelée trajectoire dans l'espace des phases. Cette trajectoire peut donner des informations sur le comportement à long terme du système, comme la stabilité, la périodicité ou le chaos [12,13].

I.4.2 Notion d'attracteur

Un attracteur est un sous-ensemble spécifique de l'espace des phases vers lequel les trajectoires du système convergent au fil du temps [14], il peut prendre différentes formes en fonction des différents comportements possibles du système. Les types d'attracteurs les plus courants sont les suivants :

- **Attracteur ponctuel** : Un attracteur ponctuel est un point dans l'espace de phase où toutes les trajectoires convergent. Cela signifie que le système tend à évoluer vers un état stable représenté par un unique point dans l'espace des phases.
- **Attracteur cyclique** : Un attracteur cyclique est constitué d'un ensemble de trajectoires périodiques qui se répètent régulièrement autour d'un point ou d'une orbite dans l'espace des phases. Les trajectoires convergent vers ces orbites périodiques où quasi-périodiques.
- **Attracteur étrange** : Un attracteur étrange est un type d'attracteur caractérisé par des trajectoires chaotiques et non périodiques qui remplissent une région de l'espace de phase de manière complexe et fractale. Ces attracteurs sont souvent associés à des systèmes dynamiques chaotiques où de petites variations initiales peuvent conduire à des comportements très différents à long terme.

I.4.2.1 Attracteur étrange de Rossler

Pour une meilleure compréhension de la notion d'attracteur et exactement de l'attracteur étrange, nous allons tracer l'attracteur étrange correspondant au système de Rossler. Le système de Rossler est donné comme suite [15] :

$$\begin{cases} \dot{x} = \sigma(y - x) \\ \dot{y} = x(\rho - z) - y \\ \dot{z} = xy - \beta z \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

Où x , y , et z sont les variables d'états, et σ , ρ , β sont les paramètres de ce système. Pour que le comportement de système du Rossler soit chaotique, les valeurs des paramètres sont fixées comme suit : ($\sigma=10$, $\rho=28$, $\beta=8/3$), avec les conditions initiales : ($x(0)=0$; $y(0)=1$; $z(0)=20$). L'attracteur étrange de Rossler est illustré dans la figure (II.2).

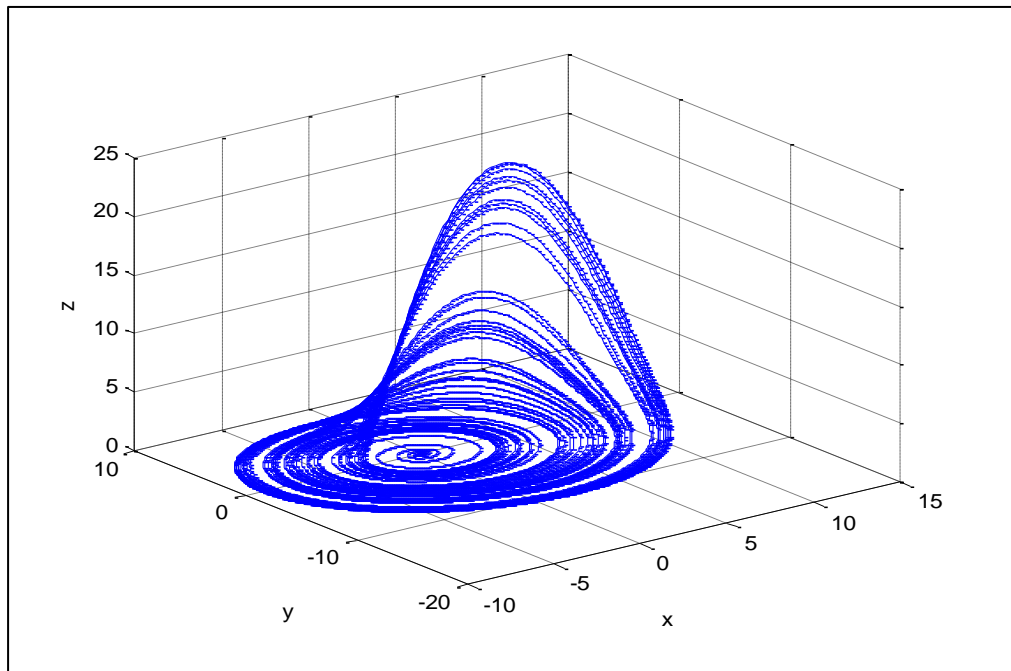


Figure I.2. Attracteur étrange de Rossler [15].

I.4.3 Exposants de Lyapunov

Les exposants de Lyapunov sont des valeurs numériques qui mesurent le taux de divergence des trajectoires dans un système dynamique non linéaire, fournissant ainsi des informations sur la sensibilité du système aux conditions initiales. Ils ont été introduits par le mathématicien russe Aleksandr Oseledec en 1968, et leur nom rend hommage au mathématicien Mikhaïl Lyapunov. Le nombre d'exposants de Lyapunov est égal au nombre de variables d'état du système. L'expression mathématique définissant la valeur de l'exposant de Lyapunov est la suivante [16,17] :

$$\lambda_i = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \ln \left(\frac{\delta_i(t)}{\delta_i(0)} \right), i = 1, \dots, n \quad (\text{I.6})$$

Le tableau ci-dessous résume la relation entre le comportement de système dynamique non linéaire et les valeurs des exposants de Lyapunov.

Tableau I.1. Relation entre les comportements possibles des systèmes dynamiques et les valeurs des exposants de Lyapunov [18].

Les valeurs des exposants de Lyapunov	Le type d'attracteur
$\lambda_n \leq \dots \leq \lambda_1 < 0$	Un point fixe.
$\lambda_1 = 0 ; \lambda_n \leq \dots \leq \lambda_2 < 0$	Une cycle limite.
$\lambda_1 = \lambda_k = 0 ;$ $\lambda_n \leq \dots \leq \lambda_{k+1} < 0$	L'attracteur est quasi périodique (k fréquences).
$\lambda_1 > 0 ; \sum_{p=1}^n \lambda_p < 0$	L'attracteur est chaotique (attracteur étrange).
$\lambda_1 > \dots > \lambda_k > 0$ $\sum_{p=1}^n \lambda_p < 0$	L'attracteur est hyper chaotique (attracteur étrange).

I.4.4 Diagramme de bifurcation

Le diagramme de bifurcation est un outil graphique utilisé pour visualiser les bifurcations d'un système dynamique en fonction d'un paramètre de contrôle. Dans un système dynamique, une bifurcation se produit lorsqu'un petit changement dans un paramètre entraîne un changement qualitatif dans le comportement du système. Dans un diagramme de bifurcation, l'axe horizontal représente la valeur du paramètre de contrôle, tandis que l'axe vertical représente les états ou les caractéristiques du système. À chaque valeur spécifique du paramètre de contrôle, les différentes branches ou courbes sur le diagramme de bifurcation représentent les états stables du système. Les points où ces branches se croisent ou se séparent indiquent des bifurcations, où le comportement du système change de manière qualitative [19,20]. L'un des exemples les plus célèbres utilisés pour expliquer le concept de bifurcation est le diagramme de bifurcation de la fonction logistique, qui est un système dynamique discret défini dans Eq. (I.7), où la valeur de r est comprise entre 0 et 4, et k une variable naturelle non nulle ($k=1,2,\dots$) [21].

$$f: [0; 1] \rightarrow [0; 1] x_{k+1} = f(x_k) = rx_k(1 - x_k) \quad (\text{I.7})$$

Le diagramme de bifurcation de cette fonction logistique est illustré dans la figure (I.3), où lorsque la valeur de r est comprise entre 1 et 3,57, le comportement du système est soit périodique ou quasi-périodique. En revanche, pour les valeurs de r supérieures à 3,57, le comportement du système devient chaotique.

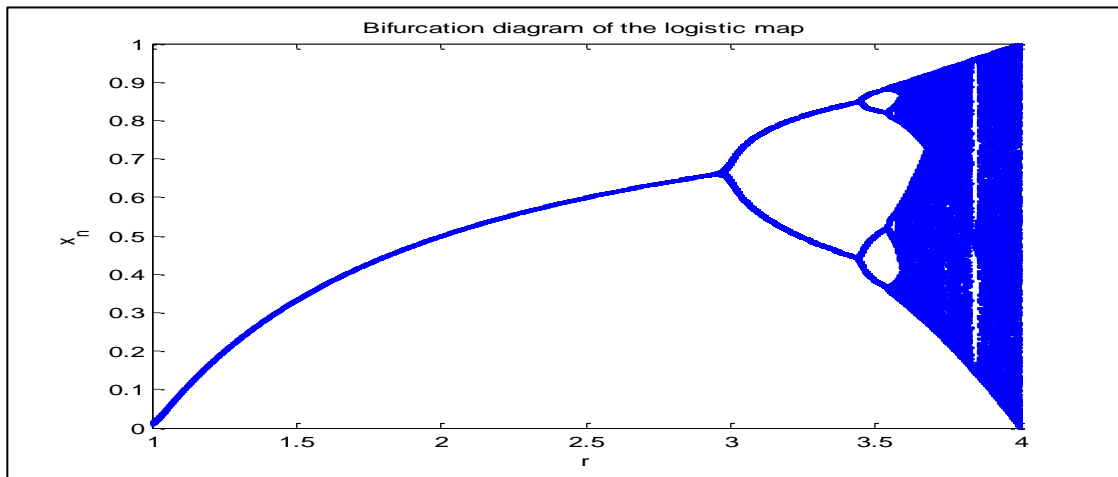


Figure I.3. Diagramme de bifurcation de la fonction logistique.

I.4.5 Route vers chaos

La route vers le chaos pour un système dynamique décrit la méthode par laquelle un système déterministe évolue d'un comportement ordonné et prévisible vers un comportement chaotique. Cela se produit généralement lorsque les conditions initiales ou les paramètres du système sont modifiés, entraînant des bifurcations et des transitions progressives vers des états de plus en plus complexes et imprévisibles. La route vers le chaos est souvent caractérisée par la présence de bifurcations périodiques, périodes doubles, périodes multiples, et finalement, par l'émergence du chaos déterministe [22]. La route vers le chaos peut se dérouler selon les trois scénarios suivants :

I.4.5.1 Doublement de période

Le doublement de période, également connu sous le nom de bifurcation de période double, est un phénomène observé dans les systèmes dynamiques non linéaires lorsqu'un paramètre de contrôle est progressivement augmenté. Initialement, le système peut exhiber un comportement périodique simple avec une certaine période. Cependant, à mesure que le paramètre de contrôle est augmenté, le système peut subir une bifurcation, où la période du comportement périodique double, passant de T à $2T$, et de $2T$ à $4T$...etc. [23].

I.4.5.2 Intermittence

Le scénario d'intermittence est un phénomène observé dans les systèmes dynamiques non linéaires, où des périodes de mouvement périodique stable sont entrecoupées par des périodes de mouvement chaotique qui apparaissent de manière irrégulière [24].

I.4.5.3 Quasi périodicité

Le scénario de la quasi-périodicité est un phénomène dynamique observé dans les systèmes périodiques perturbés par un deuxième oscillateur, où le rapport des fréquences entre les deux n'est pas un nombre rationnel.

I.5 Domaines d'utilisation des systèmes chaotiques

Les systèmes chaotiques sont omniprésents dans de nombreux domaines de l'ingénierie et même dans des domaines tels que la finance et les sciences sociales. Voici quelques-uns des domaines d'utilisation des systèmes chaotiques :

- **Physique** : Les systèmes chaotiques sont courants en physique, notamment dans les phénomènes météorologiques, la dynamique des fluides, la théorie du chaos quantique [25,26].
- **Biologie** : De nombreux phénomènes biologiques présentent des comportements chaotiques, comme les battements de cœur irréguliers, les interactions entre les neurones dans le cerveau [27].
- **Ingénierie** : Les systèmes chaotiques sont également présents dans de nombreuses applications d'ingénierie tels que circuits et systèmes électroniques, les oscillateurs mécaniques, les systèmes de contrôle, et les communications sans fil [28].
- **Finance** : Les marchés financiers sont souvent caractérisés par des mouvements chaotiques, avec des phénomènes tels que la volatilité des prix, les cycles économiques, et les comportements d'investissement irrationnels [29].
- **Cryptographie** : Les systèmes chaotiques peuvent également être utilisés pour générer des séquences de chiffres pseudo-aléatoires utilisées dans des applications de cryptographie pour sécuriser les communications et les données, c'est le domaine qui nous intéresse dans ce travail de thèse [30,31].

I.6 Cryptographie chaotique

La cryptographie chaotique exploite les systèmes dynamiques chaotiques pour sécuriser les communications et les données sensibles. À la croisée des mathématiques, de la physique et de l'informatique, cette approche tire parti du comportement imprévisible et complexe des systèmes chaotiques pour concevoir des algorithmes de chiffrement robustes [32,33].

I.6.1 Objectifs des crypto-systèmes

Les crypto-systèmes, ou les systèmes de cryptographie, sont conçus pour atteindre les objectifs suivants :

- **Confidentialité** : garantir la confidentialité des données. Cela signifie que seules les parties autorisées peuvent accéder aux informations.
- **Authenticité** : la garantie que l'identité d'une personne ou d'un système est véritable et qu'elle peut être vérifiée avec confiance.
- **Intégrité** : la garantie que les données n'ont pas été altérées, modifiées ou corrompues de manière non autorisée pendant leur stockage, leur transmission ou leur traitement.
- **Non-répudiation** : la garantie qu'une personne ne peut pas nier l'envoi ou la réception d'un message ou d'une transaction.

I.6.2 Définition de la cryptographie

La cryptographie est l'étude des techniques visant à sécuriser la communication et à protéger l'information en la rendant illisible pour toute personne autre que son destinataire légitime. Elle repose sur l'utilisation de méthodes de chiffrement pour transformer les données en un format codé ou chiffré, rendant ainsi leur lecture impossible sans une clé de déchiffrement appropriée [34]. Dans la littérature, on trouve deux types de cryptographie :

I.6.2.1 Cryptographie symétrique

La cryptographie symétrique ou cryptographie à clé secrète est une technique de chiffrement où la même clé est utilisée pour à la fois chiffrer et déchiffrer des données. Cela signifie que l'émetteur et le récepteur doivent avoir accès à la même clé secrète pour communiquer de manière sécurisée. Dans ce système, le processus de chiffrement convertit le texte en clair en un format illisible appelé texte chiffré, tandis que le processus de déchiffrement restaure le texte original à partir du texte chiffré en utilisant la même clé. La cryptographie symétrique est rapide et efficace pour le chiffrement de grands volumes de données, mais nécessite un mécanisme sécurisé de partage de clés entre les parties autorisées. Le principe de chiffrement symétrique est résumé dans la figure (I.4) [35].

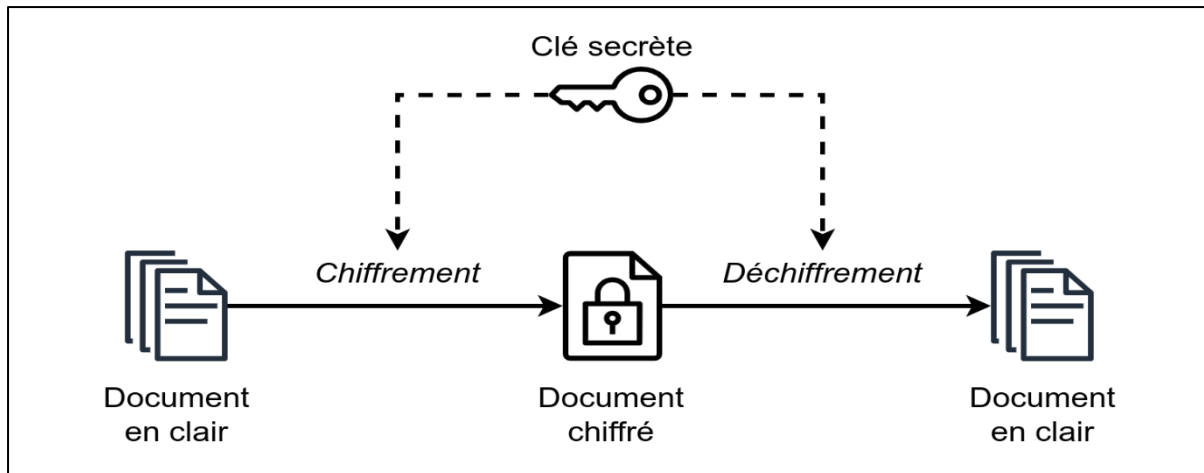


Figure I.4. Principe de chiffrement symétrique.

I.6.2.2 Cryptographie asymétrique

La cryptographie asymétrique ou la cryptographie à clé publique est une technique de chiffrement qui utilise une paire de clés distinctes mais liées mathématiquement : une clé publique et une clé privée. La clé publique est utilisée pour chiffrer les données, tandis que la clé privée correspondante est utilisée pour déchiffrer les données chiffrées. Cette méthode permet à toute personne de chiffrer des données en utilisant la clé publique du destinataire, mais seule la personne possédant la clé privée correspondante peut déchiffrer les données. La cryptographie asymétrique est largement utilisée dans les communications sécurisées sur Internet, les transactions financières en ligne et d'autres applications nécessitant une sécurité renforcée. Le principe de chiffrement asymétrique est résumé dans la figure (I.5) [36].

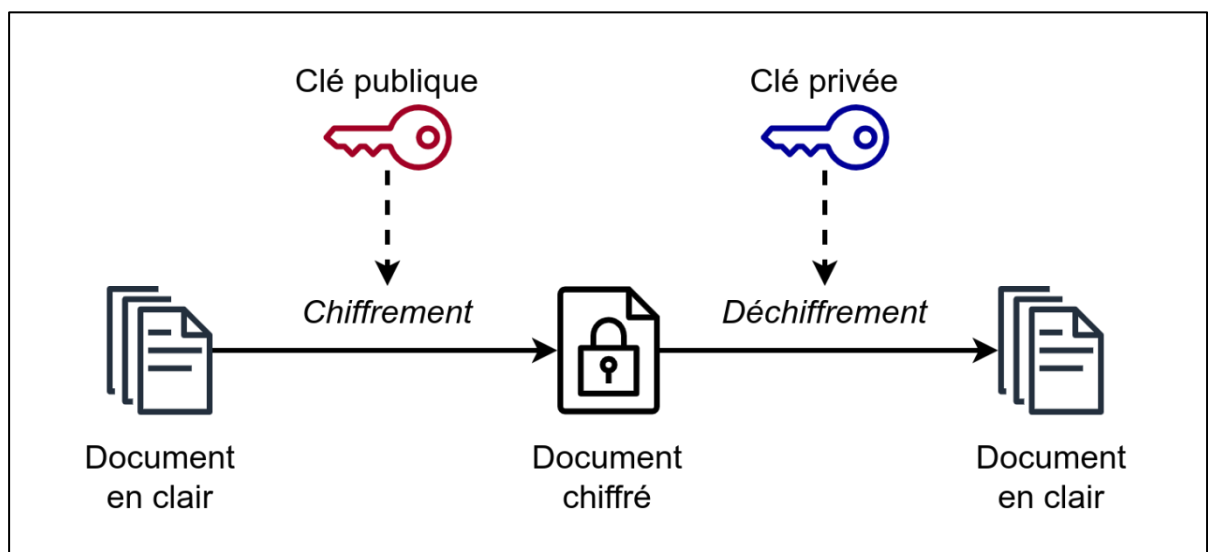


Figure I.5. Principe de chiffrement asymétrique.

I.6.3 Cryptanalyse

La cryptanalyse est l'art et la science d'analyser et de décrypter des systèmes de chiffrement afin de comprendre leur fonctionnement et de briser leur sécurité pour accéder aux informations protégées. Les cryptanalystes étudient les méthodes de chiffrement, les protocoles de sécurité et les algorithmes pour identifier des vulnérabilités potentielles et découvrir des techniques pour contourner ou casser les systèmes de chiffrement. Ils utilisent des outils mathématiques, informatiques et statistiques avancés pour analyser les données chiffrées et rechercher des modèles ou des faiblesses qui pourraient être exploitées pour récupérer les informations originales. La cryptanalyse est utilisée à la fois dans le cadre de la sécurité informatique pour tester la robustesse des systèmes de chiffrement et dans le contexte de l'espionnage ou du renseignement pour intercepter et décoder des communications secrètes [37].

I.6.4 Techniques de chiffrement par chaos

Pour mettre en place un système de chiffrement par chaos, plusieurs méthodes sont disponibles, dont la plupart se basent initialement sur la génération d'un signal chaotique à partir d'un système dynamique non linéaire. Ensuite, ce signal est combiné avec le message à chiffrer. Le message chiffré est ensuite envoyé au destinataire, qui peut alors récupérer le message original. Parmi ces techniques, nous allons citer les suivantes :

I.6.4.1 Chiffrement par addition

Le chiffrement par addition est une méthode de cryptographie qui repose sur l'ajout d'un signal chaotique à un message pour le rendre sécurisé lors de sa transmission. Dans cette méthode, le système chaotique $y(t)$ est combiné avec le message à transmettre $m(t)$. Le résultat de cette addition des deux signaux est alors envoyé au récepteur via un canal de transmission public. Le récepteur est constitué d'un système chaotique identique à celui de l'émetteur et d'un simple soustracteur. Une fois que les deux systèmes chaotiques sont synchronisés, le message peut être récupéré en effectuant une opération de soustraction entre le signal reçu et le signal chaotique généré par le récepteur. La figure (I.6) détaille le principe de chiffrement par addition.

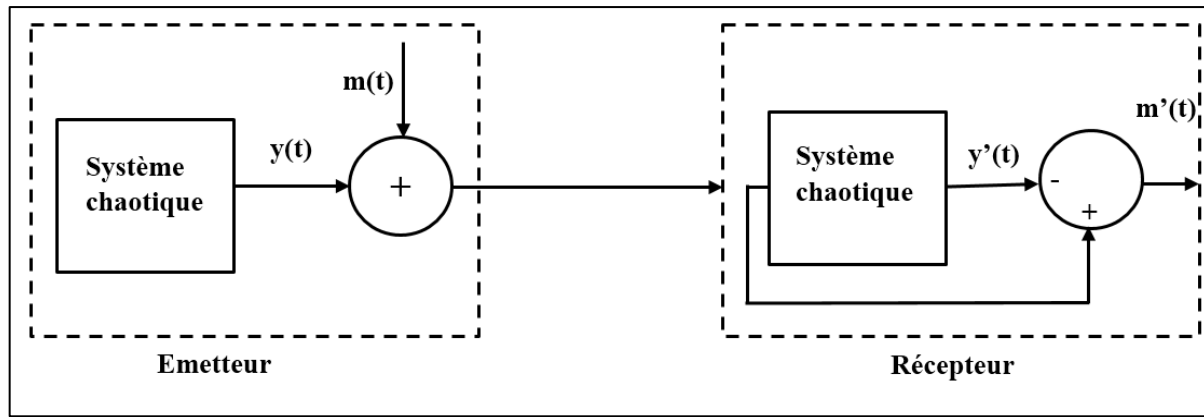


Figure I.6. Principe de chiffrement chaotique par addition.

I.6.4.2 Chiffrement par commutation

Le chiffrement par commutation ou Chaos Shift Keying (CSK) en anglais, est une méthode de cryptographie utilisée principalement pour transmettre des messages binaires. Dans cette méthode, l'émetteur est constitué de deux sous-systèmes chaotiques (système 1 et système 2) distincts correspondant à chaque niveau de message (0 et 1), respectivement. En termes simples, lorsque la valeur du message binaire est 0, le signal du système chaotique 1 est transmis, tandis que si la valeur est 1, le signal du système chaotique 2 est transmis. De manière similaire, le récepteur est également composé de deux sous-systèmes chaotiques identiques à ceux de l'émetteur (système 1' et système 2'). Lorsque le signal transmis est 0, le sous-système 1' se synchronise avec le système chaotique 1. Cependant, si la valeur est 1, le sous-système 2' ne peut pas être synchronisé [38]. Le principe de cette technique est détaillé dans la figure (I.7).

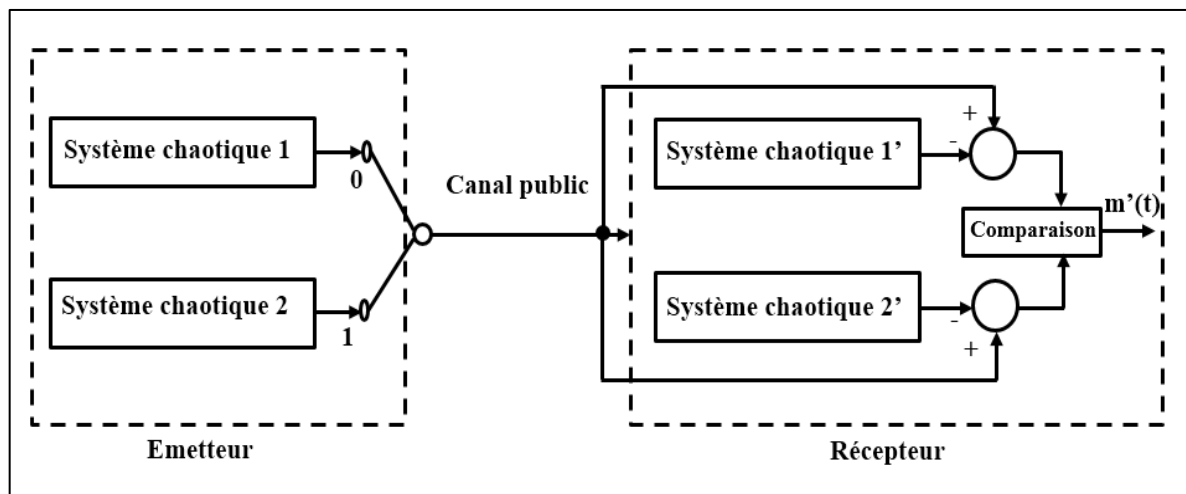


Figure I.7. Principe de chiffrement chaotique par commutation.

I.6.4.3 Chiffrement par modulation

La technique de chiffrement par modulation utilise le contenu informatif du message pour ajuster le paramètre de l'émetteur chaotique. Un contrôleur adaptatif est chargé de maintenir la

synchronisation au niveau du récepteur, tout en suivant les variations du paramètre modulé. Au niveau de l'émetteur, la modulation des paramètres entraîne une évolution constante de la trajectoire, faisant ainsi du signal transmis un signal plus complexe que celui d'un signal chaotique conventionnel. Cependant, il est crucial que la manière dont le message est incorporé, via la fonction de modulation des paramètres, ne supprime pas la nature chaotique du signal transmis au récepteur [39]. La figure (I.8) détaille le principe de technique.

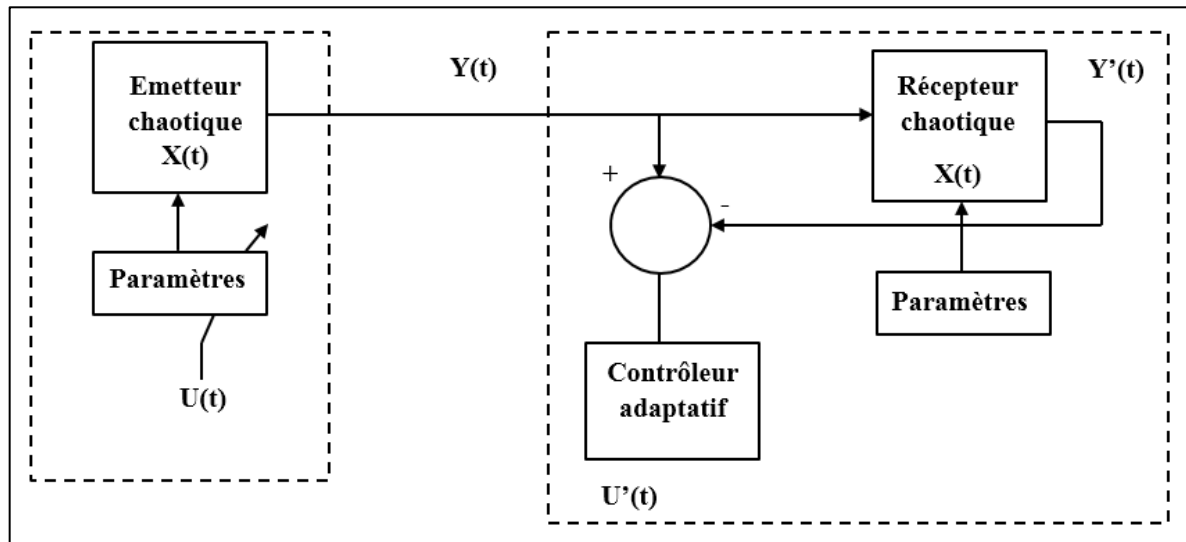


Figure I.8. Principe de chiffrement chaotique par modulation.

I.7 Synchronisation des systèmes chaotiques

L'utilisation des signaux chaotiques pour sécuriser les systèmes de communication doit d'abord passer par le processus de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, afin que ce dernier puisse récupérer le message original de manière correcte. Dans cette partie, nous discuterons d'abord la synchronisation des systèmes dynamiques, puis nous passerons aux techniques utilisées pour synchroniser deux systèmes chaotiques.

Le terme "synchronisation" trouve son origine dans une racine grecque ($\sigma\chi\chi\rho\nu\omicron\varsigma$) qui se traduit littéralement par "partager le temps commun". Son sens initial a perduré jusqu'à nos jours dans l'usage courant, désignant l'accord ou la corrélation temporelle entre divers processus [40].

Historiquement, l'analyse du phénomène de synchronisation dans l'évolution des systèmes dynamiques fait l'objet des recherches actives depuis les débuts de la physique. Au XVIIe siècle, le scientifique Christian Huygens démontra à travers ses recherches que deux horloges à pendule très faiblement couplées (suspendues au même faisceau) se synchronisent en

phase et en fréquence, les résultats obtenus à partir du travail de Huygens ont permis de généraliser la notion de synchronisation aux systèmes périodiques [41].

Récemment, la recherche de synchronisation s'est déplacée vers les systèmes chaotiques, où l'émergence d'une dynamique collective (synchrone) dans ces systèmes n'est pas facile en général, cela est dû à la sensibilité aux conditions initiales qui les caractérisent. Étant donné que même dans le cas de deux systèmes chaotiques identiques avec des conditions initiales légèrement différentes, ces deux systèmes vont développer au cours du temps de manière asynchrone (les écarts entre leurs trajectoires augmentant considérablement), ici on peut souligner l'impossibilité scientifique de mettre deux systèmes dynamiques dans des conditions initiales identiques. Avec toutes ces données, il est nécessaire d'utiliser certaines méthodes scientifiques pour atteindre la synchronisation entre deux systèmes chaotiques.

La première contribution scientifique à la résolution de ce problème a été apportée par les scientifiques Pecora et Carroll en 1990, dans leur travail pionnier [42], où ils ont démontré qu'il est possible de synchroniser deux systèmes chaotiques sous certaines conditions. Après cette avancée, de nombreuses méthodes ont été proposées pour synchroniser les systèmes chaotiques, que nous résumons ci-dessous.

I.7.1 Synchronisation identique

La synchronisation identique a été proposée par Pecora et Carroll, elle est basée sur la notion « maître-esclave ». Cette approche offre une solution simple et efficace, permettant au système esclave de reproduire de manière très fidèle l'état du système maître après une période de transition.

