

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»**

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

СЕМЕНОВ АНДРІЙ ОЛЕКСАНДРОВИЧ

УДК 621.396.6:621.373.5+517.938

ДИСЕРТАЦІЯ

**Методи і пристрої генерування та формування сигналів
з регулярною й хаотичною динамікою для інфокомунікаційних систем**

05.12.13 – радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій
(шифр і назва спеціальності)

05 «Технічні науки»
(галузь знань)

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____/ А.О. Семенов/
(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Подається на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Науковий консультант –
Осадчук Олександр Володимирович,
д.т.н., професор

Ідентичність всіх примірників дисертації

ЗАСВІДЧУЮ:

*Вчений секретар спеціалізованої
вченої ради*

/І.В. Демидов/

Вінниця – 2019

АНОТАЦІЯ

Семенов А. О. Методи і пристрої генерування та формування сигналів з регулярною й хаотичною динамікою для інфокомунікаційних систем. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.13 «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій» (172 – Телекомунікації та радіотехніка). – Вінницький національний технічний університет, Національний університет “Львівська політехніка” МОН України, Вінниця, 2019.

Дисертація присвячена удосконаленню відомих методів і створенню нових пристроїв генерування та формування сигналів з регулярною й хаотичною динамікою на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференціальним опором.

Наукові дослідження і розробки, що представлені в дисертаційній роботі базуються на розв’язанні задач розроблення та оптимізації електричних схем пристроїв генерування та формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою. Це уможливило досягнення мети дослідження – розвитку наявних методів генерування та формування сигналів із регулярною та хаотичною динамікою, шляхом вдосконалення відомих і розроблення нових математичних моделей та електричних схем пристроїв, режими роботи яких оптимізовані за максимумом ентропії Колмогорова-Сіная, що уможливлюють їх роботу при електричному перелаштуванні параметрів автоколивної системи у широких межах за дії адитивного білого шуму.

У науковій роботі розв’язано науково-прикладну проблему, яка полягає у необхідності розроблення нових та вдосконалення відомих методів і пристроїв генерування та формування сигналів, що забезпечують керування регулярною та хаотичною динамікою сигналів при електричному перелаштуванні параметрів автоколивних систем таких пристроїв у широких межах зі збереженням стійкості режимів їх роботи, що оптимізовані за максимумом ентропії й фрактальної розмірності.

У вступі наведена загальна характеристика роботи, обґрунтовано актуальність теми досліджень, сформульовані мета та завдання досліджень, розкритий зв'язок роботи з науковими планами та програмами, вказана новизна та практична цінність отриманих результатів, відзначений особистий внесок автора, наведені дані про апробацію та практичне впровадження, публікації та структуру роботи.

У першому розділі здійснено аналіз сучасного стану методів і пристроїв генерування та формування сигналів на основі транзисторних схем і структур із від'ємним опором. Результати аналізу літературних джерел і патентного огляду дали можливість сформулювати вимоги до таких радіотехнічних пристроїв генерування та формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою, як генератори періодичних і хаотичних сигналів, помножувачі та подільники частоти, електричні фільтри та фазообертачі.

У другому розділі набув подальшого розвитку метод Ван дер Поля для побудови генераторів електричних коливань з регулярною динамікою, який, на відміну від відомого, полягає у застосуванні нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором. Обґрунтовано основні невідповідності метода Ван дер Поля, що полягають у неможливості одночасно отримати автоколивання з малим коефіцієнтом гармонік і малим часом установлення стаціонарних автоколивань, а також збереження запасу стійкості при електричному перелаштуванні параметрів автоколивної системи у широкому діапазоні частот.

За допомогою методу Ван дер Поля розроблено нові схеми генераторів синусоїдальних, імпульсних і багаточастотних коливань на основі біполярних, польових і біполярно-польових транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором. Отримано нові аналітичні співвідношення для визначення умов збудження, амплітуди стаціонарних коливань і запасу стійкості синтезованих УВЧ генераторів осциляторного типу на основі біполярно-польової і НЕМТ транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором.

Запропоновано нову математичну модель генератора багаточастотних коливань на основі нелінійних і реактивних властивостей польової транзисторної

структури з від'ємним диференційним опором. Отримано нові аналітичні співвідношення для розрахунку амплітуди стаціонарних коливань в одночастотному та багаточастотному режимах, величини критичної розстройки по частоті при переході від одночастотного до багаточастотного режиму, а також нижньої та верхньої граничних частот робочої смуги.

У третьому розділі наведено результати дослідження сучасних методів і пристроїв генерування сигналів детермінованого хаосу, які побудовані за схемою Колпітца, для інфокомунікаційних систем. Досліджено основні варіанти схемотехнічних рішень хаотичних генераторів Колпітца та їх математичні моделі. Запропоновано використати керовані напругою транзисторні еквіваленти ємності на основі біполярних транзисторних структур із від'ємним опором як ємнісні елементи коливних систем генераторів детермінованого хаосу за схемою Колпітца. Наведено елементи теорії генераторів детермінованого хаосу за схемою Колпітца з одностранзисторним і багатотранзисторними активними елементами. Досліджено хаотичну динаміку генерованих електричних коливань та їх статистичні й інформаційні властивості. Здійснено оптимізацію параметрів автоколивних систем одностранзисторного та двотранзисторного генераторів Колпітца за максимумом Колмогорова-Сіная. Встановлено, що максимальна ентропія Колмогорова-Сіная становить $H = 0,1292$ для одностранзисторного та $H = 0,1642$ для двотранзисторного генератора Колпітца, при фрактальній Хаусдорфівій розмірності відповідно $d_F = 2,1123$ і $d_F = 2,6293$.

У четвертому розділі набув подальший розвиток метод Кияшко-Піковського-Рабіновича (КПР) для побудови генераторів детермінованого хаосу, який, на відміну від класичного, базується на використанні нелінійних властивостей ВАХ Λ -типу транзисторних структур із від'ємним диференційним опором. Удосконалено математичну модель генератора КПР, що на відміну від відомої, враховує вплив нелінійних властивостей підсилювального елемента генератора на динаміку хаотичних коливань. Запропоновано нові математичні моделі генератора КПР на основі польових і біполярних транзисторних структур із від'ємним диференційним опором при дії адитивного білого гаусового шуму. Оцінено вплив адитивного білого гаусового шуму на динамічні процеси, пара-

метри та характеристики хаотичних коливань генератора КПП. Встановлено, що вплив адитивного білого шуму на динаміку хаотичних коливань в генераторі КПП на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором спостерігається при інтенсивності шуму починаючи з рівня $D \geq 0,01$.

Здійснено оптимізацію параметрів автоколивної системи генератора КПП на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором за максимумом ентропії Колмогорова-Сіная. Встановлена, що ентропія Колмогорова-Сіная оптимізованого генератора КПП становить $H = 0,1605$, що значно більше за інформаційні властивості одотранзисторного генератора Колпітца ($H = 0,1292$) та на рівні інформаційних властивостей двотранзисторного генератора Колпітца ($H = 0,1642$). У той же час, фрактальна розмірність генератора КПП $d_F = 2,004$ менша ніж у одотранзисторного та двотранзисторного генераторів за схемою Колпітца.

У п'ятому розділі набув подальшого розвитку метод Аніщенко-Астахова для розроблення генераторів детермінованого хаосу, який, на відміну від класичного, базується на використанні нелінійних властивостей ВАХ Λ -типу транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором. Удосконалено математичну модель генератора детермінованого хаосу типу Аніщенко-Астахова на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором, яка, на відміну від відомої, враховує нелінійність статичних ВАХ Λ -типу транзисторних структур. Це дало змогу врахувати вплив форми спадних ділянок ВАХ транзисторних структур Λ -типу на режими роботи та умови керованості динамікою сигналів генератора зі збереженням стійкості хаотичних режимів їх роботи. Отримано результати експериментальних досліджень і PSPICE моделювання розроблених електричних схем генераторів детермінованого хаосу за методом Аніщенко-Астахова. Обчислені інформаційні властивості генераторів, побудованих за методом Аніщенко-Астахова на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором, які мають ентропію $H = 0,0295$ та фрактальну розмірність $d_F = 2,0391$.

У шостому розділі побудовано генератори детермінованого хаосу на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним ди-

ференційним опором. За допомогою методу Чуа розроблено електричні схеми генераторів детермінованого хаосу з симетричним і несиметричним живленням на основі МДН і біполярно-польової транзисторних структур із від'ємним диференційним опором, що мають ВАХ з кубічною нелінійністю. Синтезовано новий малопотужний генератор детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором і ВАХ N-типу та отримано результати експериментальних досліджень його роботи в осциляторному, хаотичному і релаксаційному режимах.

У цьому розділі розроблено нові неавтономні пристрої формування сигналів з регулярною динамікою на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним опором. Запропоновано математичні моделі пристроїв формування періодичних електричних сигналів на основі нелінійних властивостей транзисторних структур із від'ємним опором, які, на відміну від існуючих, враховують режими живлення та зовнішнього збудження для опису режимів підсилення вхідного сигналу, ділення частоти, амплітудної модуляції сигналу, що дозволило отримати фазові портрети і фігури Ліссажу, часові та частотні характеристики періодичних коливань. Побудовано нові електричні схеми помножувачів частоти, електричних фільтрів і фазообертачів сигналів з регулярною динамікою, запропоновано нові аналітичні вирази для інженерного розрахунку їх параметрів, отримано результати математичного моделювання та експериментальних досліджень.

Ключові слова: генератор, детермінований хаос, транзисторна структура, від'ємний опір, ван дер Поль, генератор Колпітца, Аніщенко-Астахов, Кияшко-Піковський-Рабінович, радіотехнічний пристрій, автоколивна система, математична модель, фазовий портрет, показники Ляпунова, ентропія Колмогорова-Сіная.

Список публікацій здобувача:

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

Монографії:

1. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур із від'ємним опором : монографія. Вінниця: ВНТУ, 2009. 184 с. ISBN 978-966-641-315-7.

2. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним опором : монографія. Вінниця: ВНТУ, 2011. 336 с. ISBN 978-966-641-405-5.

Статті у закордонних наукових періодичних виданнях з напрямку, з якого підготовлено дисертацію:

3. Olena O. Semenova, Andriy O. Semenov, Oleg V. Bisikalo, Pavlo I. Kulakov, Rami R. Hamdi, Ryszard Romaniuk, Baituma Bissarinov. Genetic ANFIS for scheduling in telecommunication networks. *Proc. SPIE 10808, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments*, 2018, Vol. 108081Z; 8 pages <https://doi.org/10.1117/12.2501503>. (Журнал індексується Scopus, Web of Science)

4. Mohammed Al-Maitah, Olena O. Semenova, Andriy O. Semenov, Pavel I. Kulakov, Volodymyr Yu. Kucheruk. A Hybrid Approach to Call Admission Control in 5G Networks // *Advances in Fuzzy Systems*, Volume 2018, Article ID 2535127, 7 pages, <https://doi.org/10.1155/2018/2535127>. (Журнал індексується Scopus, Web of science)

Статті у журналах, що включені до міжнародних наукометричних баз даних:

5. Семенов А. О. Теоретичні засади для оптимізації побудови генераторів періодичних електричних коливань на основі транзисторних структур із від'ємним опором. *Научный взгляд в будущее*. 2018. Выпуск 10. Том 1. С. 20–26. DOI: 10.30888/2415-7538.2018-10-01-041. (Індексується Index Copernicus, РИНЦ, Google scholar; ISSN 2415-7538)

6. Семенов А. О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу для засобів прихованої передачі інформації. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2016. №2 (55). С. 62–67. (Міжнародне друковане наукове періодичне видання з напрямку; індексується Index Copernicus, Google scholar; ISSN 2219-9365)

7. Семенов А. О. Хаотична автоколивальна система з кубічною інерційною нелінійністю на основі приладу з від'ємним опором. *Вимірjuвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2016. №3 (56). С. 77–81. (Міжнародне друковане наукове періодичне видання з напряму; індексується Index Copernicus, Google scholar; ISSN 2219-9365)

8. Семенов А. О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу за схемою Копитця. *Вимірjuвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №1. С. 223–232. (Міжнародне друковане наукове періодичне видання з напряму; індексується Index Copernicus, Google scholar; ISSN 2219-9365)

9. Семенов А. О. Модельне дослідження динамічних процесів у генераторі детермінованого хаосу за схемою Колпитця з двотранзисторним активним елементом. *Вимірjuвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №2. С. 91–96. (Міжнародне друковане наукове періодичне видання з напряму; індексується Index Copernicus, Google scholar; ISSN 2219-9365)

10. Семенов А. О. Генератор детермінованого хаосу Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Вимірjuвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №3. С. 76–82. (Міжнародне друковане наукове періодичне видання з напряму; індексується Index Copernicus, Google scholar; ISSN 2219-9365)

Статті у журналах, що включені до переліку наукових фахових видань України:

11. Andriy O. Semenov. The deterministic chaos oscillator based on a field-effect transistor structure with negative resistance for telecommunications systems. *Journal of Informational and Telecommunication Sciences*. 2016. №2. pp. 46–53. (Наукове фахове видання, індексується EBSCO, Engineering Village, OvidSP, ProQuest, STN International, WorldCat). DOI: <https://doi.org/10.20535/2411-2976.22016.46-53>.

12. Семенов А. О. Математичне моделювання радіовимірjuвального генератора детермінованого хаосу на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського*. 2018. №2. С. 15–21. DOI: 10.30929/1995-0519.2018.2.p1.15-21. (Наукове фахове видання, індексується Ulrich's Web Global Serials Directory, Index Copernicus, РИНЦ; ISSN 1995-0519)

13. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Оптично керований НВЧ генератор на основі НЕМТ-транзисторної структури. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*. 2007. №2 (14). С. 215–221. (Наукове фахове видання) ISSN 1681-7893

14. Семенов А. О., Осадчук О. В., Коваль К. О. Помножувач частоти на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Хмельницького національного університету: Технічні науки*. 2008. №3, Т.1. С. 139–144. (Наукове фахове видання)

15. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Електрично керована еквівалентна ємність на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Збірник наукових праць Севастопольського національного університету ядерної енергії та промисловості*. 2008. Вип.1 (25). С. 159–164. (Наукове фахове видання)

16. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. НВЧ помножувач частоти на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2008. №1 (29). С. 48–52. (Наукове фахове видання)

17. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Генератор прямокутних імпульсів на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2009. №1. С. 92–97. (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar; ISSN 1997-9266)

18. Осадчук О. В., Семенов А. О., Задорожний В. К. Математична модель мікроелектронного частотного сенсора оптичного випромінювання. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*. 2009. №1 (17). С. 187–193. (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ) ISSN 1681-7893

19. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Генератор лінійно змінної напруги на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2008. № 2. С. 71–75. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

20. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Квазілінійна математична модель помножувача частоти на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні*

науки. 2009. №4. С. 244–249. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

21. Семенов А. О. Квазілінійна математична модель генераторів на основі транзисторних структур із від'ємним опором. *Наукові праці Вінницького національного технічного університету*. 2009. №4. С. 1–9 URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/175/174> (дата звернення: 30.09.2018). (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar)

22. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Частотний перетворювач температури на основі сегнетоконденсатора. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. 2011. №2. С. 198–202. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

23. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Багаточастотний генератор на основі ємнісного ефекту польової транзисторної структури з від'ємним опором. *Наукові праці Вінницького національного технічного університету*. 2011. №2. С. 1–10. URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/273/271> (дата звернення: 30.09.2018). (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar)

24. Осадчук О. В., Семенов А. О., Лазарєв О. О., Коваль К. О. Ємнісний активний елемент на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором. *Наукові праці Вінницького національного технічного університету*. 2011. №4. С. 1–7. URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/305/303> (дата звернення: 30.09.2018). (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar)

25. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Математична модель автогенераторного засобу для визначення фазових перетворень твердих матеріалів. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. 2012. №1. С. 120–125. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

26. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Визначення метрологічних характеристик автогенераторного засобу з від'ємним опором для дослідження твердофазних систем. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2012. №1. С. 54–59. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

27. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Система вхідного контролю некристалічних напівпровідників на основі автогенераторних приладів з від'ємним опором. *Нові технології. Науковий вісник Кременчуцького університету економіки, інформаційних технологій і управління*. 2011. №4(34). С. 9–12. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

28. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Засіб неруйнівного контролю структурних перетворень твердофазних систем. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2013. №1. С. 53–56. (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar)

29. Рудик А. В., Семенова О. О., Семенов А. О. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів. *Вісник Інженерної академії України*. 2013. №2. С. 276–281. (Наукове фахове видання) ISBN 5-7763-836

30. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Автогенераторний вимірювальний перетворювач температури об'єктів, що обертаються. *Вісник Київського національного університету технологій та дизайну*. 2013. №3. Тематичний випуск. С. 140–145. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

31. Рудик А. В., Рудик В. А., Семенова О. О., Семенов А. О. Використання фільтра Тоу для фільтрації низькочастотних вузькосмугових процесів. *Вісник Інженерної академії України*. №2. 2014. С. 126–130. (Наукове фахове видання) ISBN 5-7763-836

32. Рудик А. В., Рудик В. А., Семенов А. О., Семенова О. О. Аналіз зміни характеристик фільтра Тоу. *Вісник Інженерної академії України*. 2014. № 3–4. С. 129–134. (Наукове фахове видання) ISBN 5-7763-836

33. Семенов А. О., Осадчук О. В. Генератор детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2017. № 6. С. 147–152. (Наукове фахове видання, індексується Index Copernicus International, РИНЦ, Google scholar) ISSN 1997-9266.

34. Семенов А. О. Оптико-електронний генератор детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*. 2017. № 2. С. 70–78 (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar) ISSN 1681-7893

35. Семенов А. О. Дослідження генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія : Технічні науки*. 2018. Том 29 (68). №1. Частина 1. С. 50–57. (Наукове фахове видання) ISSN 1606-3721

36. Семенов А. О. Радіоелектронний пристрій формування сигналів детермінованого хаосу на основі нелінійної системи Дуффінга-Холмса. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія : Технічні науки*. 2018. Том 29 (68). №2. Частина 1. С. 84–91 (Наукове фахове видання) ISSN 1606-3721.

37. Семенов А. О. Модельне дослідження нелінійної динаміки радіотехнічних пристроїв на основі транзисторних структур із від'ємним опором. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія : Технічні науки*. 2018. Том 29 (68). №3. Частина 1. С. 74–78. (Наукове фахове видання) ISSN 1606-3721.

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

38. A. Osadchuk, K. Koval, A. Semenov, M. Prutyla. Mathematical model of transistor equivalent of electrical controlled capacity. *The International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunication and Computer Science" TCSET 2008*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 19–23, 2008. P. 35–36. ISBN 978-966-553-678-9. INSPEC Accession Number: 11155526. (Індексується Scopus, Web of Science)

39. Osadchuk V. S., Osadchuk A. V., Semenov A. A., Semenova E. A. Experimental research and modeling of the microwave oscillator based on the static inductance transistor structure with negative resistance. *Proceedings of the 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*. 13–17 Sept. 2010, Sevastopol, Ukraine, 2010. P. 187–188. DOI: 10.1109/CRMICO.2010.5632543. (Індексується Scopus, Web of Science)

40. Osadchuk A. V., Semenov A. A., Baraban S. V., Semenova E. A., Koval K. O. Noncontact infrared thermometer based on a self-oscillating lambda type system for measuring the human body's temperature. *Proceedings of the 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology*

(CriMiCo). 8–14 Sept. 2013, Sevastopol, Ukraine. 2013. P. 1069-1070. INSPEC Accession Number: 13882857. (Індексується Scopus, Web of Science)

41. Osadchuk A. V., Semenov A. A., Koval K. O., Semenova E. A., Baraban S. V. Electrically controllable microwave phase shifters based on capacitive effect of the transistor structure with negative resistance. *Proceedings of the 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*. 8–14 Sept. 2013, Sevastopol, Ukraine, 2013. P. 106–107. INSPEC Accession Number: 13887412. (Індексується Scopus, Web of Science)

42. Andriy Semenov, Olena Semenova, Oleksandr Osadchuk. The UHF oscillators based on a HEMT structure with negative conductivity. *Proceedings of the International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. 21–23 May 2015. Omsk, Russia. P. 1–4. DOI: [10.1109/SIBCON.2015.7147215](https://doi.org/10.1109/SIBCON.2015.7147215) (Індексується Scopus, Web of Science)

43. Andriy Semenov. Deterministic Chaos Oscillator Based on a Bipolar and Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *X International IEEE Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines" (Dynamics)*. 15–17 November, 2016. Russia, Omsk. P. 1–4. DOI: [10.1109/Dynamics.2016.7819081](https://doi.org/10.1109/Dynamics.2016.7819081) (Індексується Scopus, Web of Science)

44. Andriy Semenov. The Additive White Gaussian Noise Impact on the Deterministic Chaos Oscillator Based on a Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *IEEE Conference Publications 2016 International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo)*. September 11-15, 2016, Kyiv, Ukraine. P. 1–5, DOI: [10.1109/UkrMiCo.2016.7739614](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2016.7739614) (Індексується Scopus, Web of Science)

45. Andriy O. Semenov, Alexander V. Osadchuk, Iaroslav A. Osadchuk, Kostyantyn O. Koval, Maksym O. Prytula. The Chaos Oscillator with Inertial Non-Linearity Based on a Transistor Structure with Negative Resistance. *17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2016*. Erlagol, Altai, Russia, 30 June – 4 July, 2016. Conference Proceedings, 2016. – P. 178–184. DOI: [10.1109/EDM.2016.7538720](https://doi.org/10.1109/EDM.2016.7538720). (Індексується Scopus, Web of Science)

46. Andriy Semenov. Reviewing the Mathematical Models and Electrical Circuits of Deterministic Chaos Transistor Oscillators. *2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings*. Moscow, Russia, May 12–14, 2016. P. 1–6. DOI: [10.1109/SIBCON.2016.7491758](https://doi.org/10.1109/SIBCON.2016.7491758) (Індексується Scopus, Web of Science)

47. Andriy Semenov. Mathematical Simulation of the Chaotic Oscillator Based on a Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. April 19-21, 2016, Kyiv, Ukraine. P. 52–56. DOI: [10.1109/ELNANO.2016.7493008](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2016.7493008) (Індексується Scopus, Web of Science)

48. Andriy Semenov. The Van der Pol's Mathematical Model of the Voltage-Controlled Oscillator Based on a Transistor Structure With Negative Resistance. *Proceedings of the XIII International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science"*. Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23 – 26, 2016. P. 100–104. DOI: [10.1109/TCSET.2016.7451982](https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7451982) (Індексується Scopus, Web of Science)

49. Andriy Semenov. Mathematical Model of the Microelectronic Oscillator Based on the BJT-MOSFET Structure with Negative Differential Resistance. *Conference proceedings of 2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine April 18–20, 2017. P. 146–151. DOI: [10.1109/ELNANO.2017.7939736](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2017.7939736) (Індексується Scopus, Web of Science)

50. Andriy Semenov, Alexander Osadchuk. Experimental Research of the Deterministic Chaos Oscillator Based on a Bipolar Transistor Structure with Negative Differential Resistance. *Proceedings of the 4th International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications Science and Technology»*. 10 – 13 October, 2017, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine, 2017, pp. 34–37. DOI: [10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343](https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343) (Індексується Scopus, Web of Science)

51. Andriy Semenov, Oleksandr Osadchuk. Modeling the Deterministic Chaos Microelectronic Oscillator Based on the Bipolar Transistor Structure with Negative Resistance. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Conference Proceedings. May 29 – June 2, 2017. Kyiv, Ukraine.

– P. 704–708. DOI: [10.1109/UKRCON.2017.8100335](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100335) (Індексується Scopus, Web of Science)

52. Oleksander Osadchuk, Andriy Semenov, Oleksander Zviahin, Anton Savytskyi. Numerical Method for Processing Frequency Measuring Signals from Microelectronic Sensors Based on Transistor Structures with Negative Resistance. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). Conference Proceedings*. May 29 – June 2, 2017. Kyiv, Ukraine. P. 721–725. DOI: [10.1109/UKRCON.2017.8100338](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100338) (Індексується Scopus, Web of Science)

53. Andriy Semenov. Numerical Researching the Radiofrequency Chua’s Oscillator Based on a Device with Negative Differential Resistance. *The Second International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo’2017)*. Conference Proceeding. 11–15 September 2017, Odesa, Ukraine. P. 1–6. DOI: [10.1109/UkrMiCo.2017.8095376](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017.8095376) (Індексується Scopus, Web of Science)

54. Andriy Semenov. Radiofrequency Deterministic Chaos Oscillator Based on a Transistor Structure with Negative Resistance. Numerical Researching. *2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*. Kyiv, Ukraine. May 24, 2017 – May 27, 2017. P. 343-347. DOI: [10.1109/ICATT.2017.7972659](https://doi.org/10.1109/ICATT.2017.7972659) (Індексується Scopus, Web of Science)

55. Andriy O. Semenov, Anton Yu. Savytskyi, Oleg V. Bisikalo, Pavlo I. Kulakov. Mathematical Modeling of the Two-Stage Chaotic Colpitts Oscillator. *Proceedings of 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 20 – 24, 2018. P. 835-839. DOI: [10.1109/TCSET.2018.8336327](https://doi.org/10.1109/TCSET.2018.8336327) (Індексується Scopus, Web of Science)

56. Andriy Semenov, Kostyantyn Koval, Anton Savytskyi, Oleksander Zviahin, Serhii Baraban. Numerical Study of the Deterministic Chaos Oscillator with a Differential Integral Element on the Colpitts Circuit. *Proceedings of 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 20 – 24, 2018. P. 846–850. DOI: [10.1109/TCSET.2018.8336329](https://doi.org/10.1109/TCSET.2018.8336329) (Індексується Scopus, Web of Science)

Наукові праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

Патенти України на винахід:

57. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Семенова О. О., Коваль К. О. Електрично керований НВЧ фазообертач : патент 90435 Україна на винахід, МПК8 H01P 1/18. № а200806924; заявл. 19.05.2008; опубл. 26.04.2010, Бюл. №8. 5 с.

58. Осадчук О. В., Осадчук В. С., Семенов А. О., Гурський А. П., Семенова О. О. Інфрачервоний газоаналізатор з частотним виходом : патент 89423 Україна на винахід, МПК8 G01N 21/21. № u 2008 03617; заявл. 21.03.2008; опубл. 25.01.2010, Бюл. №2. 6 с.

59. Осадчук О. В., Осадчук В. С., Семенов А. О., Гурський А. П., Семенова О. О. Інфрачервоний вимірювач концентрації газу з частотним виходом : патент 89424 Україна на винахід, МПК8 G01N 21/21. № u 2008 03628; заявл. 21.03.2008; опубл. опубл. 25.01.2010. Бюл. №2. 6 с.

Патенти України на корисну модель:

60. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Електрично керований фільтр низьких частот : патент 29421 України на корисну модель МПК6 H03H7/01. №u200710779; заявл. 01.10.2007; опубл. 10.01.2008, Бюл. №1. 3 с.

61. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Електрично керований фільтр високих частот : патент 30176 Україна на корисну модель, МПК7 H03H 7/01. № u200712797; заявл. 19.11.2007; опубл. 11.02.2008, Бюл. №3. 3 с.

62. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Оптично керований генератор електричних коливань : патент 32335 Україна на корисну модель, МПК7 H03C3/00. №u200800389; заявл. 11.01.2008; опубл. 12.05.2008, Бюл. 9. 5 с.

63. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Генератор прямокутних імпульсів : патент 33049 Україна на корисну модель, МПК8 H03B7/00. № u2008 01301; заявл. 03.03.2008; опубл. 10.06.2008, Бюл. №11. 4 с.

64. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О., Мартинюк В. В. Електрично керований генератор лінійно змінної напруги : патент 33041

Україна на корисну модель, МПК8 H03B7/01. № u2008 01261; заявл. 01.02.2008; опубл. 10.06.2008, Бюл. №11. 3 с.

65. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Електрично-керований помножувач частоти : патент 38506 Україна на корисну модель, МПК8 H03B19/00. № u200810040; заявл. 04.08.2008; опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1. 5 с.

66. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Семенова О. О., Коваль К. О. Електрично керований генератор лінійно змінної напруги : патент 38348 Україна на корисну модель, МПК8 H03B7/00. № u2008 12442; заявл. 23.10.2008; опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1. 5 с.

67. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Семенова О. О., Коваль К. О. Мікроелектронний електрично керований помножувач частоти : патент 38347 Україна на корисну модель, МПК8 H03B19/00. № u200812443; заявл. 23.10.2008; опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1. 5 с.

68. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О., Семенова О. О. Електрично керований фазообертач діапазону НВЧ : патент 39839 Україна на корисну модель, МПК8 H01P1/18. № u200812834; заявл. 03.11.2008; опубл. 10.03.2009, Бюл. №5. 5 с.

69. Семенов А. О., Осадчук О. В. Мікроелектронний електрично-керований генератор хаотичних коливань : патент 127219 Україна на корисну модель, МПК H03B 29/00. № u 2018 00990; заявл. 02.02.2018; опубл. 25.07.2018, Бюл. № 14. 6 с.

70. Семенов А. О., Осадчук О. В. Мікроелектронний електрично-керований генератор хаотичних коливань з інерційною нелінійністю : патент 127220 Україна на корисну модель, МПК H03B 29/00. № u201800991; заявл. 02.02.2018; опубл. 25.07.2018, Бюл. № 14. 6 с.

ABSTRACT

Semenov A.O. Methods and devices for generating and forming signals with regular and chaotic dynamics for infocommunication systems. – Qualifying scientific work as manuscript.

Thesis for a scientific degree of Doctor of Engineering in the specialty 05.12.13 «Radio Engineering Devices and Telecommunication Means» (172 – Telecommunications and radio engineering). – Vinnytsia National Technical University, Lviv Polytechnic National University of Ministry for Education and Science of Ukraine, Vinnytsia, 2019.

The thesis is dedicated to improving well-known methods and creating new devices of generating and forming signals with regular and chaotic dynamics based on transistor circuits and structures with negative differential resistance.

Scientific research and development, presented in the thesis, are based on a task of synthesizing and optimizing the electric circuits of devices for generating and forming signals with regular and chaotic dynamics. This have allowed reaching the aim of the research, that was developing well-known methods of generating and forming signals with regular and chaotic dynamics by improving well-known and developing new mathematical models and electric circuits of devices, whose operation modes were optimized at the Kolmogorov-Sinai entropy maximum, that provided their operation at electrical retuning the parameters of the self-oscillatory system in wide range under the additive white noise action.

In the thesis a scientific and application problem has been solved, that is creating new and improving well-known methods and devices of generating and forming signals, that provide regular and chaotic signal dynamics control at electric retuning self-oscillatory system parameters of such devices in a wide range, preserving stability of their operating modes, optimized by the maximum of informational properties, particularly entropy and fractal dimension.

In **the introduction** general characteristics of the thesis has been presented, the research topic relevance has been substantiated, aim and tasks of the research have been formulated, connection to scientific plans and programs has been revealed, novelty and practical value of the obtained results have been specified, personal contribu-

tion of the applicant has been noted, information about approbation and practical implementation, publications and a thesis structure has been presented.

In **Chapter I** the modern state of methods and devices of generating and forming signals on transistor circuits and structures with negative resistance has been analyzed.

Results of the publications and patents analysis have provided requirements to radio-frequency devices of generating and forming signals with regular and chaotic dynamics, such as oscillators of periodic and chaotic signals, frequency multipliers and dividers, electronic filters and phase shifters.

In **Chapter 2** the Van der Pol method for constructing oscillators of electric oscillation with regular dynamics has got a further development. It differs from the well-known one by applying non-linear and reactive properties of the transistor circuits and structures with negative resistance. The main contradiction of the Van der Pol method – it is impossible to obtain autooscillation with a low harmonic coefficient and a small stationary oscillation build-up time simultaneously as well as keeping the stability margin at electric retuning the self-oscillatory system parameters in a wide frequency range – has been substantiated.

New circuits of sinusoidal, pulse, and multifrequency oscillators based on BT, FET, and BT-FET structures with negative resistance have been synthesized using the Van der Pol method. New analytical equations have been obtained for defining excitation conditions, stationary oscillation amplitude and stability margin of the synthesized UHF oscillators based on BT-FET and HEMT structures with negative resistance

A new mathematical model of the multifrequency oscillator on non-linear and reactive properties of a field-effect transistor structure with negative resistance has been proposed. New analytical equations have been obtained for calculating stationary oscillation amplitude in single-frequency and multifrequency modes, a critical frequency detuning value at transition from a single-frequency to multifrequency mode, lower and upper cutoff frequencies of an operating range.

In **Chapter 3** modern methods and devices of generating deterministic chaos signals on the Colpitts circuit for infocommunication systems have been researched. Main versions of the chaotic Colpitts oscillator circuits and their mathematical models have been researched. Voltage-controlled transistor capacitance equivalents based on

bipolar transistor structures with negative resistance have been suggested to be used as capacity elements for oscillatory systems of the deterministic chaos oscillators on the Colpitts circuit. Basics of the theory of deterministic chaos oscillators on the Colpitts circuit with one-transistor and multi-transistor active elements have been presented. Chaotic dynamics and static and informational properties of the generated electric oscillation have been researched. Parameters of self-oscillatory systems of the one-transistor and two-transistor Colpitts oscillators have optimized at the Kolmogorov-Sinai maximum. The maximal Kolmogorov-Sinai entropy has been determined as $H = 0,1292$ for the Colpitts oscillator with one transistor and $H = 0,1642$ for the Colpitts oscillator with two transistors at the Hausdorff fractal dimensionality $d_F = 2,1123$ and $d_F = 2,6293$ respectively.

In **Chapter 4** the Kiyashko-Pikovskiy-Rabinovich (KPR) method for developing deterministic chaos oscillators has got a further development. It differs from the classical one by applying non-linear properties of the Λ -type I-V curves of the transistor structures with negative resistance. The KPR oscillator mathematical model has been improved. It differs from the well-known one by taking into account the impact of non-linear properties of the oscillator amplification element on the chaotic oscillation dynamics. New mathematical models of the KPR oscillator based on FET and BT structures with negative resistance under the additive white Gaussian noise have been proposed. The impact of the additive white Gaussian noise on dynamic processes, parameters, and characteristics of the KPR oscillator chaotic oscillation was evaluated. The additive white noise has been determined to affect the chaotic oscillation dynamics in the KPR oscillator based on the FET structure with negative differential resistance above noise intensity of $D \geq 0,01$.

Parameters of the self-oscillatory system have been optimized for the KPR oscillator based on a bipolar transistor structure with negative differential resistance at maximum of the Kolmogorov-Sinai entropy. The Kolmogorov-Sinai entropy of the optimized KPR oscillator has been defined to be $H = 0,1605$, that was much more than informational properties of the Colpitts oscillator with one transistor ($H = 0,1292$) and about informational properties of the Colpitts oscillator with two transistors ($H =$

0,1642). But, fractal dimensionality of the KPR oscillator $d_F = 2,004$ was less than that of the Colpitts oscillators with one and two transistors.

In **Chapter 5** the Anishchenko-Astakhov method for developing deterministic chaos oscillators has got a further development. It differs from the classical one by applying non-linear properties of the N- and Λ -type I-V curves of the transistor structures with negative resistance. There has been improved the mathematical model of the Anishchenko-Astakhov deterministic chaos oscillator based on transistor structures with negative differential resistance. It differs from the well-known one by accounting for the non-linearity of static Λ -type I-V curves of the transistor structures. It has allowed to consider how a form of the transistor structure I-V curve dropping parts impacts operating modes and conditions of the oscillator signal dynamics control, with stability keeping for chaotic modes of its operation. The electric circuits of the deterministic chaos oscillators, synthesized by the Anishchenko-Astakhov method, have been researched experimentally and simulated in PSPICE. Informational properties of the oscillators constructed on the Anishchenko-Astakhov method, based on transistor structures with negative resistance, having the entropy $H = 0,0295$ and fractal dimensionality $d_F = 2,0391$ have been calculated.

In **Chapter 6** the deterministic chaos oscillators have been developed on a base of non-linear and reactive properties of the transistor structures with negative differential resistance. Electric circuits of the deterministic chaos oscillators with symmetrical and non-symmetrical power supply based on MOSFET and BT-FET structures with negative resistance having I-V curves with a cubic non-linearity have been synthesized using the Chua method. The new deterministic chaos low-power oscillator based on a bipolar transistor structure with negative resistance and the I-V curve of N-type has been synthesized and examined in oscillation, chaotic and relaxation modes.

In **Chapter 7** new non-autonomous devices for forming signals with regular dynamics based on non-linear and reactive properties of the transistor structures with negative differential resistance have been constructed. Mathematic models of the devices for forming periodic electric signals based on non-linear properties of transistor structures with negative resistance have been proposed. They differ from existing ones by taking into account modes of supply and external excitation to de-

scribe input signal amplification modes, frequency division, amplitude modulation, that allowed obtaining phase portraits, Lissajous figures, time and frequency characteristics of the periodic oscillation. New electric circuits of frequency multipliers, electric filters, and phase shifters with regular dynamics have been synthesized. New analytic expressions to calculate their parameters have been proposed. Results of their mathematical modelling and experimental research have been obtained.

Keywords: oscillator, deterministic chaos, transistor structure, negative resistance, Van der Pol, Colpitts oscillator, Anishchenko-Astakhov, Kiyashko-Pikovskiy-Rabinovich, radio-frequency device, self-oscillatory system, mathematical model, phase portrait, Lyapunov exponents, Kolmogorov-Sinai entropy.

The list of author's publications:

Proceedings where basic scientific results of thesis were published:

Monographs:

1. Osadchuk V.S., Osadchuk O.V., Semenov A.O. The oscillators of electrical oscillations based on a transistor structures with negative resistance: monograph. Vinnitsa: VNTU, 2009. 184 p. ISBN 978-966-641-315-7

2. Osadchuk V.S., Osadchuk O.V., Semenov A.O., Koval K.O. Functional nodes of radio measuring devices based on reactive properties of transistor structures with negative resistance: monograph. Vinnitsa: VNTU, 2011. 336 p. ISBN 978-966-641-405-5.

Articles in foreign scientific periodicals in the direction from which the dissertation was prepared:

3. Olena O. Semenova, Andriy O. Semenov, Oleg V. Bisikalo, Pavlo I. Kulakov, Rami R. Hamdi, Ryszard Romaniuk, Baituma Bissarinov. Genetic ANFIS for scheduling in telecommunication networks. *Proc. SPIE 10808, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments*, 2018, Vol. 108081Z; 8 pages <https://doi.org/10.1117/12.2501503>. (Журнал індексується Scopus, Web of Science)

4. Mohammed Al-Maitah, Olena O. Semenova, Andriy O. Semenov, Pavel I. Kulakov, Volodymyr Yu. Kucheruk. A Hybrid Approach to Call Admission Control in 5G Networks // *Advances in Fuzzy Systems*, Volume 2018, Article ID 2535127, 7 pag-

es, <https://doi.org/10.1155/2018/2535127>. (Журнал індексується Scopus, Web of science)

Articles in the journals included in international science-computer databases:

5. Semenov A.O. Theoretical background to optimize constructing the oscillators of periodic electric oscillation based on transistor structures with negative resistance. *Scientific look into the future*. 2018. Issue 10. Vol. 1. P. 20–26. DOI: 10.30888/2415-7538.2018-10-01-041. (Indexed Index Copernicus, eLIBRARY)

6. Semenov A.O. Deterministic chaos transistor oscillators for hidden information transmission facilities. *Measuring and Computing Devices in Technological Processes*. 2016. №2 (55). P. 62–67. (International scientific-technical magazine; indexed Index Copernicus, eLIBRARY; ISSN 2219-9365)

7. Semenov A.O. The chaotic self-oscillating system with cube inertial non-linearity based on a device with negative resistance. *Measuring and Computing Devices in Technological Processes*. 2016. №3 (56). P. 77–81. (International scientific-technical magazine; indexed Index Copernicus, eLIBRARY; ISSN 2219-9365)

8. Semenov A.O. Deterministic chaos transistor oscillators on the Colpitts circuit. *Measuring and Computing Devices in Technological Processes*. 2017. №1. P. 223–232. (International scientific-technical magazine; indexed Index Copernicus, eLIBRARY; ISSN 2219-9365)

9. Semenov A.O. Model research of dynamic processes in the deterministic chaos oscillator based on a Colpitts circuit with a two-transistor active element. *Measuring and Computing Devices in Technological Processes*. 2017. №2. P. 91–96. (International scientific-technical magazine; indexed Index Copernicus, eLIBRARY; ISSN 2219-9365)

10. Semenov A.O. The deterministic chaos oscillator of Kiyashko-Pikovskii-Rabinovich based on a bipolar transistor structure with negative resistance. *Measuring and Computing Devices in Technological Processes*. 2017. №3. P. 76–82. (International scientific-technical magazine; indexed Index Copernicus, eLIBRARY; ISSN 2219-9365)

Articles in the journals included in the list of scientific professional editions of Ukraine:

11. Andriy O. Semenov. The deterministic chaos oscillator based on a field-effect transistor structure with negative resistance for telecommunications systems. *Journal of Informational and Telecommunication Sciences*. 2016. №2. pp. 46–53. (Printed scientific periodical, indexed EBSCO, Engineering Village, OvidSP, ProQuest, STN International, WorldCat). DOI: <https://doi.org/10.20535/2411-2976.22016.46-53>.

12. Semenov A.O. Mathematical modeling of the deterministic chaos radio-measuring oscillator based on a transistor structure with negative resistance. *Scientific Journal "Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University"*. 2018. №2. P. 15–21. (Printed scientific periodical, indexed Ulrich's Web Global Serials Directory, Index Copernicus, eLIBRARY; ISSN 1995-0519) DOI: 10.30929/1995-0519.2018.2.p1.15-21.

13. Osadchuk V.S., Osadchuk O.V., Semenov A.O., Koval K.O. Optically controlled microwave generator based on NEMT-transistor structure. *Optoelectronic Information-Power Technologies*. 2007. №2 (14). P. 215–221. (Printed scientific periodical) ISSN 1681-7893

14. Semenov A.O., Osadchuk O.V., Koval K.O. Frequency multiplier based on field transistor structure with negative impedance. *Herald of Khmelnytsky National University: Technical Sciences*. 2008. №3, T.1. P. 139–144. (Printed scientific periodical)

15. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Koval K.O. Electrically operated equivalent capacitance based on a transistor structure with negative impedance. *Collection of scientific works of Sevastopol National University of Nuclear Energy and Industry*. 2008. Vol. 1 (25). P. 159–164. (Printed scientific periodical)

16. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Koval K.O. Microwave frequency multiplier based on transistor structure with negative impedance. *Measuring and Computing Devices in Technological Processes*. 2008. №1 (29). P. 48–52. (Printed scientific periodical)

17. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Koval K.O. The oscillator of rectangular pulses based on field-effect transistor structure with negative resistance. *Visnyk of Vinnytsia Politechnical Institute*. 2009. №1. P. 92–97. (Printed scientific periodical, indexed ELIBRARY; ISSN 1997-9266)

18. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Zadorozhny V.K. Mathematical model of microelectronic frequency sensor of optical radiation. *Optoelectronic Information-Power Technologies*. 2009. №1 (17). P. 187–193. (Printed scientific periodical, indexed ELIBRARY) ISSN 1681-7893

19. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Koval K.O. The oscillator of linearly variable voltage based on transistor structure with negative resistance. *Measuring and Computing Devices in Technological Processes*. 2008. № 2. P. 71–75. (Printed scientific periodical)

20. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Koval K.O. Quasilinear mathematical model of frequency multiplier based on bipolar transistor structure with negative resistance. *Herald of Khmelnytsky National University. Engineering*. 2009. №4. P. 244–249. (Printed scientific periodical)

21. Semenov A.O. Quasilinear mathematical model of oscillators based on a transistor structures with negative resistance. *Scientific Works of Vinnytsia National Technical University*. 2009. №4. P. 1–9 (Printed scientific periodical, indexed eLIBRARY) URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/175/174>

22. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Baraban S.V. Frequency converter of the temperature on the basis of a segnetocapacitor. *Herald of Khmelnytsky National University. Engineering*. 2011. №2. P. 198–202. (Printed scientific periodical)

23. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Koval K.O. Multifrequency oscillator based on the capacitive effect of field transistor structure with negative resistance. *Scientific Works of Vinnytsia National Technical University*. 2011. №2. P. 1–10. URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/273/271> (Printed scientific periodical, indexed eLIBRARY)

24. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Lazarev O.O., Koval K.O. Capacitive active element on a field transistor structure with negative resistance. *Scientific Works of Vinnytsia National Technical University*. 2011. №4. P. 1–7. URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/305/303>. (Printed scientific periodical, indexed eLIBRARY, Google scholar)

25. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Baraban S.V. Mathematical model of a self-oscillator for determination of phase transformations of solid materials. *Herald of*

Khmelnytsky National University. Engineering. 2012. №1. P. 120–125. (Printed scientific periodical, indexed Google scholar)

26. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Baraban S.V. Determination of metrological characteristics of a self-oscillator with negative resistance for the investigation of solid-phase systems. *Measuring and Computing Devices in Technological Processes.* 2012. №1. P. 54–59. (Printed scientific periodical, indexed Google scholar)

27. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Baraban S.V. Input control system for non-crystalline semiconductors based on self-oscillating devices with negative resistance. *New technologies. Scientific Herald of the Kremenchug University of Economics, Informational Technologies and Management.* 2011. №4(34). P. 9–12. (Printed scientific periodical, indexed Google scholar)

28. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Baraban S.V. A device for non-destructive control of structural transformations of solid-phase systems. *Measuring and Computing Devices in Technological Processes.* 2013. №1. P. 53–56. (Printed scientific periodical, indexed eLIBRARY, Google scholar)

29. Rudyk A.V., Semenova O.O., Semenov A.O. Amplitude-phase method for measuring parameters of resonant circuits. *Bulletin of the Engineering Academy of Ukraine.* 2013. №2. P. 276–281. (Printed scientific periodical) ISBN 5-7763-836

30. Osadchuk O.V., Semenov A.O., Baraban S.V. The self-oscillator measuring transformer of rotating objects temperature. *Bulletin of the Kyiv National University of Technologies and Design.* 2013. №3. Thematic issue. P. 140–145. (Printed scientific periodical)

31. Rudyk A.V., Rudyk V.A., Semenova O.O., Semenov A.O. Using the Tou filter to filter low-frequency narrowband processes. *Bulletin of the Engineering Academy of Ukraine.* №2. 2014. P. 126–130. (Printed scientific periodical) ISBN 5-7763-836

32. Rudyk A.V., Rudyk V.A., Semenov A.O., Semenova O.O. Analysis of changes in the characteristics of the Tou filter. *Bulletin of the Engineering Academy of Ukraine.* 2014. № 3–4. P. 129–134. (Printed scientific periodical) ISBN 5-7763-836

33. Semenov A.O., Osadchuk O.V. Deterministic Chaos Oscillator with Inertial Non-Linearity Based on a Bipolar Transistor Structure with Negative Resistance. *Visnyk of Vinnytsia Politechnical Institute.* 2017. № 6. C. 147–152. (Printed scientific

periodical, indexed Index Copernicus International, eLIBRARY, Google scholar) ISSN 1997-9266.

34. Semenov A.O. Optoelectronic oscillator of deterministic chaos based on the bipolar transistor structure with negative resistance. *Optoelectronic Information-Power Technologies*. 2017. № 2. P. 70–78 (Printed scientific periodical, indexed eLIBRARY, Google scholar) ISSN 1681-7893.

35. Semenov A.O. Research of the deterministic chaos oscillator based on a bipolar transistor structure with negative resistance. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University series «Technical Sciences»*. 2018. Vol. 29 (68). №1. Part 1. P. 50–57. (Printed scientific periodical) ISSN 1606-3721

36. Semenov A.O. Radio-electronic device for forming deterministic chaos signals based on the Duffing-Holmes non-linear system. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University series «Technical Sciences»*. 2018. Vol. 29 (68). №2. Part 1. P. 84–91 (Printed scientific periodical) ISSN 1606-3721.

37. Semenov A.O. Model research of the non-linear dynamics of radio-engineering devices based on a transistor structure with negative resistance. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University series «Technical Sciences»*. 2018. Vol. 29 (68). №3. Part 1. P. 74–78. (Printed scientific periodical) ISSN 1606-3721.

Proceedings that certify an improvement of thesis materials (included in international science-computer databases):

38. A. Osadchuk, K. Koval, A. Semenov, M. Prutyla. Mathematical model of transistor equivalent of electrical controlled capacity. *The International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunication and Computer Science" TCSET 2008*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 19–23, 2008. P. 35–36. ISBN 978-966-553-678-9. INSPEC Accession Number: 11155526. (Indexed Scopus, Web of Science)

39. Osadchuk V. S., Osadchuk A. V., Semenov A. A., Semenova E. A. Experimental research and modeling of the microwave oscillator based on the static inductance transistor structure with negative resistance. *Proceedings of the 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*.

13–17 Sept. 2010, Sevastopol, Ukraine, 2010. P. 187–188. DOI: 10.1109/CRMICO.2010.5632543. (Indexed Scopus, Web of Science)

40. Osadchuk A. V., Semenov A. A., Baraban S. V., Semenova E. A., Koval K. O. Noncontact infrared thermometer based on a self-oscillating lambda type system for measuring the human body's temperature. *Proceedings of the 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*. 8–14 Sept. 2013, Sevastopol, Ukraine. 2013. P. 1069-1070. INSPEC Accession Number: 13882857. (Indexed Scopus, Web of Science)

41. Osadchuk A. V., Semenov A. A., Koval K. O., Semenova E. A., Baraban S. V. Electrically controllable microwave phase shifters based on capacitive effect of the transistor structure with negative resistance. *Proceedings of the 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*. 8–14 Sept. 2013, Sevastopol, Ukraine, 2013. P. 106–107. INSPEC Accession Number: 13887412. (Indexed Scopus, Web of Science)

42. Andriy Semenov, Olena Semenova, Oleksandr Osadchuk. The UHF oscillators based on a HEMT structure with negative conductivity. *Proceedings of the International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. 21–23 May 2015. Omsk, Russia. P. 1–4. DOI: [10.1109/SIBCON.2015.7147215](https://doi.org/10.1109/SIBCON.2015.7147215) (Indexed Scopus, Web of Science)

43. Andriy Semenov. Deterministic Chaos Oscillator Based on a Bipolar and Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *X International IEEE Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines" (Dynamics)*. 15–17 November, 2016. Russia, Omsk. P. 1–4. DOI: [10.1109/Dynamics.2016.7819081](https://doi.org/10.1109/Dynamics.2016.7819081) (Indexed Scopus, Web of Science)

44. Andriy Semenov. The Additive White Gaussian Noise Impact on the Deterministic Chaos Oscillator Based on a Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *IEEE Conference Publications 2016 International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo)*. September 11-15, 2016, Kyiv, Ukraine. P. 1–5, DOI: [10.1109/UkrMiCo.2016.7739614](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2016.7739614) (Indexed Scopus, Web of Science)

45. Andriy O. Semenov, Alexander V. Osadchuk, Iaroslav A. Osadchuk, Kostyantyn O. Koval, Maksym O. Prytula. The Chaos Oscillator with Inertial Non-Linearity Based on a Transistor Structure with Negative Resistance. *17th International Confer-*

ence of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2016. Erlagol, Altai, Russia, 30 June – 4 July, 2016. Conference Proceedings, 2016. – P. 178–184. DOI: [10.1109/EDM.2016.7538720](https://doi.org/10.1109/EDM.2016.7538720). (Indexed Scopus, Web of Science)

46. Andriy Semenov. Reviewing the Mathematical Models and Electrical Circuits of Deterministic Chaos Transistor Oscillators. *2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings*. Moscow, Russia, May 12–14, 2016. P. 1–6. DOI: [10.1109/SIBCON.2016.7491758](https://doi.org/10.1109/SIBCON.2016.7491758) (Indexed Scopus, Web of Science)

47. Andriy Semenov. Mathematical Simulation of the Chaotic Oscillator Based on a Field-Effect Transistor Structure With Negative Resistance. *2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. April 19-21, 2016, Kyiv, Ukraine. P. 52–56. DOI: [10.1109/ELNANO.2016.7493008](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2016.7493008) (Indexed Scopus, Web of Science)

48. Andriy Semenov. The Van der Pol's Mathematical Model of the Voltage-Controlled Oscillator Based on a Transistor Structure With Negative Resistance. *Proceedings of the XIII International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science"*. Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23 – 26, 2016. P. 100–104. DOI: [10.1109/TCSET.2016.7451982](https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7451982) (Indexed Scopus, Web of Science)

49. Andriy Semenov. Mathematical Model of the Microelectronic Oscillator Based on the BJT-MOSFET Structure with Negative Differential Resistance. *Conference proceedings of 2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine April 18–20, 2017. P. 146–151. DOI: [10.1109/ELNANO.2017.7939736](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2017.7939736) (Indexed Scopus, Web of Science)

50. Andriy Semenov, Alexander Osadchuk. Experimental Research of the Deterministic Chaos Oscillator Based on a Bipolar Transistor Structure with Negative Differential Resistance. *Proceedings of the 4th International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications Science and Technology»*. 10 – 13 October, 2017, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine, 2017, pp. 34–37. DOI: [10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343](https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343) (Indexed Scopus, Web of Science)

51. Andriy Semenov, Oleksandr Osadchuk. Modeling the Deterministic Chaos Microelectronic Oscillator Based on the Bipolar Transistor Structure with Negative Resistance. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Conference Proceedings. May 29 – June 2, 2017. Kyiv, Ukraine. – P. 704–708. DOI: [10.1109/UKRCON.2017.8100335](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100335) (Indexed Scopus, Web of Science)

52. Oleksander Osadchuk, Andriy Semenov, Oleksander Zviahin, Anton Savytskyi. Numerical Method for Processing Frequency Measuring Signals from Microelectronic Sensors Based on Transistor Structures with Negative Resistance. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Conference Proceedings. May 29 – June 2, 2017. Kyiv, Ukraine. P. 721–725. DOI: [10.1109/UKRCON.2017.8100338](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100338) (Indexed Scopus, Web of Science)

53. Andriy Semenov. Numerical Researching the Radiofrequency Chua's Oscillator Based on a Device with Negative Differential Resistance. *The Second International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2017)*. Conference Proceeding. 11–15 September 2017, Odesa, Ukraine. P. 1-6. DOI: [10.1109/UkrMiCo.2017.8095376](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017.8095376) (Indexed Scopus, Web of Science)

54. Andriy Semenov. Radiofrequency Deterministic Chaos Oscillator Based on a Transistor Structure with Negative Resistance. Numerical Researching. *2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*. Kyiv, Ukraine. May 24, 2017 – May 27, 2017. P. 343-347. DOI: [10.1109/ICATT.2017.7972659](https://doi.org/10.1109/ICATT.2017.7972659) (Indexed Scopus, Web of Science)

55. Andriy O. Semenov, Anton Yu. Savytskyi, Oleg V. Bisikalo, Pavlo I. Kulakov. Mathematical Modeling of the Two-Stage Chaotic Colpitts Oscillator. *Proceedings of 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 20 – 24, 2018. P. 835-839. DOI: [10.1109/TCSET.2018.8336327](https://doi.org/10.1109/TCSET.2018.8336327) (Indexed Scopus, Web of Science)

56. Andriy Semenov, Kostyantyn Koval, Anton Savytskyi, Oleksander Zviahin, Serhii Baraban. Numerical Study of the Deterministic Chaos Oscillator with a Differential Integral Element on the Colpitts Circuit. *Proceedings of 14th International Con-*

ference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). Lviv-Slavske, Ukraine, February 20 – 24, 2018. P. 846–850. DOI: [10.1109/TCSET.2018.8336329](https://doi.org/10.1109/TCSET.2018.8336329) (Indexed Scopus, Web of Science)

Proceedings where additional scientific results of thesis were published:

Patents of Ukraine for invention:

57. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Semenov A. O., Semenova O. O., Koval K. O. Electrically Controlled Microwave Phase Rotator. Patent for an invention №90435 UA, IPC H01P 1/18. Registry Application number a200806924. Date of application submission 19.05.2008. Publication Date information dated 26.04.2010. Bull No. 8, 5 p.

58. Osadchuk O. V., Osadchuk V. S., Semenov A. O., Gursky A. P., Semenova O. O. Infrared gas analyzer with frequency output. Patent for an invention №89423 UA, IPC G01N 21/21. Registry application number u 2008 03617. Date of application submission 21.03.2008. Date published 25.01.2010. Bull No. 2. 6 p.

59. Osadchuk O. V., Osadchuk V. S., Semenov A. O., Gursky A. P., Semenova O. O. Infrared gas concentration meter with frequency output. Patent for an invention №89424 UA, IPC G01N 21/21. Registry application number u 2008 03628. Date of application submission 21.03.2008. Date published 25.01.2010. Bull No. 2. 6 p.

Patents of Ukraine for utility model:

60. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Semenov A. O., Koval K. O. Electrically controlled low pass filter. Patent 29421 UA, IPC (2006) H03H7/01. Declared 01.10.2007; №u200710779; Published 10.01.2008, Bulletin 1. 3 p.

61. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Semenov A. O., Koval K. O. Electrically controlled high pass filter. Patent №30176 UA, IPC (2006) H03H 7/01. Declared 19.11.2007. The application number is u2009712797. Published Feb 11, 2008, Bulletin № 3. 3 p.

62. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Semenov A. O., Koval K. O. Optically controlled oscillation generator. Patent №32335 UA, IPC (2006) H03C3/00. Declared 11.01.2008; №u200800389. Published 12.05.2008, Bulletin 9. 5 p.

63. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Semenov A. O., Koval K. O. Oscillator of rectangular pulses. Patent №33049 UA, IPC (2008) H03B7/00. Registry application

number u2008 01301. Date of submission 03.03.2008. Published June 10, 2008. Bulletin 11. 4 p.

64. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Semenov A. O., Koval K. O., Martynyuk V. V. Electrically managed linear alternating voltage oscillator. Patent №33041 UA, IPC (2008) H03B7/01. Application number u2008 01261. Date of submission 01.02.2008. Published June 10, 2008. Bulletin 11. 3 p.

65. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Semenov A. O., Koval K. O. Electrically managed frequency multiplier. Patent №38506 UA, IPC (2008) H03B19/00. Registry Application number u 2008 10040. Date of submission 04.08.2008 Date published. Jan 12, 2009. Bull. 1. 5 p.

66. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Semenov A. O., Semenova O. O., Koval K. O. Electrically Managed Linear Alternating Voltage Generator. Patent №38348 UA, IPC (2008) H03B7/00. Registry Application number u 2008 12442. Date of submission 23.10.2008. Date published Jan 12, 2009. Bull 1. 5 p.

67. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Semenov A. O., Semenova O. O., Koval K. O. Microelectronic electrically controlled frequency multiplier. Patent №38347 UA, IPC (2008) H03B19/00. Registry Issue number u 2008 12443. Date of submission 23.10.2008. Date published Jan 12, 2009. Bull 1. 5 p.

68. Osadchuk V. S., Osadchuk O. V., Semenov A. O., Koval K. O., Semenova O. O. Electrically controlled phase shifter of the microwave range. Patent №39839 UA, IPC (2008) H01P1/18. Application number u 2008 12834. Date of application submission 03.11.2008. Date of publication 10.03.2009. Bull №5. 5 p.

69. Semenov A. O., Osadchuk O. V. Microelectronic electrically controlled chaotic oscillation generator. Patent 127219 UA, IPC (2014) H03B 29/00. Application number u 2018 00990. Date of application submission 02.02.2018. Published on 07/25/2018. Bull No. 14. 6 p.

70. Semenov A. O., Osadchuk O. V. Microelectronic electrically controlled chaotic oscillation generator with inertial nonlinearity. Patent 127220 UA, IPC (2014) H03B 29/00. Application number u 2018 00991. Date of application submission 02.02.2018. Published on 07/25/2018. Bull No. 14. 6 p.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	39
ВСТУП.....	40
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ МЕТОДІВ І ПРИСТРОЇВ ГЕНЕРУВАННЯ ТА ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ І СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ.....	57
1.1 Активні елементи пристроїв генерування та формування сигналів на ос- нові транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором	57
1.2 Генератори керовані напругою з регулярною динамікою електричних коливань на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диферен- ційним опором	66
1.3 Методи і пристрої генерування сигналів з хаотичною динамікою на ос- нові транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором	85
1.4 Методи і пристрої формування сигналів з регулярною та хаотичною ди- намікою на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференцій- ним опором.....	111
Висновки до 1-го розділу	117
РОЗДІЛ 2. ПРИСТРОЇ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ З РЕГУЛЯРНОЮ ДИНАМІКОЮ, ПОБУДОВАНІ ЗА МЕТОДОМ ВАН ДЕР ПОЛЯ, НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ І СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ	120
2.1 Застосування методу Ван дер Поля для побудови генераторів електрич- них коливань з регулярною динамікою на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором	120
2.2 Дослідження невідповідності сталості параметрів електричних коливань при широкосмуговому перелаштуванні автоколивних систем генераторів, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором	125

2.3 Дослідження динамічних процесів, які відбуваються в генераторах електричних коливальних, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференціальним опором за наявності адитивного білого шуму	130
2.4 Розроблення керованих УВЧ генераторів осциляторного типу за методом Ван дер Поля на основі транзисторних структур із від’ємним диференціальним опором із збереженням запасу самозбудження в робочому діапазоні частот	136
2.5 Розроблення генераторів релаксаційного типу за методом Ван дер Поля на основі транзисторних структур із від’ємним диференціальним опором.....	145
2.6 Розроблення багаточастотного генератора квазіперіодичних коливальних за методом Ван дер Поля на основі польової транзисторної структури з від’ємним диференціальним опором	157
Висновки до 2-го розділу	168
РОЗДІЛ 3. ОПТИМІЗАЦІЯ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА СИГНАЛІВ	
ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ	
СХЕМ ІЗ ВІД’ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ	
ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ У НИХ	
170	
3.1 Дослідження динамічних процесів у однострижисторних генераторах детермінованого хаосу за схемою Колпїтца	170
3.2 Оптимїзація параметрів автоколивної системи однострижисторних генераторів детермінованого хаосу за схемою Колпїтца по максимуму ентропїї Колмогорова-Сїная.....	178
3.3 Дослідження методів керування динамічними процесами в однострижисторному генераторі детермінованого хаосу за схемою Колпїтца	182
3.4 Розроблення однострижисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпїтца з електричним керуванням динамікою коливальних.....	184
3.5 Застосування балансного метода для стабілізації параметрів генератора детермінованого хаосу за схемою Колпїтца.....	190

3.6 Дослідження динамічних процесів та оптимізація параметрів двотранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца	198
Висновки до 3-го розділу	208
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБЛЕННЯ ПРИСТРОЇВ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ ЗА МЕТОДОМ КИЯШКО-ПІКОВСЬКОГО-РАБІНОВИЧА НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ.....	
4.1 Дослідження структур пристроїв генерування електричних сигналів детермінованого хаосу за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича.....	210
4.2 Розроблення генератора детермінованого хаосу методом Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференційним опором	219
4.3 Дослідження впливу адитивного білого шуму на динамічні процеси в генераторі, побудованому за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича, на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференційним опором	224
4.4 Дослідження впливу нелінійних властивостей прохідної ВАХ підсилювального елемента на динамічні процеси розроблених за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича генераторів при дії адитивного білого шуму.....	239
4.5 Розроблення генератора детермінованого хаосу за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором	253
Висновки до 4-го розділу	268
РОЗДІЛ 5. РОЗРОБЛЕННЯ ПРИСТРОЇВ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ ЗА МЕТОДОМ АНІЩЕНКО-АСТАХОВА НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ	
5.1 Дослідження структур пристроїв генерування електричних сигналів детермінованого хаосу за методом Аніщенко-Астахова	270

5.2 Узагальнене трансцендентне рівняння апроксимації статичних ВАХ Λ-типу транзисторних структур із від’ємним диференційним опором	279
5.3 Розроблення генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю методом Аніщенко-Астахова на основі біполярної транзисторної структури з від’ємним диференційним опором	282
5.4 Результати експериментальних досліджень генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від’ємним диференційним опором	290
5.5 Комп’ютерне схемотехнічне моделювання генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від’ємним диференційним опором	295
5.6 Розроблення генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю методом Аніщенко-Астахова на основі біполярно-польової транзисторної структури з від’ємним диференційним опором.....	306
5.7 Розрахунок статистичних та інформаційних параметрів генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі транзисторних структур із від’ємним диференційним опором	316
Висновки до 5-го розділу	319
РОЗДІЛ 6. РОЗРОБЛЕННЯ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ НА ОСНОВІ НЕЛІНІЙНИХ І РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД’ЄМНИМ ДИФЕРЕН- ЦІЙНИМ ОПОРОМ.....	
6.1 Побудова генератора детермінованого хаосу за методом Чуа на основі МДН транзисторної структури з від’ємним диференційним опором	321
6.2 Розроблення генераторів детермінованого хаосу типу Чуа на основі приладів з від’ємним диференційним опором і кубічною нелінійністю ВАХ	330
6.3 Розроблення генератора детермінованого хаосу на основі реактивних властивостей біполярної транзисторної структури з від’ємним диференційним опором.....	342

6.4 Розроблення генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від’ємним диференційним опором і ВАХ N-типу та результати його експериментальних досліджень.....	348
Висновки до 6-го розділу	354
РОЗДІЛ 7. РОЗРОБЛЕННЯ НЕАВТОНОМНИХ ПРИСТРОЇВ	
ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ З РЕГУЛЯРНОЮ ДИНАМІКОЮ НА ОСНОВІ НЕЛІНІЙНИХ І РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД’ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ.....	
	356
7.1 Розроблення радіотехнічних пристроїв формування сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторних структур із від’ємним диференційним опором.....	356
7.2 Розроблення помножувачів частоти сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторних структур із від’ємним диференційним опором.....	370
7.3 Розроблення автодинного помножувача частоти сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторної структури з від’ємним диференційним опором	380
7.4 Розроблення електричних фазообертачів сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторних структур із від’ємним диференційним опором.	382
7.5 Розроблення електричних фільтрів сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторних структур із від’ємним диференційним опором.....	387
7.6 Практичні застосування пристроїв формування сигналів з регулярною динамікою на основі реактивних властивостей транзисторних структур із від’ємним диференційним опором	393
Висновки до 7-го розділу	395

ВИСНОВКИ.....	397
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	402
ДОДАТОК А. Результати дослідження функції розподілу густини ймовірності сигналів одноступінчастого генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца з електричним керуванням динамікою коливань.....	439
ДОДАТОК Б. Акти впровадження результатів дисертаційної роботи.....	445
ДОДАТОК В. Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації.....	452

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АА	–	Аніщенко-Астахов
АЧС	–	амплітудно-частотний спектр
АЧХ	–	амплітудно-частотна характеристика
БТ	–	біполярний транзистор
БТСВО	–	біполярна транзисторна структура з від'ємним (диференційним) опором
ВАХ	–	вольт-амперна характеристика
ВЗЗ	–	від'ємний зворотний зв'язок
ВО	–	від'ємний опір
ВЧ	–	високі частоти
ГЛЗН	–	генератор лінійно змінної напруги
ККД	–	коефіцієнт корисної дії
КПР	–	Кияшко-Піковський-Рабинович
КС	–	Колмогоров-Сінай
МДН	–	метал-діелектрик-напівпровідник
НВЧ	–	надзвичайно високі частоти (3 ГГц .. 30 ГГц)
НЧ	–	низькі частоти
ПТ	–	польовий транзистор
ПТСВО	–	польова транзисторна структура з від'ємним (диференційним) опором
ТСВО	–	транзисторна структура з від'ємним (диференційним) опором
УВЧ	–	ультра високі частоти (300 МГц .. 3 ГГц)
ФВЧ	–	фільтр високих частот
ФНЧ	–	фільтр низьких частот
ФЧХ	–	фазочастотна характеристика

ВСТУП

Розвиток інформаційних і телекомунікаційних технологій здійснюється за двома взаємозв'язаними напрямками – апаратним (hardware) і програмним (software). Сучасний рівень розвитку радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікацій (hardware) зумовлений межею технології виготовлення напівпровідникових приладів. Тому значна увага приділяється дослідженню фізичних явищ напівпровідникової електроніки та створенню нових і удосконаленню відомих методів побудови радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікацій.

Новим напрямком розвитку інфокомунікаційних технологій, радіотехніки та зв'язку є застосування хаотичних сигналів. Протягом останніх 30 років стрімко зросла кількість наукових публікацій, у яких висвітлено теоретичні аспекти нелінійних динамічних систем і результати їх практичного застосування. Значний інтерес до явища детермінованого хаосу зумовлений такими причинами: 1) простота реалізації пристроїв детермінованого хаосу при широкому наборі режимів роботи; 2) висока чутливість пристроїв детермінованого хаосу; 3) малі габарити, вага та вартість [1-18].

Хаотичним коливанням притаманні такі основні властивості [19-24]: 1) неперіодичність і широка смуга частот спектра; 2) слабка корельованість та ортогональність; 3) значно більша завадостійкість ніж у періодичних коливань; 4) висока інформаційна ємність.

Хаотичні сигнали є одним з типів сигналів, які можуть застосовуватися як носій інформації у надширокосмугових засобах зв'язку. Вони рекомендовані стандартом IEEE 802.15.4a для застосування у надширокосмугових бездротових персональних мережах зв'язку UWB WPAN (Ultra Wide Band Wireless Personal Area Networks) та UWB WMAN (Ultra Wide Band Wireless Metropolitan Area Networks) [25, 26]. Тому розробка пристроїв генерування та формування сигналів детермінованого хаосу є актуальним науково-технічним завданням.

Крім володіння необхідною потужністю випромінювання, пристрої генерування та формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою повинні

бути досить ефективними з погляду енергоспоживання. Вони повинні формувати сигнали з регулярною та хаотичною динамікою у заданій смузі частот і мати мале позасмугове випромінювання [26-28]. Окрім того, схемні рішення генераторів детермінованого хаосу повинні бути такими, щоб у перспективі їх можна було реалізувати у вигляді інтегральних мікросхем на основі кремнієвої або кремнієво-германієвої технологій [25].

Актуальність теми.

Перспективним напрямком приладобудування є розроблення та дослідження пристроїв генерування та формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою для інфокомунікаційних систем на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором, сумісних з мікроелектронною технологією [25]. Розроблення й застосування пристроїв генерування, формування, обробки та вимірювання сигналів на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором у світі ведеться з початку 1980-х років [25, 29-31]. Розроблено теоретичні та практичні аспекти застосування у телекомунікаціях таких пристроїв з регулярною динамікою сигналів [32-38]. У теперішній час розробка та впровадження пристроїв генерування та формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором є актуальною науково-технічною задачею [39-40].

На сьогоднішній день відомо багато методів і способів передачі інформації за допомогою сигналів детермінованого хаосу. Для практичної реалізації зазначених способів передачі інформації потрібно оцінити відомі генератори детермінованого хаосу за статистичними та інформаційними параметрами сигналів. Результати інтегральної оцінки великої кількості (84) генераторів хаосу за кореляційними та спектральними властивостями їх сигналів наведені в роботі [38]. У той же час, питання інтегральної оцінки інформаційних параметрів і властивостей генераторів детермінованого хаосу не розглянуто. Вітчизняні публікації в напрямку дослідження інформаційних параметрів і характеристик пристроїв генерування хаотичних сигналів мало відомі. Ще менше уваги приділено питан-

ням розвитку теорії побудови й оптимізації пристроїв генерування та формування сигналів детермінованого хаосу за ентропійним підходом. У той же час існує низка нерозв'язаних конкретних практичних задач та недосліджених фундаментальних питань з теорії генераторів детермінованого хаосу. Усе це зумовлює актуальні науково-технічні завдання створення нових і удосконалення відомих методів побудови та оптимізації існуючих пристроїв генерування і формування сигналів детермінованого хаосу по максимуму їх інформаційних властивостей.

Таким чином, виникає *протиріччя*, зумовлене тим, що класичні методи побудови пристроїв генерування та формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою з електричним перелаштуванням їхніх параметрів не відповідають сучасному рівню вимог інфокомунікаційних систем, а існуючі математичні моделі не забезпечують оптимізацію режимів їх роботи за ентропійним підходом, а також не дають змоги оцінити вплив адитивного білого шуму на динамічні процеси в них.