Le principe de cette méthode est détaillé dans la figure (I.9), où elle consiste à diviser le système initial en deux sous-systèmes, dont l'un S_s^2 est choisi comme réplique candidate pour se synchroniser avec la dynamique complète initiale. Selon Pecora et Carroll [42], pour que la synchronisation identique soit possible, il est nécessaire que le sous-système S_s^2 choisi soit stable, ce qui se traduit par l'exigence que tous ses exposants de Lyapunov soient négatifs. Cette condition assure une convergence asymptotique des trajectoires des deux systèmes vers un état synchronisé parfait :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|x'_2(t) - x_2(t)\| = 0 \quad (\text{I.8})$$

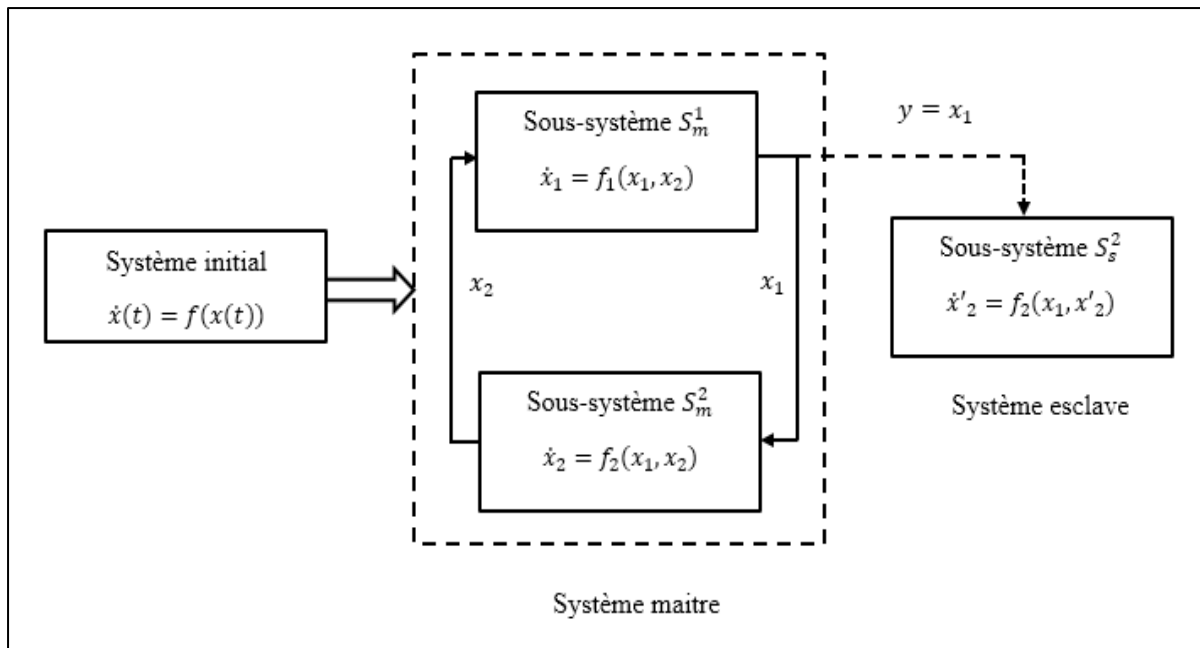


Figure I.9. Principe de la synchronisation identique.

I.7.2 Synchronisation en boucle fermée

La synchronisation en boucle fermée implique l'ajustement en temps réel de l'état du système récepteur en fonction de l'écart entre le signal émis par le système maître et celui régénéré par le système esclave. Ce processus consiste à comparer les signaux émis et reçus, pouvant être temporellement décalés en raison de divers facteurs. L'écart entre ces signaux représente l'erreur de synchronisation, utilisée pour corriger l'état du système esclave afin qu'il se synchronise avec le système maître [43].

I.7.3 Anti synchronisation

L'anti-synchronisation des deux systèmes dynamiques se produit lorsque le système maître et le système esclave ont des vecteurs d'état ayant des magnitudes identiques mais des signes opposés, et la somme des vecteurs d'état des deux systèmes tend vers zéro lorsque le temps tend vers l'infini [44].

I.7.4 Synchronisation de phase

La synchronisation de phase pour deux signaux chaotiques est réalisée si pour deux nombre m et n , il existe un nombre positif très petit ε tel que :

$$|m\varphi_1 - n\varphi_2| < \varepsilon \quad (\text{I.9})$$

Où φ_1 et φ_2 sont les phases des systèmes maître et esclave respectivement.

Dans tous les autres types de synchronisation, les exposants de Lyapunov du système esclave sont tous négatifs après la synchronisation. Cependant, dans le cas de la synchronisation de phase, les exposants de Lyapunov peuvent prendre des valeurs positives [45].

I.7.5 Synchronisation par observateur

La synchronisation par observateur implique l'utilisation d'un système dynamique appelé observateur d'état dans le but d'estimer l'état d'un système maître à partir de ses entrées et de ses sorties, puis la transmission de ces estimations à un système esclave. Le système esclave est ensuite ajusté en fonction de ces estimations pour reproduire le comportement chaotique du système maître, conduisant ainsi à une synchronisation entre les deux systèmes [46,47].

L'objectif de la synchronisation par observateur est de minimiser l'écart entre l'état estimé du système maître et son état réel, afin que le système esclave puisse suivre de manière cohérente le comportement du système maître. Cela permet d'atteindre une synchronisation efficace même dans des conditions où l'accès direct à l'état du système maître n'est pas possible, mais où ses sorties sont observables. Théoriquement, nous disons que les deux systèmes chaotiques se synchronisent par observateur si le système observateur $x' = f(x', u)$ converge vers le système $x = f(x, u)$, et donc :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|x(t) - x'(t)\| = 0 \quad (\text{I.10})$$

Où $x(t)$ est l'état du système et $x'(t)$ est l'état estimé du système. Le principe de cette méthode de synchronisation est illustré dans la figure (I.10).

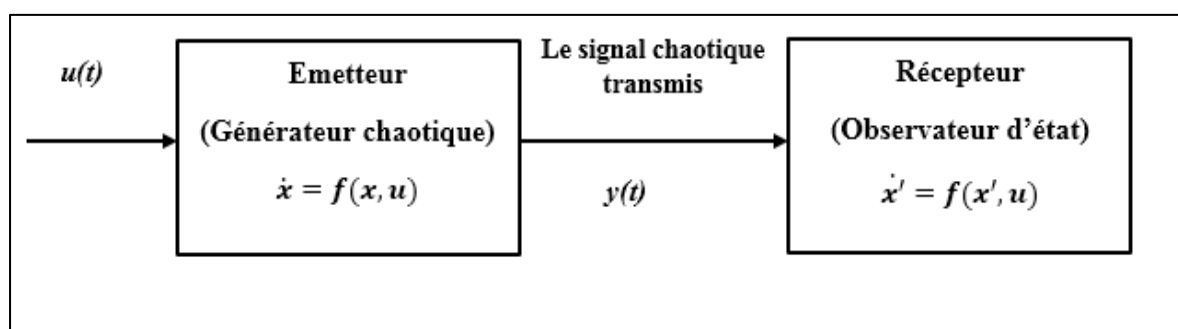


Figure I.10. Principe de la synchronisation par observateur.

I.8 Conclusion

Dans le premier chapitre de cette thèse, nous avons abordé les principales notions théoriques liées aux systèmes chaotiques, où nous avons commencé par définir les systèmes dynamiques ainsi que les systèmes chaotiques, en mettant en avant leurs caractéristiques

distinctives telles que la non-linéarité, le déterminisme et la sensibilité aux conditions initiales. Ensuite, nous avons expliqué les outils les plus couramment utilisés pour étudier ces systèmes, tels que les exposants de Lyapunov, l'espace des phases et le diagramme de bifurcation. La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à présenter les techniques importantes dans le domaine du chiffrement chaotique, ainsi que les méthodes proposées pour résoudre le problème de la synchronisation entre deux systèmes chaotiques. Le but de fournir toutes ces explications théoriques est de faciliter les études que nous allons mener dans les prochains chapitres.

Chapitre II

Oscillateurs chaotiques

II.1 Introduction

Dans ce deuxième chapitre, nous présentons les structures électroniques utilisées pour générer les signaux chaotiques, d'abord par le circuit de Chua qui est le premier circuit électronique chaotique proposé dans la littérature, ensuite les versions de l'oscillateur Colpitts les plus répandues en raison de leur structure simple et leur propriétés fréquentielles.

II.2 Circuit de Chua

Le circuit de Chua est présenté dans La figure (II.1). Il contient cinq éléments électroniques : une résistance R , trois éléments de stockage C_1 , C_2 , L , et une résistance négative non linéaire N_R connue par le nom « diode de Chua ». Il a été proposé pour la première fois par Leon Ong Chua en 1983 [48]. Ce circuit chaotique a été utilisé dans de nombreux domaines d'applications [49-51].

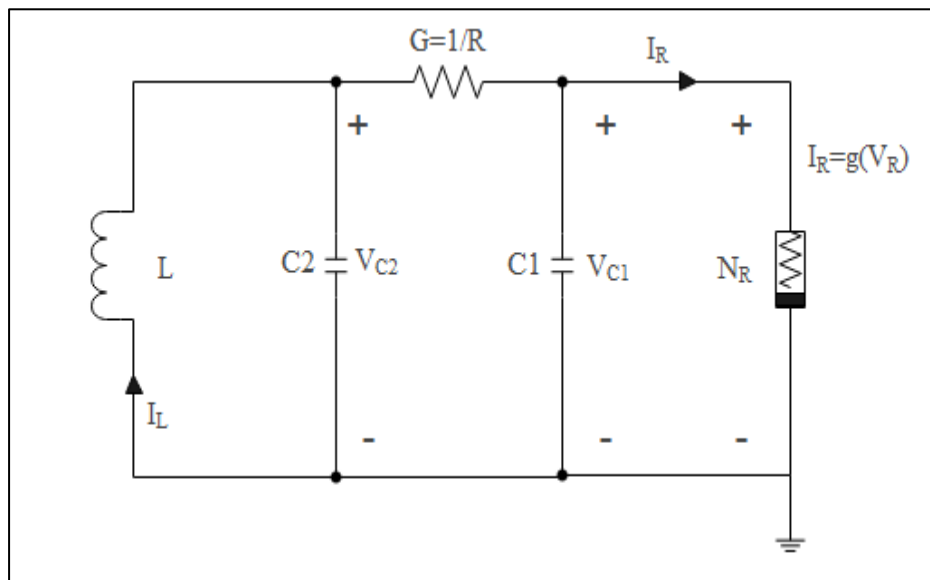


Figure II.1. Circuit de Chua.

II.2.1 Modèle mathématique du circuit de Chua

Afin d'obtenir le modèle mathématique du circuit de Chua, nous appliquons les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (II.1), les équations d'états obtenues sont les suivantes [48,51] :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = G(V_{C2} - V_{C1}) - f(V_{C1}) \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = G(V_{C2} - V_{C1}) + I_L \\ L \frac{dI_L}{dt} = -V_{C2} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Sachant que V_{C1} , V_{C2} sont les tensions respectivement aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2 , I_L est le courant qui traverse l'inductance L , G est la conductance électrique de la résistance R ($G=1/R$), et $f(V_{C1})$ la fonction non linéaire par morceaux tracée dans la figure (II.2), cette fonction définit la caractéristique tension-courant de la diode de Chua, son expression s'écrit comme suit [52] :

$$I_{NR} = f(V_{NR}) = f(V_{C1}) = G_b V_{C1} + \frac{1}{2} (G_a - G_b) (|V_{C1} + B_P| - |V_{C1} - B_P|) \quad (\text{II.2})$$

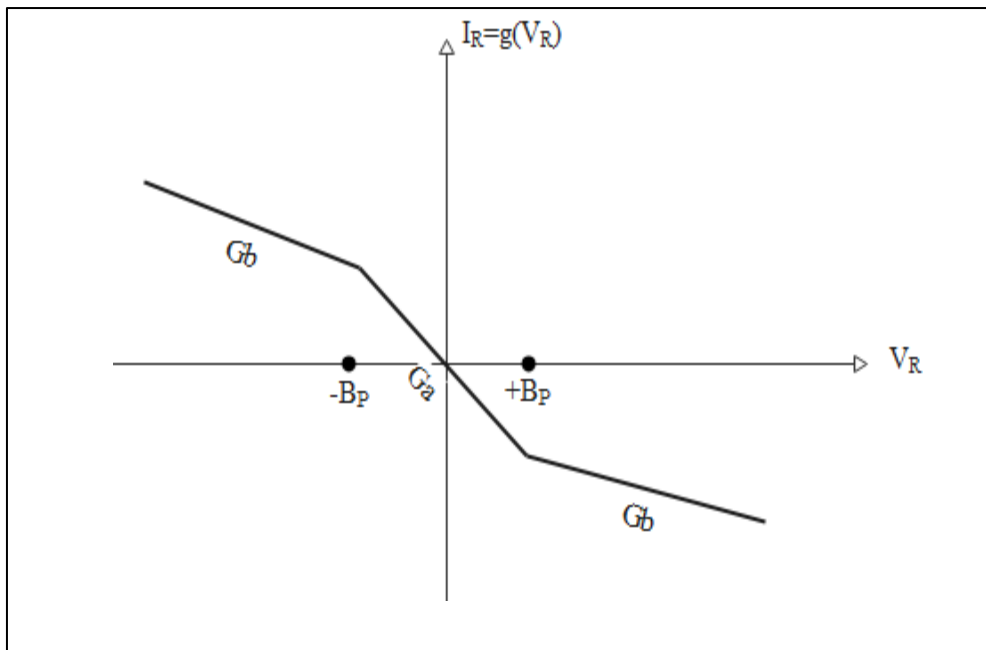


Figure II.2. Représentation graphique de la fonction non linéaire $I_{NR}=f(V_{C1})$.

Avec $\pm B_P$ sont les points de rupture de la fonction $f(V_{C1})$, et G_a , G_b sont les tangentes intérieure et extérieure de la fonction non linéaire.

Pour obtenir un modèle mathématique sans dimensions nous utilisons les changements de variables et de paramètres suivants :

$$\begin{cases} x_1 = \frac{V_{C1}}{B_P}; x_2 = \frac{V_{C2}}{B_P}; x_3 = \frac{I_L}{B_P \cdot G} \\ \alpha = \frac{C_2}{C_1}; \beta = \frac{C_2}{G^2 L} \\ a = \frac{G_a}{G}; b = \frac{G_b}{G} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Et donc le modèle mathématique sans dimensions qui décrit les dynamiques du circuit de Chua s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \alpha(x_2 - x_1 + f(x_1)) \\ \dot{x}_2 = x_1 - x_2 + x_3 \\ \dot{x}_3 = -\beta x_3 \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec $f(x_1)$ représente la fonction non linéaire normalisée décrite par l'équation suivante :

$$f(x_1) = bx_1 + \frac{1}{2}(a - b)(|x_1 + 1| - |x_1 - 1|) \quad (\text{II.5})$$

II.2.2 Comportement chaotique de Chua

Les réponses temporelles et l'attracteur chaotique représentés dans les figures (II.3) et (II.4), sont obtenus en fixant les paramètres α , β , a , et b respectivement à 9, 100/7, 8/7, 5/7 et les conditions initiales à : $(x_1(0); x_2(0); x_3(0)) = (0; 0; 0.6)$ [51,52].

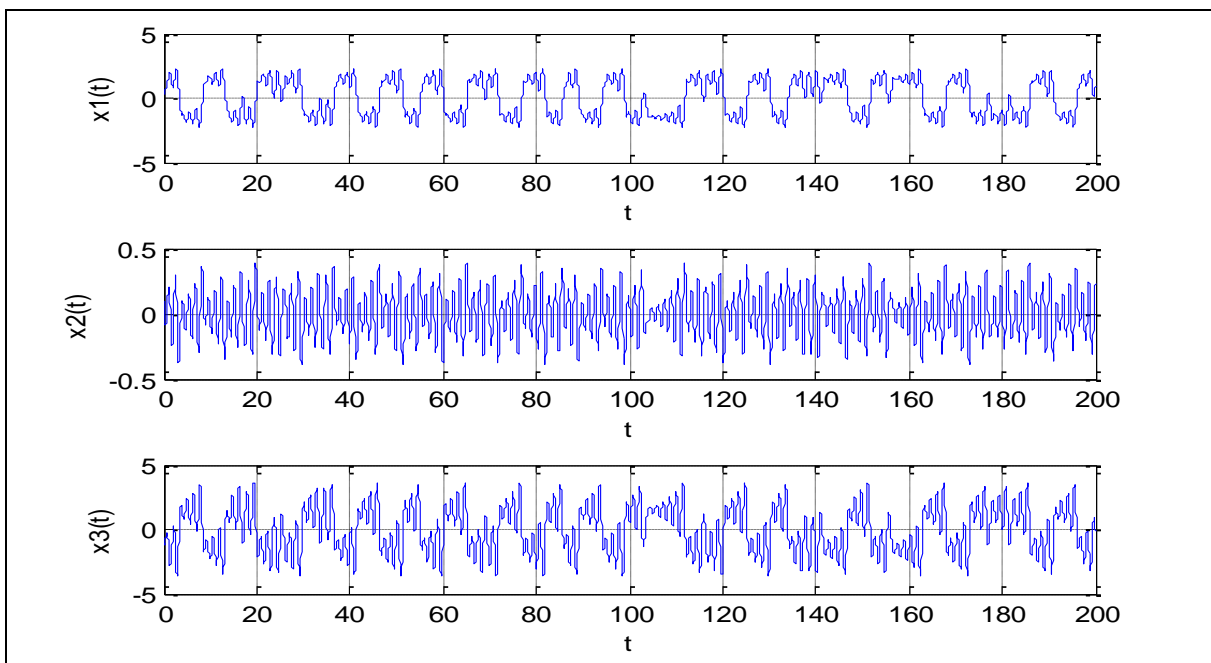


Figure II.3. Réponses temporelles chaotiques du modèle de Chua : $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$.

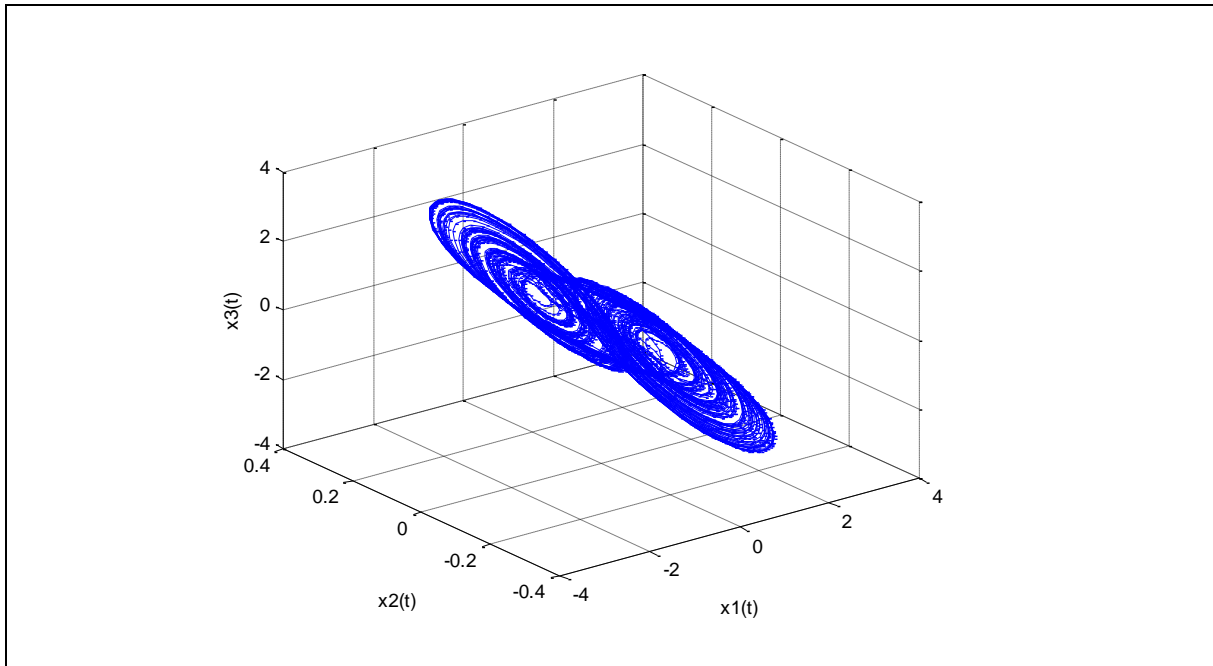


Figure II.4. Attracteur étrange de Chua.

II.3 Oscillateur de Colpitts

L'oscillateur de Colpitts représenté dans la figure (II.5) a été utilisé comme un générateur chaotique pour la première fois en 1994 par M. P. Kennedy [53].

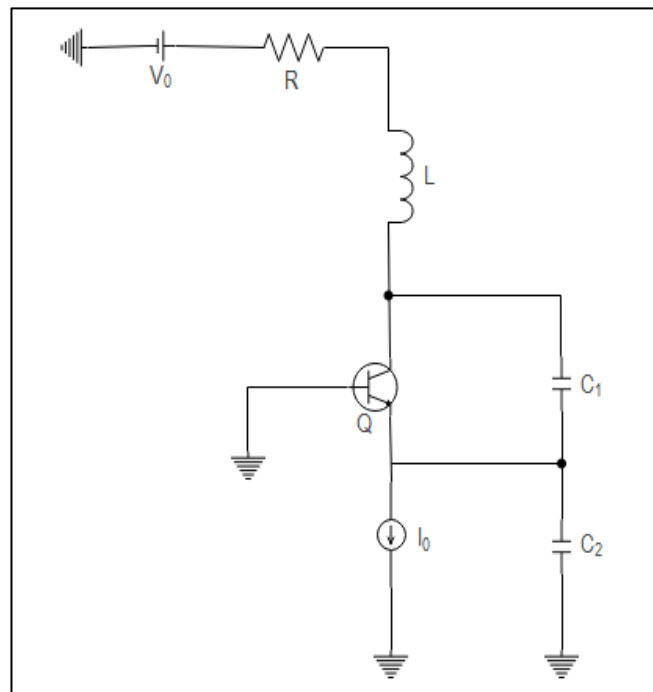


Figure II.5. Circuit de l'oscillateur Colpitts chaotique.

Le circuit de Colpitts est constitué d'un transistor bipolaire Q monté en configuration base commune qui joue le rôle d'un amplificateur, un circuit résonant L , C_1 et C_2 , connecté entre le collecteur et la base du transistor bipolaire. La source de courant I_0 permet de polariser le transistor bipolaire [53-55]. La valeur de la fréquence fondamentale des oscillations chaotiques est déterminée par les valeurs de L , C_1 , et C_2 [55] :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (\text{II.6})$$

II.3.1 Modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts

Pour établir le modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts nous considérons que le transistor bipolaire Q est modélisé par une résistance non linéaire R_E et une source de courant linéaire contrôlée en courant, comme le montre la figure (II.6). La caractéristique de la jonction base-émetteur (B-E) est modélisée par la fonction exponentielle suivante :

$$I_E = f(V_{BE}) = I_s [\exp(V_{BE}/V_T) - 1] \quad (\text{II.7})$$

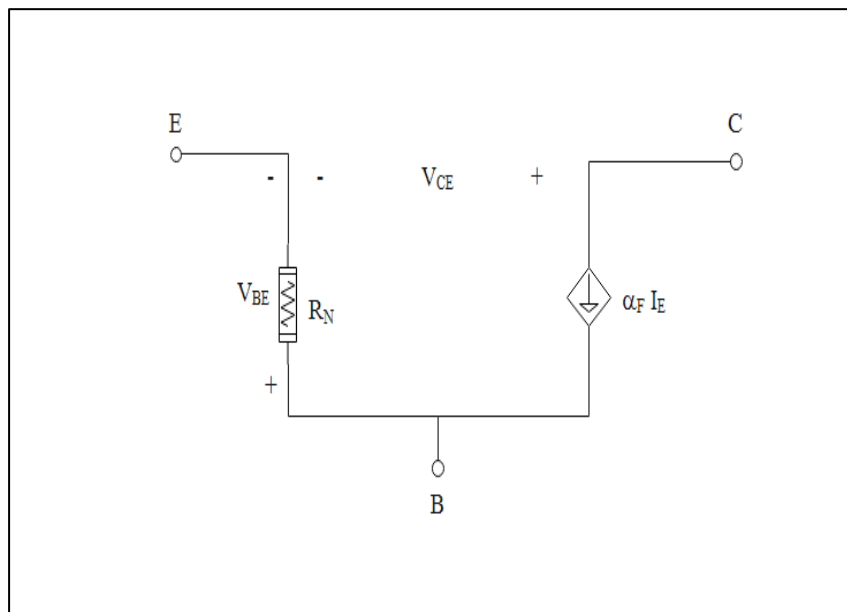


Figure II.6. Modèle de transistor bipolaire base commune.

Où I_E est le courant de l'émetteur, V_{BE} est la tension aux bornes de la jonction B-E, I_s est le courant de saturation de la jonction B-E, α est le gain au courant direct ($I_E = \alpha I_C$), et $V_T = 26\text{mV}$ la tension thermique à la température ambiante ($T = 300\text{ K}$) [55,56].

Les équations d'états du circuit de l'oscillateur Colpitts chaotique de la figure (II.5) sont [54-56] :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = I_L - f(V_{BE}) \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = I_L - I_0 \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_0 - V_{C1} - V_{C2} - RI_L \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Où V_{C1} , V_{C2} sont les tensions aux bornes de capacités C_1 et C_2 , et I_L est le courant qui traverse l'inductance L . $f(V_{BE})$ est la fonction non linéaire qui définit le courant de l'émetteur :

$$I_E = f(V_{BE}) = f(-V_{C2}) = I_s [\exp(-V_{C2}/V_T)] \quad (\text{II.9})$$

Le point d'équilibre du système des équations différentielles Eq. (II.8) s'écrit comme suite [54-56] :

$$\begin{cases} V_{C1}^0 = V_0 - RI_0 + V_T \ln\left(\frac{I_0}{I_s}\right) \\ V_{C2}^0 = -V_T \ln\left(\frac{I_0}{I_s}\right) \\ I_L^0 = I_0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Le système normalisé qui décrit la dynamique de l'oscillateur Colpitts chaotique standard est le suivant [54-56]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{g}{Q(1-k)} [1 - \exp(-x_2) + x_3] \\ \dot{x}_2 = \frac{g}{Qk} x_3 \\ \dot{x}_3 = -\frac{-Qk(1-k)}{g} (x_3 + x_3) - \frac{1}{Q} x_3 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Les paramètres du système Q , k , et g sont définis comme suit [54-56]:

$$k = \frac{C_2}{C_1 + C_2}, Q = \frac{\omega_0 L}{R}, g = \frac{(R_1 + r_L)Q^2}{4V_T} I_0 \quad (\text{II.12})$$

II.3.2 Simulation numérique de l'oscillateur Colpitts

Utilisant la fonction (ODE-45) dans le simulateur Matlab, on peut résoudre le modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts et donc tracer les différentes réponses temporelles et

espaces des phases. Pour avoir le comportement chaotique de Colpitts, nous fixons les paramètres des système comme suite : $k=0.5$, $Q=1.38$, et $g=4.46$ avec les conditions initiales $(x_1(0), x_2(0), x_3(0))=(0,0,0.6)$ [54]. Les réponses temporelles et les espaces des phases chaotiques obtenus sont illustrés respectivement dans les figures (II.7) et (II.8).

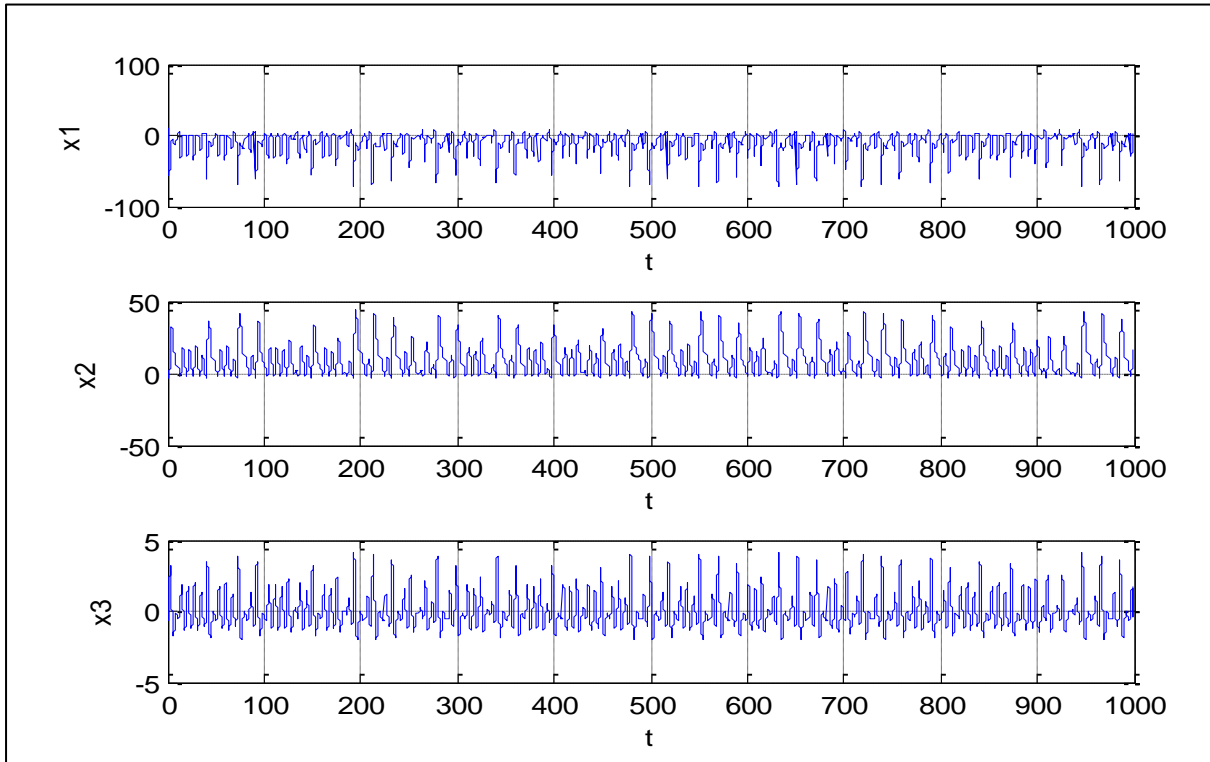


Figure II.7. Réponses temporelles chaotiques de l'oscillateur Colpitts : $x_1(t)$, $x_2(t)$, et $x_3(t)$.

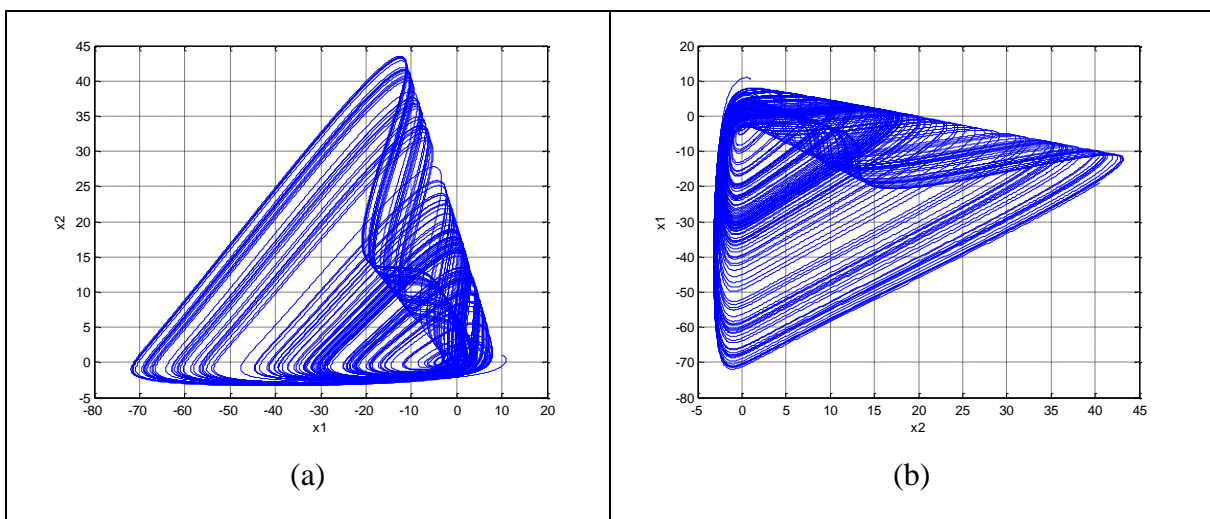


Figure II.8. Espaces des phases chaotiques de l'oscillateur Colpitts : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) .

II.3.3 Simulation électrique de l'oscillateur Colpitts

Pour valider les différents résultats numériques obtenus sous Matlab en utilisant le modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts, nous simulons le circuit de l'oscillateur Colpitts sous le

simulateur ADS. Le circuit simulé est représenté dans la figure (II.9). La fréquence de transition du transistor bipolaire 2N2222 utilisé est $f_T=300$ MHz [57]. Les valeurs des composants sont mentionnées dans le tableau ci-dessous.

Tableau II.1. Valeurs des composants utilisés [53].

Les composants	V_0	I_0	R_C	L	$C_1=C_2$
Les valeurs	8 V	14 mA	35 Ω	98.5 μ H	54 nF

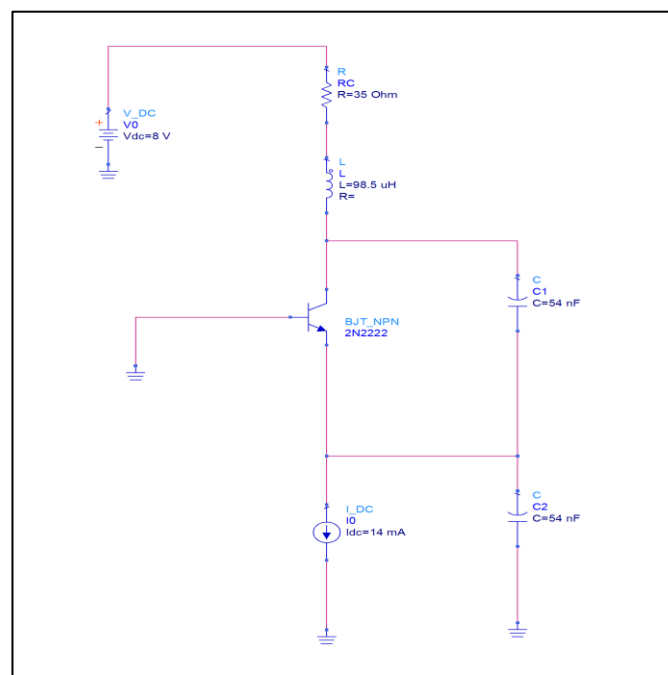


Figure II.9. Circuit de l'oscillateur Colpitts simulé sous ADS.