Науково-прикладна проблема, яка вирішується в дисертаційній роботі, полягає у необхідності розроблення нових та вдосконалення відомих методів і пристроїв генерування та формування сигналів, що забезпечують керування регулярною та хаотичною динамікою сигналів при електричному перелаштуванні параметрів автоколивних систем таких пристроїв у широких межах зі збереженням стійкості режимів їх роботи, що оптимізовані за максимумом ентропії й фрактальної розмірності.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційні дослідження виконувались у відповідності до наукового напрямку кафедри радіотехніки Вінницького національного технічного університету, в межах низки держбюджетних науково-дослідних робіт: «Розробка математичних моделей мікроелектронних частотних перетворювачів магнітного поля на основі транзисторних структур з від'ємним опором» (2010-2012 рр., № держреєстрації 0110U002160), «Розробка радіовимірювальних перетворювачів температури на основі реактивних властивостей напівпровідникових структур» (2013-2014 рр., № держреєстрації 0113U002287С), «Розробка радіовимірювальних пристроїв на

основі транзисторних структур з від'ємним опором» (2013-2014 рр., № держреєстрації 0113U003133), «Радіовимірювальні сенсори фізичних величин на основі реактивних властивостей і від'ємного опору напівпровідникових структур» (2015-2016 рр., № держреєстрації 0115U001123), «Розроблення теоретичних засад, методів і приладів вимірювання та контролю газового середовища на військових та цивільних об'єктах» (2017-2018 рр., № держреєстрації 0117U000573) у яких здобувач брав участь як виконавець, а також «Методи та пристрої формування, оброблення й вимірювання сигналів радіоінформаційних систем промислових і військових об'єктів» (2017-2019 рр., № держреєстрації 0117U007139) у виконанні якої здобувач був керівником.

За отримані наукові та практичні результати дисертаційних досліджень автор став Лауреатом Премії Кабінету Міністрів України за особливі досягнення молоді у розбудові України в номінації "За наукові досягнення" (Розпорядження Кабінету Міністрів України № 420-р від 19.06.2013 року). Частина результатів дисертаційної роботи були використані автором у науковій роботі «Розвиток теорії та створення радіовимірювальних приладів на ємнісному ефекті транзисторних структур з від'ємним опором», яка здобула Премію Верховної Ради України найталановитішим молодим ученим в галузі фундаментальних і прикладних досліджень та науково-технічних розробок за 2013 рік (Постанова Верховної Ради України №40-XVIII від 23.12.2014 р.). Окремі практичні результати дисертаційної роботи використані автором у науковій роботі «Розробка імпульсних фази-логічних та нейронних елементів для використання у телекомунікаційних мережах», яка виборола Премію Президента України для молодих вчених за 2014 рік (Указ Президента України № 936/2014 від 16.12.2014 року).

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є розвиток наявних методів генерування та формування сигналів із регулярною та хаотичною динамікою, шляхом вдосконалення відомих і розроблення нових математичних моделей та електричних схем пристроїв, режими роботи яких оптимізовані за максимумом ентропії Колмогорова-Сіная, що уможливають їх роботу при електричному пе-

релаштуванні параметрів автоколивної системи у широких межах за дії адитивного білого шуму.

Для досягнення поставленої мети необхідно було розв'язати наступні завдання:

1. Здійснити аналіз сучасного стану теорії та практики генерування і формування сигналів на основі приладів з від'ємним диференційним опором, систематизувати відомі принципи, методи, структури та математичні моделі, що покладено в основу їх побудови.

2. Удосконалити математичні моделі генераторів Ван дер Поля періодичних і квазіперіодичних електричних коливань на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором та дослідити динамічні процеси в них при електричному перелаштуванні параметрів їх автоколивних систем у широких межах.

3. Дослідити динамічні процеси в автоколивних системах генераторів Колпітца з одностранзисторним і двостранзисторним активним елементом із застосуванням керованих напругою транзисторних еквівалентів ємності та оптимізувати параметри таких автоколивних систем по максимуму ентропії Колмогорова-Сіная.

4. За методами Кияшко-Піковського-Рабіновича та Аніщенко-Астахова розробити нові схеми генераторів детермінованого хаосу на основі біполярних, польових і біполярно-польових транзисторних структур із від'ємним диференційним опором. Дослідити нелінійні та хаотичні режими роботи у розроблених схемах генераторів електричних коливань на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором із електричним керуванням динамікою періодичних і хаотичних сигналів.

5. Удосконалити математичні моделі генераторів детермінованого хаосу типів Кияшко-Піковського-Рабіновича та Аніщенко-Астахова на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором зі статичною ВАХ Λ -типу. Основну увагу при цьому приділити питанням керованості режимами роботи генераторів та стійкості їх роботи в хаотичних режимах.

6. Розробити нові та удосконалити відомі схеми генераторів з електричним керуванням динамікою регулярних і хаотичних коливань, принцип роботи яких заснований на використанні нелінійних і реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференційним опором.

7. Удосконалити математичну модель пристроїв формування періодичних сигналів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором зі статичною ВАХ Λ -типу, що працюють у режимах підсилення вхідних сигналів, ділення частоти та амплітудної модуляції тощо, і дослідити динамічні процеси, що мають місце в них.

8. Розробити нові та удосконалити відомі схеми електрично керованих помножувачів частоти, електричних фільтрів та фазообертачів сигналів з регулярною динамікою, принцип роботи яких заснований на використанні нелінійних і реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференційним опором.

Об'єктом дослідження є процеси генерування та формування сигналів з регулярною й хаотичною динамікою в радіотехнічних пристроях на основі біполярних, польових та біполярно-польових транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором.

Предметом дослідження є фазові портрети і спектри показників Ляпунова пристроїв генерування й формування сигналів на основі біполярних, польових та біполярно-польових транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором, а також часові, частотні та статистичні параметри й характеристики генерованих і сформованих електричних сигналів.

Методи дослідження. Під час проведення теоретичних досліджень були використані методи теорії радіотехнічних кіл та сигналів для аналізу динамічних процесів у електричних схемах пристроїв генерування та формування сигналів, а також для дослідження питань керованості режимів роботи таких пристроїв в періодичних і хаотичних режимах; елементи математичної теорії нелінійної динаміки, фракталів і хаосу; теорії статистичного та кореляційного аналізу для оцінювання параметрів генерованих сигналів з регулярною й хаотичною динамі-

кою; методи математичного моделювання й розв'язання нелінійних диференційних рівнянь; методи комп'ютерного схемотехнічного моделювання електричних схем; методи аналізу нелінійної динаміки хаотичних систем для дослідження властивостей пристроїв генерування сигналів детермінованого хаосу на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором.

Наукова новизна одержаних результатів. У ході виконання дисертаційної роботи отримано такі результати, що визначають наукову новизну дисертаційної роботи:

1. Набув подальшого розвитку метод Ван дер Поля генерування періодичних сигналів осциляторного і релаксаційного типів, удосконалена математична модель якого, на відміну від відомої, містить квадратичний член нелінійності автоколивної системи генератора на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором і враховує координати положення робочої точки на спадній ділянці ВАХ та уможливує електричне керування параметрами генерованих періодичних сигналів. Це дало змогу розрахувати часові діаграми та частотні характеристики генерованої напруги за дії адитивного білого шуму.

2. Уперше запропоновано математичну модель багаточастотного генератора квазіперіодичних сигналів, побудованого за методом Ван дер Поля, на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференційним опором, що, на відміну від відомих, забезпечує розрахунок режимів живлення генератора для отримання одно-, дво-, три- і багато- частотних коливань. Отримані рівняння амплітуди стаціонарних коливань основної частоти, нижньої і верхньої границі смуги робочих частот і величини критичного перелаштування по частоті та встановлено, що вони залежать від величини від'ємного диференційного опору та геометричної форми спадної ділянки ВАХ транзисторних структур.

3. Уперше запропоновано узагальнене трансцендентне рівняння апроксимації статичних ВАХ транзисторних структур із від'ємним диференційним опором, що, на відміну від відомих, описує в нормованих змінних нелінійні властивості різних геометричних форм статичних ВАХ Λ -типу.

4. Уперше встановлено, теоретично обґрунтовано і досліджено процеси виникнення режимів хаотичних коливань у побудованих за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича генераторах на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором із нелінійностями Λ -типу на відміну від класичного генератора Кияшко-Піковського-Рабіновича, принцип дії та елементи теорії якого базуються на основі приладів з від'ємним диференційним опором із нелінійностями N -типу.

5. Удосконалено математичну модель генератора сигналів детермінованого хаосу, побудованого за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича, що, на відміну від відомої, враховує вплив нелінійних властивостей підсилювального елемента генератора на динаміку хаотичних коливань і яка базується на апроксимації статичних ВАХ транзисторних структур із від'ємним диференційним опором узагальненим трансцендентним рівнянням. Це дало змогу визначити умови керуваності динамікою генератора в осциляторному, періодичному та хаотичному режимах при електричному перелаштуванні параметрів автоколивної системи генератора.

6. Уперше запропоновано, теоретично обґрунтовано та експериментально досліджено схемні варіанти генераторів детермінованого хаосу, принцип функціонування яких, на відміну від відомих, що мають зовнішні кола додатного зворотного зв'язку, полягає у компенсації активних втрат автоколивних систем генераторів від'ємним диференційним опором транзисторних структур, існування спадних ділянок сімейства ВАХ яких зумовлене внутрішнім додатним зворотним зв'язком, що дало змогу забезпечити електричне керування динамікою генерованих коливань у осциляторному, релаксаційному та хаотичному режимах.

7. Удосконалено математичну модель генератора детермінованого хаосу типу Аніщенко-Астахова на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором, що, на відміну від відомої, враховує нелінійність статичних ВАХ Λ -типу транзисторних структур і використовує узагальнене трансцендентне рівняння. Це дало змогу врахувати вплив форми спадних ділянок ВАХ тран-

зисторних структур на режими роботи та умови керованості динамікою сигналів генератора зі збереженням стійкості хаотичних режимів їх роботи.

8. Удосконалено математичну модель неавтономних пристроїв формування періодичних сигналів на основі нелінійних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференційним опором, яка, на відміну від існуючих, застосовує узагальнене трансцендентне рівняння для апроксимації статичних ВАХ Л-типу і враховує режими живлення та зовнішнього збудження для опису процесів підсилення вхідного сигналу, амплітудної модуляції сигналу та ділення частоти сигналу на електрично керований коефіцієнт поділу, що дозволило отримати фазові портрети і фігури Ліссажу, часові та частотні характеристики сформованих періодичних коливань.

9. Уперше виявлено та досліджено явище детермінованого хаосу з керуванням напругою динамікою генерованих сигналів у базовій схемі мікроелектронного генератора на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором, у якій, на відміну від відомих, забезпечено широкий діапазон зміни параметрів генерованих періодичних і хаотичних коливань електричних сигналів, а також режим розвинутого хаосу.

Практичне значення одержаних результатів. У ході виконання дисертаційної роботи отримано такі практичні результати:

1. Розроблено та досліджено побудовані за методом Ван дер Поля на БТ-МДН і НЕМТ транзисторних структурах з від'ємним диференційним опором електричні схеми УВЧ генераторів сигналів осциляторного типу з електричним перелаштуванням частоти генерації в діапазонах 880..930 МГц і 1825..2025 МГц з коефіцієнтами перекриття частоти генерації 5,5% і 10,4 % шляхом зміни напруги живлення у межах 1,6..2,5 В і 1,3..2,9 В відповідно.

2. Розроблено та досліджено побудовані за методом Ван дер Поля електричні схеми генераторів релаксаційного типу, період повторення прямокутних і лінійно-змінних імпульсів напруги яких у діапазоні 0,13..1,67 мкс керується напругою живлення 5..30 В при зміні струмів споживання 2,7..18,1 мА. Отримано

співвідношення для інженерного розрахунку часових параметрів генерованих імпульсів прямокутної та лінійно-змінної напруги.

3. Оптимізовані параметри автоколивних систем електричних схем одностранзисторного та двотранзисторного генераторів Колпітца за максимумом їх інформаційних властивостей. Встановлено, що ентропія Колмогорова-Сіная (КС) $H = 0,1642$ та фрактальна розмірність $d_F = 2,6293$ двотранзисторного генератора Колпітца більші за ентропію КС $H = 0,1292$ та фрактальну розмірність $d_F = 2,1123$ одностранзисторного генератора Колпітца.

4. Запропоновано та досліджено низькочастотну електричну схему генератора Колпітца з електричним керуванням динамікою сигналів детермінованого хаосу з основною частотою 10,3 кГц та шириною спектра 25 кГц. Побудовано гістрограми функції розподілу ймовірності хаотичних сигналів при короткотривалому спостереженні протягом 1,1 с при зміні напруги керування в межах 9..28 В.

5. Встановлено, що ефективним способом керування динамікою сигналів детермінованого хаосу генератора Колпітца діапазону частот УВЧ є зміна режиму роботи активного елемента генератора, а тому набули поширення метод параметричної стабілізації режиму роботи активного елемента генератора Колпітца з використанням струмового дзеркала та балансний метод з використанням диференційного каскаду, що у 1,06 та 1,12 разів підвищують запас стійкості генератора Колпітца відповідно при часі встановлення хаотичних коливань 844..862 мкс.

6. Запропоновано нові електричні схеми генераторів детермінованого хаосу, побудованих за методом Кияшка-Піковського-Рабіновича, на основі польових і біполярних транзисторних структур із від'ємним диференційним опором (ТСВО) та досліджено дію адитивного білого гаусового шуму на динаміку хаотичних сигналів. Встановлено, що вплив адитивного білого гаусового шуму спостерігається при його інтенсивності починаючи з відносного рівня $D > 0,01$.

7. Здійснено оптимізацію параметрів автоколивної системи генератора Кияшка-Піковського-Рабіновича на основі біполярної ТСВО за максимумом ентро-

пії КС, значення яких становлять $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,115$ і $g = 0,775$. Встановлено, що ентропія КС оптимізованого генератора $H = 0,1605$ є більшою за ентропію КС однострижорного генератора Колпітца $H = 0,1292$ та є на рівні ентропії КС двострижорного генератора Колпітца $H = 0,1642$. У той же час, фрактальна розмірність генератора КПР $d_F = 2,004$ менша, ніж у однострижорного $d_F = 2,1123$ та двострижорного $d_F = 2,6293$ генераторів за схемою Колпітца.

8. Запропоновано нові електричні схеми генераторів детермінованого хаосу, побудованих за методом Аніщенко-Астахова, на основі біполярної ТСВО та БТ-МДН ТСВО. З'ясовано, що використання транзисторної структури з сімейством ВАХ Λ -типу розширює фазовий простір генерованих хаотичних коливань. Для класичної математичної моделі Аніщенко-Астахова при $d = 0,1..0,2$ хаотичний режим забезпечується при значеннях коефіцієнтів $m = 0,72..1,2$ і $g = 0,13..0,9$. Для запропонованих варіантів автоколивних систем при $d = 0,1$ хаотичний режим встановлюється при значеннях коефіцієнтів $m = 0,07..1,7$ і $g = 0,4..3,4$, внаслідок чого максимальна ентропія КС становить $H = 0,0295$ і фрактальна розмірність – $d_F = 2,0391$.

9. Запропоновано нову електричну схему генератора детермінованого хаосу, побудованого за методом Чуа, на основі МДН транзисторної структури з від'ємним диференційним опором, що у режимі розвинутого хаосу має фазовий портрет з атрактором типу «подвійний завиток», що забезпечує кращі його інформаційні властивості (ентропія КС $H = 0,2947$ і фрактальна розмірність $d_F = 2,0973$) за умови кубічної нелінійності ВАХ МДН транзисторної структури та симетричної схеми живлення.

10. Розроблено нові електричні схеми та конструкції помножувачів у 2 та 3 рази частоти УВЧ сигналів діапазону 600..900 МГц з електричним керуванням коефіцієнта множення, що базуються на реактивних властивостях біполярної, польової та БТ-МДН транзисторних структур із від'ємним диференційним опором.

11. На основі реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференційним опором розроблено фільтри низьких частот з елект-

ричним керуванням частотою зрізу в діапазоні 0,2..2 МГц та величиною згасання поза смугою пропускання $-14,5$ дБ/декада для одноланкових та $-29,1$ дБ/декада для дволанкових фільтрів. Розроблено електрично керовані УВЧ фазообертачі відбивного типу діапазону 900 МГц, зміна фази яких становить $-78^\circ..+75^\circ$ при напрузі керування 2,1..2,8 В і модулі коефіцієнта відбиття 0,12..0,08 на основі БТ-МДН та $-140^\circ..160^\circ$ при напрузі керування 2,9..4,3 В і модулі коефіцієнта відбиття 0,63..0,33 на основі МДН ТСВО. Втрати на частоті 900 МГц для обох схем становлять 1,17 дБ і 2,08 дБ відповідно.

Реалізація та впровадження результатів роботи. Результати дисертаційної роботи отримали такі використання та впровадження: нові схемотехнічні та конструктивні рішення генераторів детермінованого хаосу на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором у ТОВ «ДЖЕМІКЛ» (м. Вінниця), пристрої генерування та формування зв'язкових сигналів діапазону частот 1,8 ГГц – 2,1 ГГц з підвищеною завадостійкістю та запасом стійкості роботи на стандартне хвильове навантаження 50 Ом у АТ «БАНКОМЗВ'ЯЗОК» (м. Київ), пристрої формування сигналів прямохаотичної системи службового зв'язку у ТОВ «ДАЙТЕКС ТЕХНОЛОДЖІС» (м. Вінниця), при розробці модулів передавання і приймання UWB сигналів обладнання для інформаційних і телекомунікаційних систем за технологією WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks) у Вінницькій філії ТОВ «ВЕНБЕСТ», а також у навчальному процесі Вінницького національного технічного університету для модернізації лекційних курсів і лабораторних практикумів з дисциплін «Генерування та формування сигналів», «Аналогові електронні пристрої» і «Кодування та обробка сигналів», а також при виконанні курсових та дипломних робіт студентами спеціальності 172 – телекомунікації та радіотехніка; у навчальному процесі Вінницького навчально-наукового виробничого центру Одеської національної академії зв'язку ім. О.С. Попова при проведенні лекційних і практичних занять з дисциплін «Основи схемотехніки» і «Схемотехніка та конструювання пристроїв зв'язку та МП».

Отримані в дисертаційній роботі наукові та практичні результати можуть знайти подальше застосування в процесі розробки та вдосконалення радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій в процесі їхнього виробництва та експлуатації, а також у науково-дослідних установах та навчальному процесі вищих навчальних закладів. Достовірність основних теоретичних положень і висновків підтверджується їх задовільною збіжністю з результатами комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень.

Особистий внесок здобувача. Усі наукові результати дисертаційної роботи отримані автором особисто. За напрямом наукових досліджень у співавторстві опубліковано роботи [39-96]. У працях, що відображають основні результати дисертаційної роботи, які опубліковані у співавторстві, зі списку публікацій за темою дисертації (додаток В) авторові належать: розроблено нові та удосконалено відомі квазілінійні математичні моделі генераторів електричних коливань з регулярною динамікою, які працюють у осциляторному та релаксаційному режимах [В.1]; розроблено нові та удосконалено відомі квазілінійні математичні моделі пристроїв генерування та формування синусоїдальних та імпульсних сигналів з електричним керуванням режимами роботи таких пристроїв і параметрами їхніх сигналів [В.2]; аналіз сучасного стану методів і пристроїв формування сигналів інформаційних і телекомунікаційних систем [В.3, В.4]; запропоновано рівняння апроксимації вольт-фарадної характеристики та отримано результати теоретичних і експериментальних досліджень електрично керованої ємності на біполярно-польовій [В.15] та МДН [В.24] транзисторних структурах із від'ємним диференціальним опором; запропоновано квазілінійну математичну модель активного елемента генератора з електрично керованою ємнісною складовою повного опору на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором [В.38]; запропоновані математичні моделі помножувачів частоти аналогових сигналів на основі польової [В.14], біполярно-польової [В.16] і біполярної [В.20] транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором і отримано результати теоретичних досліджень; запропоновані малосигнальні математичні моделі оптично керованого НВЧ [В.13] і електрично керованої

них УВЧ [В.42] генераторів, в основу яких покладено рівняння апроксимації струмів стоку НЕМТ з використанням функцій гіперболічних тангенсу та косинусу; удосконалено математичну модель оптичного генераторного перетворювача та отримано результати теоретичних досліджень [В.18]; отримано результати експериментальних досліджень потужного НВЧ генератора з електричним керуванням на основі статично індукованої транзисторної структури з від'ємним диференційним опором [В.39]; запропоновано математичну модель багаточастотного генератора та отримано результати математичного моделювання [В.23]; запропоновані математичні моделі генераторів прямокутних імпульсів [В.17] і лінійно-змінної напруги [В.19] на основі польової та біполярної транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором відповідно і отримано результати математичного моделювання; запропоновані еквівалентні схеми та отримані результати аналітичних досліджень з використанням методу змінних стану автогенераторних перетворювача температури [В.22] і засобу для визначення фазових перетворень твердих матеріалів [В.25] на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором; запропоновано автогенераторний прилад з лінійною функцією перетворення [В.26] на основі реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференційним опором та визначено величину методичної похибки; досліджено залежність реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференційним опором від радіаційної температури, що підвищує точність відновлення сигналів на скінченій дискретній вибірці [В.28] та запропоновано математичну модель автогенераторного вимірювального перетворювача [В.30], яка враховує вплив температури на активну та реактивну компоненти малосигнального імпедансу біполярного транзистора; запропоновано схему автогенераторного перетворювача температури для безконтактного інфрачервоного термометра та визначена його частотна нестабільність [В.40]; розраховано параметри елементів схемної реалізації смугопропускального фільтра за методом Тоу з придушенням завади понад 40 дБ [В.31] та отримано результати дослідження його амплітудно-частотних характеристик залежно від розкиду розрахованих параметрів елементів схеми [В.32]; отримано розраху-

нкові співвідношення для визначення точності вимірювання параметрів резонансних контурів автоколивних систем за амплітудно-фазовим методом [В.29]; запропоновані нові схеми [В.57, В.68] та експериментально показана можливість розширення діапазону зміни фази НВЧ сигналу за рахунок використання ємнісного ефекту транзисторних структур із від'ємним диференційним опором для побудови НВЧ фазообертачів відбивного типу з малою величиною помилки фазового зсуву і малим рівнем внесених втрат [В.41]; запропоновані нова електрична схема [В.70] і математична модель [В.45] генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором та отримано результати експериментальних досліджень [В.33] і комп'ютерного схемотехнічного моделювання [В.51]; запропоновано нову електричну схему [В.69] та отримано результати експериментальних досліджень [В.50] електрично-керованого генератора хаотичних коливань на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором; запропоновані схемні рішення варіантів генераторних радіовимірювальних перетворювачів [В.52]; отримані результати математичного [В.55] та комп'ютерного схемотехнічного [В.56] моделювання варіантів генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца; запропоновані нові схеми вимірювальних автогенераторних перетворювачів концентрації газу на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором для розширення діапазону [В.58], підвищення чутливості [В.59] та точності вимірювань; запропоновано практичне застосування генераторів радіосигналів з регулярною динамікою коливань на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором у складі системи вхідного контролю [В.27]; запропоновано електричні схеми дволанкових активних фільтрів НЧ [В.60] і ВЧ [В.61] на транзисторах зустрічної провідності, що зменшує температурну залежність параметрів активних фільтрів; запропоновано нову схему оптичного генераторного перетворювача [В.62] з включеним в коло локального зворотного зв'язку фотодіодом; запропоновано нові схемні рішення генераторів релаксаційного типу на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором – польовій, з динамічним наван-

таженням [В.63], і біполярній, з локальним [В.64] і глобальним [В.66] зворотними зв'язками; запропоновані нові схеми помножувачів частоти радіосигналів на основі БТ-МДН [В.65] і біполярних [В.67] транзисторних структурах із від'ємним диференційним опором.

Результати спільних наукових праць було використано у дисертаційних роботах такими співавторами, як Коваль К. О. [97] (схемні рішення та математичні моделі пристроїв генерування та формування періодичних сигналів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором), Барабан С. В. [98] (схемні рішення та математичні моделі автогенераторних засобів квазігармонічних сигналів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором) та магістерській роботі Луцького Є.Ф. [99] (окремі результати аналізу сучасного стану пристроїв генерування сигналів з регулярною й хаотичною динамікою на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором).

Апробація результатів дисертації. Основні наукові результати і положення дисертації представлені, доповідались та обговорені на таких міжнародних науково-технічних конференціях: Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunication and Computer Science (TCSET) у 2008, 2016 і 2018 рр.; International Crimean Conference on Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo) у 2010 і 2013 рр.; International Conference on Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), 2016, 2017 і 2018 рр.; International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), 2016 і 2017 рр.; International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications, Science and Technology» (PICS'T), 2017 і 2018 рр.; IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), 2017 р.; XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), 2017 р.; 9-th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018), 2018 р.; Фізико-технологічні проблеми передавання, обробки та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах (PREDT), 2016, 2017 і 2018 рр.; VI Міжнародна науково-технічна конференція

«Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2017), 2017 р.

Публікації. Основні результати дисертаційної роботи висвітлено в 70 наукових працях, з яких 21 одноосібна. Серед опублікованих праць 2 монографії; 27 статей у фахових виданнях України; 2 статті у наукових періодичних виданнях інших держав з наряду, з якого підготовлено дисертацію; 6 статей у журналах, що включені до міжнародних наукометричних баз даних; 3 патенти на винахід, 11 патентів на корисну модель; 19 публікацій у матеріалах конференцій, що включені до міжнародних наукометричних баз даних. Загалом публікації, що відображають основні результати дисертаційної роботи, мають таку кількість індексацій у наукометричних базах: Scopus, Web of Science – 21; EBSCO, WorldCat – 1; Ulrich's Web Global Serials Directory – 1; Index Copernicus – 8; РИНЦ – 8; Google scholar – 19. Аналіз публікацій, які висвітлені у дисертації, з питань внеску автора показав, що внесок Семенова А.О. є вирішальним.

Структура та загальний обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається зі вступу, семи розділів, висновків по роботі, списку використаної літератури та додатків. Загальний обсяг дисертації складає 463 сторінки. Основний зміст викладено на 340 сторінках, робота містить 276 рисунків та 3 таблиці. Список використаних джерел становить 311 найменувань на 37 сторінках. Додатки містять результати досліджень статистичних характеристик функції розподілу хаотичних сигналів одностранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца з електричним керуванням динамікою коливань, акти впровадження результатів дисертаційної роботи та список публікацій здобувача за темою дисертації й відомості про апробацію результатів дисертації.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ МЕТОДІВ І ПРИСТРОЇВ ГЕНЕРУВАННЯ ТА ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ І СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

1.1 Активні елементи пристроїв генерування та формування сигналів на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором

Властивості, параметри та характеристики аналогових пристроїв генерування та формування сигналів визначають активні елементи, на основі яких вони побудовані [100]. Відомо, що у будь-якого багатополюсного активного елемента, який охоплений колом додатного зворотного зв'язку, на електродах підключення виникає від'ємний диференційний опір. Тому в дискретних транзисторах, які охоплені колом зворотного додатного зв'язку, на електродах підключення кола зворотного зв'язку виникає від'ємний диференційний опір або провідність [100]. Величина від'ємного диференційного опору (провідності) залежить від багатьох чинників, основними з яких є: параметри статичних ВАХ транзисторів, розташування робочої точки на ВАХ, частотні властивості транзисторів, величина амплітуди та частоти сигналу, глибина зворотного зв'язку [101-103].

Зворотний зв'язок класифікують по виду підключення (послідовний або паралельний) на вході чотириполюсника та по параметру (напруги або струму) підключення на виході чотириполюсника [100]. Чотири основні типи зворотного зв'язку: 1) послідовний по струму; 2) паралельний по напрузі; 3) послідовний по напрузі; 4) паралельний по струму. Перші два види додатного зворотного зв'язку застосовують для створення динамічних негатронів, у яких статичні ВАХ монотонні та не мають спадних ділянок, а від'ємний диференційний опір виникає у вузькій смузі робочого діапазону частот. Третій та четвертий види додатного зворотного зв'язку зумовлюють виникнення на статичних ВАХ спадних ділянок по струму або по напрузі [104-105].

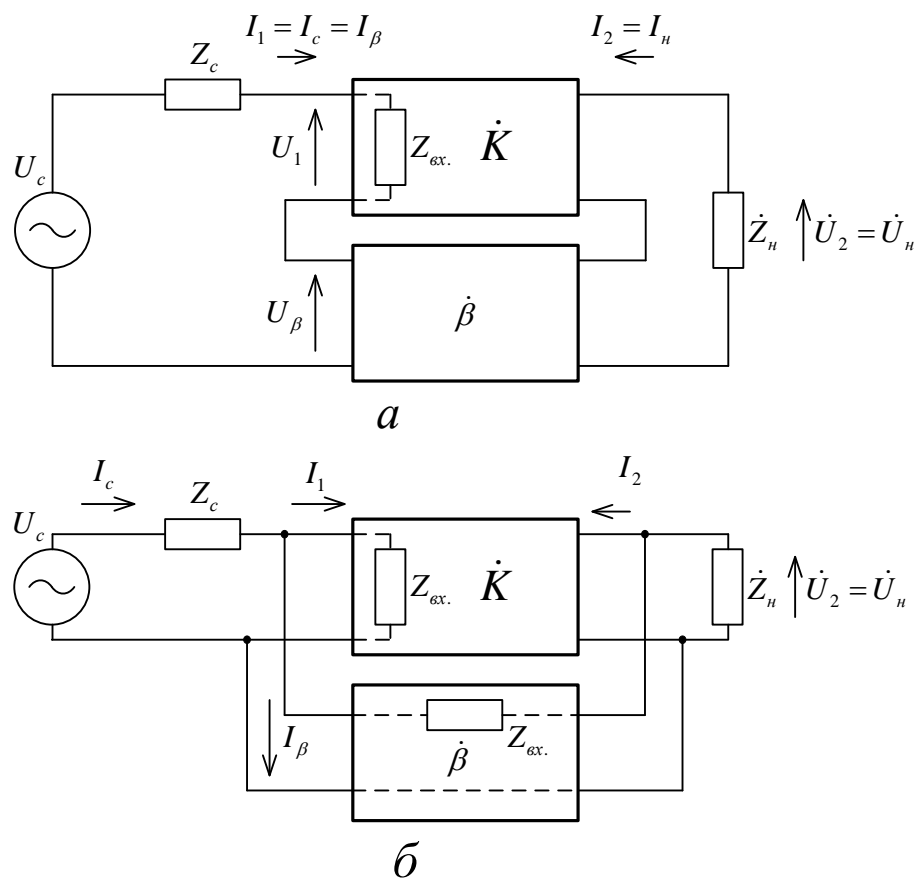


Рисунок 1.1 – Структурні схеми активних елементів, які охоплені колом додатного зворотного зв'язку послідовним за струмом (а) і паралельним по напрузі (б)

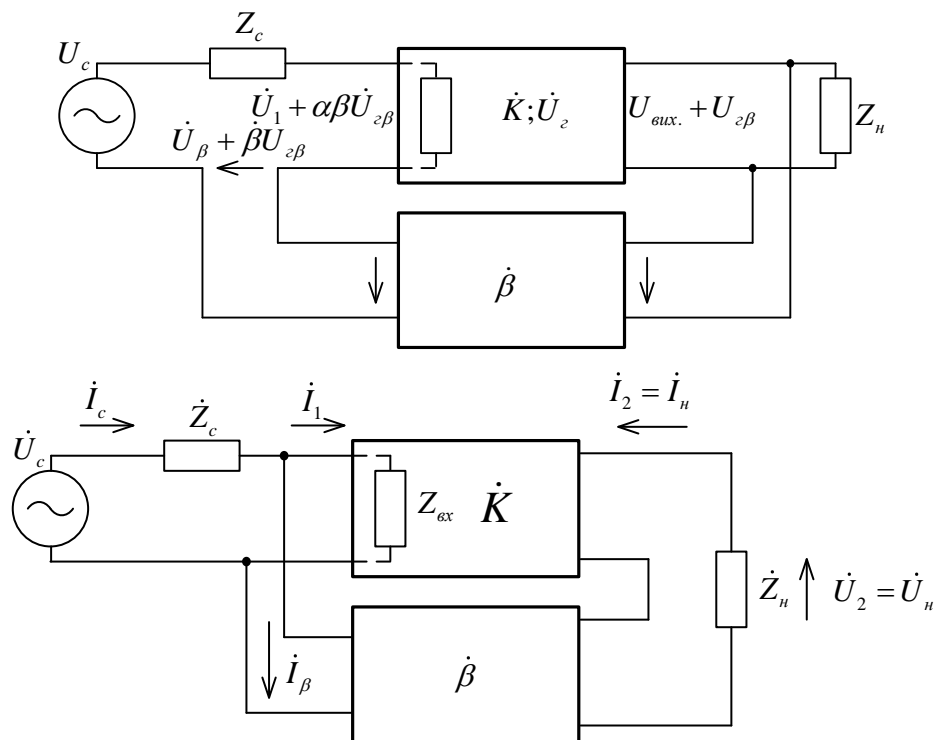


Рисунок 1.2 – Структурні схеми активних елементів, які охоплені колом додатного зворотного зв'язку послідовним по напрузі (а) і паралельним за струмом (б)

Три основні види статичних ВАХ приладів з від'ємним диференціальним опором N-типу, S-типу і Λ -типу подані на рис. 1.3 [104].

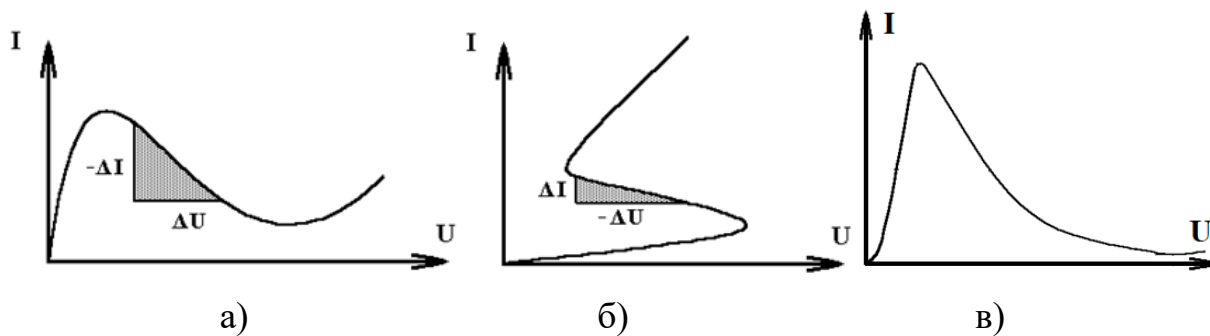
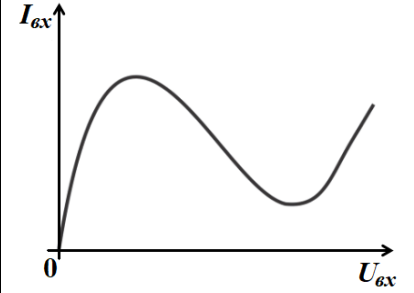
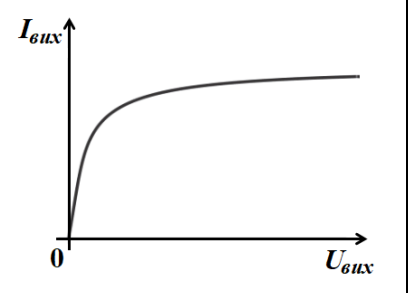
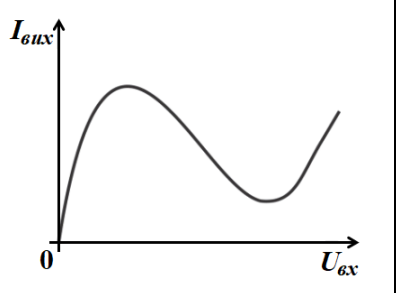
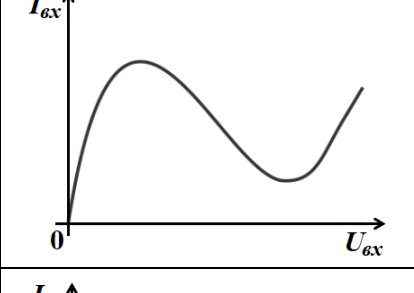
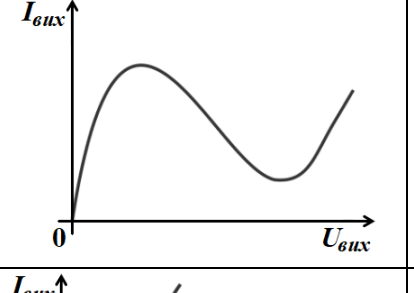
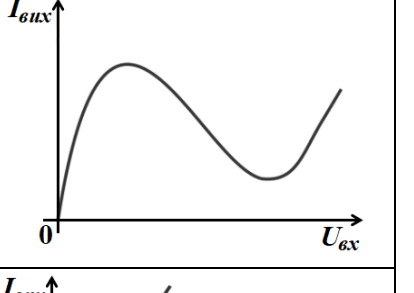
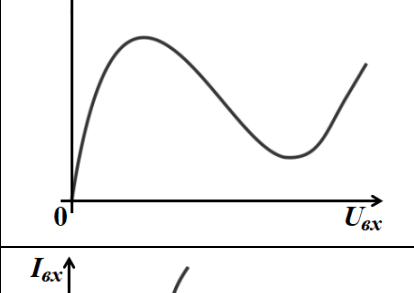
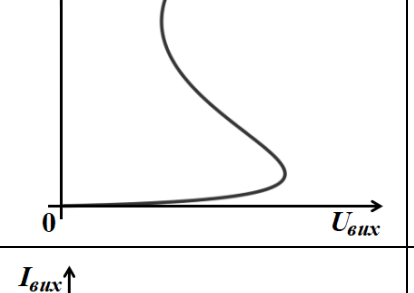
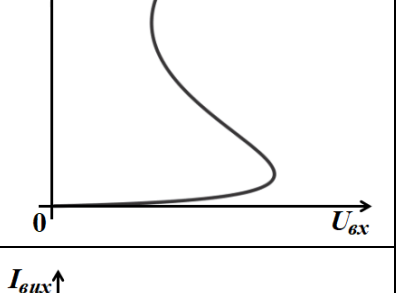
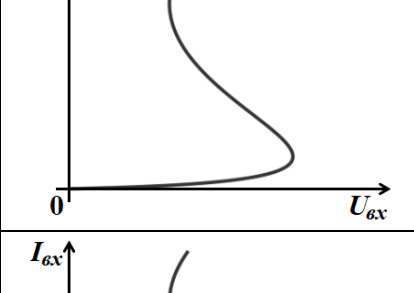
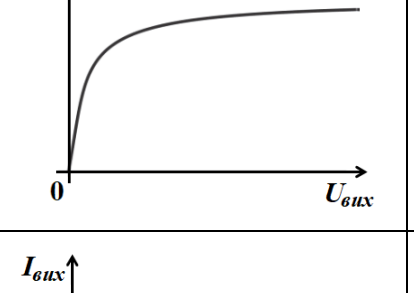
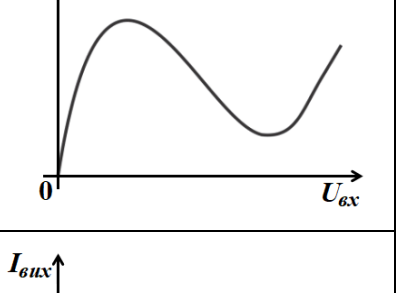
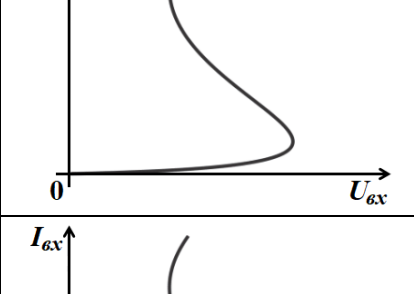
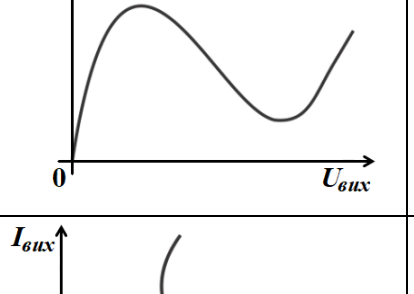
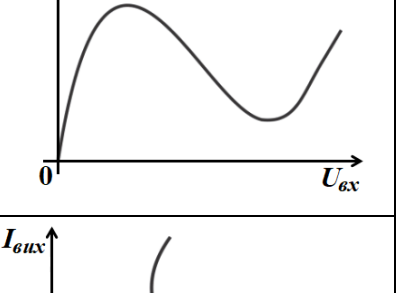
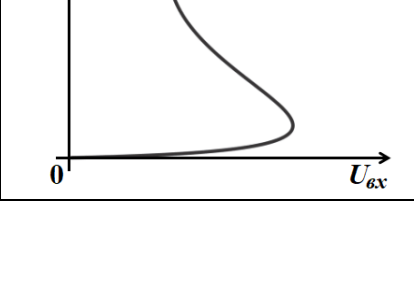
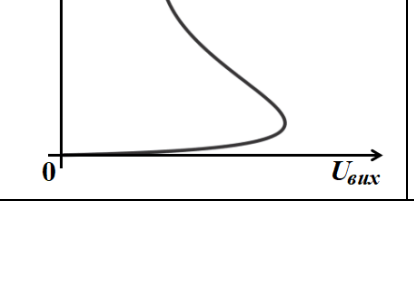
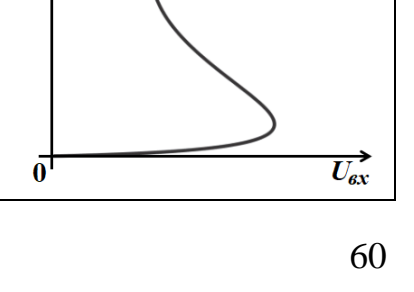


Рисунок 1.3 – Статичні ВАХ транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором [104]: а) N-типу; б) S-типу і в) Λ -типу

Відповідно до наведених на рис. 1.3,а,б ВАХ у роботі [102] сформована така теорема: «Прилади з від'ємним диференціальним опором, що володіють внутрішнім додатним зворотним зв'язком за напругою, мають на статичній вольт-амперній характеристиці ділянку від'ємної провідності та ємнісний характер реактивності. Прилади з внутрішнім додатним зворотним зв'язком по струму мають на статичній вольт-амперній характеристиці ділянку від'ємного опору та індуктивний характер реактивності». Дане твердження стосується випадку двополосних активних елементів з від'ємним диференціальним опором. Класичною роботою з теоретичним обґрунтуванням принципів побудови двохелектродних транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором є [106].

Розвитком теорії приладів з від'ємним диференціальним опором є застосування трьох- і багато- електродних напівпровідникових структур та їх транзисторних схемотехнічних еквівалентів, які мають спадні ділянки по напрузі або по струму на входних та/або прохідних ВАХ [107]. У таблиці 1.1 наведено систематизовані в роботі [107] графіки входних, прохідних і вихідних статичних ВАХ транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором. Також у роботі [107] запропонований підхід до побудови трьохелектродних транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором на прохідних статичних ВАХ на основі послідовного та паралельного включень двохелектродних транзисторних структур з ВАХ типів N і S. Основні запропоновані схемотехнічні варіанти подані на рис. 1.4 – рис. 1.9 [107].

Таблиця 1.1 – Геометричні форми ВАХ трьохелектродних транзисторних схем і структур із від’ємним диференційним опором [107]

№	Вхідні ВАХ	Вихідні ВАХ	Прохідні ВАХ
1			
2			
3			
4			
5			
6			

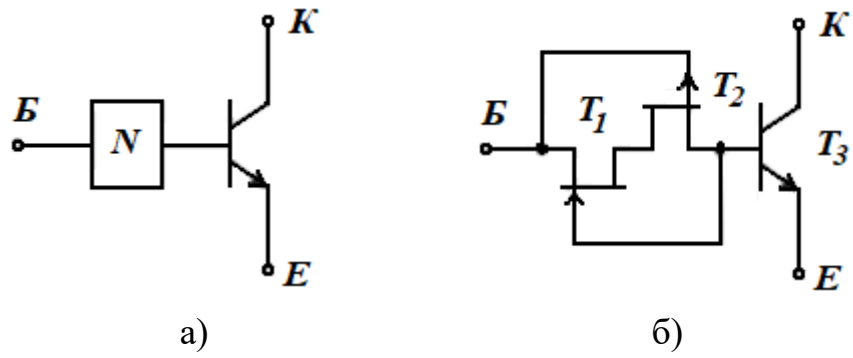


Рисунок 1.4 – Структурна (а) та електрична (б) схеми триполюсника з прохідною ВАХ N-типу на основі λ -діода і БТ (№1 табл. 1.1) [107]

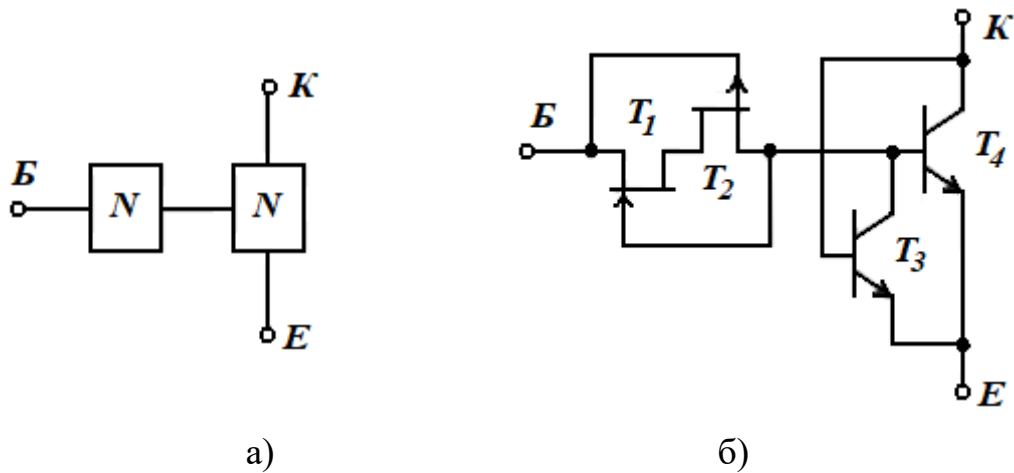


Рисунок 1.5 – Структурна (а) та електрична (б) схеми триполюсника з прохідною ВАХ N-типу на основі λ -діода і БТСВО N-типу (№2 табл. 1.1) [107]

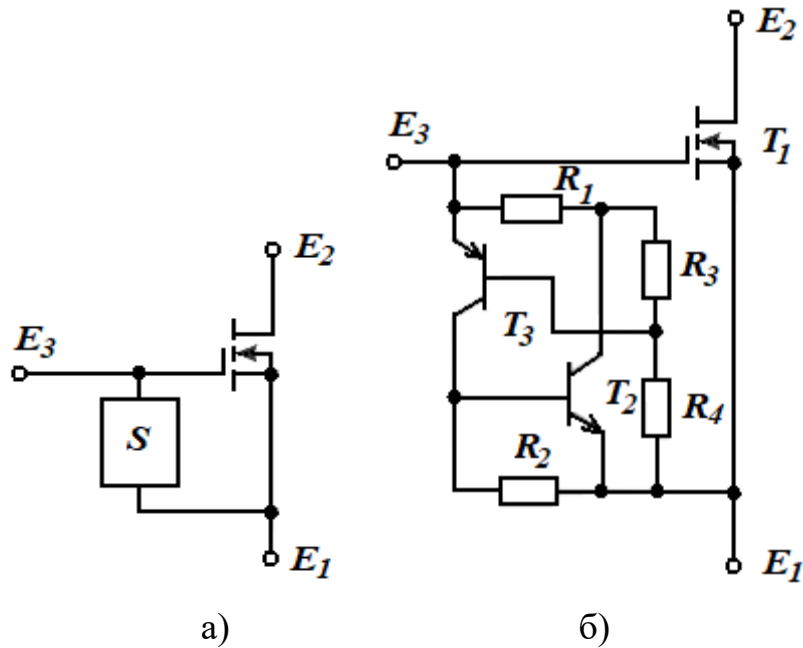


Рисунок 1.6 – Структурна (а) та електрична (б) схеми триполюсника з прохідною ВАХ N-типу на основі ПТ і БТСВО S-типу (№4 табл. 1.1) [107]

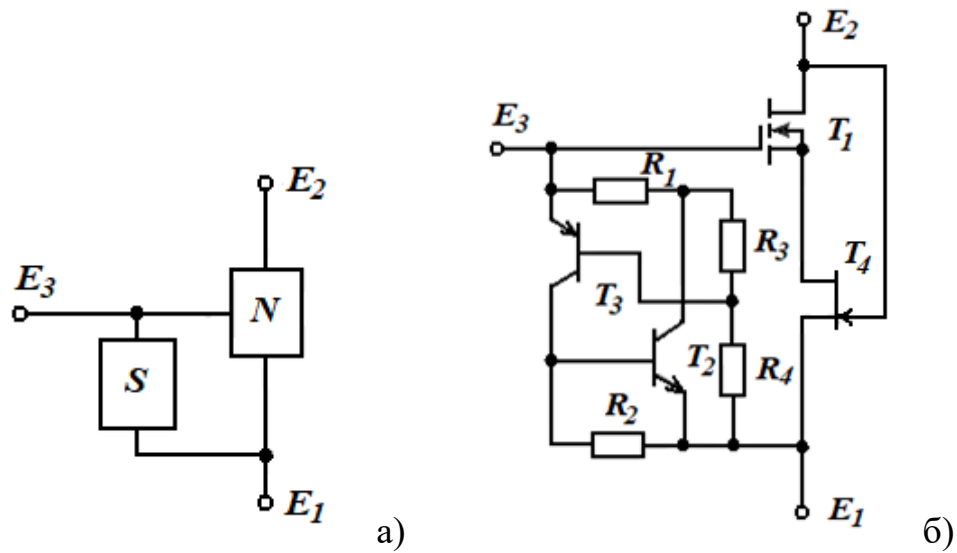


Рисунок 1.7 – Структурна (а) та електрична (б) схеми триполюсника з прохідною ВАХ N-типу на основі БТСВО S-типу та λ -діода (№5 табл. 1.1) [107]

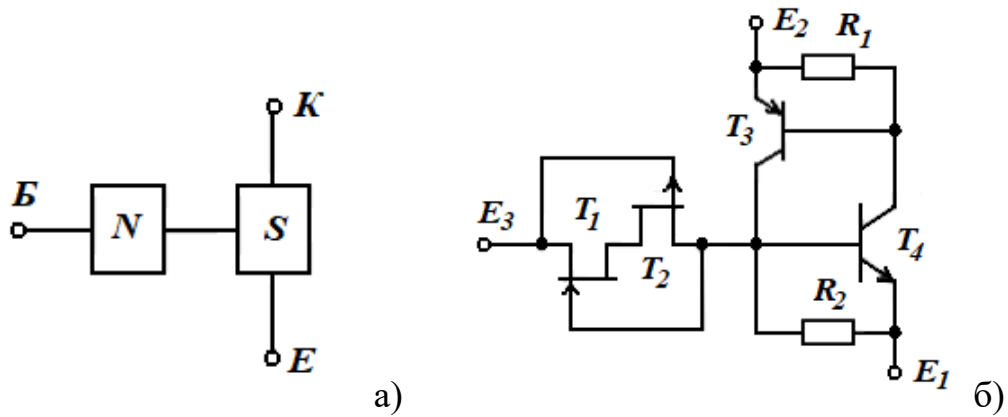


Рисунок 1.8 – Структурна (а) та електрична (б) схеми триполюсника з прохідною ВАХ S-типу на основі λ -діода і БТСВО S-типу (№3 табл. 1.1) [107]

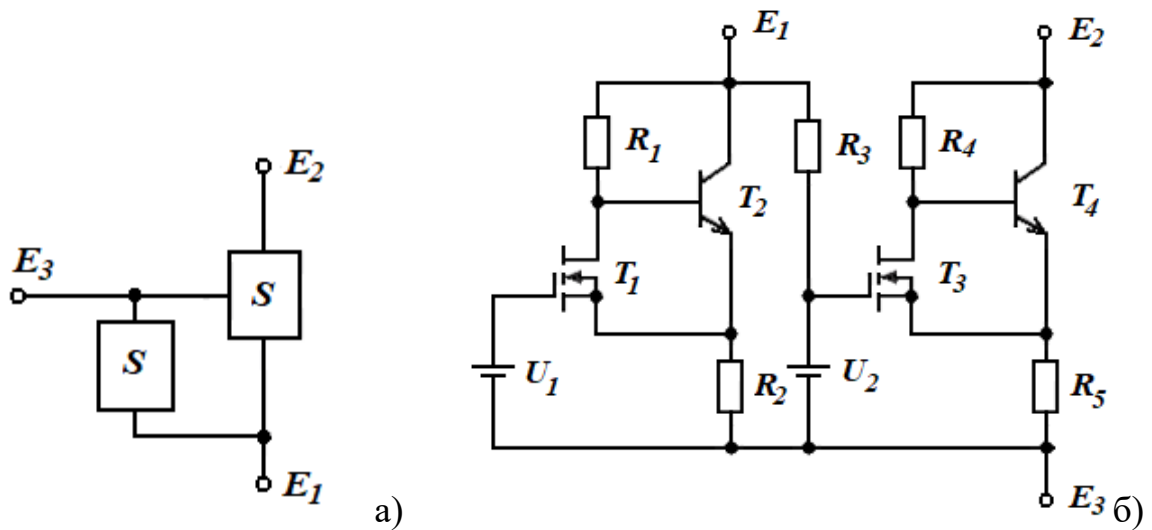


Рисунок 1.9 – Структурна (а) та електрична (б) схеми триполюсника з прохідною ВАХ S-типу на основі двох БПТСВО S-типу (№6 табл. 1.1) [107]

Окремим варіантом схемних реалізацій трьохелектродних ТСВО є активні елементи з декількома спадними ділянками Λ -типу (рис. 1.10) [108], пласкою верхівкою віток ВАХ Λ -типу (рис. 1.11) [109] та S-типу з плавними (рис. 1.12) [110], лінійно-ламаними (рис. 1.13) [111] ділянками ВАХ. До складу таких ТСВО входять кола лінійних і нелінійних опорів. Як лінійні опори застосовують резистори, як нелінійні опори – напівпровідникові діоди, біполярні транзистори у діодному включенні або використовують опір каналу польового транзистору з p-n переходом.

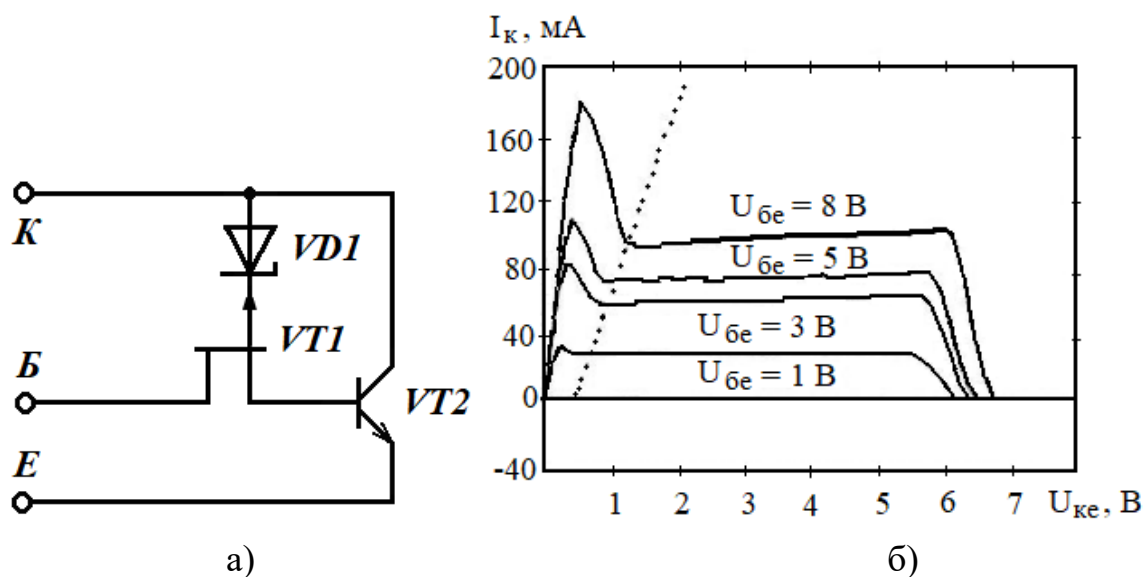


Рисунок 1.10 – Електрична схема ТСВО на основі ПТ КП307 (Т1), БТ КТ835, стабілітрона Д814Д і резистора $R = 0,3$ МОм (а) та вихідні ВАХ (б) [108]

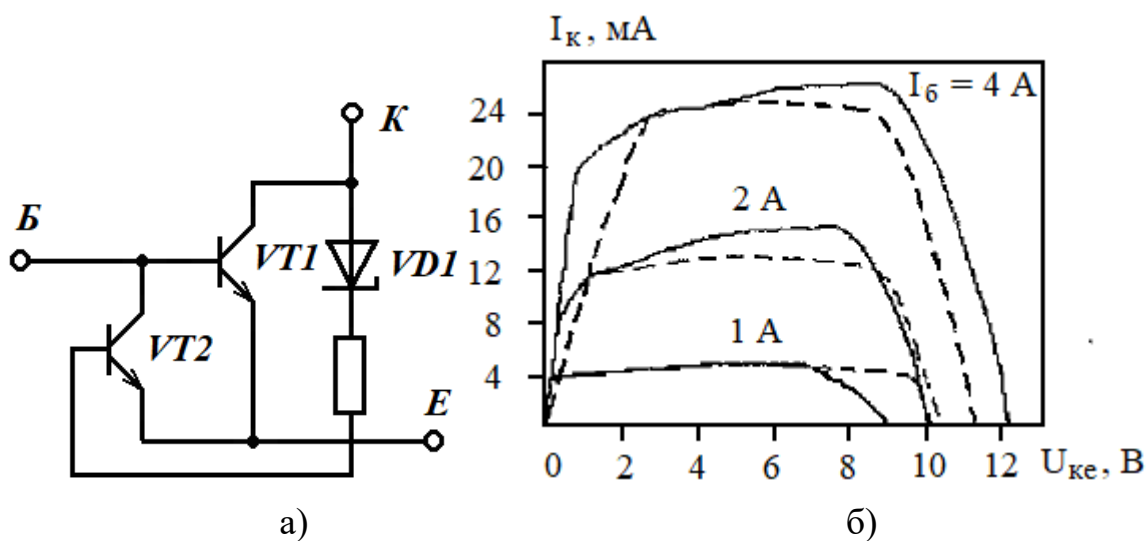


Рисунок 1.11 – Електрична схема ТСВО на основі біполярних транзисторів КТ8144А (Т1), КТ819АМ (Т2), КС168А (D) і резистора $R = 100$ Ом (а), вихідні ВАХ (б) трьохелектродної ТСВО розрахункова (---) та експериментальна (—) [109]

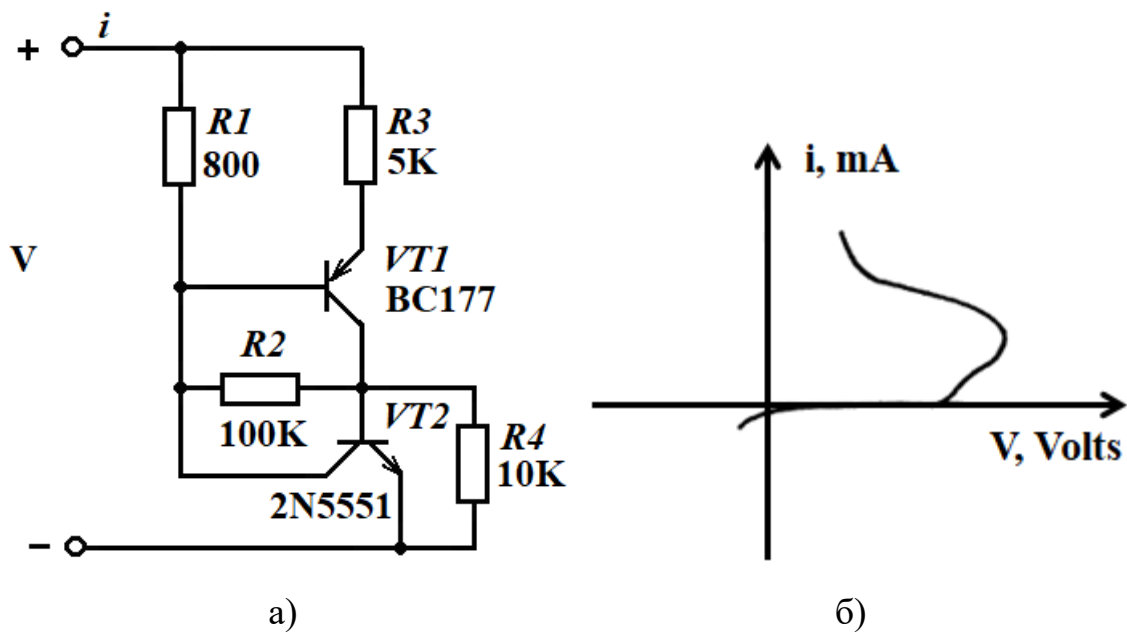


Рисунок 1.12 – Біполярна ТСВО S-типу з плавними регульованими ділянками ВАХ: а) електрична схема; б) вигляд ВАХ [110]

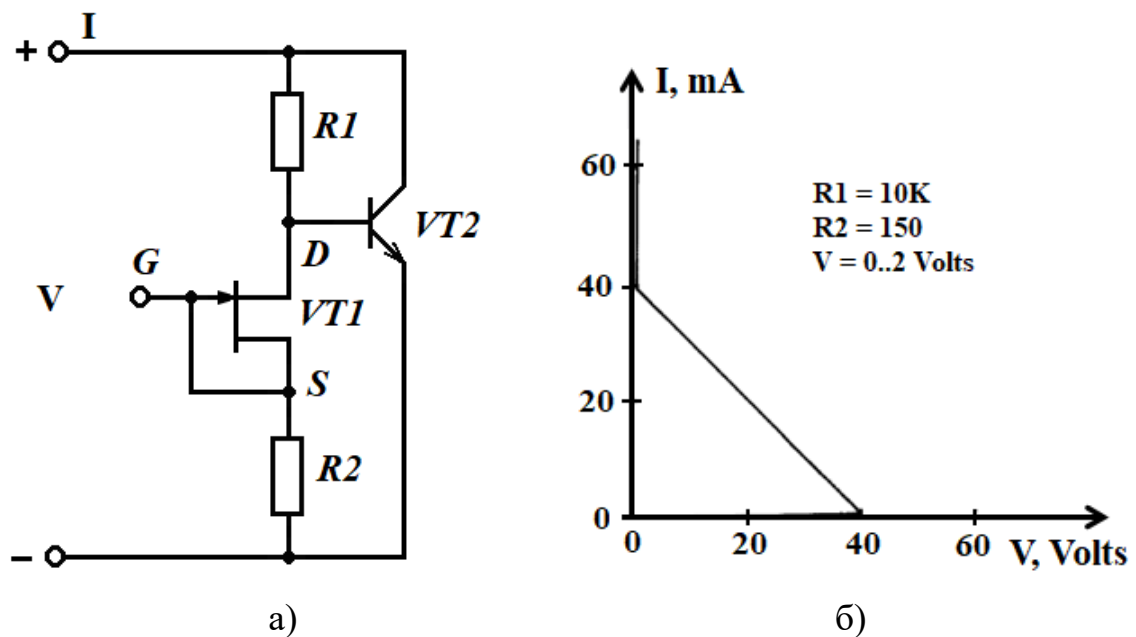
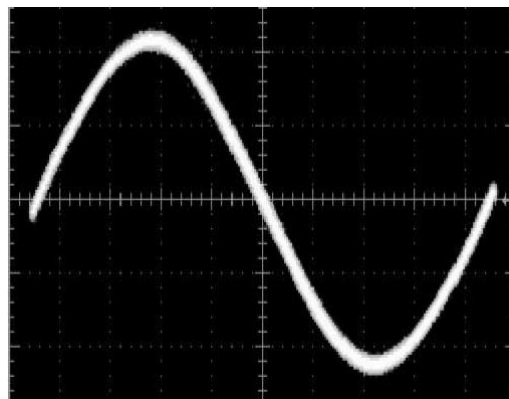
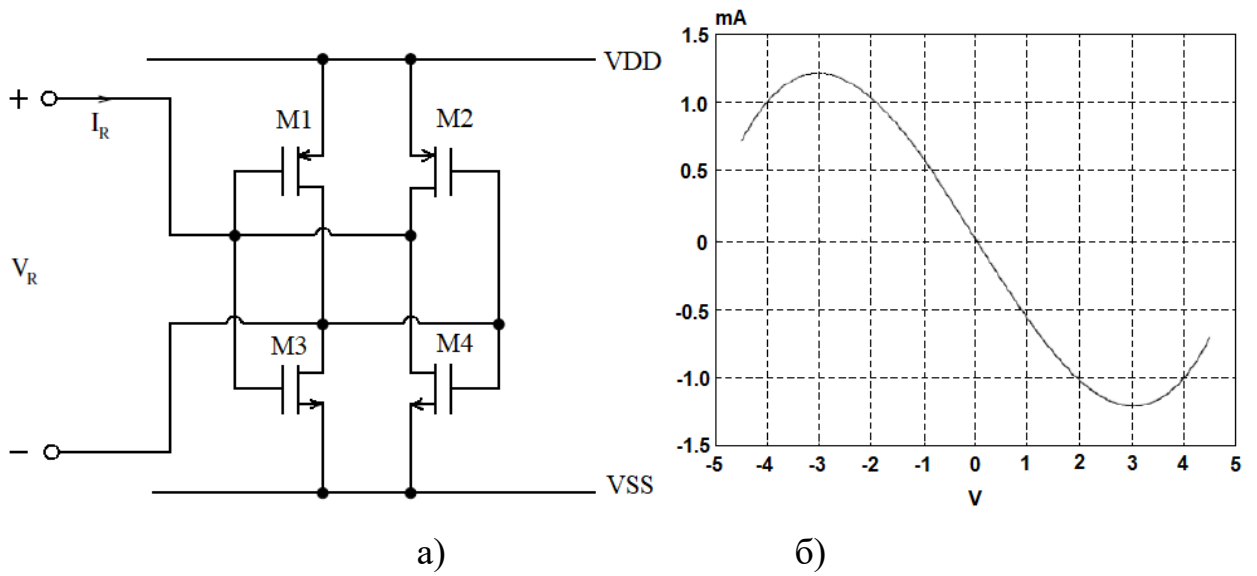


Рисунок 1.13 – Біполярно-польова ТСВО S-типу з лінійно-ламаними ділянками ВАХ: а) електрична схема; б) вигляд ВАХ [111]

Для побудови широкосмугових генераторів електричних коливань з регулярною та хаотичною динамікою з кубічною формою ВАХ в інтегральній схемотехніці широкого поширення отримали МДН-транзисторні структури з від’ємним диференціальним опором з двополярним живленням, які подані на рис. 1.14 [112, 113] і рис. 1.15 [114].



в)

Рисунок 1.14 – Чотирьох-транзисторна МДН ТСВО з кубічною ВАХ [112, 113]:

а) електрична схема, б) теоретична ВАХ, в) експериментальна ВАХ

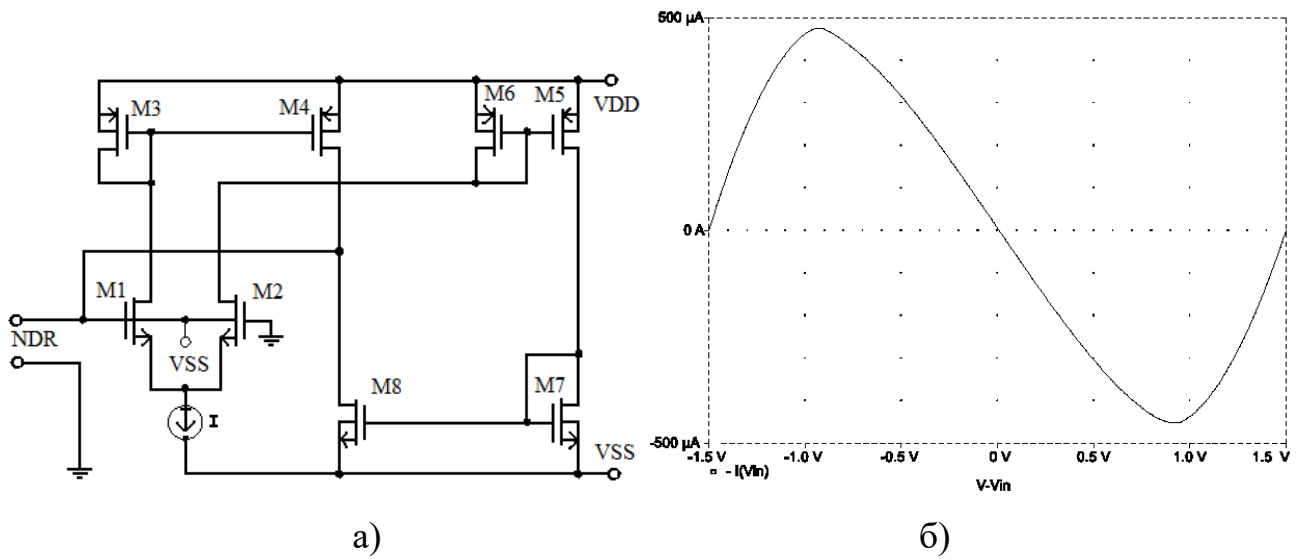
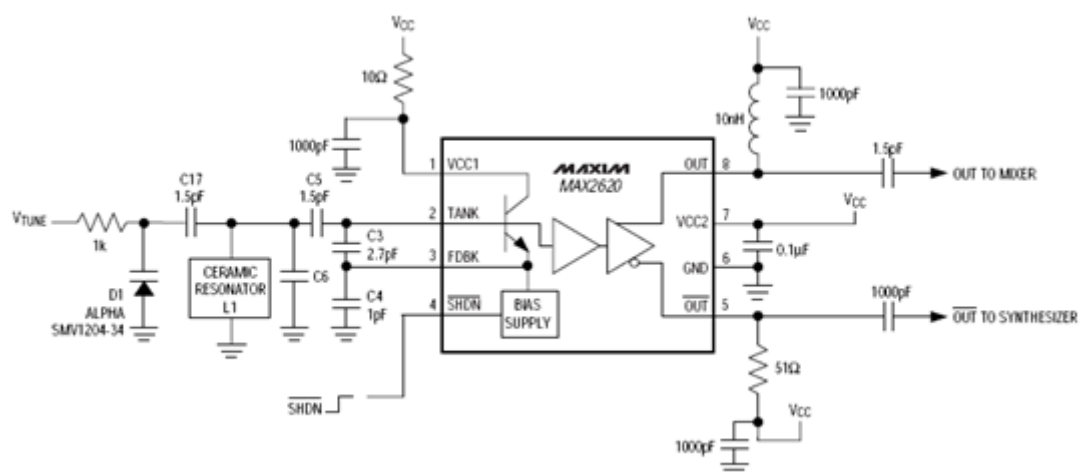


Рисунок 1.15 – Восьми-транзисторна МДН ТСВО з кубічною ВАХ [114]:

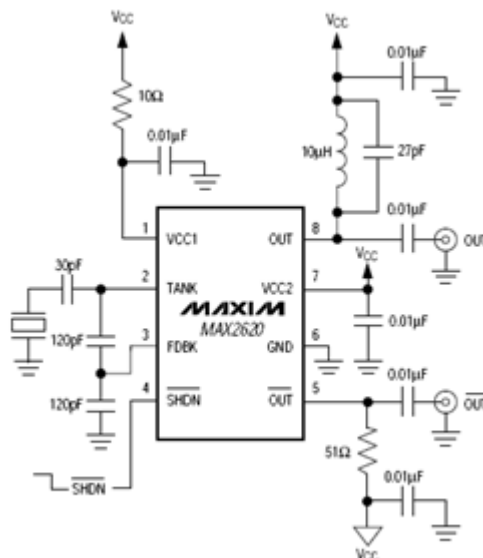
а) електрична схема; б) кубічна ВАХ

1.2 Генератори керовані напругою з регулярною динамікою електричних коливань на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором

Для побудови діапазонних і функціональних генераторів застосовують спеціалізовані інтегральні мікросхеми (ІМС). На рис. 1.16 наведені класичні схеми використання інтегрального генератора керованого напругою (ГКН) на основі ІМС MAX2620 для застосування в діапазоні частот 10..1050 МГц [115-117].



а)



б)

Рисунок 1.16 – Приклад застосування ІМС MAX2620 як генератора керованого напругою в діапазоні частот 900 МГц (а) [115] і стабільного генератора на частоті 10 МГц (б) [116]

ІМС MAX2620 має у складі малошумлячий генератор з двома вихідними буферними підсилювача, які забезпечують ізоляцію генератора від навантаження та запобігають затягуванню частоти генератора при змінах імпедансу навантаження. Генератор побудований на каскаді біполярного транзистора за схемою спільний колектор. За рахунок застосування паразитних елементів ІМС у колі база-емітер формується від'ємний диференційний опір [116]. Транзисторний генератор оптимізований для малошумлячої роботи. Він має низький фазовий шум при правильному узгодженні із зовнішніми елементами у колі налаштування варактора. Передбачені виводи бази та емітера біполярного транзистора для підключення зовнішніх елементів – конденсатора зв'язку та резонатора. Як резонатор застосовується паралельний коливний контур, який підключений до виводу TANK [116]. Для забезпечення умови самозбудження паралельний коливний контур повинен мати додатну дійсну складову повного комплексного опору, максимальне значення якої рівне половині величини від'ємної дійсної частини повної провідності активного елемента генератора. Після самозбудження генератора від'ємний диференційний опір зменшується за рахунок стиснення підсилення й досягається рівновага з дійсною складовою повного опору в колі резонансного контура. Виконуючи резонансне коло з перелаштованою реактивністю, наприклад варикапом, можна перелаштовувати частоту генератора в діапазоні, доки зберігається від'ємний диференційний опір генератора [116].

Як ГКН широкого поширення набули ІМС MAX2624 та MAX2750, які при зміні напруги керування від 0 В до 3,0 В ефективно перелаштовують частоту генерації у діапазонах 870..1060 МГц та 2250..2600 МГц (рис. 1.17) [116, 117]. Ядро таких ГКН (oscillator core) використовує інтегральну диференціальну топологію (рис. 1.18), забезпечує стабільну частоту залежно від напруги керування та покращений захист від варіації навантаження й розкиду напруги джерела живлення [116, 117].

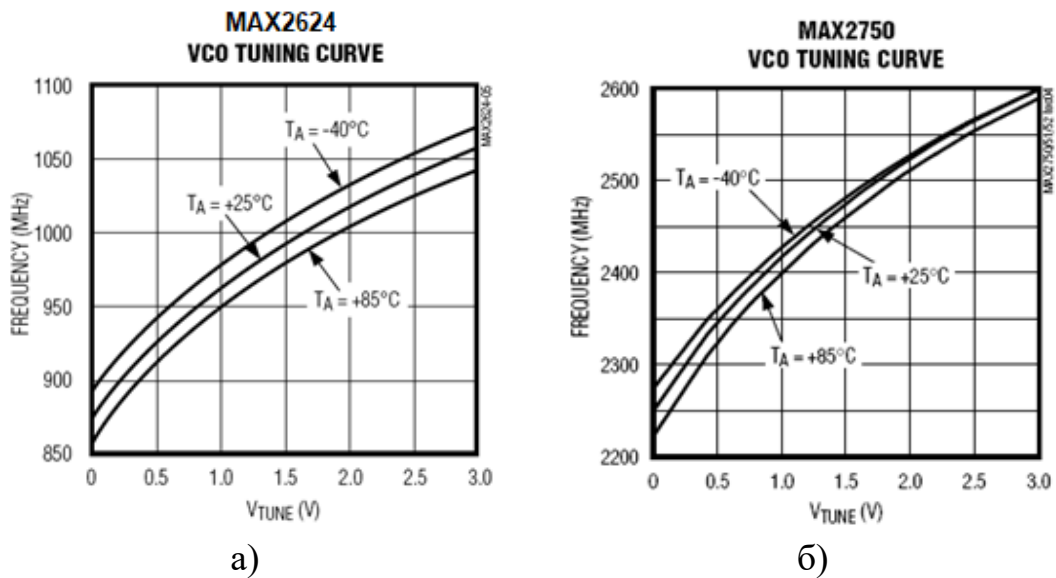


Рисунок 1.17 – Настроювальні характеристики ГКН на MAX2624 (а) MAX2750 (б)

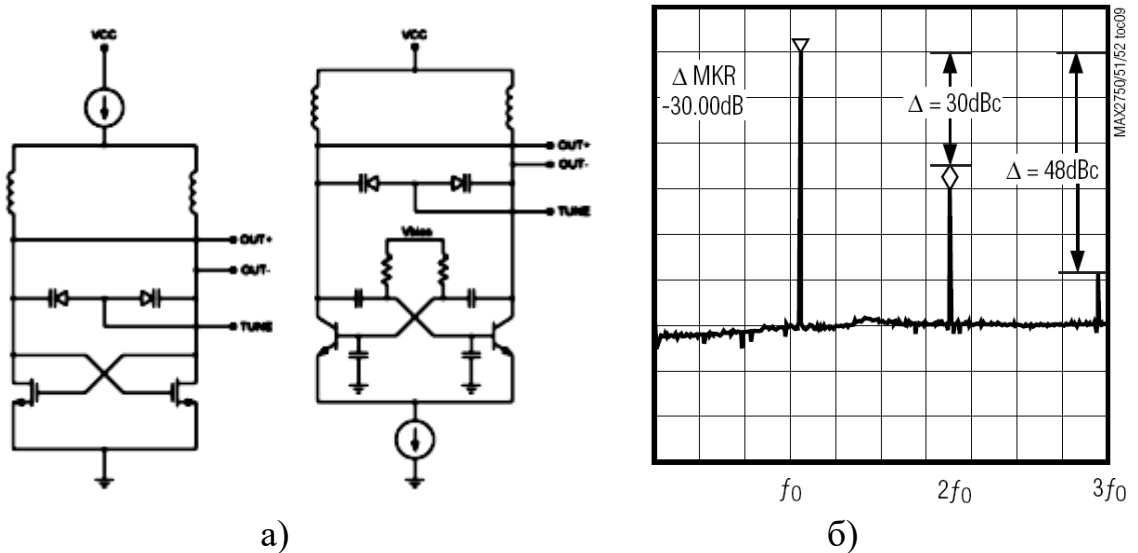


Рисунок 1.18 – Ядра монолітних ГКН на основі польових і біполярних транзисторів [115] (а) і нормований амплітудно-частотний спектр генерованих коливань ІМС MAX2750/51/52 (б) [117]

Еквівалентна схема та математична модель ядра генератора на польових транзисторах (рис. 1.18) запропоновані в роботі [118]. Також у роботі [118] було досліджено експериментальний макет у якому як польові транзистори обрано SGB25V за 0,25 мкм технологією RF CMOS, індуктивність величиною $L_{i,s} = 11,1$ нГн, та ширина варактора $W_n = 150$ мкм. Експериментальні дослідження показали, що центральна частота генератора становить 2,4 ГГц, діапазон зміни частоти при електричному керуванні в діапазоні 1,98..2,79 ГГц [118].

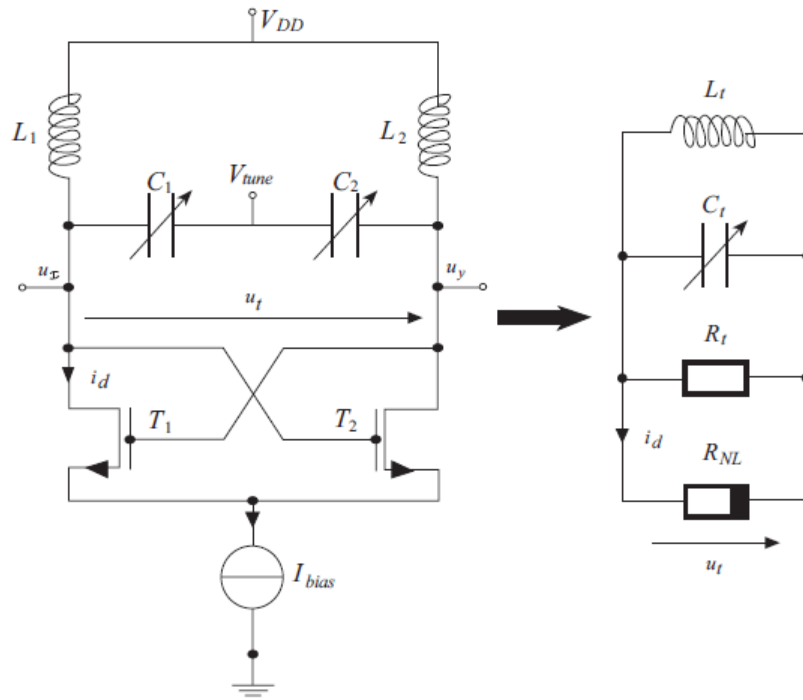


Рисунок 1.19 – Електрична (а) та еквівалентна (б) схеми ядра ГКН на основі ПТ [118]

Система рівнянь руху в матричній формі має вигляд [118]

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_t}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & \alpha(\mu) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_t \end{pmatrix} + \varepsilon f(v_t, i_L), \quad (1.1)$$

де

$$\alpha(\mu) = -\frac{1}{C_0(V_{tune})} \left[\frac{I_{bias} \sqrt{\mu_n C_{ox} W_n}}{2\sqrt{I_{bias} L_n}} - \frac{1}{R_t} \right] \quad (1.2)$$

та

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{C_0(V_{tune}) L_t}}, \quad (1.3)$$

де W_n – ширина перехресної пари, L_n – довжина каналу. $C_0(V_{tune})$ позначає ефективну велику ємність ГКН. Вона складається з варакторної ємності $C_{v0}(V_{tune})$ та паразитних ємностей інших компонентів ГКН.

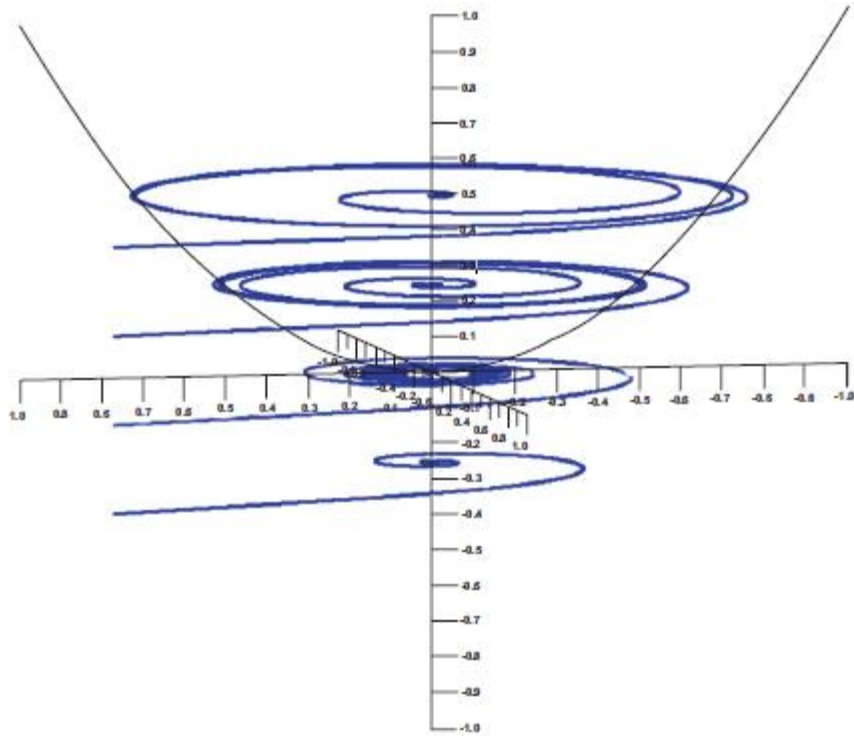


Рисунок 1.20 – Біфуркація Андронова-Хопфа в генераторі на рис. 1.19 [118]

$$C_0(V_{tune}) = C_{v0}(V_{tune}) + C_{par}. \quad (1.4)$$

У роботі [118] показано, що умова теореми біфуркації Андронова-Хопфа виконується, якщо

$$W_{n,C} = \frac{4L_n}{\mu_n C_{ox} I_{bias} R_t^2}, \quad (1.5)$$

а також виконуються умови трансверсальності та стабільності C1-C3. Амплітуду граничного циклу можна наблизити до

$$r = \sqrt{\frac{8}{3}} \sqrt{\frac{(R_t I_{bias} - v_n)}{R_t I_{bias}}} v_n, \quad (1.6)$$

де

$$v_n = \sqrt{\frac{I_{bias} L_n}{\mu C_{ox} W_n}}. \quad (1.7)$$

Принцип дії більшості генераторів періодичних коливань на ТСВО полягає у такому – з певного рівня напруги живлення вихідна диференційна провідність активного елемента стає від’ємною та компенсує активні втрати у коливному контурі. При виконанні умови самозбудження в генераторі виникають синусоїдальні коливання.

На рис. 1.21 наведена електрична схема кварцового генератора на основі біполярної ТСВО.

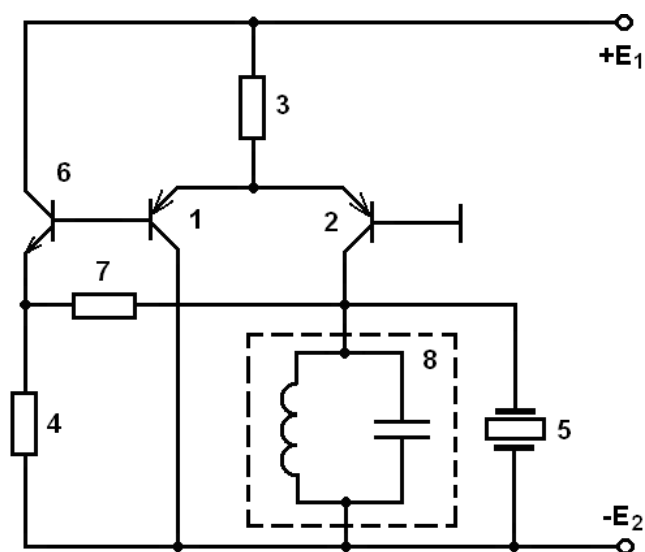


Рисунок 1.21 – Електрична схема кварцового ГЕК на основі біполярної ТСВО з двополярним живленням [119]

Кварцовий генератор працює таким чином [119]. При включенні напруги живлення перший 1, другий 2 і третій 6 біполярні транзистори встановлюються в активний режим. При настройці паралельного контуру 8 на обрану гармоніку кварцового резонатора 5 комплексний опір у точках підключення кварцового резонатора 5 є чисто активним і має від’ємне значення. При цьому, дійсна частина комплексного опору досягає максимального значення. Якщо виконується умова $Z_{e0} > r_{квI}$, де $r_{квI}$ – опір кварцового резонатора 5 на частоті I-ї гармоніки, відбувається збудження електричних коливань. Режим по постійному струму активних елементів кварцового генератора забезпечується вибором опорів першого 3, другого 4 і третього 7 резисторів. Внаслідок температурної компенсації параметрів

першого 1 і третього 6 біполярних транзисторів значення Z_{e0} практично не залежить від температури, що забезпечує збільшення довгострокової стабільності частоти генерованих коливань [119].

При класичному підході побудови генераторів на твердотілих приладах із від'ємним диференційним опором або від'ємною провідністю синусоїдальна форма генерованих коливань зумовлена наявністю високовибірною коливного контуру. Режим роботи активного елементу таких генераторів близький до режиму А, що зумовлює їхній низький ККД. Зменшення споживаної потужності генераторів на приладах із від'ємною провідністю можливе за рахунок зменшення струму споживання входу керування активного елемента генератора. Але при цьому відбувається незначне підвищення ККД при суттєвому зменшенні потужності генерованих коливань. Основним завданням є збільшення ККД генераторів синусоїдальних коливань на основі ТСВО, до складу яких входять коливні контури. На рис. 1.22 наведено електричну схему генератора з підвищеним ККД на біполярно-польовій ТСВО [120].

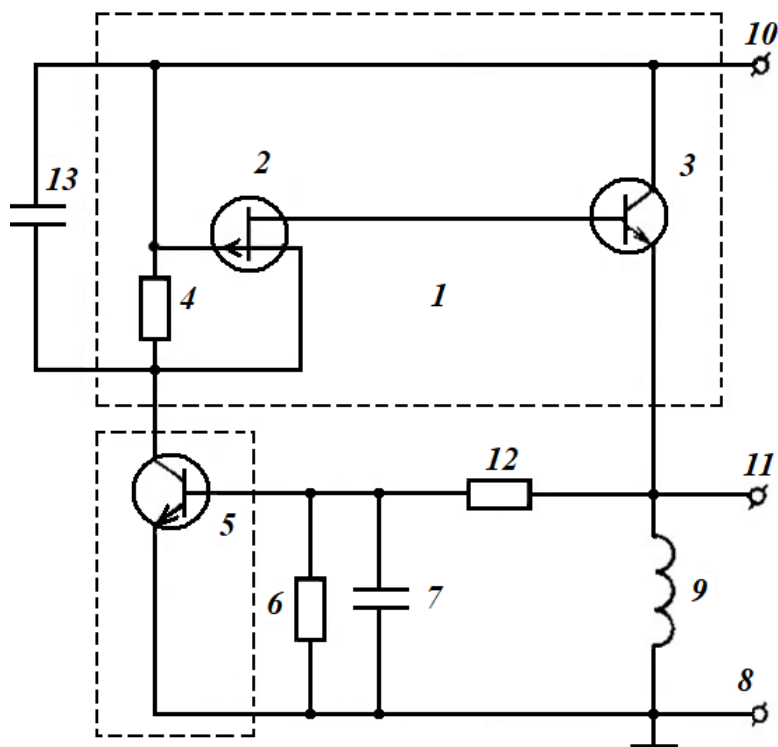


Рисунок 1.22 – Електрична схема генератора синусоїдальних коливань на біполярно-польовій ТСВО [120]

Генератор синусоїдальних коливань працює таким чином [120]. Напруга живлення, при якій диференціальна провідність активного елементу 1 стає від'ємна, є робочою напругою генератора. Рівень порогової напруги, починаючи з якої диференціальна провідність активного елемента 1 генератора від'ємна, визначається характеристиками подільника напруги, утвореного другим 6 і третім 12 резисторами, величиною опору першого резистора 4 й напругою відсічки польового транзистора 2. У результаті того, що напруга, достатня для відкриття другого біполярного транзистора 5, складає величину біля 0,6 . 0,8 В, напруга відсічки польового транзистора 2 залежно від його конкретного типу складає від часток вольт до декількох одиниць вольт, порогова напруга живлення генератора не перевищує декількох вольт. Коливний контур генератора утворений котушкою індуктивності 9 та другим конденсатором 13. За умови коли абсолютна величина від'ємного диференційного опору, що вноситься до цього коливного контуру, стане рівним його резонансному опору, тоді в генераторі встановляться синусоїдальні коливання стаціонарної амплітуди. Другий біполярний транзистор 5, другий 6 і третій 12 резистори, перший конденсатор 7 утворюють коло автоматичної стабілізації амплітуди генерованих коливань [120].

Таким чином, даний генератор синусоїдальних коливань має високий ККД, досягнутий за рахунок зниження величини порогової напруги живлення, при якому диференціальна провідність активного елементу генератора стає від'ємною [120].

Величина від'ємної диференціальної провідності змінюється в широких межах залежно від положення робочої точки на спадній ділянці ВАХ активного елементу генератора, стабільності напруги джерел живлення та керування, амплітуди і частоти генерованих коливань. Застосування високостабільних джерел постійної напруги значно здорожує вартість радіовимірювального обладнання. Тому актуальною задачею є розширення діапазону робочих напруг живлення та підвищення стабільності амплітуди генерованих коливань. Підходи до вирішення такої задачі запропоновано в роботі [121].

Генератор, електрична схема якого наведена на рис. 1.23, має активний елемент як на схемі рис. 1.22. При включенні живлення з його певного рівня вихідна диференціальна провідність активного елементу 1 генератора стає від'ємною, і при виконанні умови по самозбудженню в коливному контурі генератора, що складається з котушки індуктивності 13 і другого конденсатора 9, устанавлюються синусоїдальні коливання. При малих значеннях напруги живлення генератора діє додатній зворотний зв'язок по колу від вихідної шини до керуючого входу активного елементу (першого резистора 4 крізь біполярний транзистор 5), що прискорює процес виникнення коливань. При підвищенні напруги живлення діє від'ємний зворотний зв'язок по колу від вихідної шини до керуючого входу активного елементу, що стабілізує амплітуду коливань генератора. Інтервал напруги живлення, в якому амплітуда синусоїдальних коливань стабілізується, є робочим інтервалом напруги живлення генератора [121].

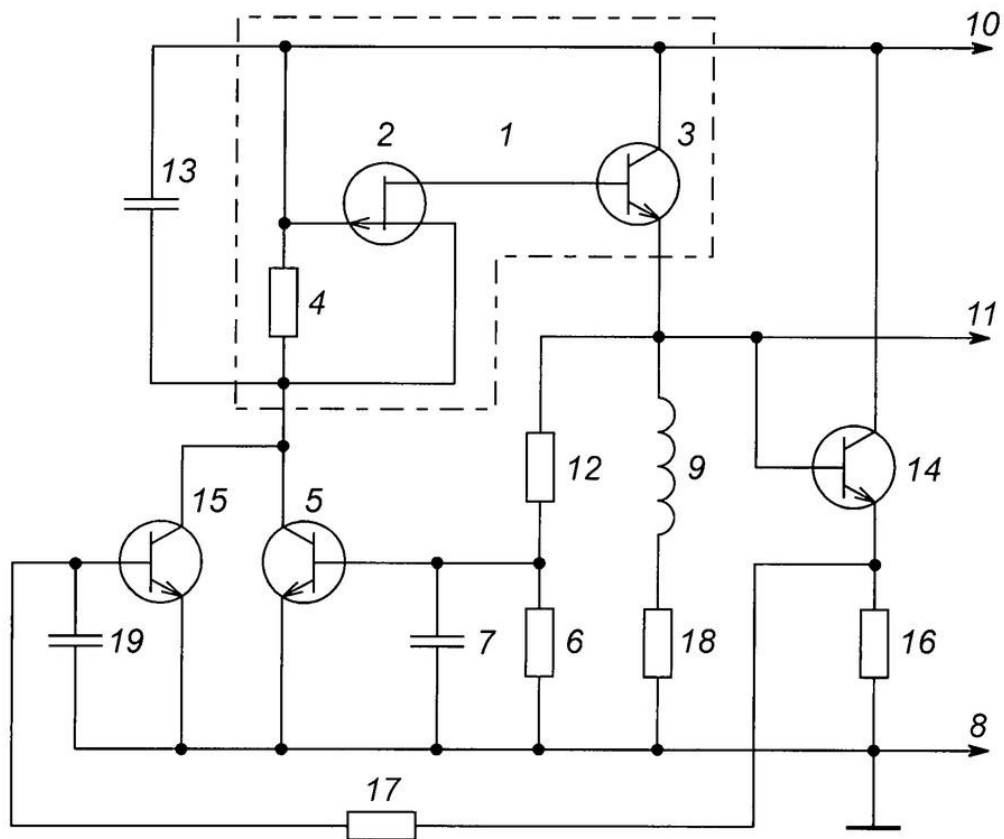


Рисунок 1.23 – Електрична схема генератора синусоїдальних коливань на біполярно-польовій ТСВО із від'ємним та додатнім зворотними зв'язками [121]

Таким чином, досягнення технічного результату стабілізації амплітуди генерованих синусоїдальних коливань і розширення діапазону робочих напруг живлення досягається за рахунок застосування двох глобальних зворотних зв'язків – додатного та від'ємного [121].

У роботі [121] наведено результати експериментальних досліджень розробленого макету генератора синусоїдальних коливань. Робочий інтервал напруг живлення $U_{ж}$ складає від 5 до 25 вольт, у межах цього інтервалу амплітуда вихідної синусоїдальної напруги $U_{вих}$ відхилялась від свого максимального значення $U_{вих\ max}$ не більше ніж на 1% (рис. 1.24). Максимальне значення вихідної синусоїдальної напруги $U_{вих\ max}$ складало 0,5 В, частота генерації 100 кГц, струм споживання не перевищував 4,5 мА, напруга живлення, яка відповідає початку генерації, не перевищувала 2,7 В (рис. 1.24).

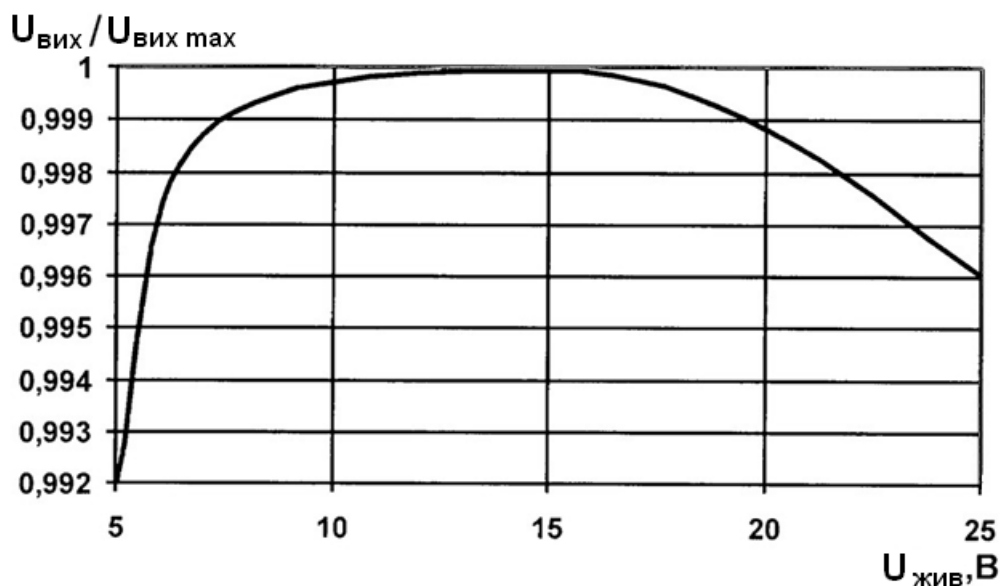


Рисунок 1.24 – Графік зміни амплітуди генерованих синусоїдальних коливань при різних значеннях напруги живлення [121]

Найефективнішим способом стабілізації частоти генерованих синусоїдальних коливань є використання як коливної системи генератора кварцового резонатора. Однак безпосереднє підключення кварцового резонатора до виводів ТСВО характеризується пониженою стабільністю частоти (на відміну від очікуваного), що зумовлено сильною залежністю від'ємного диференційного опору в

точках підключення кварцового резонатора від параметрів транзистора. Підвищення стабільності частоти таких кварцових генераторів за рахунок додаткової температурної стабілізації транзисторів ТСВО пасивними елементами призводить до зменшення ККД генераторів. Тому актуальною задачею є розробка нових схемотехнічних рішень усунення залежності від'ємного диференційного опору активної частини від дестабілізуючих впливів окремих дискретних транзисторів, що входять до складу ТСВО, при цьому зберігаючи високу стабільність ВАХ активної частини та можливість регулювання її параметрів у широких межах.

Підходи до вирішення зазначеної задачі запропоновані в роботах Прокопенка В.Г. [122, 123]. На рис. 1.25 подана електрична схема кварцового генератора. Кварцовий генератор містить біполярні транзистори 1-5, диференційний каскад 6, джерело струму 7, двополюсний елемент з повним внутрішнім опором 8, кварцовий резонатор 9, струмові відбивачі 10 і 11.

Роботу кварцового генератора розглянуто при таких допущеннях: транзистори 1 і 3 ідентичні, також ідентичні транзистори 2, 4, 5, диференційний каскад 6 складається з двох однакових транзисторів, ідентичних транзисторам 2, 4, 5, струми бази транзисторів малі у порівнянні з їх колекторними струмами, транзистори працюють на частотах, набагато менших граничної частоти їх коефіцієнта передачі по струму за схемою зі спільною базою. На рис. 1.25 показано розподіл струмів у схемі генератора. Рівняння вольт-амперної характеристики активної частини кварцового генератора

$$U_{KB} = -\frac{Z}{4} \cdot \frac{I_{02}}{I_{01}} \cdot \frac{i_{KB}}{1 + \sqrt{1 + \left(\frac{i_{KB}}{2I_{01}}\right)^2}}, \quad (1.8)$$

де Z – опір двополюсного елемента з повним внутрішнім опором 8,

I_{01} – початкові струми емітерів транзисторів 1-4, які встановлюються рівними струму джерела струму 7;

I_{02} – струм емітерного джерела струму диференційного каскаду 6;

i_{KB} – струм кварцового резонатора.

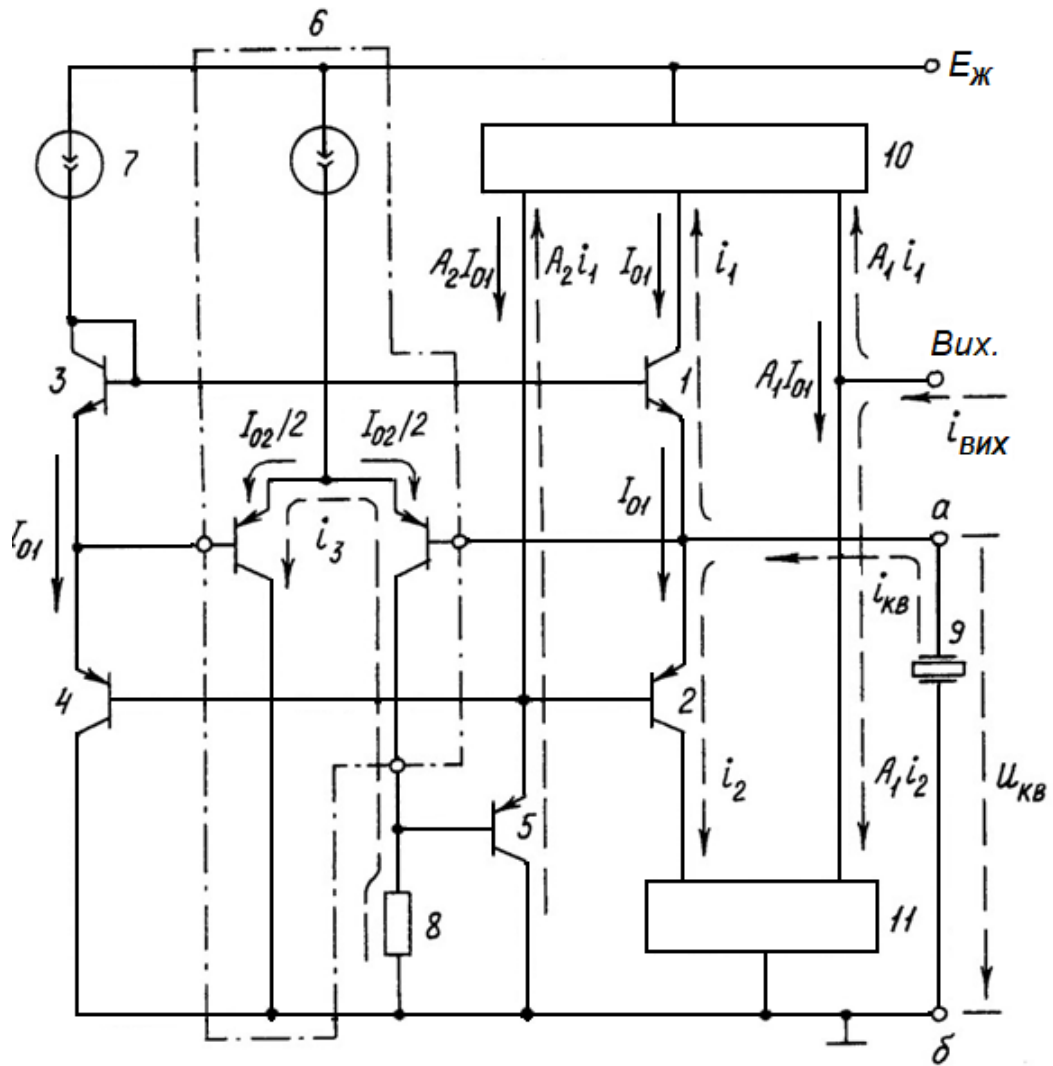


Рисунок 1.25 – Електрична схема кварцового генератора синусоїдальних коливань [122]

Від’ємний диференційний опір активної частини в точках підключення кварцового резонатора дорівнює

$$Z_{a\delta} = \frac{dU_{KB}}{di_{KB}} = -\frac{Z}{4} \cdot \frac{I_{02}}{I_{01}} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{i_{KB}}{2I_{01}}\right)^2 + \sqrt{1 + \left(\frac{i_{KB}}{2I_{01}}\right)^2}}. \quad (1.9)$$

Вихідний струм кварцового генератора $i_{вих}$ рівний $A_1 i_{кв}$, де A_1 – коефіцієнт передачі струмових відбивачів 10 и 11 по першому виходу.

Усунення залежності еквівалентного від'ємного опору активної частини такого кварцового генератора від нестабільних емітерних опорів транзисторів 1 і 2 дозволяє збільшити стабільність частоти генерованих коливань, а також дозволяє значно зменшити струми зміщення транзисторів без зменшення амплітуди коливань, тобто збільшити ККД.

Недоліком такого кварцового генератора, як зазначає його автор у [123], є робота підсилювального елемента в режимі великого сигналу, що зумовлює збільшення його інерційності, а це в свою чергу знижує стабільність частоти [123]. Метою досліджень, як і раніше, є збільшення стабільності частоти кварцового генератора. На рис. 1.26 подана електрична схема кварцового генератора синусоїдальних коливань з підвищеною стабільністю частоти генерації [123].

Кварцовий генератор містить: перший 1, другий 2, третій 3, четвертий 4, п'ятий 5 і шостий 6 транзистори, підсилювальний елемент 7, елемент з повним внутрішнім опором 8, кварцовий резонатор 9, перший 10 і другий 11 джерела струму, перший 12 і другий 13 конденсатори, перший 14 і другий 15 струмові відбивачі, схему зміщення рівня 16, а також які входять до її складу сьомий 17, восьмий 18, дев'ятий 19 і десятий 20 транзистори, третій 21 и четвертий 22 джерела струму, третій 23 і четвертий 24 конденсатори [123].

Така побудова кварцового генератора забезпечує роботу підсилювального елемента в лінійному малосигнальному режимі, в якому він володітиме мінімальною інерційністю, а тому чинить мінімальний дестабілізуючий вплив на частоту генерованих коливань.

Роботу кварцового генератора розглянуто при таких припущеннях: транзистори 1, 3, 5, 17, 18 ідентичні, також ідентичні транзистори 2, 4, 6, 19, 20, струми бази транзисторів нехтувано малі в порівнянні з їх колекторними струмами, транзистори працюють на частотах набагато менших граничної частоти їх коефіцієнта передачі по струму у схемі зі спільною базою, вхідний опір підсилювального елемента та вихідний опір джерел струму нескінченно великі, опори конденсаторів на робочій частоті генератора нехтувано малі.

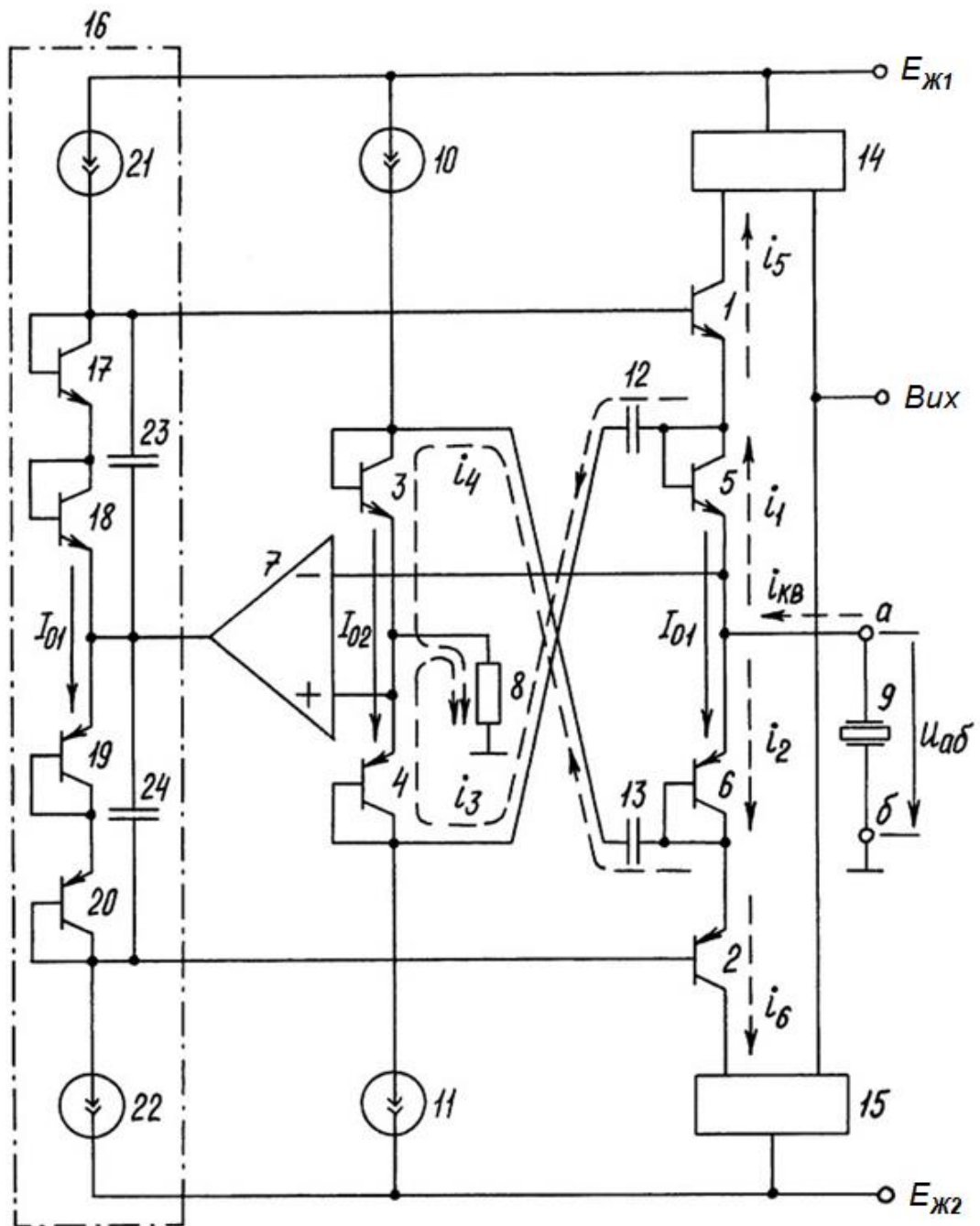


Рисунок 1.26 – Електрична схема кварцового генератора з підвищеною стабільністю частоти [123]

Рівняння вольт-амперної характеристики активної частини генератора має вигляд

$$U_{аб} = - \frac{8ZI_{02}x}{k^2 + y - 2k\sqrt{4x^2 + y}} \quad (1.10)$$

де

$$y = 4k + k^2 + 4\sqrt{1 + x^2(4k + k^2)}, \quad (1.11)$$

$$x = \frac{i_{KB}}{2I_{01}}, \quad k = \frac{I_{02}}{I_{01}}. \quad (1.12)$$

Графічне зображення цієї залежності наведено на рис. 1.27, де

$$u_m = \frac{2ZI_{02}}{\sqrt{4k + k^2 - k}}. \quad (1.13)$$

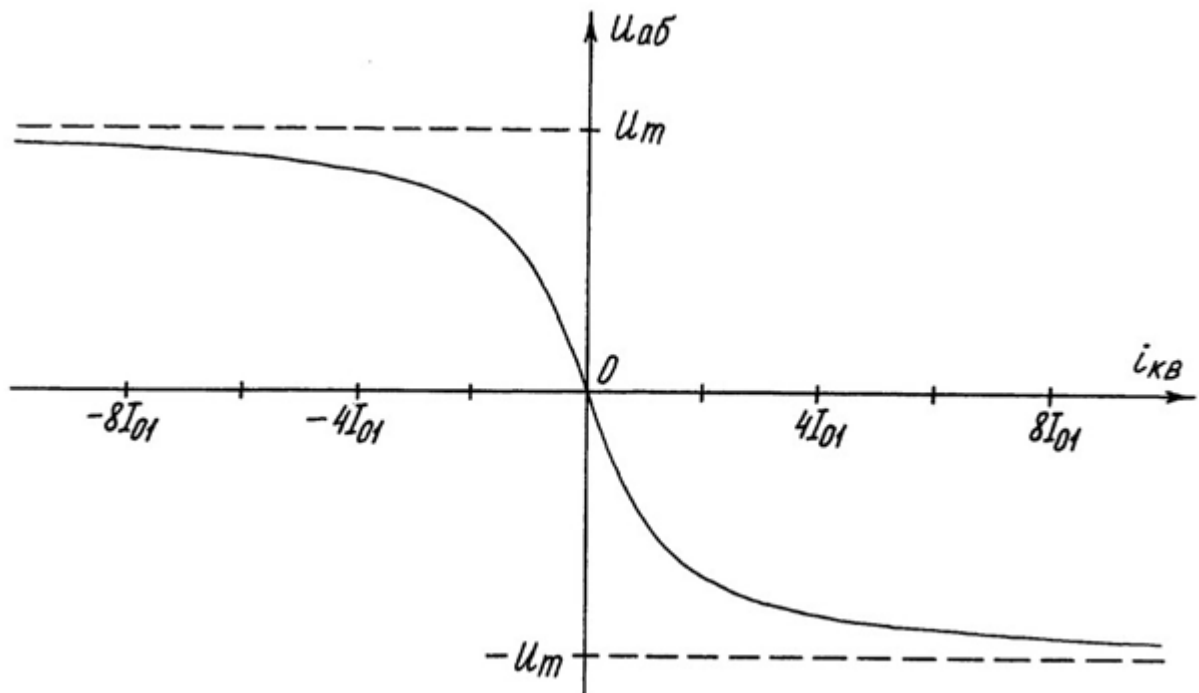


Рисунок 1.27 – Графік ВАХ активного елементу генератора [123]

Малосигнальне значення від'ємного опору активної частини дорівнює

$$Z_{a\delta 0} = \left. \frac{\partial u_{a\delta}}{\partial i_{KB}} \right|_{i_{KB}=0} = -Z \frac{I_{02}}{I_{01}}. \quad (1.14)$$

Оскільки $Z_{a\delta 0}$ і рівень обмеження напруги в активній частині генератора U_m по-різному залежать від струмів I_{01} і I_{02} , ці параметри можна незалежно перелаштувати шляхом зміни величини та співвідношення цих струмів.

Таким чином, даний кварцовий генератор зберігає високу стабільність вольт-амперної характеристики активної частини, а також можливість регулю-

вання її параметрів у широких межах, але при цьому підсилювальний елемент працює в лінійному малосигнальному режимі, чим забезпечується зниження інерційності активної частини генератора, що забезпечує підвищення стабільності частоти генерованих коливань.

Розглянуті схеми ГКН придатні для побудови ГУН діапазонів НЧ, СЧ, ВЧ і УВЧ. У діапазоні НВЧ (3..30 ГГц) отримали поширення ГКН на основі НЕМТ-транзисторних структур із від'ємним диференційним опором [124–126]. На рис. 1.28 подана електрична схема НВЧ ГКН на основі GaN НЕМТ-транзисторів [125] з діапазоном перелаштування частоти 15% (6,45..7,55 ГГц).

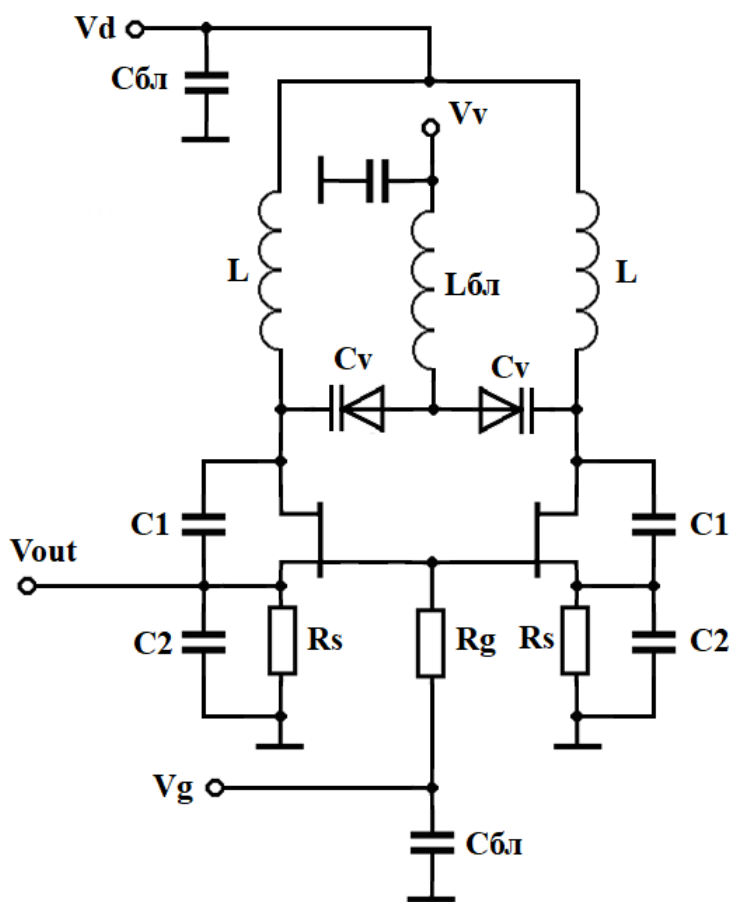


Рисунок 1.28 – Електрична схема НВЧ ГКН на основі GaN НЕМТ [125]

На частотах від 30 ГГц широко використовуються дві топології (з перехресними зв'язками та ємнісна триточка). Однак, максимальна частота коливань вище у ємнісній триточці (схемі Колпітца), яка подана на рис. 1.29, а параметри її елементів зведені в таблицю 1.2 [127, 128].

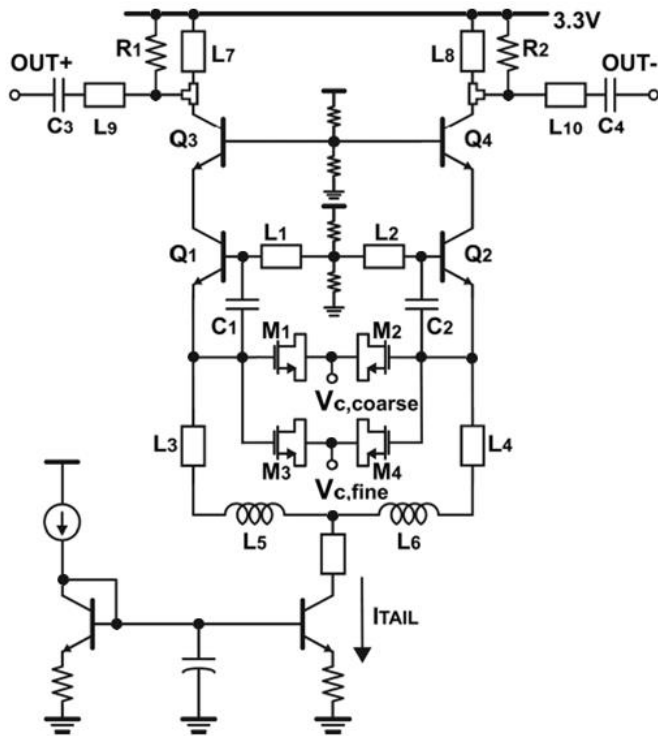


Рисунок 1.29 – Електрична схема НВЧ ГКН

Таблиця 1.2 – Параметри ГКН

Елементи	Розмір
Q1, Q2	$L_E = 5 \times 1.6$ мкм
Q3, Q4	$L_E = 5 \times 2.4$ мкм
M1, M2	$2.25 \times 0.13 \times 10 \times 3$ мкм
M3, M4	$3.40 \times 0.13 \times 10 \times 1$ мкм
R1, R2	150 Ом
C1, C2	50 фФ
C3, C4	80 фФ
L1, L2	Мікросмужка 5×63 мкм
L3, L4	Мікросмужка 3×84 мкм
L5, L6	Котушка 180 пГн
L7, L8	Мікросмужка 3.6×99 мкм
L9, L10	Мікросмужка 3.6×18 мкм
I _{слід}	24 мА

Частота коливань в загальному вигляді визначається з рівняння [127, 128]

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L_1((C_1 + C_\pi \parallel C_{var}))}}, \quad (1.15)$$

де C_{var} – ємність варакторів (M1 і M3). Щоб отримати широкую смугу перебудови

$$C_1 + C_\pi \gg C_{var} \quad (1.16)$$

тоді [127, 129]

$$\omega_{osc} \cong \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{var}}}. \quad (1.17)$$

Поки ємність транзистора (C_π) з'єднана послідовно з варакторів (C_{var}) і паралельно з C_1 (або C_2), зміна розмірів пристрою не викличе ніяких істотних частотних зрушень або зменшення діапазону перебудови, таким чином, розміри ГКН не визначаються розмірами варактора. Ємності (C_1 і C_2), виконані за технологією метал-діелектрик-метал, включаються між базою і емітером, щоб зме-

ншити викривлення фази і розширити смугу, в режимі великих сигналів C_π є одним з факторів, що спотворюють фазу.

Також, щоб зберегти споживання струму постійним, у верхній частині генератора поміщаються каскодні підсилювачі (Q3 і Q4) таким чином, щоб вони мали загальний струм з резонатором. Отже, додаткові підсилювачі для резонаторів не потрібні через каскодоподібної ізоляції LC-кола. Імпеданс емітера в Q3 і Q4 повинен бути невеликий, щоб підтримувати коливання. На рис. 1.30 показані півсхеми ГКН і еквівалентна схема в режимі малих сигналів.

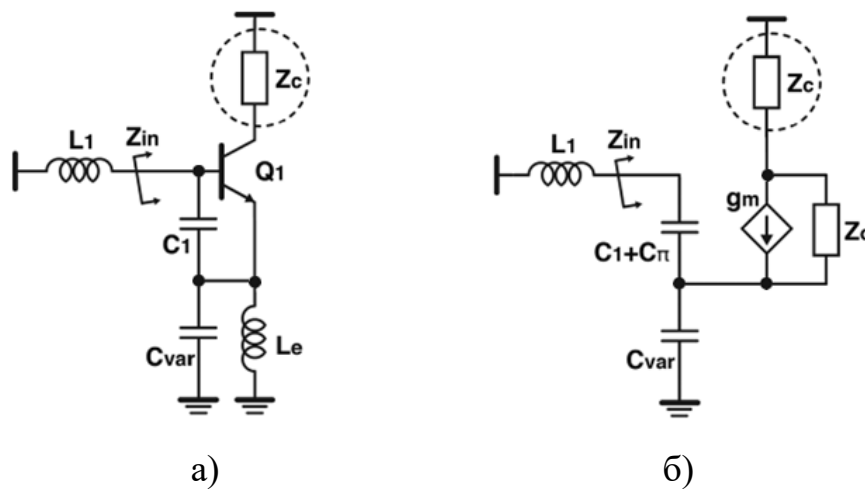


Рисунок 1.30 – Вплив колекторного імпедансу (Z_c):
а) частина схеми Колпітца; б) еквівалентна схема

Вхідний імпеданс схеми на рис. 1.30 [128]

$$\dot{Z}_{in} = \frac{s(C_1 + C_\pi + C_{var})(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_C) + (1 + g_m \dot{Z}_0)}{s(C_1 + C_\pi)(1 + sC_{var}(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_C))}, \quad (1.18)$$

де \dot{Z}_{in} , \dot{Z}_0 , \dot{Z}_C , C_1 , C_π , C_{var} , g_m – параметри елементів еквівалентної схеми на рис. 1.30,б. У разі $\text{Re} \{Z_0\} \gg 1$ Ом і $Z_c = 0$ Ом, відомий результат з цього рівняння [128]

$$\dot{Z}_{in} \cong \frac{C_1 + C_\pi + C_{var}}{j\omega(C_1 + C_\pi)C_{var}} - \frac{g_m}{\omega^2(C_1 + C_\pi)C_{var}}. \quad (1.19)$$

Однак, якщо опір Z_c незначний, тоді величина від'ємної реальної частини ($\text{Re} \{Z_o\}$) зменшується. У такому разі [128]

$$\dot{Z}_{in} \cong \frac{C_1 + C_\pi + C_{\text{var}}}{j\omega(C_1 + C_\pi)C_{\text{var}}} - \frac{g_m}{\omega^2(C_1 + C_\pi)C_{\text{var}}} \cdot \frac{\dot{Z}_0}{\dot{Z}_0 + \dot{Z}_C}. \quad (1.20)$$

Отже, опір емітера варто мінімізувати, однак, він потенційно може прийняти негативні значення поблизу робочої частоти, тому додаються резистори навантаження (R_1 і R_2), що утримують Z_c в області позитивних значень на будь-якій частоті. Вихідне узгоджувальне коло ($L_7 - L_{10}$) погоджує з 50-омною лінією [128].

Добротність резонатора – один з найважливіших параметрів ГКН, вона впливає на більшість параметрів, таких як втрати в резонаторі, розсіює потужність, швидкість перебудови, фазовий шум. На низьких частотах (менше 10 ГГц) загальна добротність здебільшого залежить від добротності індуктивності. Однак, коли частота перевищує 30 ГГц, характеристики варактора сильно погіршуються, саме добротність варактора визначає загальну добротність системи [128]

$$\frac{1}{Q_{\text{tank}}} = \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_L} \cong \frac{1}{Q_{\text{var}}}, \quad (1.21)$$

$$Q_{\text{var}} = \frac{1}{\omega R_s C_{\text{var}}}.$$

У той же час, смуга перелаштування частоти залежить від розміру варактора, тому важливо використовувати високодобротні варикапи з широким діапазоном перебудови ($C_{\text{max}} / C_{\text{min}}$), щоб досягти кращих властивостей ГКН. Але між добротністю і діапазоном необхідно вибирати компромісне значення, як показано на рис. 1.31 [128].

Для МОН-варакторів, якщо довжина каналу обрана мінімальною, Q максимальна, але діапазон мінімальний, і навпаки. Таким чином, існує оптимальний набір параметрів для кожного конкретного завдання.

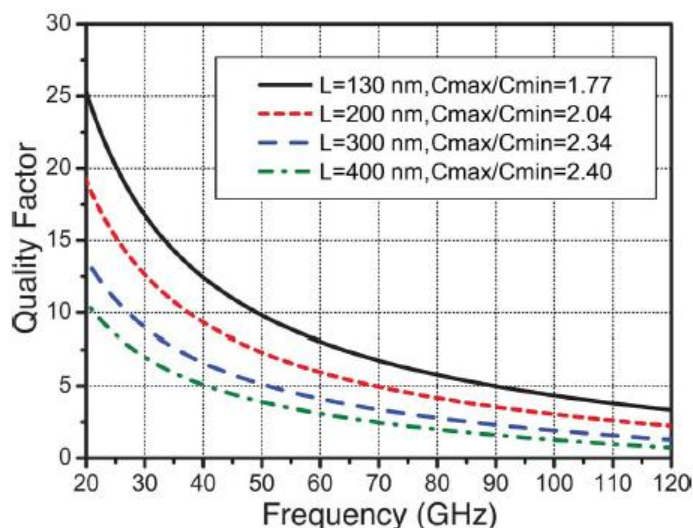


Рисунок 1.31 – Добротність МОН-варакторів за 0,13-мкм технологією [128]

1.3 Методи і пристрої генерування сигналів з хаотичною динамікою на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференціальним опором

Перший метод побудови генераторів хаотичних коливань складають [129]: схема електрична структурна на рис. 1.32, схема електрична функціональна на рис. 1.33, математична модель (1.25) у нормованих змінних (1.23) відносно нормованого часу (1.24), вирази безрозмірної передатної характеристики нелінійного елемента (1.26) і безрозмірних коефіцієнтів (1.27) – (1.28).

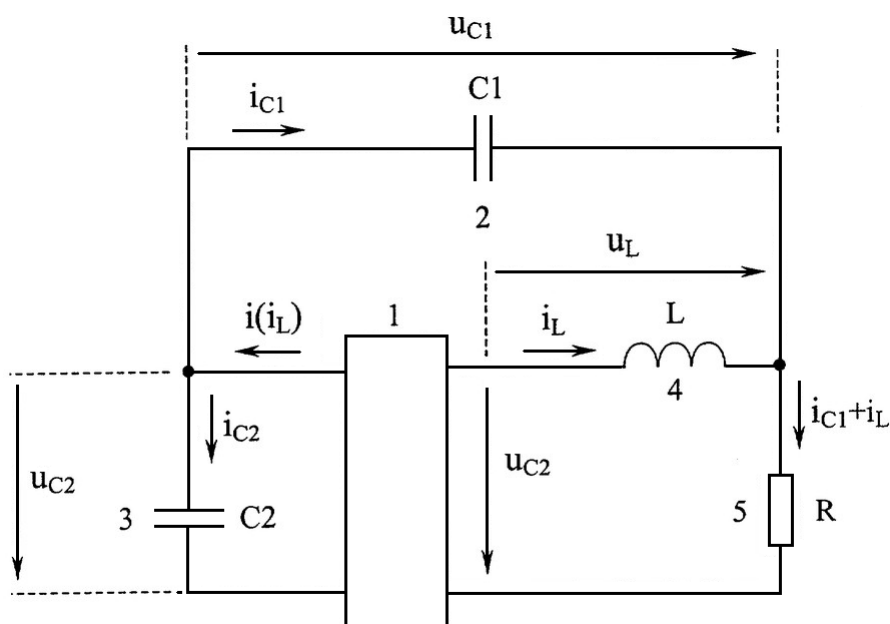


Рисунок 1.32 – Еквівалентна схема генератора хаотичних коливань [129]

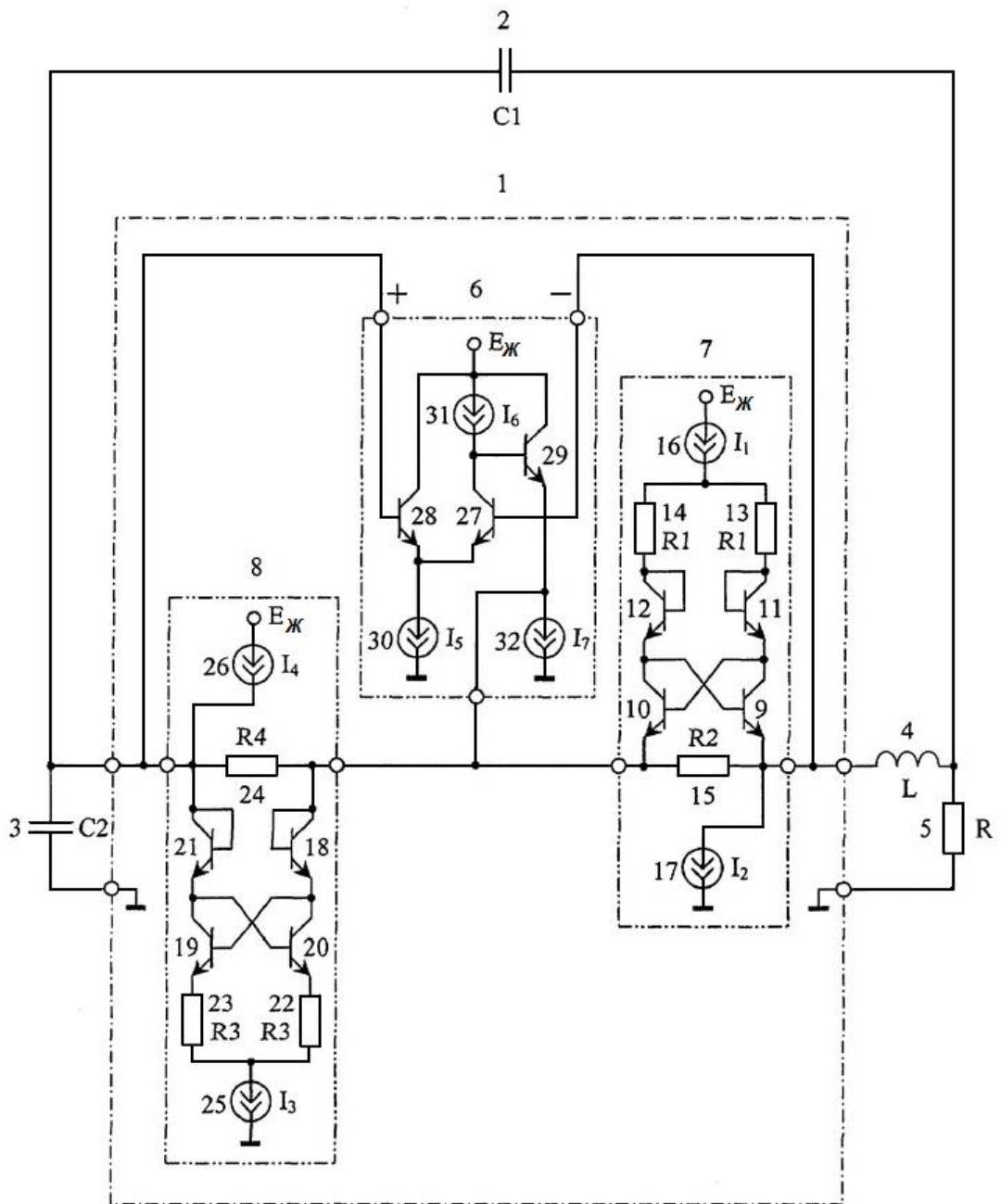


Рисунок 1.33 – Електрична схема генератора хаотичних коливань [129]

Скорочена система рівнянь [129]

$$\begin{cases} \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{u_{C2} - u_{C1}}{R \cdot C1} - \frac{i_L}{C1}, \\ \frac{du_{C2}}{dt} = \frac{i(i_L) + i_L}{C2} + \frac{u_{C1} - u_{C2}}{R \cdot C2}, \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{u_{C1}}{L}. \end{cases} \quad (1.22)$$

У безрозмірних змінних [129]

$$x = \frac{u_{C1}}{R \cdot I_0}, y = \frac{u_{C2}}{R \cdot I_0}, z = \frac{i_L}{I_0} \quad (1.23)$$

відносно безрозмірному часу

$$\tau = \frac{t}{R \cdot C2} \quad (1.24)$$

система диференціальних рівнянь має вигляд [129]

$$\begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = A(y - x - z), \\ \frac{dy}{d\tau} = f(z) - y + x + z, \\ \frac{dz}{d\tau} = Bx, \end{cases} \quad (1.25)$$

де безрозмірна передатна функція нелінійного елемента генератора (перетворювача імпеданса) [129]

$$f(z) = \frac{i(i_L)}{I_0} = bz + \frac{a-b}{2}(|z+1| - |z-1|) \quad (1.26)$$

і коефіцієнти системи [129]

$$A = \frac{C2}{C1}, B = \frac{R^2 C2}{L}. \quad (1.27)$$

Нелінійний перетворювач імпедансу в схемі на рис. 1.32 має передатну характеристику, що наведена в формулі винаходу патенту [129], параметри якої рівні

$$a = \left(\frac{1}{R3} - \frac{2}{R4} \right) / \left(\frac{1}{R1} - \frac{2}{R2} \right), \quad b = R2 \left(\frac{1}{R4} - \frac{2}{2R3} \right), \quad I_0 = \frac{I_1}{2} \left(1 - \frac{2R1}{R2} \right), \quad (1.28)$$

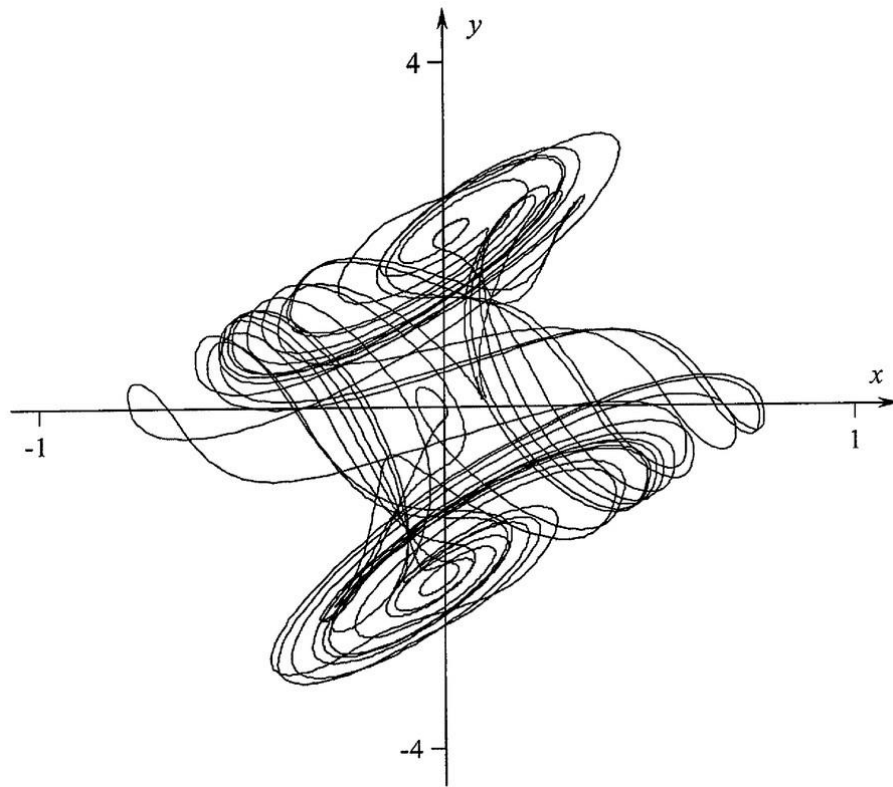
де $R1$ – значення опору першого 13 і другого 14 резисторів, $R2$ – опір третього 15 резистора, $R3$ – значення опору четвертого 22 і п'ятого 23 резисторів, $R4$ – опір шостого 24 резистора, I_1 – значення вихідного струму першого 16 генератора струму. При цьому значення вихідних струмів $I_2, I_3, I_4, I_5, I_6, I_7$ відповідно другого 17, третього 25, четвертого 26, п'ятого 30, шостого 31 і сьомого 32 генераторів струму повинні задовольняти таким співвідношенням [129]

$$I_2 = \frac{I_1}{2}, \quad I_3 > I_1, \quad I_4 = \frac{I_3}{2}, \quad I_5 \approx 2I_6, \quad I_7 \approx I_6.$$

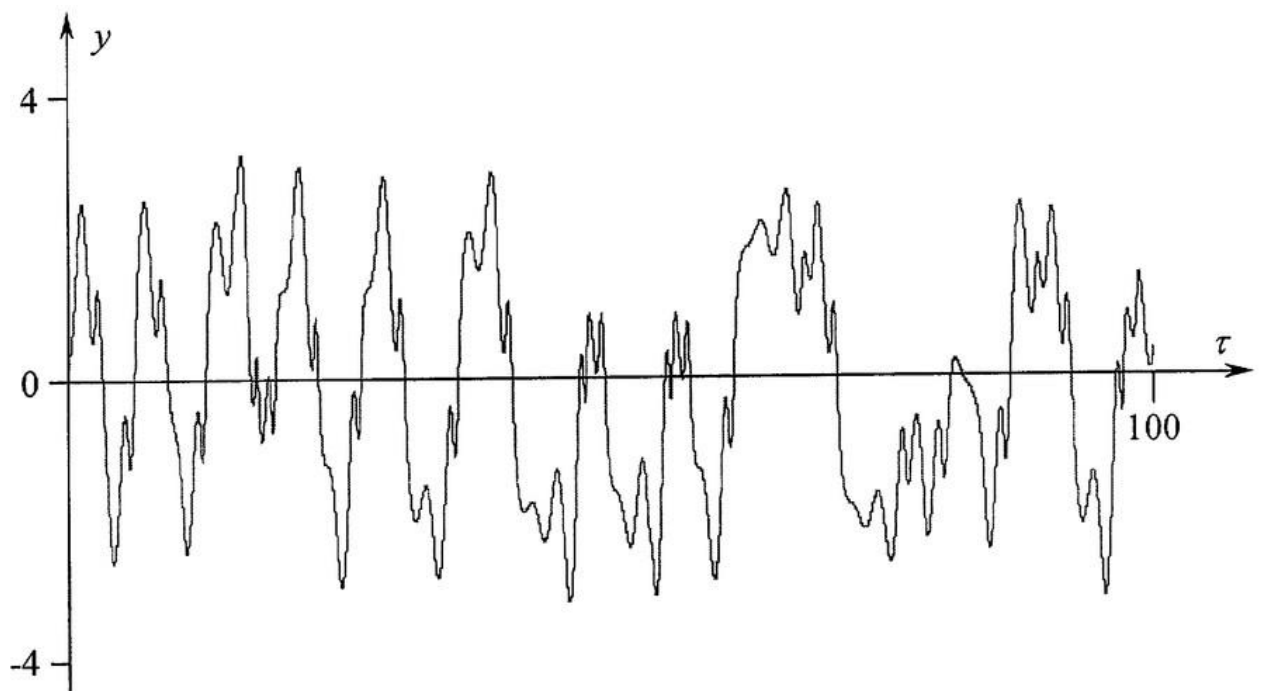
В системі (1.25) існують нерегулярні автоколивання, які характеризуються додатними значеннями старшого характеристичного показника Ляпунова. Наприклад, при $a=4, b=-4, A=0,5, B \approx 7.12$ цей показник дорівнює $0,2..0,5$; зокрема, при $a=4, b=-4, A=0,5, B=10$ він наближається до $0,45$; при $a=-2, b=10, A=0,5, B=9.11$ старший характеристичний показник Ляпунова лежить у межах від $0,25$ до $0,4$ [129]. Тому, при таких значеннях коефіцієнтів a, b, A, B в генераторе на рис. 1.32 спостерігаються хаотичні коливання [129].

У роботі [129] зазначені такі номінали елементів електричної схеми генератора на рис. 1.33: при $R=1$ кОм, $C1=20$ нФ, тоді для випадку $A=0,5, B=10, a=4, b=-4$ хаотичні коливання в схемі на рис. 1.33 спостерігаються при $C2 \approx 10$ нФ, $L1 \approx 1$ мГн. Приймавши $I_0=100$ мкА, $I_6=1$ мА, $I_1=300$ Ом, у роботі [129] отримано: $I_1 \approx 400$ мкА, $I_2 \approx 200$ мкА, $I_3 \approx 4$ мА, $I_4 \approx 2$ мА, $I_5 \approx 2$ мА, $I_7 \approx 1$ мА, $R2 \approx 1,2$ кОм, $R3 \approx 100$ Ом, $R4 \approx 600$ Ом.

Другий метод побудови генераторів хаотичних коливань складають [130]: схема електрична структурна на рис. 1.35, схема електрична функціональна на рис. 1.36, математична модель (1.33) у нормованих змінних (1.30) відносно нормованого часу (1.31), вирази безрозмірної передатної характеристики нелінійного елемента (1.34) і безрозмірних коефіцієнтів (1.35) – (1.36).