Les espaces des phases chaotiques (V_{C1}, V_{C2}) , et (V_{C2}, V_{C1}) obtenus sont illustrés dans la figure (II.10), où on remarque qu'il y a une concordance entre les résultats obtenus sous Matlab et ceux obtenus sous ADS, ce qui permet de confirmer la validité du modèle mathématique.

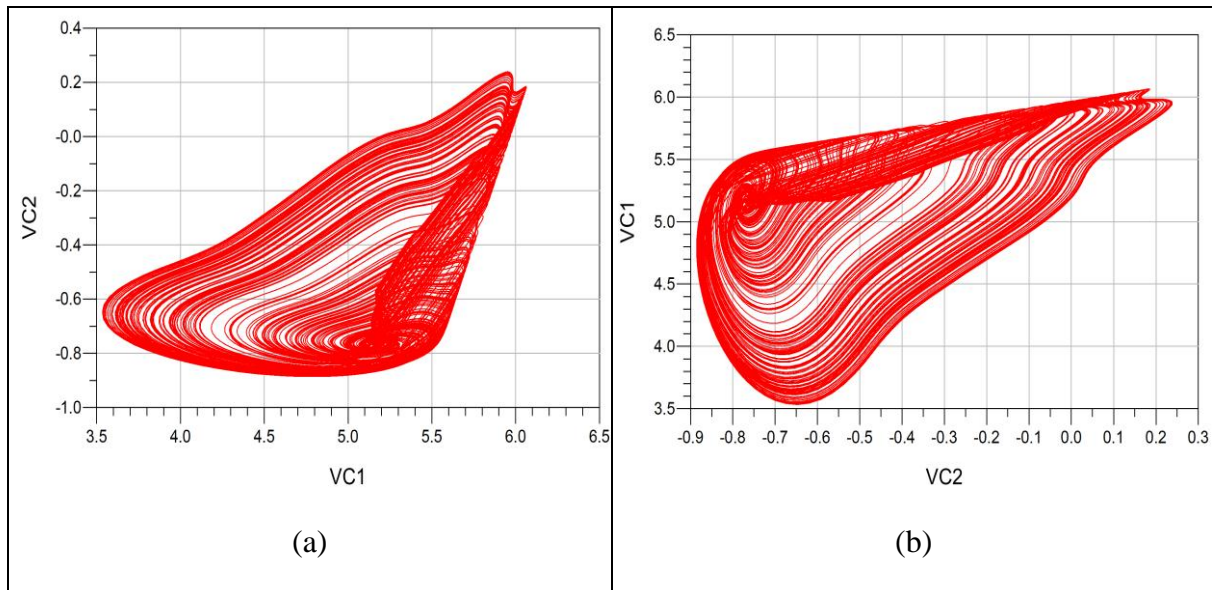


Figure II.10. Espaces des phases chaotiques de l'oscillateur Colpitts sous ADS : (a) (V_{C1}, V_{C2}) ; (b) (V_{C2}, V_{C1}) .

II.4 Oscillateur Colpitts amélioré

La version améliorée de l'oscillateur Colpitts a été proposée pour la première fois en 2004 dans le but d'améliorer les caractéristiques fréquentielles de la version standard de l'oscillateur Colpitts, Car cette nouvelle version a été conçue pour générer des oscillations chaotiques dans la gamme d'ultra hautes fréquences (de 2 GHz à 4 GHz) [58]. La figure (II.11) représente le circuit de l'oscillateur Colpitts amélioré, on peut remarquer que la différence entre les deux versions réside dans l'inductance L monté sur base de transistor Q dans la version améliorée avec une résistance R_B en série. La capacité C_3 connue par le nom « la capacité de Miller » c'est la capacité qui se situe entre la base et le collecteur de transistor Q . Dans la gamme d'ultra hautes fréquences, C_3 court-circuite la base et le collecteur du transistor bipolaire Q , et agit comme élément parasite détruisant les oscillations chaotiques, et donc le but derrière la proposition de cette nouvelle version améliorée est de réduire les effets négatifs causés par C_3 [58-60].

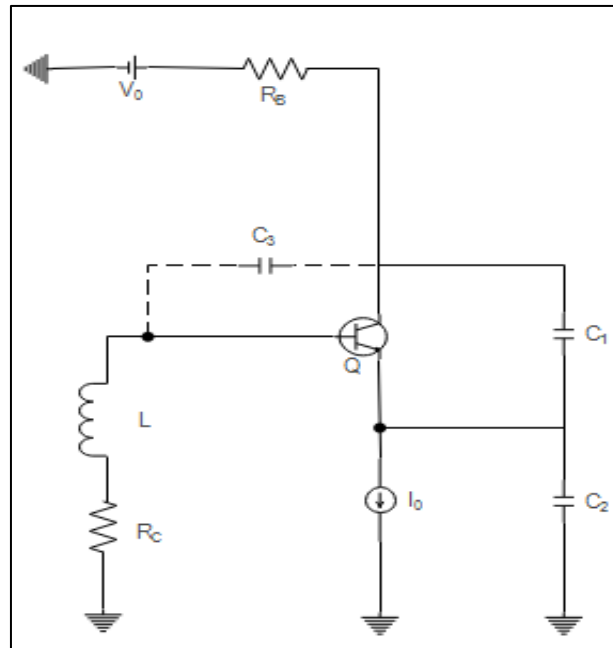


Figure II.11. Circuit de l'oscillateur Colpitts amélioré.

II.4.1 Modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts amélioré

Pour établir le modèle mathématique de cet oscillateur amélioré, il est nécessaire de fixer les mêmes hypothèses mentionnées dans la partie précédente concernant le modèle de transistor bipolaire Q , et de considérer V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} et I_L comme des variables d'états, sachant que V_{C1} , V_{C2} et V_{C3} sont les tensions respectivement aux bornes des condensateurs C_1 , C_2 , et C_3 ; I_L est le courant qui traverse l'inductance L . L'application des lois de Kirchhoff sur le circuit de l'oscillateur permet d'obtenir les équations [59] :

$$\begin{cases} R_C C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = V_0 - V_{C1} - V_{C2} + R_C I_L - R_C f(V_{BE}) \\ R_C C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = V_0 - V_{C1} - V_{C2} - R_C I_0 + R_C I_L \\ C_3 \frac{dV_{C3}}{dt} = I_L - (1 - \alpha) f(V_{BE}) \\ I_L \frac{dI_L}{dt} = -R_B I_L - V_{C1} - V_{C2} - V_{C3} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec V_{BE} est la tension aux bornes de la jonction base-émetteur, dans ce cas-là elle est égale à $V_{BE} = V_{C1} + V_{C3}$. Le point d'opération de ce système s'écrit [59,61] :

$$\begin{cases} V_{C1}^0 = V_0 + V_T \ln(1 + I_0/I_S) + ((1 - \alpha)R_B - \alpha R_C)I_0 \\ V_{C2}^0 = -(1 - \alpha)R_B I_0 - V_T \ln(1 + I_0/I_S) \\ V_{C3}^0 = -V_0 - ((1 - \alpha)R_B - \alpha R_C)I_0 \\ I_L^0 = (1 - \alpha)I_0 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

A l'aide des changements des variables et des paramètres suivants [59,61] :

$$\begin{aligned} x_i V_T &= V_{Ci} - V_{Ci}^0; (i = 1,2,3); x_4 V_T = \rho(I_L - I_L^0) \\ t &= \tau \sqrt{LC_1}, \rho = \sqrt{L/C_1}, \varepsilon_1 = C_1/C_2, \varepsilon_2 = C_1/C_3 \\ \sigma_1 &= \rho/R_C, \sigma_2 = R_B/\rho, \gamma = \rho I_0/V_T \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

Le système des équations différentielles ordinaires sans dimensions qui décrit les dynamiques de l'oscillateur Colpitts amélioré s'écrit comme suit [59,61] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \sigma_1(-x_1 - x_2) + x_4 - \gamma \Psi(x_1, x_3) \\ \dot{x}_2 = \varepsilon_1 \sigma_1(-x_1 - x_2) + \varepsilon_1 x_4 \\ \dot{x}_3 = \varepsilon_2(x_4 - (1 - \alpha)\gamma \Psi(x_1, x_3)) \\ \dot{x}_4 = -x_1 - x_2 - x_3 - \sigma_2 x_4 \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Avec : $\Psi(x_1, x_2) = \exp(x_1 + x_3) - I$, c'est le terme non linéaire pour ce système amélioré.

II.4.2 Simulation numérique de l'oscillateur Colpitts amélioré

La résolution numérique sous Matlab de ce système ODE Eq. (II.16) utilise une méthode différente de celle utilisée dans le modèle mathématique de Colpitts standard, et cela est dû au fait que le modèle mathématique de circuit amélioré Eq. (II.16) est plus complexe par rapport au précédent Eq. (II.11), et aussi parce qu'il contient deux composants non linéaires. La méthode utilisée c'est l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4 avec un pas $\Delta\tau=0.001$, les valeurs des paramètres pour que le comportement de ce modèle est chaotique sont : $\varepsilon_1=1.00$, $\varepsilon_2=20.00$, $\sigma_1=1.49$, $\sigma_2=0.872$, $\gamma=86.00$, $\alpha=255/256$, avec les conditions initiales $(x_1(0), x_2(0), x_3(0), x_4(0))=(0.1,0.1,0.1,0)$ [57-60]. Les réponses temporelles et les espaces des phases chaotiques obtenus après la simulation sont illustrés dans les figures respectives (II.12) et (II.13).

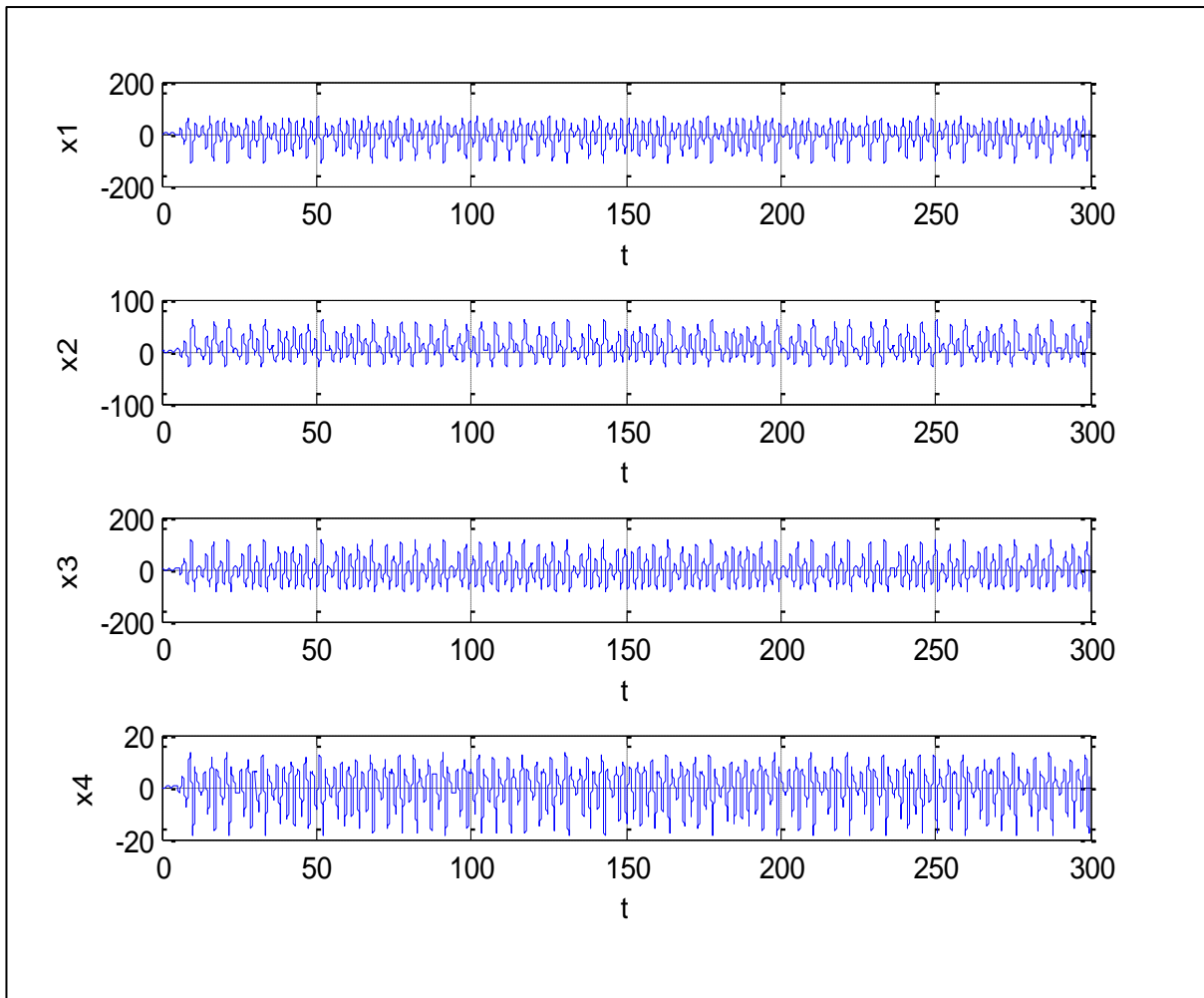


Figure II.12. Réponses temporelles chaotiques de l'oscillateur Colpitts amélioré : $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, et $x_4(t)$.

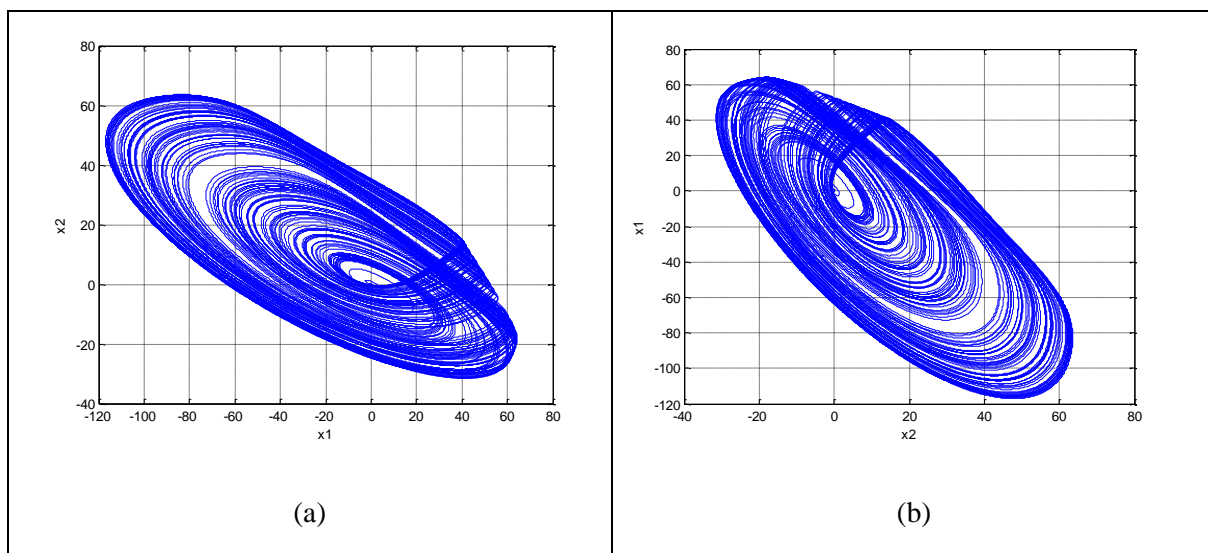


Figure II.13. Espaces des phases chaotiques de l'oscillateur Colpitts amélioré : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) .

II.4.3 Simulation électrique de l'oscillateur Colpitts amélioré

Nous allons exploiter cette partie pour simuler le circuit de l'oscillateur Colpitts amélioré sous le logiciel ADS et donc valider les résultats obtenus sous le simulateur Matlab. Ce circuit est simulé en utilisant le transistor bipolaire BFG520 qui est caractérisé par une fréquence de transition $f_T=9\text{GHz}$ [62]. Le circuit de l'oscillateur simulé sous ADS est représenté dans la figure (II.14), où les valeurs des composants sont mentionnées dans le tableau (II.2).

Tableau II.2. Valeurs des composants utilisés dans la simulation de l'oscillateur Colpitts amélioré [58].

Les composants	V_0	I_0	R_C	R_B	L	$C1=C2$
Les valeurs	8 V	15 mA	30 Ω	39 Ω	20 nH	10 pF

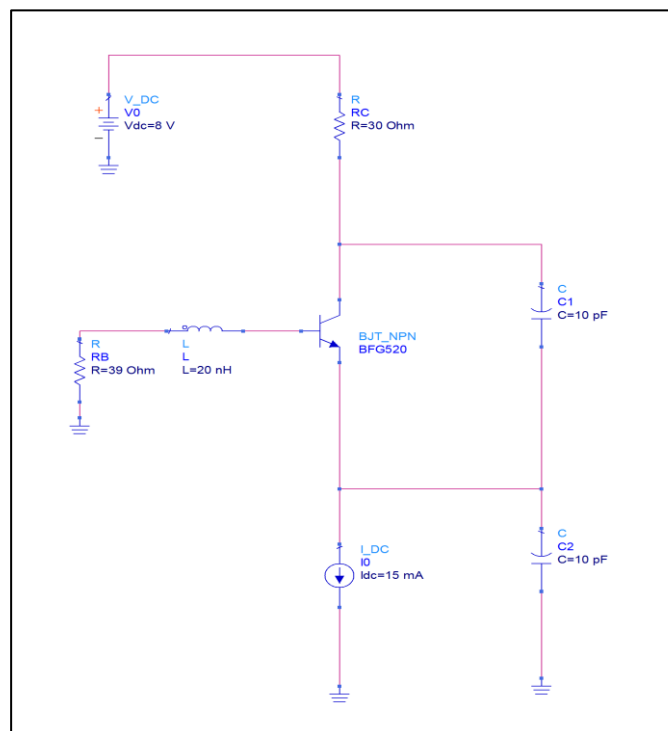


Figure II.14. Circuit de l'oscillateur Colpitts amélioré simulé sous ADS.

Les espaces des phases obtenus après la simulation de ce circuit sont illustrés dans la figure (II.15). En comparant les espaces des phases trouvés sous Matlab et ceux qui sont trouvés sous ADS, on remarque une grande similitude entre ces résultats, ce qui confirme la validité du modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts amélioré.

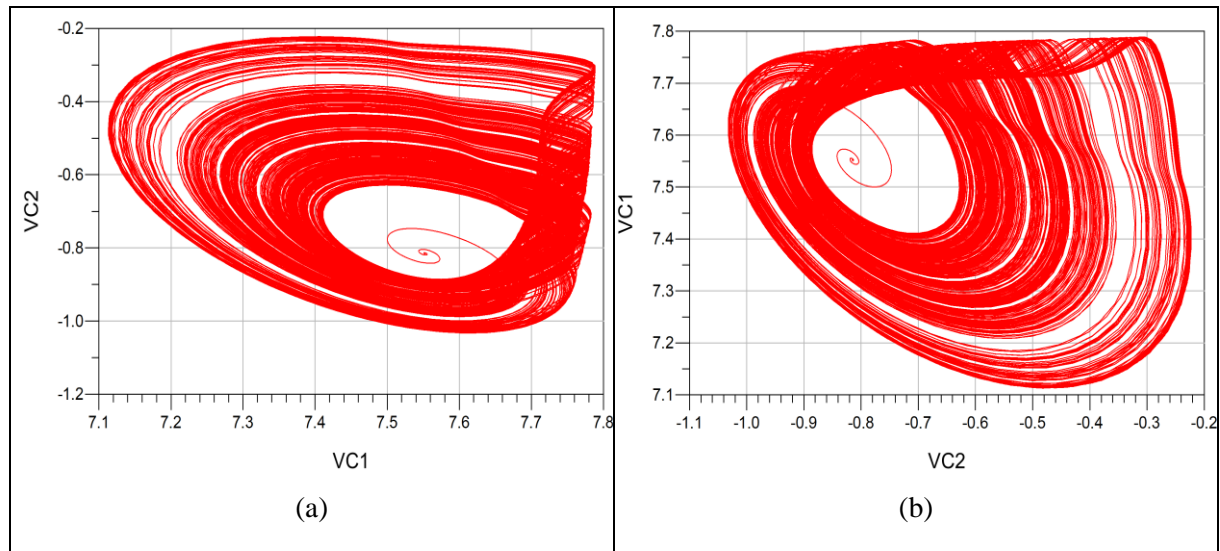


Figure II.15. Espaces des phases chaotiques de l’oscillateur Colpitts amélioré : (a) (V_{C1}, V_{C2}) ; (b) (V_{C2}, V_{C1}) .

II.5 Comparaison entre la version standard et la version améliorée de Colpitts

Afin de comparer les caractéristiques fréquentielles des deux versions de l’oscillateur Colpitts (la version standard et la version améliorée), nous simulons sous ADS les circuits pour trois différentes valeurs de la fréquence fondamentale ($f_{01}=0.5\text{GHz}$, $f_{02}=1\text{GHz}$, et $f_{03}=2\text{GHz}$), en utilisant le même transistor bipolaire BFG520. Rappelons que la valeur de la fréquence fondamentale pour les deux versions s’écrit sous la forme suivante [53,58] :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \tag{II.17}$$

Les valeurs des composants des circuits utilisées sont mentionnées dans le tableau (II.3).

Tableau II.3. Valeurs des composants utilisées dans la comparaison entre les deux versions de Colpitts chaotique.

Les composants	V_0	I_0	R_C	R_B	L	$C_1=C_2$
Les valeurs pour $f_0 = 0.5 \text{ GHz}$	8V	15 mA	30 Ω	39 Ω	20 nH	10 pF
Les valeurs pour $f_0 = 1 \text{ GHz}$	8V	15 mA	36 Ω	20 Ω	10 nH	4.3 pF

Les valeurs pour $f_0 = 2 \text{ GHz}$	8V	15 mA	36 Ω	4 Ω	3 nH	2.2 pF
--	----	-------	-------------	------------	------	--------

Les différents espaces des phases chaotiques et les réponses spectrales obtenus après la simulation de deux circuits pour trois valeurs de la fréquence fondamentale ($f_{01}=0.5\text{GHz}$, $f_{02}=1\text{GHz}$, et $f_{03}=2\text{GHz}$) sont illustrés dans la figure (II.16) et la figure (II.17). On peut remarquer que la dynamique des deux oscillateurs est correcte pour les fréquences f_0 inférieurs à 1 GHz. Pour les fréquences f_0 supérieures à 1 GHz, on remarque une déformation dans l'attracteur chaotique de la version standard et juste quelques pics fréquentiels dans son spectre, contrairement à la version améliorée qui continue à générer des oscillations chaotiques de la même manière jusqu'à $f_0=2\text{GHz}$. On conclut que les modifications faites sur la version améliorée de l'oscillateur Colpitts réduit l'effet négatif causé par le condensateur de Miller C_3 [63].

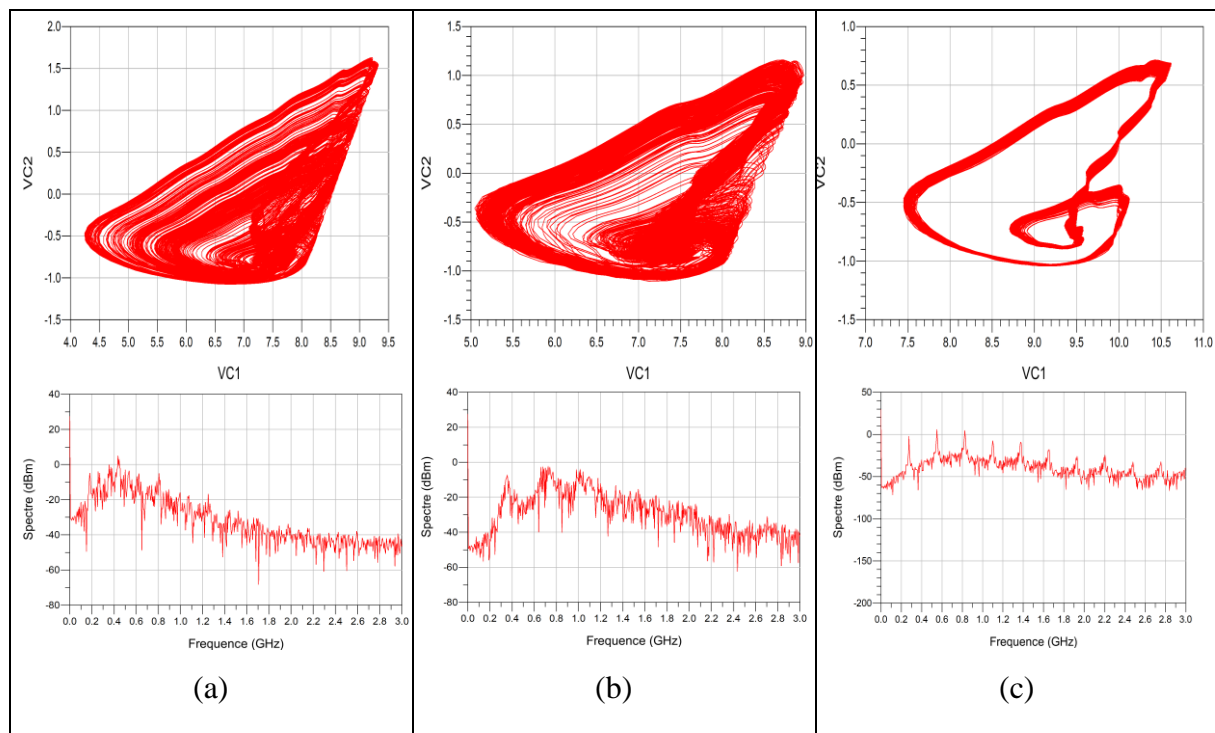


Figure II.16. Espaces des phases (V_{C1} , V_{C2}) (dessus) et réponses spectrales (dessous) de l'oscillateur Colpitts standard aux fréquences fondamentales : (a) $f_{01}=0.5\text{GHz}$;(b) $f_{02}=1\text{GHz}$; (c) $f_{03}=2\text{GHz}$.

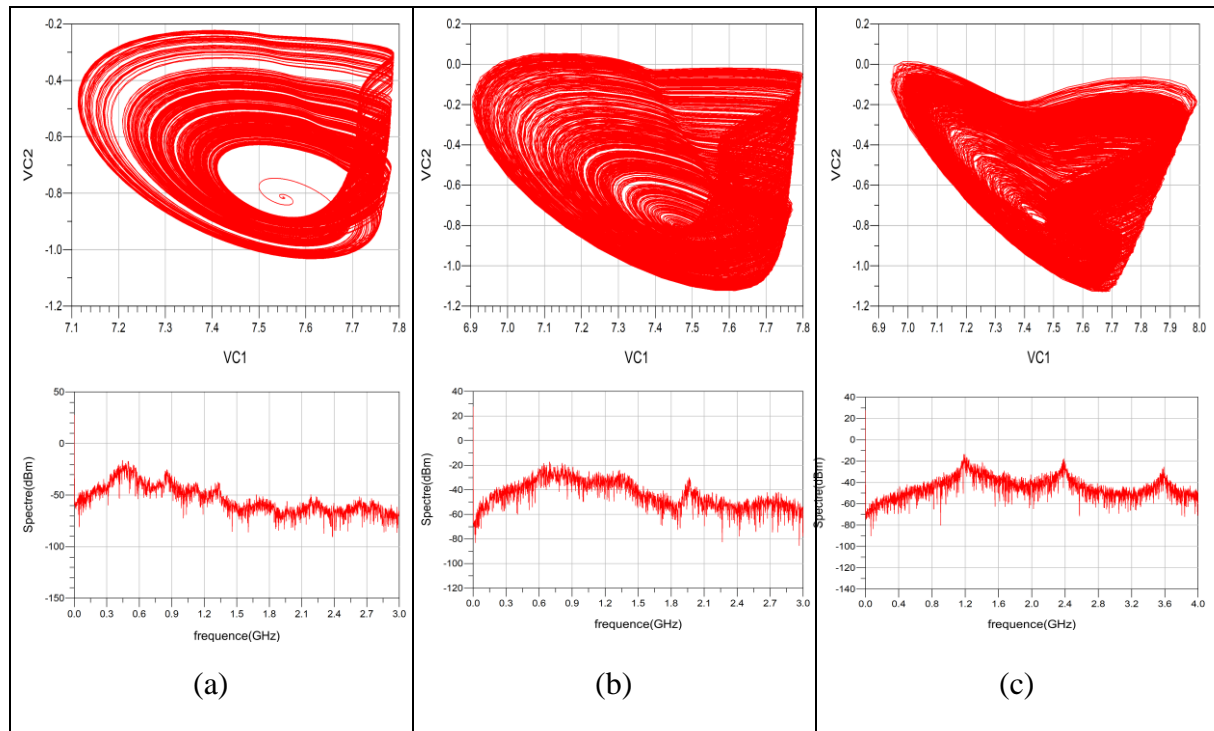


Figure II.17. Espaces des phases (V_{C1} , V_{C2}) (dessus) et réponses spectrales (dessous) de l'oscillateur Colpitts amélioré aux fréquences fondamentales : (a) $f_{01}=0.5\text{GHz}$;(b) $f_{02}=1\text{GHz}$; (c) $f_{03}=2\text{GHz}$.

II.6 Autres versions de l'oscillateur Colpitts

En plus de ces deux versions, on trouve dans la littérature de nombreuses autres versions qui ont été proposées afin d'améliorer les propriétés fréquentielles de l'oscillateur Colpitts chaotique :

- Augmenter la valeur du rapport f_0/f_T où f_0 c'est la valeur maximale de la fréquence fondamentale qui peut être atteinte et f_T est la fréquence de transition de transistor bipolaire utilisé.
- Elargir la bande passante des oscillations chaotiques BW .

Le tableau (II.4) résume les résultats obtenus par les différentes versions apportées dans la littérature, commençant par l'oscillateur Colpitts chaotique à nœud non commun avec une résistance négative améliorée, cette version a permis d'augmenter la valeur de f_0/f_T à 0,2 avec une bande passante (de 0,8 GHz à 5,4 GHz) [64]. Cette même structure chaotique a été exploitée par la suite pour proposer un autre oscillateur chaotique à deux étages, c'est-à-dire l'ajout d'un deuxième transistor bipolaire, cet oscillateur a donné de meilleurs résultats que l'oscillateur chaotique à un seul étage, car le rapport f_0/f_T a atteint la valeur 0,23 avec une bande passante de (0,9 à 5,6 GHz) [65]. Pour encore étendre la bande passante des oscillations chaotiques, une structure chaotique basée sur Colpitts avec une inductance de collecteur et une autre inductance

d'émetteur est réalisée dans [66], où les résultats expérimentaux obtenus montrent que cette structure peut osciller dans la gamme de fréquences micro-ondes (de 1 GHz à 6 GHz).

Tableau II.4. Résultats obtenus par les différentes versions de Colpitts proposées dans la littérature.

La version de l'oscillateur Colpitts chaotique	Référence	BJT	f_0	f_0/f_T	Bande passante
L'oscillateur Colpitts standard	[53]	BF6520	0.9 GHz	0.1	Jusqu'à 1.5 GHz
L'oscillateur Colpitts amélioré	[58]		1.53 GHz	0.17	2 GHz à 4 GHz
L'oscillateur Colpitts à nœud non commun avec une résistance négative améliorée	[64]		1.779 GHz	0.2	0.8 GHz à 5.4 GHz
L'oscillateur Colpitts à nœud non commun avec une résistance négative améliorée à deux étages	[65]		2.092 GHz	0.23	0.9 GHz à 5.6 Hz
L'oscillateur Colpitts avec inductance de collecteur et d'émetteur	[66]		2.4 GHz	0.27	1 GHz à 6 GHz

II.7 Conclusion

Nous avons présenté et étudié les oscillateurs chaotiques les plus répandus dans la littérature. Nous avons commencé par le premier circuit chaotique « Circuit de Chua », puis nous avons étudié la version standard et la version améliorée de l'oscillateur Colpitts chaotique et nous les avons comparées. Des résultats les plus marquants obtenus à partir des versions récentes de l'oscillateur Colpitts ont été présentés. Le chapitre 3 propose de nouvelles versions de Colpitts basées sur les versions étudiées mais avec de meilleures propriétés fréquentielles.

Chapitre III

**Conception des générateurs chaotiques à base de
la configuration de Colpitts**

III.1 Introduction

La première utilisation de l'oscillateur Colpitts pour la génération de signaux chaotiques en 1994 [53]. Ce circuit est depuis utilisé en particulier pour le chaos haute fréquence [67-71].

Ce chapitre présente l'étude d'une nouvelle structure de Colpitts utilisant deux inductances permettant d'augmenter la bande passante du chaos. Il propose également une seconde version basée sur l'utilisation de deux oscillateurs couplés pour augmenter le rapport f_o/f_T et améliorer encore plus la bande passante du chaos.

III.2 Oscillateur Colpitts à deux inductances

Le circuit proposé dans cette partie est représenté dans la figure (III.1), ce circuit a pour objectif de combiner les deux versions de l'oscillateur Colpitts chaotiques (la version standard et la version améliorée). Le circuit consiste deux inductances L_C et L_B placées respectivement dans le collecteur et en base du transistor bipolaire Q [72].

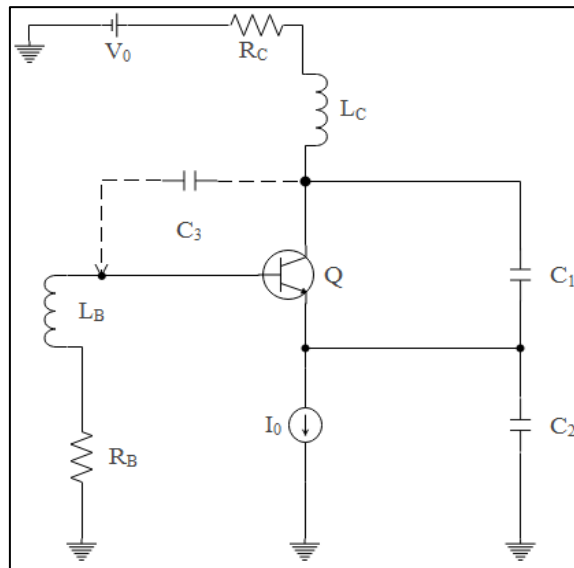


Figure III.1. Circuit de l'oscillateur Colpitts à deux inductances L_C et L_B .

III.2.1 Modèle mathématique de l'oscillateur Colpitts à deux inductances

Le modèle mathématique du circuit proposé utilise le même modèle de transistor bipolaire décrit dans le chapitre précédent (figure (III.2)) dont la caractéristique statique est rappelée dans la relation (III.1) [54-56] :

$$I_E = f(V_{BE}) = I_s \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \tag{III.1}$$

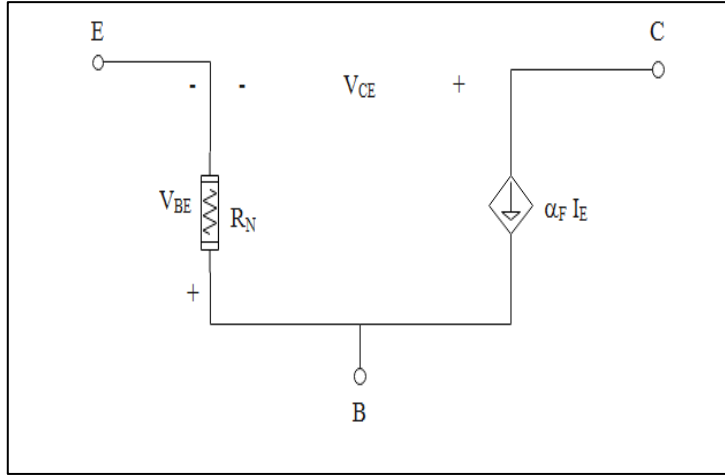


Figure III.2. Modèle de transistor bipolaire adopté.

Les équations d'états de l'oscillateur Colpitts chaotique à deux inductances étudié dans cette partie sont comme suit [72] :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} = I_{L_C} + I_{L_B} - f(V_{BE}) \\ C_2 \frac{dV_{C_2}}{dt} = I_{L_C} + I_{L_B} - I_0 \\ C_3 \frac{dV_{C_3}}{dt} = I_{L_B} - (1 - \alpha_F)f(V_{BE}) \\ L_C \frac{dI_{L_C}}{dt} = V_0 - V_{C_1} - V_{C_2} - R_C I_{L_C} \\ L_B \frac{dI_{L_B}}{dt} = -V_{C_1} - V_{C_2} - V_{C_3} - R_B I_{L_B} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Où V_{C_i} est la tension aux bornes de la capacité C_i , $i \in \{1, 2, 3\}$, I_{L_C} et I_{L_B} sont les courants qui traversent les inductances L_C et L_B respectivement. La tension aux bornes de la jonction base-émetteur V_{BE} est égale dans ce cas à : $V_{BE} = V_{C_1} + V_{C_3}$.

Les coordonnées de point d'équilibre $(V_{C_1}^0, V_{C_2}^0, V_{C_3}^0, I_{L_C}^0, I_{L_B}^0)$ du système Eq. (III.2) sont donnés comme suit [72] :

$$\begin{cases} V_{C_1}^0 = V_0 + V_T \ln \left(1 + \frac{I_0}{I_S} \right) + I_0 ((1 - \alpha_F)R_B + \alpha_F R_C) \\ V_{C_2}^0 = -V_T \ln \left(1 + \frac{I_0}{I_S} \right) + I_0 (1 - \alpha_F)R_B \\ V_{C_3}^0 = -V_0 - I_0 ((1 - \alpha_F)R_B + \alpha_F R_C) \\ I_{L_C}^0 = \alpha_F I_0 \\ I_{L_B}^0 = (1 - \alpha_F)I_0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Pour obtenir un système ODE sans dimensions, nous adoptons les nouvelles variables d'états normalisés $(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)$ et paramètres mentionnés ci-dessous [72] :

$$\begin{aligned}
 x_i V_T &= V_{C_i} - V_{C_i}^0, i \in \{1,2,3\}, x_4 V_T = \rho(I_{L_c} - I_{L_c}^0) \\
 x_5 V_T &= \rho(I_{L_B} - I_{L_B}^0), t = \tau \sqrt{L_c C_1}, \rho = \sqrt{\frac{L_c}{C_1}}, \varepsilon_1 = \frac{C_1}{C_2} \\
 \varepsilon_2 &= \frac{C_1}{C_3}, \varepsilon_3 = \frac{L_c}{L_B}, \sigma_1 = \frac{R_c}{\rho}, \sigma_2 = \frac{R_B}{\rho}, \gamma = \frac{\rho I_0}{V_T}
 \end{aligned} \tag{III.4}$$

Et donc le système ODE normalisé qui décrit les dynamiques de circuit étudié est le suivant [72] :

$$\begin{cases}
 \dot{x}_1 = x_4 + x_5 - \gamma \Psi(x_1, x_3) \\
 \dot{x}_2 = \varepsilon_1 (x_4 + x_5) \\
 \dot{x}_3 = \varepsilon_2 (x_5 - \gamma (1 - \alpha) \Psi(x_1, x_3)) \\
 \dot{x}_4 = -x_1 - x_2 - \sigma_1 x_4 \\
 \dot{x}_5 = \varepsilon_3 (-x_1 - x_2 - x_3 - \sigma_2 x_5)
 \end{cases} \tag{III.5}$$

Sachant que \dot{x}_i est la dérivée de x_i par rapport au temps normalisé τ , et $\Psi(x_1, x_3)$ la fonction non linéaire de ce système, elle s'exprime comme :

$$\Psi(x_1, x_3) = \exp(x_1 + x_3) - 1 \tag{III.6}$$

III.2.2 Diagramme de bifurcation de l'oscillateur Colpitts à deux inductances

Le modèle mathématique Eq. (III.5) est résolu sous le simulateur Matlab utilisant la méthode de Runge-Kutta d'ordre quatre qui est une méthode spécialisée dans la résolution des équations différentielles. Le paramètre de bifurcation dans ce cas c'est γ (qui est lié directement à I_0 car : $\gamma = \rho I_0 / V_T$), ce paramètre varie entre 0 et 30 avec un pas $\Delta\gamma = 0.1$. Les valeurs des autres paramètres sont fixées comme suit : $\varepsilon_1 = 1, \varepsilon_2 = 20, \varepsilon_3 = 0.5, \sigma_1 = 0.93, \sigma_2 = 0.26, \alpha = 255/256$, avec les conditions initiales $(x_1(0), x_2(0), x_3(0), x_4(0), x_5(0)) = (0.1, 0.1, 0.1, 0, 0)$. Le diagramme de bifurcation obtenue est illustré dans la figure (III.3).

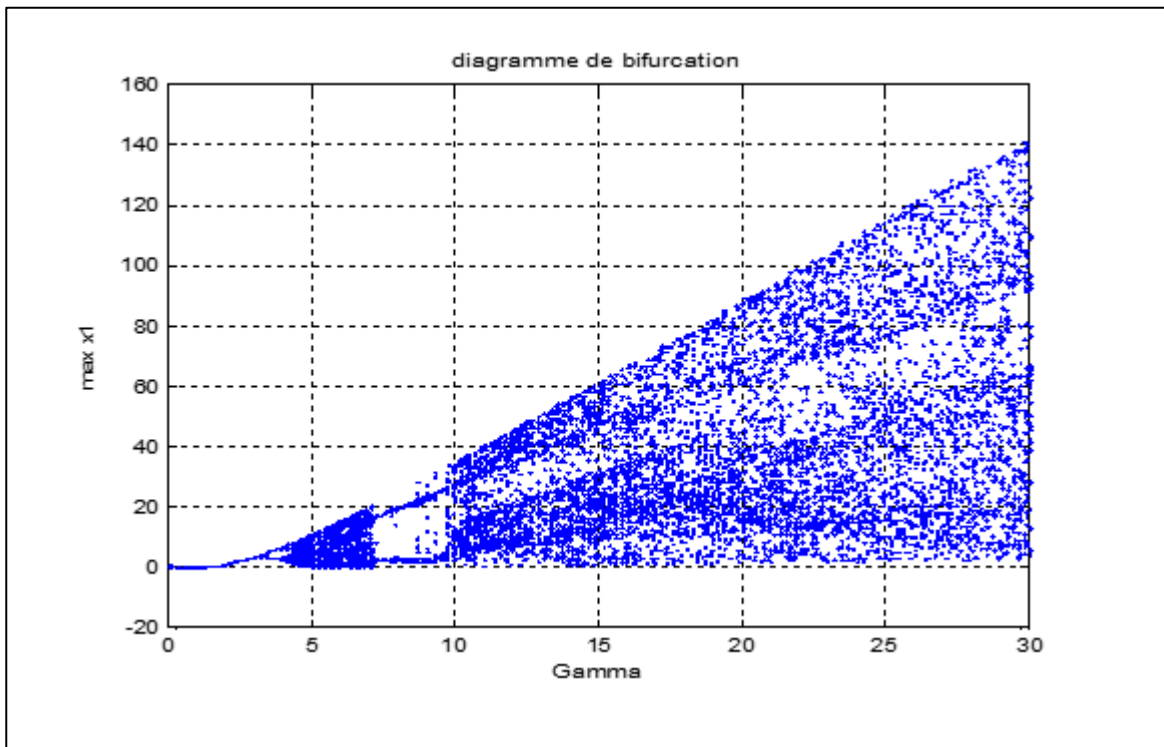


Figure III.3. Diagramme de bifurcation de l'oscillateur Colpitts à deux inductances.

En se basant sur le diagramme de la figure (III.3), nous remarquons que le système étudié passe par plusieurs comportements avant qu'il arrive à son comportement chaotique. Pour les valeurs de γ comprises entre 2 et 7, le comportement dynamique est soit périodique soit quasi périodique. Pour les valeurs de γ strictement supérieures à 10, le comportement du système est chaotique.

III.2.3 Espaces des phases de l'oscillateur Colpitts à deux inductances

Afin de bien observer les différents comportements possibles du système étudié, nous traçons l'espace des phases (x_2, x_1) pour les valeurs de paramètre γ : $\gamma=2$, $\gamma=3$, $\gamma=4$, et $\gamma=20$ choisies pour décrire les comportements dynamiques possibles. Les résultats obtenus sont représentés dans la figure (III.4).

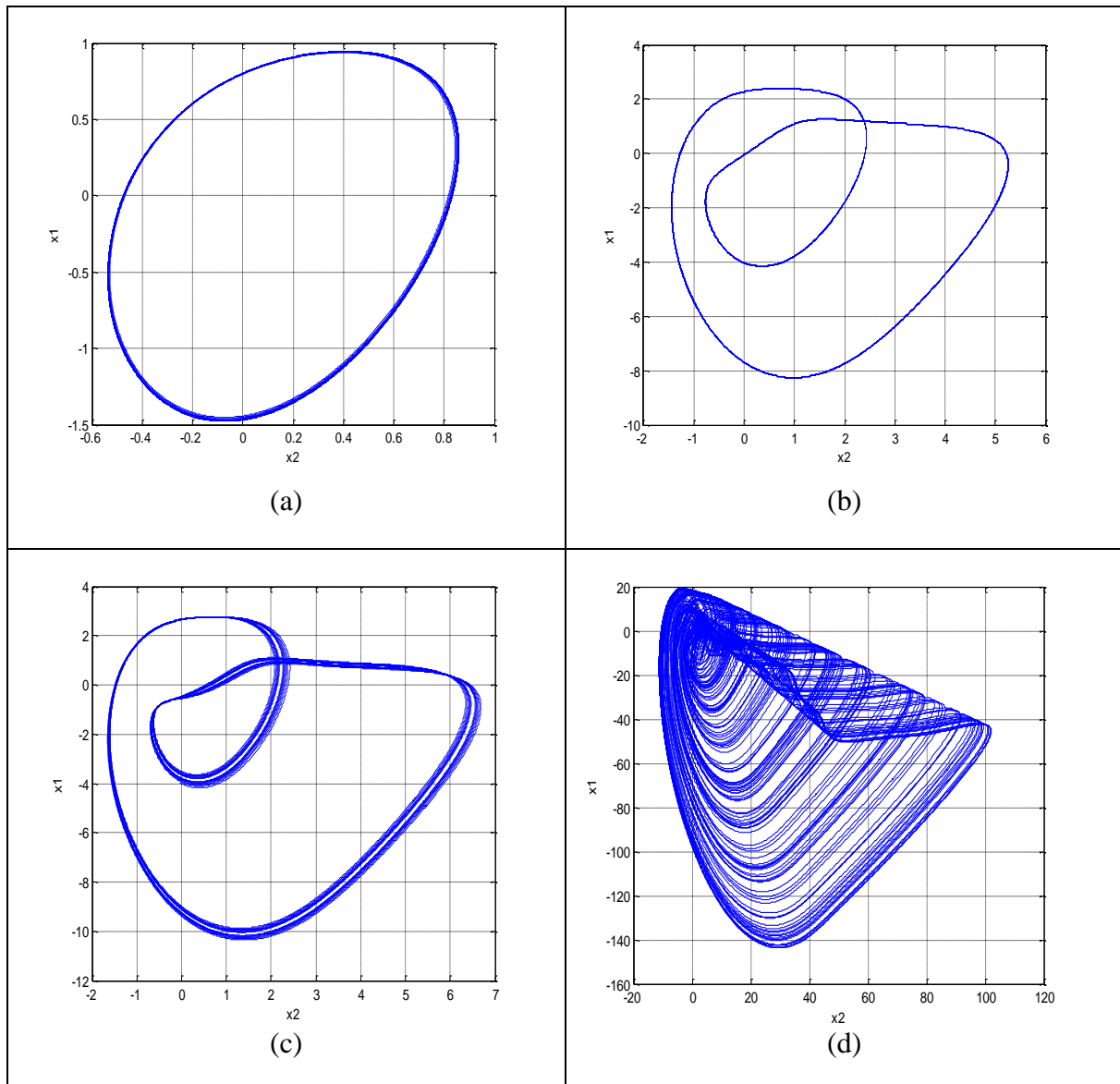


Figure III.4. Espace des phases (x_2, x_1) de l'oscillateur Colpitts à deux inductances pour : (a) $\gamma=2$; (b) $\gamma=3$; (c) $\gamma=4$; (d) $\gamma=20$.

À partir de la figure (III.4), il est clair que pour γ égale à 2 un cycle limite apparaît dans l'espace des phases (x_2, x_1) , donc le système se comporte périodiquement avec une seule période. Dans les deux cas où $\gamma=3$ et $\gamma=4$, des attracteurs quasi-périodiques apparaissent dans l'espace des phases, ce qui veut dire que le comportement du système est quasi périodique avec deux périodes pour $\gamma=3$ et quatre périodes pour $\gamma=4$. Dans le dernier cas où $\gamma=20$, un attracteur étrange est obtenu dans l'espace des phases ce qui signifie que le comportement du système est chaotique. Les différents espaces des phases chaotiques obtenus après la simulation de modèle mathématique sous Matlab sont montrés dans la figure (III.5).

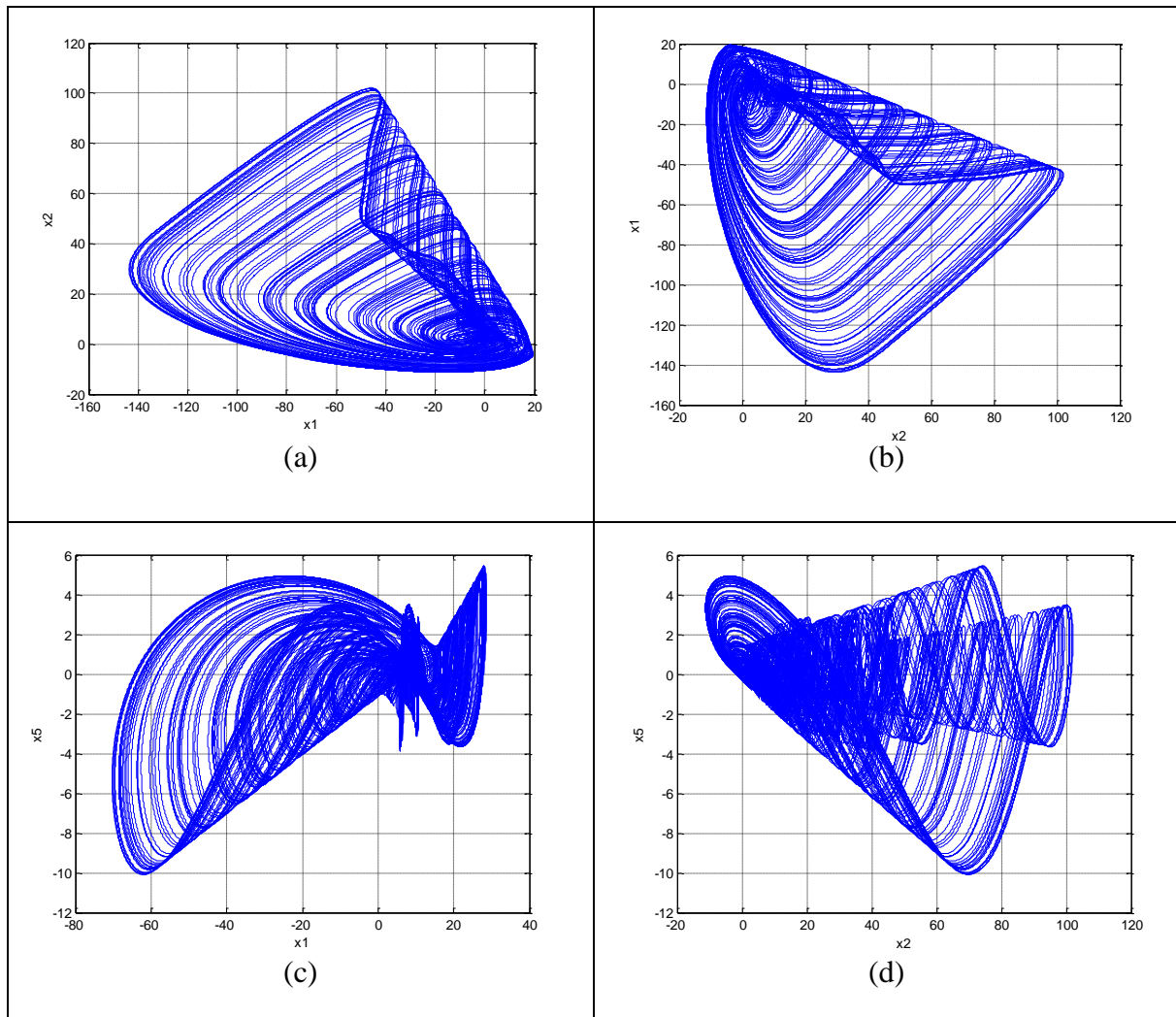


Figure III.5. Espaces des phases numériques de l'oscillateur Colpitts à deux inductances : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) ; (c) (x_1, x_5) ; (d) (x_2, x_5) .

II.2.4 Simulation de l'oscillateur Colpitts à deux inductances sous ADS

Les simulations électriques en régime transitoires sous ADS sont représentées dans la figure (III.6). Le transistor bipolaire BFG410W est décrit dans ces simulations par le modèle Pspice figure (III.7). Ce transistor est caractérisé par une fréquence de transition f_T égale à 22 GHz [73]. L'objectif principal de l'utilisation du modèle Pspice du transistor bipolaire est de faire une prédiction précise du comportement dynamique de ce composant dans un circuit électronique. Les valeurs des composants utilisées dans la simulation du circuit sont mentionnées dans le tableau (III.1).

Tableau III.1. Valeurs des composants utilisés dans la simulation de l'oscillateur Colpitts chaotique à deux inductances.

Les composants	V_0	V_I	R_I	R_C	R_B	L_C	L_B	$C_I=C_2$
Les valeurs	8 V	-14 V	1 kΩ	36 Ω	10 Ω	3 nH	6 nH	2 pF

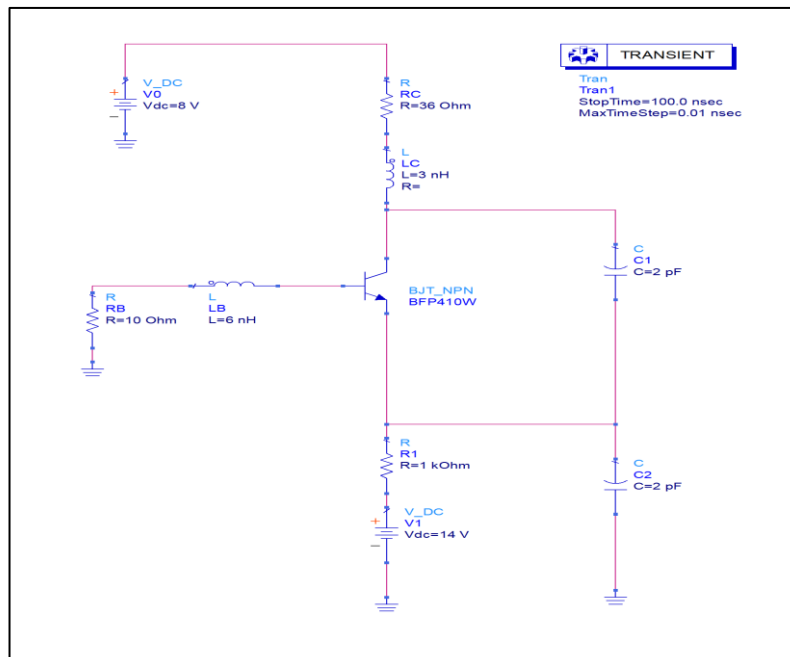


Figure III.6. Circuit de l'oscillateur Colpitts à deux inductances simulé sous ADS.

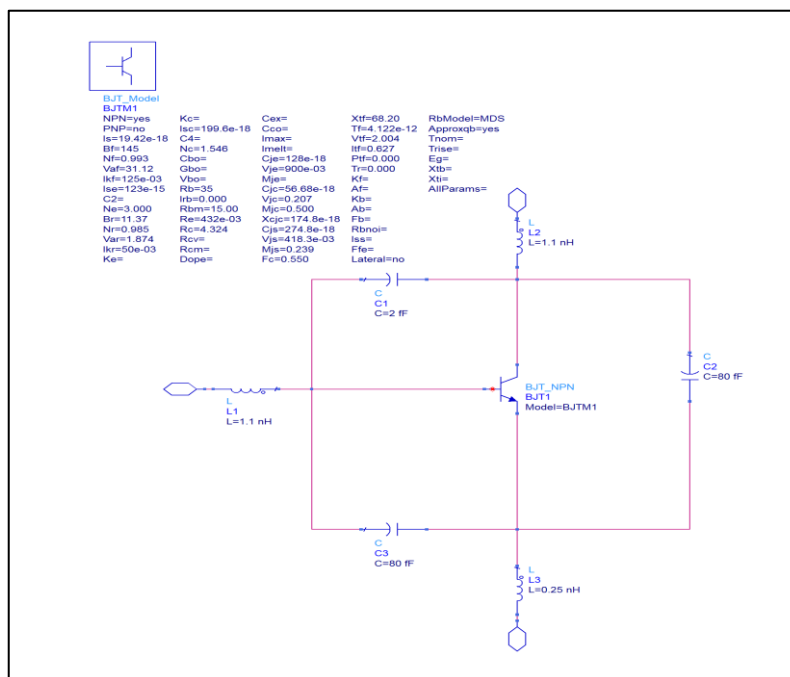


Figure III.7. Modèle Pspice de transistor bipolaire BFP410W.

III.2.5 Résultats de simulation sous ADS

Les espaces des phases obtenus sont illustrés dans la figure (III.8), où on remarque l'existence des attracteurs étranges dans les espaces des phases (V_{C2}, V_{C1}) , (V_{C1}, I_{LB}) , et (V_{C2}, I_{LB}) , ce qui confirme le comportement chaotique de ce circuit pour les valeurs des composants mentionnées dans le tableau (III.1).

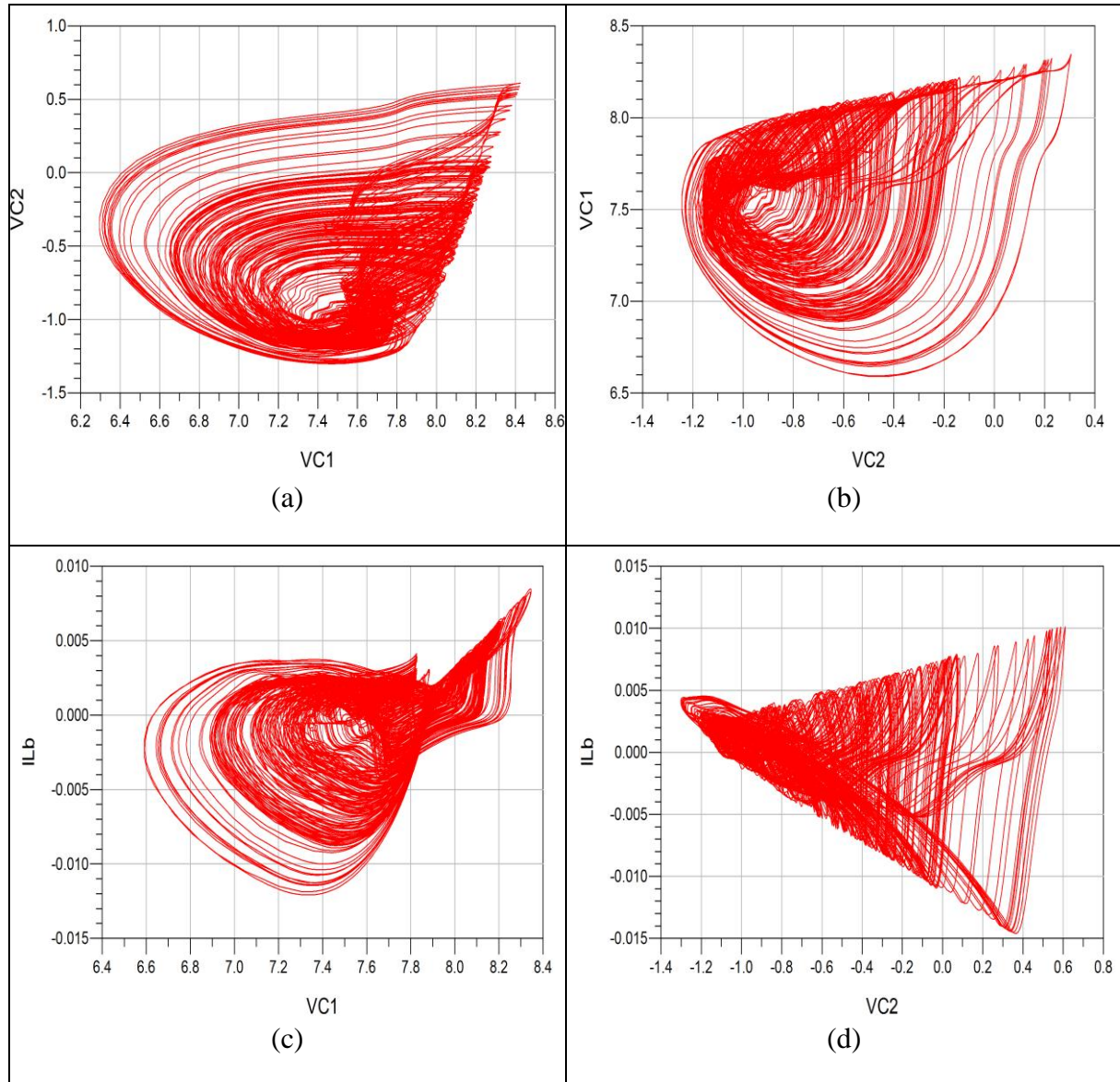


Figure III.8. Espace des phases électriques de l'oscillateur Colpitts à deux inductances : (a) (V_{C2}, V_{C1}) ; (b) (V_{C1}, I_{LC}) ; (c) (V_{C1}, I_{LB}) ; (d) (V_{C2}, I_{LB}) .

La comparaison des résultats numériques de la figure (III.5) obtenus sous Matlab et ceux présentés dans la figure (III.8) obtenus sous ADS, montre qu'il existe une bonne similitude entre ces résultats, ce qui nous permet de valider le modèle mathématique adopté dans la partie de l'étude numérique.

La réponse spectrale de signal V_{CI} tracé sous ADS est représenté dans la figure (III.9). En se basant sur cette réponse spectrale, nous remarquons que l'oscillateur proposé peut générer des oscillations chaotiques jusqu'à 6 GHz correspondant à une dynamique de chaos comprise entre -50 dBm et -10 dBm.

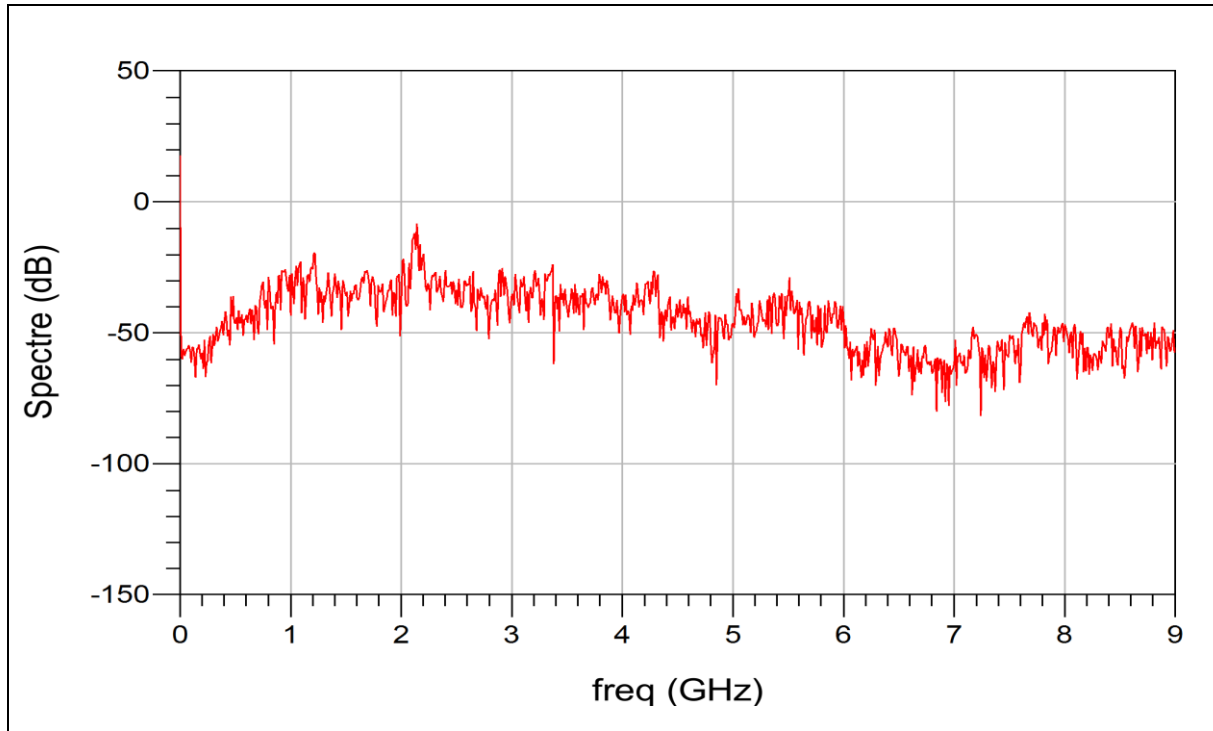


Figure III.9. Réponse spectrale de V_{CI} .