а)



б)

Рисунок 1.34 – Фазовий портрет (а) та хаотичні коливання (б) генератора на рис. 1.33 [129]

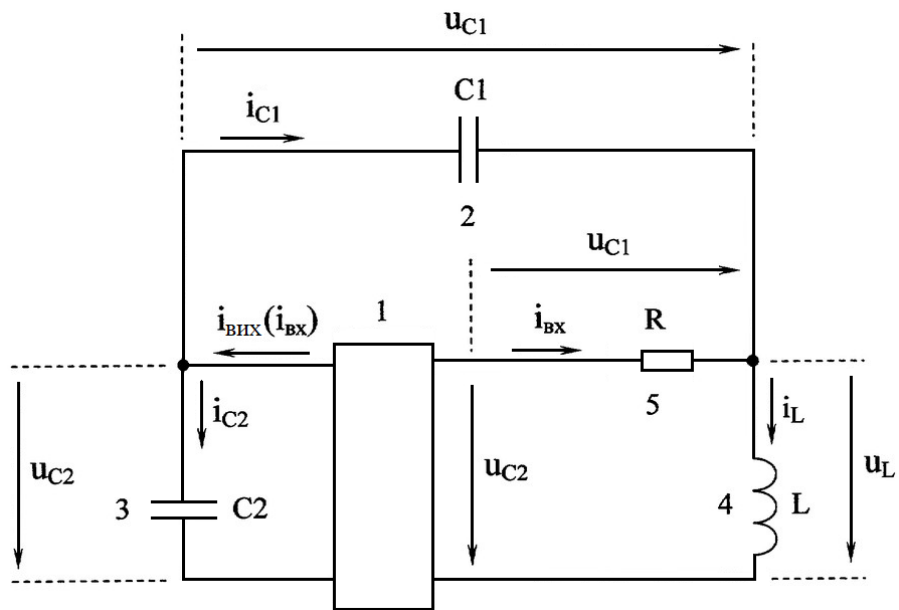


Рисунок 1.35 – Еквівалентна схема генератора хаотичних коливань [130]

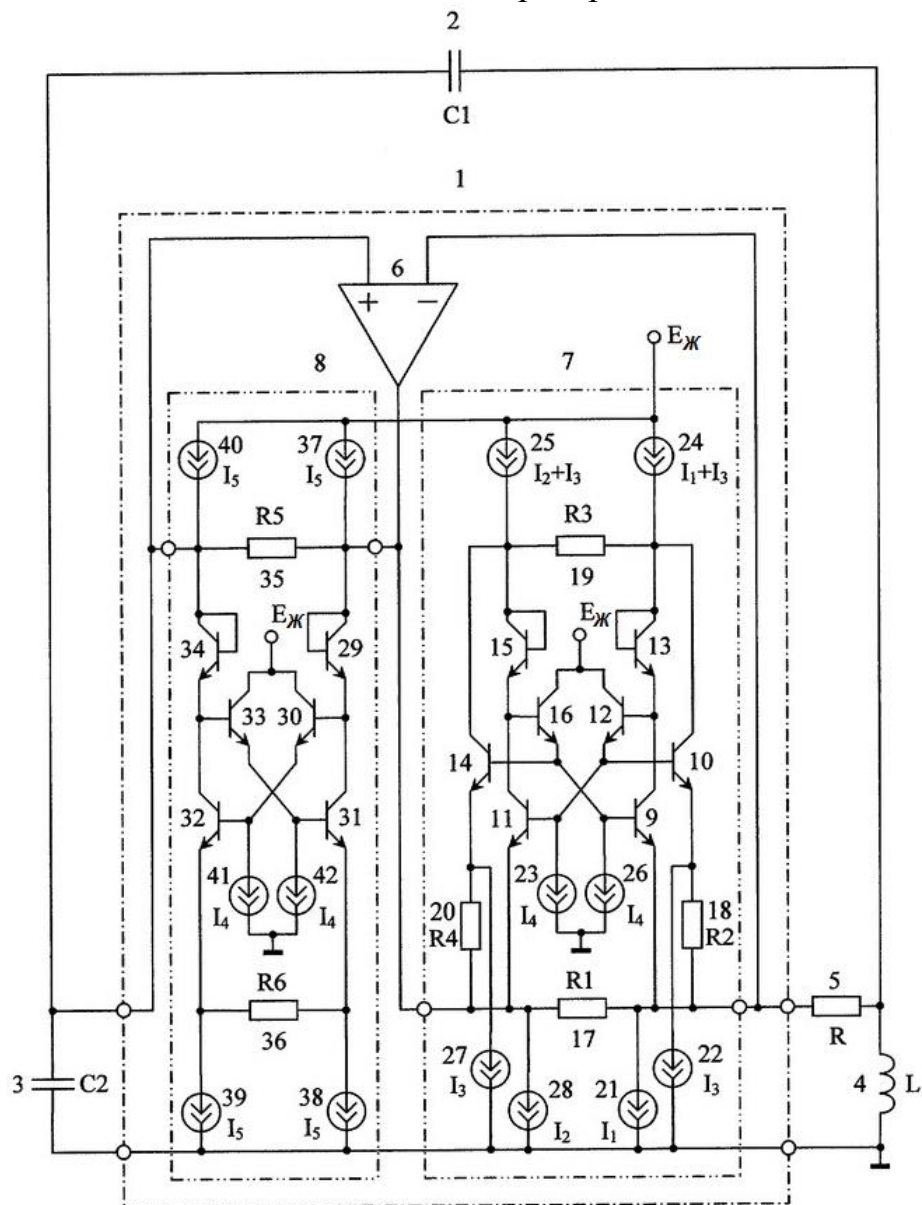


Рисунок 1.36 – Електрична схема генератора хаотичних коливань [130]

Скорочена система диференціальних рівнянь має вигляд [130]

$$\begin{cases} \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{i_L}{C1} - \frac{u_{C1}}{R \cdot C1}, \\ \frac{du_{C2}}{dt} = \frac{i_{ВИХ} \left(\frac{u_{C1}}{R} \right) - i_L}{C2} + \frac{u_{C1}}{R \cdot C2}, \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{u_{C2} - u_{C1}}{L}. \end{cases} \quad (1.29)$$

Увівши безрозмірні змінні [130]

$$x = \frac{u_{C1}}{R \cdot I_0}, \quad y = \frac{u_{C2}}{R \cdot I_0}, \quad z = \frac{i_L}{I_0} \quad (1.30)$$

й безрозмірний час

$$\tau = \frac{t}{R \cdot C_2}, \quad (1.31)$$

де

$$I_0 = \sqrt{I_{01} I_{02}}, \quad (1.32)$$

у роботі [130] отримано систему диференціальних рівнянь у безрозмірних змінних вигляду

$$\begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = A(z - x), \\ \frac{dy}{d\tau} = f(x) + x - z, \\ \frac{dz}{d\tau} = B(y - x), \end{cases} \quad (1.33)$$

де

$$f(x) = \frac{i \left(\frac{u_{C1}}{R} \right)}{I_0} = \frac{b1 + b2}{2} x + \frac{a - b1}{2} (d - |x - d|) + \frac{a - b2}{2} \left(\left| x + \frac{1}{d} \right| - \frac{1}{d} \right) \quad (1.34)$$

- безрозмірна передатна характеристика нелінійного перетворювача імпедансу;

$$d = \sqrt{\frac{I_{01}}{I_{02}}}, \quad A = \frac{C2}{C1}, \quad B = \frac{R^2 C2}{L}. \quad (1.35)$$

Нелінійний перетворювач імпедансу в схемі на рис. 1.36 має приведену в формулі винаходу [130] передатну характеристику, параметри якої [130]

$$\begin{aligned} a &\approx \left(\frac{1}{R5} - \frac{1}{R6} \right) / \left(\frac{1}{R1} - \frac{1}{R3} \right), b1 \approx \left(\frac{1}{R5} - \frac{1}{R6} \right) / \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right), \\ b2 &\approx \left(\frac{1}{R5} - \frac{1}{R6} \right) / \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R4} \right), I_{01} \approx I_1 \left(\frac{1}{R3} - \frac{1}{R1} \right) / \left(\frac{1}{R3} + \frac{1}{R2} \right), \\ I_{02} &\approx I_2 \left(\frac{1}{R3} - \frac{1}{R1} \right) / \left(\frac{1}{R3} + \frac{1}{R4} \right), \end{aligned} \quad (1.36)$$

де R1, R2, R3, R4, R5, R6 – опори відповідно першого 17, другого 18, третього 19, четвертого 20, п'ятого 35 і шостого 36 резисторів, I1 – значення вихідного струму першого 21 генератора струму, I2 – значення вихідного струму восьмого 28 генератора струму. Вихідні струми четвертого 24 і п'ятого 25 генераторів струму рівні I1 + I3 і I2 + I3, відповідно, де I3 – значення вихідних струмів другого 22 і сьомого 27 генераторів струму, які повинні бути багато великими вихідних струмів першого і восьмого генераторів струму: I3 >> I1, I3 >> I2. Вихідні струми третього 23 і шостого 26 генераторів струму мають однакове значення I4, порівнянне за величиною з вихідними струмами першого і восьмого генераторів струму I1 і I2. Вихідні струми дев'ятого 37, десятого 38, одинадцятого 39 і дванадцятого 40 генераторів струму мають однакове значення I5, багато більше значень вихідних струмів першого і восьмого генераторів струму: I5 >> I1, I5 >> I2. Вихідні струми тринадцятого 41 і чотирнадцятого 42 генераторів струму мають однакове значення I6, яке доцільно вибрати рівним значенню вихідних струмів третього і шостого генераторів струму I4 [130].

В системі (1.33) існують нерегулярні автоколивання, що характеризуються позитивними значеннями старшого характеристичного показника Ляпунова. Наприклад, при a = 4, b1 = -8, b2 = -12, d = 0,7, A = 2, B = 5..6,5 цей показник дорівнює 0,28..0,85, зокрема, при B = 5 він близький до 0,46; при a = 4, b1 = b2 = -10, d = 1, A = 2, B = 5..6,5 цей показник дорівнює 0,28..0,45, зокрема, при B = 5 він близький до 0,41; при a = -12, b1 = 7, b2 = 8, d1, A = 2, B = 7..12 старший характеристичний показник Ляпунова лежить в межах від 0,4 до 0,7 [130].

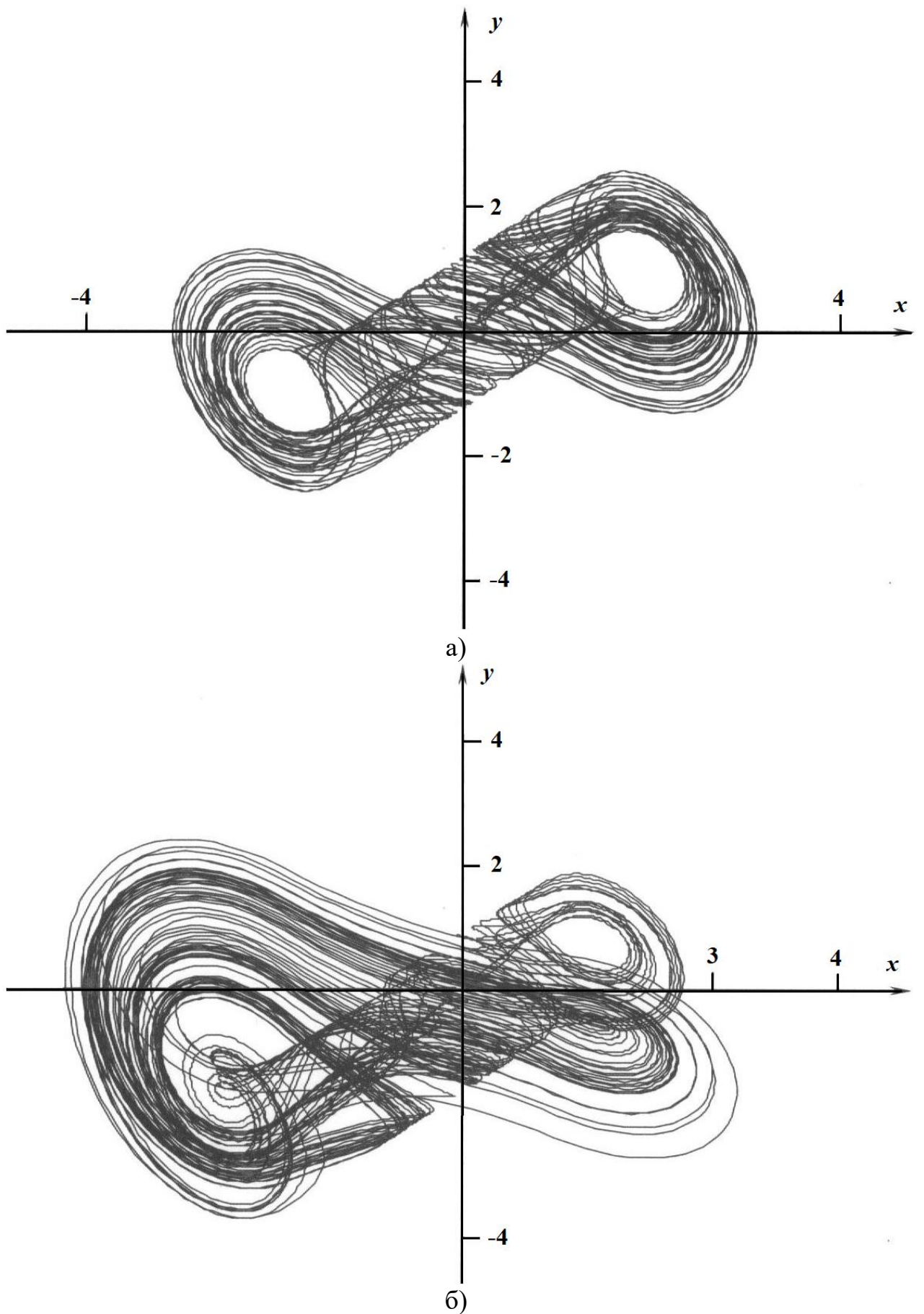
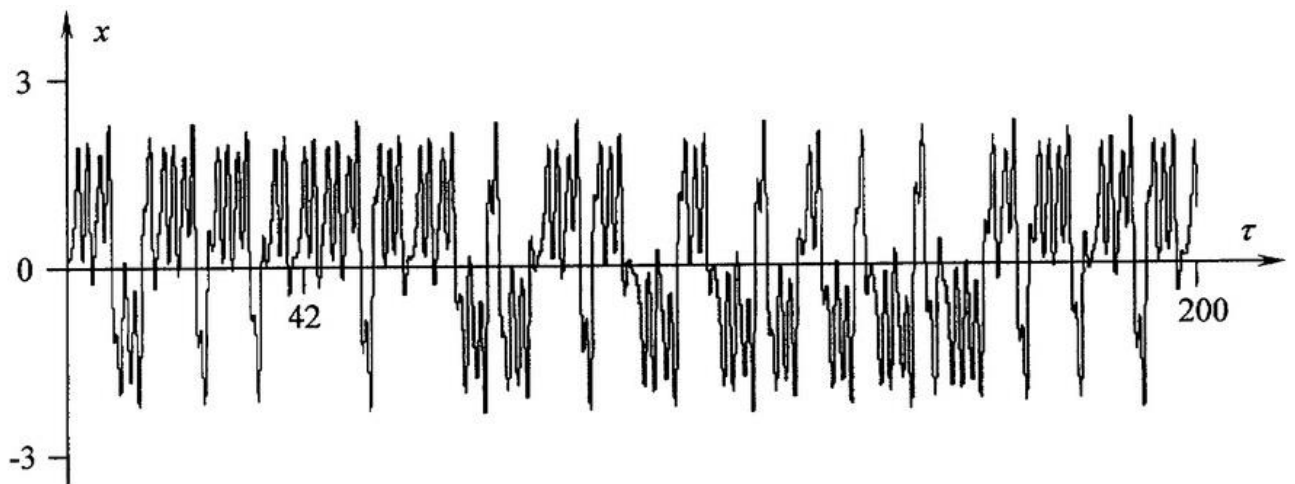
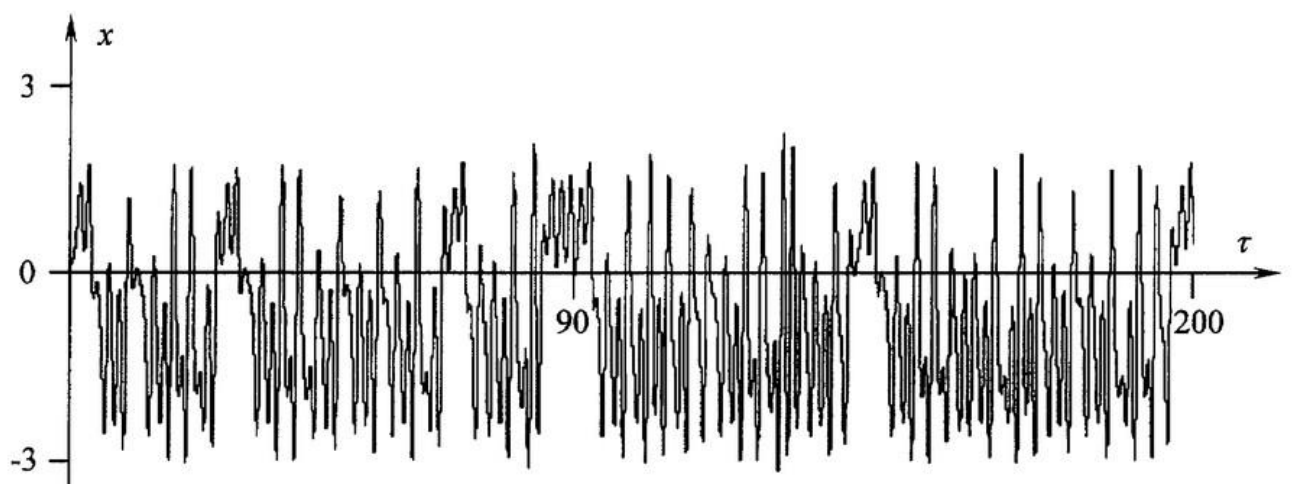


Рисунок 1.37 – Фазовий портрет генератора на рис. 1.36 при [130]:
 а) $a=4, b_1=b_2=-10, d=1, A=2, B=5$; б) $a=4, b_1=-8, b_2=-12, d=0,7, A=2, B=5$

Нехай як перший і другий ємнісні елементи використовуються перший і другий конденсатори, що мають ємності C_1 і C_2 відповідно, як індуктивний елемент використовується котушка індуктивності з індуктивністю L , $R_1=3$ кОм, $R_5=600$ Ом, $C_1=10$ нФ, $I_0=400$ мкА. Тоді хаотичні коливання, які відповідають випадку $a=4$, $b_1=b_2=-10$, $d=1$, $A=2$, $B=5$ спостерігаються в схемі на рис. 1.36 при $R_2=R_3\approx 3$ кОм, $R_6\approx 120$ Ом, $C_2\approx 20$ нФ, $L_1\approx 4$ мГн, $I_1\approx I_2\approx 520$ мкА, $I_3=5$ мА, $I_4=I_6=1$ мА, $I_5=10$ мА. Для того, щоб коефіцієнти b_1 , b_2 , d прийняли значення $b_1=-8$, $b_2=-12$, $d=0,7$, опори резисторів R_2 и R_3 необхідно змінити до $R_2\approx 2$ кОм, $R_3\approx 4,5$ кОм, а струми I_1 й I_2 до $I_1\approx 420$ мкА, $I_2\approx 760$ мкА [130].



а)



б)

Рисунок 1.38 – Хаотичні коливання генератора на рис. 1.36 при [130]:
а) $a=4$, $b_1=b_2=-10$, $d=1$, $A=2$, $B=5$; б) $a=4$, $b_1=-8$, $b_2=-12$, $d=0,7$, $A=2$, $B=5$

Метод побудови генератора гіперхаотичних коливань складають [131]: схема електрична структурна на рис. 1.39, схема електрична функціональна на рис. 1.40, математична модель (1.40) у нормованих змінних (1.38) відносно нормованого часу (1.39), вирази безрозмірної передатної характеристики нелінійного елемента (1.45) і безрозмірних коефіцієнтів (1.42), (1.44).

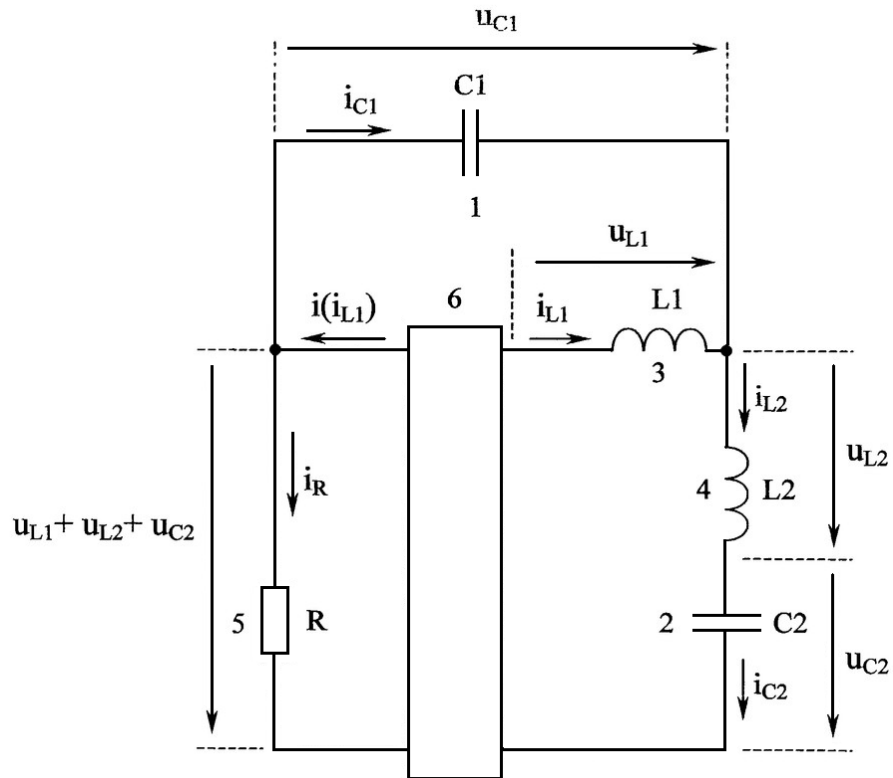


Рисунок 1.39 – Еквівалентна схема генератора гіперхаотичних коливань [131]

Скорочена система диференціальних рівнянь має вигляд [131]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{u_{C1}}{L_1}, \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{R[i(i_{L1}) + i_{L1} - i_{L2}] - u_{C1} - u_{C2}}{L_2}, \\ \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{i_{L2} - i_{L1}}{C_1}, \\ \frac{du_{C2}}{dt} = \frac{i_{L2}}{C_2}. \end{array} \right. \quad (1.37)$$

Ввівши безрозмірні змінні

$$x = \frac{i_{L1}}{I_0}, y = \frac{i_{L2}}{I_0}, z = \frac{u_{C1}}{I_0 R}, w = \frac{u_{C2}}{I_0 R}, \quad (1.38)$$

(де I_0 – величина граничного струму між середньою і бічною ділянками передатної характеристики нелінійного перетворювача імпедансу), і безрозмірного часу

$$\tau = \frac{R}{L_1} t, \quad (1.39)$$

у роботі [131] отримано в роботі систему (1.37) в безрозмірному вигляді (1.38).

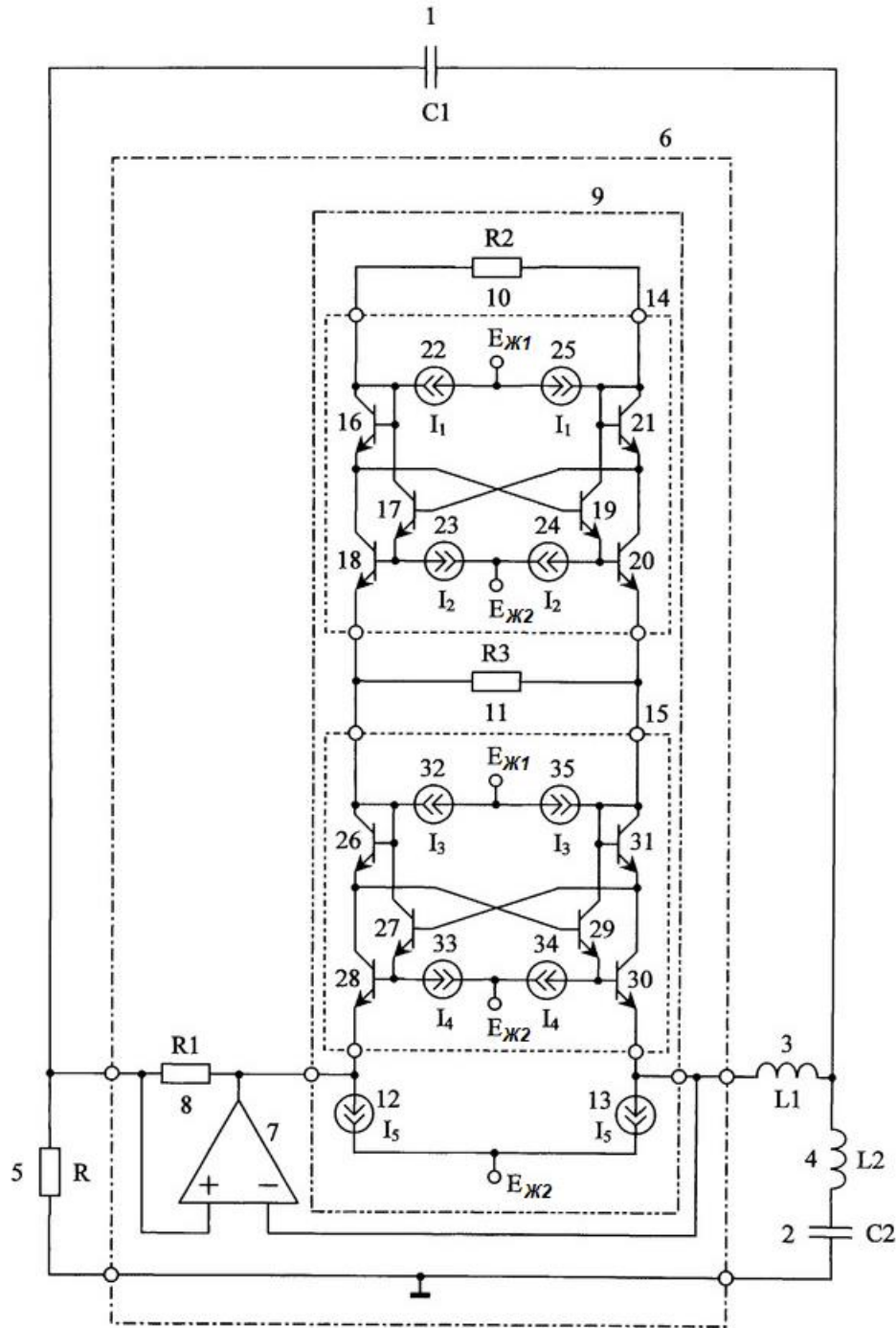


Рисунок 1.40 – Електрична схема генератора гіперхаотичних коливань [131]

$$\begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = z, \\ \frac{dy}{d\tau} = A[f(x) + x - y - z - w], \\ \frac{dz}{d\tau} = B(y - x), \\ \frac{dw}{d\tau} = B \cdot C \cdot y, \end{cases} \quad (1.40)$$

де

$$f(x) = \frac{i(i_{L1})}{I_0} \quad (1.41)$$

- безрозмірна динамічна передатна характеристика нелінійного перетворювача імпедансу;

$$A = \frac{L_1}{L_2}, B = \frac{L_1}{R^2 C_1}, C = \frac{C_1}{C_2}. \quad (1.42)$$

Нелінійний перетворювач імпедансу в схемі на рис. 1.40 має передатну характеристику, яка визначається рівнянням

$$i(i_{L1}) = bi_{L1} + \frac{a-b}{2} (|i_{L1} + I_0| - |i_{L1} - I_0|), \quad (1.43)$$

параметри якого

$$a \approx R_1 \left(\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_3} \right), b \approx -\frac{R_1}{R_3}, I_0 \approx (I_1 - I_2) \frac{R_3}{R_3 - R_2}, \quad (1.44)$$

де R_1, R_2, R_3 – опори відповідно першого 8, другого 10 і третього 11 резисторів, I_1 – значення вихідних струмів третього 22 і шостого 25 генераторів струму, I_2 – значення вихідних струмів четвертого 23 і п'ятого 24 генераторів струму. Вихідні струми першого 12 та другого 13 генераторів струму мають однакове значення I_5 , рівне $I_5 = I_1 - I_2 + I_3 - I_4$ де I_3 – значення вихідних струмів сьомого 32 і десятого 35 генераторів струму, I_4 – значення вихідних струмів восьмого 33 і дев'ятого 34 генераторів струму. Значення вихідних струмів сьомого 32 і десятого 35 генераторів струму вибираються багато великими значень вихідних струмів третього 22 і шостого 25 генераторів струму: $I_3 \gg I_1$. Значення вихідних струмів четвертого 23 і п'ятого 24 генераторів струму вибираються багато меншими зна-

чень вихідних струмів третього 22 і шостого 25 генераторів струму $I_2 \ll I_1$. Значення вихідних струмів восьмого 33 і дев'ятого 34 генераторів струму вибираються багато меншими значень вихідних струмів сьомого 32 і десятого 35 генераторів струму $I_4 \ll I_3$.

Рівняння безрозмірної передавальної характеристики нелінійного перетворювача імпедансу має вигляд [131]

$$f(x) = bx + \frac{a-b}{2}(|x+1| - |x-1|). \quad (1.45)$$

В системі (1.40) існують нерегулярні автоколивання, які характеризуються додатними значеннями двох старших характеристичних показників Ляпунова. Наприклад, при $A=1,4$, $B=25$, $C=0,5$, $a=3$, $b=-30$ показники Ляпунова дорівнюють $\lambda_1 \approx 0,45$, $\lambda_2 \approx 0,12$, $\lambda_3 \approx 0$, $\lambda_4 \approx -1,9$; при $A=2,2$, $B=30$, $C=0,5$, $a=5$, $b=-30$ вони дорівнюють $\lambda_1 \approx 0,65$, $\lambda_2 \approx 0,2$, $\lambda_3 \approx 0$, $\lambda_4 \approx -3$.

Тобто, при зазначених значеннях коефіцієнтах A , B , C , a , b в розглянутому генераторі спостерігаються гіперхаотичні коливання.

Нехай як перший та другий двополосні елементи з ємнісними опором застосовуються перший і другий конденсатори, що мають ємності C_1 і C_2 відповідно, як перший і другий двополосні елементи з індуктивними опорами застосовуються котушки індуктивності, що мають індуктивності L_1 і L_2 . Нехай при цьому $L_2=10$ мГн, $C_1=10$ нФ, $R_1=90$ Ом, $R_2=270$ Ом, $I_0=333$ мкА. Тоді хаотичні коливання, що відповідають випадку $a=3$, $b=-30$, $A=1,4$, $B=25$, $C=0,5$, спостерігаються в схемі на рис. 1.40 при $L_1 \approx 14$ мГн, $C_2 \approx 20$ нФ, $R \approx 200$ Ом, $R_3 \approx 2,7$ кОм, $I_1 \approx 400$ мкА, $I_2 \approx 100$ мкА, $I_3 \approx 1$ мА, $I_4=100$ мкА, $I_5=1,2$ мА.

На рис. 1.41 приведений приклад проекції хаотичного атратора, який спостерігається при $A=1,4$, $B=25$, $C=0,5$, $a=3$, $b=-30$, на площину (w, z) . На рис. 1.42 подано приклад графіка залежності безрозмірної змінної u від нормованого часу, що відповідає атратору на рис. 1.41.

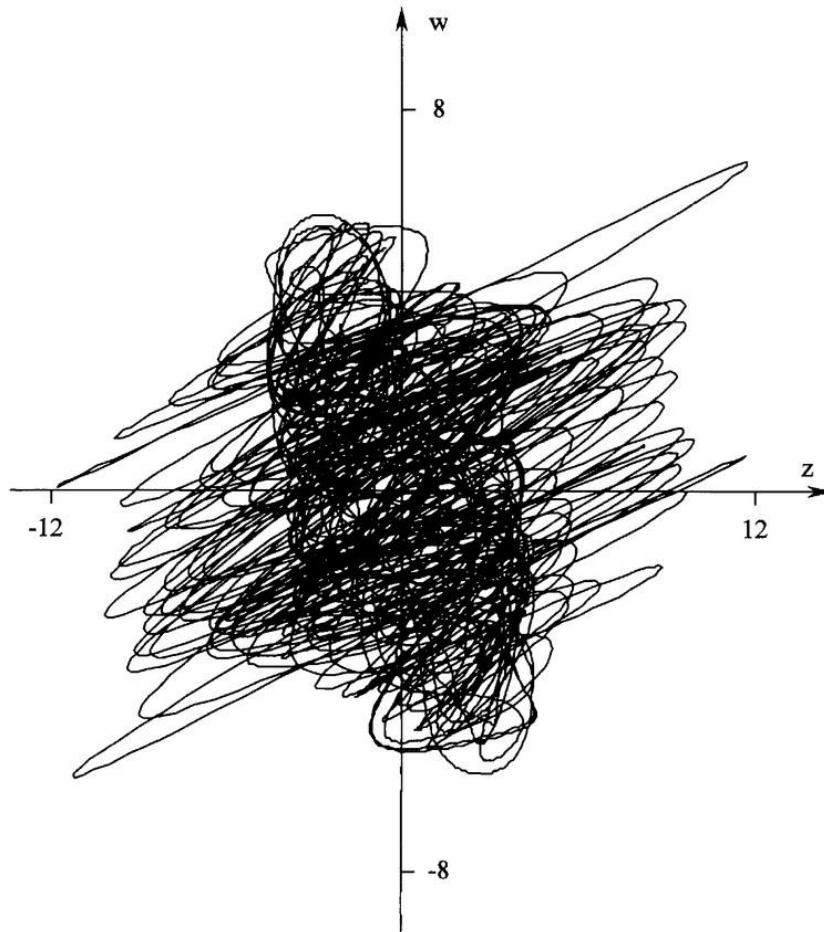


Рисунок 1.41 – Проекція фазового портрету генератора на площину змінних w - z
[131]

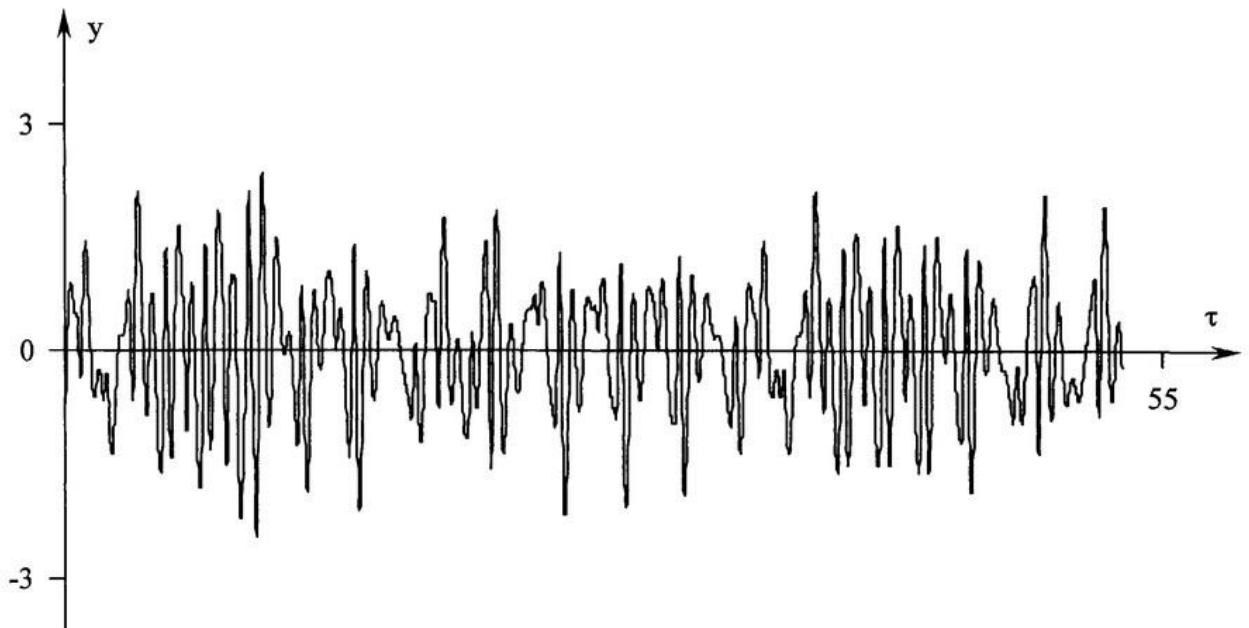


Рисунок 1.42 – Графік коливань безрозмірної змінної y відносно нормованого часу τ [131]

Третій метод побудови генераторів хаотичних коливань складають [132]: схема електрична структурна на рис. 1.43, схема електрична функціональна на рис. 1.44, математична модель (1.49) у нормованих змінних (1.47) відносно нормованого часу (1.48), вирази безрозмірної передатної характеристики нелінійного елемента (1.52) і безрозмірних коефіцієнтів (1.51), (1.53).

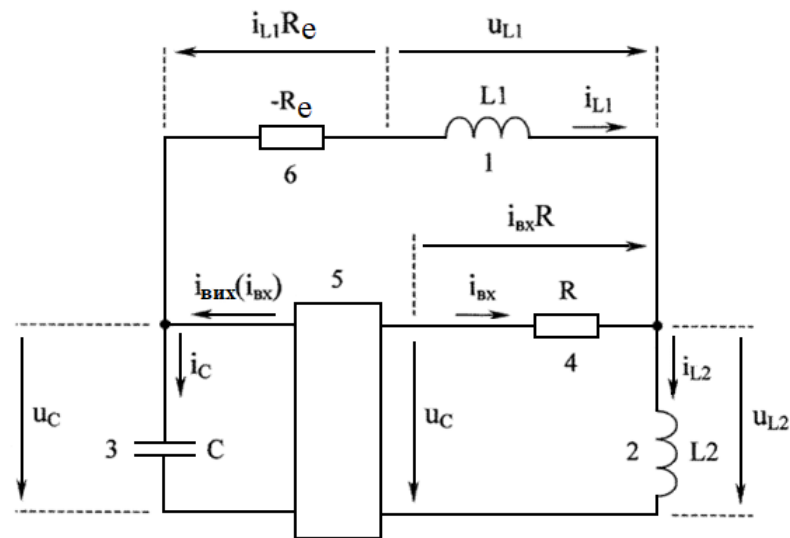


Рисунок 1.43 – Еквівалентна схема генератора хаотичних коливань [132]

Скорочена система диференціальних рівнянь [132]

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{i_{L1}(R_E - R) + i_{L2}R}{L1}, \\ \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{i_{L1}R - i_{L2}R + u_C}{L2}, \\ \frac{du_C}{dt} = \frac{i_{BHX}(i_{L2} - i_{L1}) - i_{L1}}{C}. \end{cases} \quad (1.46)$$

Ввівши безрозмірні змінні [132]

$$x = \frac{i_{L1}}{I_0}, \quad y = \frac{i_{L2}}{I_0}, \quad z = \frac{u_C}{I_0 R}, \quad (1.47)$$

де I_0 – струм, який визначає границі між сегментами передатної характеристики нелінійного перетворювача імпедансу, а також безрозмірний час

$$\tau = \frac{R}{L2} t, \quad (1.48)$$

у [132] представлено диференціальні рівняння в безрозмірному вигляді (1.49)

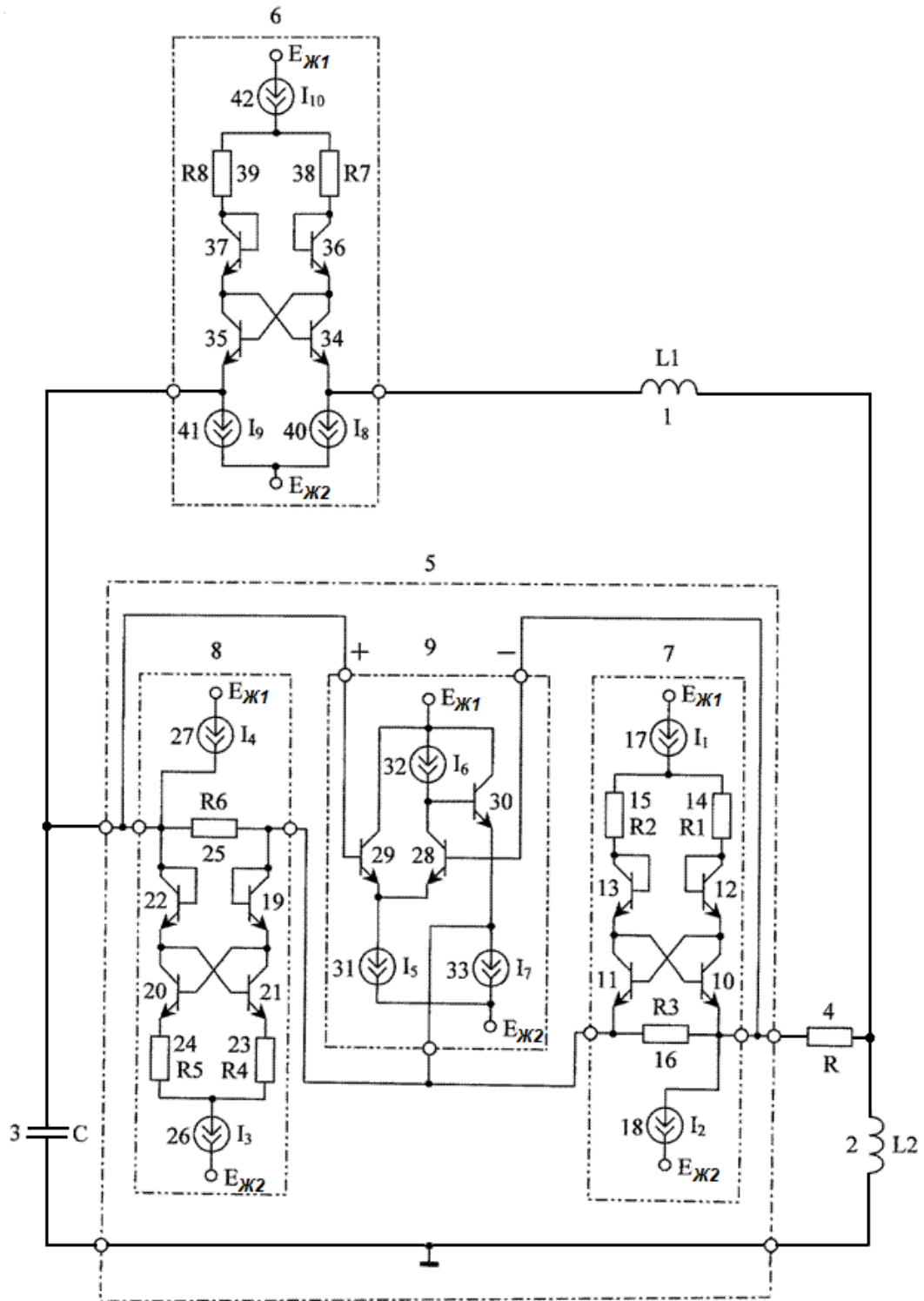


Рисунок 1.44 – Електрична схема генератора хаотичних коливань [132]

$$\begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = A[x(E-1) + y], \\ \frac{dy}{d\tau} = x - y + z, \\ \frac{dz}{d\tau} = B[f(y-x) - x], \end{cases} \quad (1.49)$$

де

$$f(x-y) = \frac{i_{BHX}(i_{L2} - i_{L1})}{I_0} \quad (1.50)$$

- безрозмірна динамічна передавальна характеристика нелінійного перетворювача імпедансу;

$$A = \frac{L2}{L1}, B = \frac{L2}{CR^2}, E = \frac{R_E}{R}. \quad (1.51)$$

Безрозмірна динамічна передавальна характеристика нелінійного перетворювача імпедансу по п.2 формули винаходу має вигляд [132]

$$f(y-x) = b(y-x) + \frac{a-b}{2}(|y-x+1| - |y-x-1|), \quad (1.52)$$

де

$$a \approx \left(\frac{1}{R4+R5} - \frac{1}{R6} \right) / \left(\frac{1}{R1+R2} - \frac{1}{R3} \right), \quad b \approx R3 / \left(\frac{1}{R6} - \frac{1}{R4+R5} \right), \quad (1.53)$$

R1, R2, R3, R4, R5, R6 – опори відповідно першого 14, другого 15, третього 16, четвертого 23, п'ятого 24 і шостого 25 резисторів [132].

$$I_0 = \frac{I_1}{2}, \quad (1.54)$$

де I_1 – значення вихідного струму першого 17 генератора струму; при цьому вихідний струм I_2 другого 18 генератора струму встановлюється рівним половині вихідного струму першого генератора струму [132]

$$I_2 = \frac{I_1}{2}. \quad (1.55)$$

Вихідний струм I_4 четвертого 27 генератора струму встановлюється рівним половині вихідного струму I_3 третього 26 генератора струму [132]

$$I_4 = \frac{I_3}{2}. \quad (1.56)$$

Вихідні струми восьмого 40 і дев'ятого 41 генераторів струму (I_7 і I_8 , відповідно) встановлюються рівними половині вихідного струму I_{10} десятого 42 генератора струму [132]

$$I_0 = I_9 = \frac{I_{10}}{2}. \quad (1.57)$$

Вихідні струми третього 26 і десятого 42 генераторів струму встановлюються багато великими вихідного струму I_1 першого 17 генератора струму $I_3 \gg I_1$, $I_{10} \gg I_1$ [132].

Модуль еквівалентного негативного опору пристрою з негативним опором b дорівнює $R_E = R_7 + R_8$, де R_7 , R_8 – опори відповідно сьомого 38 і восьмого 39 резисторів [132].

В системі (1.46), (1.49) існують нерегулярні автоколивання, що характеризуються позитивними значеннями старшого характеристичного показника Ляпунова. Наприклад [132], при $a = 1$, $b = -0,7$, $A = 0,3$, $B = 25..45$, $E = 2,7$ цей показник дорівнює $0,24..0,38$, при $a = 1$, $b = -1$, $A = 0,3$, $B = 37..57$, $E = 2$ він дорівнює $0,09..0,33$; зокрема, при $a = 1$, $b = -0,7$, $A = 0,3$, $B = 30$, $E = 2,7$ він близький до $0,28$, при $a = 1$, $b = -1$, $A = 0,3$, $B = 50$, $E = 2$ старший характеристичний показник Ляпунова приблизно дорівнює $0,27$ [132].

Отже, при даних значеннях коефіцієнтів a , b , A , B , E в генераторі на рис. 1.43 спостерігаються хаотичні автоколивання [132].

Нехай $R = 100$ Ом, $C_1 = 1$ нФ, $R_3 = 280$ Ом. Тоді в разі $A = 0,3$, $B = 30$, $E = 2,7$, $a = 1$, $b = -0,7$ хаотичні коливання в схемі на рис. 1.44 спостерігаються при $L_2 \approx 0,3$ мГн, $L_1 \approx 1$ мГн, $R_1 = R_2 \approx 82$ Ом, $R_4 = R_5 \approx 100$ Ом, $R_6 \approx 400$ Ом. Поклавши $I_0 = 166$ мкА, отримаємо, що вихідний струм першого 17 генератора струму дорівнює $I_1 \approx 800$ мкА, вихідний струм другого 18 генератора струму дорівнює $I_2 \approx 400$ мкА. При цьому вихідний струм третього 26 генератора струму дорівнює $I_3 \approx 4$ мА, вихідний струм четвертого 27 генератора струму дорівнює $I_4 \approx 2$ мА, вихідний струм десятого 42 генератора струму

дорівнює $I_{10} \approx 4$ мА, вихідні струми восьмого 40 і дев'ятого 41 генераторів струму рівні $I_8 = I_9 \approx 2$ мА, вихідний струм п'ятого генератора струму дорівнює $I_5 \approx 2$ мА, вихідний струм шостого генератора струму дорівнює $I_6 \approx 1$ мА, вихідний струм сьомого генератора струму дорівнює $I_7 \approx 6$ мА.

На рис. 1.45 наведено приклад проекції хаотичного атратора на площину (x-y) при $a = 1$, $b = -0,7$, $A = 0,3$, $B = 30$, $E = 2,7$. На рис. 1.46 поданий відповідний приклад залежності безрозмірної змінної y від часу [132].

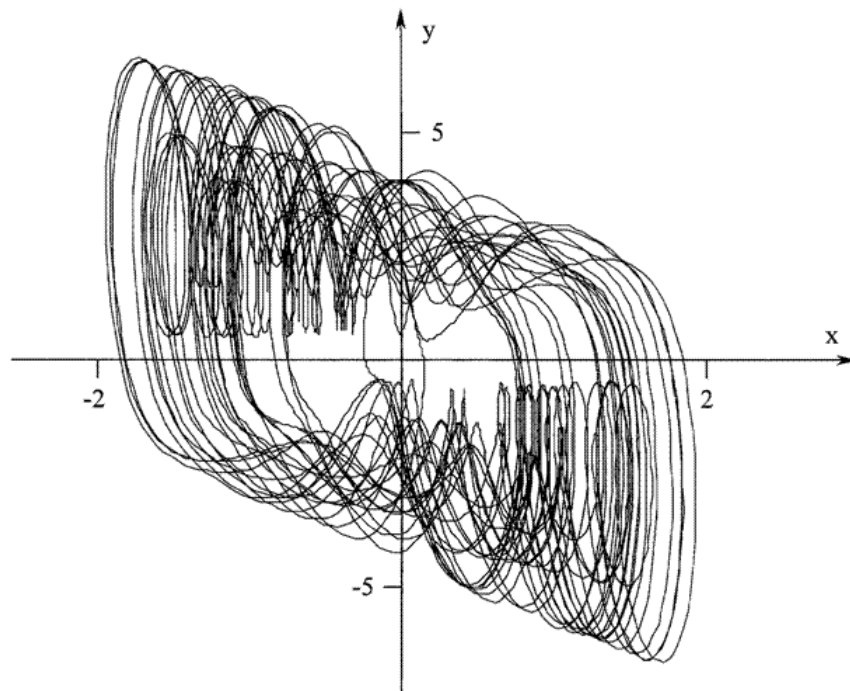


Рисунок 1.45 – Проекція фазового портрету генератора на площину змінних x-y [132]

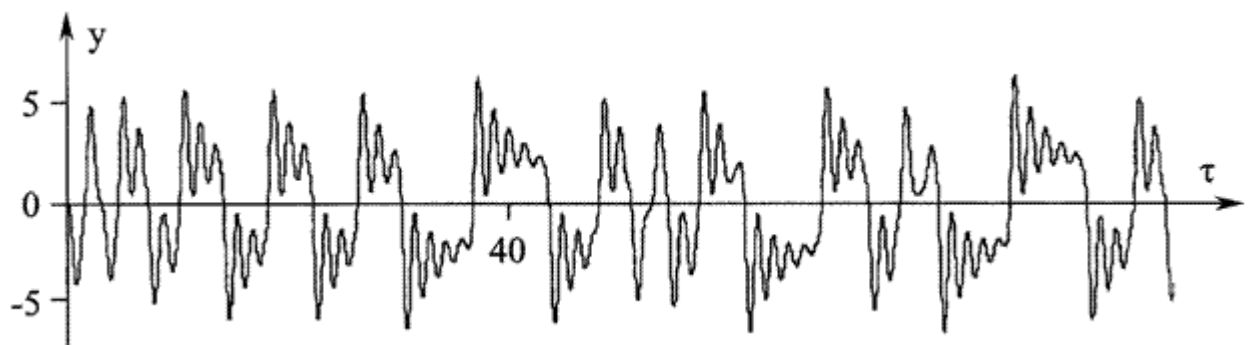


Рисунок 1.46 – Графік коливань безрозмірної змінної y відносно нормованого часу τ [132]

Четвертий метод побудови генератора хаотичних коливань складають [133]: схема електрична структурна на рис. 1.47, схема електрична функціональна на рис. 1.49, математична модель (1.62) у нормованих змінних (1.59) відносно нормованого часу (1.60), вирази безрозмірної передатної характеристики нелінійного елемента (1.65), графік якої поданий на рис. 1.48, і безрозмірних коефіцієнтів (1.64), (1.66) – (1.68).

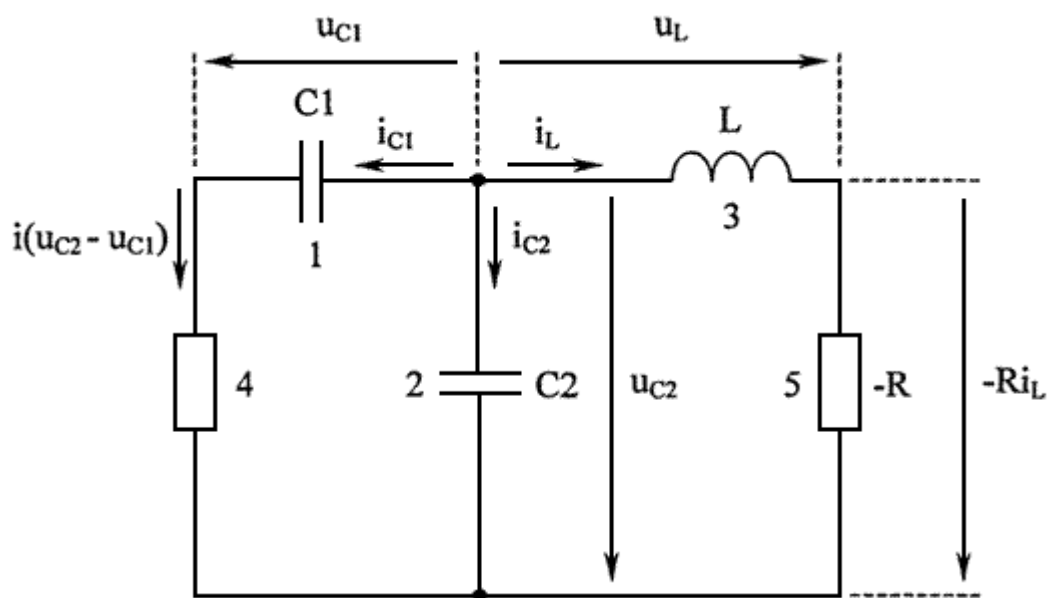


Рисунок 1.47 – Еквівалентна схема генератора хаотичних коливань [133]

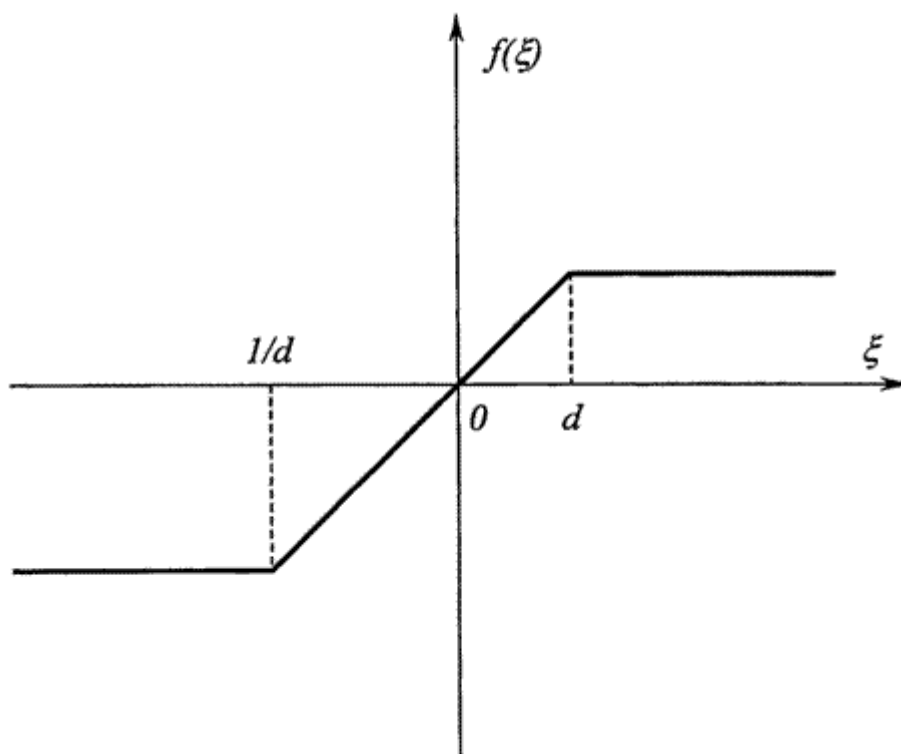


Рисунок 1.48 – Графік нормованої ВАХ нелінійного елемента генератора [133]

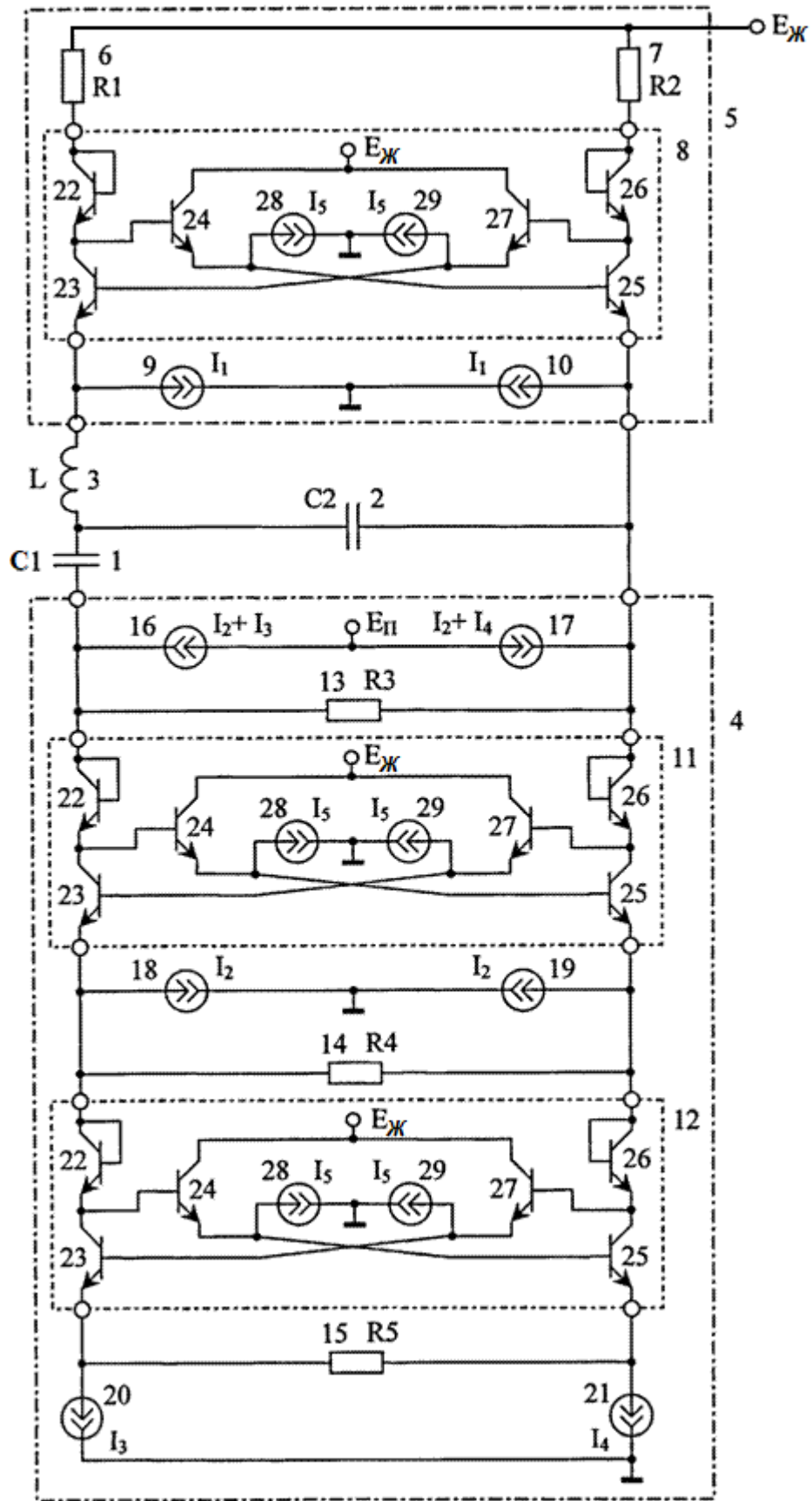


Рисунок 1.49 – Електрична схема генератора хаотичних коливань [133]

Скорочена система диференціальних рівнянь

$$\begin{cases} \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{i(u_{C2} - u_{C1})}{C_1}, \\ \frac{du_{C2}}{dt} = -\frac{i(u_{C2} - u_{C1}) + i_L}{C_2}, \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{u_{C2} + i_L}{L}. \end{cases} \quad (1.58)$$

Ввівши безрозмірні змінні [133]

$$x = \frac{u_{C1}}{U_0}, \quad y = \frac{u_{C2}}{U_0}, \quad z = \frac{i_L R}{U_0} \quad (1.59)$$

і безрозмірний час

$$\tau = \frac{t}{RC_2}, \quad (1.60)$$

де

$$U_0 = \sqrt{U_{01}U_{02}}, \quad (1.61)$$

у [133] представлено диференціальні рівняння в безрозмірному вигляді

$$\begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = Af(y - x), \\ \frac{dy}{d\tau} = -f(y - x) - z, \\ \frac{dz}{d\tau} = B(y + z), \end{cases} \quad (1.62)$$

де

$$f(y - x) = \frac{i(u_{C2} - u_{C1})R}{U_0} \quad (1.63)$$

- безрозмірна динамічна вольт-амперна характеристика нелінійного резистивного елемента;

$$A = \frac{C_2}{C_1}, \quad B = \frac{C_2 R^2}{L}. \quad (1.64)$$

Безрозмірна динамічна вольт-амперна характеристика, рівняння якої має вигляд [133]

$$f(y-x) = b(y-x) + \frac{a-b}{2}(d - |y-x-d|) + \frac{1-b}{2} \left(\left| y-x + \frac{1}{d} \right| - \frac{1}{d} \right), \quad (1.65)$$

де

$$a = g_0 R, \quad b = g_1 R, \quad (1.66)$$

$$d = \sqrt{\frac{U_{01}}{U_{02}}}. \quad (1.67)$$

Нелінійний резистивний елемент 4 в схемі на рис. 1.47 має наведену в формулі винаходу вольт-амперну характеристику, параметри якої рівні [133]

$$g_0 \approx \frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}, \quad g_1 \approx \frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_4}, \quad (1.68)$$

$U_{01} \approx I_3 R_5$, $U_{02} \approx I_4 R_5$, звідки [133]

$$a \approx (R_1 + R_2) \left(\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right), \quad b \approx (R_1 + R_2) \left(\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_4} \right), \quad d = \sqrt{\frac{I_3}{I_4}}, \quad (1.69)$$

де R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 – опори відповідно першого 6, другого 7, третього 13, четвертого 14 і п'ятого 15 резисторів, I_3 до I_4 – значення вихідних струмів відповідно сьомого 20 і восьмого 21 генераторів струму. Вихідні струми третього 16 і четвертого 17 генераторів струму дорівнюють відповідно $I_2 + I_3$ і $I_2 + I_4$, де I_2 – значення вихідних струмів п'ятого 18 і шостого 19 генераторів струму. При цьому вихідні струми I_1 першого 6 і другого 7 генераторів струму і вихідні струми I_2 п'ятого 18 і шостого 19 генераторів струму встановлюються багато великими вихідних струмів I_3 і I_4 сьомого 20 і восьмого 21 генераторів струму $I_1 \gg I_3$, $I_1 \gg I_4$, $I_2 \gg I_3$, $I_2 \gg I_4$.

Абсолютне значення еквівалентного від'ємного опору пристрою з від'ємним опором 5 дорівнює $R = R_1 + R_2$, де R_1 і R_2 – опори першого 6 і другого 7 резисторів.

Вихідні струми першого 28 та другого 29 генераторів струму конверторів імпедансу встановлюються багато меншими струмів I_1 і I_2 .

В системі (1.58), (1.62) існують нерегулярні автоколивання, що характеризуються позитивними значеннями старшого характеристичного показника Ляпунова. Наприклад, при $d = 1$, $a = 1$, $b = 0$, $A = 0,08$, $B = 0,1..0,3$ цей показ-

ник дорівнює 0,002..0,024, при $d = 0,8$, $a = 1$, $b = 0$, $A = 0,08$, $B = 0,1..0,3$ він дорівнює 0,004..0,022, зокрема, при $d = 1$, $a = 1$, $b = 0$, $a = 0,08$, $v = 0,2$ він близький до 0,02, при $d = 0,8$, $a = 1$, $b = 0$, $A = 0,08$, $B = 0,2$ старший характеристичний показник Ляпунова приблизно дорівнює 0,012.

Отже, при даних значеннях коефіцієнтів d , a , b , A , B у генераторі на рис. 1.49 спостерігаються хаотичні автоколивання.

Нехай $R1 = R2 = 100$ Ом, $C1 = 10$ нФ. Тоді в разі $A = 0,08$, $B = 0,2$, $d = 1$, $a = 1$, $b = 0$ хаотичні коливання в схемі на рис. 1.50 спостерігаються при $R3=R4=R5 \approx 200$ Ом, $C2 \approx 125$ нФ, $L \approx 20$ мГн. Поклавши $U01 = U02 = 100$ мВ, отримаємо, що вихідні струми сьомого і восьмого генераторів струму рівні $I3 = I4 \approx 0,4$ мА, причому $I1 = I2 \approx 4$ мА, $I5 \approx 0,4$ мА. У разі $A = 0,08$, $B = 0,2$, $d=0,8$, $a = 1$, $b = 0$ при $U01 = 80$ мВ, $U02 = 125$ мВ, вихідні струми сьомого і восьмого генераторів струму дорівнюють відповідно $I3 \approx 0,5$ мА, $I4 \approx 0,32$ мА, при цьому $I1 = I2 \approx 4$ мА, $I5 \approx 0,4$ мА.

На рис. 1.51(а-б) наведені приклади проекції хаотичного атратора на площину (x, z) при $a = 1$, $b = 0$, $d = 1$, $A = 0,08$, $B = 2$ і при $a = 1$, $b = 0$, $d = 0,8$, $A = 0,08$, $B = 2$, відповідно. На рис. 1.50(а-б) подані відповідні приклади залежності безрозмірної змінної x від нормованого часу.

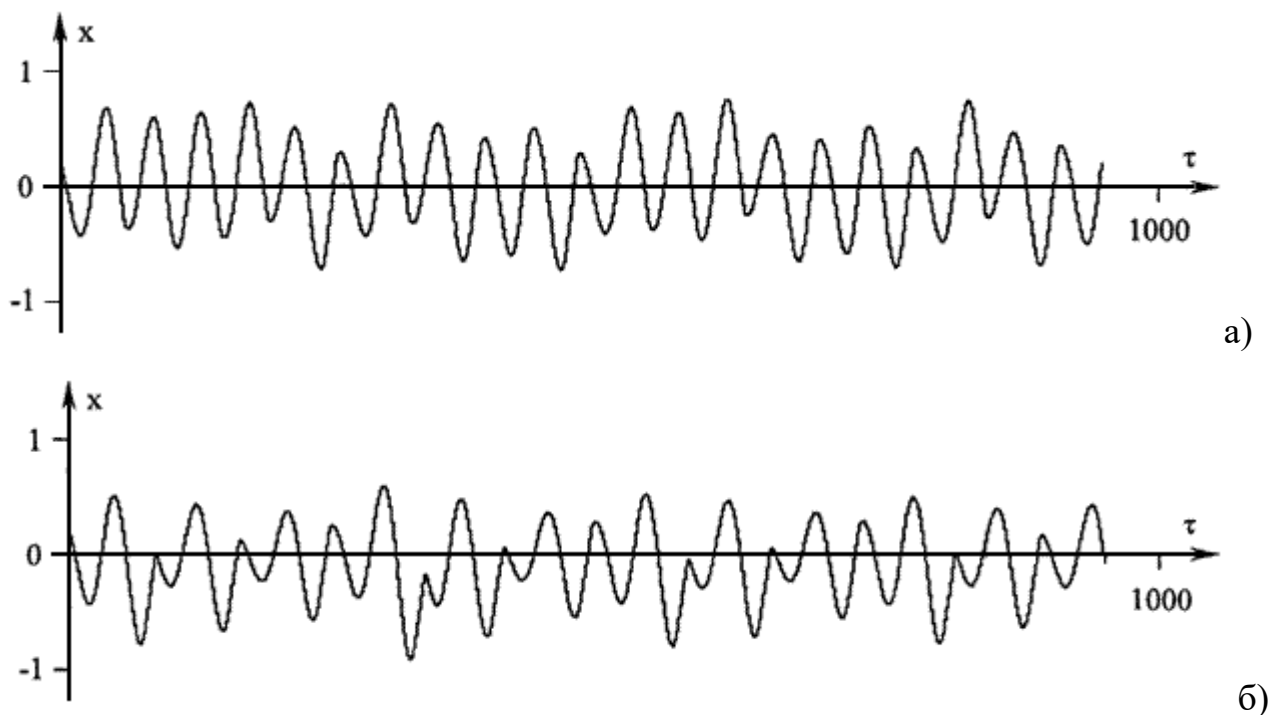


Рисунок 1.50 – Часові діаграми коливань змінної x у нормованому часі [133]

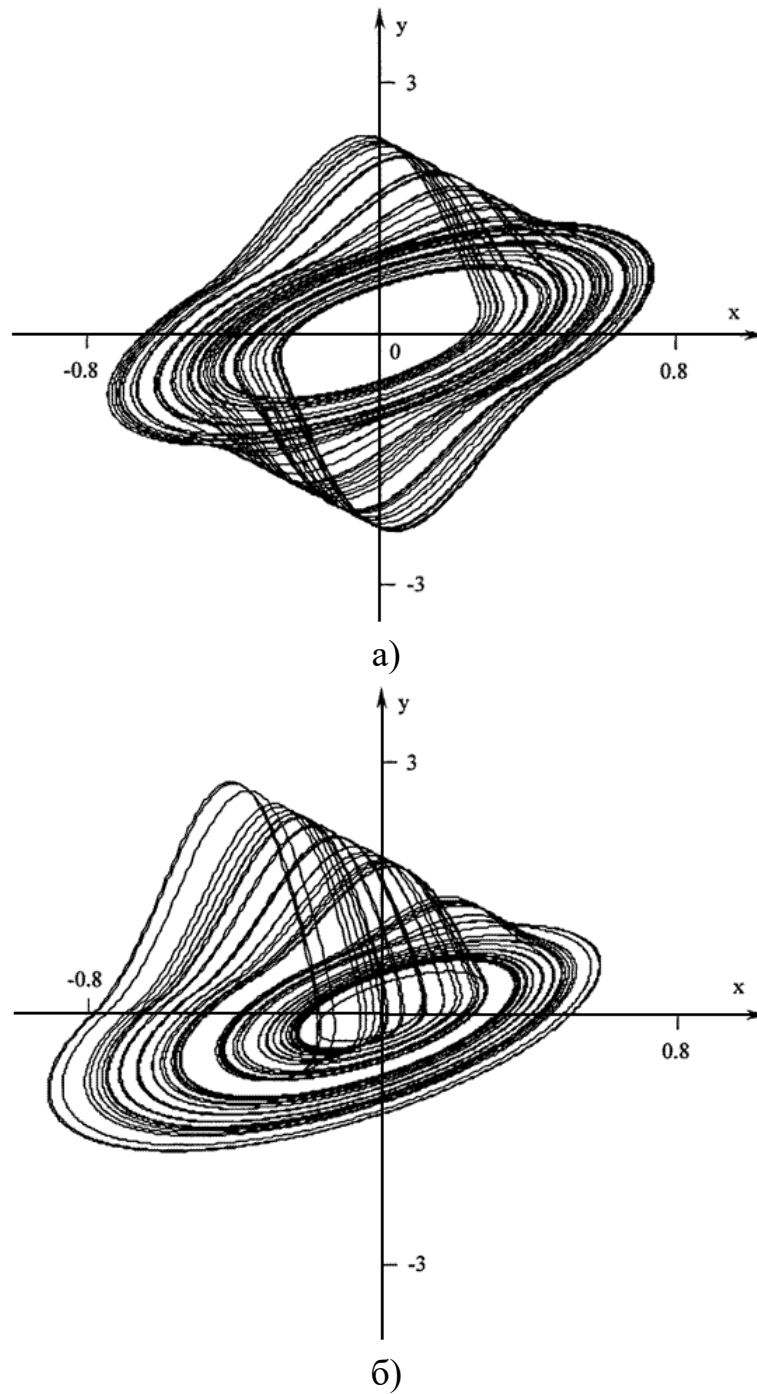


Рисунок 1.51 – Фазові портрети генератора [133] при:

а) $a = 1, b = 0, d = 1, A = 0,08, B = 2$;

б) $a = 1, b = 0, d = 0,8, A = 0,08, B = 2$

Як нелінійні елементи коливних контурів автоколивних систем генераторів крім напівпровідникових діодів отримали застосування польові транзистори з р-п переходом [134-140]. На рис. 1.52 наведені варіанти електричних кіл із застосуванням каналу польового транзистора як нелінійного опору [134-135].

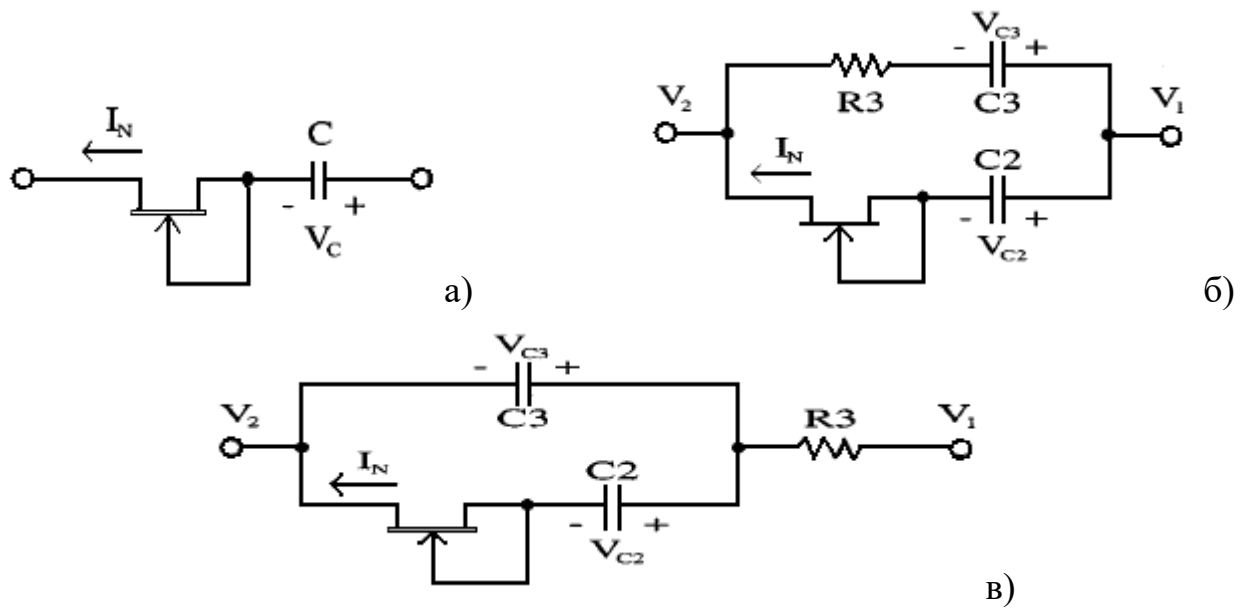


Рисунок 1.52 – Варіанти електричних кіл із застосуванням як нелінійного опору каналу польового транзистора [134-135]

Такі генератори детермінованого хаосу побудовані на основі операційних підсилювачів, у кола зворотного зв'язку яких включені прості частотно-селективні ланки, що наведені на рис. 1.52,а [134, 135, 137-139], рис. 1.52,б [134, 139] і рис. 1.52,в [134, 136, 139], а також складних частотно-селективних систем, зокрема міст Віна та Т-міст [139].