III.3 Oscillateur Colpitts chaotique différentiel

Le deuxième circuit de l'oscillateur chaotique proposé dans ce chapitre est représenté dans la figure (III.10), où il se compose de deux oscillateurs Colpitts améliorés identiques couplés entre eux par une branche commune constituée d'une paire de condensateurs C_1 et C_2 , ce couplage vise à réduire l'effet négatif causé par le condensateur C_3 et donc à augmenter la valeur de rapport (f_0/f_T) [74].

Le modèle de transistor bipolaire adopté dans l'étude de ce deuxième oscillateur est le même modèle utilisé dans la première partie de ce chapitre, ce modèle est représenté dans la figure (III.2).

$$\begin{aligned}
 x_i V_T &= V_{Ci} - V_{Ci}^0, i \in \{1,2,3\}, x_4 V_T = \rho(I_L - I_L^0) \\
 t &= \tau \sqrt{LC_1}, \rho = \sqrt{L/C_1}, \varepsilon_1 = C_1/C_2, \varepsilon_2 = C_1/C_3 \\
 \sigma_1 &= \rho/R_C, \sigma_2 = R_B/\rho, \gamma = \rho I_0/V_T
 \end{aligned}
 \tag{III.9}$$

Le système sans dimensions qui décrit les dynamiques du circuit proposé s'exprime comme suit [74] :

$$\begin{cases}
 \dot{x}_1 = 2[\sigma_1(-x_1 - x_2) + x_4 - \gamma F(x_1, x_3)] \\
 \dot{x}_2 = 2[\varepsilon_1 \sigma_1(-x_1 - x_2) + \varepsilon_1 x_4] \\
 \dot{x}_3 = \varepsilon_2[x_4 - \gamma(1 - \alpha)F(x_1, x_3)] \\
 \dot{x}_4 = -x_1 - x_2 - x_3 - \sigma_2 x_4
 \end{cases}
 \tag{III.10}$$

Sachant que \dot{x}_i est le dérivé de x_i par rapport au temps normalisé τ . $\Psi(x_1, x_3)$ c'est le seul terme non linéaire de ce système, il s'écrit comme suit :

$$\Psi(x_1, x_3) = \exp(x_1 + x_3) - 1
 \tag{III.11}$$

III.3.2 Diagramme de bifurcation de l'oscillateur Colpitts différentiel

Pour résoudre le système Eq. (III.10) sous le simulateur Matlab, nous utilisons la méthode RK-4 avec un pas $\Delta\tau=0.001$. Le diagramme de bifurcation de ce système est tracé pour les valeurs du paramètre de bifurcation γ variant entre 0 et 40 avec un pas $\Delta\gamma=0.2$, et en fixant les valeurs des autres paramètres comme suit : $\varepsilon_1=1, \varepsilon_2=20, \sigma_1=1.09, \sigma_2=0.1, \alpha=255/256$, avec les conditions initiales suivantes : $x_1(0)=x_2(0)=x_3(0)=x_4(0)=0.1$. Le diagramme de bifurcation obtenu est illustré dans la figure (III.11).

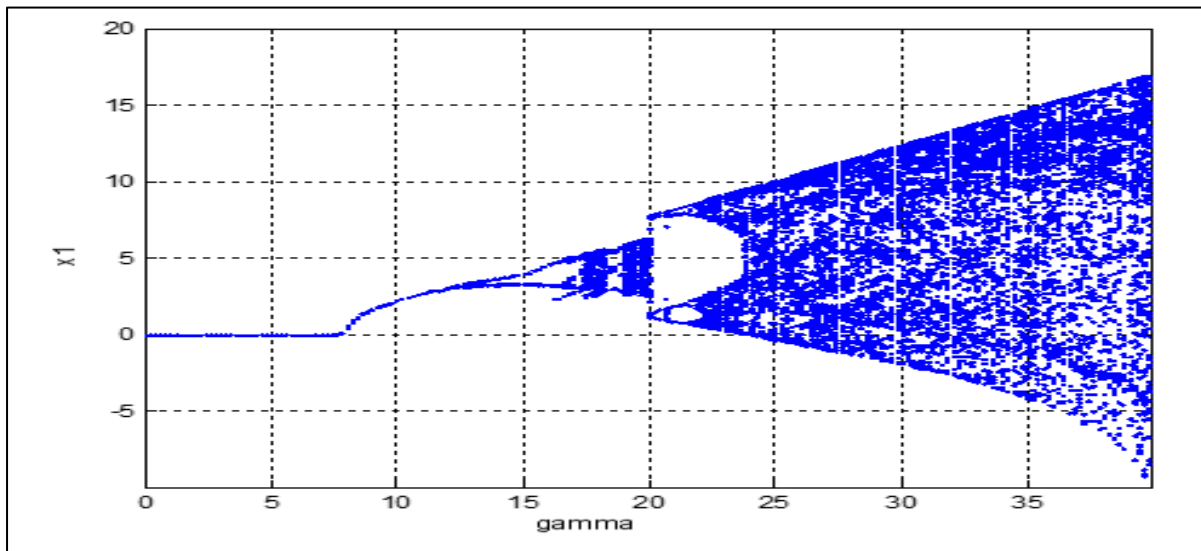
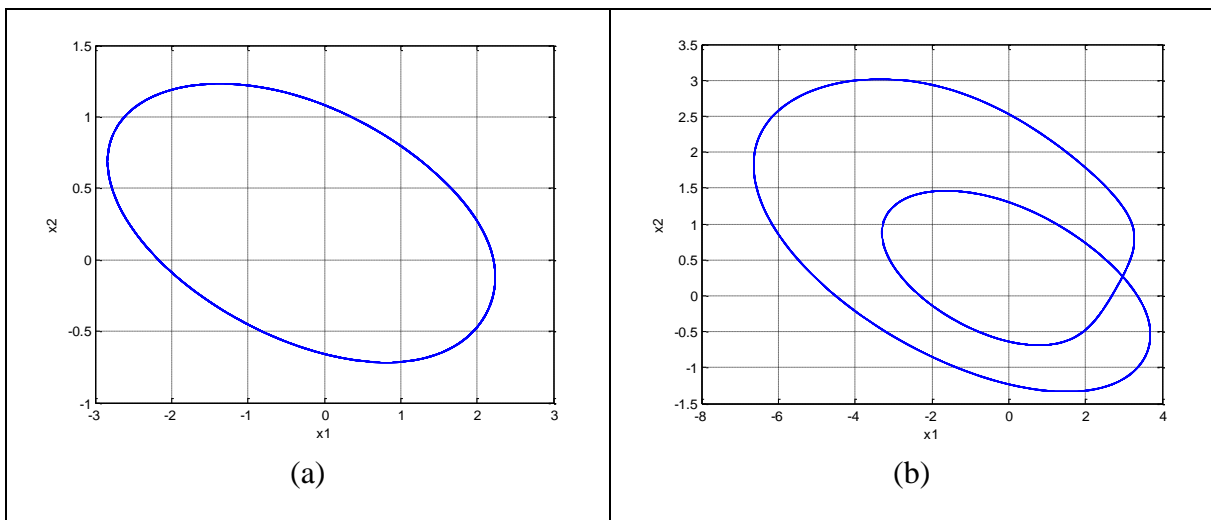


Figure III.11. Diagramme de bifurcation de l'oscillateur Colpitts différentiel.

À partir de ce diagramme, nous notons que pour γ entre 0 et 7, il n'y a pas d'oscillations car l'amplitude maximale de x_I est nulle, cela signifie que le système n'a pas atteint les conditions d'oscillations. Pour la valeur de γ entre 7 et 14, le système oscille périodiquement (une seule période). Pour la valeur de γ entre 14 et 23, on a un doublement de périodes (2, 4, 8, 16, etc.) cela suggère que le comportement du système est quasi-périodique (un nombre bien précis des périodes). Pour la valeur de γ est strictement supérieure à 23, on a une infinité des périodes et donc le comportement du système est chaotique.

III.3.3 Espaces des phases de l'oscillateur Colpitts différentiel

Les différents espaces des phases qui identifient les différents comportements possibles de ce système sont illustrés dans la figure (III.12), où on remarque l'existence d'un cycle limite dans l'espace des phases dans le cas où la valeur de γ est égale à 11, ce qui signifie que le comportement de système est périodique. Contrairement au cas où la valeur de γ est égale soit 14 ou 16.5, des attracteurs quasi-périodique apparaissent, ce qui veut dire que le comportement de système est quasi-périodique avec deux périodes pour $\gamma=14$ et quatre périodes pour $\gamma=16.5$. Le dernier cas correspond à l'existence d'un attracteur étrange dans les espaces des phases, ce qui confirme le comportement chaotique de système pour $\gamma=23.9$.



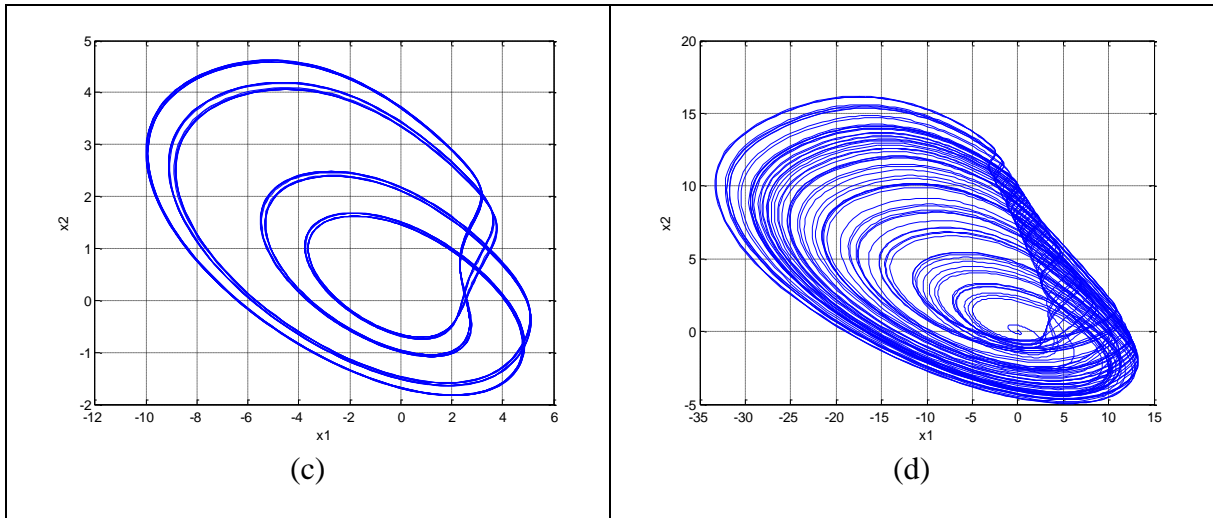


Figure III.12. Espace des phases (x_1, x_2) de l'oscillateur Colpitts différentiel pour : (a) $\gamma=11$; (b) $\gamma=14$; (c) $\gamma=16.5$; (d) $\gamma=23.9$.

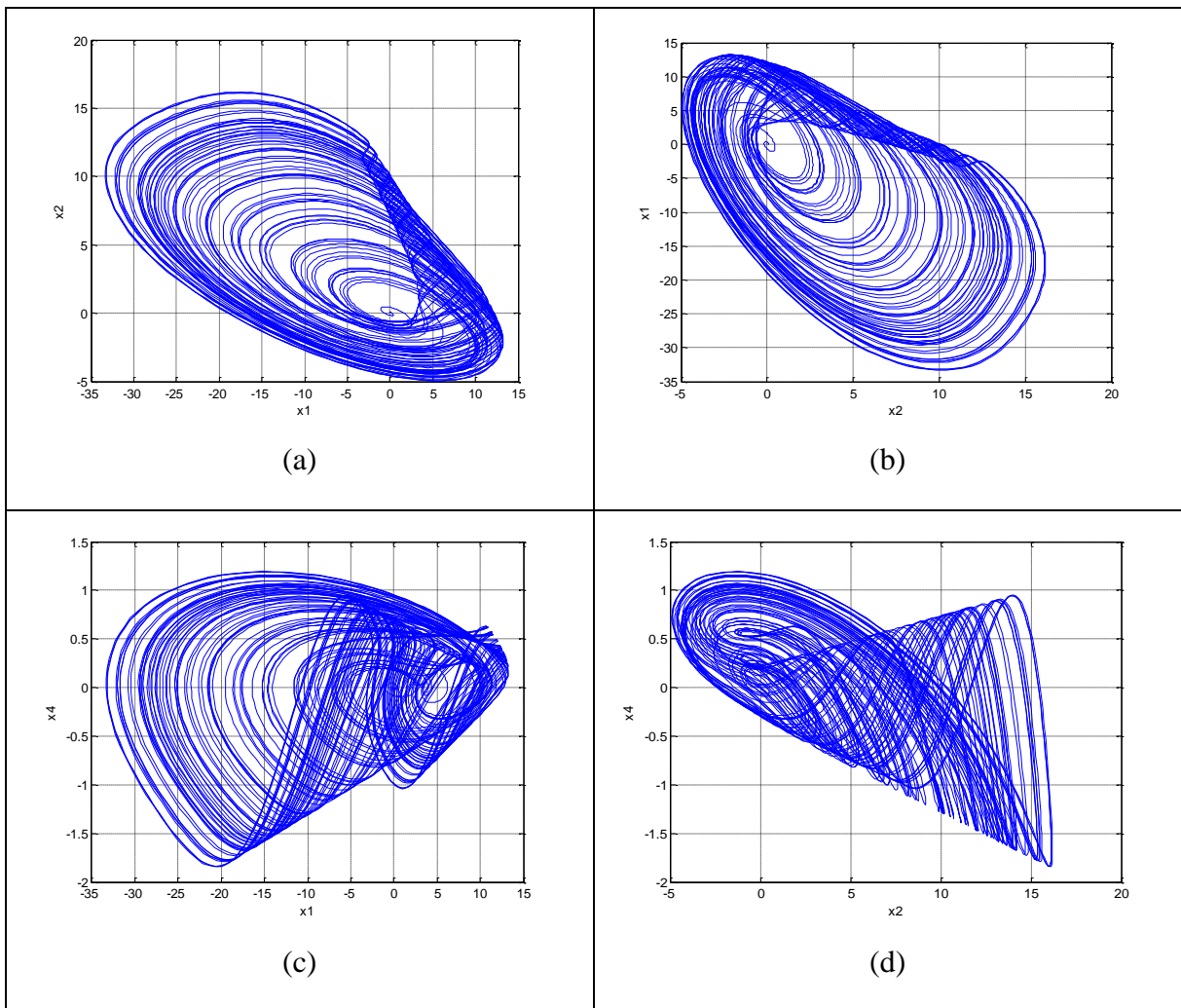


Figure III.13. Espaces des phases numériques de l'oscillateur Colpitts différentiel : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) ; (c) (x_1, x_4) ; (d) (x_2, x_4) .

III.3.4 Simulation de l'oscillateur Colpitts différentiel sous ADS

La simulation électrique de circuit proposé sous ADS vise à vérifier les résultats numériques obtenus sous Matlab, et à étudier ses caractéristiques spectrales. Le circuit chaotique proposé a été simulé sous ADS comme le montre la figure (III.14.a) utilisant le modèle Pspice de transistor bipolaire BFG520 qui est caractérisé par une fréquence de transition $f_T=9$ GHz [62], ce modèle est représenté dans la figure (III.14.b). Les valeurs des composants de circuit sont mentionnées dans le tableau (III.2) [74].

Tableau III.2. Valeurs des composantes utilisées dans la simulation de l'oscillateur Colpitts différentiel.

La Composante	V_0	$V_{I1}=V_{I2}$	$R_{I1}=R_{I2}$	$C_1=C_2$	$L_1=L_2$	$R_{C1}=R_{C2}$	$R_{B1}=R_{B2}$
La valeur	15 V	15 V	1 k Ω	1.7 pF	2.9 nH	40 Ω	4 Ω

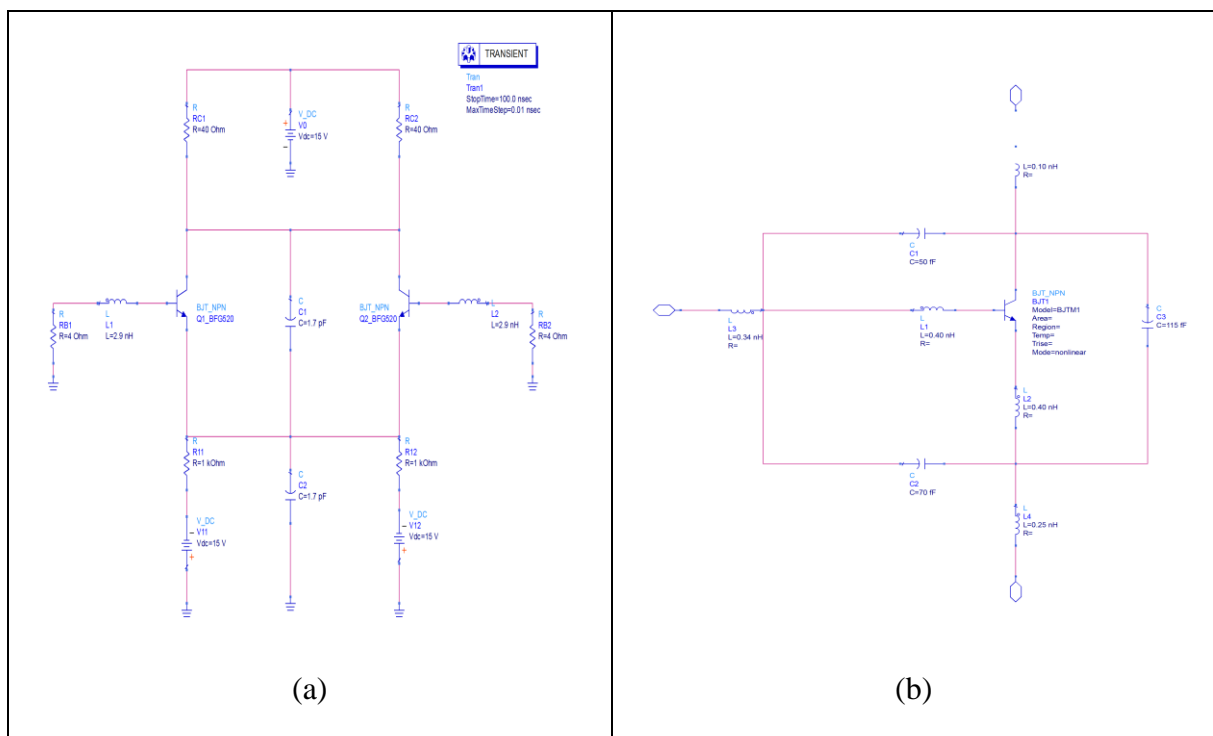


Figure III.14. (a) Circuit de l'oscillateur chaotique simulé sous ADS ; (b) Modèle Pspice de transistor bipolaire BFG520.

III.3.5 Résultats de simulation sous ADS

Les espaces des phases (V_{C1} , V_{C2}) et (V_{C2} , V_{C1}) obtenus lors de ces simulations sont illustrés dans la figure (III.15), où on constate qu'il existe une grande similitude entre les attracteurs chaotiques obtenus sous ADS et ceux calculés sous Matlab. Ces résultats permettent de valider le modèle mathématique.

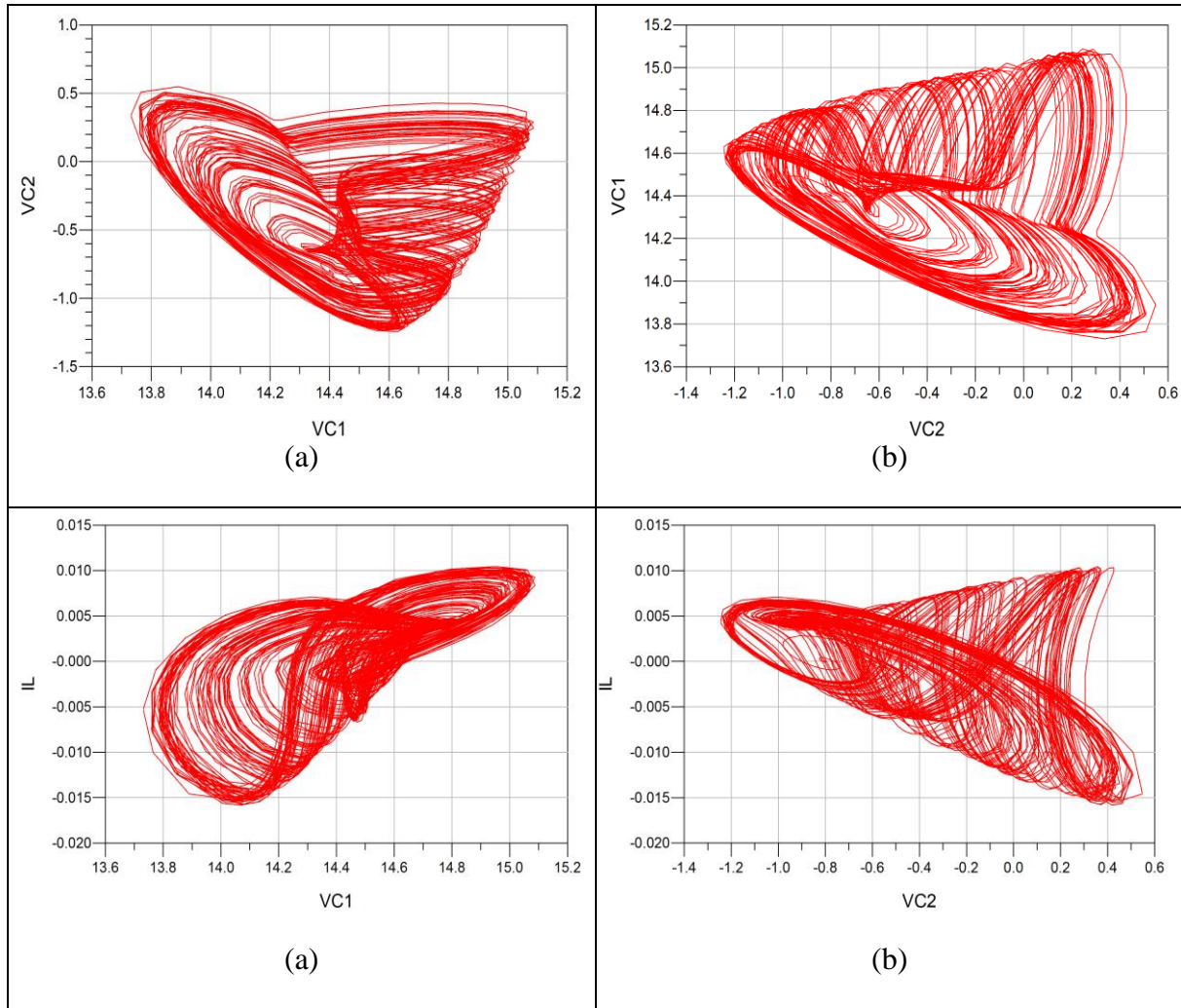


Figure III.15. Espaces des phases électrique de l'oscillateur Colpitts différentiel (a) (V_{C1} , V_{C2}); (b) (V_{C2} , V_{C1}); (c) (V_{C1} , I_L); (d) (V_{C2} , I_L).

La réponse spectrale de V_{C2} tracée sous ADS est représentée dans la figure (III.16), où il montre que les oscillations chaotiques générées par cet oscillateur proposé ont un pic fréquentiel fondamental de la valeur 2.52 GHz avec une bande passante de 0.5 GHz à 7.5 GHz.

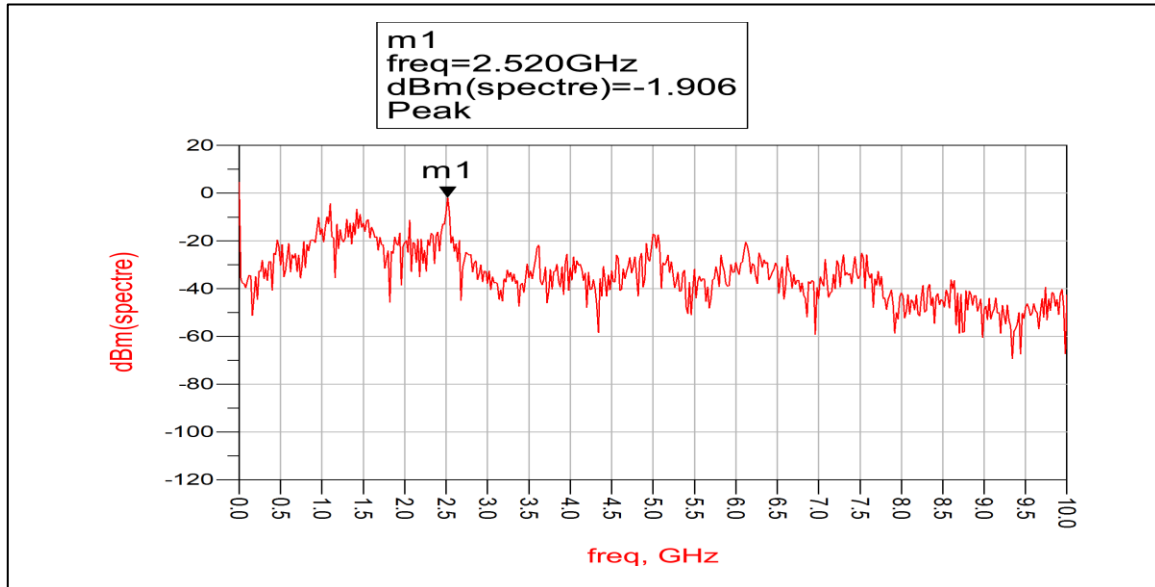


Figure III.16. Réponse spectrale de V_{C2} .

III.3.6 Comparaison

Le tableau ci-dessous présente une comparaison entre les différentes versions récentes de l'oscillateur Colpitts chaotique proposées dans la littérature [64-66], ces versions ont utilisé le même type de transistor bipolaire BFG520. Cette comparaison se base sur deux paramètres fondamentaux qui sont : le rapport (f_0/f_T), et la bande passante des oscillations chaotiques (BW).

Tableau III.3. Comparaison entre les différentes versions de l'oscillateur Colpitts chaotique.

Les références	[64]	[65]	[66]	Notre travail [74]
Le transistor bipolaire	BFG520			
f_0	1.779 GHz	2.092 GHz	2.4 GHz	2.52 GHz
f_T	9 GHz			
f_0/f_T	0.2	0.23	0.27	0.28
La bande passante	0.8 GHz 5.4 GHz	0.9 GHz 5.6 Hz	1 GHz 6 GHz	0.5 GHz 7.5 GHz

D'après le tableau (III.3), il semble clair que la valeur de f_0 obtenue par le circuit de Colpitts différentiel est plus élevée que les valeurs obtenues par les autres versions, et donc le rapport f_0/f_T est meilleur. Concernant la bande passante (BW), on remarque que la bande passante obtenue par notre circuit est plus large que les bandes passantes des autres versions.

En s'appuyant sur le rapport (f_o/f_T), et la bande passante des oscillations chaotiques (BW) pour comparer entre les différentes versions de l'oscillateur Colpitts chaotique, on peut conclure que la version proposée dans cette partie est la meilleure.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé et étudié deux nouvelles structures chaotiques basées sur la configuration de Colpitts. Dans la première structure, nous avons combiné deux versions précédemment décrites pour proposer une nouvelle structure d'oscillateur chaotique capable de générer des oscillations chaotiques jusqu'à 6 GHz. Nous avons également proposé une deuxième structure composée d'un oscillateur Colpitts différentiel qui couple deux oscillateurs Colpitts améliorés identiques, ce dernier affiche un rapport f_o/f_T égal à 0,28 et une bande passante des oscillations chaotiques allant de 0.5 GHz à 7.5 GHz, ce qui en fait la version la plus performante du l'oscillateur Colpitts.

Chapitre IV

Conception des VCCO à base de l'oscillateur

Colpitts à deux inductances

IV.1 Introduction

Parmi les dispositifs électroniques les plus courants dans le domaine des télécommunications, on retrouve les oscillateurs commandés en tension (Voltage-Controlled Oscillator en anglais). Ces oscillateurs sont utilisés dans de nombreuses applications, notamment la modulation de fréquence, la synthèse de fréquence, la détection de phase, ainsi que dans les applications radar et de détection. Dans ce dernier chapitre, nous présentons quelques concepts théoriques des oscillateurs commandés en tension, et nous en étudions trois structures basées sur l'oscillateur Colpitts à deux inductances étudié dans le chapitre précédent.

IV.2 Oscillateur commandé en tension

L'oscillateur commandé en tension ou VCO est un oscillateur électronique qui émet un signal périodique dont la fréquence se stabilise en fonction de la tension d'entrée. Le schéma bloc de l'oscillateur commandé en tension est représenté dans la figure (IV.1), où v_e est la tension appliquée à l'entrée et v_s est le signal de sortie, et $f(v_e)$ est la fréquence du signal de sortie qui varie en fonction de la tension appliquée [75].

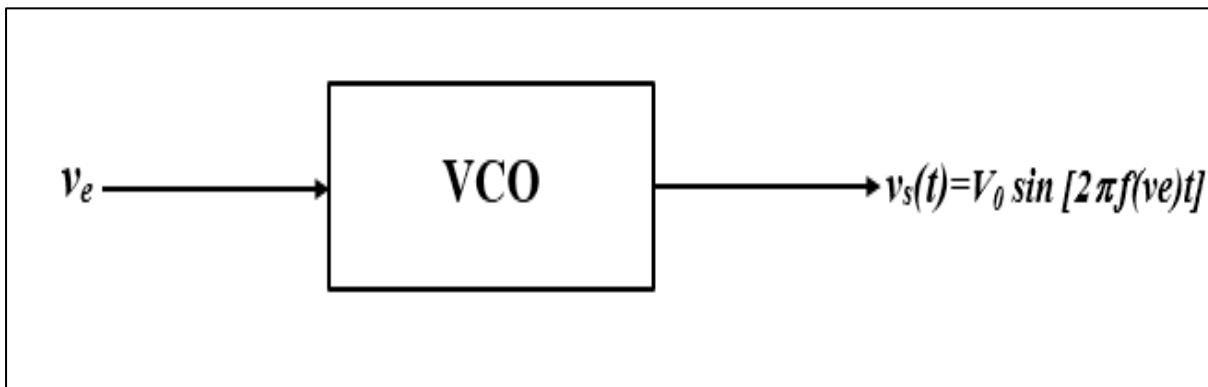


Figure IV.1. Schéma bloc de l'oscillateur commandé en tension.

En plus des applications des VCO mentionnées dans l'introduction, les oscillateurs commandés en tension (VCO) sont très utilisés dans les boucles à verrouillage de phase (PLL). Dans ce contexte, le VCO est un élément crucial pour maintenir la synchronisation entre le signal de référence et le signal de sortie, en ajustant dynamiquement sa fréquence de sortie pour suivre celle du signal de référence. Cette capacité de suivi de fréquence est essentielle dans de nombreuses applications, telles que la transmission de données numériques, la synchronisation des horloges, et la démodulation des signaux modulés en fréquence.

Les oscillateurs commandés en tension existent sous différentes formes chacune ayant ses propres caractéristiques et applications spécifiques, voici quelques-uns des principaux types de VCO :

- **Oscillateurs RC** : Les oscillateur RC sont construits à partir de composants résistance-condensateur (RC). Ils sont simples et économiques, mais ils peuvent présenter des limitations en termes de plage de fréquences et de stabilité.
- **Oscillateurs LC avec diode à capacité variable** : Les VCO LC avec une diode à capacité variable utilisent un circuit LC (inductance-capacité) en combinaison avec une diode à capacité variable (varicap). La tension appliquée à la diode modifie sa capacité, ce qui influence la fréquence de l'oscillateur, ce type des oscillateurs offre une meilleure stabilité et une plus grande plage de fréquences par rapport aux oscillateurs RC.
- **Oscillateurs à YIG (Yttrium Iron Garnet)** : Les oscillateurs à YIG utilisent un matériau cristallin (YIG) qui présente des propriétés magnétiques spéciales, où la fréquence de l'oscillateur est ajustée en modifiant le champ magnétique appliqué au cristal de YIG. Ces oscillateurs offrent une excellente stabilité et une large plage de fréquences, mais ils peuvent être plus coûteux et complexes à mettre en œuvre.
- **Oscillateurs à quartz (VCXO)** : Les oscillateurs à quartz utilisent un cristal de quartz pour fournir une référence de fréquence stable. En modifiant la charge ou la capacité du cristal de quartz, la fréquence de l'oscillateur peut être ajustée. Les VCO à quartz offrent une stabilité exceptionnelle et une très faible dérive de fréquence, ce qui les rend idéaux pour les applications nécessitant une précision élevée.

IV.2.1 Caractéristique fréquence-tension d'un VCO

La caractéristique fréquence-tension d'un oscillateur commandé en tension décrit la relation entre la tension d'entrée appliquée et la fréquence de sortie du signal généré par l'oscillateur, cela veut dire que cette caractéristique montre comment la fréquence de sortie du VCO varie en fonction de la tension appliquée à son entrée. La figure (IV.2) représente la caractéristique fréquence-tension d'un VCO.

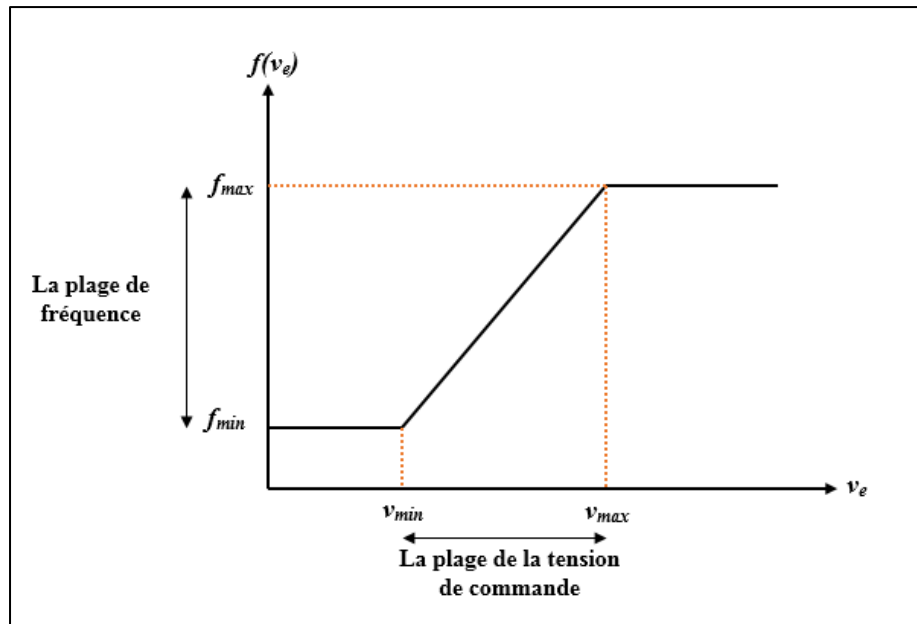


Figure IV.2. Caractéristique fréquence-tension de VCO.

La fréquence instantanée s'exprime comme suit :

$$f(t) = f_0 + k \cdot v_e(t) \quad (\text{IV.1})$$

Avec : v_e est la tension d'entrée du VCO à l'instant t , $k = df/dV$ est la sensibilité du VCO exprimé en (Hz/V) , représentant la variation de fréquence par unité de variation de la tension d'entrée v_e , et f_0 est la fréquence minimale de sortie du VCO lorsque v_e est nulle.

La caractéristique d'un VCO se caractérise par les paramètres suivants :

- **Fréquence minimale (f_{min})** : c'est la fréquence la plus basse qu'un VCO peut générer lorsqu'une tension de commande minimale est appliquée à son entrée.
- **Fréquence maximale (f_{max})** : c'est la fréquence la plus élevée qu'un VCO peut générer lorsqu'une tension de commande maximale est appliquée à son entrée.
- **Plage de fonctionnement en fréquence** : c'est l'intervalle de fréquences sur lequel l'oscillateur est capable de générer des signaux de sortie lorsqu'il est soumis à des tensions de commande variables, cet intervalle est délimité par f_{min} et f_{max} .
- **Linéarité du VCO** : un VCO est considéré comme linéaire lorsque la variation de la fréquence de sortie évolue de manière linéaire en fonction de la tension d'entrée.

IV.3 Première configuration de VCCO

Le circuit étudié dans ce quatrième chapitre est représenté dans la figure (IV.3), où il se distingue principalement par l'ajout d'une diode à capacité variable (varicap) D en parallèle avec le condensateur C_1 dans l'oscillateur Colpitts chaotique à deux inductances. La capacité C_L est une capacité de liaison. La diode varicap D est polarisée de manière inverse par l'utilisation d'une résistance R_L et une source de tension continu V_2 . La capacité C_1 est remplacée dans les équations par $C_{\text{éq}}$:

$$C_{\text{éq}} = C_1 + C_D \quad (\text{IV.2})$$

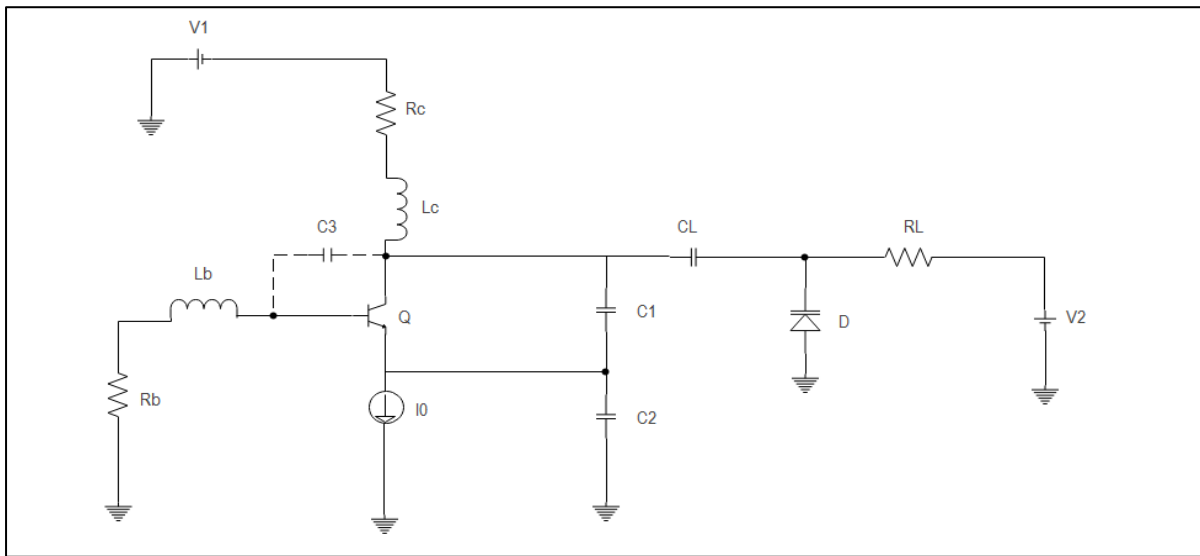


Figure IV.3. Circuit de la première configuration du VCCO.

C_D est la capacité présentée par la diode varicap D . elle varie en fonction de la tension appliquée V_D . L'équation qui décrit la variation de C_D s'exprime comme suit :

$$C_D = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_D}{V_0}\right)^n} \quad (\text{IV.3})$$

Où C_0 est la capacité à tension de polarisation nulle (également appelée capacité minimale), V_0 représente la tension de seuil de la diode D (environ 0,7 V), et n est un exposant qui dépend des caractéristiques spécifiques de la diode et du matériau semi-conducteur. Dans ce cas, V_D la tension appliquée est égal à V_2 .

Dans toutes les configurations proposées dans ce chapitre, nous utiliserons la diode varicap BB857, où la valeur de sa capacité changent de $C_D=6,65\text{pF}$ (pour $V_D=1\text{V}$) à $C_D=0,52\text{pF}$ (pour $V_D=28\text{V}$). La courbe illustrant le changement de C_D en fonction de V_D est illustrée à la

figure (IV.4). Les valeurs des paramètres C_0 , V_0 , et n pour cette diode varicap sont : $C_0=12,47\text{pF}$, $V_0=0,7\text{ V}$ et $n=0,92$ [76].

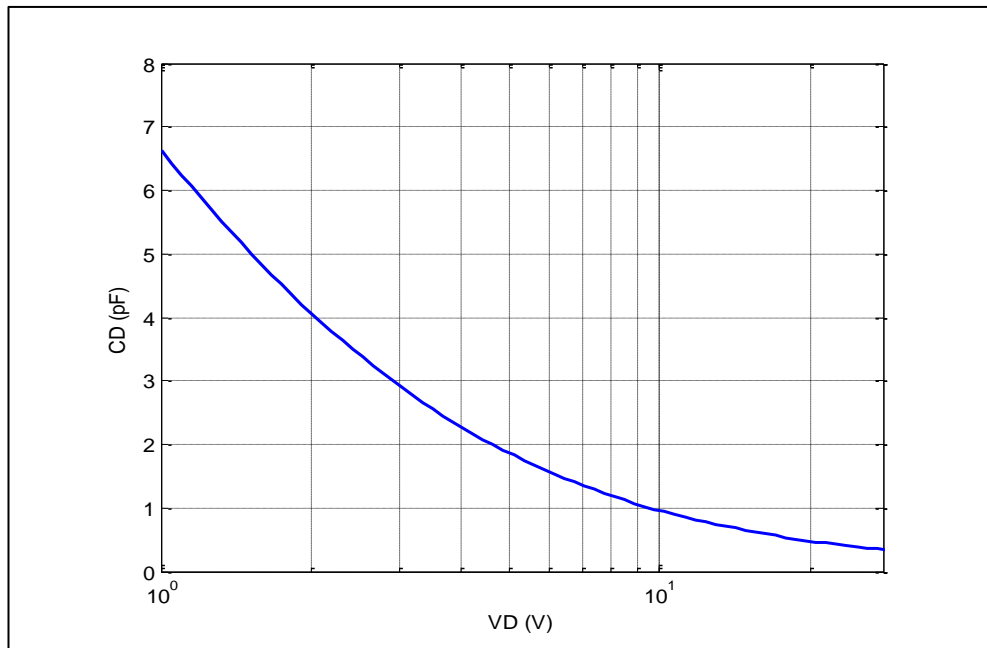


Figure IV.4. Variation de la capacité C_D en fonction de la variation de la tension appliquée V_D .

La fréquence fondamentale de cette première configuration du VCCO est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} \frac{C_2(C_1 + C_D)}{C_2 + (C_1 + C_D)}}} \quad (\text{IV.4})$$

À partir du modèle mathématique établi dans le chapitre précédent (Equation (III.5), page : (45)), on peut conclure que la dynamique de cette première configuration du VCCO peut être décrite par le système d'équations différentielles (IV.5) [72] :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_4 + x_5 - \gamma\Psi(x_1, x_3) \\ \dot{x}_2 &= \varepsilon_1(x_4 + x_5) \\ \dot{x}_3 &= \varepsilon_2(x_5 - \gamma(1 - \alpha)\Psi(x_1, x_3)) \\ \dot{x}_4 &= -x_1 - x_2 - \sigma_1 x_4 \\ \dot{x}_5 &= \varepsilon_3(-x_1 - x_2 - x_3 - \sigma_2 x_5) \end{aligned} \quad (\text{IV.5})$$

Où :

$$x_i V_T = V_{C_i} - V_{C_i}^0; i \in \{1,2,3\}, x_4 V_T = \rho(I_{L_c} - I_{L_c}^0), x_5 V_T = \rho(I_{L_B} - I_{L_B}^0) \quad (IV.6)$$

$$t = \tau \sqrt{L_c C_{eq}}, C_{eq} = C_1 + C_D, C_D = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_2}{V_0}\right)^n}, \rho = \sqrt{\frac{L_c}{C_{eq}}}, \varepsilon_1 = \frac{C_{eq}}{C_2}$$

$$\varepsilon_2 = \frac{C_{eq}}{C_3}, \varepsilon_3 = \frac{L_c}{L_B}, \sigma_1 = \frac{R_c}{\rho}, \sigma_2 = \frac{R_B}{\rho}, \gamma = \frac{\rho I_0}{V_T}$$

Le terme non linéaire $\Psi(x_1, x_3)$ est égale à :

$$\Psi(x_1, x_3) = \exp(x_1 + x_3) - 1 \quad (IV.7)$$

IV.3.1 Diagramme de bifurcation

Le diagramme de bifurcation de la première configuration de VCCO (Figure (IV.5)) est obtenu par la résolution de modèle mathématique Eq. (IV.5) sous Matlab en utilisant la méthode de Runge-Kutta d'ordre quatre avec un pas de temps $\Delta\tau = 0,001$. Les valeurs des composants du circuit étudié sont : $C_1 = C_2 = 2$ pF, $R_c = 36 \Omega$, $L_c = 3$ nH, $R_B = 10 \Omega$, $L_B = 6$ nH, $V_0 = 8V$, $I_0 = 14$ mA, $C_L = 100$ nF, $R_L = 1$ k Ω . Dans ces simulations, le paramètre de bifurcation V_D varie de 1 V à 28 V avec un pas de 0.1.

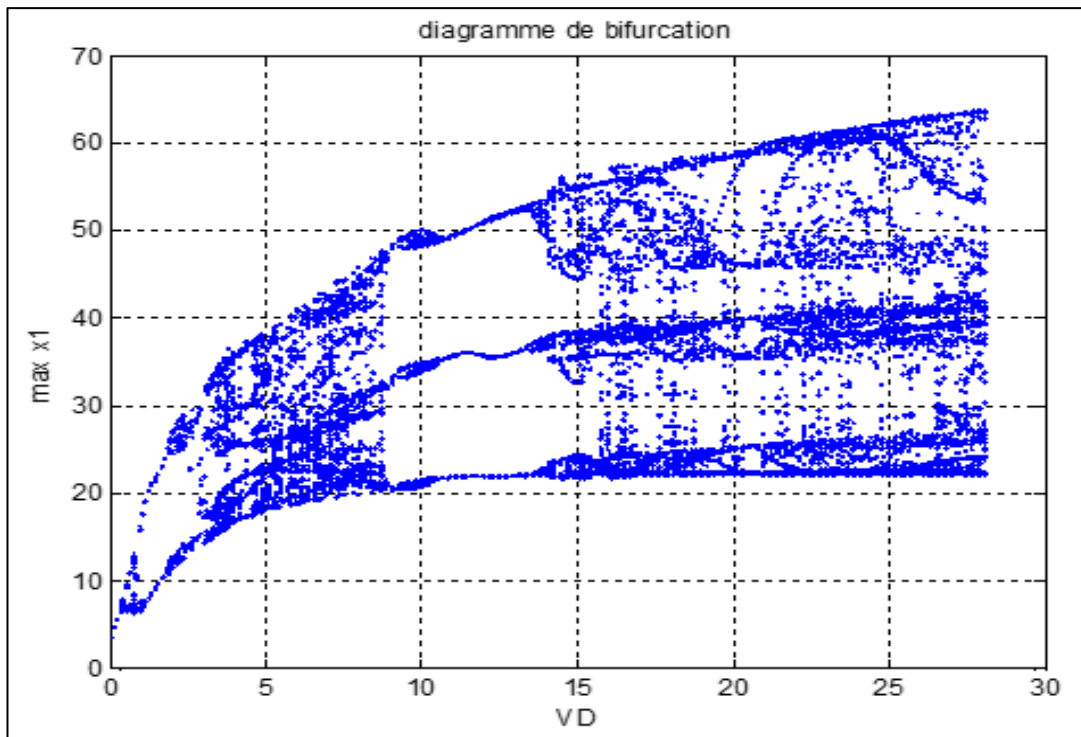


Figure IV.5. Diagramme de bifurcation de la première configuration du VCCO.

Le diagramme de bifurcation obtenu, montre que le système mathématique se comporte de manière chaotique pour les valeurs de V_D situées dans la zone (5-8)V et à partir de 16V. Pour les valeurs de V_D inférieures à 16 V, nous remarquons qu'il n'y a pas un grand nombre de périodes, ce qui signifie que le système se comporte soit de manière périodique, soit quasi-périodique. On peut conclure que de la fréquence fondamentale pour laquelle le comportement du cette première configuration est chaotique varie de $f_{0min}= 2.69\text{GHz}$ (pour $V_D= 16\text{V}$) à $f_{0max}= 2.75\text{GHz}$ (pour $V_D=28\text{V}$)

IV.3.2 Espaces des phases

Pour une meilleure visualisation des divers comportements mentionnés précédemment, nous représentons dans la figure (IV.6) l'espace de phase (x_1, x_2) associé à chaque comportement possible de cette version de VCCO.

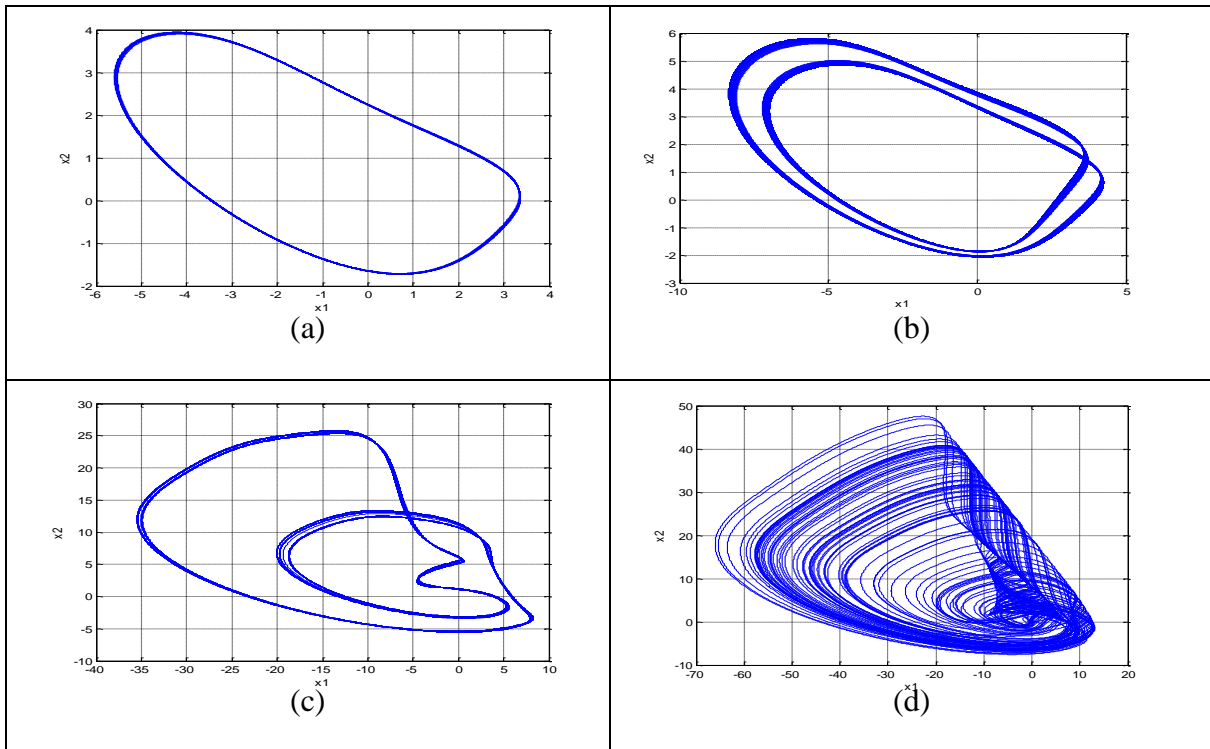


Figure IV.6. Espace des phases (x_1, x_2) de la première configuration du VCCO pour : (a) $V_D=1\text{V}$; (b) $V_D=3\text{V}$; (c) $V_D=10\text{V}$; (d) $V_D=16\text{V}$.

Il ressort de la figure que lorsque la valeur de V_D est égale à 1V, un cycle limite apparaît dans l'espace des phases, ce qui indique un comportement périodique du système. Lorsque la valeur de V_D est égale soit à 3V, soit à 10V, on observe un attracteur quasi-périodique avec un nombre bien défini des périodes. En revanche, dans le dernier cas où la valeur de V_D est égale à 16 V, un attracteur étrange avec un nombre infini des périodes est observé, ce qui traduit un comportement chaotique du système.

Les différents espaces des phases chaotiques obtenus dans le cas où V_D est égal à 16 V sont illustrés dans la figure (IV.7).

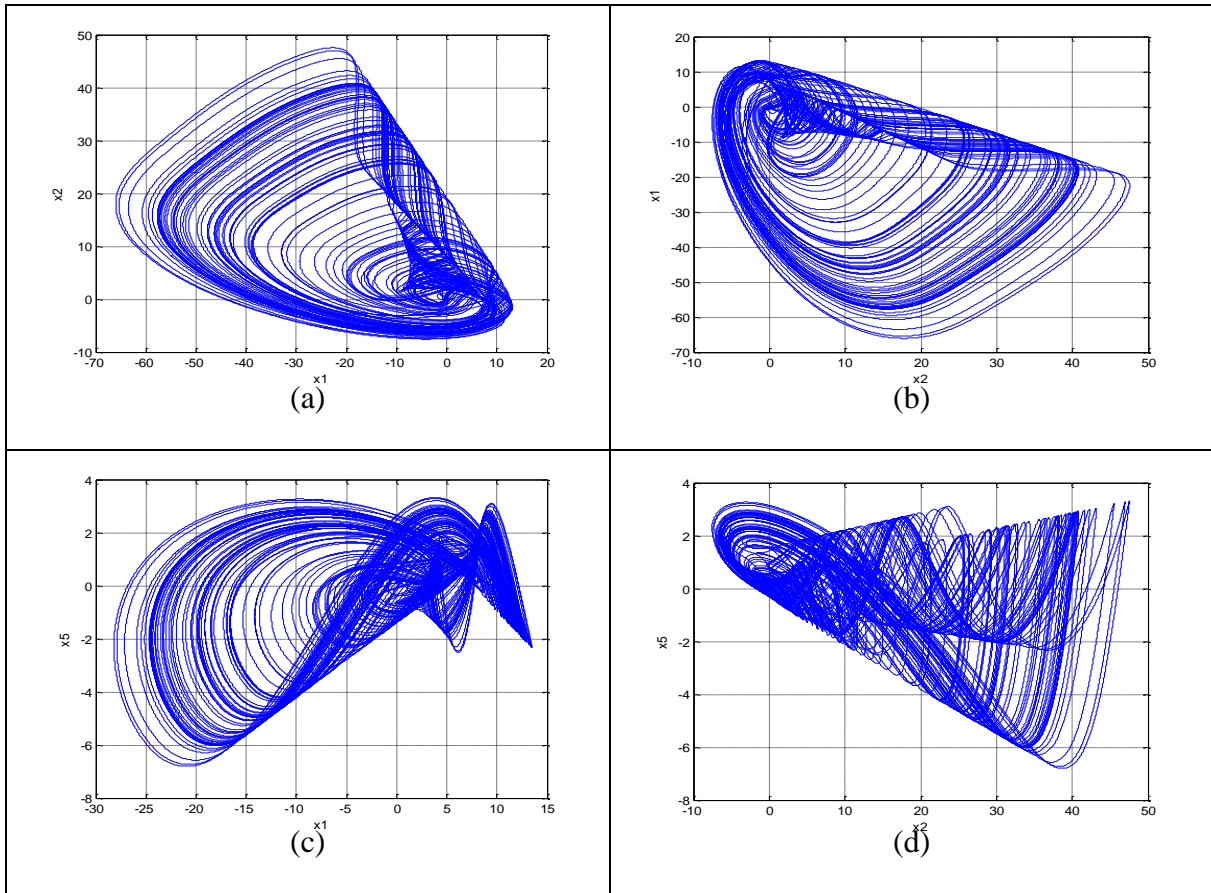


Figure IV.7. Attracteurs étranges obtenus sous Matlab de la première configuration de VCCO :

(a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) ; (c) (x_1, x_5) ; (d) (x_2, x_5) .

IV.3.3 Simulation sous ADS

Le circuit de la première configuration de VCCO est simulé sous ADS, comme illustré dans la figure (IV.8), dans le but de vérifier les résultats numériques obtenus à partir de la simulation du modèle mathématique sous Matlab. Les composants utilisés ont les mêmes valeurs que celles utilisées dans la partie sur le diagramme de bifurcation, seule la valeur de V_2 est fixée à 16V. Le transistor bipolaire utilisé est de type BFP410W, tandis que la diode est de type BB857.

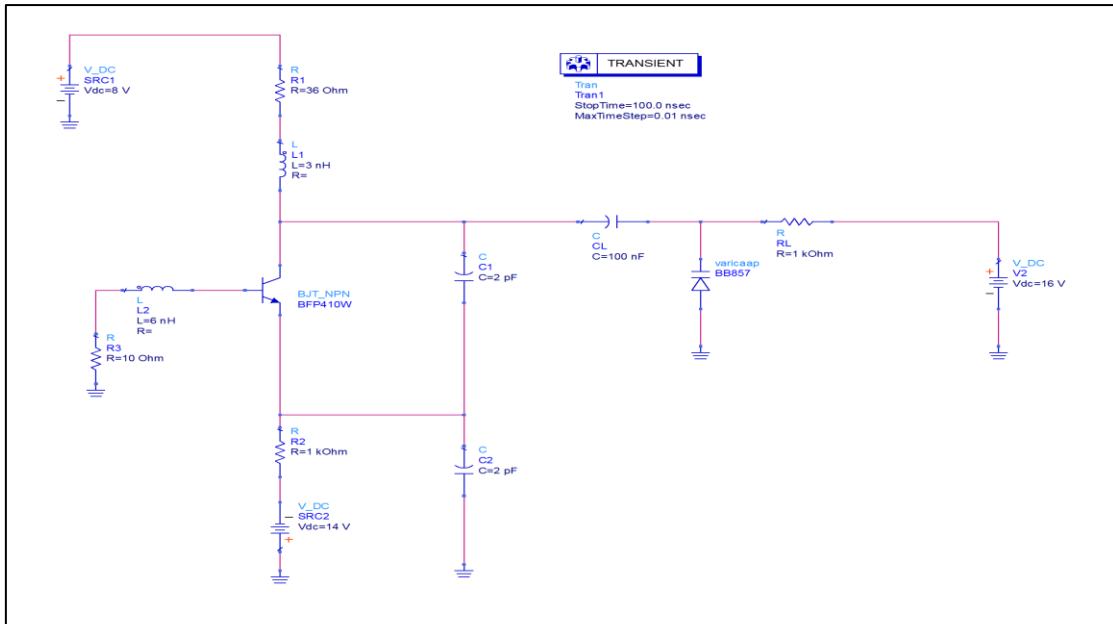


Figure IV.8. Circuit de la première configuration du VCCO simulé sous ADS.

IV.3.4 Résultats de simulation sous ADS

Les attracteurs chaotiques (V_{C1}, V_{C2}) , (V_{C2}, V_{C1}) , (V_{C1}, I_{LB}) , et (V_{C2}, I_{LB}) de la première configuration de VCCO obtenus sous ADS sont illustrés dans la figure (IV.9). On peut remarquer que les espaces de phases obtenus sous Matlab et ceux sous ADS sont comparables.

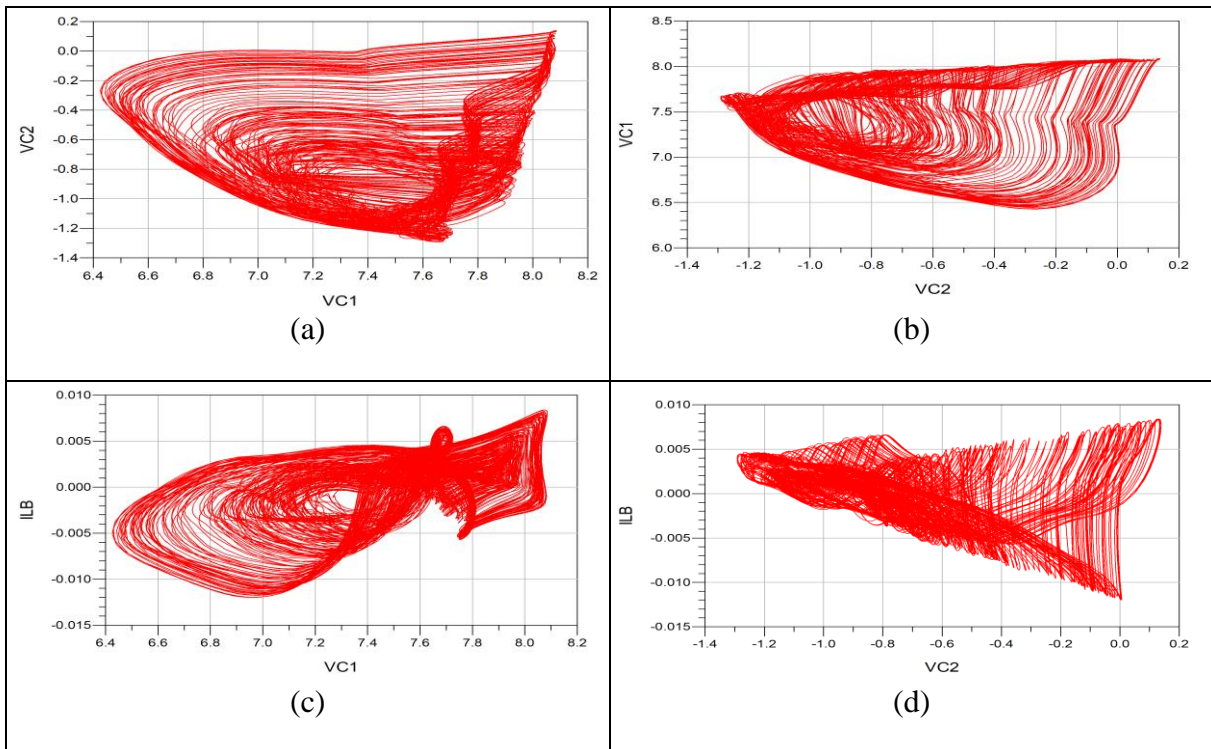


Figure IV.9. Attracteurs étranges obtenus sous ADS de la première configuration de VCCO : (a) (V_{C1}, V_{C2}) ; (b) (V_{C2}, V_{C1}) ; (c) (V_{C1}, I_{LB}) ; (d) (V_{C2}, I_{LB}) .

III.4 Deuxième configuration de VCCO

La deuxième configuration de VCCO que nous allons étudier dans ce chapitre est illustrée dans la figure (IV.10). Elle se caractérise principalement par l'ajout du même bloc que celui ajouté dans la première configuration. Cependant cette fois-ci, la diode varicap D est en parallèle avec C_2 . L'objectif de cette modification est de créer un condensateur variable C_{eq} , où :

$$C_{eq} = C_2 + C_D \quad (IV.8)$$

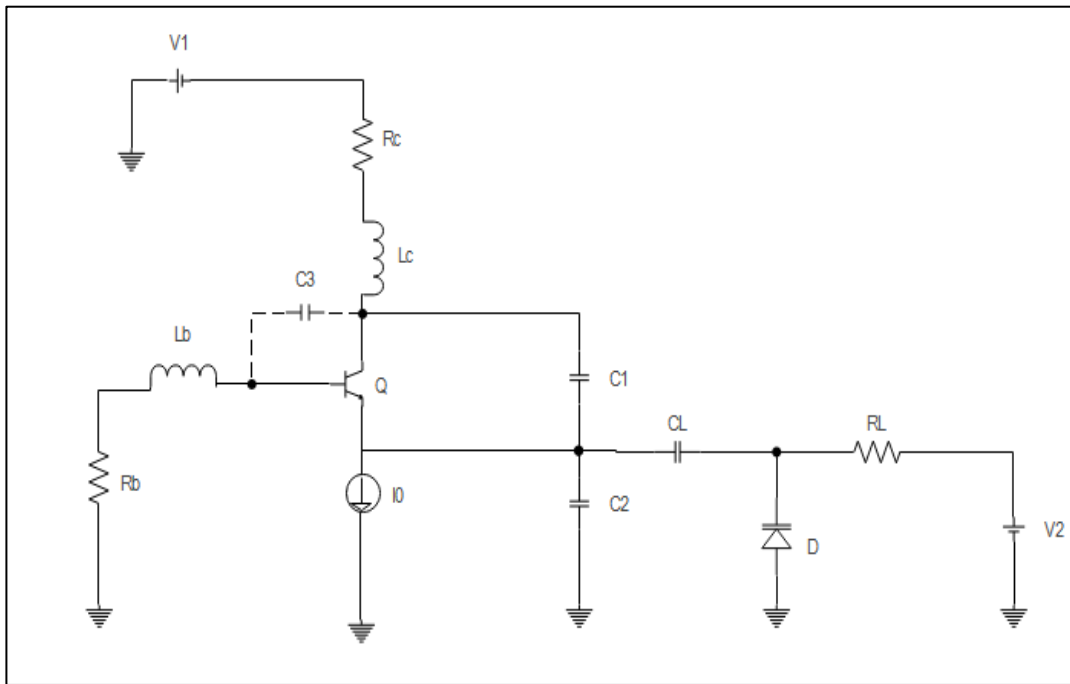


Figure IV.10. Circuit de la deuxième configuration du VCCO.