1.4 Методи і пристрої формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором

Генеровані електричні коливання та електричні сигнали класифікують за такими основними ознаками: 1) формою коливань; 2) частотними параметрами і характеристиками; 3) часовими параметрами та характеристиками. Для забезпечення потрібних величин параметрів електричних сигналів застосовують пристрої формування сигналів. Пристрої формування сигналів являють собою неавтономні електричні кола, динаміка електричних коливань яких залежить від

складності динамічної системи, її параметрів і початкових умов, а також параметрів зовнішньої збуджуваної дії на цю систему.

Класичними варіантами пристроїв формування сигналів у теорії коливань є неавтономні динамічні системи ван дер Поля та Дуффінга [140]. На практиці найбільшого поширення отримала динамічна система Дуффінга-Холмса [141].

Застосування модифікованої системи Дуффінга-Холмса дозволяє виявляти слабкі періодичні сигнали при співвідношенні сигнал/шум на рівні -91...-105 дБ [141, 142] та здійснювати хаотичне кодування та маскування сигналів криптосистем [143, 144]. Аналіз публікацій показав, що прості та якісні схемні рішення автономних [145] і неавтономних [143, 144, 146, 147] генераторів Дуффінга-Холмса базуються на основі операційних підсилювачів (ОП). При цьому, як нелінійний елемент в колі зворотного зв'язку операційного підсилювача використовуються: 1) коло зустрічно-паралельного включення двох діодів [145, 146]; 2) коло зустрічно-паралельного включення восьми діодів і трьох резисторів [143, 144]; 3) схема на основі операційного підсилювача з трьома резисторами в колах зворотного зв'язку [147]. При цьому статична ВАХ нелінійних елементів варіантів 1 і 2 є гладкою, а варіанту 3 – кусково-лінійною. Отримані автором у [148] результати досліджень схемного рішення [146] системи Дуффінга-Холмса виявили недоліки нелінійного елемента на основі зустрічно-паралельного включення двох діодів, основним з яких є складність налаштування хаотичного режиму шляхом підбору амплітуди зовнішнього синусоїдального сигналу відносно напруги відкриття діодів. Тому зручним рішенням є застосування нелінійного елемента на основі операційного підсилювача (ОП) з резистивними колами зворотного зв'язку, який має кусково-лінійну ВАХ [147]. Дослідження стійкості хаотичного режиму пристрою формування сигналів на основі нелінійної системи Дуффінга-Холмса здійснено автором у роботі [149].

Нелінійна динамічна система Дуффінга-Холмса математично описується диференціальним рівнянням другого порядку вигляду [148, 149]

$$\frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} - x + x^3 = a \sin \omega t \quad (1.70)$$

або системою диференціальних рівнянь першого порядку [148, 149]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = F_1(x_1) - bx_2 + a \sin \omega t, \end{cases} \quad (1.71)$$

де

$$F_1(x_1) = x_1 - x_1^3. \quad (1.72)$$

У рівняннях (1.70) та (1.71) b , a та ω – це відповідно коефіцієнт згасання, амплітуда та частота зовнішньої періодичної дії. Регулюючи будь-які параметри керування, а саме a , ω або b , можна спостерігати періодичні та хаотичні коливання. Числові результати хаотичного режиму, отримані автором з диференціального рівняння (1.70) за допомогою програмного пакета MathCad 15.0, показані на рис. 1.53.

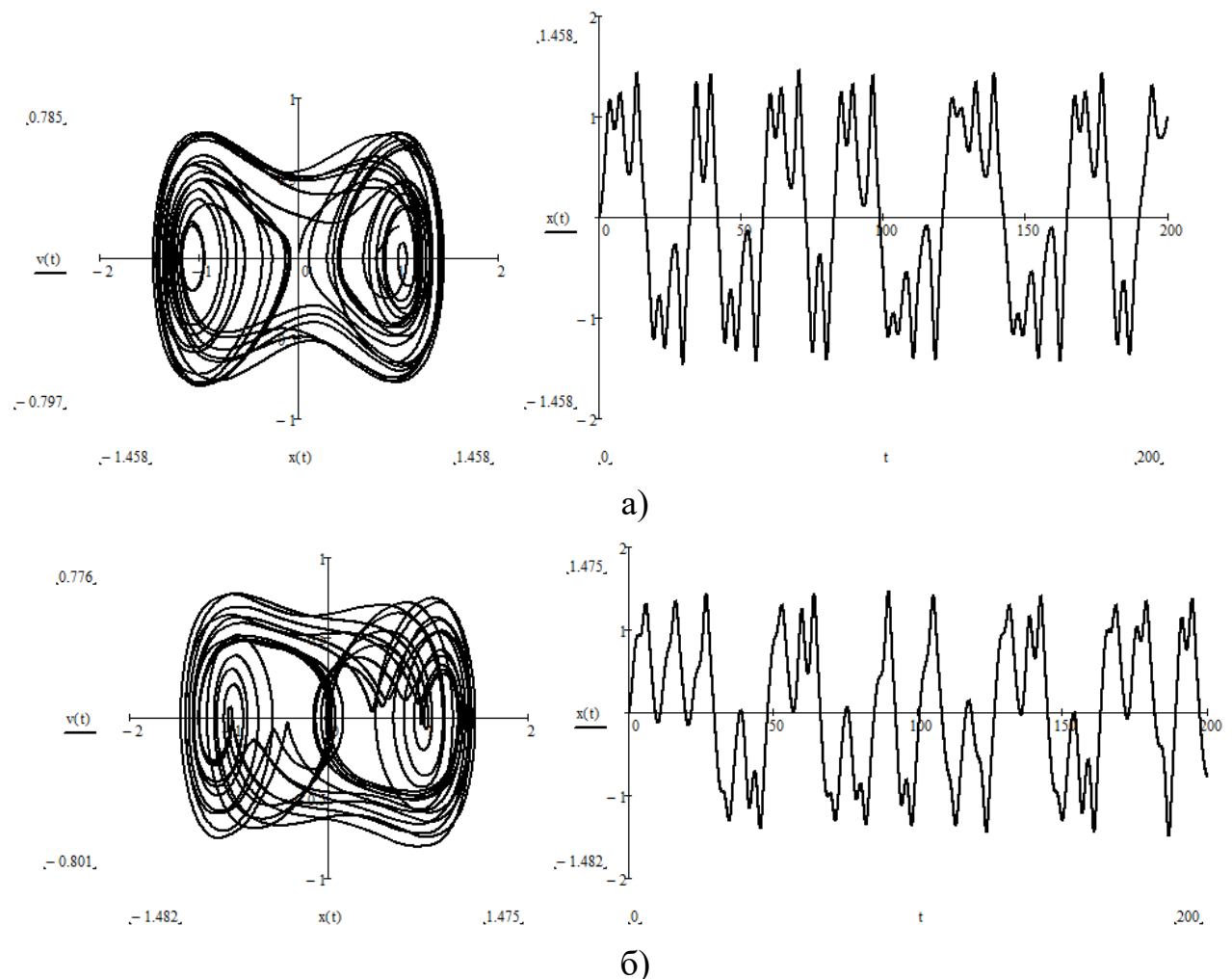


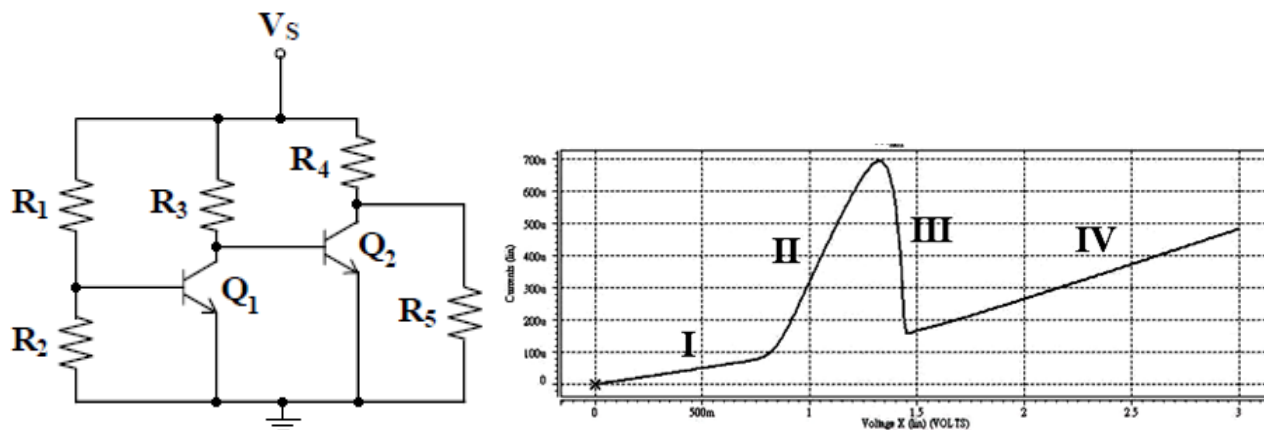
Рисунок 1.53 – Фазові портрети та форма сигналу $x(t)$ динамічної системи Дуффінга-Холмса при а) $a = 0,25$, $b = 0,2$, $\omega = 1,0$ та б) $a = 0,5$, $b = 0,4$, $\omega = 1,2$

Відповідно до класифікації ГОСТ 15094-86 [150] автором виокремлено такі пристрої формування сигналів: електричні фільтри (Э8), помножувачі та подільники частоти (Ч6), перетворювачі частоти (Ч9), фазообертачі (Ф3).

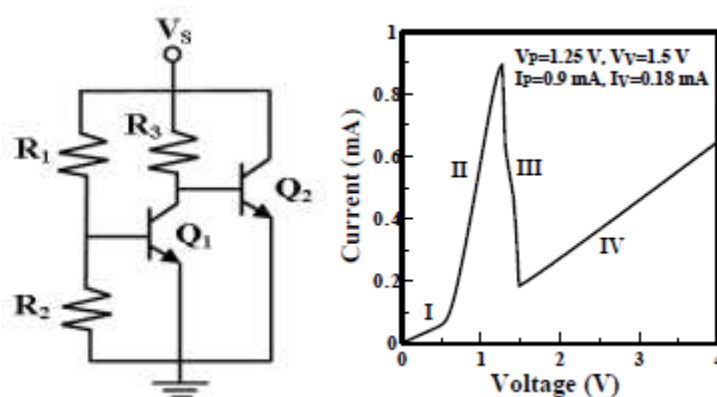
Останнім часом широке поширення отримали напівпровідникові пристрої з від'ємним диференційним опором та їх транзисторні схемотехнічні аналоги [151-162]. Їх використовують для побудови автономних і неавтономних генераторів електричних коливань [163, 164]. Це зумовлено тим, що такі пристрої мають нелінійну вольт-амперну характеристику складної форми [165]. Дуже часто на практиці неавтономні автоколивні пристрої з від'ємним диференційним опором мають складну неперіодичну і хаотичну поведінку [151, 163-164]. При поданні зовнішнього синусоїдального сигналу в таких пристроях спостерігаються біфуркації, що зумовлюють подвоєння та потроєння періодів коливань [151, 152, 166]. Тому в стійкому квазіперіодичному режимі такі пристрої здійснюють ділення частоти зовнішнього періодичного сигналу [151-162]. Коефіцієнт ділення частоти залежить від параметрів автоколивної нелінійної системи [151, 167].

На практиці для побудови аналогових подільників частоти застосовують транзисторні структури з ВАХ Λ -типу [151, 154, 166], N-типу [152, 153, 155-162, 165] або диференційного каскаду [167]. Принцип роботи таких подільників частоти не залежить від типу транзисторів (BJT, MOSFET, CMOS or BiCMOS). Режими ділення частоти визначаються нелінійними властивостями статичної вольт-амперної характеристики та динамічними властивостями коливної системи [151]. Тому дослідження нелінійних і хаотичних режимів транзисторних структур із від'ємним диференційним опором є актуальною науковою задачею [15, 154, 166, 167].

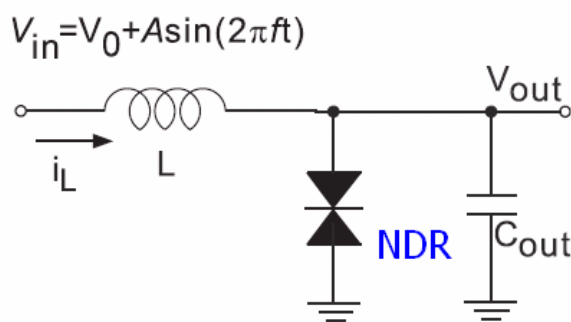
На рис. 1.54 наведено приклади практичної реалізації подільників частоти на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором [153-163]. Як активні елементи таких подільників частоти зазвичай застосовують біполярно-резистивні двохелектродні схеми (рис. 1.54,а,б). На рис. 1.55 наведені результати дослідження режимів роботи подільника частоти на рис. 1.54,а, які запропоновані в роботах [153, 163].



a)

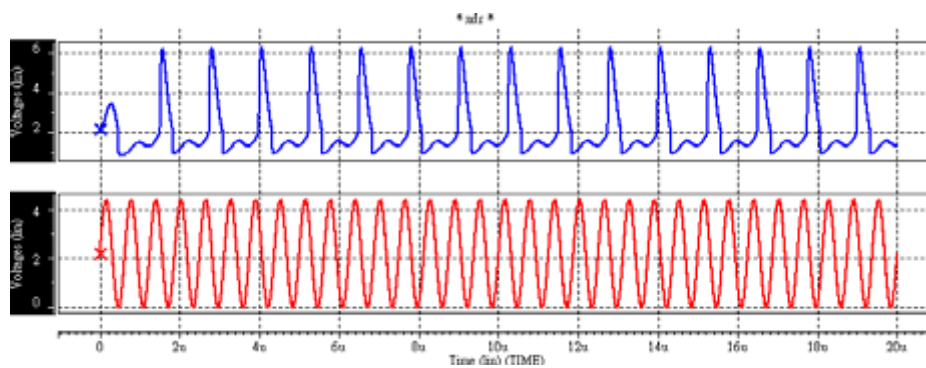


б)

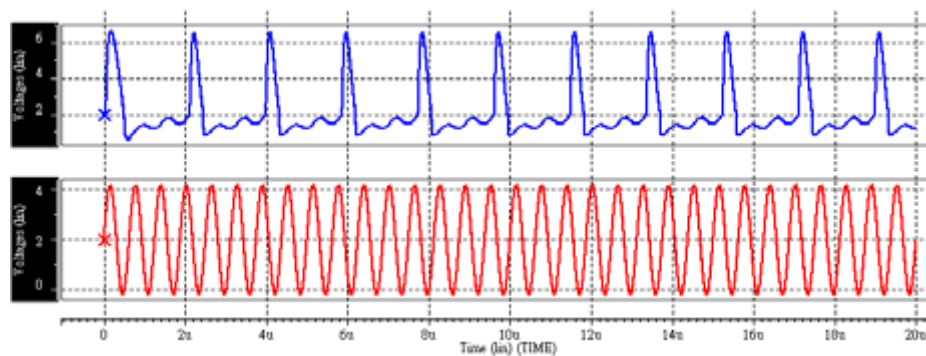


в)

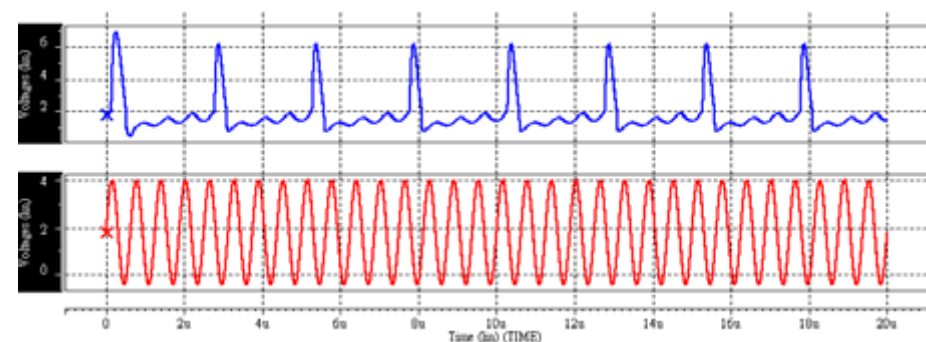
Рисунок 1.54 – Електричні схеми подільників частоти на транзисторних структурах із ВАХ N-типу: а) біполярної ТСВО з 5-ма резисторами [163]; б) біполярної ТСВО з 3-ма резисторами [153]; в) еквівалентна схема помножувача частоти [153, 163]



а)



б)



в)

Рисунок 1.55 – Результати дослідження роботи подільника частоти на основі біполярної ТСВО на рис. 1.54,а у режимах ділення частоти на: а) 2, б) 3 і в) 4 [163]

Недоліком двохелектродних пристроїв формування сигналів на основі ТСВО, які запропоновані та досліджені в роботах [151-163, 165, 166] є фіксовані параметри ділянок статичних ВАХ, нахил яких залежить від номіналів резисторів.

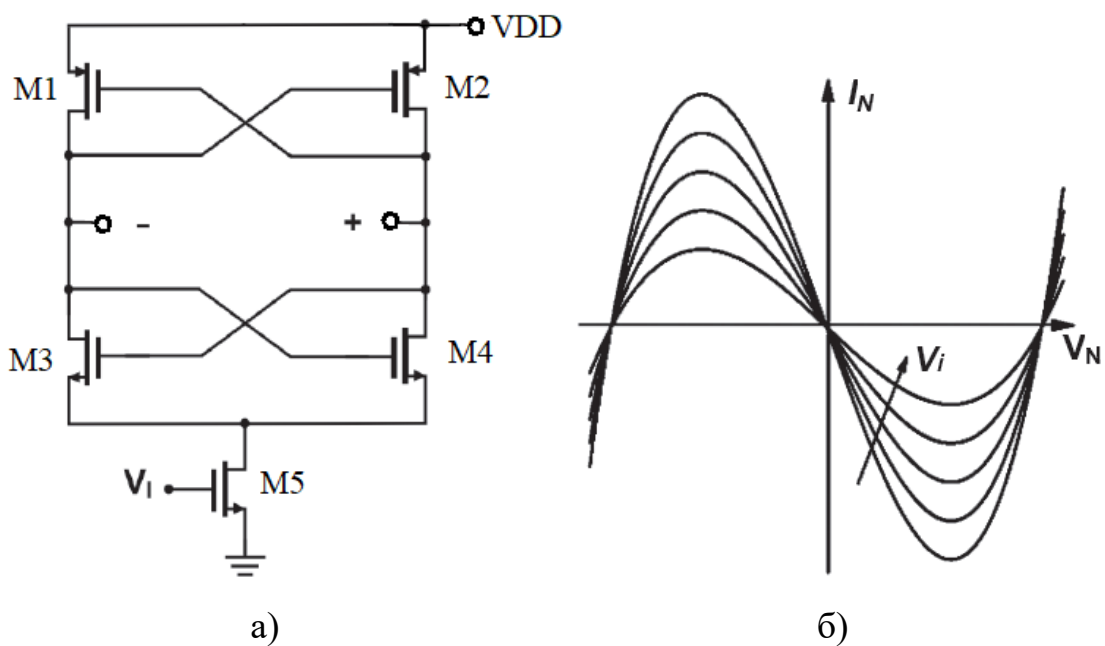


Рисунок 1.56 – Електрична схема трьохелектродної МДН ТСВО (а) та сімейство її статичних ВАХ (б) [167]

Висновки до 1-го розділу

Наведені результати аналізу літературних джерел і патентного огляду дають можливість сформулювати вимоги до таких радіотехнічних пристроїв генерування та формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою, як генератори аналогових сигналів, помножувачі та подільники частоти, електричні фільтри та фазообертачі. Проте використання класичних підходів до побудови електричних схем і забезпечення режимів роботи цих радіотехнічних пристроїв звужує їхні функціональні можливості. Одним з перспективних підходів розширення функціональних можливостей радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікацій є використання нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором.

Практична реалізація, побудова і промислове освоєння радіотехнічних пристроїв на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором можливе лише при розвитку теоретичних засад побудови таких пристроїв з урахуванням динамічних процесів, що в них відбуваються, а також методів

побудови, експериментальної перевірки та апробації нових технічних рішень.

Результати проведеного аналізу сучасного стану радіотехнічних пристроїв на основі транзисторних схем і структур із від'ємним опор дозволяють сформулювати такі основні завдання дослідження:

1. Здійснити аналіз сучасного стану теорії та практики генерування і формування сигналів на основі приладів з від'ємним диференційним опором, систематизувати відомі принципи, методи, структури та математичні моделі, що покладено в основу їх побудови.

2. Удосконалити математичні моделі генераторів Ван дер Поля періодичних і квазіперіодичних електричних коливань на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором та дослідити динамічні процеси в них при електричному перелаштуванні параметрів їх автоколивних систем у широких межах.

3. Дослідити динамічні процеси в автоколивних системах генераторів Колпітца з одностранзисторним і двостранзисторним активним елементом із застосуванням керованих напругою транзисторних еквівалентів ємності та оптимізувати параметри таких автоколивних систем по максимуму ентропії Колмогорова-Сіная.

4. За методами Кияшко-Піковського-Рабіновича та Аніщенко-Астахова розробити нові схеми генераторів детермінованого хаосу на основі біполярних, польових і біполярно-польових транзисторних структур із від'ємним диференційним опором. Дослідити нелінійні та хаотичні режими роботи у розроблених схемах генераторів електричних коливань на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором із електричним керуванням динамікою періодичних і хаотичних сигналів.

5. Удосконалити математичні моделі генераторів детермінованого хаосу типів Кияшко-Піковського-Рабіновича та Аніщенко-Астахова на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором зі статичною ВАХ Λ -типу. Основну увагу при цьому приділити питанням керованості режимами роботи генераторів та стійкості їх роботи в хаотичних режимах.

6. Розробити нові та удосконалити відомі схеми генераторів з електричним керуванням динамікою регулярних і хаотичних коливань, принцип роботи яких заснований на використанні нелінійних і реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференційним опором.

7. Удосконалити математичну модель пристроїв формування періодичних сигналів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором зі статичною ВАХ Λ -типу, що працюють у режимах підсилення вхідних сигналів, ділення частоти та амплітудної модуляції тощо, і дослідити динамічні процеси, що мають місце в них.

8. Розробити нові та удосконалити відомі схеми електрично керованих помножувачів частоти, електричних фільтрів та фазообертачів сигналів з регулярною динамікою, принцип роботи яких заснований на використанні нелінійних і реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференційним опором.

Основні результати розділу опубліковано автором у роботах [92, 93, 148, 149].

РОЗДІЛ 2

ПРИСТРОЇ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ З РЕГУЛЯРНОЮ ДИНАМІКОЮ, ПОБУДОВАНІ ЗА МЕТОДОМ ВАН ДЕР ПОЛЯ, НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ І СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

2.1 Застосування методу Ван дер Поля для побудови генераторів електричних коливань з регулярною динамікою на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором

Важливою і актуальною задачею аналізу динамічних процесів у генераторах електричних коливань на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором є дослідження фазових портретів їх автоколивних систем [39, 40]. Для еквівалентної схеми генератора (рис. 2.1, а) на основі першого закону Кірхгофа маємо [39, 168]

$$i_T(u) = C \frac{du}{dt} + \frac{u}{R} + \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t u dt. \quad (2.1)$$

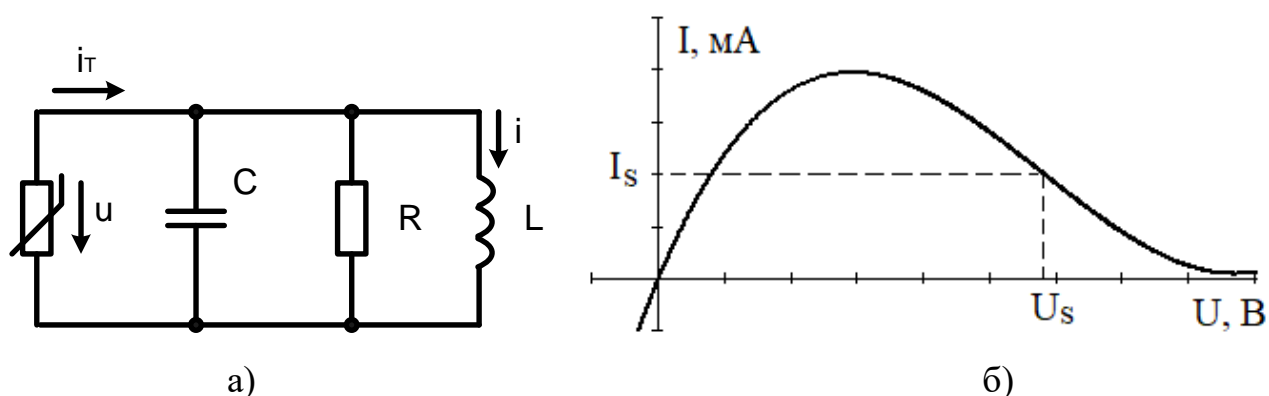


Рисунок 2.1 – Еквівалентна схема (а) та апроксимована ВАХ ТСВО (б) генератора електричних коливань

Продиференціювавши рівняння (2.1) і привівши подібні у роботі [39], автор отримав таке диференціальне рівняння у нормованому часі $\tau = \omega_0 t$ (де $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – частота генерованих коливань) відносно генерованої напруги

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} + \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{1}{R} - \frac{di_T(u)}{du} \right) \frac{du}{d\tau} + u = 0. \quad (2.2)$$

Рівняння апроксимації статичної ВАХ ТСВО поліномом третього ступеня запропоноване автором у [39, 168] має вигляд

$$i_T(u) = I_s - g(u - U_s) + h(u - U_s)^3, \quad (2.3)$$

де g, h – коефіцієнти апроксимації, U_s, I_s – координати середини спадної ділянки ВАХ (початкового встановлення робочої точки на спадній ділянці ВАХ).

Відповідно до методики [169], підставивши $i_T(u)$ з (2.3) у (2.2) та привівши подібні, диференціальне рівняння (2.2) автор перетворив до вигляду Ван дер Поля [170, 171] відносно генерованої напруги в нормованому часі

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} - \mu(1 - bu - qu^2) \frac{du}{d\tau} + u = 0, \quad (2.4)$$

де коефіцієнти з урахуванням апроксимації (2.3) обраховуються по таких формулах, які отримані автором у роботі [172]

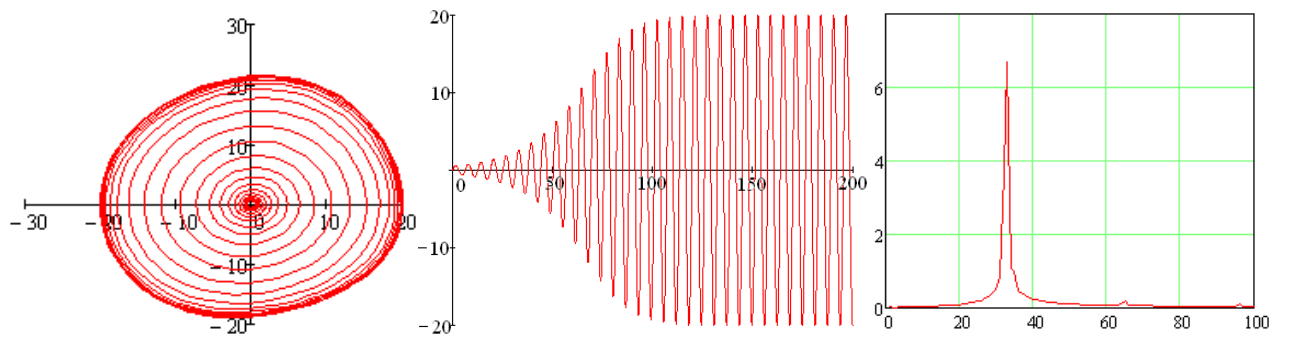
$$\mu = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(g - 3hU_s^2 - \frac{1}{R} \right), \quad b = -\sqrt{\frac{L}{C}} \frac{6hU_s}{\mu} [1/B], \quad q = \frac{3h}{\mu} \sqrt{\frac{L}{C}} [1/B^2]. \quad (2.5)$$

Розділивши змінні, у роботі [169] отримано систему диференціальних рівнянь другого порядку відносно нормованого часу

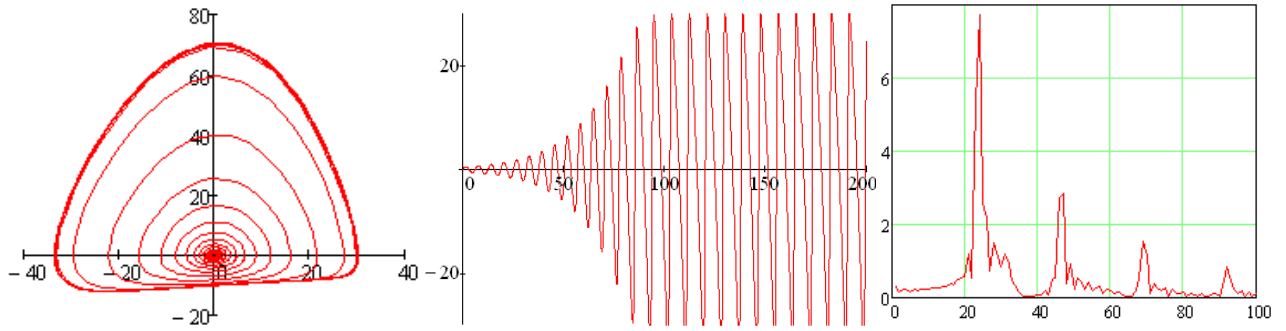
$$\begin{cases} \frac{dx_1}{d\tau} = x_2, \\ \frac{dx_2}{d\tau} = \mu(1 - bx_1 - qx_1^2)x_2 - x_1, \end{cases} \quad (2.6)$$

де $x_1 = u$, $x_2 = \frac{du}{d\tau}$ [169]. Умовою самозбудження є $\mu \geq 0$ [169].

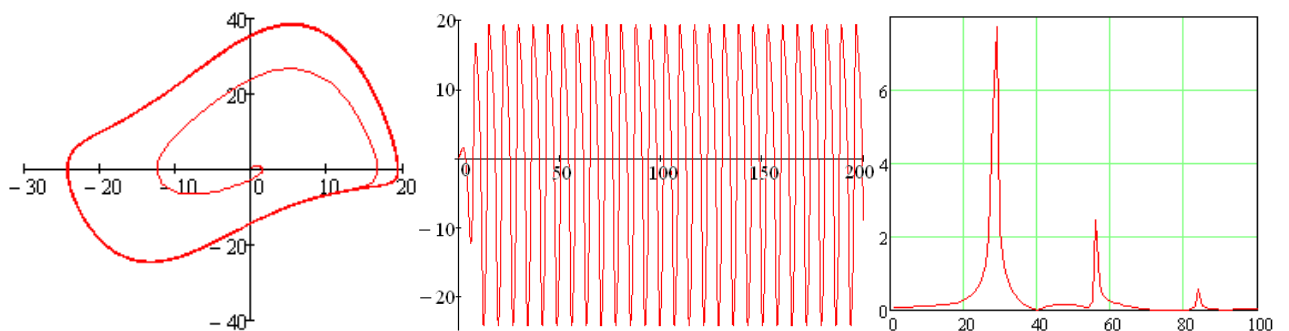
Результати дослідження динамічних процесів у генераторах електричних коливань, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором, які отримані автором у роботах [172, 173], подані на рис. 2.2 – рис. 2.4 (по вісі абсцис – нормований час, по вісі ординат – напруга у вольтах). Наведені на рис. 2.2 – рис. 2.4 результати моделювання згруповані по зростанню на декаду параметра q , для наочного відображення впливу квадратичного члена нелінійності bx_1x_2 у (2.6) на динаміку генерованих коливань напруги.



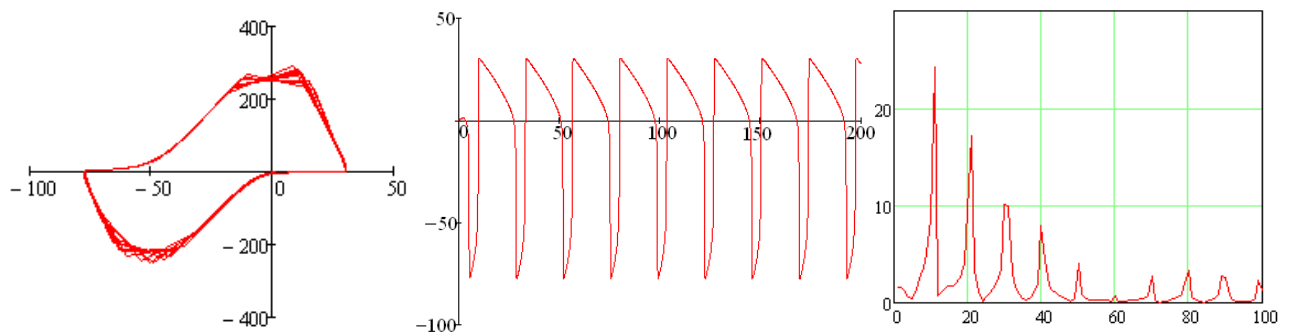
а) $\mu=0,1$ і $b=0,1$ ($1/V$)



б) $\mu=0,1$ і $b=1,0$ ($1/V$)

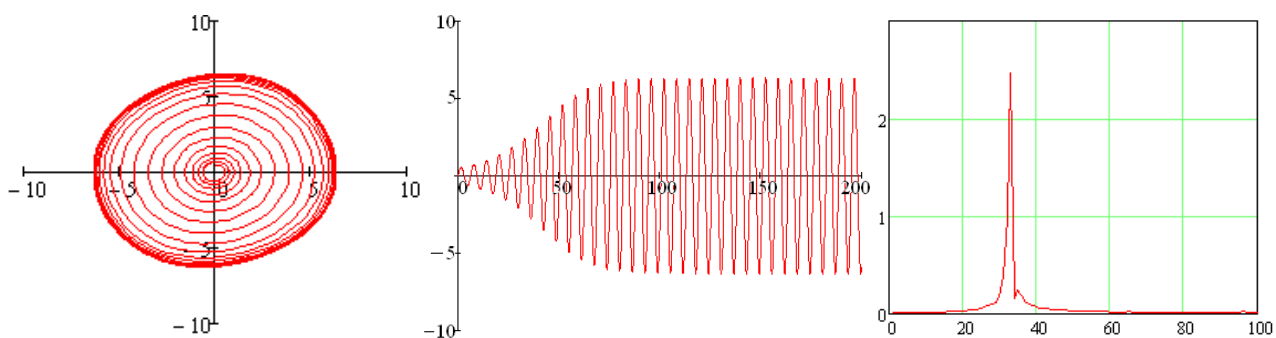


в) $\mu=1,0$ і $b=0,1$ ($1/V$)

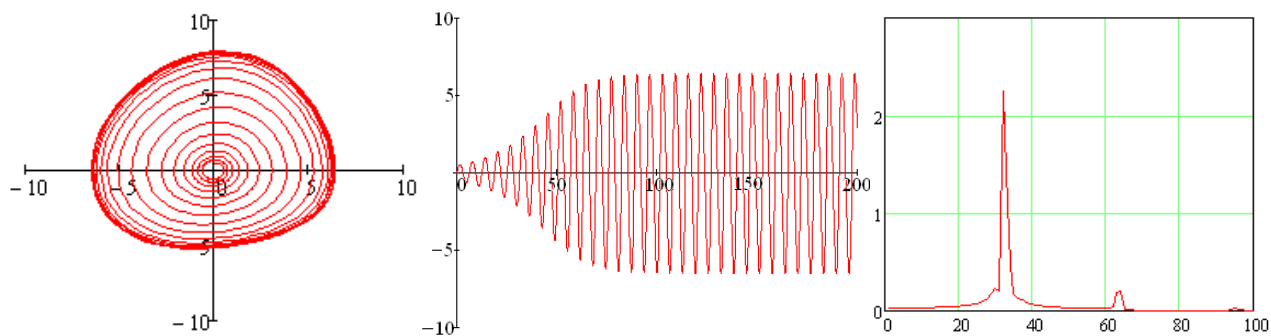


г) $\mu=0,2$ і $b=1,0$ ($1/V$)

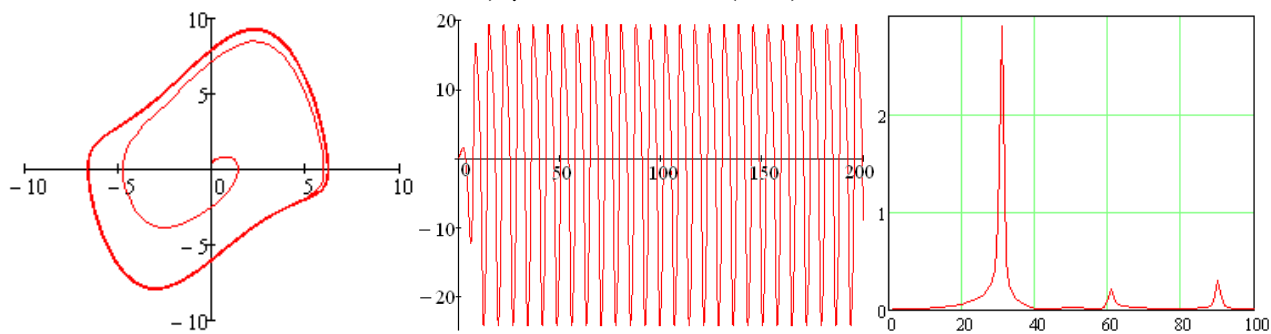
Рисунок 2.2 – Результати модельного дослідження генераторів електричних коливань, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференційним опором при $q = 0,01$ ($1/V^2$) і різних значеннях параметрів автоколивної системи (2.6): фазові портрети генераторів у площині динамічних змінних x_1-x_2 (ліворуч), діаграми коливань генерованої напруги відносно нормованого часу $\tau = \omega_0 t$ (у центрі) та її амплітудно-частотні спектри (праворуч)



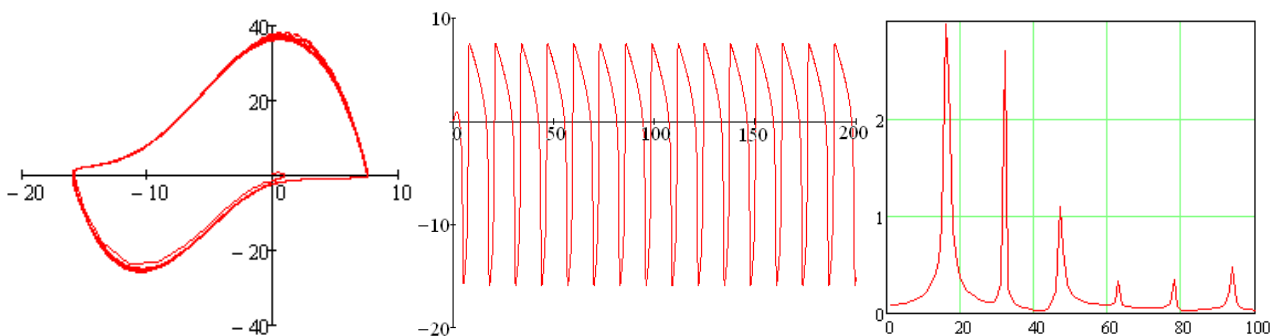
а) $\mu=0,1$ і $b=0,1$ ($1/B$)



б) $\mu=0,1$ і $b=1,0$ ($1/B$)



в) $\mu=1,0$ і $b=0,1$ ($1/B$)



г) $\mu=1,0$ і $b=1,0$ ($1/B$)

Рисунок 2.3 – Результати модельного дослідження генераторів електричних коливань, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференціальним опором при $q = 0,1$ ($1/B^2$) і різних значеннях параметрів автоколивної системи (2.6): фазові портрети генераторів у площині динамічних змінних x_1-x_2 (ліворуч), діаграми коливань генерованої напруги відносно нормованого часу $\tau = \omega_0 t$ (у центрі) та її амплітудно-частотні спектри (праворуч)

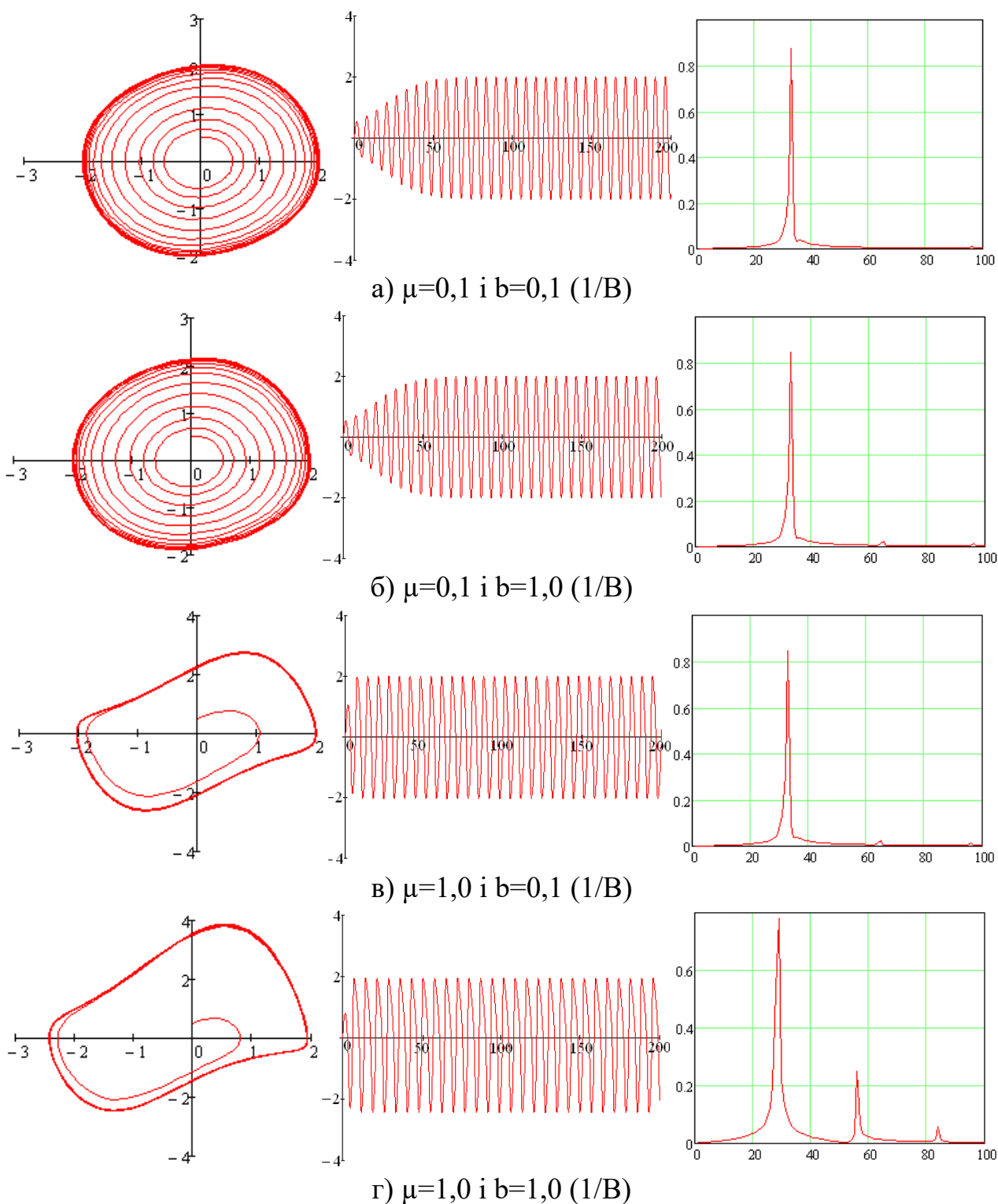


Рисунок 2.4 – Результати модельного дослідження генераторів електричних коливань, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференціальним опором при $q = 1,0$ ($1/V^2$) і різних значеннях параметрів автоколивної системи (2.6): фазові портрети генераторів у площині динамічних змінних x_1 - x_2 (ліворуч), діаграми коливань генерованої напруги відносно нормованого часу $\tau = \omega_0 t$ (у центрі) та її амплітудно-частотні спектри (праворуч)

2.2 Дослідження невідповідності сталості параметрів електричних коливань при широкопasmовому перелаштуванні автоколивних систем генераторів, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором

У загальному випадку математичною моделлю генераторів електричних коливань, побудованих за методом Ван дер Поля, є нелінійне неоднорідне диференціальне рівняння другого порядку, яке має вигляд [31]

$$\ddot{x} - w(x)\dot{x} + f(x) = 0, \quad (2.7)$$

де

$$f(x) = \frac{dU(x)}{dx}, \quad (2.8)$$

$U(x)$ – потенціальна функція автоколивної системи, $w(x)$ – нелінійна функція, яка задає від'ємне тертя генератора. Відповідно до рівняння (2.4) і (2.7)

$$\begin{aligned} w(x) &= -\mu(1 - bx - qx^2), \\ f(x) &= x. \end{aligned} \quad (2.9)$$

У випадку генератора Ван дер Поля на основі приладу з від'ємним диференціальним опором потенціальною функцією з точністю до сталої інтегрування є [31]

$$U(x) = \int f(x) dx = \frac{x^2}{2} + C. \quad [2.10]$$

Рівняння (2.7) у стандартній формі для динамічних систем другого порядку має вигляд [31]

$$\begin{cases} \dot{x} = y, \\ \dot{y} = w(x)y - f(x). \end{cases} \quad (2.11)$$

У роботі [31] досліджено умови основних біфуркацій автоколивного осцилятора, що описується рівнянням (2.7), з довільними дисипативною та потенціальною функціями. Визначено нерухомі точки з умови рівності нулеві лівих частин системи рівнянь (2.11)

$$\begin{aligned} y &= 0, \\ f(x) &= 0. \end{aligned} \quad (2.12)$$

З (2.12) випливає, що нерухомі точки автоколивної системи відповідають екстремумам потенціальної функції $U(x)$.

Продиференціювавши праві частини рівнянь системи (2.11) і обчисливши відповідні часткові похідні, матимемо [31] матрицю лінеаризації, слід і якобіан цієї матриці

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ f'(x) & w(x) \end{pmatrix}. \quad (2.13)$$

$$S = w(x), J = f'(x). \quad (2.14)$$

Координата x визначена в нерухомій точці (2.12). Маючи рівняння (2.14) сліду S та якобіана J , автор дослідив автоколивну систему (2.4)–(2.6) на основі види біфуркацій. У роботі [174] показано, що в м'якому режимі збудження генераторів електричних коливачів на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором, що описуються рівнянням (2.4) можлива лише біфуркація Андронова-Хопфа. Інші відомі біфуркації, зокрема типу сідло-вузел, Богданова-Такенса або трикратної рівноваги, не спостерігалися оскільки вимогою їх існування є рівність нулеві якобіана, тобто $f'(x) = 0$, що неможливо для досліджуваної автоколивної системи [31].

Для біфуркації Андронова-Хопфа слід $S = 0$ при умові $J > 0$ [31], а тому

$$f(x) = 0, w(x) = 0, f'(x) > 0. \quad (2.15)$$

$$qx^2 + bx - 1 = 0. \quad (2.16)$$

Розв'язком квадратного рівняння (2.16) є точки

$$x_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 + 4q}}{2q}. \quad (2.17)$$

Отримані автором у [172, 173] результати теоретичних досліджень показують, що динамічні процеси в генераторах на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором відповідають класичному осцилятору Ван дер Поля. Квадратичний член нелінійності bx_1x_2 в другому рівнянні системи (2.6) не змінює режимів генерації.

Для виявлення невідповідностей, які виникають у Ван дер Поль автоколивних системах, перетворимо рівняння (2.4) до вигляду [175]

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} + u = \mu(qu^2 + bu - 1)\frac{du}{d\tau}, \quad (2.18)$$

де μ – малий параметр, u , $\frac{du}{d\tau}$, $\frac{d^2u}{d\tau^2}$ – досліджувана функція часу генерованої напруги та її похідні.

Ліва частина рівняння (2.18) є лінійною, а права – нелінійною частинами автоколивної системи. При $\mu = 0$, матимемо $\frac{d^2u}{d\tau^2} + u = 0$, розв'язком якого є $u(\tau) = U_m \cos(\omega_0\tau + \varphi_0)$, де U_m – амплітуда коливань генерованої напруги; $\omega = 1$ – частота і φ_0 – їх початкова фаза [176]. Величина амплітуди та фази генерованих коливань синусоїдальної напруги визначаються з початкових умов.

Права частина диференціального рівняння (2.18) визначає нелінійні властивості активного елемента генератора на основі транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором. Як видно з рис. 2.2 – рис. 2.4 режим роботи автоколивної системи (осциляторний або релаксаційний), частота автоколивань, час установлення стаціонарного режиму та коефіцієнт гармонік залежать не ли-

ше від значення малого параметру μ , але й від квадратичного члена нелінійності qu^2 .

На рисунку 2.5 наведено блок-схему невідповідностей, які виникають в автоколивних системах генераторів, побудованих за методом Ван дер Поля. Автором виділено чотири основні показники автоколивних систем, забезпечення яких при перелаштуванні параметрів автоколивної системи генераторів електричних коливань з регулярною динамікою, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором викликає невідповідності: 1) режим роботи (осциляторний або релаксаційний); 2) запас стійкості (великий або малий); 3) ширина діапазона частот (широка або вузька); 4) час установлення стаціонарних коливань (малий або великий).

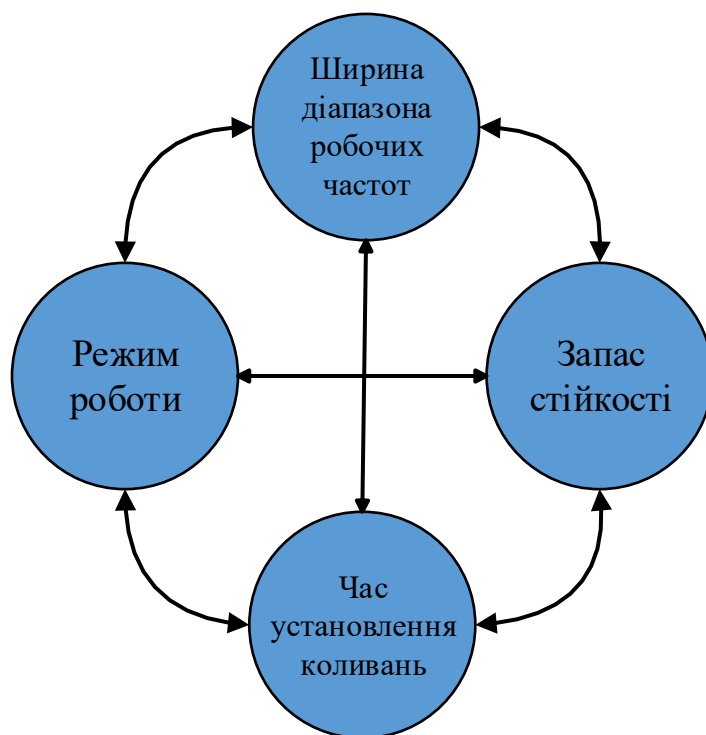


Рисунок 2.5 – Основні невідповідності, які виникають при широкосмуговому перелаштуванні автоколивних систем генераторів електричних коливань з регулярною динамікою, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором

Зазначені невідповідності можна пояснити їх фізичним змістом. При зміні параметрів автоколивної системи генератора Ван дер Поля в широких межах

змінюється режим роботи з осциляторного до релаксаційного та навпаки (рис. 2.2,в-г, рис. 2.3,в-г і рис. 2.4,в-г). В осциляторному режимі забезпечення квазігармонічних коливань з малим коефіцієнтом гармонік зумовлює максимальний час установаження стаціонарних коливань (рис. 2.2,а, рис. 2.3,а-б і рис. 2.4,а-б). Перелаштування частоти генерованих коливань змінює режим роботи та зменшує запас стійкості (в області ВЧ рис. 2.2,а, 2.3,а і рис. 2.4,а та в області НЧ рис. 2.2,г). Класичний підхід до вирішення зазначених невідповідностей, що виникають при перелаштуванні параметрів автоколивної системи генератора Ван дер Поля, є збільшення її ступеня. Але це призводить до виникнення нелінійних і хаотичних коливань.

Для якісної оцінки динамічних процесів, що відбуваються в автоколивних системах автономних і неавтономних генераторів електричних коливань потрібно розрахувати параметри нелінійних систем. Чисельні величини, що характеризують динаміку автоколивної системи як інваріантну міру, отримують на підставі значень показників Ляпунова [177]. Для аналізу питань стійкості та синхронізації автоколивних систем широкого поширення отримав метод карт показників Ляпунова [178]. Але цей метод зручно застосовувати для дискретних відображень нелінійних динамічних систем [179]. Для випадку неперервних нелінійних динамічних систем на практиці застосовують метод сигнатури спектрів показників Ляпунова [180].

Спектр показників Ляпунова атрактора нелінійної динамічної системи, що представляють автономними диференціальними рівняннями, повинен задовольняти двом вимогам [181]:

1) сума усіх N показників Ляпунова має бути від'ємною

$$\sum_{i=1}^N \lambda_i < 0, (\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N);$$

2) у атрактора, що відрізняється від нерухомої точки, обов'язково повинен бути хоча б один нульовий показник Ляпунова.

Залежно від розмірності розглянутих у дисертаційній роботі динамічних систем можливі наступні випадки сигнатури спектра показників Ляпунова [181].

Для $N = 2$:

$(\lambda_1, \lambda_2) = (-, -)$ – стійка нерухома точка;

$(\lambda_1, \lambda_2) = (0, -)$ – граничний цикл;

Для $N = 3$:

$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (-, -, -)$ – притягувальна нерухома точка;

$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (0, -, -)$ – граничний цикл;

$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (0, 0, -)$ – двомірний тор;

$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (+, 0, -)$ – дивний атрактор (хаос).

Для $N = 4$:

$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4) = (+, 0, -, -)$ – дивний атрактор (хаос);

$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4) = (+, +, 0, -)$ – дивний атрактор гіперхаос.

2.3 Дослідження динамічних процесів, які відбуваються в генераторах електричних коливань, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференційним опором за наявності адитивного білого шуму

Динамічні процеси в реальних генераторах електричних коливань відбуваються під дією внутрішніх і зовнішніх випадкових сил. Важливим питанням є дослідження впливу шуму на динамічні процеси поблизу точок біфуркацій. Біфуркації у динамічних системах із шумом називають стохастичними [182]. Виникнення режиму автоколивань у генераторах Ван дер Поля пов’язане з біфуркацією Андронова-Хопфа. Вона може носити м’який (суперкритичний) [183] та жорсткий (субкритичний) [182] характери. Метод аналізу динамічних процесів у генераторах, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференційним опором за наявності адитивного білого шуму полягає в чисельному моделюванні неавтономного стохастичного рівняння осцилятора Ван дер Поля в м’якому [183] або жорсткому [182] режимах самозбудження.

Модель по змінному струму генераторів квазігармонічних коливань на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором при роботі на фіксованій частоті являє собою паралельний коливний контур першого роду у вітки якого ввімкненні такі елементи: $G(u)$ – від'ємна диференціальна провідність активного елементу генератора; G – провідність активних втрат, перерахована у коливний контур генератора; $C(u)$ – ємність транзисторної структури, величина якої залежить як від амплітуди генерації, так і від частоти; L – еквівалентна індуктивність коливного контуру [184].

Математичною моделлю таких генераторів є нелінійне однорідне диференціальне рівняння другого порядку, вигляд якого залежить від функцій апроксимації від'ємної провідності $G(u)$ та нелінійної ємності $C(u)$ транзисторної структури [168]. Дослідження шумових властивостей генераторів на основі приладів із від'ємним диференціальним опором здійснюється шляхом введення в еквівалентну схему генератора струму білого шуму [184]. Це призводить до переходу нелінійного однорідного диференціального рівняння до неоднорідного, що має наступний вигляд [184, 185]

$$C(u) \frac{dv(t)}{dt} + [G - G(u)]v(t) + \frac{1}{L} \int v(t) dt = i_n(t), \quad (2.19)$$

де $u(t)$ – напруга стаціонарних коливань, $v(t)$ – шумова напруга, $i_n(t)$ – шумовий струм.

Метою теоретичних досліджень є уточнення параметрів модифікованої моделі Ван дер Поля в умовах дії шуму при її застосуванні для аналізу фізичних процесів у генераторах, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від'ємним диференціальним опором і дослідження фазових портретів таких генераторів.

Як відомо [184], шум має подвійний вплив на власні коливання на виході генераторів: він моделює амплітуду генерованих коливань і вносить випадково флуктуований фазовий зсув, а тому розв'язок диференціального рівняння (2.19) відносно шумової напруги $v(t)$ у загальному випадку має вигляд [184, 185]

$$v(t) = v_0 [1 + a(t)] \cos[\omega_0 t - \psi(t)], \quad (2.20)$$

де $a(t)$ – описує модуляцію амплітуди, $\psi(t)$ – модуляцію фази, v_0 – амплітуда власних коливань за відсутності шуму. Функції $a(t)$ і $\psi(t)$ є стаціонарними стохастичними процесами. За умови високодобротної коливної системи генератора на основі транзисторних структур із від’ємним диференціальним опором, що має місце на практиці, спектральні складові компонентів $a(t)$ і $\psi(t)$ знаходяться в області частот, що є набагато нижчими від частот їх власних коливань.

Подальший аналіз модифікованої моделі Ван дер Поля в умовах дії шуму проведено з використанням пакету програм математичних обчислень MathCad за допомогою методики, яка наведена в роботі [186]. З урахуванням того, що при роботі на фіксованій частоті генератора Ван дер Поля нелінійні властивості ємнісної складової повного опору транзисторної структури нехтувано малі, рівняння (2.19) у нормованому часі $\tau = \omega_0 t$ матиме вигляд

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} + \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{1}{R} - \frac{di_T(u)}{du} \right) \frac{du}{d\tau} + u = \sqrt{2D} n(t), \quad (2.21)$$

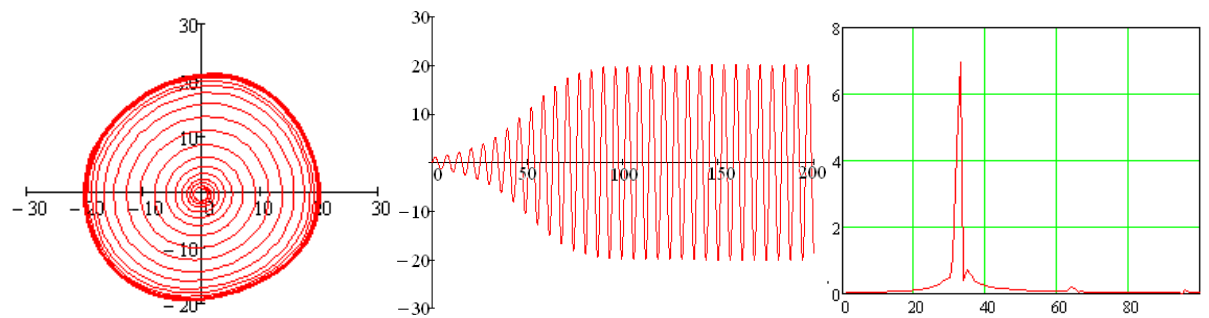
де $n(t)$ – нормоване джерело білого гаусівського шуму, D – рівень інтенсивності шуму (Вт/Гц). Параметри нормованого джерела білого гаусового шуму [187, 188]

$$\langle n(t) \rangle = 0, \langle n(t)n(t-\tau) \rangle = \delta(\tau).$$

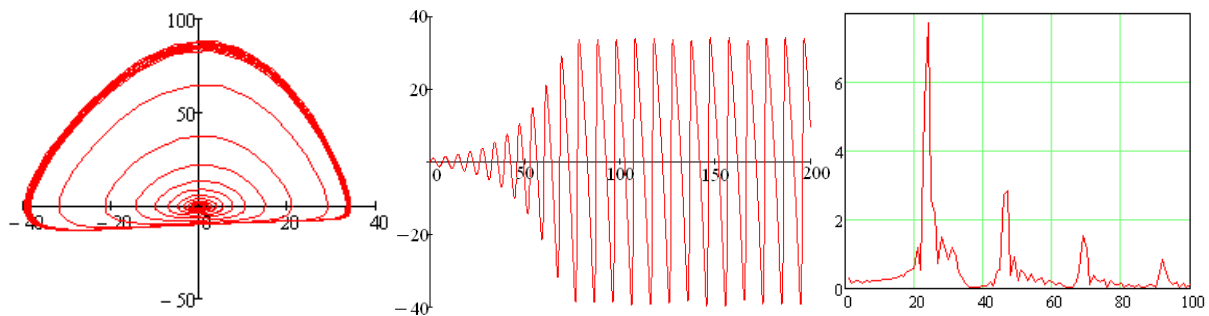
Розділивши змінні в (2.21), автором у [173] отримано систему диференціальних рівнянь другого порядку

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{d\tau} = x_2, \\ \frac{dx_2}{d\tau} = \mu(1 - bx_1 - qx_1^2)x_2 - x_1 + \sqrt{2D}n(t), \end{cases} \quad (2.22)$$

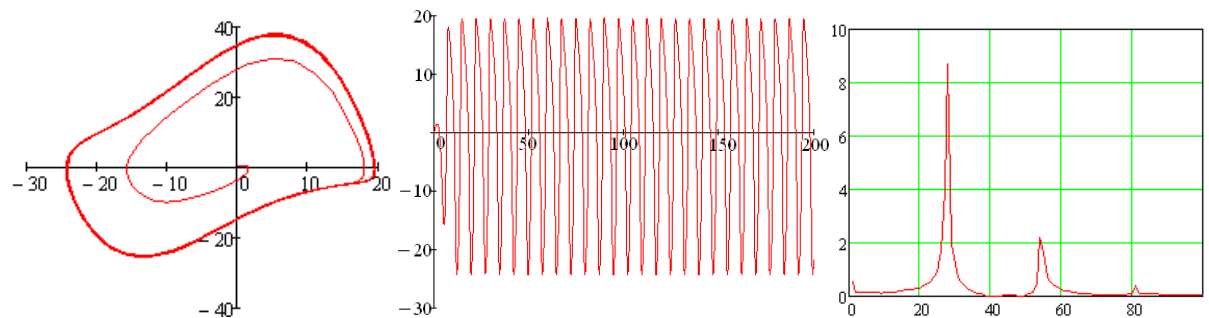
де $x_1 = u$, $x_2 = \frac{du}{d\tau}$, $0 < D \leq 1$ [173]. Результати дослідження динамічних процесів у генераторі при наявності шуму наведені на рис. 2.6 – рис. 2.8 [173].



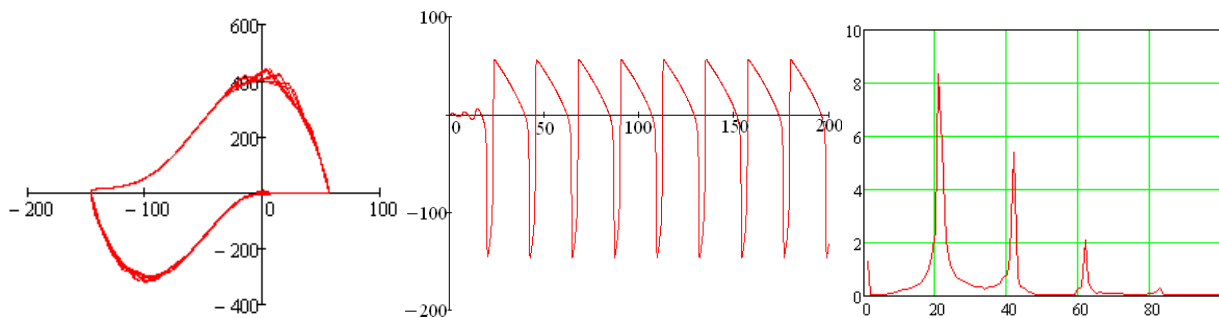
а) $\mu=0,1$ і $b=0,1$ ($1/V$)



б) $\mu=0,1$ і $b=1,0$ ($1/V$)

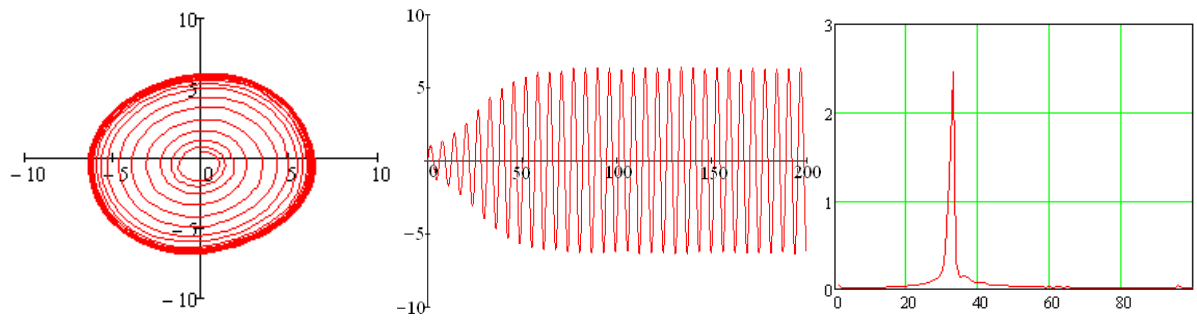


в) $\mu=1,0$ і $b=0,1$ ($1/V$)

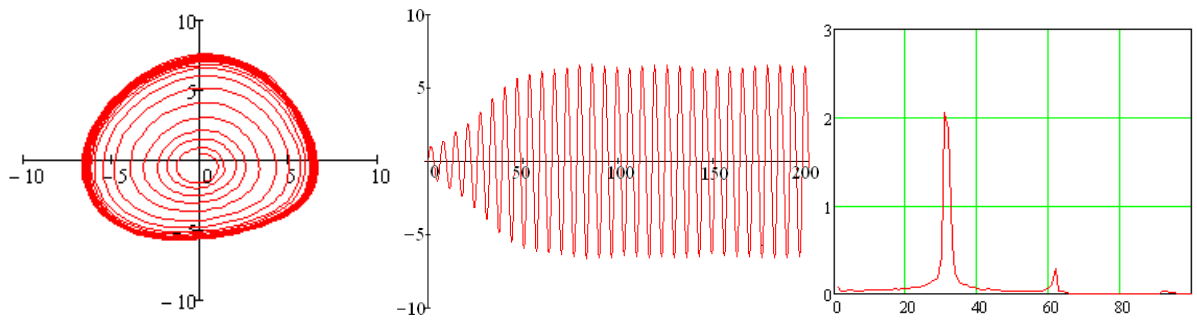


г) $\mu=0,2$ і $b=1,0$ ($1/V$)

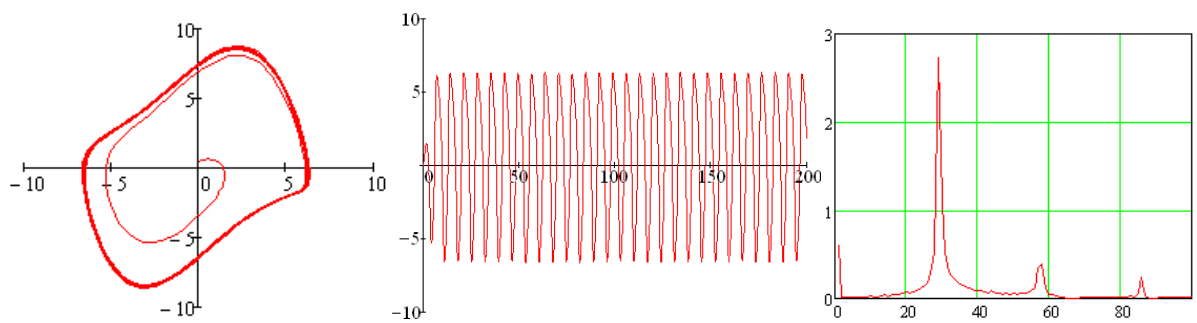
Рисунок 2.6 – Результати модельного дослідження генераторів електричних коливальників, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференціальним опором при $q = 0,01$ ($1/V^2$) і різних значеннях параметрів автоколивної системи (2.6) за наявності адитивного білого гаусового шуму з інтенсивністю $D = 0,125$ (Вт/Гц)



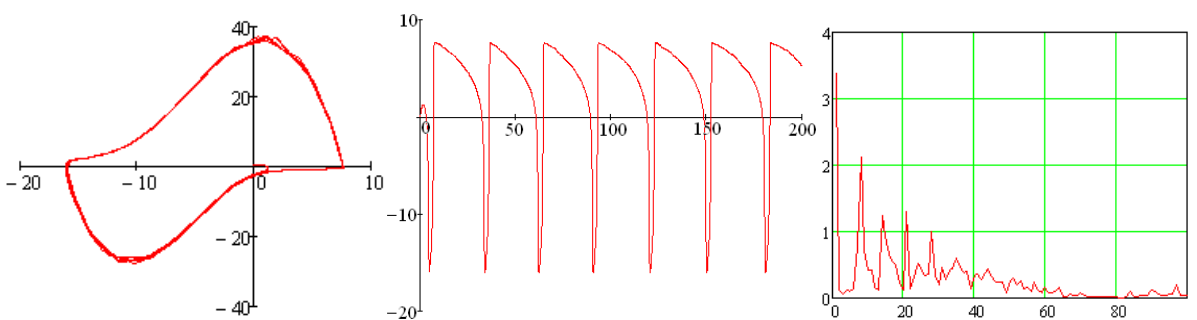
а) $\mu=0,1$ і $b=0,1$ ($1/B$)



б) $\mu=0,1$ і $b=1,0$ ($1/B$)

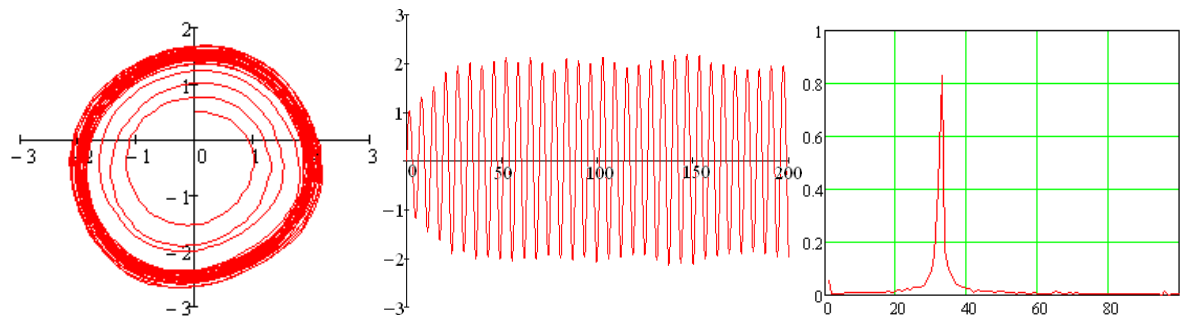


в) $\mu=1,0$ і $b=0,1$ ($1/B$)

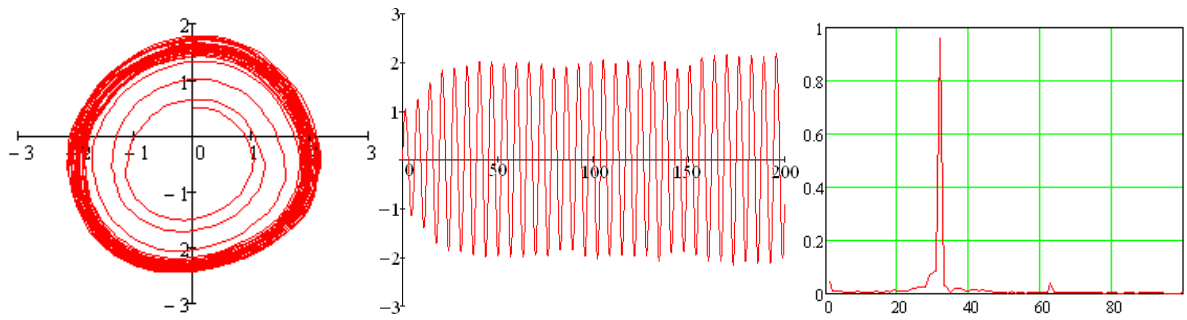


г) $\mu=1,0$ і $b=1,0$ ($1/B$)

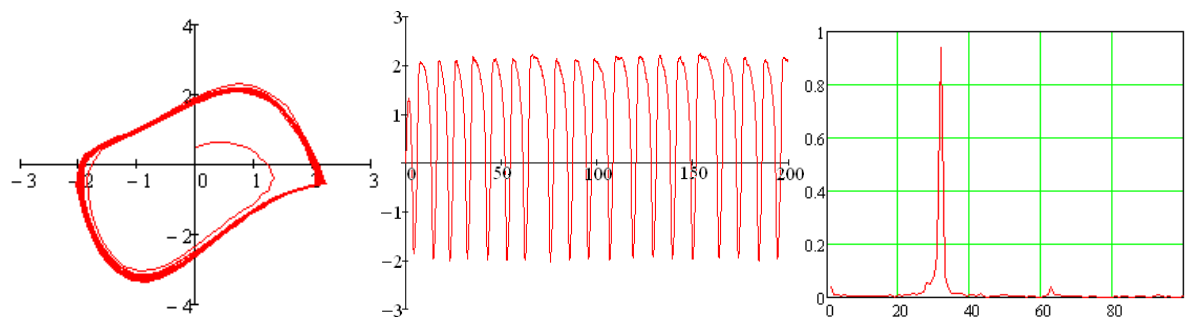
Рисунок 2.7 – Результати модельного дослідження генераторів електричних коливань, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференційним опором при $q = 0,1$ ($1/B^2$) і різних значеннях параметрів автоколивної системи (2.6) за наявності адитивного білого гаусового шуму з інтенсивністю $D=0,125$ (Вт/Гц)



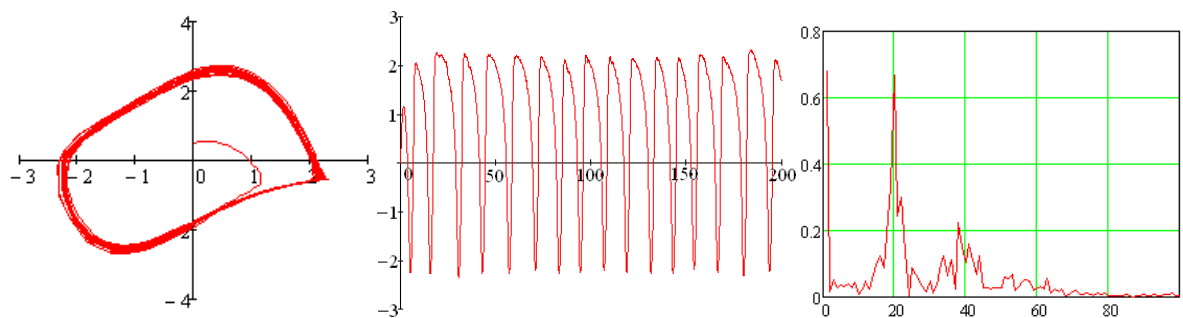
а) $\mu=0,1$ і $b=0,1$



б) $\mu=0,1$ і $b=1,0$



в) $\mu=1,0$ і $b=0,1$



г) $\mu=1,0$ і $b=1,0$

Рисунок 2.8 – Результати модельного дослідження генераторів електричних коливань, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі транзисторних схем і структур із від’ємним диференціальним опором при $q = 1,0$ ($1/B^2$) і різних значеннях параметрів автоколивної системи (2.6) за наявності адитивного білого гаусового шуму з інтенсивністю $D=0,125$ (Вт/Гц)

На рис. 2.6 – рис. 2.8 наведені фазові портрети генераторів у площині динамічних змінних $x_1 - x_2$, діаграми коливань генерованої напруги відносно нормованого часу $\tau = \omega_0 t$ та її амплітудно-частотні спектри. Під дією адитивного білого гаусового шуму відбувається амплітудна модуляція коливань та випадкові коливання фазового зсуву. Таким чином, розв'язок диференційного рівняння (2.6) для генерованої під дією шуму напруги в загальному випадку має наступний вигляд [175, 184]

$$u(t) = U_0 [1 + a(t)] \cos [\omega_0 t - \psi(t)], \quad (2.23)$$

де $a(t)$ описує амплітудну модуляцію, $\psi(t)$ описує фазову модуляцію, U_0 є амплітудою стаціонарних коливань за відсутності шуму. Функції $a(t)$ і $\psi(t)$ – стаціонарні випадкові процеси в транзисторних структурах з від'ємним диференційним опором. На практиці, спектральні компоненти високочастотної коливної системи на основі ємнісного ефекту транзисторної структури з від'ємним диференційним опором значно нижче в частотній області, ніж власні коливання генератора [184].