La fréquence fondamentale de cette deuxième structure chaotique est exprimée de la manière suivante :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} \frac{C_1(C_2 + C_D)}{C_1 + (C_2 + C_D)}}} \quad (IV.9)$$

Le modèle mathématique qui décrit les dynamiques de ce système est donné comme suit [72] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_4 + x_5 - \gamma\Psi(x_1, x_3) \\ \dot{x}_2 = \varepsilon_1(x_4 + x_5) \\ \dot{x}_3 = \varepsilon_2(x_5 - \gamma(1 - \alpha)\Psi(x_1, x_3)) \\ \dot{x}_4 = -x_1 - x_2 - \sigma_1 x_4 \\ \dot{x}_5 = \varepsilon_3(-x_1 - x_2 - x_3 - \sigma_2 x_5) \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Où les paramètres de ce système sont définis comme suit :

$$\begin{aligned} x_i V_T &= V_{C_i} - V_{C_i}^0; i \in \{1, 2, 3\}, x_4 V_T = \rho(I_{L_c} - I_{L_c}^0), x_5 V_T = \rho(I_{L_B} - I_{L_B}^0) \\ t &= \tau \sqrt{L_c C_1}, \rho = \sqrt{\frac{L_c}{C_1}}, \varepsilon_1 = \frac{C_1}{C_{eq}}, C_{eq} = C_2 + C_D, C_D = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_D}{V_0}\right)^n} \\ \varepsilon_2 &= \frac{C_1}{C_3}, \varepsilon_3 = \frac{L_c}{L_B}, \sigma_1 = \frac{R_c}{\rho}, \sigma_2 = \frac{R_B}{\rho}, \gamma = \frac{\rho I_0}{V_T} \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

Le terme non linéaire $\Psi(x_1, x_3)$ est défini dans (IV.12) :

$$\Psi(x_1, x_3) = \exp(x_1 + x_3) - 1 \quad (\text{IV.12})$$

IV.4.1 Diagramme de bifurcation

Le diagramme de bifurcation de cette deuxième configuration est étudié sous Matlab en utilisant la méthode de Runge-Kutta du quatrième ordre, avec un pas de temps fixe de $\Delta\tau = 0,001$. Les valeurs des composants du circuit sont : $C_1 = C_2 = 2$ pF, $R_c = 36 \Omega$, $L_c = 3$ nH, $R_B = 10 \Omega$, $L_B = 6$ nH, $V_0 = 8$ V, $I_0 = 14$ mA, $C_L = 100$ nF, $R_L = 1$ k Ω , et V_D varie de 1 V à 28 V. Cette variation nous permet d'observer l'effet du changement de la tension appliquée V_D sur les comportements du système, et ainsi déterminer la plage de valeurs de V_D pour laquelle le comportement du système est chaotique. Le diagramme de bifurcation obtenu est illustré à la figure (IV.11).

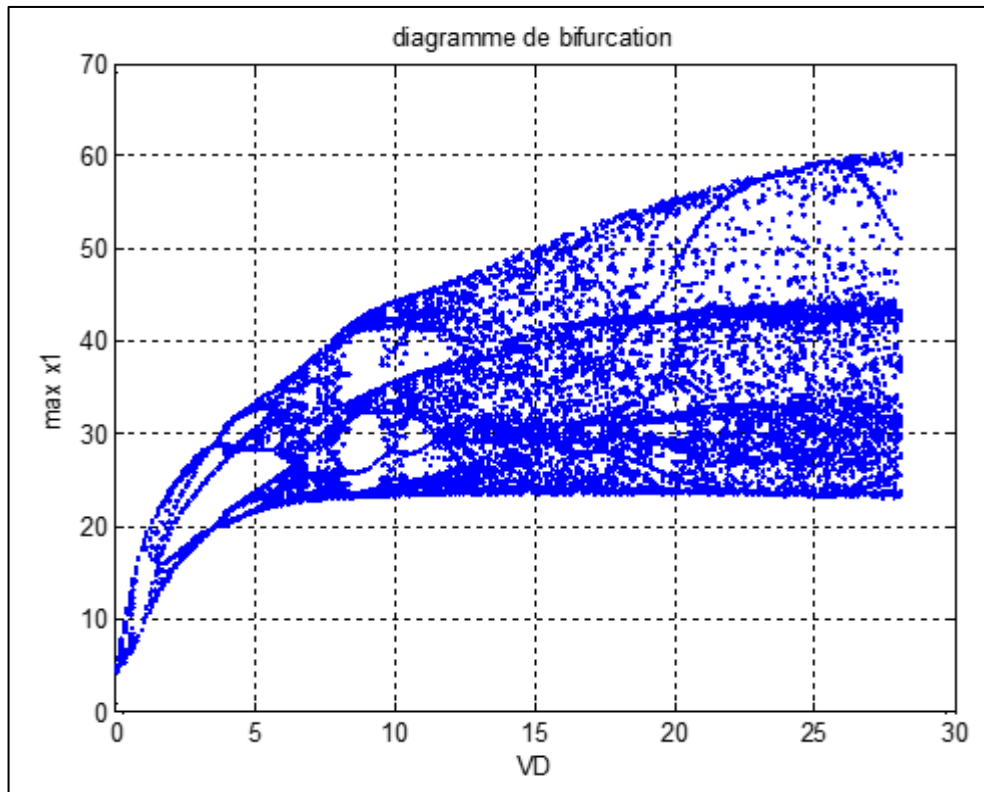


Figure IV.11. Diagramme de bifurcation de la deuxième configuration du VCCO.

À partir du diagramme de bifurcation, nous observons que le comportement du système étudié évolue d'une périodicité ou quasi-périodicité à un comportement chaotique, pour les valeurs de V_D comprises entre 8V et 28V, cela signifie que les valeurs de la capacité C_D pour lesquelles le comportement chaotique est observé sont comprises entre 0,52 pF et 1,3 pF, et donc on peut en conclure que la valeur de la fréquence fondamentale de cette version de VCCO peut varier de $f_{0min} = 2.6$ GHz (pour $V_D = 8$ V) à $f_{0max} = 2.75$ GHz (pour $V_D = 28$ V).

IV.4.2 Espaces des phases

Afin d'observer les différents comportements du système dynamique étudié, nous avons tracé les espaces des phases correspondants comme illustré dans la figure (IV.12). Lorsque V_D est égal à 1V, nous observons un cycle limite, indiquant un comportement périodique du système. Dans les deuxième et troisième cas, la présence d'un attracteur quasi-périodique est remarquée, ce qui suggère un comportement quasi-périodique avec un nombre défini de périodes. Dans le dernier cas où V_D est égal à 16 V, la présence d'un attracteur étrange est observée, confirmant ainsi le comportement chaotique du système dynamique étudié.

Les différents espaces des phases qui identifient le comportement chaotique de ce système dynamique sont illustrés dans la figure (IV.13)

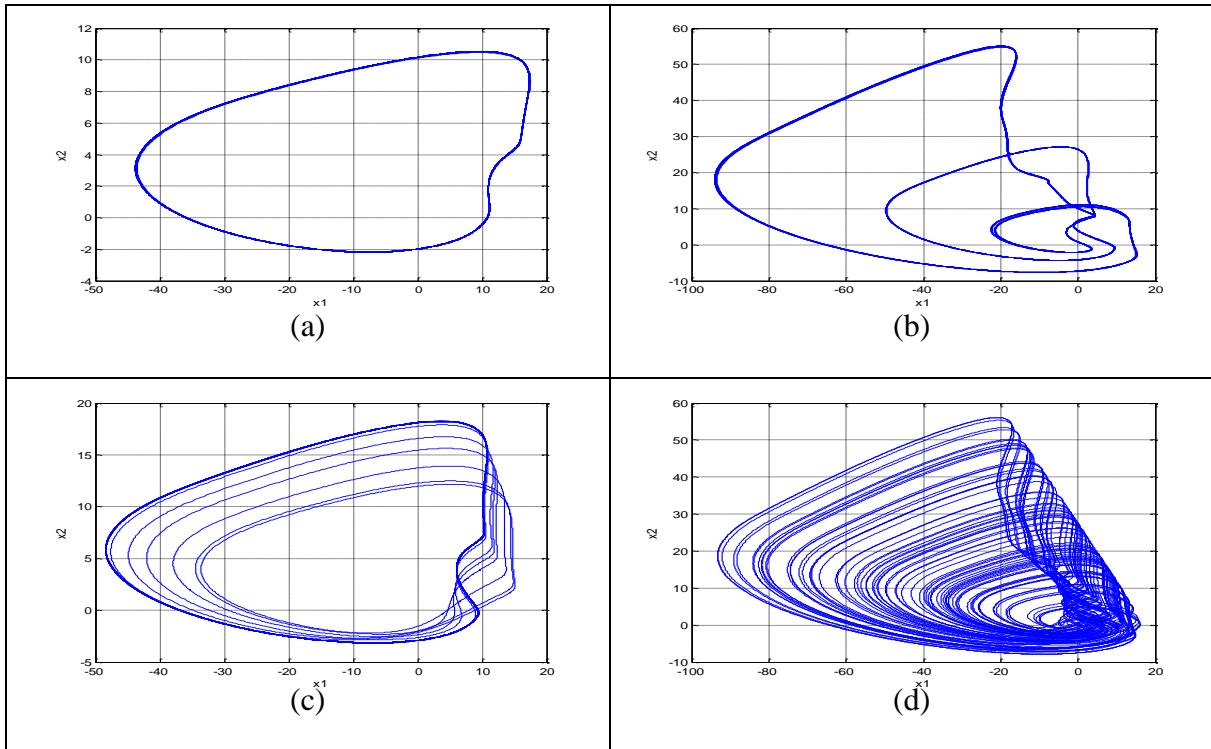


Figure IV.12. Espace des phases (x_1, x_2) de la deuxième configuration du VCCO pour : (a) $V_D=1V$; (b) $V_D=2V$; (c) $V_D=4V$; (d) $V_D=16V$.

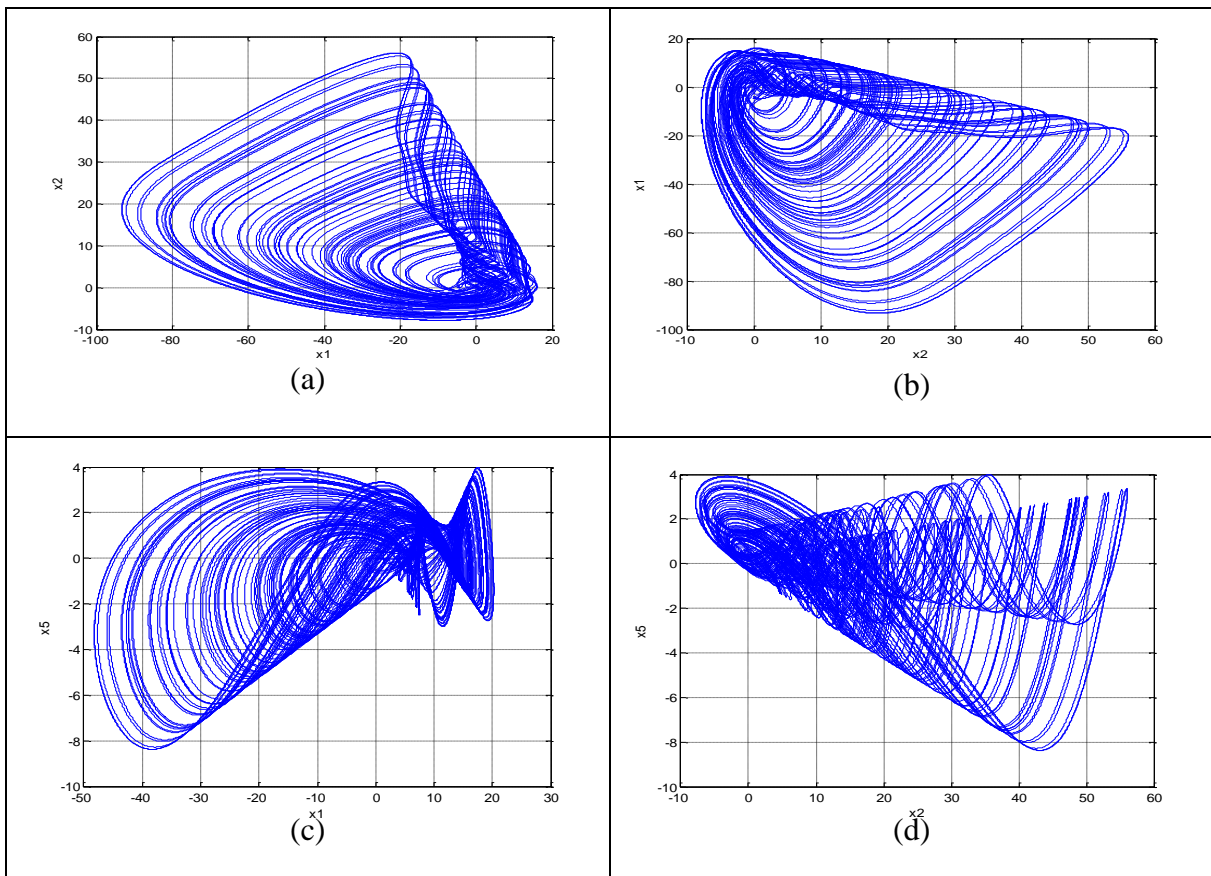


Figure IV.13. Attracteurs étranges obtenus sous Matlab de la deuxième configuration de VCCO : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) ; (c) (x_1, x_5) ; (d) (x_2, x_5) .

IV.4.3 Simulation sous ADS

Le circuit de la seconde structure est dans La figure (IV.14). Les valeurs des paramètres électriques et de la tension V_2 sont celles utilisées dans les simulations sous Matlab. La diode varicap, caractérisée par une capacité minimale égale à 1.52 pF, est de type BB857.

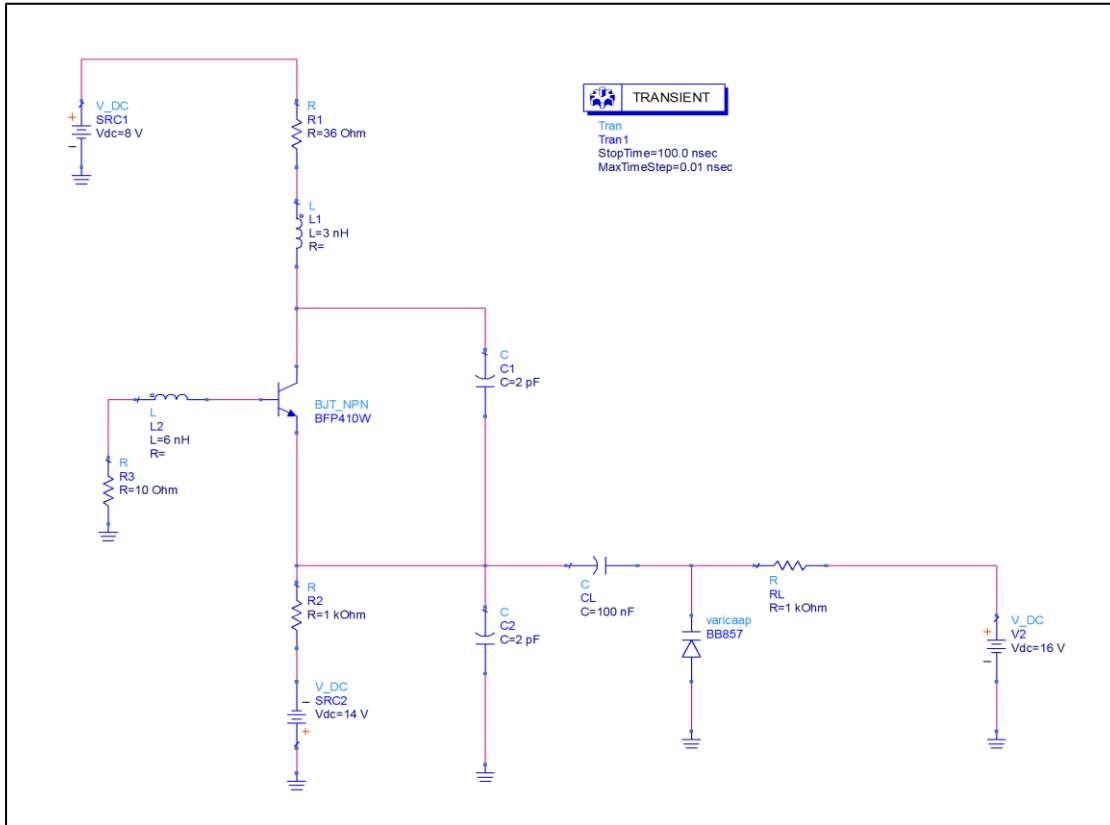


Figure IV.14. Circuit de la deuxième configuration du VCCO simulé sous ADS.

IV.4.4 Résultats de simulation sous ADS

Les attracteurs étranges (V_{C1} , V_{C2}), (V_{C2} , V_{C1}), (V_{C1} , I_{LB}), et (V_{C2} , I_{LB}) obtenus après simulation sont représentés dans la figure (IV.15). On peut remarquer une grande similitude entre les espaces de phases mathématiques et ceux des simulations électriques, cela nous permet de confirmer la validité du système mathématique précédemment étudié.

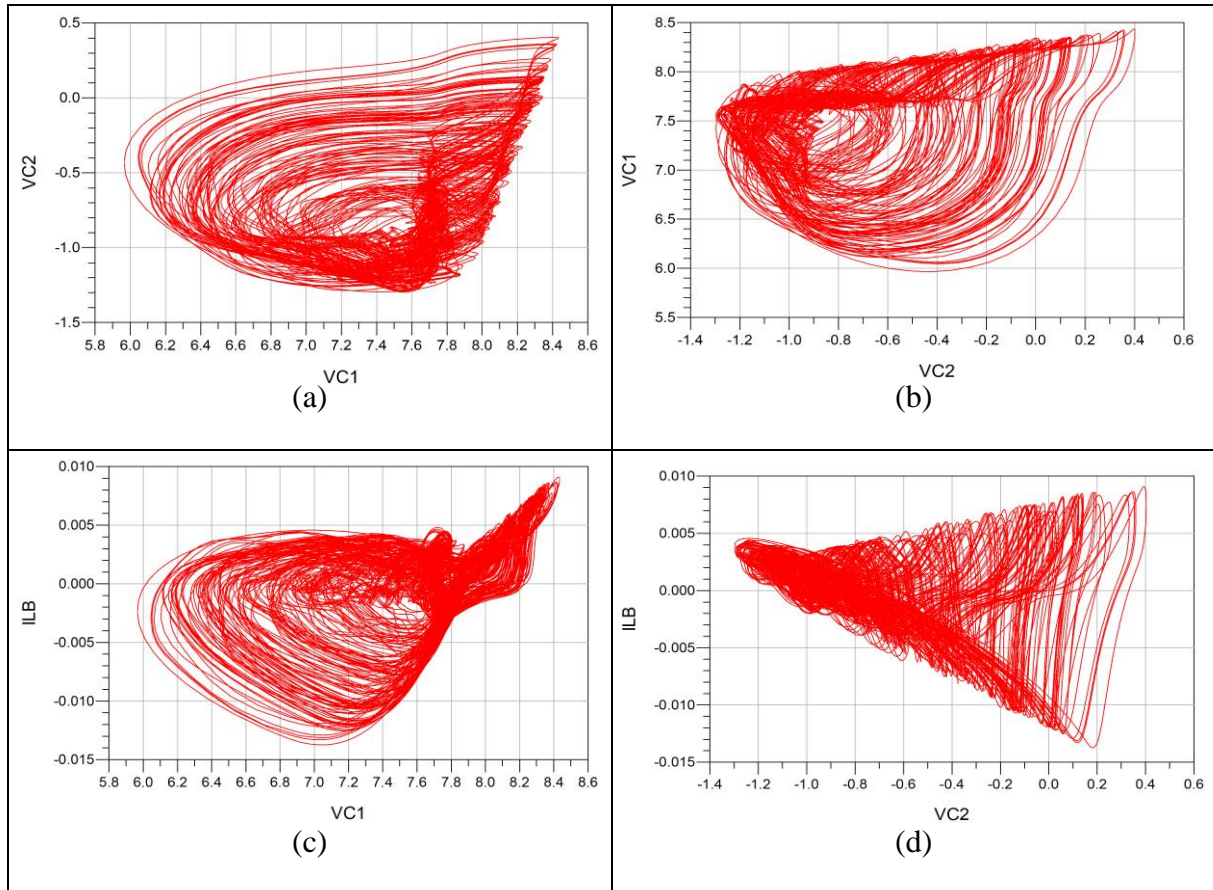


Figure IV.15. Attracteurs étranges électriques de la deuxième configuration de VCCO : (a) (V_{C1} , V_{C2}) ; (b) (V_{C2} , V_{C1}) ; (c) (V_{C1} , I_{LB}) ; (d) (V_{C1} , I_{LB}).

III.5 Troisième configuration de VCCO

La dernière configuration de VCCO que nous allons étudier dans ce chapitre se caractérise par l'insertion de deux diodes varicap D_1 et D_2 en parallèle avec les condensateurs C_1 et C_2 , respectivement. Le circuit de cette troisième configuration est représenté dans la figure (IV.16), Les capacités variables équivalentes, C_{eq1} et C_{eq2} , sont données par les équations (IV.13) :

$$\begin{aligned}
 C_{eq1} &= C_1 + C_{D1} \\
 C_{eq2} &= C_2 + C_{D2}
 \end{aligned}
 \tag{IV.13}$$

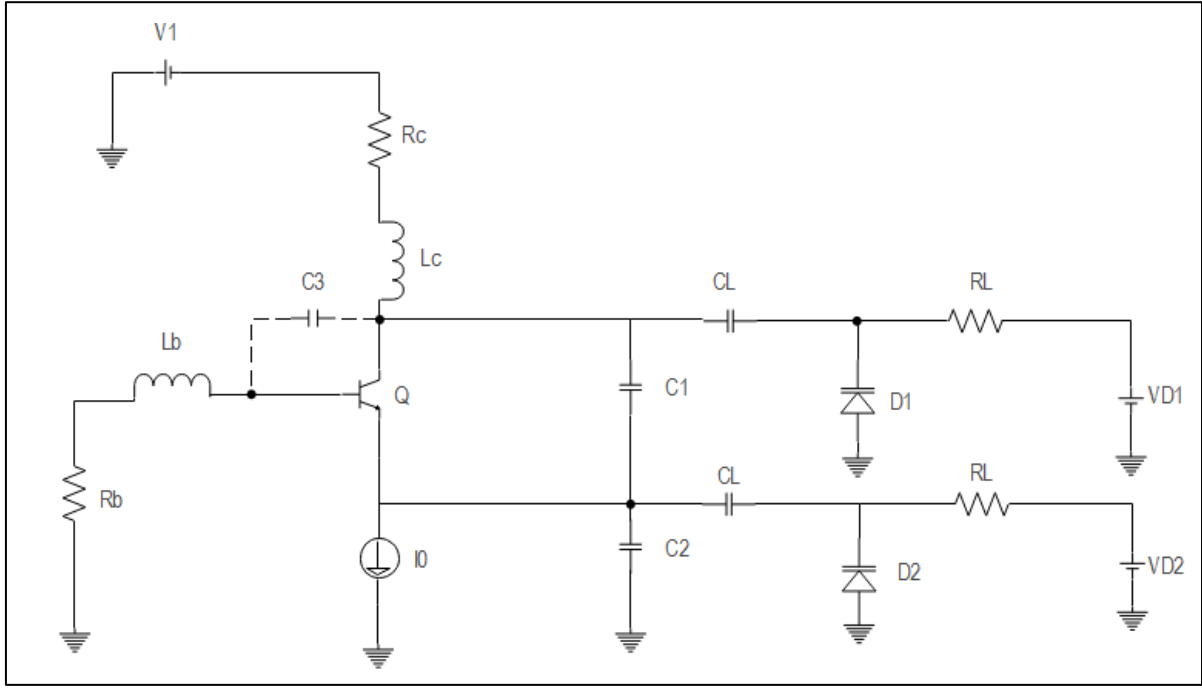


Figure IV.16. Circuit de la troisième configuration du VCCO.

La fréquence fondamentale de cette dernière configuration proposée de VCCO est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} \frac{(C_1 + C_{D1})(C_2 + C_{D2})}{(C_1 + C_{D1}) + (C_2 + C_{D2})}}} \quad (\text{IV.14})$$

Le modèle mathématique qui décrit la dynamique de cette dernière configuration est donné comme suit [72] :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_4 + x_5 - \gamma \Psi(x_1, x_3) \\ \dot{x}_2 &= \varepsilon_1 (x_4 + x_5) \\ \dot{x}_3 &= \varepsilon_2 (x_5 - \gamma(1 - \alpha) \Psi(x_1, x_3)) \\ \dot{x}_4 &= -x_1 - x_2 - \sigma_1 x_4 \\ \dot{x}_5 &= \varepsilon_3 (-x_1 - x_2 - x_3 - \sigma_2 x_5) \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

Où

$$\begin{aligned} x_i V_T &= V_{C_i} - V_{C_i}^0; i \in \{1, 2, 3\}, x_4 V_T = \rho (I_{L_c} - I_{L_c}^0), x_5 V_T = \rho (I_{L_B} - I_{L_B}^0) \\ t &= \tau \sqrt{L_c C_{eq1}}, C_{eq1} = C_1 + C_{D1}, \rho = \sqrt{\frac{L_c}{C_{eq1}}}, \varepsilon_1 = \frac{C_{eq1}}{C_{eq2}}, C_{eq2} = C_2 + C_{D2} \\ \varepsilon_2 &= \frac{C_{eq1}}{C_3}, \varepsilon_3 = \frac{L_c}{L_B}, \sigma_1 = \frac{R_c}{\rho}, \sigma_2 = \frac{R_B}{\rho}, \gamma = \frac{\rho I_0}{V_T} \end{aligned} \quad (\text{IV.16})$$

Le terme non linéaire $\Psi(x_1, x_3)$ est égale à :

$$\Psi(x_1, x_3) = \exp(x_1 + x_3) - 1 \quad (\text{IV.17})$$

III.5.1 Diagramme de bifurcation

Le diagramme de bifurcation de cette troisième version étudiée dans ce chapitre est obtenu avec les valeurs $C_1 = C_2 = 2$ pF, $R_C = 36 \Omega$, $L_C = 3$ nH, $R_B = 10 \Omega$, $L_B = 6$ nH, $V_0 = 8$ V, $I_0 = 14$ mA, $C_L = 100$ nF, $R_L = 1$ k Ω . Le paramètre de bifurcation ε_1 dépend des tensions V_{D1} et V_{D2} qui varient de 0 V à 28 V. L'expression du paramètre ε_1 est donnée par l'équation (IV.18) :

$$\varepsilon_1 = \frac{C_1 + \left(\frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_{D1}}{V_0}\right)^n} \right)}{C_2 + \left(\frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_{D2}}{V_0}\right)^n} \right)} \quad (\text{IV.18})$$

Le diagramme de bifurcation obtenu après la résolution de modèle mathématique Eq. (IV.15) sous Matlab est représenté dans la figure (IV.17), où ε_1 varie entre 0.2 et 3.6 avec un pas de 0.04. Grace à ce diagramme, nous allons préciser le rapport entre V_{D1} et V_{D2} pour lequel le comportement du système est chaotique.

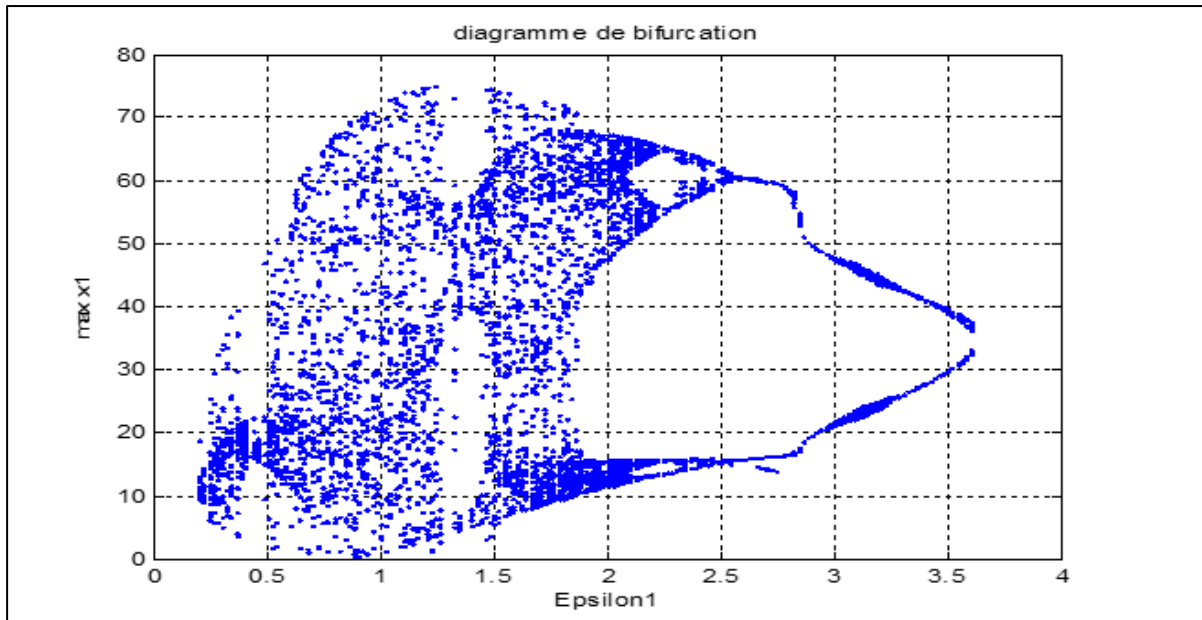


Figure IV.17. Diagramme de bifurcation de troisième configuration du VCCO.

D'après le diagramme de bifurcation obtenu, il est évident que le troisième diagramme de bifurcation est différent des deux diagrammes précédents, car dans le cas de ce système, le

comportement est chaotique au début et commence à disparaître progressivement. Pour les valeurs de ε_I comprises entre 0.5 et 1.75, ainsi qu'entre 1.5 et 1.8, le comportement du système est chaotique, mais pour les valeurs de ε_I supérieures à 1.8, le comportement devient quasi-périodique, notant que le nombre des périodes commence à diminuer inversement au processus de doublement de période, c'est-à-dire selon la séquence suivante : 16, 8, 4, puis 2.

Dans les simulations sous ADS, nous choisirons la valeur de ε_I égale à 1, car dans ce cas : V_{D1} et V_{D2} sont égaux, et donc c'est le cas le plus simple à implémenter électroniquement. La fréquence fondamentale pour que le comportement de cette version est chaotique varie de $f_{0min} = 2.28\text{GHz}$ (pour $V_D = 1\text{V}$) jusqu'à $f_{0max} = 2.75\text{GHz}$ (pour $V_D = 28\text{V}$).

IV.5.2 Espaces des phases

Pour visualiser les différents comportements possibles de cette troisième configuration, nous traçons l'espace des phases qui correspond à chaque comportement, comme illustré dans la figure (IV.18). Pour la valeur de ε_I égale à 2 et 2.5, le système présente un comportement quasi-périodique avec 4 périodes pour $\varepsilon_I = 2$ et deux périodes pour $\varepsilon_I = 2.5$. Pour la valeur de ε_I est égale à 1, un attracteur étrange est obtenu, ce qui veut dire que le système présente un comportement chaotique.