2.4 Розроблення керованих УВЧ генераторів осциляторного типу за методом Ван дер Поля на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором із збереженням запасу самозбудження в робочому діапазоні частот

Побудову керованих УВЧ генераторів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором було здійснено на підставі еквівалентної схеми рис. 2.1,а та математичної моделі Ван дер Поля (2.4) – (2.5). Численні дослідження, проведені автором у роботах [39–40, 50], показали, що в діапазонах УВЧ і НВЧ реактивні властивості й величина від'ємного опору транзисторних структур забезпечують умову збудження одночастотних квазігармонічних коливань. Електричні схеми таких генераторів наведені на рис. 2.9. Коливні контури обох генераторів утворені паралельним з'єднанням котушки індуктивності з єм-

нісною складовою відповідної транзисторної структури. Для підвищення робочої частоти генерації в обох схемах генераторів застосовано динамічне живлення за допомогою ланки RC1. Ємність C1 шунтує по змінному струму канал транзистора VT2, в той час як по постійному струму резистор R обмежує струм бази транзистора VT1 і формує статичну ВАХ Л-типу [49]. Проведені автором теоретичні та експериментальні дослідження у [39-40] показали, що при побудові такого генератора необхідно враховувати частотні властивості транзистора VT1. При цьому гранична частота транзистора VT2 може бути у 1,5..2 рази менша нижньої частоти робочого діапазону генератора. У схемі генератора на основі НЕМТ ТСВО (рис. 2.9,б), що запропоновано автором у роботі [189], параметром керування є величина потужності оптичного освітлення, що діє на р-і-п фотодіод VD1.

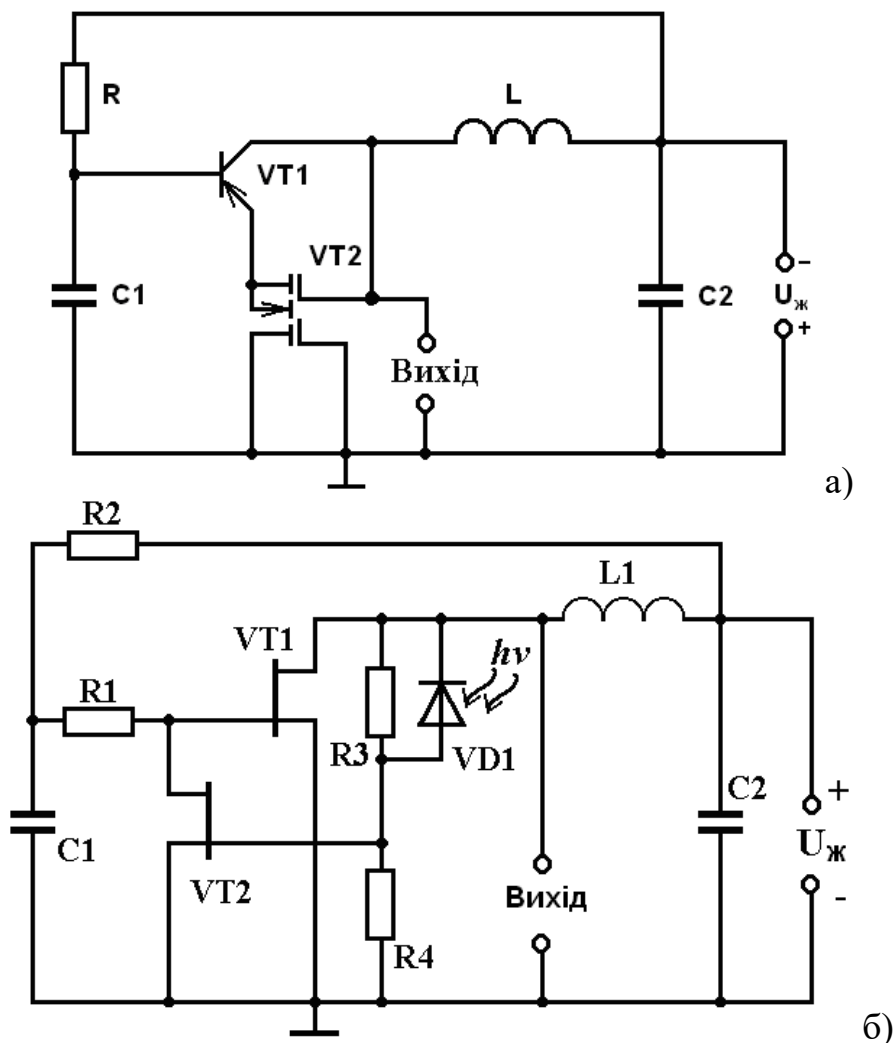


Рисунок 2.9 – Електричні схеми генераторів Ван дер Поля осциляторного типу на основі: а) біполярно-польової ТСВО [39], б) НЕМТ ТСВО [83]

На рис. 2.9,а приведена схема електрично керованого УВЧ генератора Ван дер Поля на біполярно-польовій ТСВО [189]. Його коливний контур утворений котушкою індуктивністю та реактивною складовою повного опору транзисторної структури, що складається з біполярного і МДН транзисторів. Ємнісний ефект транзисторної структури виникає на електродах колектора біполярного та стоку МДН транзисторів. Наявність фазозсувного кола RC1 призводить до виникнення реактивної складової ємнісного характеру на електродах колектора біполярного та стоку МДН транзисторів. Ємність C2 призначена для запобігання проходження генерованого сигналу крізь джерело живлення постійної напруги $U_{ж}$ [39].

Схема оптично керованого УВЧ генератора Ван дер Поля на основі НЕМТ ТСВО показана на рис. 2.9,б [83]. Коливний контур утворено ємнісною складовою повного опору на електродах стоку транзистора VT1 і витоку транзистора VT2 та пасивною індуктивністю L1. Коло R2C1 збільшує динамічний від'ємний опір НЕМТ ТСВО. Дія оптичного випромінювання на р-і-п фотодіод VD1 призводить до зміни ємнісної складової повного опору на електродах стік-витік відповідно транзисторів VT1 і VT2, що забезпечує перелаштування частоти генерації. Опори R1, R3 і R4 та джерело постійної напруги $U_{ж}$ забезпечують вибір робочої точки на спадній ділянці ВАХ НЕМТ структури [83].

Дослідження динамічних процесів у стаціонарному режимі роботи УВЧ генераторів Ван дер Поля осциляторного типу здійснено за допомогою апроксимації статичних ВАХ транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором напівемпіричними рівняннями за допомогою функції гіперболічного тангенсу:

- для біполярно-польової ТСВО вигляду [39, 40]

$$I_T(U_{ж}) = g_s U_{ж} + a(U_2 - U_{ж})^2 th \frac{eU_{ж}}{kT}, \quad (2.24)$$

де $a = \frac{I_1 - g_s U_1}{(U_2 - U_1) th \frac{1}{2} \frac{eU_1}{kT}}$; $g_s = \frac{I_2}{U_2}$; I_1, U_1, I_2 і U_2 – це координати кінцевих точок

спадної ділянки ВАХ (рис. 2.10);

- для НЕМТ ТСВО вигляду [39, 48]

$$I(U_{ж}) = \frac{U_{ж}}{R_2 + R_3} + I_{c0}(1 - P1(U_{ж}))^2 (thM)^{-1} th \left[M \frac{U_{ж}/U_0}{1 - P1(U_{ж})} \right], \quad (2.25)$$

де

$$P1(U_{ж}) = \frac{U_{ж}}{U_0} \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{VT2}} - SR_1 \left[\frac{U_{ж}}{U_0} \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{bU_{ж}^2}{U_0} \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)^2 - 1 \right], \quad (2.26)$$

де I_{c0} – струм стоку при $U_{зв} = 0$, $U_{cb} = U_0$; $U_{зв}, U_{cb}$ – напруги на електродах відповідно затвор-витік та стік-витік; U_0 – напруга відсічки. Параметр M визначено

$$M = S_{\max} \frac{U_0}{I_{c0}}, \quad (2.27)$$

де $S_{\max} = \frac{dI_c}{dU_{cb}}$ – крутість вихідної характеристики польового транзистора при

$$U_{cb} = U_{зв} = 0.$$

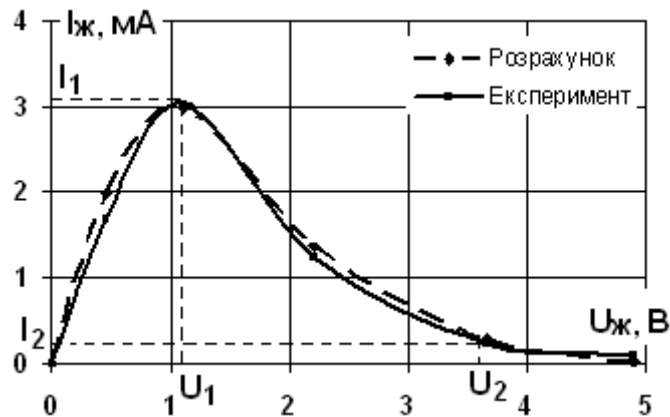


Рисунок 2.10 – Графік статичної ВАХ БТ-МДН ТСВО

Отримані автором залежності диференційних провідностей транзисторних структур від напруги живлення мають наступний вигляд:

- для біполярно-польової ТСВО [40]

$$G_{\sim}(U_{ж}) = g_s - a(U_2 - U_{ж}) \left[2th \frac{eU_{ж}}{kT} - \frac{e}{kT} (U_2 - U_{ж}) ch^{-2} \frac{eU_{ж}}{kT} \right]; \quad (2.28)$$

- для НЕМТ ТСВО [39, 48]

$$\begin{aligned} G_{\sim}^{(c)}(U_{ж}) = & \frac{1}{R_2 + R_3} + \frac{I_{s0}}{U_0} (\tanh M)^{-1} [1 - P_1(U_{ж})] \times \\ & \times \left\{ 2 \cdot S \cdot R_1 \cdot \left[\frac{R_3}{R_2 + R_3} - 2bU_{ж} \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)^2 \right] \cdot \tanh \left(M \frac{U_{ж}/U_0}{1 - P_1(U_{ж})} \right) + \right. \\ & \left. + \frac{M [1 - P_1(U_{ж})]}{\cosh^2 \left[M \frac{U_{ж}/U_0}{1 - P_1(U_{ж})} \right]} \cdot \frac{2 [1 - P_1(U_{ж})] - S \cdot R_1 - 1}{[1 - P_1(U_{ж})]^2} \right\}. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Розрахунок параметрів електричних схем УВЧ генераторів Ван дер Поля на транзисторних структурах з від'ємним диференційним опором за умови збереження запасу стійкості базується на отриманих автором [39-40, 48] рівняннях генерованих квазігармонічних електричних коливань у стаціонарному режимі.

Залежності першої гармоніки струмів транзисторних структур від амплітуди напруги у реальному часі мають наступний вигляд:

- для біполярно-польової ТСВО [39, 40]

$$i(u) = \left(g_s + a \frac{eU_2^2}{kT} - \frac{3ae}{4kT} \left(\frac{U_2^2}{3} \left(\frac{e}{kT} \right)^2 - 1 \right) U^2 \right) U \cos \omega_0 t + \dots, \quad (2.30)$$

- для НЕМТ ТСВО [40, 48]

$$i_T(u) = \left[\frac{1}{R_2 + R_3} + \frac{I_{c0}}{U_0} \frac{M}{thM} \left(P_2 - \frac{U^2}{U_0^2} \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)^2 P_3 \right) \right] U \cos \tau + \dots \quad (2.31)$$

де U – амплітуда генерованого сигналу. Коефіцієнти P_2 і P_3 визначаються зі співвідношень [48]

$$P_2 = \left(1 + SR_1 + S^2 R_1^2 \right)^2 - 3SR, \quad (2.32)$$

$$P_3 = (1 + SR_1 + S^2 R_1^2)(S^2 R_1^2 - 2bU_0(1 + SR_1)) + SR_1(bU_0 - 1), \quad (2.33)$$

де S – крутизна прохідної характеристики НЕМТ в режимі підсилення, b – коефіцієнт рівняння апроксимації вигляду (2.34), який визначається з графіка статичної прохідної ВАХ НЕМТ [48]

$$I_C(U_{3B}) = S(U_{3B} - U_0 - bU_{3B}^2), \quad (2.34)$$

де U_{3B} – напруга завтор-витік.

Амплітудні диференційні рівняння, що описують генератори на рис. 2.9 мають наступний вигляд:

- для біполярно-польової ТСВО [39, 40]

$$RC_1 \frac{dU}{dt} = \left[\left(g_s + a \frac{eU_2^2}{kT} \right) R - 1 \right] U - \frac{3ae}{4kT} \left(\frac{U_2^2}{3} \left(\frac{e}{kT} \right)^2 - 1 \right) RU^3, \quad (2.35)$$

- для НЕМТ ТСВО [40, 48]

$$R_2 C_1 \frac{dU}{dt} = \left(\frac{R_{екв}}{R_2 + R_3} + \frac{I_{C0} R}{U_0} \frac{M}{thM} P_2 - 1 \right) U - I_{C0} R \frac{M}{thM} \frac{U^3}{U_0^3} P_3 \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)^2. \quad (2.36)$$

Умови самозбудження (баланс амплітуд) генераторів (рис. 2.9), побудованих за методом Ван дер Поля, визначаються співвідношеннями, ліві частини яких є запасом самозбудження:

- для біполярно-польової ТСВО [39, 40]

$$\left(g_s + a \frac{eU_2^2}{kT} \right) R > 1. \quad (2.37)$$

- для НЕМТ ТСВО [40, 48]

$$\frac{R_{екв}}{R_2 + R_3} + \frac{I_{C0} R_{екв}}{U_0} \frac{M}{thM} P_2 > 1. \quad (2.38)$$

Амплітуди стаціонарних коливань УВЧ генераторів, побудованих за методом Ван дер Поля відповідно дорівнюють:

- для біполярно-польової ТСВО [39, 40]

$$U_{CT} = 2 \sqrt{\left(g_s + a \frac{eU_2^2}{kT}\right) R - 1} / \sqrt{\frac{ae}{kT} \left(U_2^2 \left(\frac{e}{kT}\right)^2 - 3\right) R}. \quad (2.39)$$

- для НЕМТ ТСВО [40, 48]

$$U_{CT} = U_0 \sqrt{\frac{R_{екв}}{R_2 + R_3} + \frac{I_{C0} R_{екв}}{U_0} \frac{M}{thM} P_2 - 1} / \sqrt{\frac{M}{thM} \frac{I_{C0} R_{екв}}{U_0} P_3 \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right)^2}. \quad (2.40)$$

Залежність амплітуди квазігармонічних коливань УВЧ генераторів Ван дер Поля від реального часу має вигляд [39, 40]

$$U(t) = U_0 (\exp \gamma t) / \sqrt{1 + (U_0^2 / U_{CT}^2) (\exp 2\gamma t - 1)}, \quad (2.41)$$

де $U_0 = U(0)$ – початкова амплітуда генерованих коливань. Коефіцієнт γ визначається зі співвідношень:

- для біполярно-польової ТСВО [39, 40]

$$\gamma = \left(\left(g_s + a \frac{eU_2^2}{kT} \right) R - 1 \right) / T. \quad (2.42)$$

- для НЕМТ ТСВО [40, 48]

$$\gamma = \left(\frac{R_{екв}}{R_1 + R_2} + \frac{I_{C0} R_{екв}}{U_0} \frac{M}{thM} P_2 - 1 \right) / T. \quad (2.43)$$

При роботі генератора Ван дер Поля у НВЧ діапазоні струми стоків НЕМТ є сумою двох компонентів – 2D-електронного газу і електронів AlGaAs [48]. Кожна з цих компонентів має опис за допомогою рівняння [190, 191]

$$I_{Ci} = qZn_{si}(U_{3B}, U_i(x))v_i(x), \quad i = 1, 2, \quad (2.44)$$

де Z – ширина затвора; q – заряд електрона; v_i – дрейфова швидкість електронів; U_i – параметр моделювання. Аналітично залежність дрейфової швидкості від напруженості поля з урахуванням ефекту насиченості має вигляд [48]

$$v_i(x) = \begin{cases} \frac{\mu_i E(x)}{1 + E(x)/E_{Hi}}, & E(x) < E_{Hi}; \\ V_{Hi}, & E(x) \geq E_{Hi}; \end{cases} \quad (2.45)$$

де μ_i – рухомість електрона у слабкому полі; E_{Hi} – критичне значення поля, при якому настає насичення; V_{Hi} – швидкість електронів при $E_i = E_{Hi}$.

Струми стоку НЕМТ транзистора у лінійному режимі та режимі насичення можна описати відповідно рівняннями (2.40) і (2.41) [190, 191, 48]

$$I_{c_{li}} = \frac{A_i}{L + U_{cl} / E_{Hi}} \left[B_i U_{cl} - \ln \cosh \frac{U_{3B} - U_{mi} - U_{cl}}{U_{li}} + \ln \cosh \frac{U_{3B} - U_{mi}}{U_{li}} \right]; \quad (2.46)$$

$$I_{c_{ni}} = \frac{A_i}{L_{Hi} + U_{Hi} / E_{Hi}} \left[B_i U_{cl} - \ln \cosh \frac{U_{3B} - U_{mi} - U_{cl}}{U_{li}} + \ln \cosh \frac{U_{3B} - U_{mi}}{U_{li}} \right], \quad (2.47)$$

де

$$A_i = q\mu_i Z n_{0i} (1 - \alpha_i) U_{li} \quad (2.48)$$

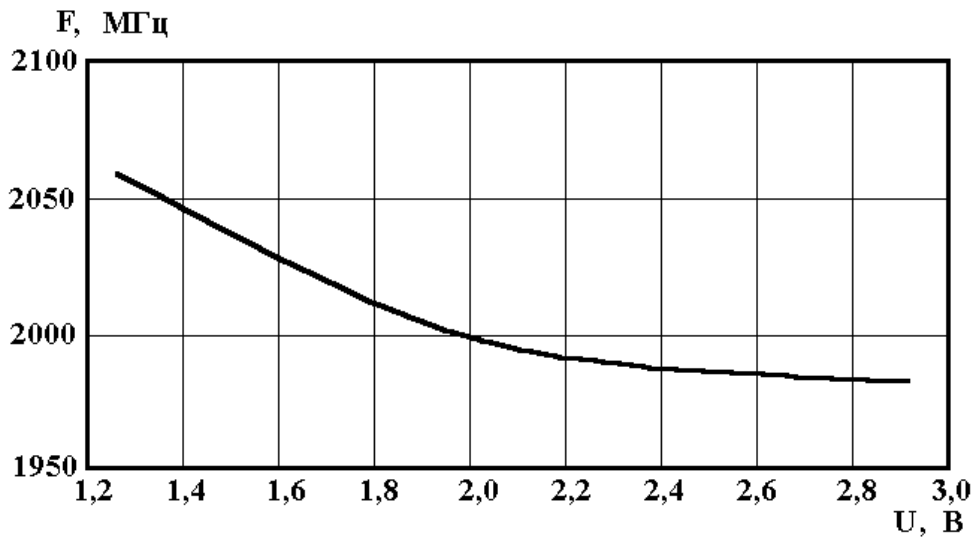
та

$$B_i = \alpha_i / (1 - \alpha_i) U_{li}, \quad (2.49)$$

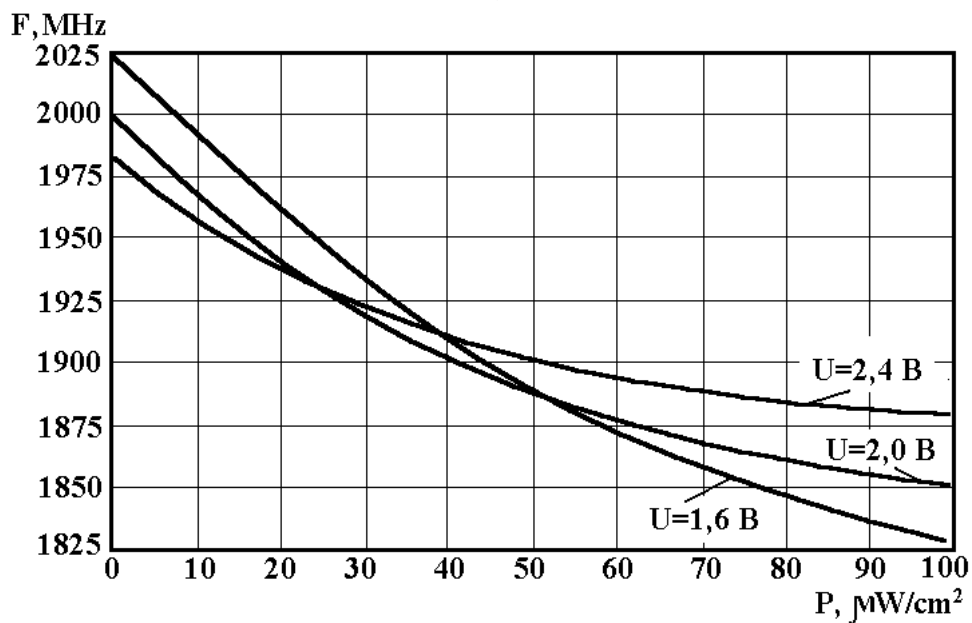
U_{ni} – потенціал каналу НЕМТ в точці насичення, L_{Hi} – ефективна довжина каналу в насиченні, що дорівнює [48]

$$L_{H_i} = L - \frac{2d_{H_i}}{\pi} \sinh^{-1} \frac{\pi(U_{CB} - U_{H_i})}{2d_{H_i}E_{H_i}}. \quad (2.50)$$

Отримані автором у [48] результати експериментальних досліджень наведені на рис. 2.11. З рис. 2.11 визначено, що відносна оптична перебудова частоти генерації складає 9,88%, а електрична – 3,7% [48, 192].



a)



б)

Рисунок 2.11 – Графіки зміни частоти генерації УВЧ генератора, побудованого за методом Ван дер Поля, на НЕМТ ТСВО від напруги живлення (а) і густини потужності випромінювання при різних значеннях напруги живлення (б)

2.5 Розроблення генераторів релаксаційного типу за методом Ван дер Поля на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором

Релаксаційний режим роботи генераторів Ван дер Поля застосовують для побудови широкого класу генераторів імпульсних сигналів [193]. Стандартними типами імпульсних сигналів є електричні коливання пилкоподібної, трикутної та прямокутної форм [194, 195]. Особливістю релаксаційного режиму генератора, побудованого за методом Ван дер Поля є стрімке зростання втрат в коливному контурі за рахунок індуктивної складової [196]. Тому еквівалентна схема генератора релаксаційного типу, побудованого за методом Ван дер Поля на основі ТСВО, матиме наступний вигляд (рис. 2.12) [39, 40].

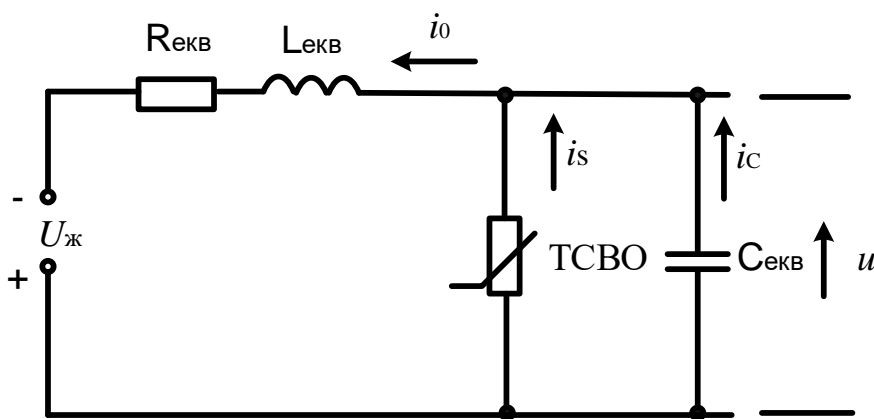


Рисунок 2.12 – Еквівалентна схема генератора Ван дер Поля на основі ТСВО в релаксаційному режимі

Для побудови імпульсних генераторів пилкоподібної, трикутної та лінійно змінної напруги методом Ван дер Поля (рис. 2.12) в якості активного елементу застосовують ТСВО із ВАХ S-типу [193], а для побудови імпульсних генераторів прямокутної напруги в якості активного елементу застосовують ТСВО із ВАХ N-типу [193].

Здійснимо побудову генератора лінійно змінної напруги (рис. 2.12). На рис. 2.13 наведено суміщену статичну ВАХ ТСВО із траєкторією руху робочої точки протягом одного періоду коливань [53].

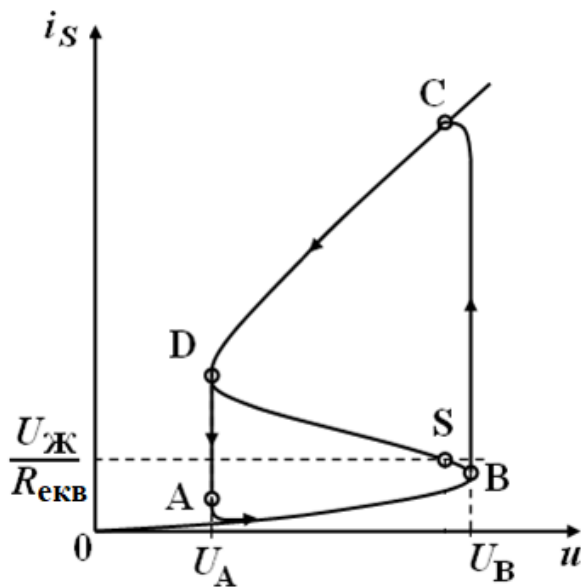


Рисунок 2.13 – Суміщена статична ВАХ ТСВО із траекторію руху робочої точки протягом одного періоду коливань

Еквівалентна схема імпульсного генератора Ван дер Поля лінійно змінної напруги в області повільних рухів показана на рис. 2.14.

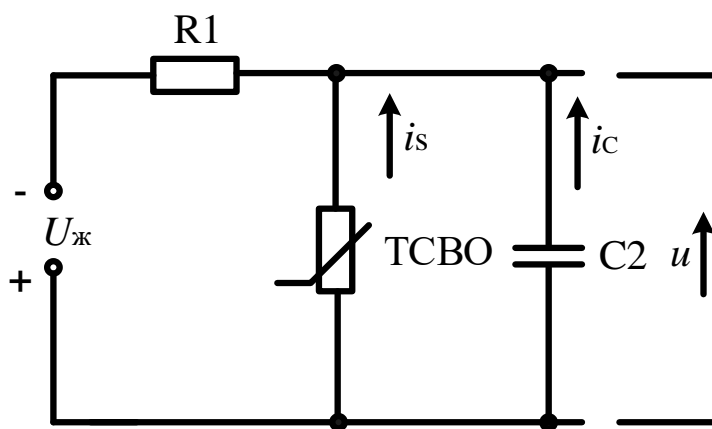


Рисунок 2.14 – Еквівалентна схема генератора лінійно-змінної напруги в області повільних рухів

На підставі першого закону Кірхгофа динамічні процеси в електричному колі описується рівнянням

$$C_{екв} \frac{du}{dt} + i_s = \frac{U_{ж}}{R_{екв}}, \quad (2.51)$$

або

$$C_{екв} R(i_s) \frac{di_s}{dt} + i_s = \frac{U_{жк}}{R_{екв}}, \quad (2.52)$$

де $R(i_s) = \frac{du}{di_s}$ – диференційний опір активного елемента генератора.

Формування ділянки лінійно змінної напруги (час прямого ходу) відповідає руху робочої точки по нижній вітці статичної вольт-амперної характеристики біполярної транзисторної структури (ділянка АВ на рис. 2.13). Час формування лінійної ділянки напруги є розв’язком лінійного диференційного рівняння (2.52) і, відповідно з рис. 2.13, має вигляд [53]

$$t = C_2 \int_{I_A}^{i_s} \frac{R(i_s)}{I_0 - i_s} di_s, \quad (2.53)$$

де I_A – ордината точки А на кривій статичної ВАХ (рис. 2.13).

Для інтегрування правої частини рівняння (2.53) потрібно апроксимувати нижню ділянку статичної ВАХ ТСВО. Підінтегральна функція у рівнянні (2.53) апроксимується наступною степеневою функцією [183]

$$i_s(u) = I_B - A(U_B - u)^{1/n}, \quad (2.54)$$

де A – коефіцієнт апроксимації; n – показник степеня апроксимуючого рівняння, який вибирається в межах $n = 2..5$ [183].

Диференційний опір нижньої ділянки статичної ВАХ ТСВО з урахуванням (2.54) дорівнюватиме [53]

$$R(i_s) = \frac{du}{di_s} = \frac{n}{A^n} [I_B - i_s(u)]^{n-1}. \quad (2.55)$$

Для випадку статичної ВАХ (рис. 2.13) достатньо використати апроксимацію (2.48) другого степеня ($n = 2$). У такому випадку час прямого ходу генератора лінійно змінної напруги становить [53]

$$t = \frac{2C}{\sqrt{A}} \left[i_s - I_A - \left(I_B - \frac{U_{жк}}{R_1} \right) \ln \left| \frac{\frac{U_{жк}}{R_1} - i_s}{\frac{U_{жк}}{R_1} - I_A} \right| \right], \quad (2.56)$$

де i_s описується співвідношенням (2.54).

За допомогою стандартної функції *odesolt()* пакету програм MathCad 11.0 автором у [53] обчислено диференціальне рівняння (2.52) з урахуванням апроксимації ВАХ ТСВО (2.54). На рис. 2.15 приведена суміщена статична ВАХ ТСВО із траєкторією руху робочої точки протягом одного періоду [53]. Генеровані імпульси струму приведені на рис. 2.16 [53].

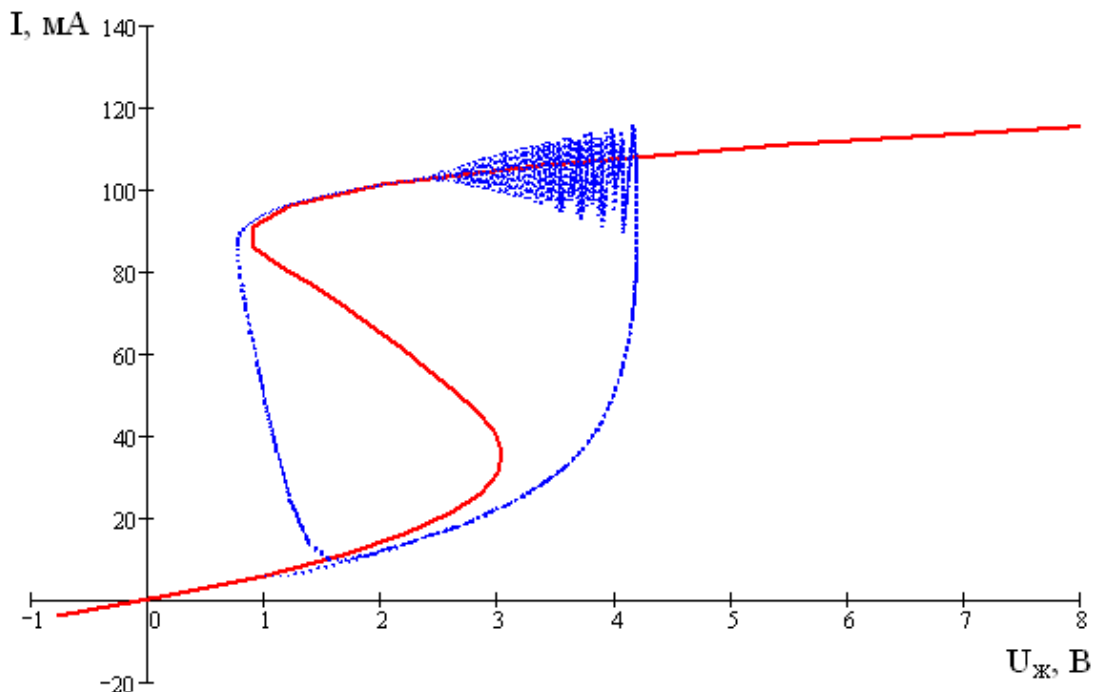


Рисунок 2.15 – Суміщена апроксимована ВАХ ТСВО із траєкторією руху робочої точки протягом одного періоду [53]

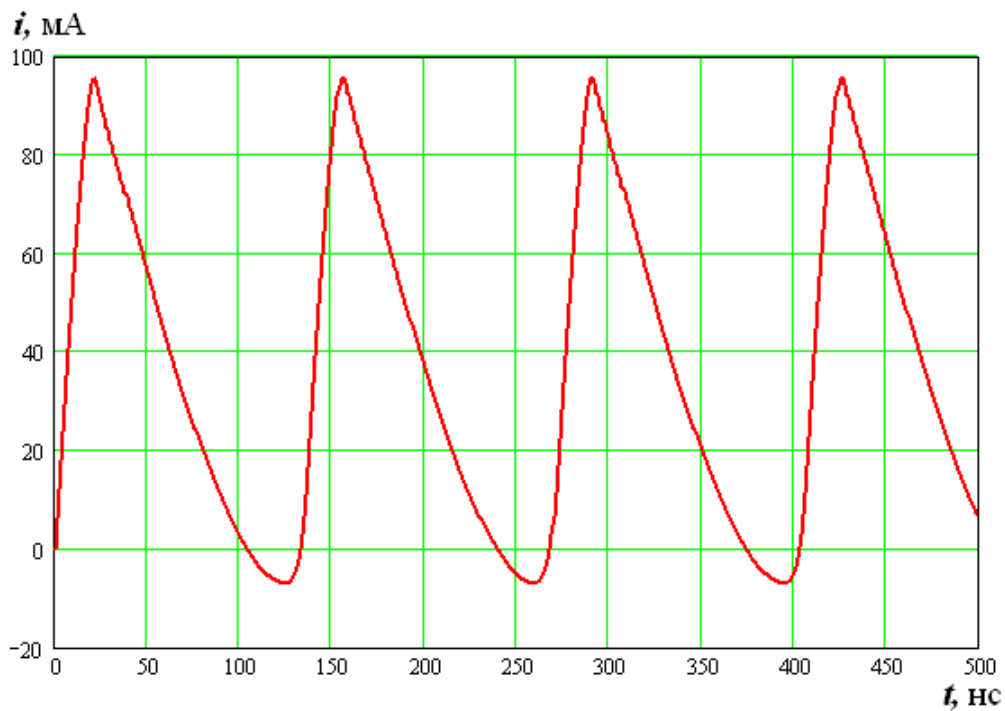


Рисунок 2.16 – Часова залежність струму [53]

Електрична схема побудованого автором генератора Ван дер Поля лінійно змінної напруги подана на рис. 2.17,а. Генератор лінійно змінної напруги (ГЛЗН), що побудований за методом Ван дер Поля, працює таким чином [87]. При збільшенні напруги джерела живлення U до величини, що забезпечує появу на електродах колектор-колектор VT1 і VT2 біполярних транзисторів від'ємного опору, виникають релаксаційні коливання, обумовлені циклічними процесами зарядження і розрядження конденсатора C2. Коливний контур з елементів LC1 призначений для компенсації реактивної складової повного опору транзисторної структури на частоті слідування генерованих імпульсів [87].

Резистор R1 обмежує величину струму живлення біполярної ТСВО і спільно з резистором R2 утворює подільник напруги. Конденсатор C2 утворює з котушкою індуктивності послідовний коливний контур, що призначений для трансформації вихідного опору генератора з метою узгодження його з навантаженням. Реактивна складова повного опору на електродах колектор-колектор біполярних транзисторів, що має ємнісний характер, залежить від величини напруги живлення. Резистор R2 утворює від'ємний зворотний зв'язок за напругою, що забезпечує підвищення стабільності частоти генерованих імпульсів. Зміна величи-

ни напруги живлення зумовлює зміну частоти повторення лінійно змінних імпульсів генерованої напруги, а також зміну швидкості її наростання.

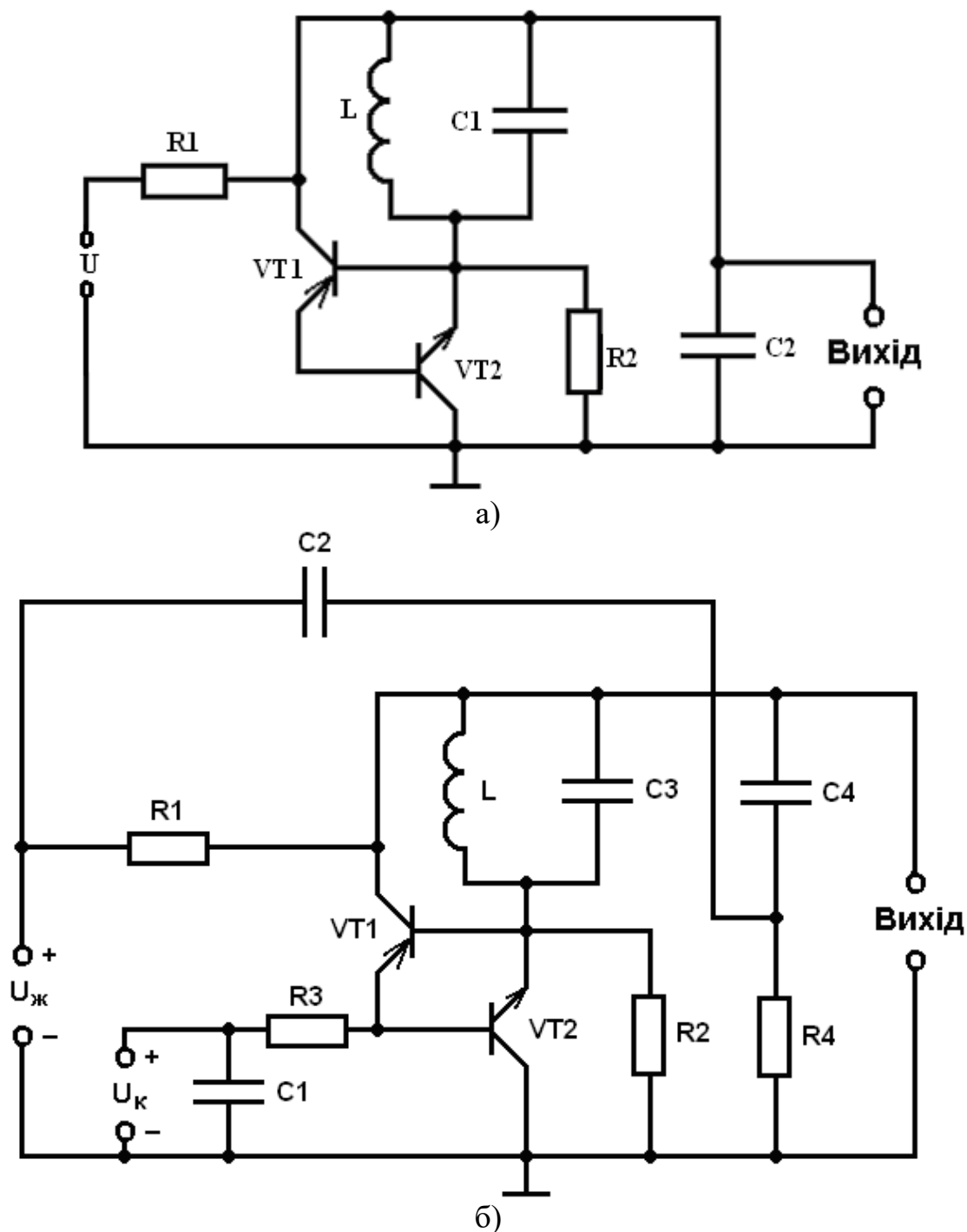


Рисунок 2.17 – Електричні схеми ГЛЗН на основі біполярної ТСВО:

а) без ВЗЗ, б) з глобальним ВЗЗ за напругою

Використання глобального від’ємного зворотного зв’язку (ВЗЗ) за напругою у базовій схемі ГЛЗН (рис. 2.17,а) призводить до зменшення часу зворотно-

го ходу та підвищення лінійності напруги прямого ходу [88]. Схема такого генератора показана на рис. 2.17,б. Генеровані імпульси лінійно змінної напруги мають пилкоподібний вигляд. Зміну параметрів генерованих імпульсів лінійно змінної напруги можна здійснювати напругою керування U_k (рис. 2.17,б), що покращує енергетичні характеристики генератора [88].

Отримані автором результати експериментальних досліджень генератора лінійно змінної напруги (рис. 2.17,а) на основі двох дискретних біполярних транзисторів VT1 УКТ3101 і VT2 УКТ3102 приведені у [53]. Номінали пасивних елементів схеми становлять R_1 1,5 кОм, R_2 8,2 кОм, L 240 мкГн, C_1 1,8 нФ, C_2 4,7 нФ. Експериментально становлено, що при зміні напруги живлення в межах 5...9 В струм споживання змінюється в межах 27...81 мА, а амплітуда генерованих імпульсів змінюється в межах 1,2...10 В на навантаженні 50 Ом при зміні періоду повторення імпульсів лінійно змінної напруги в межах 0,13..1,67 мкс.

При побудові генераторів імпульсів прямокутної напруги за методом Ван дер Поля необхідно забезпечити потрібну тривалість переднього й заднього фронтів та отримати потрібну форму імпульсу або паузи [193, 194]. З урахуванням того, що від'ємний диференційний опір ТСВО у релаксаційному режимі компенсує еквівалентний опір втрат $R_{екв}$, для еквівалентної схеми (рис. 2.12) за законами Кірхгофа можна записати наступну систему диференційних рівнянь [52]

$$\begin{cases} L_{екв} \frac{di_0}{dt} = U_{ж} - u, \\ i_0 = C_{екв} \frac{du}{dt} + i_N, \end{cases} \quad (2.57)$$

де i_N – струм ТСВО з ВАХ Λ -типу.

Система диференційних рівнянь (2.57) у [52] автором зведена до одного диференційного рівняння другого порядку відносно генерованої напруги

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{G(u)}{C_{екв}} \frac{du}{dt} + \omega_0(u - U_{ж}) = 0, \quad (2.58)$$

де $G(u) = di_T/du$ – диференційна провідність ТСВО; $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{екв}C_{екв}}$ – кутова частота слідування імпульсів прямокутної напруги.

На рис. 2.18 подано часову залежність імпульси генерованих коливань прямокутної напруги у нормованому часі, яку отримано в пакеті програм MathCad 15.0 шляхом чисельного розв’язку методом Рунге-Кутти 4-го порядку рівняння релаксатора Ван дер Поля при встановленні граничного циклу [196, 197].

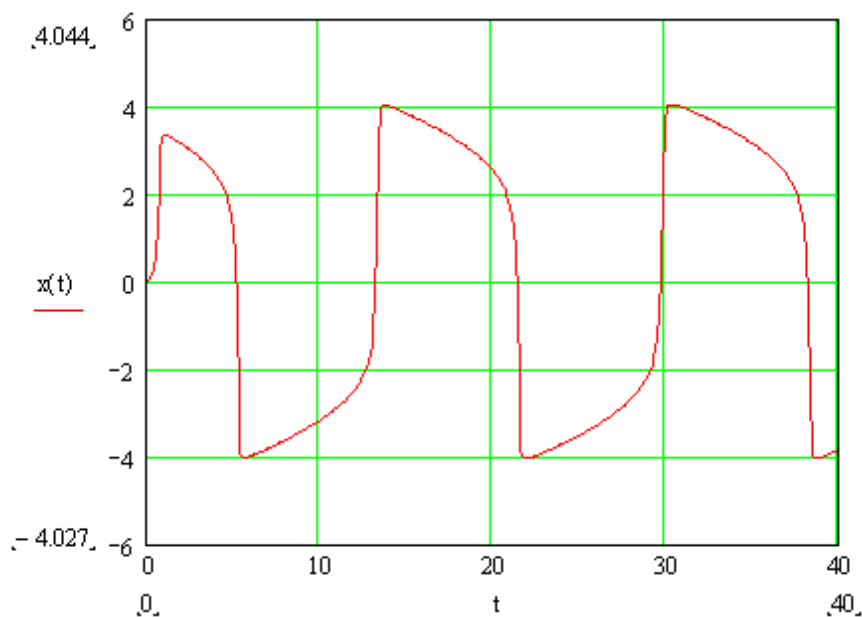


Рисунок 2.18 – Часова залежність напруги імпульсів релаксатора Ван дер Поля (по вісі абсцис час у мікросекундах, по вісі ординат напруга у вольтах)

Побудова методом Ван дер Поля генераторів імпульсів напруги прямокутної форми для забезпечення тривалості фронтів або отримання заданої форми імпульсів потребує розділення процесу формування імпульсів на області швидких і повільних рухів (рис. 2.19). Для області повільних рухів можна знехтувати ємністю $C_{екв}$ ТСВО. Тоді еквівалентна схема релаксатора Ван дер Поля матиме вигляд (рис. 2.20,а) [193, 52]. Для області швидких рухів вважають, що струм $i_0 = I_0 = const$, а тому еквівалентна схема релаксатора Ван дер Поля має вигляд, приведений на рис. 2.20,б [193, 52].

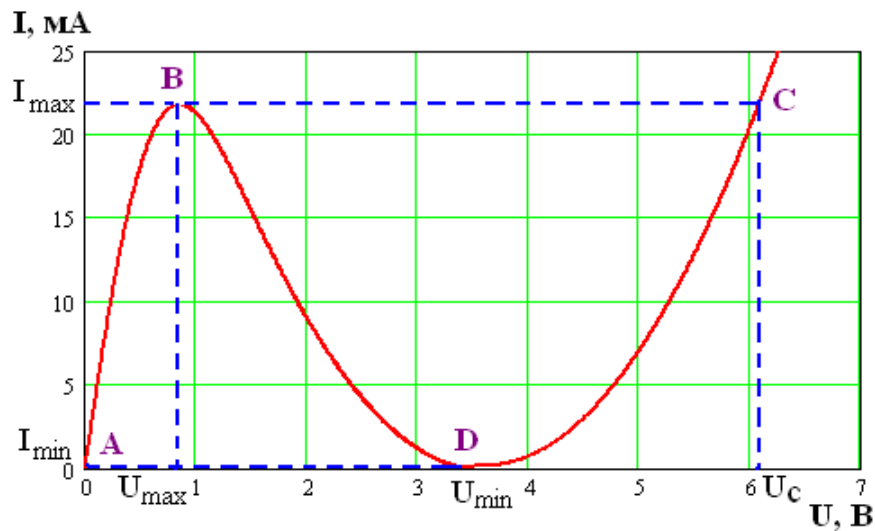


Рисунок 2.19 – Статична ВАХ ТСВО N-типу з координатами траекторії руху робочої точки

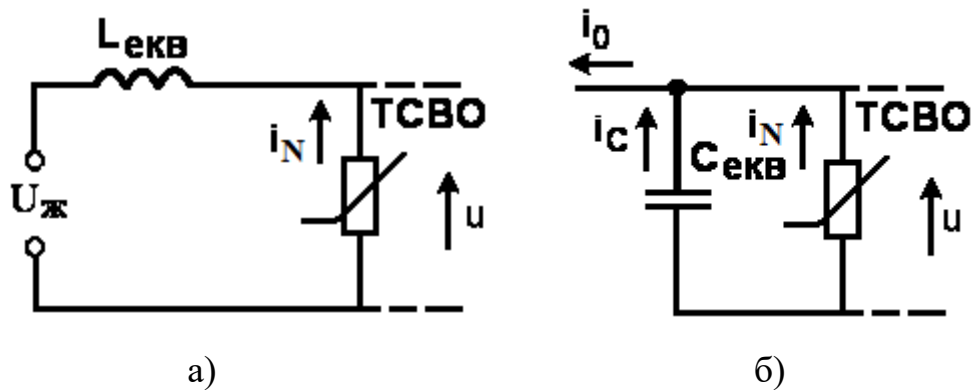


Рисунок 2.20 – Еквівалентні схеми генератора Ван дер Поля імпульсів прямокутної напруги для областей: а) повільних рухів, б) швидких рухів

Динаміка коливань області повільних рухів для еквівалентної схеми (рис. 2.20,а) описується диференціальним рівнянням вигляду [193, 194]

$$L_{екв} G(u) \frac{du}{dt} + u - U_{ж} = 0. \quad (2.59)$$

Розв'язок цього диференціального рівняння має вигляд [52]

$$t = L_{екв} \int_{U_c}^u \frac{G(u)}{U_{ж} - u} du, \quad (2.60)$$

де нижня границя інтегрування U_c є абсцисою точки С (рис. 2.16).

Тоді тривалість імпульсу або паузи дорівнює [52]

$$t = L_{екв} \int_{U_C}^u \frac{G(u)}{U_{Ж} - u} du = \frac{L_{екв} i(u)}{U_{Ж} - u} \Big|_{U_C}^u - L_{екв} \int_{U_C}^u \frac{i(u)}{(U_{Ж} - u)^2} du, \quad (2.61)$$

де $i(u)$ – функція апроксимації ВАХ ТСВО.

До складу рівняння (2.61) входить інтеграл, що не може бути визначений у явному вигляді. Тому для визначення тривалості імпульсу або паузи потрібно скористатись чисельними методами.

Для визначення тривалості імпульсу та паузи потрібно проінтегрувати (2.61) за траєкторіями АВ і CD

$$\tau_i = \frac{L_{екв} i(U_C)}{U_{Ж} - U_C} - \frac{L_{екв} i(U_D)}{U_{Ж} - U_D} - L_{екв} \int_{U_D}^{U_C} \frac{i(u)}{(U_{Ж} - u)^2} du. \quad (2.62)$$

$$\tau_n = \frac{L_{екв} i(U_B)}{U_{Ж} - U_B} - \frac{L_{екв} i(U_A)}{U_{Ж} - U_A} - L_{екв} \int_{U_A}^{U_B} \frac{i(u)}{(U_{Ж} - u)^2} du, \quad (2.63)$$

Динаміка коливань області швидких рухів (рис. 2.20,б) описується диференціальним рівнянням вигляду

$$C_{екв} \frac{du}{dt} + i(u) = I_0. \quad (2.64)$$

Рівняння тривалості переднього і заднього фронтів генерованих імпульсів прямокутної напруги є розв'язками диференційного рівняння (2.64)

$$t_{\phi}^{01} = C_{екв} \int_{U_B}^{U_C} \frac{du}{I_0 - i(u)}; \quad (2.65)$$

$$t_{\phi}^{10} = C_{екв} \int_{U_D}^{U_A} \frac{du}{I_0 - i(u)}. \quad (2.66)$$

Результати дослідження динамічних процесів, що відбуваються у генераторах Ван дер Поля у релаксаційному режимі на основі ТСВО показують, що використання котушки індуктивності як накопичувача електричної енергії погіршує форму вершини і фронтів генерованих імпульсів прямокутної напруги [54-60]. Покращити їх форму можна за допомогою транзисторного аналогу індукти-

вності [56, 77]. Автором було синтезовано електричну схему генератора Ван дер Поля імпульсів прямокутної напруги на основі польової ТСВО (рис. 2.21) [86].

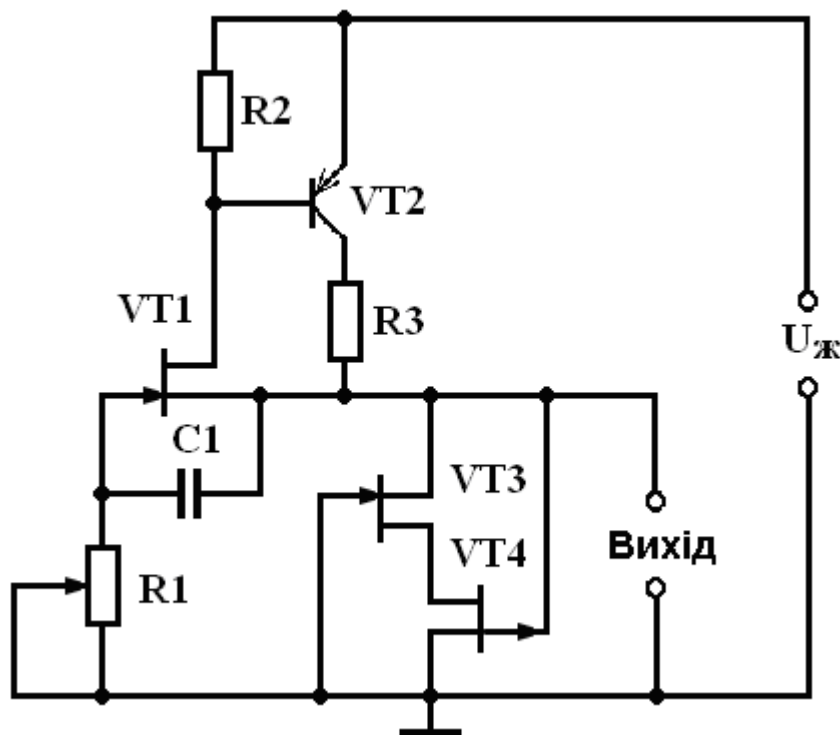


Рисунок 2.21 – Електрична схема генератора Ван дер Поля імпульсів прямокутної напруги на польовій ТСВО [86]

У роботі [52] експериментально досліджено генератор Ван дер Поля імпульсів прямокутної напруги на дискретних транзисторів КП103 (VT1, VT3), КП303 (VT4) і КТ363 (VT2). Номінали пасивних радіоелементів – конденсатор C1 (1 мкФ), резистори R1 (51 кОм), R2 (5,6 кОм) і R3 (200 Ом). Частота слідування імпульсів прямокутної напруги керується зміною величини опору резистора R1 у широких межах. На рис. 2.22 приведена осцилограма генерованих імпульсів напруги прямокутної форми. Експериментально встановлено, що на форму генерованих імпульсів напруги прямокутної форми впливає напруга живлення $U_{\text{ж}}$. Це пояснюється тим, що за час руху робочої точки по граничному циклу фазової траєкторії протягом одного періоду коливань, вона двічі проходить по статичній ВАХ ТСВО, що зумовлює зв'язок як між формою імпульсів прямокутної напруги, їх періодом і тривалістю, так і з формою та тривалістю фронтів.

Тому метод Ван дер Поля побудови генераторів імпульсів прямокутної напруги на основі ТСВО уможлиблює їх формування за заданою формою та тривалістю безпосередньо самих імпульсів та фронтів.

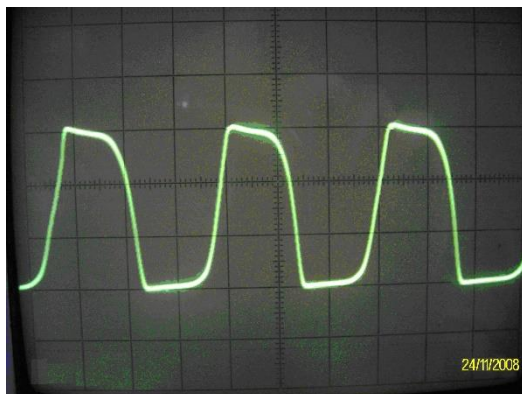


Рисунок 2.22 – Осцилограми генерованих генератором імпульсів прямокутної напруги

У роботі [52] для встановлення зв'язку між формою коливань імпульсів напруги $u(t)$ та параметрами польової ТСВО активного елемента генератора Ван дер Поля було застосовано апроксимацію статичних ВАХ Λ -типу, що запропонована в роботі [198]. Для випадку обрання польових транзисторів з однаковими значеннями напруги відсічки, але з різними параметрами струмів стоку матимемо [52, 198]

$$I_{C3} = I_{C03} \left(1 - \frac{U(1-\Delta)}{2U_0} \right)^2 (thM)^{-1} th \left[M \frac{U(1+\Delta)/2U_0}{1 - U(1-\Delta)/2U_0} \right], \quad (2.67)$$

$$I_{C4} = I_{C04} \left(1 - \frac{U(1-\Delta)}{2U_0} \right)^2 (thM)^{-1} th \left[M \frac{U(1+\Delta)/2U_0}{1 - U(1-\Delta)/2U_0} \right], \quad (2.68)$$

де I_{C03} , I_{C04} – струми стоку при $U_{3B} = 0$ і $U_{CB} = U_0$ відповідно польових транзисторів VT3 і VT4; параметр Δ визначається як

$$\Delta = (U_{CB3} - U_{CB4})/U_0. \quad (2.69)$$

Отримане автором рівняння струму польової ТСВО при застосуванні польових транзисторів із струмами стоку $I_{C03} > I_{C04}$, що відрізняються у 1,5..2,0 рази, з точністю порядку Δ^2 має вигляд [52]

$$I = \frac{2I_{C03}}{1 + I_{C03}/I_{C04}} \left(1 - \frac{U}{2U_0}\right)^n (thM)^{-1} th \left[M \frac{U/2U_0}{(1 - U/2U_0)^{n-1}} \right], \quad (2.70)$$

де n становить 1,8..2,0 для малопотужних польових транзисторів.

Рівняння від'ємної диференційної провідності ТСВО із різними польовими транзисторами, отримане автором у [52], має вигляд

$$G(U) = \frac{2I_{C03}}{1 + I_{C03}/I_{C04}} (thM)^{-1} \left\{ n \left(1 - \frac{U}{2U_0}\right)^{n-1} th \left[M \frac{U/2U_0}{(1 - U/2U_0)^{n-1}} \right] + \frac{M}{2U_0} \left[1 + (n-1) \left(1 - \frac{U}{2U_0}\right) \right] \left(1 - \frac{U}{2U_0}\right) ch^{-2} \left[M \frac{U/2U_0}{(1 - U/2U_0)^{n-1}} \right] \right\}. \quad (2.71)$$

З використанням методу Ван дер Поля автором були побудовані нові схемні рішення генераторів на основі ТСВО, що працюють в осциляторному та релаксаційному режимах у складі радіовимірювальних перетворювачів фізичних величин [56, 84, 85, 77, 78, 79, 92, 93].

2.6 Розроблення багаточастотного генератора квазіперіодичних коливань за методом Ван дер Поля на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференційним опором

У сучасній радіoeлектроніці актуальною задачею є аналіз і синтез генераторів як багаточастотних сигналів із заданою спектральною характеристикою, так і шумоподібних [199]. Окремою групою генераторів коливань спеціальної форми

є хаотичні генератори [200]. Проміжною групою між ними є генератори квазіперіодичних коливань, на фазовій площині яких виникає дивний нехаотичний атрактор [201]. Класично багаточастотні генератори Ван дер Поля складаються із взаємопов'язаних між собою лінійного та нелінійного коливних контурів, а також підсилювача з нелінійною характеристикою, що забезпечує самозбудження автоколивної системи та обмежує амплітуду генерованих стаціонарних коливань [199]. Як нелінійний реактивний елемент коливного контуру автоколивної системи використовують бар'єрну ємність p - n переходу [200].

Автором у [51] запропоновано спосіб побудови багаточастотного генератора Ван дер Поля з використанням ємнісного ефекту польової ТСВО [40]. Проведений автором аналіз динаміки коливань генератора в багаточастотному режимі базувався на таких спрощеннях: 1) еквівалентною схемою багаточастотного генератора є коло на рис. 2.1,а із джерелом струму, що підімкнене паралельно нелінійному опору; 2) амплітуда та частота гармонічних коливань джерела струму відповідають амплітуді та частоті одночастотного стаціонарного режиму генератора; 3) виникнення інших гармонічних складових багаточастотного режиму зумовлено як нелійними властивостями від'ємного опору, так і нелійними властивостями ємнісної складової повного опору ТСВО [39, 40].

Струм $i_{306}(u, t)$ враховує дію на контур активного елемента генератора, що компенсує втрати в контурі. Система диференціальних рівнянь, за допомогою якої описується динаміка коливань струму індуктивності та напруги на ємності в реальному часі має вигляд [51]:

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{1}{L}u; \\ \frac{du}{dt} = \frac{1}{C} \left[i_{306} - i - \frac{u}{R_{екв}} \right]. \end{cases} \quad (2.72)$$

Номінальна частота багаточастотного генератора Ван дер Поля на ТСВО в одночастотному режимі є близькою до резонансної частоти коливної системи генератора:

$$\omega_{ном} = \omega_{зоб} = \omega_0, \quad (2.73)$$

де $\omega_{зоб}$ – частота коливань джерела струму.

У нормованому часі

$$\tau = \omega_0 t, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{екв} C_{екв}}}. \quad (2.74)$$

З урахуванням вторинних параметрів коливного контуру

$$\rho = \omega_0 L_{екв} = \frac{1}{\omega_0 C_{екв}} = \sqrt{\frac{L_{екв}}{C_{екв}}}, \quad (2.75)$$

$$Q = \frac{\rho}{R} = \omega_0 C_{екв} R. \quad (2.76)$$

при умові (2.73) система диференціальних рівнянь (2.72) зводиться до диференційного рівняння другого порядку, що має вигляд [51]

$$\frac{d^2 i}{d\tau^2} + 1 = i_{зоб} - \frac{1}{Q} \frac{di}{d\tau} + \nu i, \quad (2.77)$$

де ν – відносна розстройка текучої частоти відносно резонансної частоти коливного контуру генератора [51]:

$$\nu = \frac{\omega_{ном}^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2} \approx \frac{2(\omega_{ном} - \omega_0)}{\omega_0}. \quad (2.78)$$

Розв'язок диференційного рівняння (2.77) можна подати у вигляді [51]:

$$i = I_m \sin(\tau + \varphi) = I_m \sin \psi; \quad (2.79)$$

$$\frac{di}{d\tau} = I_m \cos(t + \varphi) = I_m \cos \psi. \quad (2.80)$$

Диференційні рівняння встановлення амплітуди I_m і фази φ генерованих коливань мають вигляд [51]

$$\frac{dI_m}{d\tau} = \frac{1}{2} I_{1C} - \frac{I_m}{2Q}; \quad (2.81)$$

$$\frac{d\varphi}{d\tau} = \frac{1}{2} \frac{I_{1S}}{I_m} - \frac{1}{2} \nu, \quad (2.82)$$

де I_{1C} і I_{1S} – косинусоїдальна і синусоїдальна складові першої гармоніки розкладу функції $i_{зоб}(u, t)$ в ряд Фур'є.

Використовуючи апроксимацію (2.3) для багаточастотного генератора Ван дер Поля на ТСВО можна записати

$$i_T(u) = (I_s + gU_s - hU_s^3) - (g - 3hU_s^2) \cdot (u - e) - 3hU_s(u - e)^2 + h(u - e)^3, \quad (2.83)$$

де

$$e(t) = E_m \cos \omega_{ном} t \quad (2.84)$$

зовнішня еквівалентна дія на коливний контур генератора.

Амплітуда стаціонарних коливань генератора в одночастотному режимі визначається наступним виразом [168, 51]

$$U_{CT} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{g - 3hU_s^2}{h} + \frac{1}{hQ\rho \cos \varphi_\beta}}. \quad (2.85)$$

Амплітуда стаціонарних коливань напруги генератора в режимі виникнення багаточастотних коливань при відхиленні від основної частоти визначається наступним виразом [51]:

$$U_m = -\frac{\rho E_m \left[3hU_s^2 - g + \frac{3}{4}hU_{CT}^2 \right]}{\nu} \sin \varphi, \quad (2.86)$$

де U_{CT} – амплітуда стаціонарних коливань (2.85).

Багаточастотний генератор Ван дер Поля може працювати в одночастотному, двочастотному, тричастотному та багаточастотному режимах. Зміна режимів роботи здійснюється при електричному регулюванні шляхом зміни положення робочої точки на спадній ділянці ВАХ ТСВО (активна складова повного опору ТСВО) та на вольт-фарадній характеристиці ТСВО (реактивна складова повного опору ТСВО). Починаючи з двочастотного режиму спостерігається явище биття близьких по частоті квазігармонічних сигналів. Величина критичного розстроювання при переході від одночастотного до багаточастотного режиму визначається зі співвідношення (2.86)

$$\nu_{кр} = \frac{E_m \rho \left[3hU_s^2 - g + \frac{3}{4}hU_{CT}^2 \right]}{U_{CT}}. \quad (2.87)$$

Нижня і верхні граничні частоти робочої смуги відповідно дорівнюють

$$\omega_H = \omega_0 \left(1 - \frac{E_m}{2QU_{CT}} \right), \quad (2.88)$$

$$\omega_B = \omega_0 \left(1 + \frac{E_m}{2QU_{CT}} \right). \quad (2.89)$$

При високодобротному коливному контурі багаточастотного генератора

$$E_m \approx U_{CT} \text{ тому } \omega_B \approx \omega_H \approx \omega_0. \quad (2.90)$$

Електрична схема багаточастотного генератора Ван дер Поля, синтезовано-го автором, приведена на рис. 2.23. Нелінійний коливний контур утворений ре-

ктивною складовою повного опору ТСВО на електродах стік-стік польових транзисторів VT1 і VT2 та котушки L1, лінійний – з елементів L1 і C3. У положенні мінімального значення повзунка змінного резистора R2 еквівалентна ємність польової ТСВО дорівнює ємності конденсатора C3, а тому власні резонансні частоти лінійного і нелінійного коливних контурів однакові, що приводить до генерації квазігармонічного коливання. Зміна величини опору R2 зумовлює зміну еквівалентної ємності польової ТСВО, що приводить до зміни резонансної частоти нелінійного контуру. Відхилення від резонансної частоти лінійного контуру є незначним, а тому в генераторі здійснюється биття двох квазігармонічних коливань [40, 51].

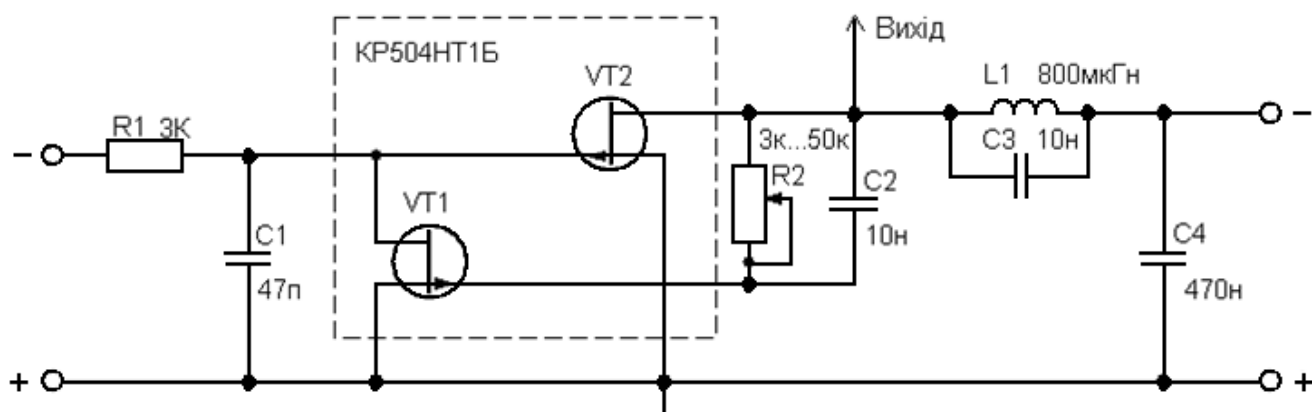
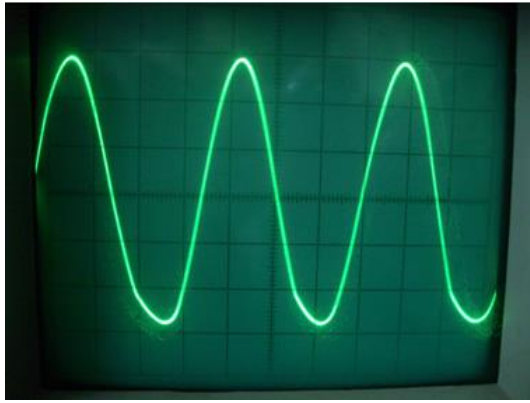
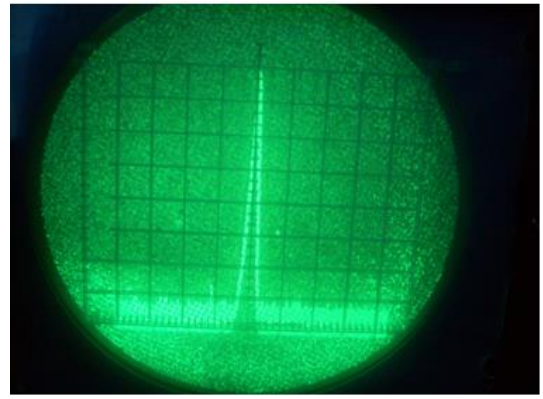


Рисунок 2.23 – Електрична схема багаточастотного генератора Ван дер Поля на основі польової транзисторної ТСВО [51]

Подальша зміна величини опору R2 змінює квазіперіодичний режим роботи генератора Ван дер Поля від двочастотного до багаточастотного [51]. Автором було проведено експериментальне дослідження режимів роботи, результати яких приведені на рис. 2.24 – рис. 2.28 [40, 51]. Це дозволяє використовувати багаточастотний генератор Ван дер Поля для підвищення заводозахищеності систем радіозв'язку [202], а також для передавання дискретної інформації з розширенням спектру за допомогою квазіперіодичних і багаточастотних сигналів [203].

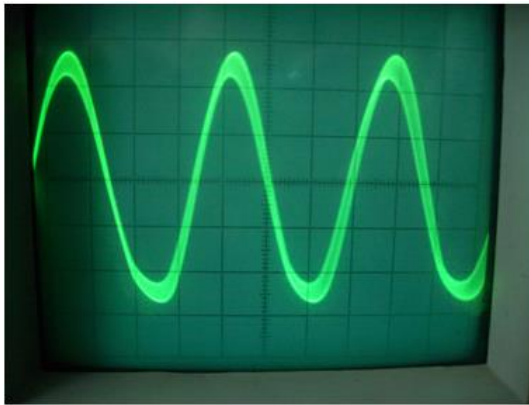


а)

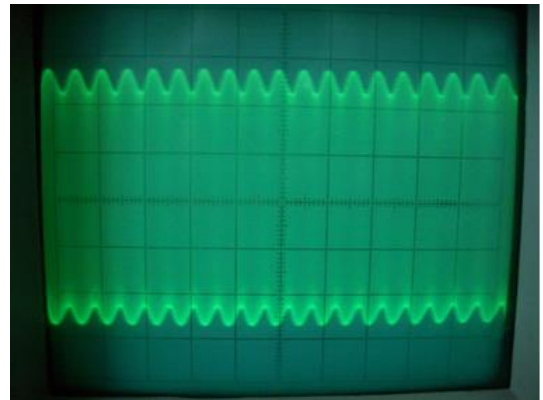


б)

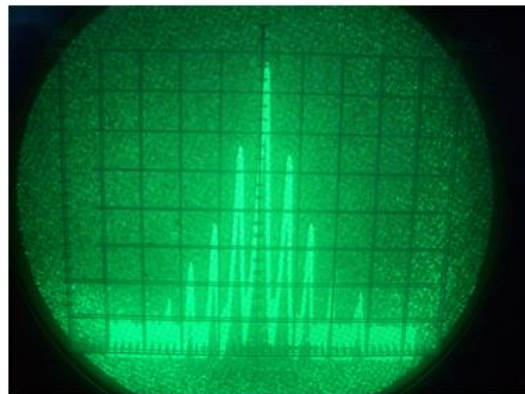
Рисунок 2.24 – Осцилограма (а) і спектр (б) генерованих коливань в одночастотному режимі



а)



б)



в)

Рисунок 2.25 – Осцилограми (а) і (б) та спектр (в) 5-частотного режиму

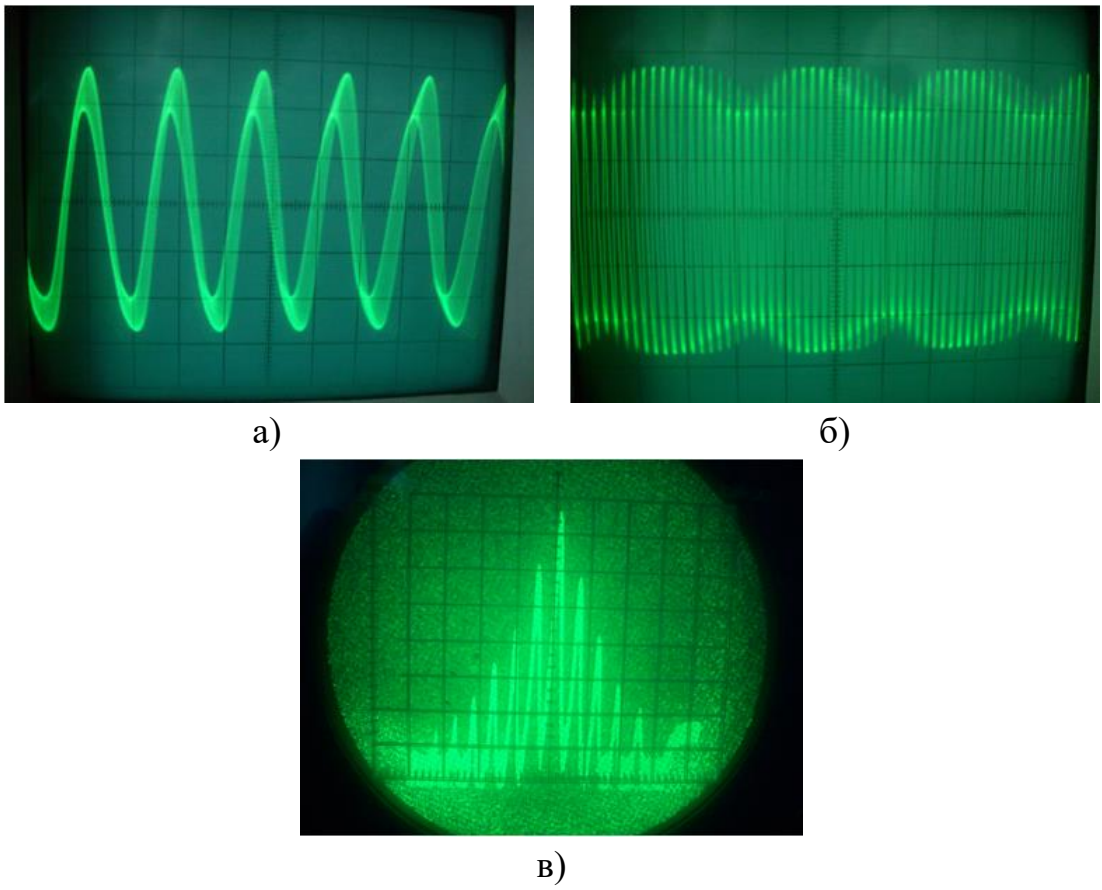


Рисунок 2.26 – Осцилограми (а) і (б) та спектр (в) 9-частотного режиму

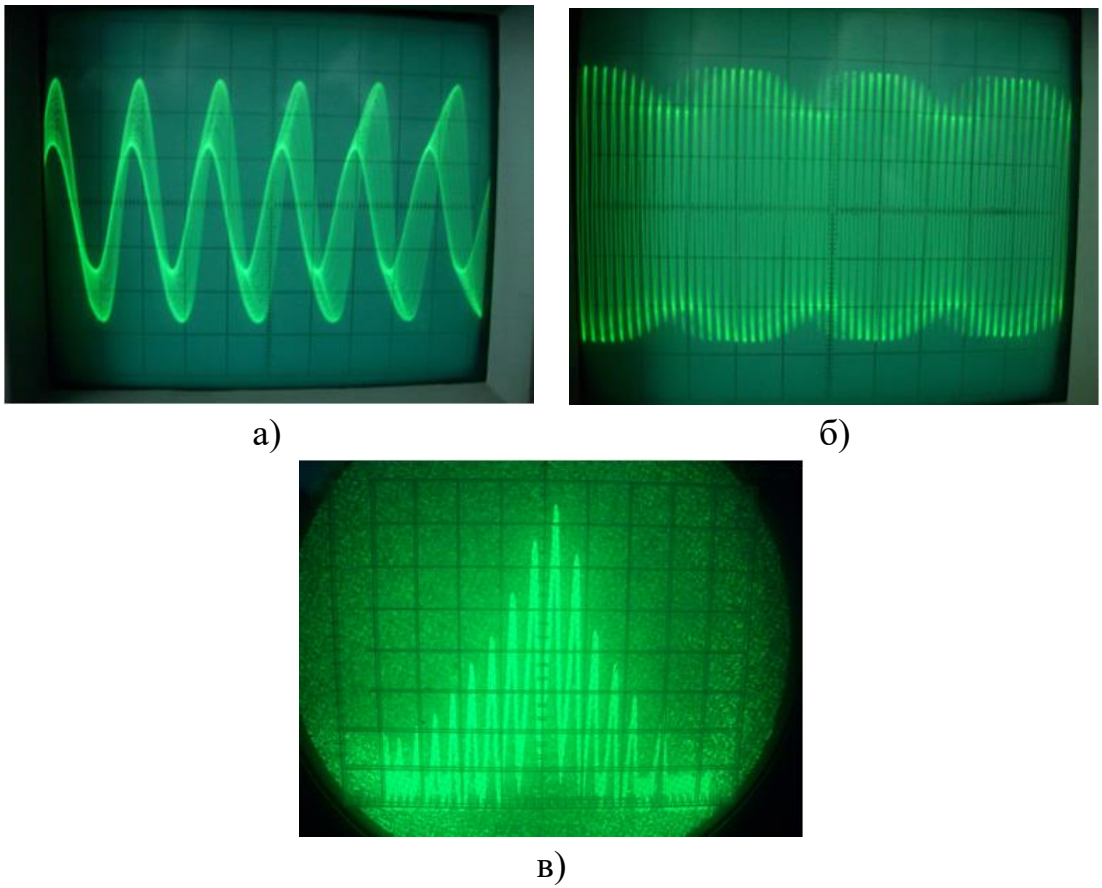


Рисунок 2.27 – Осцилограми (а) і (б) та спектр (в) 12-частотного режиму

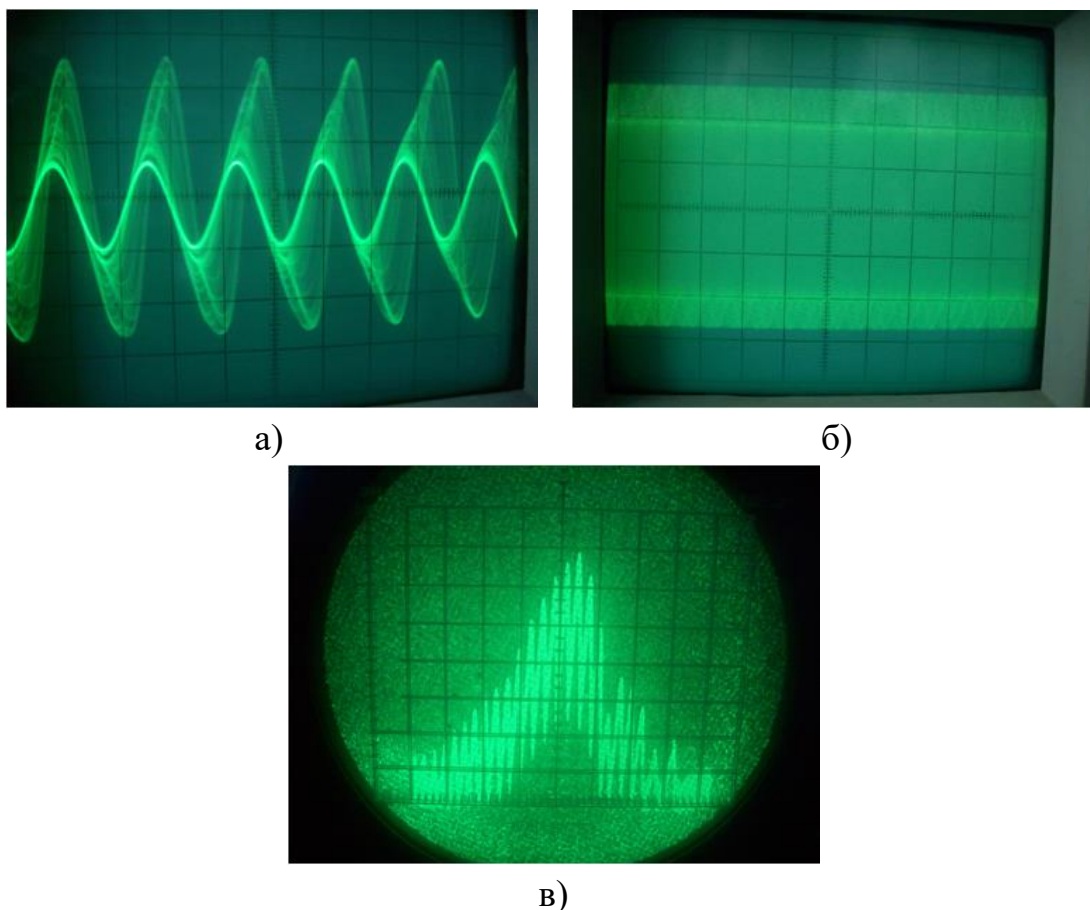


Рисунок 2.28 – Осцилограми (а) і (б) та спектр (в) багаточастотного режиму роботи генератора

З (2.3)–(2.6) з урахуванням (2.72)–(2.89) математична модель багаточастотного генератора Ван дер Поля на основі ПТСВО у нормованому часі має вигляд

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{d\tau} = x_2, \\ \frac{dx_2}{d\tau} = \mu(1 - bx_1 - gx_1^2)x_2 - x_1 + \sin \Omega t + \sum_{k=2}^n U_k \left[\cos(k\Omega t) + \cos\left(\frac{\Omega t}{k}\right) \right], \end{cases} \quad (2.91)$$

де k – номер гармоніки з амплітудою U_k , значення якої визначається за методикою, що запропонована автором у [39], Ω – частота збудження нормована до середньої частоти робочого діапазону ω_0 . Результати математичного моделювання, отримані автором у [51] за умов $\Omega = 1, 2$, $\mu = 0, 1$, $b = 0, 5$, $q = 0, 1$ та різних n і U_k , подано на рис. 2.29 – рис. 2.32. На рис. 2.29 – рис. 2.32 напруга генерованих коливань наведена у вольтах, час і частота – нормовані відносно частоти стаціонарних коливань одночастотного режиму ω_0 .

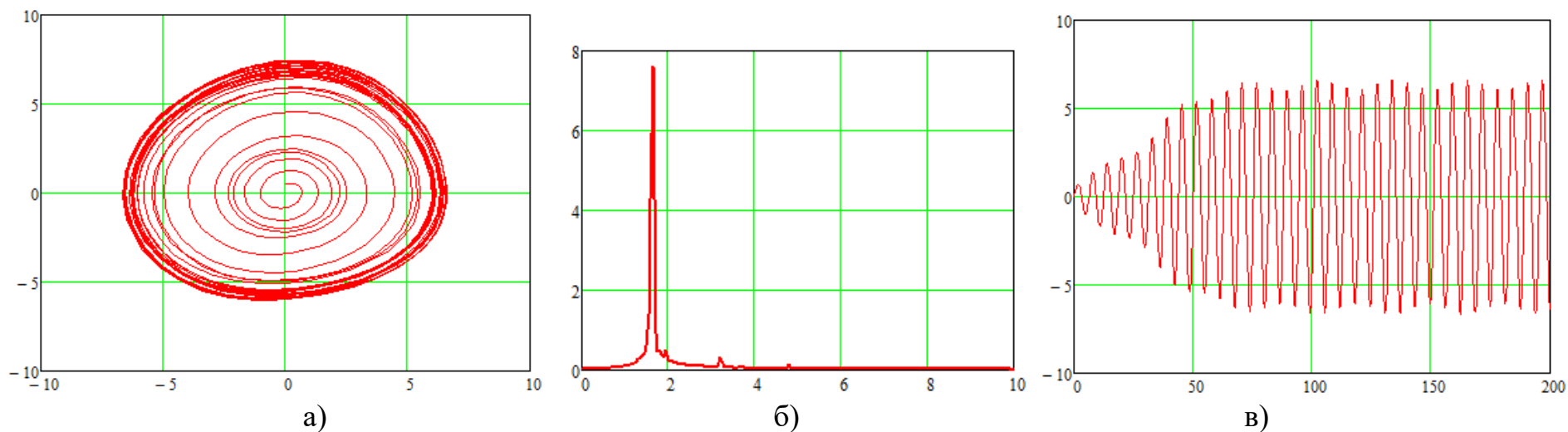


Рисунок 2.29 – Фазовий портрет (а), амплітудно-частотний спектр (б) і часові діаграми (в) генерованих коливань напруги в одночастотному режимі роботи генератора

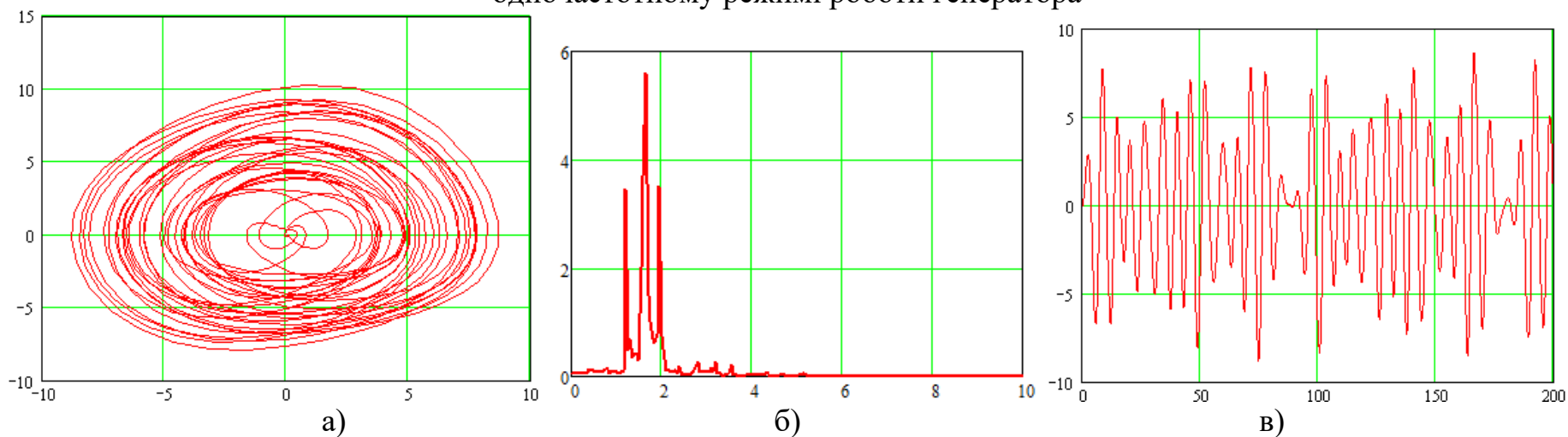


Рисунок 2.30 – Фазовий портрет (а), амплітудно-частотний спектр (б) і часові діаграми (в) генерованих коливань напруги у тричастотному режимі роботи генератора

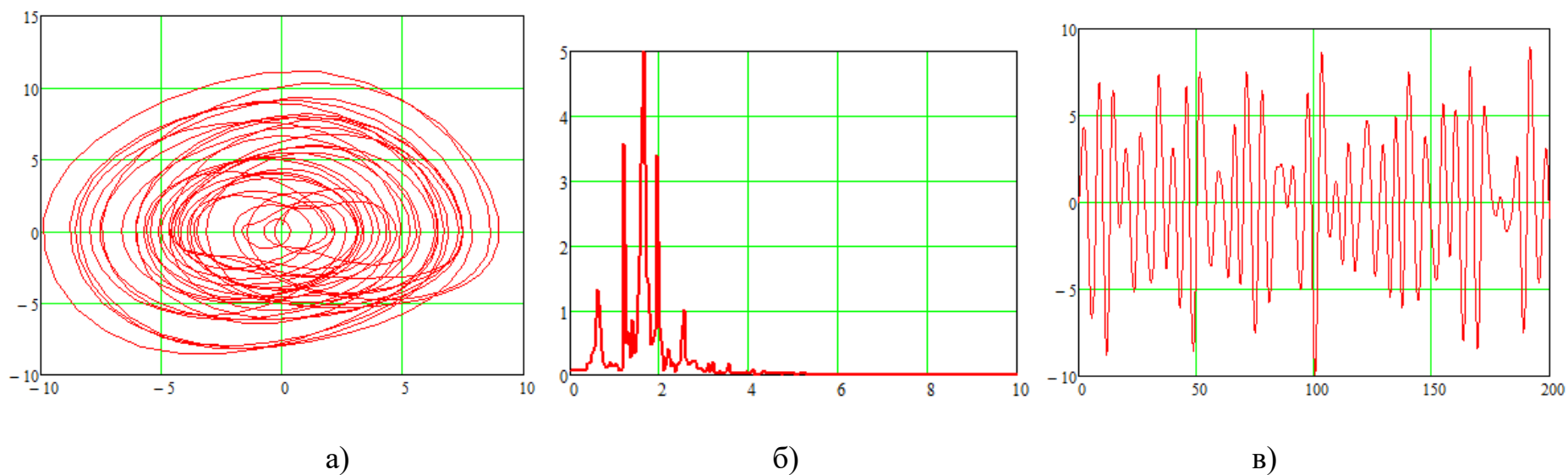


Рисунок 2.31 – Фазовий портрет (а), амплітудно-частотний спектр (б) і часові діаграми (в) генерованих коливань напруги у п'ятичастотному режимі роботи генератора

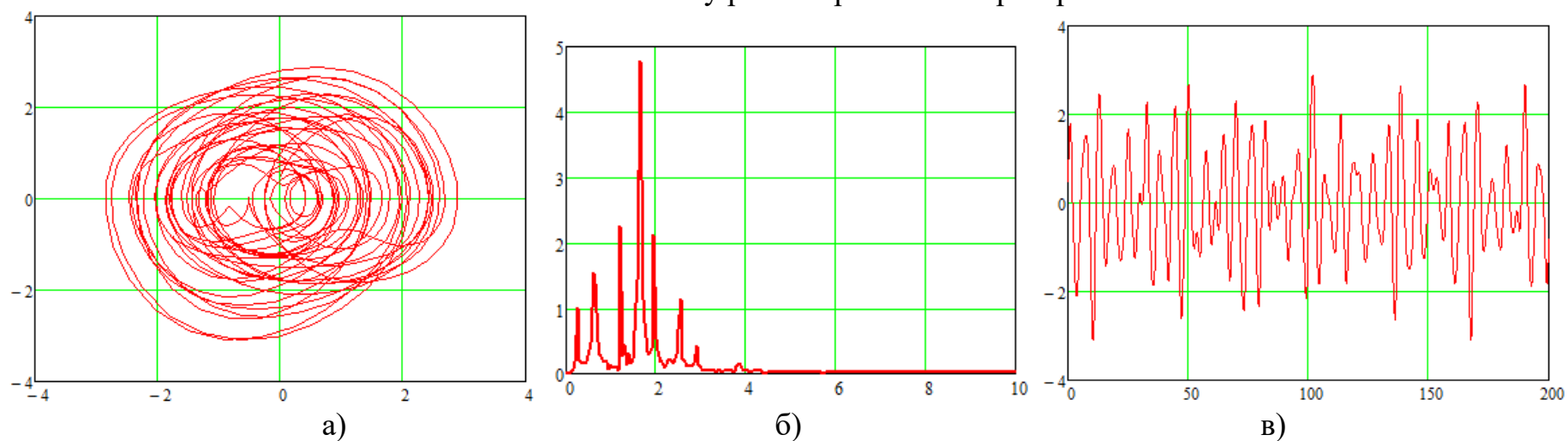


Рисунок 2.32 – Фазовий портрет (а), амплітудно-частотний спектр (б) і часові діаграми (в) генерованих коливань напруги у семичастотному режимі роботи генератора

Висновки до 2-го розділу

У розділі методом Ван дер Поля побудовано генератори сигналів з регулярною динамікою осциляторного, релаксаційного та квазіперіодичного типів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором. Наведено електричні схеми побудованих генераторів, описано принципи роботи і приведено результати дослідження динамічних процесів у них.

Отримано такі теоретичні та практичні результати:

1. Набув подальшого розвитку метод Ван дер Поля побудови генераторів електричних коливань на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором, які працюють у осциляторному, релаксаційному та квазіперіодичному режимах із запасом стійкості при електричному керуванні режимами роботи параметрами їх автоколивних систем у широких межах.

2. Удосконалено математичну модель генератора Ван дер Поля на основі транзисторної структури з від'ємним диференційним опором, яка, на відміну від відомих, враховує вплив квадратичної складової нелінійності автоколивної системи на динамічні процеси, які відбуваються в осциляторному та релаксаційному режимах роботи генератора за відсутності та за наявності адитивного білого шуму.

3. Шляхом застосування нелінійних і реактивних властивостей ТСВО усунуто невідповідності, які виникають при побудові генераторів за методом Ван дер Поля, що полягає у неможливості одночасного отримання автоколивань із малим коефіцієнтом гармонік і малим часом установлення стаціонарних автоколивань, а також збереження запасу стійкості при електричному перелаштуванні параметрів автоколивної системи генератора у широких межах.

4. Отримано нові аналітичні співвідношення для визначення умов збудження, амплітуди стаціонарних коливань і запасу стійкості УВЧ генераторів осциляторного типу, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі БТ-МДН і НЕ-МТ ТСВО, які отримано на підставі нелінійної апроксимації статичних ВАХ ТСВО напівемпіричними рівняннями із застосуванням функції гіперболічного тангенсу та параметрів ВАХ дискретних транзисторів.

5. Отримано нові аналітичні співвідношення, які описують параметри пилкоподібних і прямокутних імпульсів напруги генераторів релаксаційного типу, побудованих за методом Ван дер Поля, на основі біполярної та польової транзисторних структур із від'ємним диференційним опором.

6. Побудовано багаточастотний генератор Ван дер Поля квазіперіодичних електричних коливань на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференційним опором та запропоновано його математичну модель. Отримано нові аналітичні співвідношення для розрахунку амплітуди стаціонарних коливань в одночастотному та багаточастотному режимах, величини критичного розстроювання по частоті при переході від одночастотного до багаточастотного режиму, а також нижньої та верхньої граничних частот робочої смуги.

7. Отримано фазові портрети, часові діаграми та амплітудно-частотні спектри електричних коливань генераторів Ван дер Поля в осциляторному, релаксаційному та квазіперіодичному режимах роботи та оцінено вплив параметрів автоколивної системи генератора Ван дер Поля на динаміку генерованих коливань за наявності та відсутності адитивного білого шуму. Показано, що квадратична нелінійність автоколивної системи генератора має вплив на амплітудне та фазове рівняння стаціонарних коливань, але у той же час не змінює динамічного режиму генераторів Ван дер Поля та не зумовлює виникнення нових біфуркацій на фазовій площині.

8. За методом Ван дер Поля побудовано нові схемні рішення генераторів сигналів з регулярною динамікою на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференційним опором. Проведено теоретичні та експериментальні дослідження таких генераторів. Розроблено математичні моделі генераторів зі складною динамікою генерованих коливань. Наведено результати чисельного моделювання й експериментальних досліджень. Збіжність отриманих результатів підтверджує адекватність розроблених математичних моделей.

9. Основні наукові та практичні результати розділу, які отримано автором, опубліковано у роботах [39, 40, 50, 56, 84, 85, 77, 78, 79, 91, 168, 172, 173, 174, 175, 186, 189].

РОЗДІЛ 3
ОПТИМІЗАЦІЯ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА СИГНАЛІВ
ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ
ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ
ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ У НИХ

3.1 Дослідження динамічних процесів у однострижисторних генераторах детермінованого хаосу за схемою Колпітца

Сучасним напрямком розвитку інформаційних і телекомунікаційних систем є практичне застосування в них генераторів детермінованого хаосу [21, 23]. Застосування хаотичних сигналів значно підвищує завадостійкість і конфіденційність передавання інформації. При цьому актуальними науково-технічними задачами є синхронізація та підвищення запасу стійкості генераторів детермінованого хаосу [25]. Для розв'язання цих задач необхідно дослідити фазові портрети генераторів детермінованого хаосу та часові й частотні характеристики генерованих ними хаотичних коливань. Тому прямою задачею є дослідження динамічних процесів у побудованих за схемою Колпітца транзисторних генераторів детермінованого хаосу [204, 205].

Найбільш поширеним і всебічно дослідженим транзисторним генератором детермінованого хаосу є однострижисторний генератор Колпітца [206-217]. Розрізняють дві основні схеми однострижисторного генератора Колпітца – із симетричним (рис. 3.1,а) і несиметричним (рис. 3.1,б) живленням. Основна частота генерованого сигналу визначається параметрами реактивних елементів схеми однострижисторного генератора Колпітца [30]

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (3.1)$$

Основним недоліком такого генератора є мала стійкість хаотичного режиму, що потребує використання прецизійних конденсаторів. Автором запропоно-

вано використання керованих напругою транзисторних еквівалентів ємності на основі біполярних ТСВО, схеми яких наведено на рис. 3.2 [40].

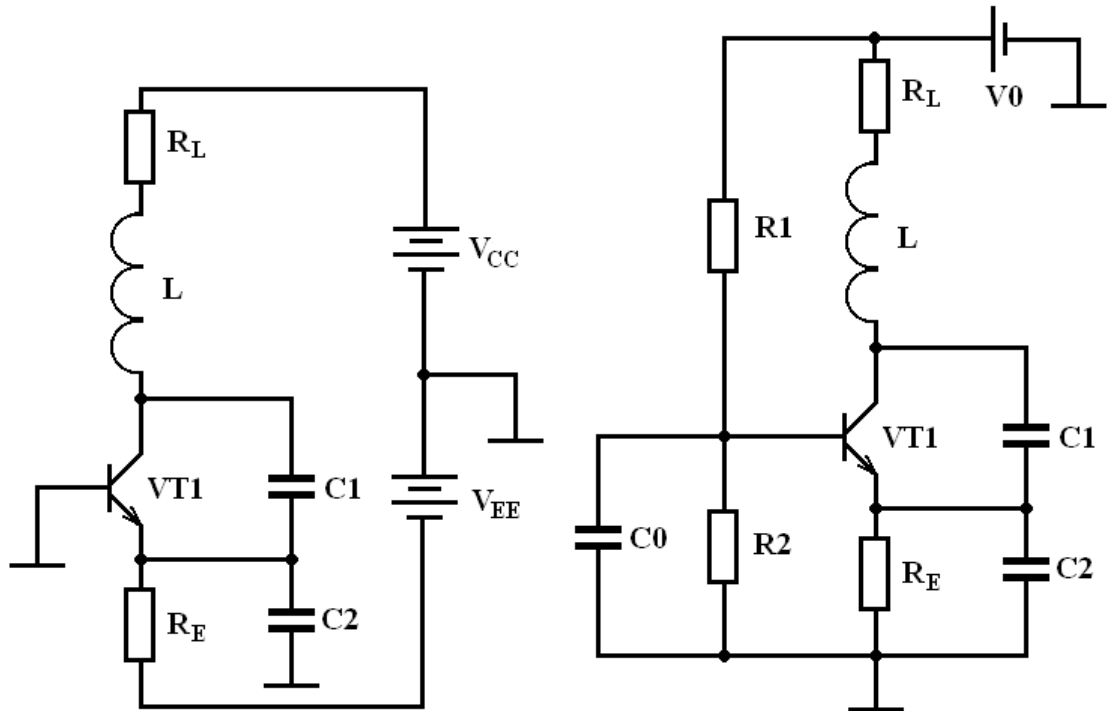


Рисунок 3.1 – Електричні схеми одностранзисторного генератора Колпітца із симетричним (а) [206, 214] та несиметричним (б) [215] живленням

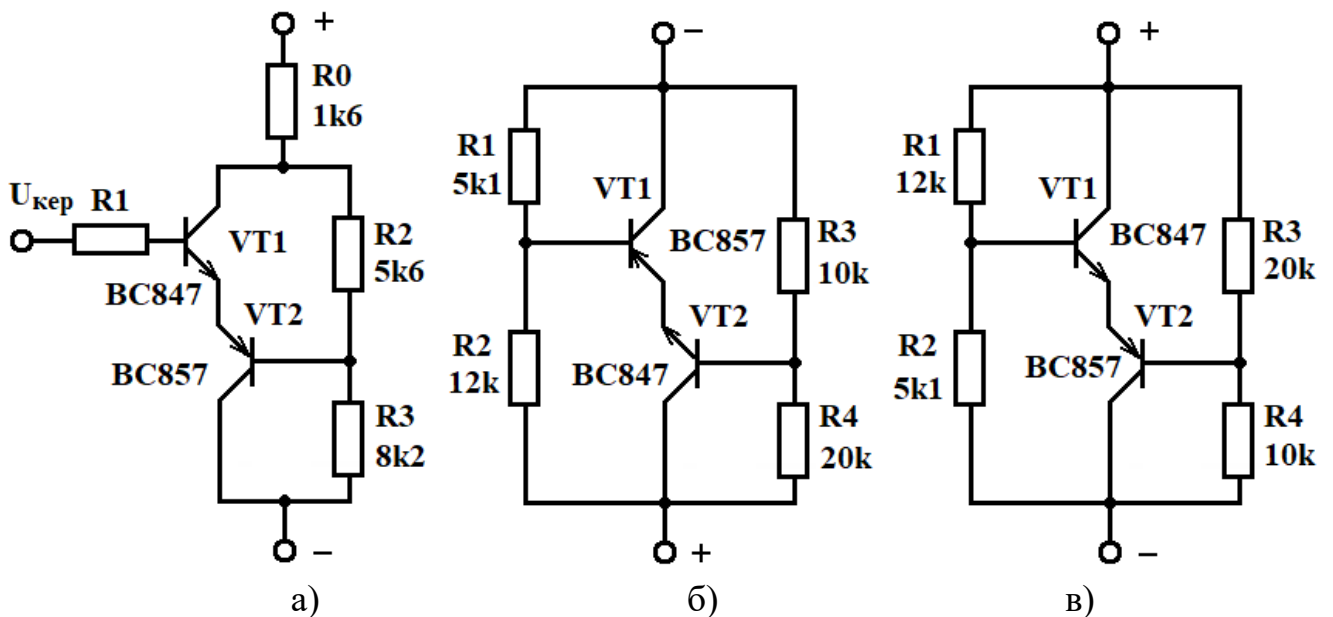


Рисунок 3.2 – Електричні схеми керованих напругою транзисторних еквівалентів ємності на основі біполярних ТСВО: а) аналог С1 (рис. 3.1,а-б), б) аналог С2 (рис. 3.1,а), в) аналог С2 (рис. 3.1,б) [40]

Скорочена система рівнянь Кірхгофа для схеми одностранзисторного генератора Колпітца із симетричним живленням (рис. 3.1,а) має наступний вигляд [30, 214]:

$$\begin{cases} C_{1екв} \frac{dV_{CE}}{dt} = I_L - I_C, \\ C_{2екв} \frac{dV_{BE}}{dt} = -\left(\frac{V_E + V_{BE}}{R_E} + I_L + I_B \right), \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_C - V_{CE} + V_{BE} - I_L R_L, \end{cases} \quad (3.2)$$

де V_{CE}, V_{BE} – напруги колектор-емітер і база-емітер; I_L, I_C, I_B – струми індуктивності, колектора і бази біполярного транзистора, $C_{1екв}, C_{2екв}$ – еквівалентні ємності біполярних ТСВО на рис. 3.2, графіки яких наведені в [40].

На низьких частотах дослідження біполярного транзистора проводять за допомогою сімейства його вольт-амперних характеристик. У режимі великого сигналу модель біполярного транзистора зводять до вигляду двосегментного кусково-лінійного резистора, що керується напругою, і лінійного джерела струму, керованого струмом [30, 214]:

$$I_B = \begin{cases} 0, & \text{якщо } V_{BE} \leq V_0, \\ (V_{BE} - V_0)/R_1, & \text{якщо } V_{BE} > V_0, \end{cases} \quad (3.3)$$

$$I_C = \beta I_B,$$

де V_0 – порогова напруга емітерного р-п переходу; R_1 – опір емітерного р-п переходу в режимі малого сигналу; β – коефіцієнт підсилення біполярного транзистора по струму.

Математична модель одностранзисторного генератора Колпітца із симетричним живленням у фізичних змінних (не нормованих) має вигляд [30, 214]

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{C_{1екв}} x_3 - \frac{\beta}{C_{1екв}} h(x_2), \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{C_{2екв} R_E} x_2 - \frac{V_E}{R_E C_{2екв}} - \frac{1}{C_{2екв}} x_3 - \frac{1}{C_{2екв}} h(x_2), \\ \frac{dx_3}{dt} = \frac{V_K}{L} - \frac{1}{L} x_1 + \frac{1}{L} x_2 - \frac{R_L}{L} x_3, \end{cases} \quad (3.4)$$

де $V_{CE} = x_1, V_{BE} = x_2$ та $I_L = x_3$.

Математична модель одностороннього генератора Колпітца із несиметричним живленням (рис. 3.1,б) у нормованих (безрозмірних) змінних має вигляд [215, 216]:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dT} = x_2 - a \cdot F(x_3) - \sqrt{2D}n(t), \\ \frac{dx_2}{dT} = c - x_1 - bx_2 - x_3, \\ \varepsilon \frac{dx_3}{dT} = x_2 - dx_3, \end{cases} \quad (3.5)$$

де $n(t)$ – нормоване джерело білого гаусового шуму, параметрами якого є $\langle n(t) \rangle = 0$, $\langle n(t)n(t-\tau) \rangle = \delta(\tau)$, D – рівень інтенсивності шуму в безрозмірних величинах ($0 < D \leq 1$), $F(x_3)$ – функція апроксимації колекторного струму, що в нормованих змінних має вигляд [216]

$$F(x_3) = \begin{cases} e-1-x_3, & x_3 < e-1, \\ 0, & x_3 \geq e-1. \end{cases} \quad (3.6)$$

Нормовані змінні та коефіцієнти системи (3.5) визначаються наступним чином [215, 216]:

$$\begin{aligned} x_1 = \frac{V_{C1}}{V^*}, \quad x_2 = \frac{\rho I_L}{V^*}, \quad x_3 = \frac{V_{C2}}{V^*}, \quad T = \frac{t}{\tau}, \quad \dot{u} \equiv \frac{du}{dT}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C_1}}, \\ \tau = \sqrt{LC_1}, \quad \varepsilon = \frac{C_{2екв}}{C_{1екв}}, \quad a = \frac{\rho}{r}, \quad b = \frac{R_L}{\rho}, \quad c = \frac{V_0}{V^*}, \quad d = \frac{\rho}{R_E}, \quad e = \frac{R_2}{R_1 + R_2} c. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Отримані автором у [205] результати моделювання генератора Колпітца із несиметричним живленням на біполярному транзисторі 2N3904 із наступними номіналами пасивних елементів приведені на рис. 3.3 – рис. 3.5: $L = 850$ мкГн, $C_1 = C_2 = 470$ нФ, $C_0 = 47$ мкФ, $R = 36$ Ом, $R_e = 510$ Ом, $R_1 = R_2 = 3$ кОм, $V_0 = 15$ В. При таких номіналах нормовані коефіцієнти системи диференціальних

рівнянь (3.5) матимуть наступні значення: $\varepsilon = 1$, $a = 30$, $b = 0,8$, $c = 20$, $d = 0,08$, $e = 10$, $D = 0$ [204, 205].

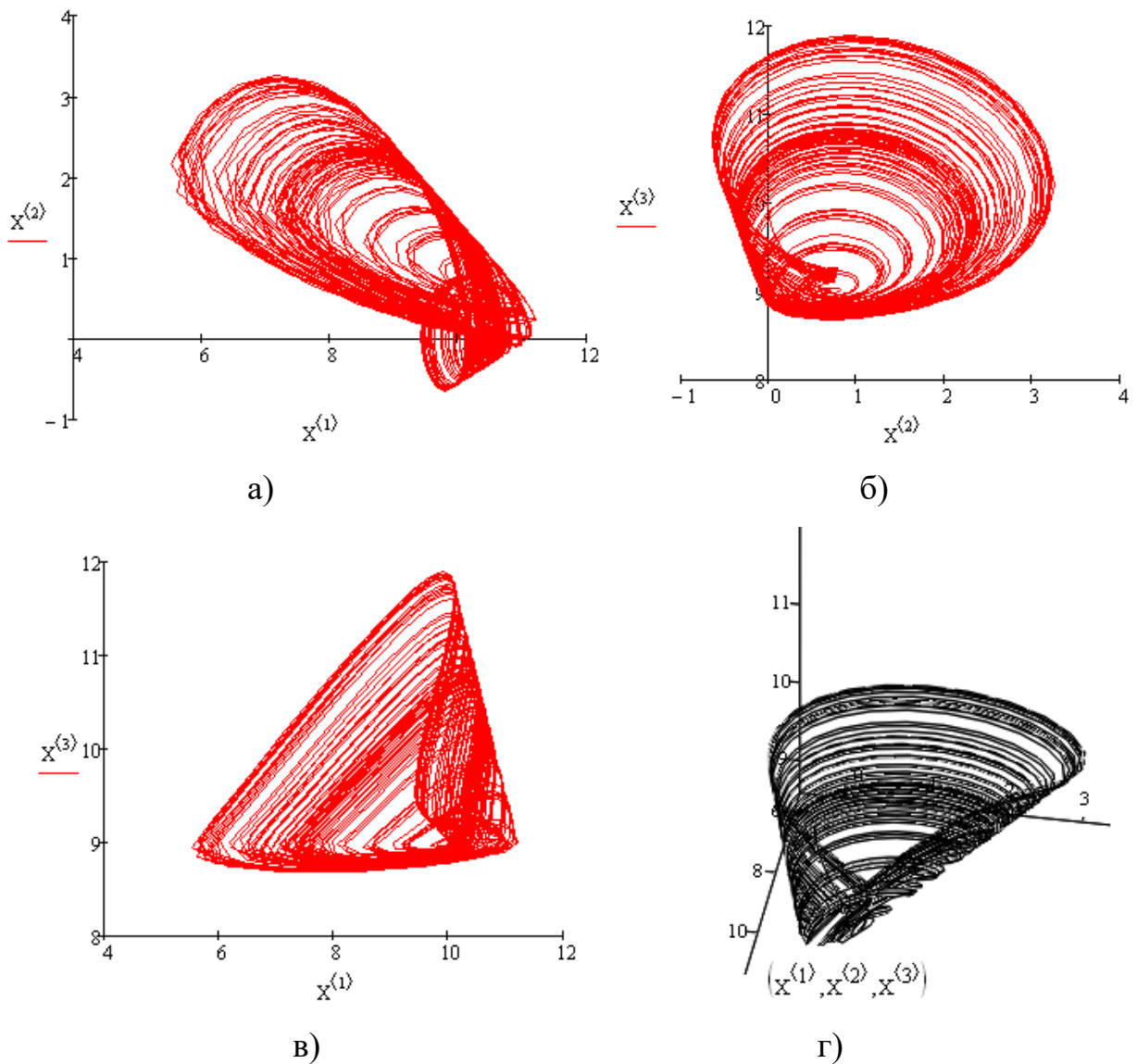


Рисунок 3.3 – Фазові портрети генератора Колпінца у площинах змінних x_1-x_2 (а), x_2-x_3 (б), x_1-x_3 (в) та у просторі змінних $x_1-x_2-x_3$ (г)

Необхідно зазначити, що хаотичні режими обох варіантів схем генератора Колпінца (рис. 3.1,а-б) мають однакову динаміку електричних коливань.

Носіями інформації в інфокомунікаційних і телекомунікаційних системах є електричні сигнали. При обробленні хаотичних електричних сигналів важливими параметрами є коефіцієнти взаємної кореляції або автокореляції.

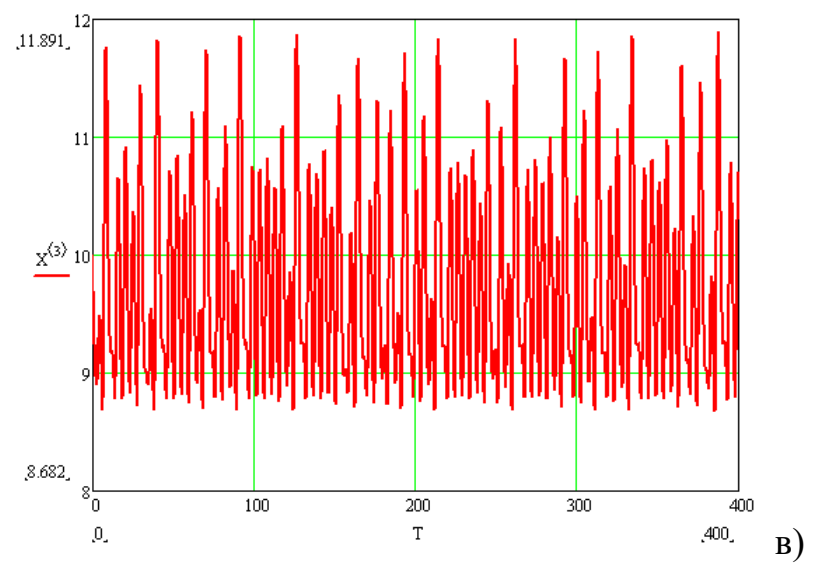
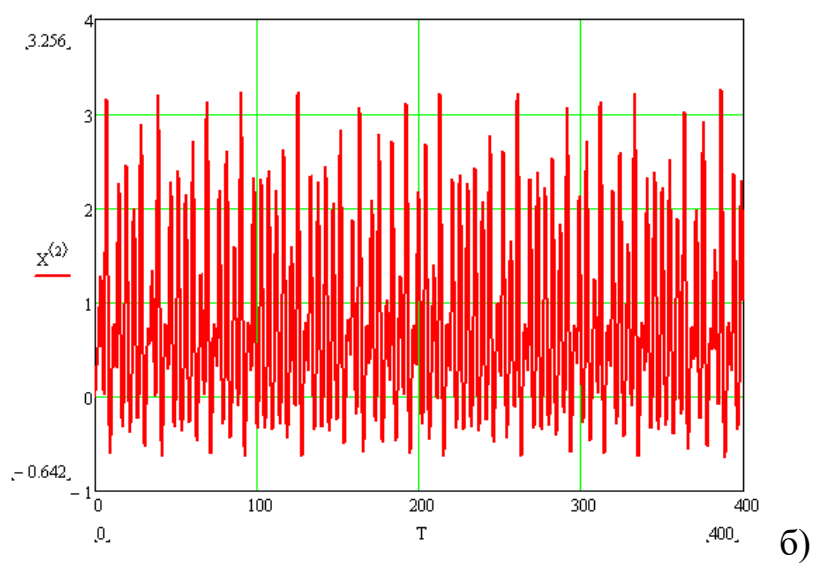
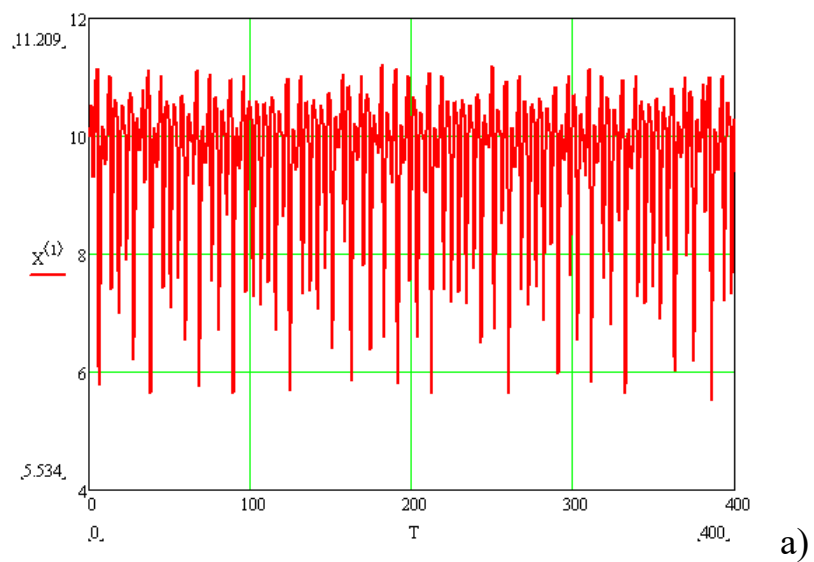
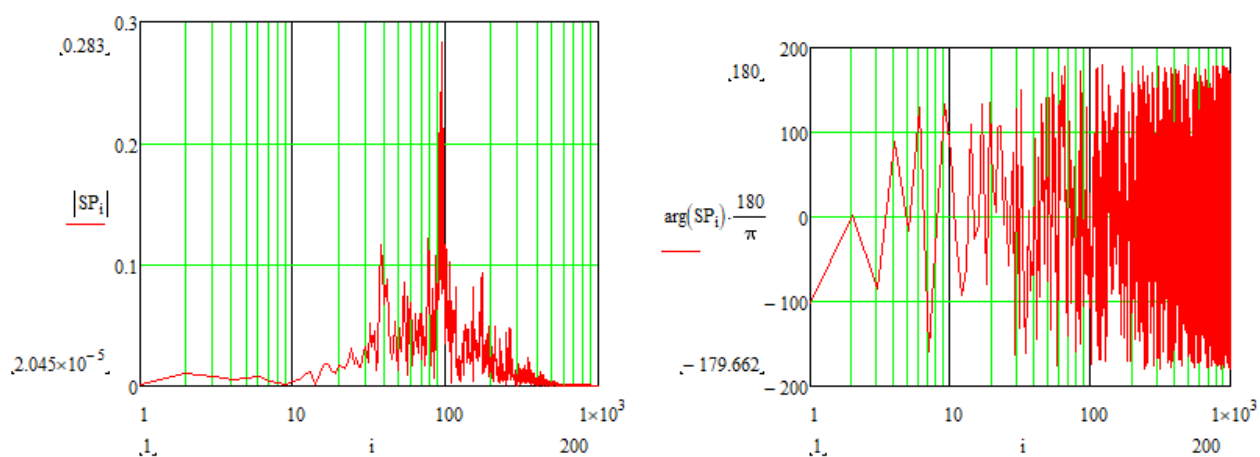
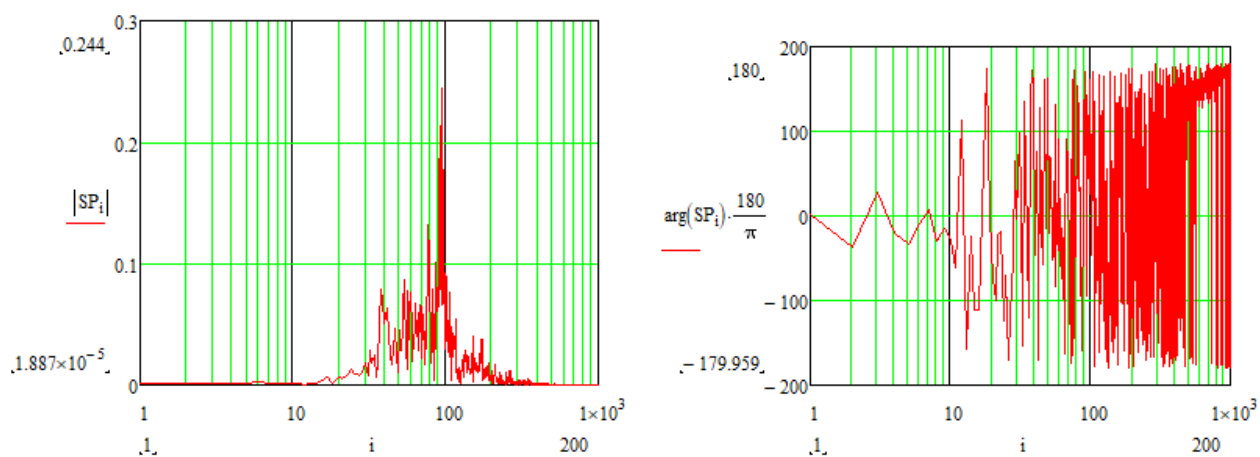


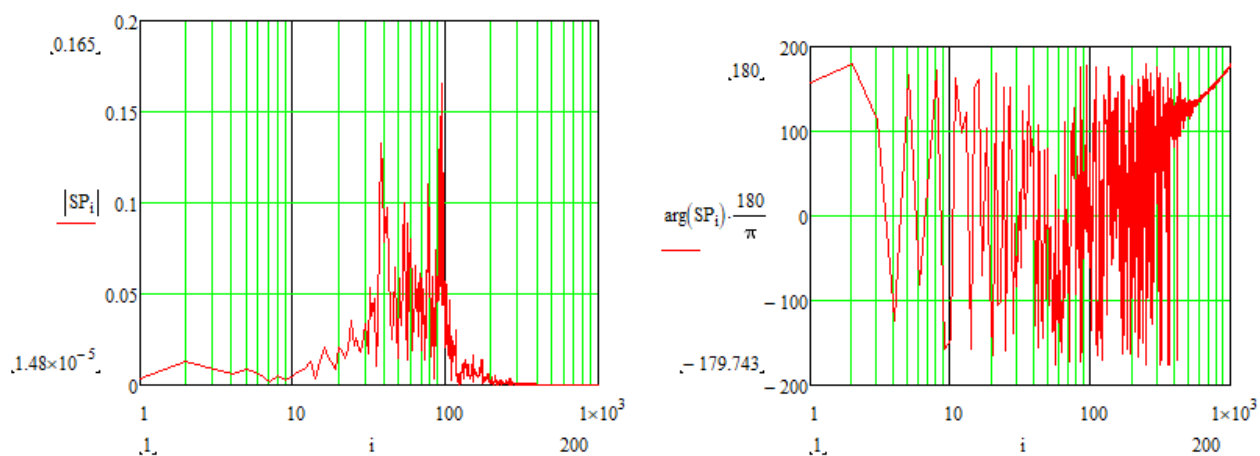
Рисунок 3.4 – Діаграми нормованих динамічних змінних автоколивної системи генератора Колпітца відносно нормованого часу $T = \omega_0 t$: x_1 (а), x_2 (б), x_3 (в)



а)



б)



в)

Рисунок 3.5 - Амплітудно-частотні та фазочастотні спектри сигналів детермінованого хаосу однострижкового генератора Колпітца: а) змінна x_1 , б) змінна x_2 , в) змінна x_3 (по вісі абсцис i – номер гармоніки відносно нормованої частоти $\omega = 1/\sqrt{LC_{1екв}}$, по вісі ординат $|SP_i|$ – модуль відповідної нормованої динамічної змінної та її аргумент у градусах для АЧС (ліворуч) і ФЧС (праворуч) відповідно)

При статистичному обробленні випадкових сигналів $X(t)$, що спостерігаються на проміжку часу від 0 до T , застосовують наближену взаємну кореляційну функцію [218]:

$$R_{X_1X_2} = \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} x_1(t)x_2(t + \tau)dt, \quad (3.8)$$

при $0 \leq \tau \ll T$. Наближено $R_{X_1X_2}$ обчислюється як сума добутку дискретних вибірок $X1_k$ та $X2_{k+n}$ випадкових процесів $X1(t)$ і $X2(t)$ [218]:

$$R_{X_1X_2}(n\Delta t) = \frac{1}{N - n + 1} \sum_{k=0}^{N-n} X1_k X2_{k+n}, \quad (3.9)$$

де Δt – крок вибірки, $n = 0, 1, 2, \dots, M$ і $M \ll N$.

Безрозмірний коефіцієнт взаємної кореляції розраховують за формулою [218]:

$$\rho = \frac{R_{X_1X_2}(\tau)}{\sigma_{X_1}\sigma_{X_2}}, \quad (3.10)$$

де σ_{X_1} і σ_{X_2} – відхилення випадкових величин $X1(t)$ і $X2(t)$ від їх математичних сподівань відповідно.

Коефіцієнти взаємної кореляції хаотичних сигналів одностранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца обчислені за допомогою стандартної функції corr(X1,X2) програми MathCad 15.0 і становлять

$$\begin{aligned} \rho(X1, X2) &= -0,69375, \quad \rho(X1, X3) = 0,21144, \\ \rho(X2, X3) &= 0,06956. \end{aligned} \quad (3.11)$$

3.2 Оптимізація параметрів автоколивної системи однострижорних генераторів детермінованого хаосу за схемою Колпітца по максимуму ентропії Колмогорова-Сіная

Для здійснення оптимізації параметрів однострижорних генераторів детермінованого хаосу за схемою Колпітца потрібно визначити основні статистичні та інформаційні властивості атрактора його автоколивної системи. Аналіз стану генераторів детермінованого хаосу виконують методами фазової площини [25, 30]. Фазові портрети генераторів детермінованого хаосу в площинах і просторах динамічних змінних мають вигляд дивного атрактора [25, 30]. Експоненційне збільшення відстані між двома початково близькими траєкторіями визначається характеристичними показниками Ляпунова [219]. Швидкість розходження великої кількості нескінченно близьких траєкторій визначається ентропією динамічної системи. Тобто, ентропія – це кількість інформації, яка необхідна для визначення місця розташування системи у деякому її стані, тобто міра незнання про систему [219].

У теорії інформації поняття ентропії введено для систем, які можуть знаходитися в різних станах x_i з різною ймовірністю $p_i = p(x_i)$ [219]. За Шенноном стан невизначеності інформаційної системи характеризується ентропією, як [219]

$$H = -\sum_i p_i \log p_i. \quad (3.12)$$

Ентропія – це середня кількість інформації що припадає на одне повідомлення та є інформативною мірою джерела повідомлення. Крім класичної шеннонівської ентропії для аналізу інформаційних властивостей хаотичних систем застосовують узагальнену ентропію Реньї H_q порядку q [220]

$$H_q = \frac{1}{1-q} \log \left(\sum_i p_i^q \right). \quad (3.13)$$

При граничному переході за умови $q \rightarrow 1$ рівняння (3.13) перетворюється до вигляду рівняння (3.12). Тобто, ентропія Шеннона є частковим випадком узагальненої ентропії Реньї [220].

Із загальної теорії систем динамічного хаосу відомі наступні типи ентропії [219]: 1) метрична ентропія (ентропія Колмогорова-Сіная); 2) ентропія каскада; 3) узагальнена ентропія (ентропія Реньї); 4) топологічна ентропія.

Величина ентропії динамічної системи безпосередньо зв'язана з характеристичними показниками Ляпунова. При цьому, від'ємні характеристичні показники Ляпунова не здійснюють внесок до загальної величини ентропії. Ентропія хаотичних систем визначається лише додатними показниками Ляпунова [219]

$$H = \int_A \left[\sum_{\lambda_i(x) > 0} \lambda_i(x) \right] dA. \quad (3.14)$$

У рівнянні (3.14) здійснюється додавання усіх додатних характеристичних показників Ляпунова, а інтеграл береться по деякій інваріантній області фазового простору динамічної системи. Ентропія розуміється як деяка характеристика однієї стохастичної компоненти системи. У цьому випадку характеристичні показники Ляпунова не залежать від траєкторії фазового портрету, а тому інтеграл у (3.14) дорівнює одиниці [219]. Таким чином, величина ентропії Колмогорова-Сіная хаотичної системи визначається алгебраїчною сумою додатних характеристичних показників Ляпунова [220]

$$H = \sum_{\lambda_i(x) > 0} \lambda_i(x). \quad (3.15)$$

Поняття фрактальної розмірності атратора тісно пов'язана з Ляпуновською розмірністю [219], яка визначається за формулою

$$d_{L1} = j + \sum_{i=1}^j \frac{\lambda_i}{|\lambda_{j+1}|}, \quad (3.16)$$

де усі характеристичні показники Ляпунова впорядковані по зростанню

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_n,$$

n – розмірність фазового простору, а число j – визначається з таких умов

$$\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_j \geq 0, \quad \lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_{j+1} < 0. \quad (3.17)$$

Для динамічної системи (3.5) серед шести параметрів (3.7) оберемо коефіцієнти ε і b , зміна величин яких відповідає керуванню динамікою генератора шляхом зміни еквівалентних ємностей $C_{1екв}$ і $C_{2екв}$ та опору резистора R_L відповідно. Графіки показників Ляпунова залежно від зміни коефіцієнтів ε і b автоколивної системи однострижкового генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца наведені на рис. 3.6. Графіки на рис. 3.6 отримано автором за допомогою спеціалізованої програми DEREK 3.0 [221].

Як видно з рис. 3.6, максимальне значення старшого показника Ляпунова забезпечується при $\varepsilon = 1,07$ і $b = 0,93$. За цих умов старші показники Ляпунова мають величини, які обчисленні за допомогою програми DEREK 3.0

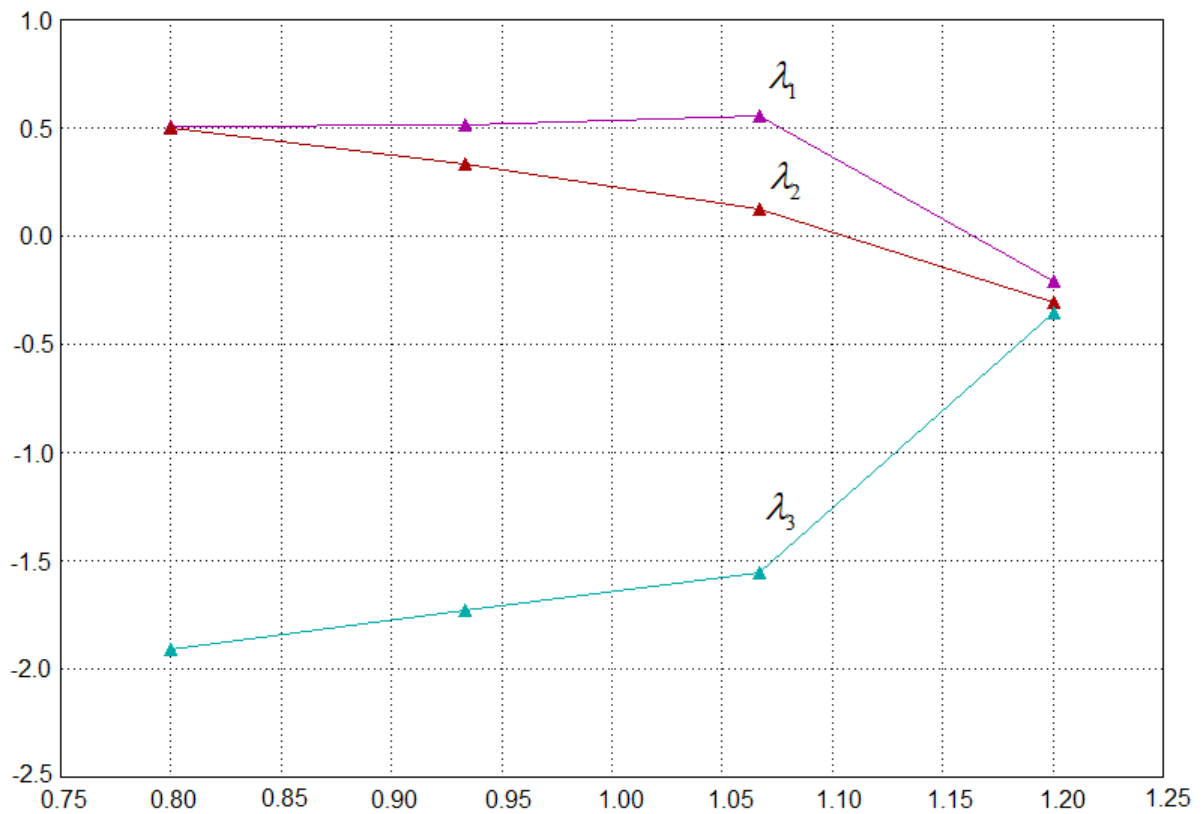
$$\lambda_1 = 1,1324112 \cdot 10^{-1}, \quad \lambda_2 = 1,5944613 \cdot 10^{-2}, \quad \lambda_3 = -1,0087567 \cdot 10^0.$$

Ентропія Колмогорова-Сіная хаотичних сигналів однострижкового генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца становить

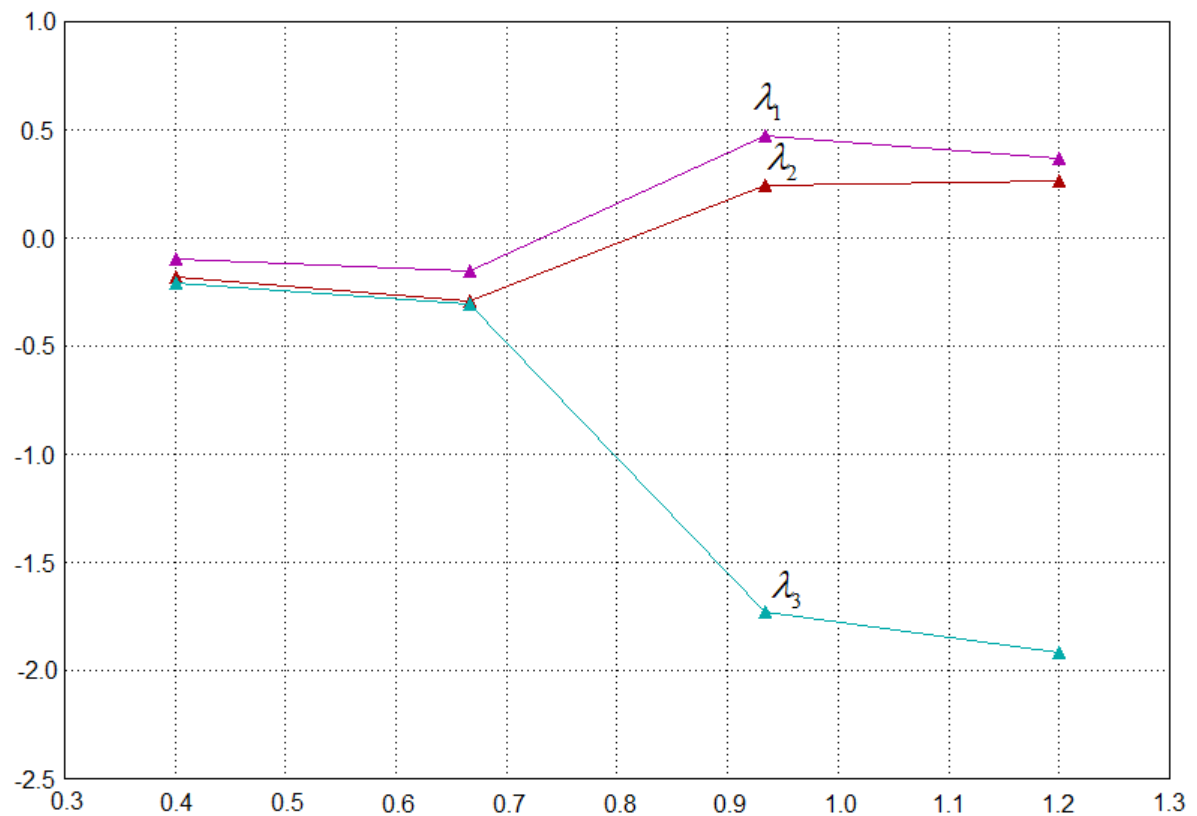
$$H = \sum_{\lambda_i(x) > 0} \lambda_i(x) = \lambda_1 + \lambda_2 = 0,1292,$$

а їх фрактальна розмірність

$$d_F = d_{L1} = 2 + \frac{\lambda_1}{|\lambda_3|} = 2,1123.$$



а)



б)

Рисунок 3.6 – Залежність показників Ляпунова від зміни коефіцієнтів автоколивної системи однострижкового генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца: а) ε ($\varepsilon = 0,8..1,2$) і б) b ($b = 0,4..1,2$)

3.3 Дослідження методів керування динамічними процесами в одностранзисторному генераторі детермінованого хаосу за схемою Колпітца

Одностранзисторний хаотичний генератор Колпітца отримав широке практичне застосування в радіотехніці та телекомунікаціях [206-216]. Потрібно зазначити, що такий хаотичний генератор є найбільш високочастотним серед відомих [207, 208]. У роботі [207] досліджено НВЧ генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца зі смугою частот 10 ГГц. У НВЧ діапазоні математична модель генератора Колпітца повинна враховувати вплив паразитних ємностей база-емітер і колектор-емітер біполярного транзистора на динаміку хаотичних коливань (рис. 3.7) [208].

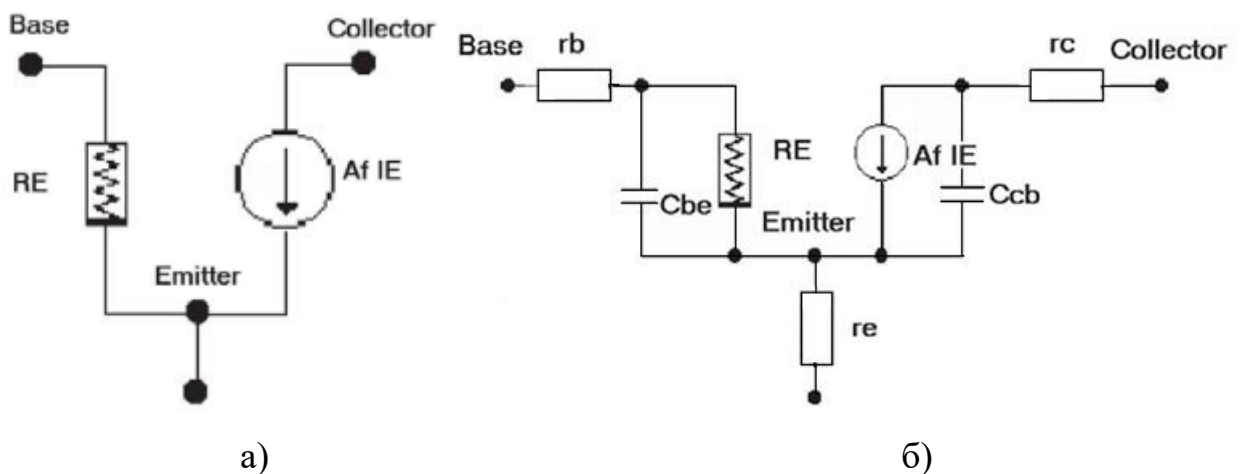


Рисунок 3.7 – Низькочастотна модель біполярного транзистора (а) та його НВЧ еквівалентна гібридна модель (б) [208]

Хаотичні генератори Колпітца із несиметричним живленням отримали практичне застосування в засобах зв'язку [209] та НВЧ радарах [208]. На практиці отримали поширення два основні методи керування динамікою хаотичних коливань у генераторі Колпітца: 1) шляхом зміни режиму роботи активного елемента; 2) шляхом зміни параметрів коливного контуру. У роботі [209] запропонована схема (рис. 3.8) з керуванням хаотичною динамікою у генераторі шляхом зміни режиму транзистора VT1 з використанням струмового дзеркала на транзисторах VT2-VT3.

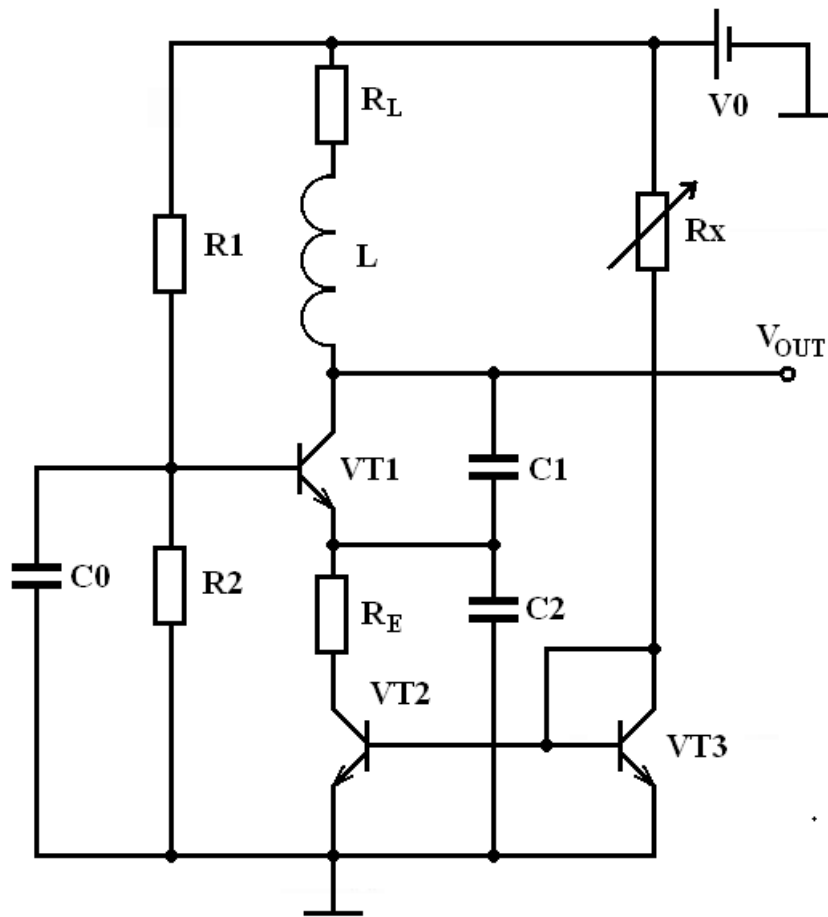


Рисунок 3.8 – Електрична схема генератора Колпітца із несиметричним живленням і струмовим дзеркалом [209]

Другий метод керування хаотичним режимом коливань – це зміна величини індуктивності котушки або однієї з ємностей коливного контуру. У схемі генератора на рис. 3.9 зміна величини опору R_L викликає зміну струму в котушці зв'язку L_C , що зумовлює зміну взаємної індуктивності трансформатора [210]. У схемі використані такі радіоелементи: n-p-n транзистор VT1 типу 2N2222, резистори $R_L = 35 \text{ Ом}$, $R_E = 500 \text{ Ом}$, потенціометр R на 1 кОм , конденсатори $C1 = 54 \text{ нФ}$, $C2 = 54 \text{ нФ}$, індуктивності котушок трансформатора $L = 98,5 \text{ мкГн}$, $L_c = 23 \text{ мкГн}$, напруга джерел живлення $V_{cc} = 5 \text{ В}$, $V_{ee} = 0,5 \text{ В}$ [210].

Дослідження динаміки та вирішення питання синхронізації генератора Колпітца із несиметричним живленням здійснено в роботах [211, 212]. У роботі [211] запропоновано динамічну систему master-slave, що використовується в за-

собах телекомунікацій. Отримано результати дослідження хаотичних режимів і оцінено вплив адитивного шуму на якість синхронізації та динаміку коливань.