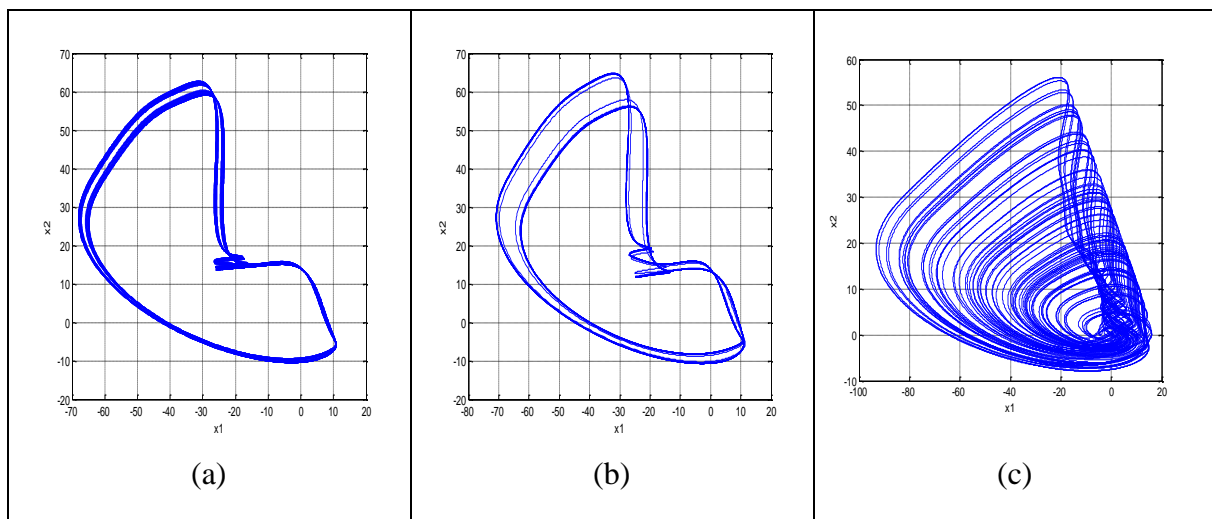


Figure IV.18. Espace des phases (x_1, x_2) de la troisième configuration du VCCO pour : (a) $\varepsilon_I = 2.5$; (b) $\varepsilon_I = 2$; (c) $\varepsilon_I = 1$.

Les différents attracteurs étranges correspondant au comportement chaotique de cette troisième configuration sont illustrés dans la figure (IV.19).

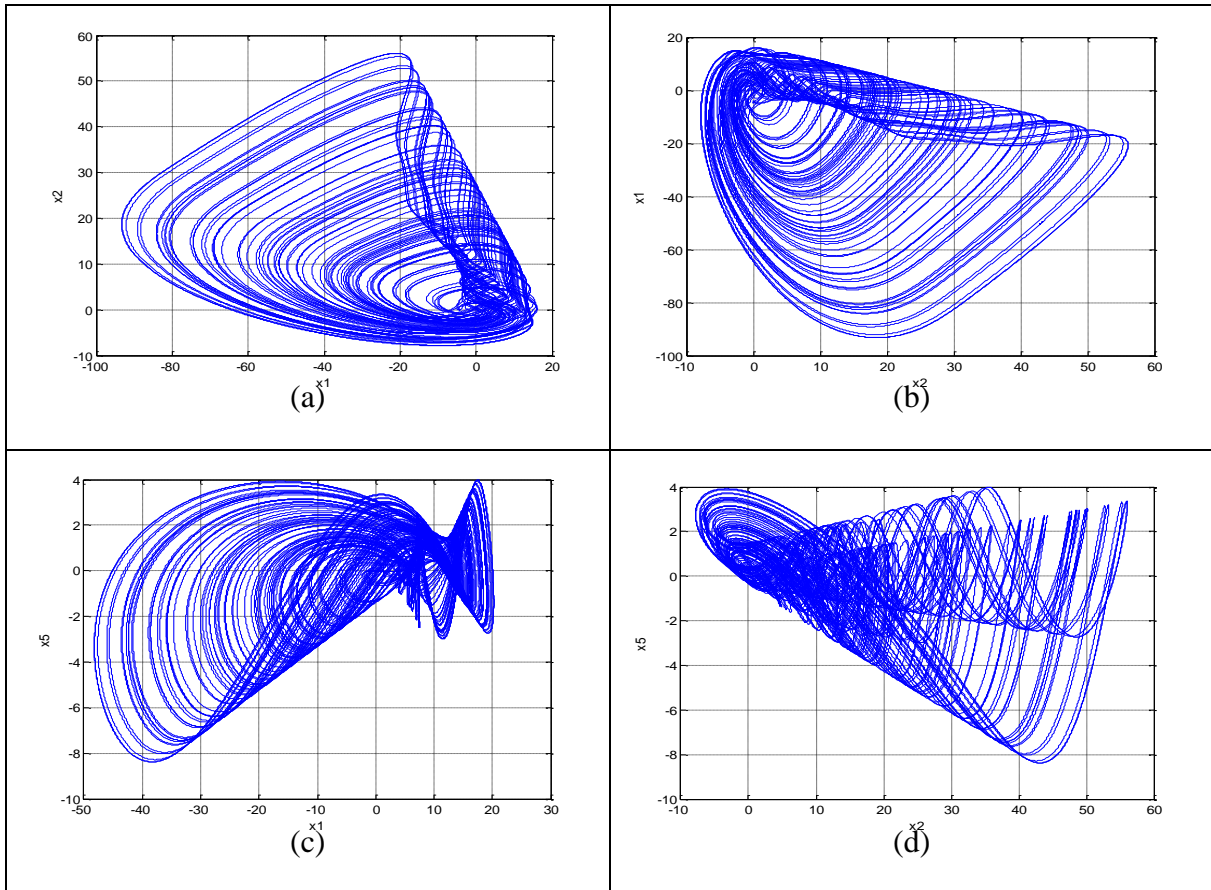


Figure IV.19. Attracteurs étranges obtenus sous Matlab de la troisième version de VCCO : (a) (x_1, x_2) ; (b) (x_2, x_1) ; (c) (x_1, x_5) ; (d) (x_2, x_5) .

IV.5.3 Simulation sous ADS

Pour valider les différents résultats numériques obtenus après la simulation du modèle mathématique sous Matlab, nous simulons le circuit de cette troisième configuration de VCCO sous le simulateur ADS, le circuit simulé est montré dans la figure (IV.20), où la diode varicap est la même diode utilisée dans la simulation des deux versions précédentes (BB857). Les valeurs des composants sont indiquées dans la partie du diagramme de bifurcation, V_{D1} et V_{D2} sont fixées comme suit : $V_{D1}=V_{D2}=5V$.

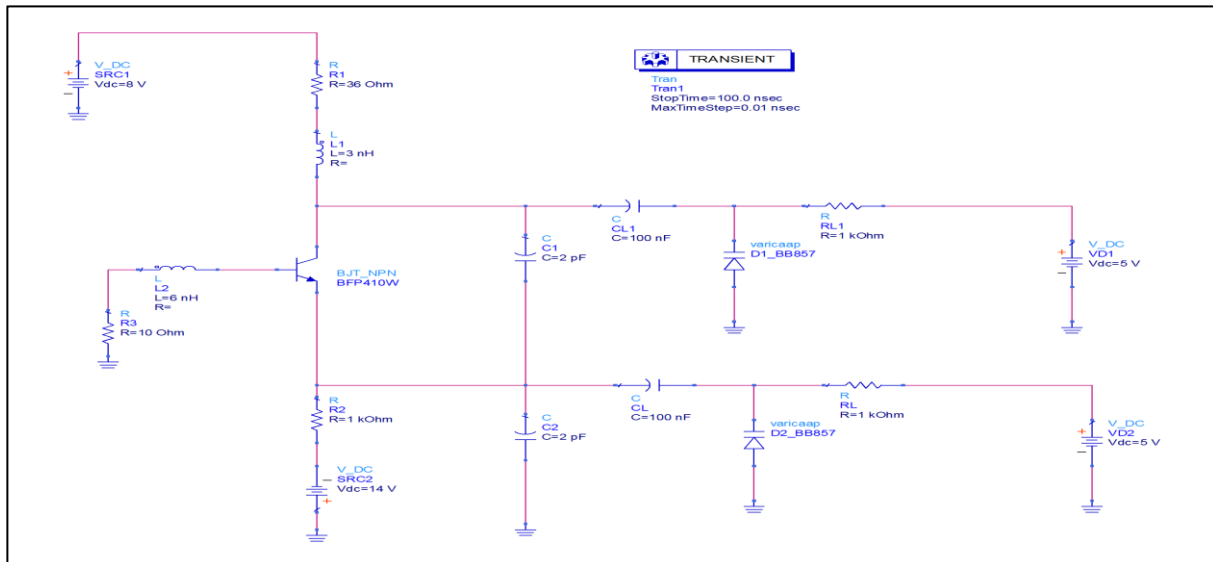


Figure IV.20. Circuit de la troisième configuration du VCCO simulé sous ADS.

IV.5.4 Résultats de simulation sous ADS

Les résultats obtenus après la simulation de cette structure de VCCO sont illustrés dans la figure (IV.21), où on remarque qu'il existe une grande similitude entre les espaces trouvés dans cette parties (V_{C1} , V_{C2}), (V_{C2} , V_{C1}), (V_{C1} , I_{LB}), et (V_{C2} , I_{LB}), et ceux qui sont trouvés dans la partie de la simulation sous Matlab (x_1 , x_2), (x_2 , x_1), (x_1 , x_5), et (x_2 , x_5), cette similitude nous permet de valider les résultats trouvés sous Matlab.

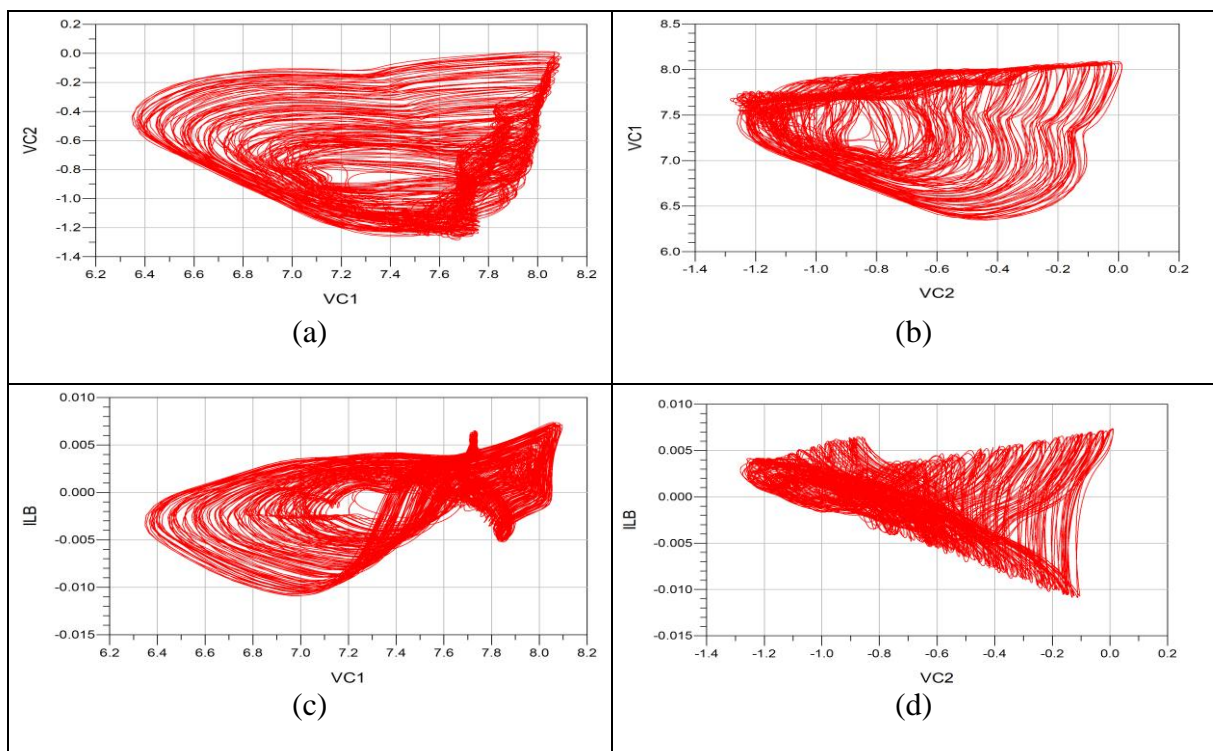


Figure IV.21. Attracteurs étranges obtenus sous ADS de la troisième configuration de VCCO :

(a) (V_{C1} , V_{C2}) ; (b) (V_{C2} , V_{C1}) ; (c) (V_{C1} , I_{LB}) ; (d) (V_{C1} , I_{LB}).

IV.6 Comparaison

À travers les études menées dans ce chapitre sur trois versions différentes de l'oscillateur chaotique commandé en tension (VCCO), le tableau ci-dessous récapitule les différentes fréquences fondamentales chaotiques obtenues.

Tableau IV.1. Résultats en fréquence des trois configurations du VCCO proposées.

Les différents configurations	La première configuration (C1 en parallèle avec une diode varicap D)	La deuxième configuration (C2 en parallèle avec une diode varicap D)	La troisième configuration (C1 et C2 en parallèle avec deux diodes varicap D1 et D2, respectivement)
L'intervalle en fréquence fondamentale de comportement chaotique <i>$f_{0min} --- f_{0max}$</i>	2.69 GHz -2.75 GHz	2.6 GHz -2.75 GHz	2.28GHz -2.75 GHz

À partir des résultats mentionnés dans le tableau, nous pouvons conclure que la dernière version étudiée (celle impliquant l'utilisation des deux diodes D_1 et D_2 en parallèle avec C_1 et C_2 , respectivement) présente de meilleures propriétés fréquentielles par rapport aux autres versions. En effet, elle se caractérise par un intervalle de comportement chaotique en fréquence fondamentale plus étendu que celui des autres versions.

La comparaison que nous avons faite dans ce chapitre s'est uniquement concentrée sur les versions que nous avons proposées. Cela est dû au manque de travaux axés sur la conception des oscillateurs chaotiques commandés en tension, ainsi que sur la gamme de fréquences dans laquelle ils ont été conçus. Bien que certains travaux déjà réalisés sont concentrés sur les plages de basses fréquences [77-78].

Les versions étudiées dans ce quatrième chapitre seront adaptées à de nombreuses applications dans le domaine des télécommunications. Cela inclut la possibilité de les utiliser comme des générateurs chaotiques simples pour sécuriser les systèmes de communication, ainsi

que la conception d'une PLL chaotique (boucle à verrouillage de phase chaotique) spécifiquement utilisée pour synchroniser les systèmes chaotiques [79-80].

IV.7 Conclusion

Au cours du dernier chapitre de cette thèse, nous avons proposé et étudié trois configurations distinctes de l'oscillateur chaotique commandé en tension, conçues à partir de l'oscillateur Colpitts à deux inductances. Ces versions ont présenté des résultats différents quant à leur intervalle en fréquence fondamentale de comportement chaotique, ce qui nous a permis de les comparer et de sélectionner la dernière configuration du VCCO comme étant la plus performante. En effet, cette dernière configuration possède une plage de comportement chaotique en fréquence fondamentale allant de 2.28GHz à 2.75GHz, ces VCCO étudiés dans ce travail sont adaptés à diverses applications, notamment à la génération de signaux chaotiques haute fréquence pour sécuriser les systèmes de communication.

Conclusion générale

Conclusion générale et perspectives

À travers les travaux de cette thèse, nous avons proposé et étudié deux nouvelles versions de l'oscillateur chaotique de Colpitts ainsi que trois configurations différentes de l'oscillateur chaotique commandé en tension, où l'objectif derrière la proposition de ces structures chaotiques est de les utiliser dans les systèmes de communication sécurisés par le chaos.

Afin de fournir une étude claire des versions proposées dans ce travail, il était nécessaire de présenter dans le premier chapitre les notions théoriques liées aux systèmes chaotiques, où nous avons expliqué les caractéristiques de ces systèmes, les outils mathématiques utilisés pour les étudier, et comment ces systèmes peuvent être utilisés pour sécuriser les systèmes de communication.

Les différentes structures chaotiques proposées dans nos travaux ont été basées sur l'oscillateur Colpitts chaotique, ce qui nous a motivés à présenter dans le deuxième chapitre de cette thèse les différentes versions de l'oscillateur Colpitts chaotiques trouvées dans la littérature, ainsi qu'une étude comparative détaillée.

Le premier oscillateur chaotique que nous avons proposé dans notre travail consistait à combiner les deux célèbres versions de l'oscillateur Colpitts : la version standard, qui se caractérise par une inductance dans le collecteur du transistor bipolaire, et la version améliorée, caractérisée par une inductance à la base du transistor bipolaire. Cette combinaison a donné naissance à un nouvel oscillateur Colpitts à deux inductances avec une large bande passante des oscillations chaotiques allant jusqu'à 6 GHz.

La deuxième contribution que nous avons introduite dans notre thèse consiste à coupler deux oscillateurs Colpitts améliorés identiques via une branche partagée entre eux, dans le but de créer une version différentielle de l'oscillateur Colpitts chaotique, le circuit de cet oscillateur est simulé sous le simulateur ADS utilisant un transistor bipolaire BFG520 caractérisé par une fréquence de transition $f_T=9\text{GHz}$. L'oscillateur Colpitts différentiel proposé dans notre thèse offre de meilleures propriétés fréquentielles, notamment un rapport f_0/f_T accru atteignant 0,28, ainsi qu'une bande passante étendue des oscillations chaotiques BW allant de 1 GHz à 7,5 GHz.

Nous avons consacré le dernier chapitre de cette thèse à proposer, étudier et comparer trois versions différentes de l'oscillateur chaotique commandé en tension, conçues à partir de l'oscillateur Colpitts à deux inductances. La première configuration de VCCO est introduite par l'insertion d'une diode varicap de type BB857 en parallèle avec la capacité C_1 , cette diode est caractérisée par une plage de variation de la capacité C_D entre 0.52 pF et 6.65 pF. Les résultats

de simulations ont révélé que l'intervalle en fréquence fondamentale du comportement chaotique associé à cette première configuration s'étend de 2.69 GHz à 2.75 GHz. Pour la deuxième configuration de VCCO, nous avons utilisé le même type de varicap en parallèle avec la capacité C_2 , entraînant un intervalle en fréquence fondamentale de comportement chaotique s'étendant de 2.6 GHz à 2.75 GHz. La troisième configuration de VCCO a été obtenue en connectant deux diodes D_1 et D_2 en parallèle avec les condensateurs C_1 et C_2 respectivement. Cette configuration a permis d'obtenir un intervalle en fréquence fondamentale de comportement chaotique s'étendant de 2.28 GHz à 2.75 GHz. Cela nous a conduit à sélectionner cette dernière configuration comme étant la meilleure parmi les VCCO étudiés.

Les contributions scientifiques que nous avons apportées au cours de ce travail de thèse sont susceptibles d'être améliorées et développées à l'avenir. Ci-dessous, nous présentons quelques perspectives que nous pouvons envisager :

- Développer une nouvelle méthode pour synchroniser les différents oscillateurs chaotiques proposés dans ce travail, permettant ainsi la conception d'un système complet pour sécuriser les systèmes de communication par chaos.
- Concevoir une PLL chaotique basée sur l'oscillateur chaotique commandé en tension proposé dans cette thèse, celui-ci étant considéré comme l'un des composants clés de la PLL.

Bibliographie

Bibliographie

- [1]. Feldman, D. P. (2019). *Chaos and dynamical systems* (Vol. 7). Princeton University Press.
- [2]. Ott, E. (2002). *Chaos in dynamical systems*. Cambridge university press.
- [3]. Martelli, M. (2011). *Introduction to discrete dynamical systems and chaos*. John Wiley & Sons.
- [4]. Layek, G. C. (2015). *An introduction to dynamical systems and chaos* (Vol. 449). New Delhi: Springer.
- [5]. Hirsch, M. W. (2020). The chaos of dynamical systems. In *Chaos, fractals, and dynamics* (pp. 189-196). CRC Press.
- [6]. Rasband, S. N. (2015). *Chaotic dynamics of nonlinear systems*. Courier Dover Publications.
- [7]. Thompson, J. M. T., Stewart, H. B., & Turner, R. (1990). Nonlinear dynamics and chaos. *Computers in Physics*, 4(5), 562-563.
- [8]. Gottwald, G. A., & Melbourne, I. (2004). A new test for chaos in deterministic systems. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 460(2042), 603-611.
- [9]. Iooss, G., Helleman, R. H., & Stora, R. (1983). Chaotic behaviour of deterministic systems.
- [10]. Glasner, E., & Weiss, B. (1993). Sensitive dependence on initial conditions. *Nonlinearity*, 6(6), 1067.
- [11]. Lorenz, E. N. (1963). Deterministic nonperiodic flow. *Journal of atmospheric sciences*, 20(2), 130-141.
- [12]. Fornasini, E., & Marchesini, G. (1978). Doubly-indexed dynamical systems: State-space models and structural properties. *Mathematical systems theory*, 12(1), 59-72.
- [13]. Arrowsmith, D. K., & Place, C. M. (1990). *An introduction to dynamical systems*. Cambridge university press.
- [14]. Shilnikov, L. (1997). Mathematical problems of nonlinear dynamics: A tutorial. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 7(09), 1953-2001.
- [15]. Rössler, O. E. (1976). An equation for continuous chaos. *Physics Letters A*, 57(5), 397-398.

-
- [16]. Johnson, R. A. (1987). The Oseledec and Sacker-Sell spectra for almost periodic linear systems: an example. *Proceedings of the American Mathematical Society*, 99(2), 261-267.
- [17]. Sandri, M. (1996). Numerical calculation of Lyapunov exponents. *Mathematica Journal*, 6(3), 78-84.
- [18]. Ouardia, O. (2011). *Modelisation Par Système Multi-Agent Et Reseau De Petri: Application À Un Atelier Fléxible* (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- [19]. Luo, D. (1997). *Bifurcation theory and methods of dynamical systems* (Vol. 15). World Scientific.
- [20]. Sotomayor, J. (1973). Generic bifurcations of dynamical systems. In *Dynamical systems* (pp. 561-582). Academic Press.
- [21]. Tsuchiya, T., & Yamagishi, D. (1997). The complete bifurcation diagram for the logistic map. *Zeitschrift für Naturforschung A*, 52(6-7), 513-516.
- [22]. Glendinning, P. (1993). The anharmonic route to chaos: kneading theory. *Nonlinearity*, 6(3), 349.
- [23]. Milosavljevic, M. S., Blakely, J. N., Beal, A. N., & Corron, N. J. (2017). Analytic solutions throughout a period doubling route to chaos. *Physical Review E*, 95(6), 062223.
- [24]. Prasad, A., Mehra, V., & Ramaswamy, R. (1997). Intermittency route to strange nonchaotic attractors. *Physical review letters*, 79(21), 4127.
- [25]. Bohigas, O., & Weidenmuller, H. A. (1988). Aspects of chaos in nuclear physics. *Annual Review of Nuclear and Particle Science*, 38(1), 421-453.
- [26]. Blümel, R., & Reinhardt, W. P. (1997). *Chaos in atomic physics* (No. 10). Cambridge University Press.
- [27]. Degn, H., Holden, A. V., & Olsen, L. F. (Eds.). (2013). *Chaos in biological systems* (Vol. 138). Springer Science & Business Media.
- [28]. Fradkov, A. L., & Evans, R. J. (2005). Control of chaos: Methods and applications in engineering. *Annual reviews in control*, 29(1), 33-56.
- [29]. Guegan, D. (2009). Chaos in economics and finance. *Annual Reviews in Control*, 33(1), 89-93.
- [30]. Kocarev, L. (2001). Chaos-based cryptography: a brief overview. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 1(3), 6-21.

-
- [31]. Lawande, Q. V., Ivan, B. R., & Dhodapkar, S. D. (2005). Chaos based cryptography: a new approach to secure communications. *BARC newsletter*, 258(258).
- [32]. Kocarev, L. (2001). Chaos-based cryptography: a brief overview. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 1(3), 6-21.
- [33]. Kocarev, L., & Lian, S. (Eds.). (2011). *Chaos-based cryptography: Theory, algorithms and applications* (Vol. 354). Springer Science & Business Media.
- [34]. Buchmann, J. (2004). *Introduction to cryptography* (Vol. 335). New York: Springer.
- [35]. Chandra, S., Bhattacharyya, S., Paira, S., & Alam, S. S. (2014, November). A study and analysis on symmetric cryptography. In *2014 International Conference on Science Engineering and Management Research (ICSEMR)* (pp. 1-8). IEEE.
- [36]. Al-Shabi, M. A. (2019). A survey on symmetric and asymmetric cryptography algorithms in information security. *International Journal of Scientific and Research Publications (IJSRP)*, 9(3), 576-589.
- [37]. Anstett, F. (2006). *Les systèmes dynamiques chaotiques pour le chiffrement: synthèse et cryptanalyse* (Doctoral dissertation, Université Henri Poincaré-Nancy I).
- [38]. Kolumbán, G., Vizvári, B., Schwarz, W., & Abel, A. (1996, June). Differential chaos shift keying: A robust coding for chaos communication. In *Proc. NDES* (Vol. 96, pp. 87-92).
- [39]. Yang, T., & Chua, L. O. (1996). Secure communication via chaotic parameter modulation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 43(9), 817-819.
- [40]. A.S. Hornby, (1974), *Oxford Advanced Dictionary*, Oxford University Press, Oxford.
- [41]. Huygens, C., “*Horoloqium Oscilatorium*”, & Muquet, A. F. (1986). Parisiis, 1673, english translation: “The pendulum clock”.
- [42]. Pecora, L. M., & Carroll, T. L. (1990). Synchronization in chaotic systems. *Physical review letters*, 64(8), 821.
- [43]. Pecora, L. M., Carroll, T. L., Johnson, G. A., Mar, D. J., & Heagy, J. F. (1997). Fundamentals of synchronization in chaotic systems, concepts, and applications. *Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*, 7(4), 520-543.
- [44]. Sakthivel, R., Santra, S., Marshal Anthoni, S., & Kuppili, V. (2017). Synchronisation and anti-synchronisation of chaotic systems with application to DC–DC boost converter. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 11(4), 959-967.
- [45]. Eroglu, D., Lamb, J. S., & Pereira, T. (2017). Synchronisation of chaos and its applications. *Contemporary Physics*, 58(3), 207-243.

-
- [46]. Liao, T. L., & Huang, N. S. (1999). An observer-based approach for chaotic synchronization with applications to secure communications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 46(9), 1144-1150.
- [47]. Morgül, Ö., & Solak, E. (1997). On the synchronization of chaos systems by using state observers. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 7(06), 1307-1322.
- [48]. Madan, R. N. (Ed.). (1993). *Chua's circuit: a paradigm for chaos* (Vol. 1). World Scientific.
- [49]. Chua, L. O. (1994). Chua's circuit 10 years later. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 22(4), 279-305.
- [50]. Chua, L. O. (1992). *The genesis of Chua's circuit*. Berkeley, CA, USA: Electronics Research Laboratory, College of Engineering, University of California.
- [51]. Baird, B., Hirsch, M. W., & Eeckman, F. (1993). A neural network associative memory for handwritten character recognition using multiple Chua characters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 40(10), 667-674.
- [52]. Kennedy, M. P. (1992). Robust op amp realization of Chua's circuit. *Frequenz*, 46(3-4), 66-80.
- [53]. Kennedy, M. P. (1994). Chaos in the Colpitts oscillator. *IEEE Transactions on circuits and systems I: Fundamental Theory and Applications*, 41(11), 771-774.
- [54]. De Feo, O., & Maggio, G. M. (2003). Bifurcations in the Colpitts oscillator: from theory to practice. *International journal of bifurcation and chaos*, 13(10), 2917-2934.
- [55]. Elwakil, A. S., & Kennedy, M. P. (1999). A family of Colpitts-like chaotic oscillators. *Journal of the Franklin Institute*, 336(4), 687-700.
- [56]. De Feo, O., Maggio, G. M., & Kennedy, M. P. (2000). The Colpitts oscillator: Families of periodic solutions and their bifurcations. *International journal of bifurcation and chaos*, 10(05), 935-958.
- [57]. SEMICONDUCTORS, D. (1997). 2N2222; 2N2222A.
- [58]. Tamasevicius, A., Bumeliene, S., & Lindberg, E. J. E. L. (2004). Improved chaotic Colpitts oscillator for ultrahigh frequencies. *Electronics Letters*, 40(25), 1.
- [59]. Kengne, J., Chedjou, J. C., Kenne, G., & Kyamakya, K. (2012). Dynamical properties and chaos synchronization of improved Colpitts oscillators. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 17(7), 2914-2923.

-
- [60]. Tamaševičius, A., Mykolaitis, G., Bumelienė, S., Baziliauskas, A., Krivickas, R., & Lindberg, E. (2006). Chaotic Colpitts oscillator for the ultrahigh frequency range. *Nonlinear Dynamics*, 44, 159-165.
- [61]. Effa, J. Y., Essimbi, B. Z., & Mucho Ngundam, J. (2009). Synchronization of improved chaotic Colpitts oscillators using nonlinear feedback control. *Nonlinear Dynamics*, 58, 39-47.
- [62]. Philips NXP Semiconductors, Datasheet BFG520 NPN 9 GHz, wideband transistor, (1995).
- [63]. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2021, December). Study and analysis of the improved chaotic Colpitts oscillator up to 2.5GHz. *1ère Conférence Nationale sur les Télécommunications et ses Applications" CNTA 2021"*.
- [64]. W. L. Chen, S. W. Hu, X.Z. Liu, H. D. Wu, and G. P. Li, *IEICE Electronic Express*, 11, 1–6 (2014).
- [65]. Chen, W. L., Zheng, L. H., & Song, X. X. (2016, June). Design of two-stage chaotic Colpitts oscillator. In *2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT) (Vol. 2, pp. 1029-1031)*. IEEE.
- [66]. Hu, S., Yu, S., Hu, Y., Wang, Z., & Zhou, B. (2018, August). A novel 1–6 GHz chaotic signal oscillator for broadband communication systems. In *2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama) (pp. 1550-1554)*. IEEE.
- [67]. Tekam, R. B. W., Kengne, J., & Kenmoe, G. D. (2019). High frequency Colpitts' oscillator: A simple configuration for chaos generation. *Chaos, Solitons & Fractals*, 126, 351-360.
- [68]. Mykolaitis, G., Tamaševičius, A., Bumelienė, S., Baziliauskas, A., & Lindberg, E. J. E. I. E. (2004). Two-stage chaotic Colpitts oscillator for the UHF range. *Elektronika Ir Elektrotechnika*, 53(4).
- [69]. Nguyen, X. Q., Bui, T. Q., Nguyen, T. D., & Hoang, T. M. (2010, August). Simulation and implementation of improved chaotic Colpitts circuit for UWB communications. In *International Conference on Communications and Electronics 2010* (pp. 307-312). IEEE.
- [70]. Moundher, M., Hichem, B., Djamel, T., & Said, S. (2019, November). Novel four-dimensional chaotic oscillator for sub-1GHz chaos-based communication systems. In *2019 6th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA)* (pp. 1-5). IEEE.

-
- [71]. Bendecheche, H., Messaadi, M., Sadoudi, S., & Tanougast, C. (2019, November). New Microwave Chaotic Generator with Flat Spectrum Envelope in the Range of 0.5–15GHz. In *2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE)* (pp. 1-5). IEEE.
- [72]. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2023, March). Analysis of a Novel 4D Chaotic Oscillator for Communication Systems Up to 6 GHz. In *2023 International Conference on Advances in Electronics, Control and Communication Systems (ICAECES)* (pp. 1-4). IEEE.
- [73]. Philips NXP Semiconductors, Data sheet BFG410W NPN 22 GHz wideband transistor, Mar. 11, 1998.
- [74]. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2023). Modeling and Analysis of a Novel Chaotic Oscillator up to 7.5 GHz. *Journal of Communication technology and Electronics*, 68(8), 903-909.
- [75]. Askari, S., & Saneei, M. (2019). Design and analysis of differential ring voltage controlled oscillator for wide tuning range and low power applications. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 47(2), 204-216.
- [76]. Infineon semiconductors, BB857 Series, 31 mars 2014.
- [77]. Tsakiridis, O., Zervas, E., Lytra, E., & Stonham, J. (2005, February). Design of a voltage control chaotic Colpitts oscillator. In *Proceedings of the 4th WSEAS International Conference on Electronics, Hardware, Wireless and Optical Communications* (pp. 1-6).
- [78]. Tsakiridis, O., Zervas, E., Koutsoumpos, M., & Stonham, J. (2005, July). A voltage control synchronized chaotic oscillator system. In *Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems* (pp. 1-5).
- [79]. Bendaoud, M., Kameche, S., & Ouslimani, A. (2023, october). Numerical Dynamics Analysis of a Chaotic Third-Order Phase-Locked Loop. In *2023 International Conference on Advances in Electronics, Control and Computer Technologies (ICAECCT)*.
- [80]. Sato, A., & Endo, T. (1995). Experiments of secure communications via chaotic synchronization of phase-locked loops. *IEICE transactions on fundamentals of electronics, communications and computer sciences*, 78(10), 1286-1290.