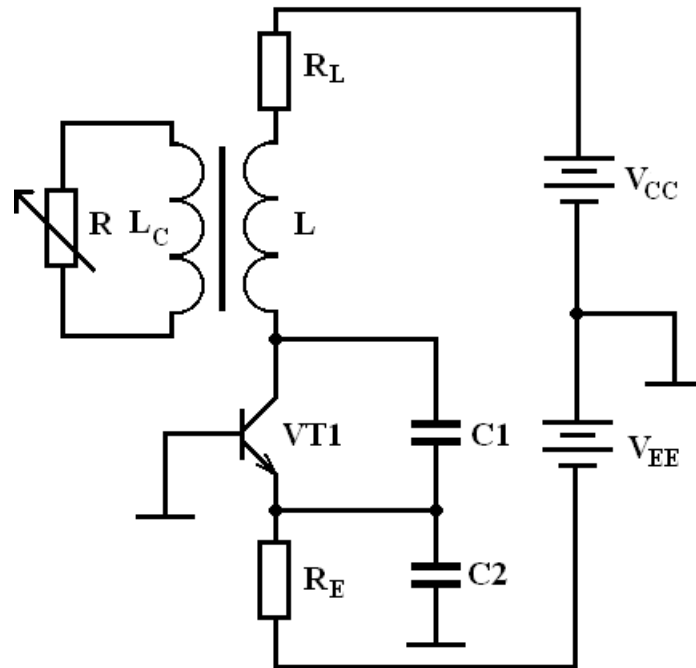


Рисунок 3.9 – Електрична схема генератора Колпітца із несиметричним живленням і трансформаторним зв'язком із керуючим елементом [210]

3.4 Розроблення одностранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца з електричним керуванням динамікою коливань

Електричне керування нелінійною динамікою хаотичних коливань в одностранзисторному генераторі Колпітца значно розширює його функціональні можливості. Це забезпечує його здатність генерувати два і більше хаотичних сигналів у широкому діапазоні робочих режимів активного елементу одностранзисторного генератора Колпітца [217]. Математична модель одностранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца має вигляд (3.1) – (3.3). Як елемент електричного керування динамікою електричних коливань у генераторі детермінованого хаосу за схемою Колпітца (рис. 3.1,б) у роботі [217] запропонований підімкнутий паралельно конденсатору C2 варікап. Тоді, основна частота

однотранзисторного генератора детермінованого хаосу Колпітца з електричним керуванням визначається виразом [217]

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_1(C_2 + C_{VD1})}{C_1 + C_2 + C_{VD1}}}}, \quad (3.18)$$

де C_{VD1} – ємність варикапу VD1.

Для розширення діапазону перелаштування автором запропоновано застосувати керований напругою транзисторний еквівалент ємності на основі біполярної ТСВО (рис. 3.2,в) Динаміка електричних коливань в схемі однотранзисторного генератора детермінованого хаосу Колпітца з електричним керуванням описується наступною скороченою системою диференціальних рівнянь [217]:

$$\begin{cases} C_3 \frac{dV_{CE}}{dt} = I_{L1} - I_{C1}, \\ L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = V_3 - R_L I_{L1} - V_{CE} - V_{BE} - V_{Q_{4on}}, \\ C_1 / 2 \frac{dV_{BE}}{dt} = I_{L1} - I_{C1} + I_{E1}(V_{CE}, Q_1) - I_1. \end{cases} \quad (3.19)$$

Колекторний струм I_c біполярного транзистора VT1 визначається із співвідношення

$$I_{c1} = \alpha I_{e1}. \quad (3.20)$$

Нелінійна вольт-амперна характеристика переходу емітер-база може бути апроксимована наступною кусково-лінійною функцією [217]:

$$I_{E1}(V_{BE}) = \begin{cases} \frac{-V_{BE1} - V_{th}}{r}, & V_{BE1} < -V_{th} \\ 0, & V_{BE1} \geq -V_{th} \end{cases} \quad (3.21)$$

де r – опір переходу емітер-база в режимі малого сигналу при граничному значенні напруги (біля 0,7 В). У безрозмірних величинах скорочена система диференціальних рівнянь має вигляд [217]:

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{g}{Q(1-k)}[-n(x_2) + x_3] \\ \frac{g}{Qk}x_3 \\ -\frac{k(1-k)Q}{g}[x_1 + x_2] - \frac{1}{Q}x_3 \end{pmatrix}, \quad (3.22)$$

де

$$n(x_2) = e^{-x_2} - 1, \quad (3.23) \quad Q = \frac{2\pi f_o L}{R}, \quad (3.24)$$

$$g = \frac{I_0 L}{V_T R(C_1 + C_2 // C_{VD1})}, \quad (3.25) \quad k = \frac{C_2}{C_1 + C_2}. \quad (3.26)$$

Автором у роботі [222] на основі математичної моделі (3.18) – (3.26) було розроблено електричну схему одностранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца з електричним керуванням динамікою коливань (рис. 3.10).

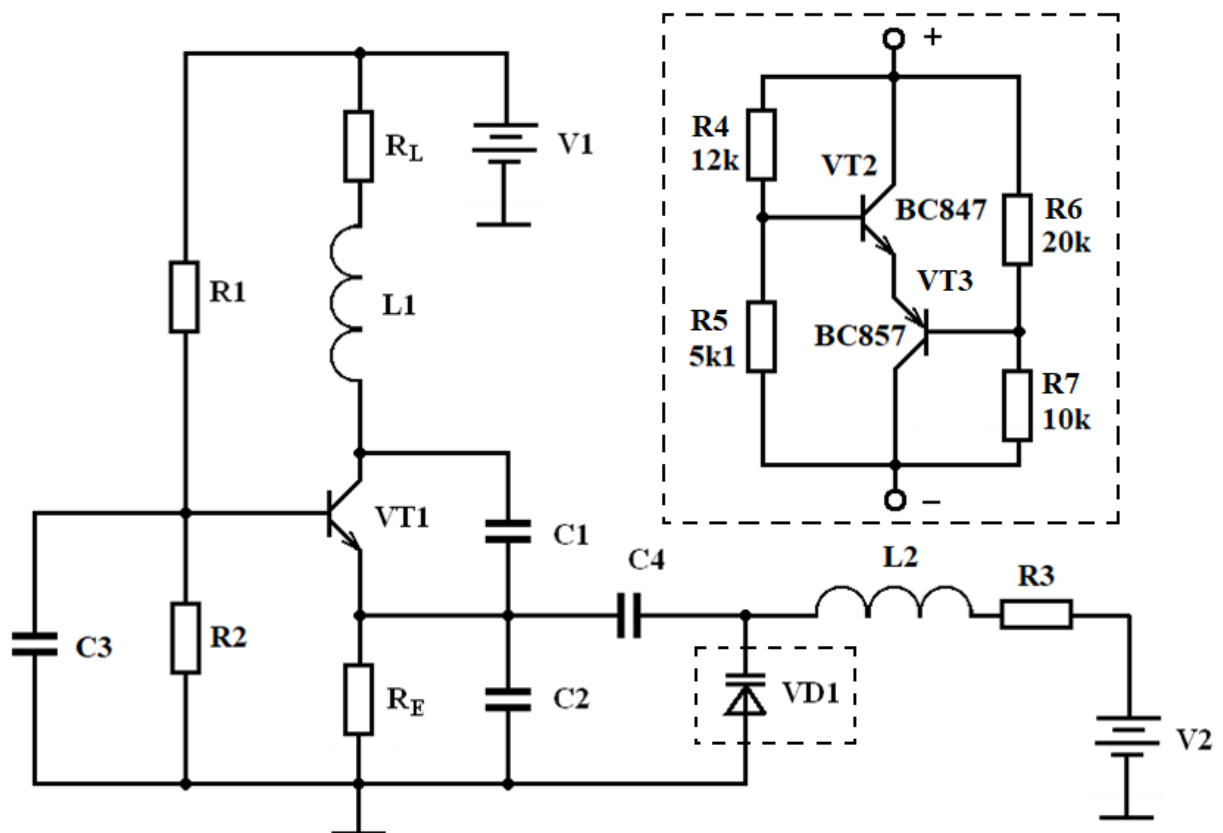


Рисунок 3.10 – Схема одностранзисторного генератора детермінованого хаосу Колпітца з електричним керуванням динамікою коливань

Однотранзисторний генератор детермінованого хаосу Колпітца з електричним керуванням динамікою коливань працює наступним чином. Робоча точка напруги і струму зміщення біполярного транзистору VT1 встановлюються напругою джерела живлення V1, номіналами подільника напруги R1R2 та резисторів R_E і R_L . Ланцюг додатного зворотного зв'язку генератора утворений елементами L1, C1, C2. Паралельно конденсатору C2 через подільний конденсатор C4 підімкнений електрично керований еквівалент ємності. Живлення електрично керованого еквівалента ємності здійснюється від джерела V2 через дросель L2 і баластний резистор R3. Керування динамікою хаотичних коливань здійснюється напругою джерела V2.

На рис. 3.11 приведена електрична схема однотранзисторного генератора детермінованого хаосу Колпітца з електричним керуванням динамікою коливань в програмі Multisim 10.1. Результати досліджень, які отримані в Multisim 10.1, приведені на рис. 3.12 – рис. 3.14. Результати досліджень статистичних характеристик функції розподілу хаотичних сигналів приведені в Додатку А.

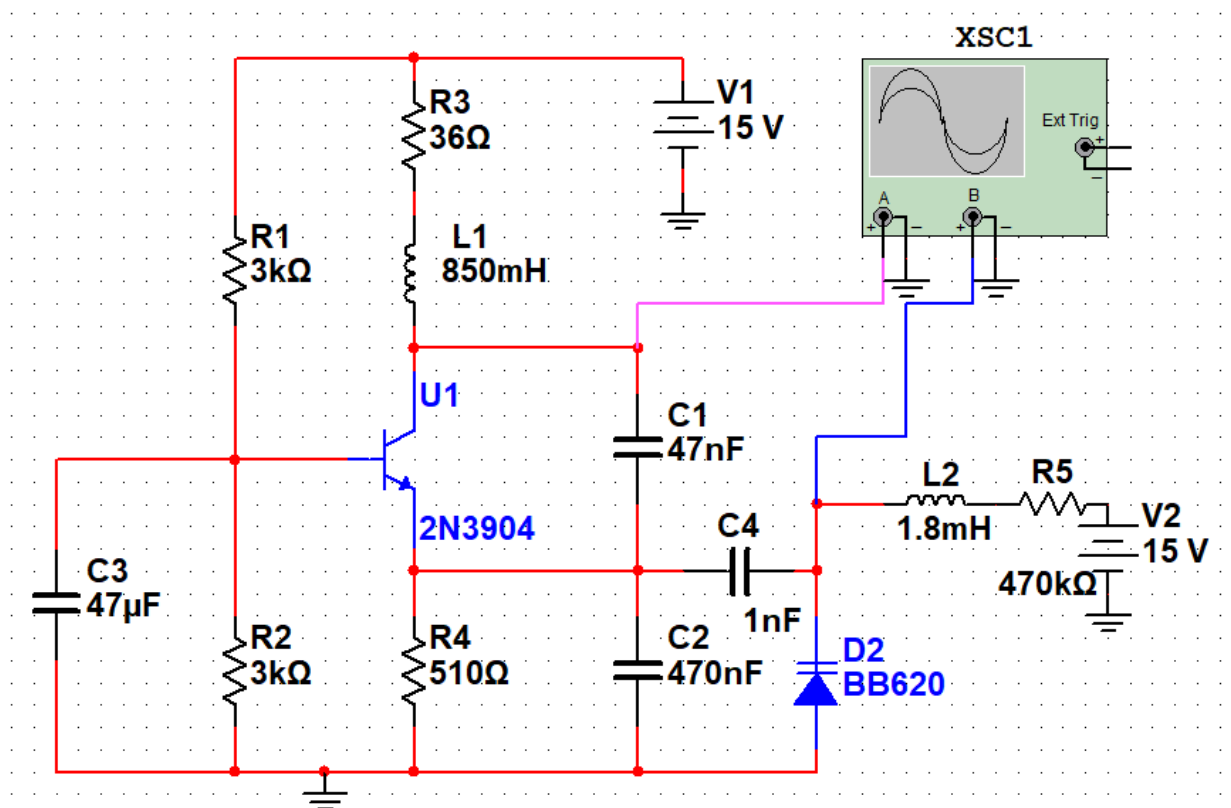
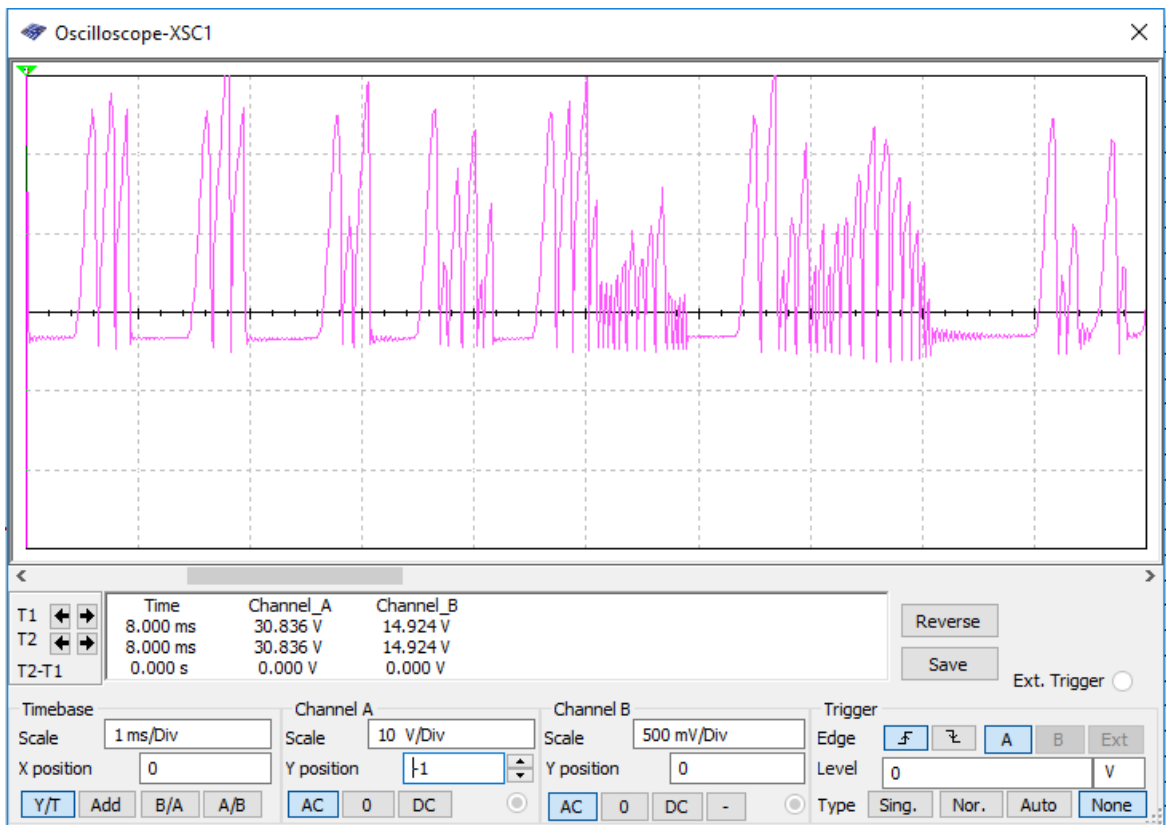
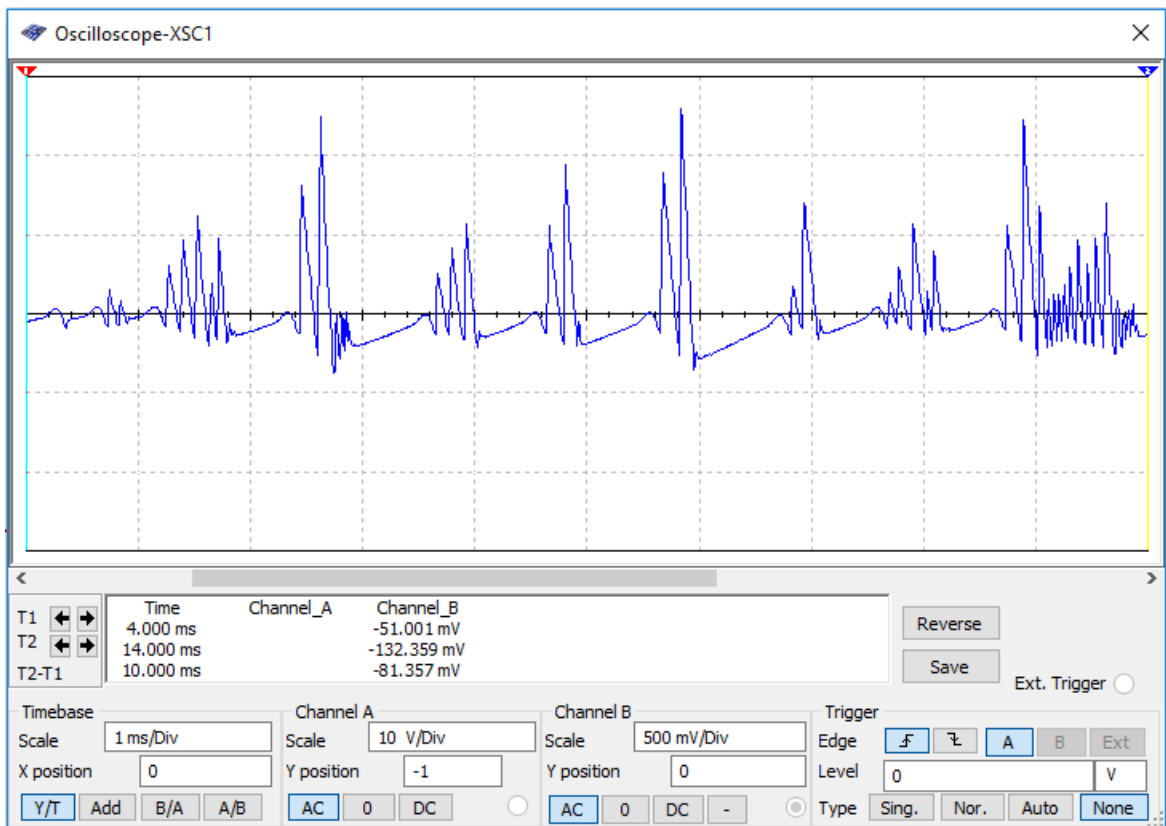


Рисунок 3.11 – Електрична схема однотранзисторного генератора детермінованого хаосу Колпітца з електричним керуванням динамікою коливань в програмі Multisim 10.1



а)



б)

Рисунок 3.12 – Осцилограми генерованих хаотичних коливань напруги: а) канал А (основний вихід генератора) і б) канал В (напруга з варикапу)

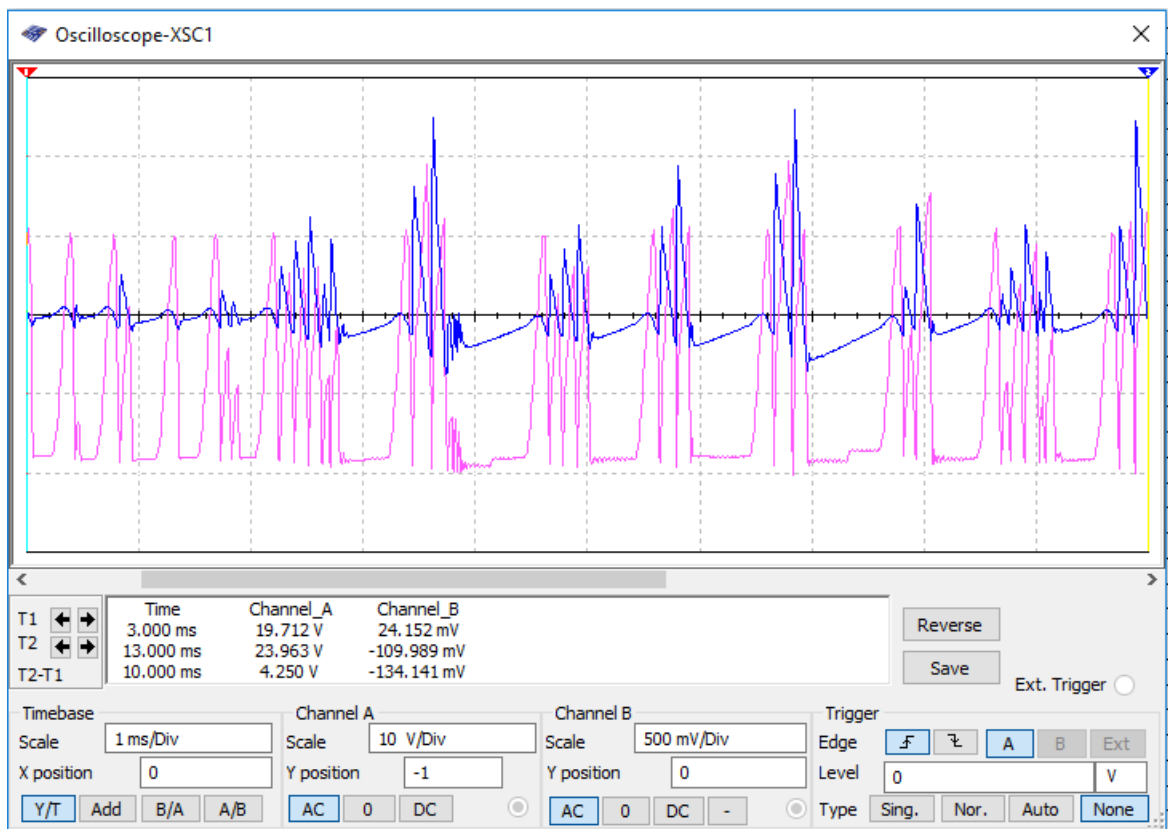


Рисунок 3.13 – Суміщені осцилограми напруг обох каналів осцилографа

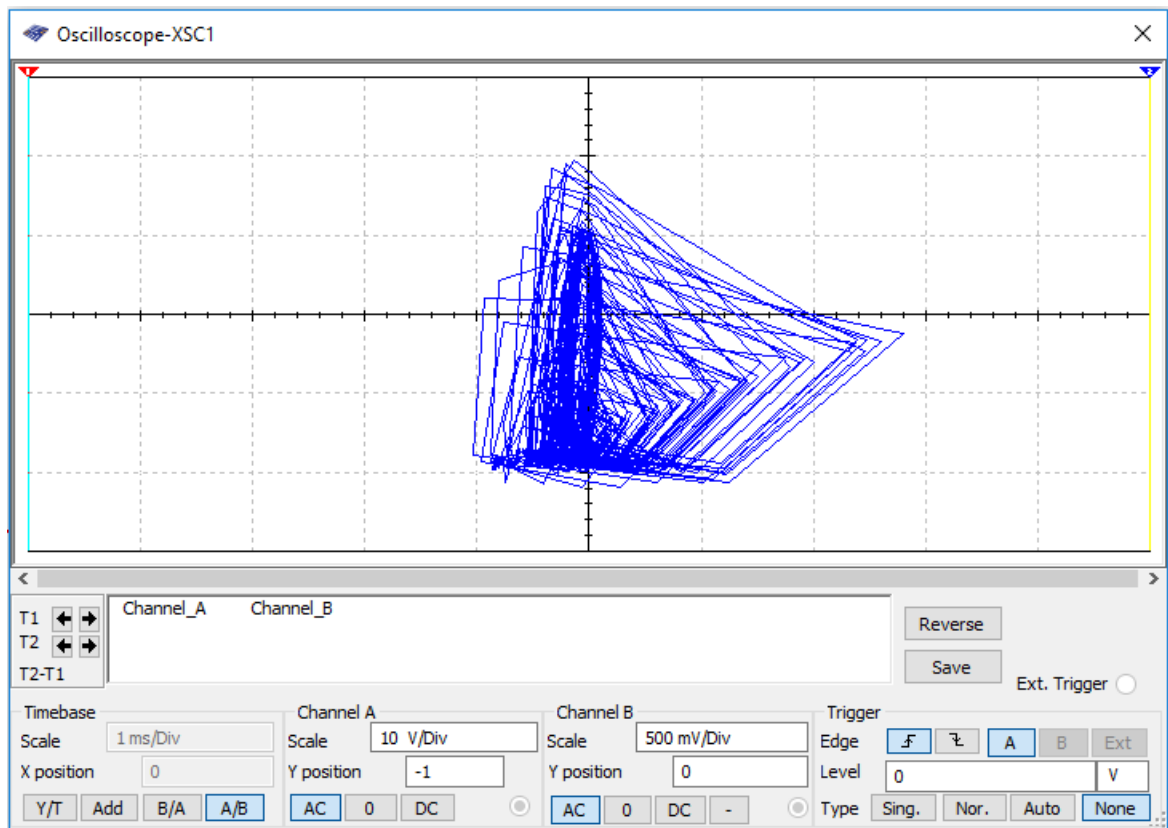


Рисунок 3.14 – Фазовий портрет генератора детермінованого хаосу в площині напруг каналів А-В

3.5 Застосування балансного метода для стабілізації параметрів генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца

Основним недоліком схеми однострижорного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца з несиметричним живленням є значний вплив паразитних ємностей на параметри генерованих коливань [223]. Ефективним засобом зменшення впливу паразитних ємностей колекторного і емітерного переходів біполярного транзистора та впливу паразитних ємностей компонентів схеми є використання диференційного каскаду як активного елемента генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца (рис. 3.15) [224].

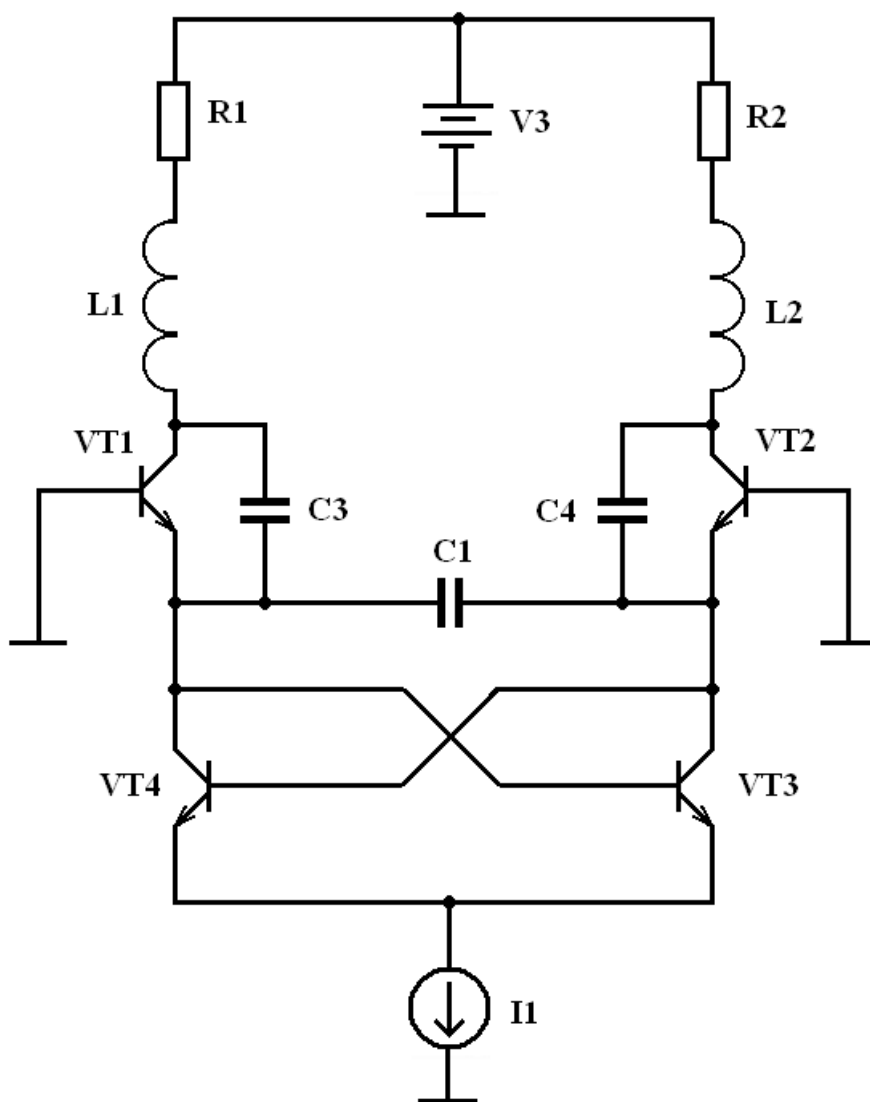


Рисунок 3.15 – Електрична схема хаотичного генератора Колпітца з диференційним інтегральним активним елементом [224]

Застосування схеми диференційного каскаду із використанням принципу балансу електричного моста зменшує також вплив зміни температури, напруги живлення та розкиду параметрів схеми генератора [224]. Диференційний каскад активного елементу також розширює функціональні можливості генератора – забезпечує отримання прямого та інверсного хаотичного сигналів. Іншою суттєвою перевагою є підвищення стабільності генерованого сигналу за рахунок компенсації відхилень параметрів елементів схеми [224].

У схемі балансного генератора хаосу використано такі радіоелементи [224]: джерело постійної напруги 12 В; джерело постійного струму номіналом 25 мА; НВЧ n-p-n біполярні транзистори VT1 і VT2 типу BFR 96 із граничною частотою 5 ГГц, резистори R1 і R2 опором 22 Ом; котушки індуктивності L1 і L2 10 нГн; конденсатори C3 і C4 ємністю 4,7 пФ; розділовий конденсатор C1 ємністю 2,2 пФ.

Сигнал диференційного виходу отримано шляхом поєднання двох ідентичних генераторів Колпітца та сполучення конденсаторів C3 і C4 через розділовий конденсатор C1. Оскільки центральний вузол у якому обидва конденсатори з'єднані один з одним є диференційним, то вихідний різницевий сигнал є постійним, у випадку якщо коливання обох плечей зсунуті по фазі на 180°. Струми через транзистори VT1 і VT2 керуються відповідно транзисторами VT4 і VT3, що є транзисторами того ж типу. Крім того, від'ємний диференційний опір ланки перехресно зв'язаної пари забезпечує ефективний засіб для підвищення коефіцієнта підсилення сигнала каскаду та покращення стану запуску. У режимі комутації транзистори VT4 і VT3 працюють в основному між режимами насичення та відсікання, а тому вони здійснюють менший вклад шуму, ніж основні транзистори балансного генератора. Використання одного джерела струму спрощує будову каскаду та забезпечує один й той же потік струму на вихідних транзисторах, що підвищує якість вихідних сигналів [224].

У роботі [224] запропонована математична модель генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца з диференційним інтегральним елементом. Частота власних коливань такого генератора обчислюється за формулою [224]:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_3 2C_1}{C_3 + 2C_1}}} . \quad (3.25)$$

Система рівнянь стану балансного генератора хаосу за схемою Колпітца має наступний вигляд [224]:

$$\begin{cases} C_3 \frac{dV_{CE}}{dt} = I_{L1} - I_{C1}, \\ L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = V_3 - R_1 I_{L1} - V_{CE} - V_{BE} - VQ_{4on}, \\ C_1 / 2 \frac{dV_{BE}}{dt} = I_{L1} - I_{C1} + I_{E1}(V_{CE}, Q_1) - I_1. \end{cases} \quad (3.26)$$

Рівняння колекторного та емітерного струмів математичної моделі обчислюються за виразами (3.20) і (3.21) відповідно.

Для підвищення стабільності роботи по постійному струму в схемі генератора Колпітца на основі диференціального інтегрального елемента застосовують додаткову симетрію плечей – замість резисторів R1 і R2 використано включення біполярних транзисторів по схемі струмового дзеркала [225]. У роботі [226] запропоновано електричну схему генератора детермінованого хаосу Колпітца на основі диференційного інтегрального елемента з додатковою симетрією плечей. Отримано такі результати досліджень [226]: основна частота генерованих хаотичних коливань становить біля 1,125 ГГц; ширина амплітудно-частотного спектру генерованих коливань балансного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца з додатковою симетрією плечей становить 30,0 ГГц.

Удосконалена автором електрична схема генератора детермінованого хаосу Колпітца з додатковою симетрією плечей приведена на рис. 3.16 [76]. Чисельне дослідження динамічних процесів у генераторі детермінованого хаосу Колпітца на основі диференціального інтегрального елемента з додатковою симетрією плечей здійснено за допомогою програми NI Multisim 10.1 (рис. 3.17) [76].

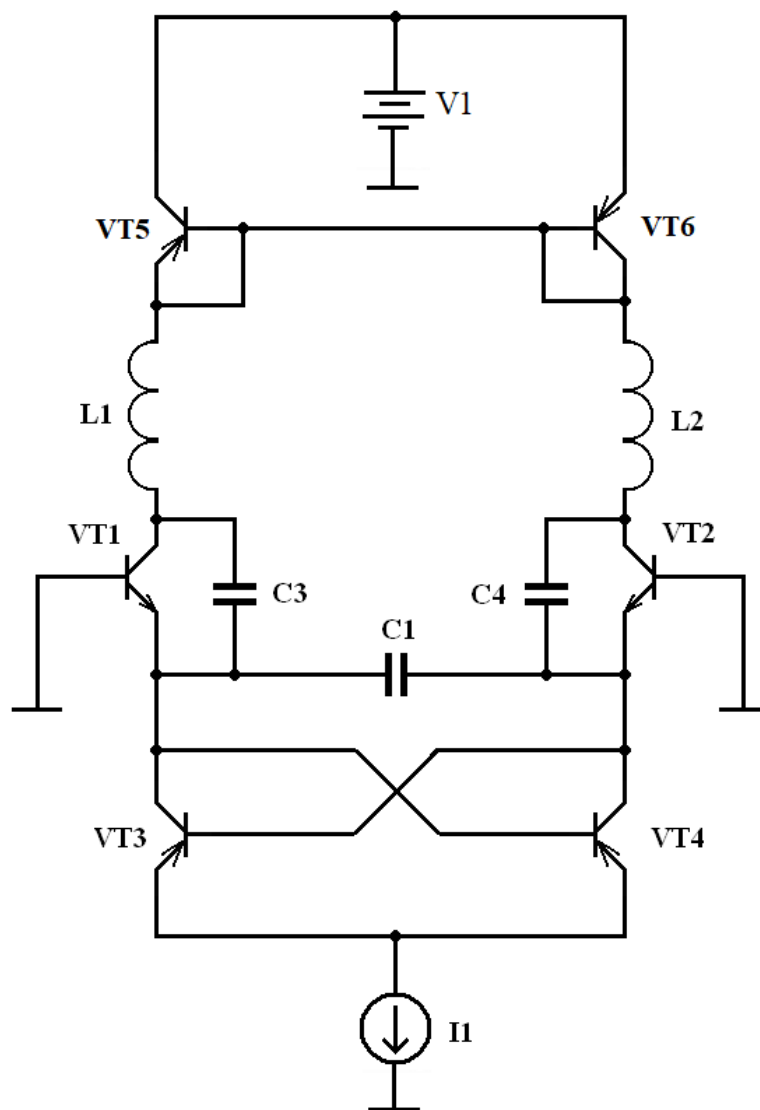


Рисунок 3.16 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу Колпітца на основі диференціального інтегрального елемента з додатковою симетрією плечей

Фазовий портрет генератора в площині генерованих хаотичних напруг прямого та інверсного виходів наведений на рис. 3.18. На рис. 3.19 наведено осцилограму хаотичного сигналу з прямого виходу генератора та його амплітудно-частотний спектр, а на рис. 3.20 – з інверсного виходу генератора. Із осцилограм (рис. 3.19 і рис. 3.20) випливає, що запуск коливань на прямому виході здійснюється через 812..957 мкс, а стаціонарні коливання виникають протягом 840..864 мс. Запуск коливань на інвертованому виході здійснюється через 813..809 мкс, а стаціонарні коливання виникають протягом 844..862 мкс.

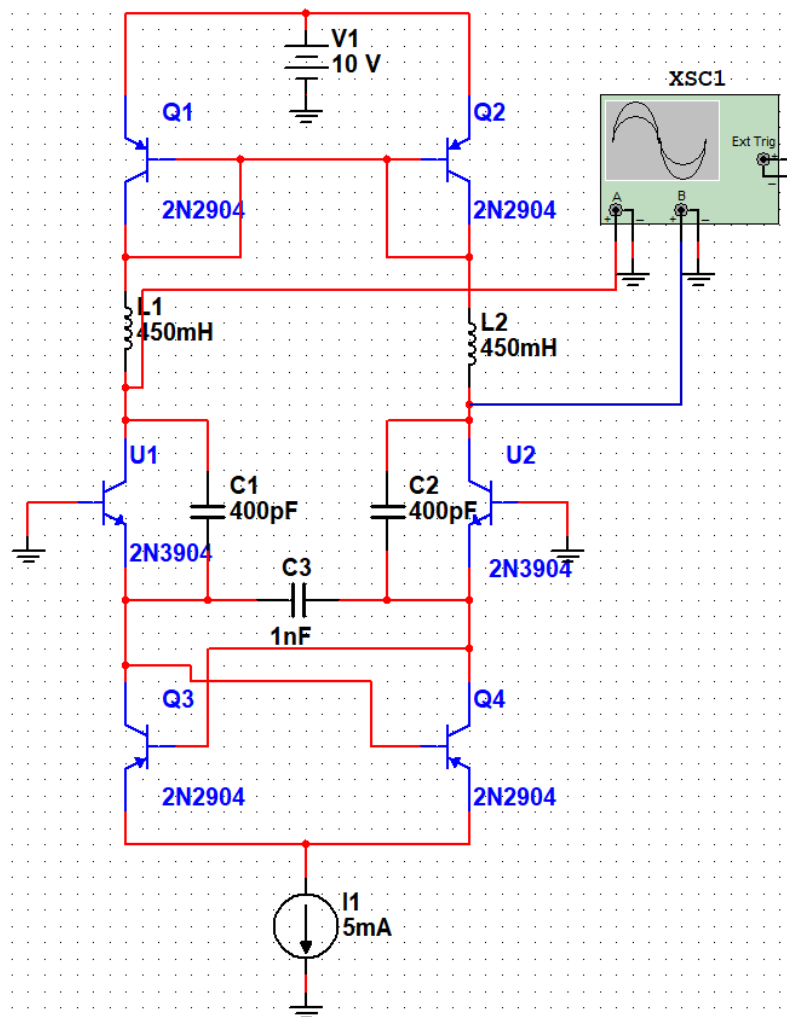


Рисунок 3.17 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу в програмі NI Multisim 10.1

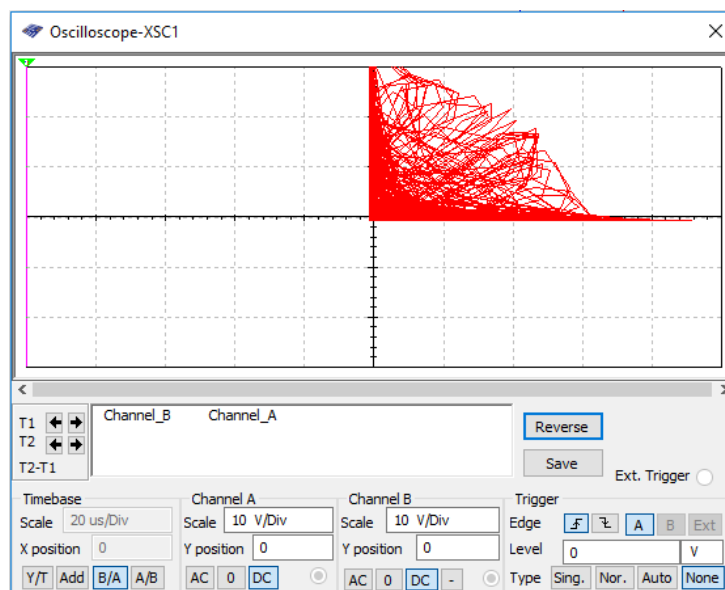
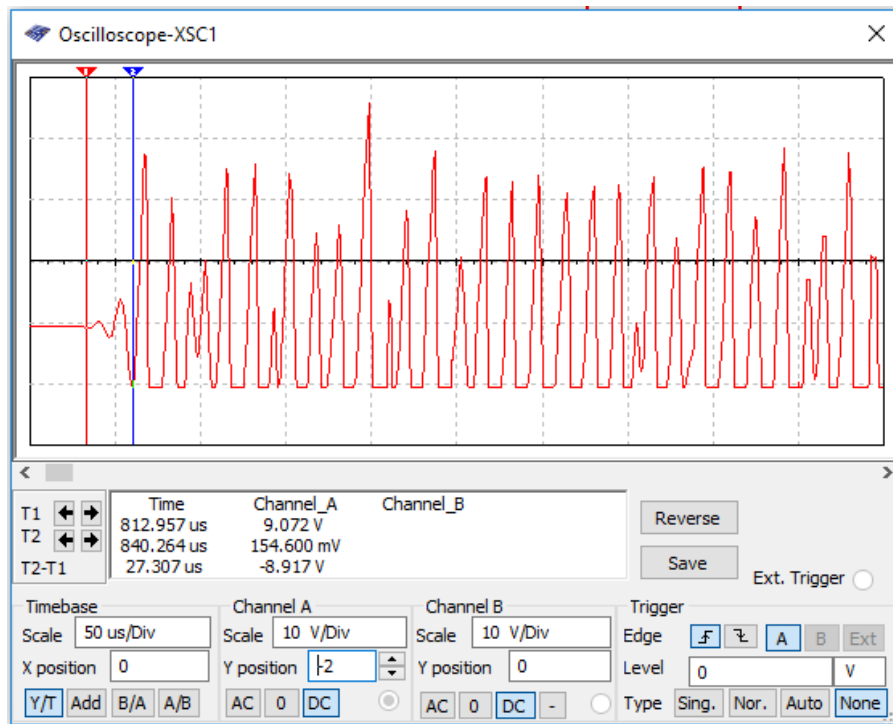
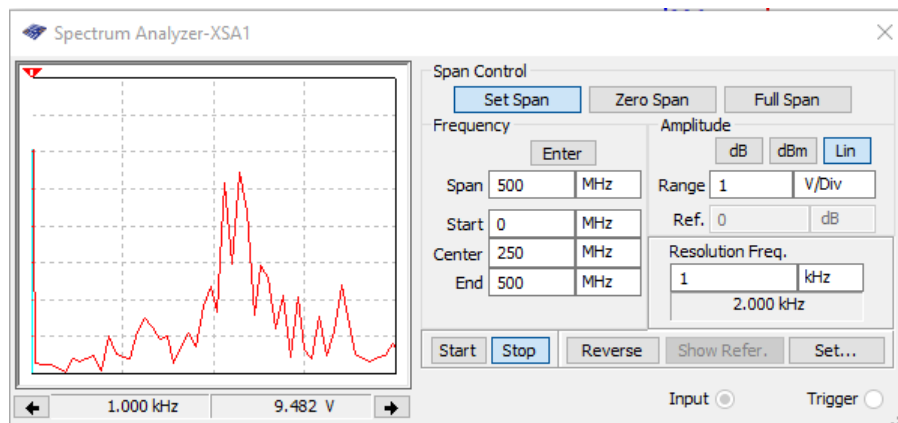


Рисунок 3.18 – Фазовий портрет генератора детермінованого хаосу в програмі NI Multisim 10.1



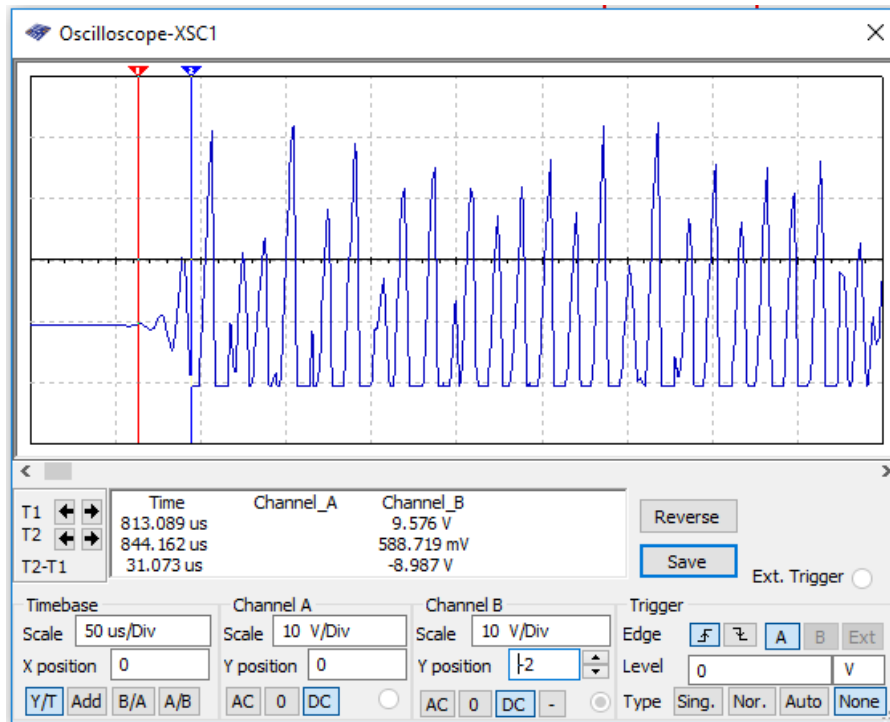
а)



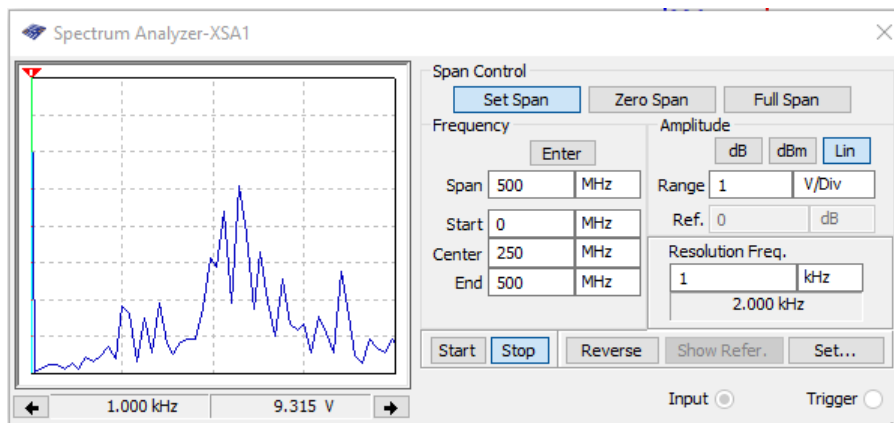
б)

Рисунок 3.19 – Осцилограма напруги з прямого виходу генератора (а) та її амплітудно-частотний спектр (б)

Ансамблі генерованих хаотичних коливань і гістограми функції розподілу ймовірності при короткочасному спостереженні протягом 102 мс наведені на рис. 3.21 [76].



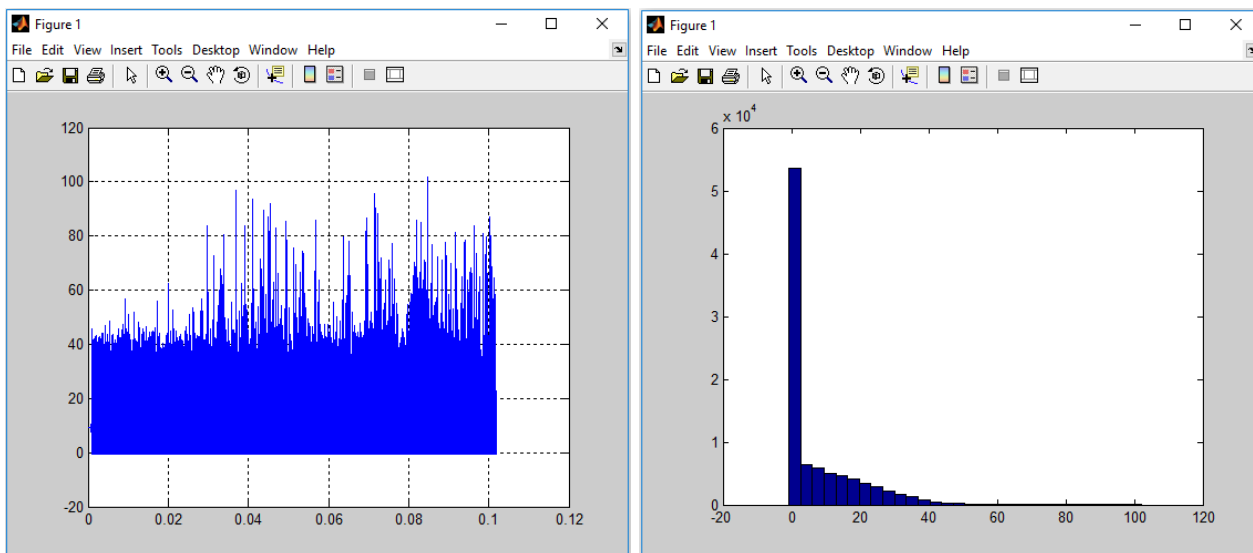
а)



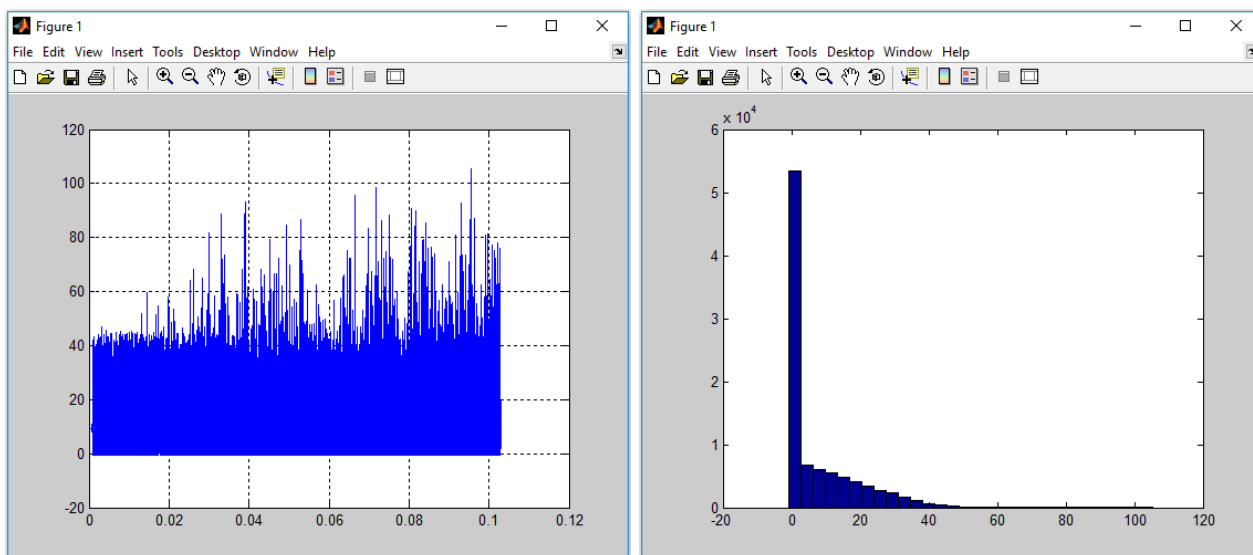
б)

Рисунок 3.20 – Осцилограма напруги з інверсного виходу генератора (а) та її амплітудно-частотний спектр (б)

На рис. 3.21,а,б праворуч по вісі абсцис відкладена напруга імпульсів у вольтах, а по вісі ординат – кількість таких імпульсів. Із гістограм (рис. 3.21) випливає, що хаотичні сигнали прямого та інверсного виходів мають однакову функцію розподілу ймовірності, графік якої значно відрізняється від графіку розподілу Гауса. Тобто, електричні сигнали на прямому та інверсному виходах осцилятора не випадкові, а детерміновані.



а)



б)

Рисунок 3.21 – Ансамблі генерованих хаотичних коливань і гістограми функції розподілу їхньої ймовірності при короткочасному спостереженні протягом 102 мс: а) прямий вихід, б) інверсний вихід

3.6 Дослідження динамічних процесів та оптимізація параметрів двотранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца

Застосування хаотичного генератора Колпітца в діапазоні високих частот накладає обмеження на динаміку коливань [227, 205]. Перші дослідження хаотичного режиму генератора Колпітца проведено для діапазону НЧ – десятки кілогерць [214]. Пізніше дослідження динамічних процесів у генераторі Колпітца були проведені в діапазоні частот ВЧ – від 3 до 30 МГц [228, 229]. Хаотичні коливання з основними частотами $f = 23$ МГц та $f = 26$ МГц генерували схеми при використанні біполярних транзисторів 2N2222A і 2N3904 відповідно [228]. Гранична частота цих транзисторів становить 300 МГц. При використанні НВЧ біполярних транзисторів AT41486 із граничною частотою 3 ГГц та VFG520 із граничною частотою 9 ГГц генерувалися хаотичні коливання з основними частотами $f = 500$ МГц [228] та $f = 1,0$ ГГц [230, 231] відповідно.

Таким чином, експериментально підтверджено, що основна частота генерованих хаотичних коливань класичного генератора Колпітца становить $f = 0,1 \cdot f_T$. Зменшення впливу параметрів схеми генератора та навантаження на динаміку НВЧ хаотичних коливань забезпечується застосуванням каскаду підсилення по схемі зі спільним емітером [232]. Підвищення частоти хаотичних коливань до рівня $f = 0,3 \cdot f_T$ забезпечується застосуванням двотранзисторного активного елемента [227, 231]. Електрична схема двотранзисторного генератора детермінованого хаосу Колпітца наведена на рис. 3.22 [227]. Як елементи С1-С3 автором запропоновано використати транзисторні еквівалентні ємності на рис. 3.2: С1 – рис. 3.2,а, С2 – рис. 3.2,в, а С3 – рис. 3.2,б. Основна частота генерації двотранзисторного генератора хаосу за схемою Колпітца (рис. 3.22) дорівнює [227]:

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_{1екв} C_2 + C_{1екв} C_{3екв} + C_{2екв} C_{3екв}}{LC_{1екв} C_{2екв} C_{3екв}} - \frac{R_L^2}{L^2}}. \quad (3.37)$$

Динаміка двотранзисторного генератора детермінованого хаосу Колпітца описується системою наступних звичайних диференційних рівнянь [227]:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{1екв} \frac{dV_{C1}}{dt} = I_L - I_{EVT1}(r, V_{C2екв}, V_{C3екв}), \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_0 - V_{C1екв} - V_{C2екв} - V_{C3екв} - R_L I_L, \\ C_{3екв} \frac{dV_{C3}}{dt} = I_L - I_{EVT2}(r, V_{C2екв}), \\ C_{2екв} \frac{dV_{C2}}{dt} = I_L - I_0. \end{array} \right. \quad (3.38)$$

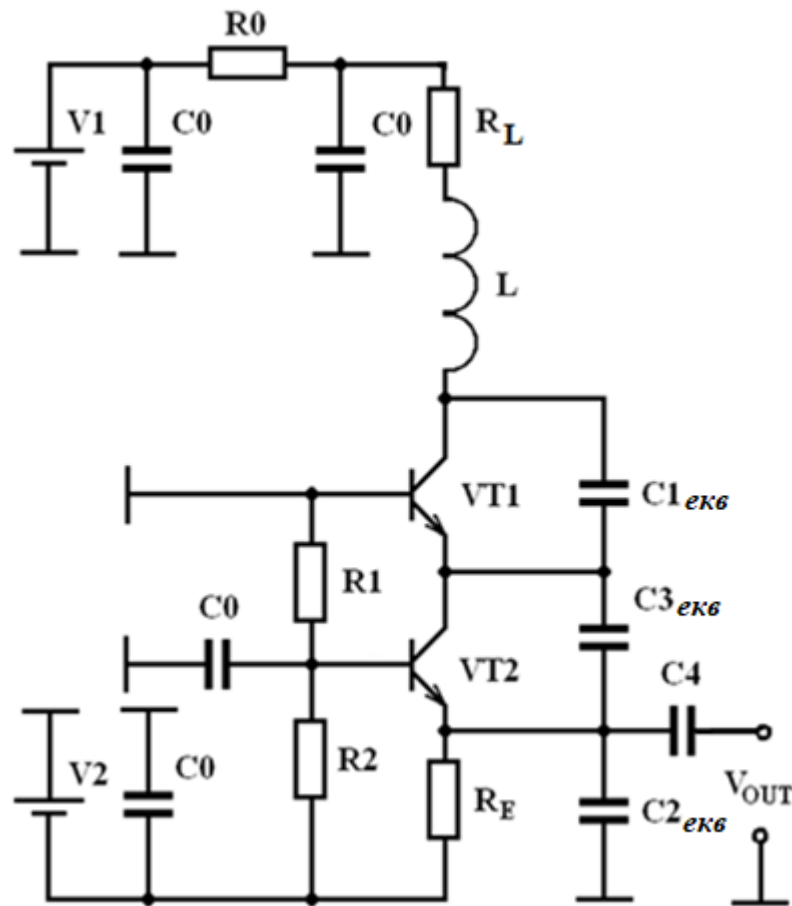


Рисунок 3.22 – Електрична схема двотранзисторного генератора хаосу за схемою Колпітца [227]

При складанні системи (3.38) вважалось, що [227]: коефіцієнт підсилення струму біполярного транзистора $\alpha = 1$; диференційний опір переходу база-емітер R є постійною величиною (на практиці це можна забезпечити підбором струму зміщення I_0). У безрозмірних змінних система рівнянь (3.38) матиме вигляд [227]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 - F_1(a, x_3, x_4), \\ \dot{x}_2 = -x_1 - x_3 - x_4 - bx_2, \\ \varepsilon_3 \dot{x}_3 = x_2 - F_2(a, x_4), \\ \varepsilon_2 \dot{x}_4 = x_2 - 1, \end{cases} \quad (3.39)$$

де

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{V_{C1екв}}{\rho I_0}, \quad x_2 = \frac{I_L}{I_0}, \quad x_3 = \frac{V_{C3екв}}{\rho I_0}, \quad x_4 = \frac{V_{C2екв}}{\rho I_0}, \quad T = \frac{t}{\tau}, \\ a &= \frac{\rho}{r}, \quad b = \frac{R_L}{\rho}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C_{1екв}}}, \quad \tau = \sqrt{LC_{1екв}}, \quad \varepsilon_2 = \frac{C_{2екв}}{C_{1екв}}, \quad \varepsilon_3 = \frac{C_{3екв}}{C_{1екв}}, \end{aligned} \quad (3.40)$$

а кусково-лінійні функції апроксимації ВАХ переходів база-емітер матимуть вигляд [227]

$$F_1(a, x_3, x_4) = \begin{cases} 1 - a(x_3 + x_4), & a(x_3 + x_4) < 1, \\ 0, & a(x_3 + x_4) \geq 1, \end{cases} \quad (3.41)$$

$$F_2(a, x_4) = \begin{cases} 1 - ax_4, & ax_4 < 1, \\ 0, & ax_4 \geq 1. \end{cases} \quad (3.42)$$

Експериментальні дослідження, результати яких наведено в роботі [227] показали, що основна частота хаотичних коливань становить $f = 0,3 \cdot f_T$. При цьому графік спектральної щільності сигналу має більшу рівномірність в діапазоні частот від 250 МГц до 1,1 ГГц [213, 233].

Подальші дослідження режимів роботи радіотехнічного генератора детермінованого хаосу проведені автором на підставі математичної моделі (3.39) та апроксимаціях ВАХ (3.41) і (3.42). Усі обчислення та графічні залежності отримано автором за допомогою пакету програм MathCad 15.0 [75].

Як зазначено вище, запропонований двокаскадний генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца може працювати у різних режимах залежно від значень параметрів системи (3.39). Дослідження проведені автором у режимі розвинутих хаотичних коливань з наступними значеннями параметрів автоколив-

ної системи $a = 11,5$, $b = 0,6$, $\varepsilon_2 = 4$, $\varepsilon_3 = 4$ для таких початкових умов $(1, 0, 0, 1)$ [75].

На рис. 3.23 і рис. 3.24 приведені отримані автором фазові портрети двотранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца у різних площинах і просторах нормованих змінних відповідно. Часові діаграми генерованих коливань нормованих змінних динамічної системи (3.39) двотранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца та їх амплітудно-частотні й фазочастотні спектри приведені на рис. 3.25 і рис. 3.26 відповідно.

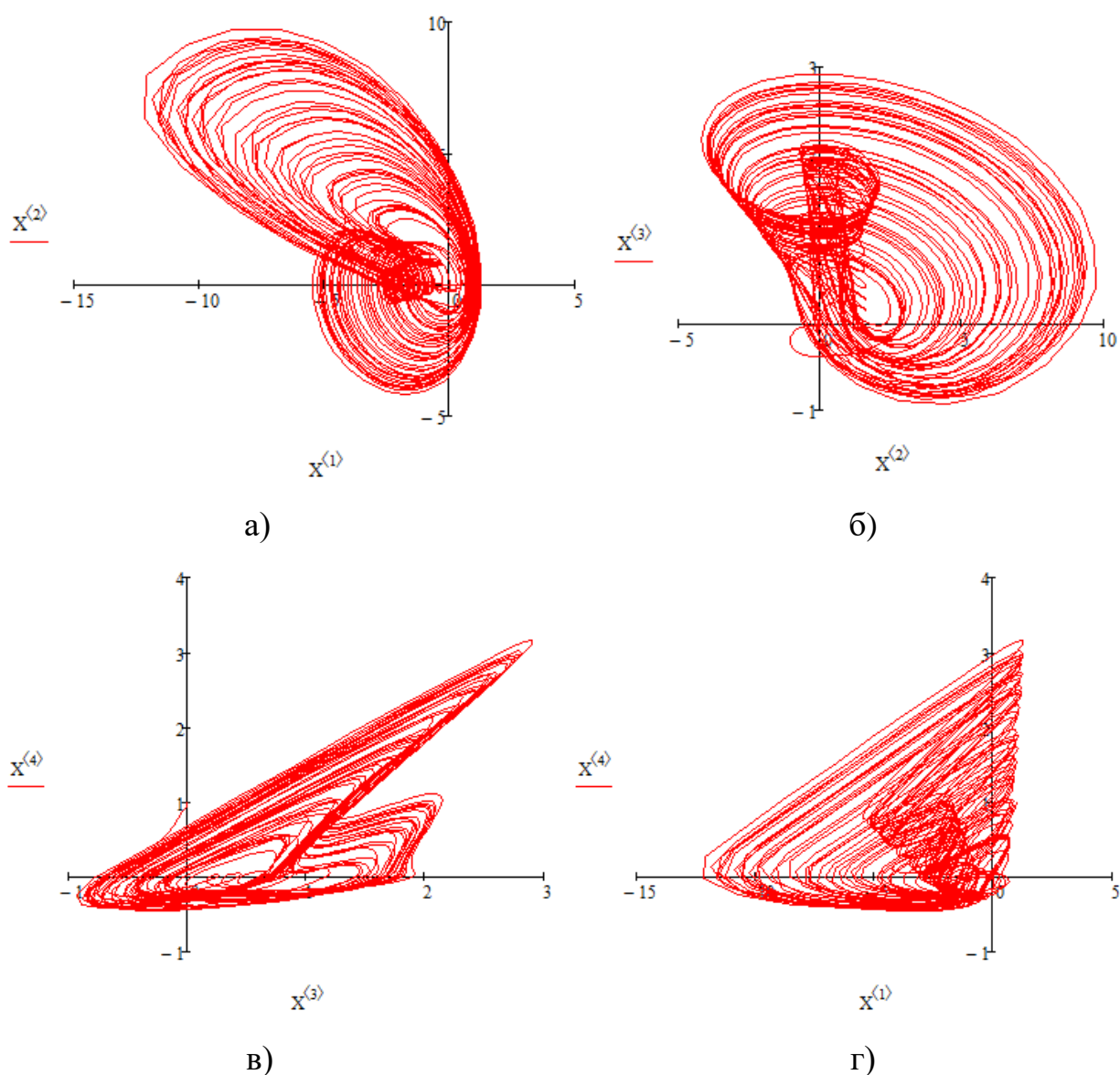


Рисунок 3.23 – Фазові портрети двотранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца у площинах змінних: а) x_1-x_2 , б) x_2-x_3 , в) x_3-x_4 , г) x_1-x_4

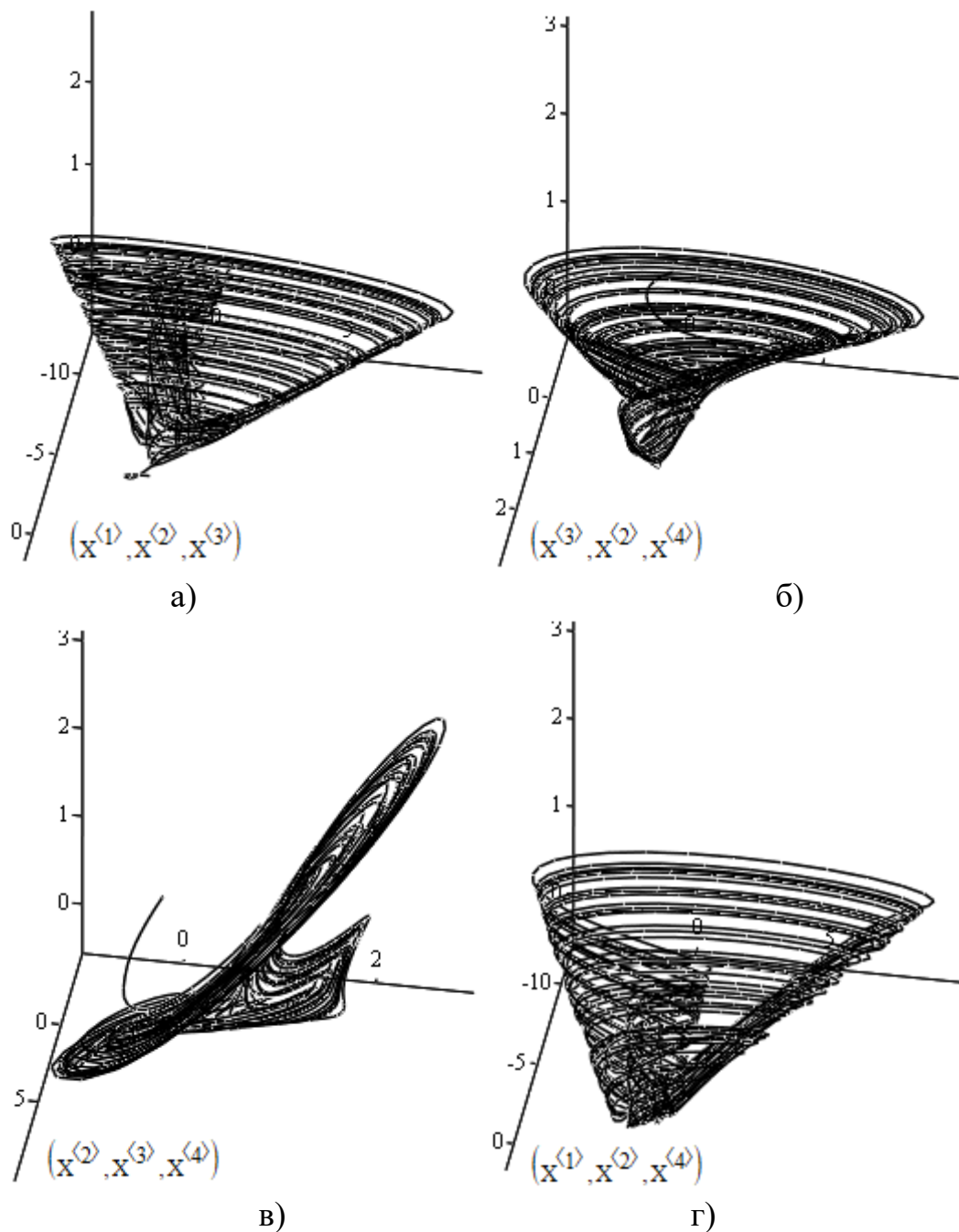
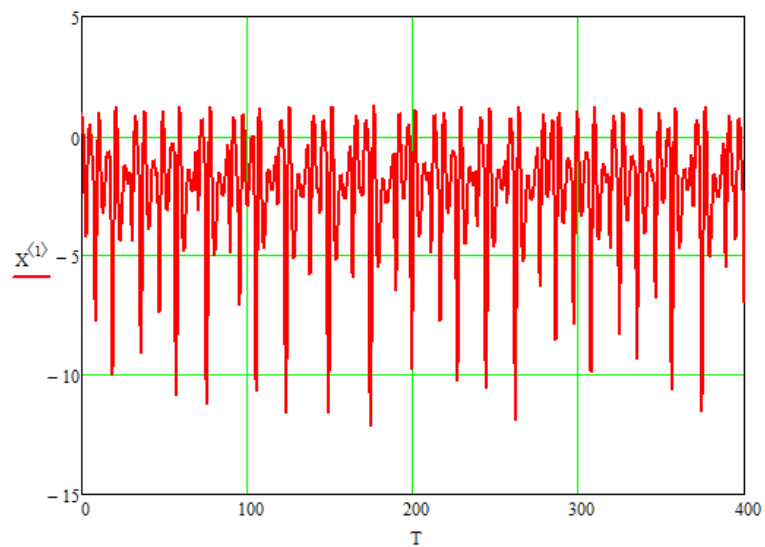


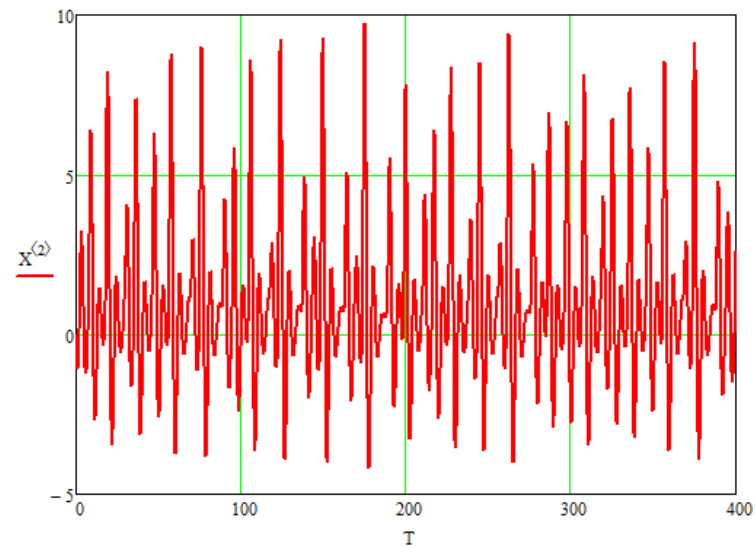
Рисунок 3.24 – Фазові портрети двотранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца у різних просторах нормованих змінних:

а) $x_1-x_2-x_3$, б) $x_3-x_2-x_4$, в) $x_2-x_3-x_4$, г) $x_1-x_2-x_4$

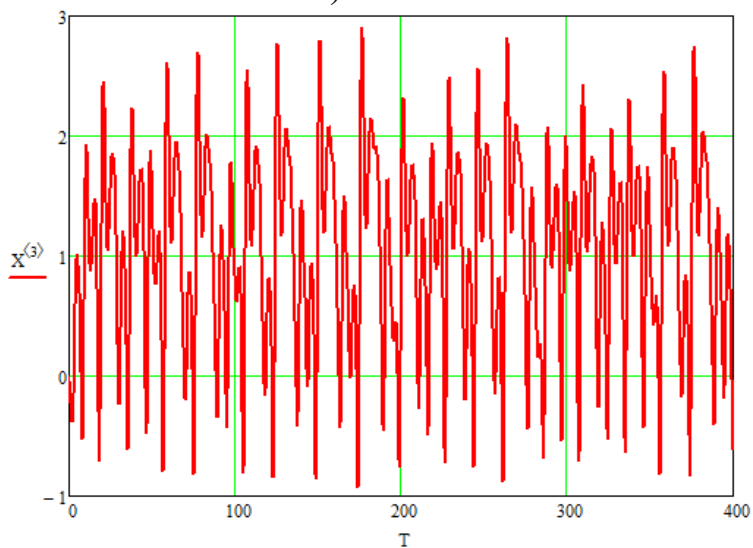
Спектри старших показників Ляпунова динамічної системи (3.39), отримані автором із використанням DEREK 3.0, приведені на рис. 3.27. Аналіз спектрів Ляпунова (рис. 3.27,а–г) підтверджує стійку роботу двотранзисторного генератора Колпітца в режимі розвинутого хаосу при зміні параметрів його автоколивної системи в широких межах.



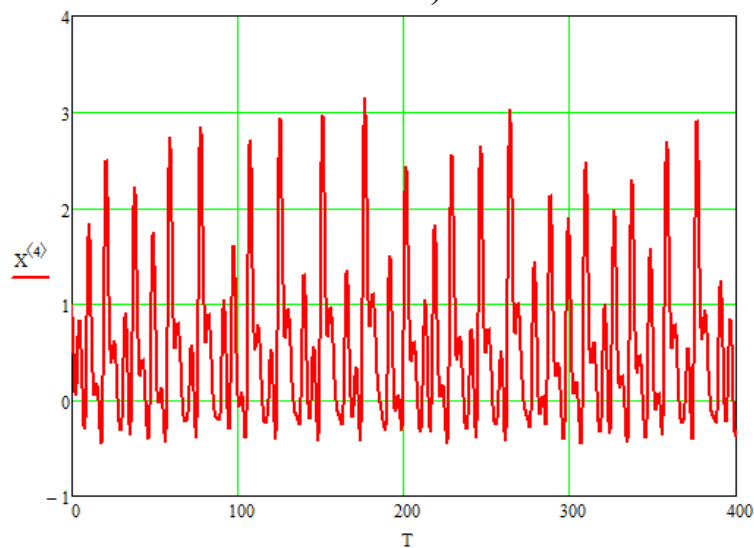
а)



б)



в)



г)

Рисунок 3.25 – Часові діаграми генерованих хаотичних коливань нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б), x_3 (в) і x_4 (г) в нормованому часі

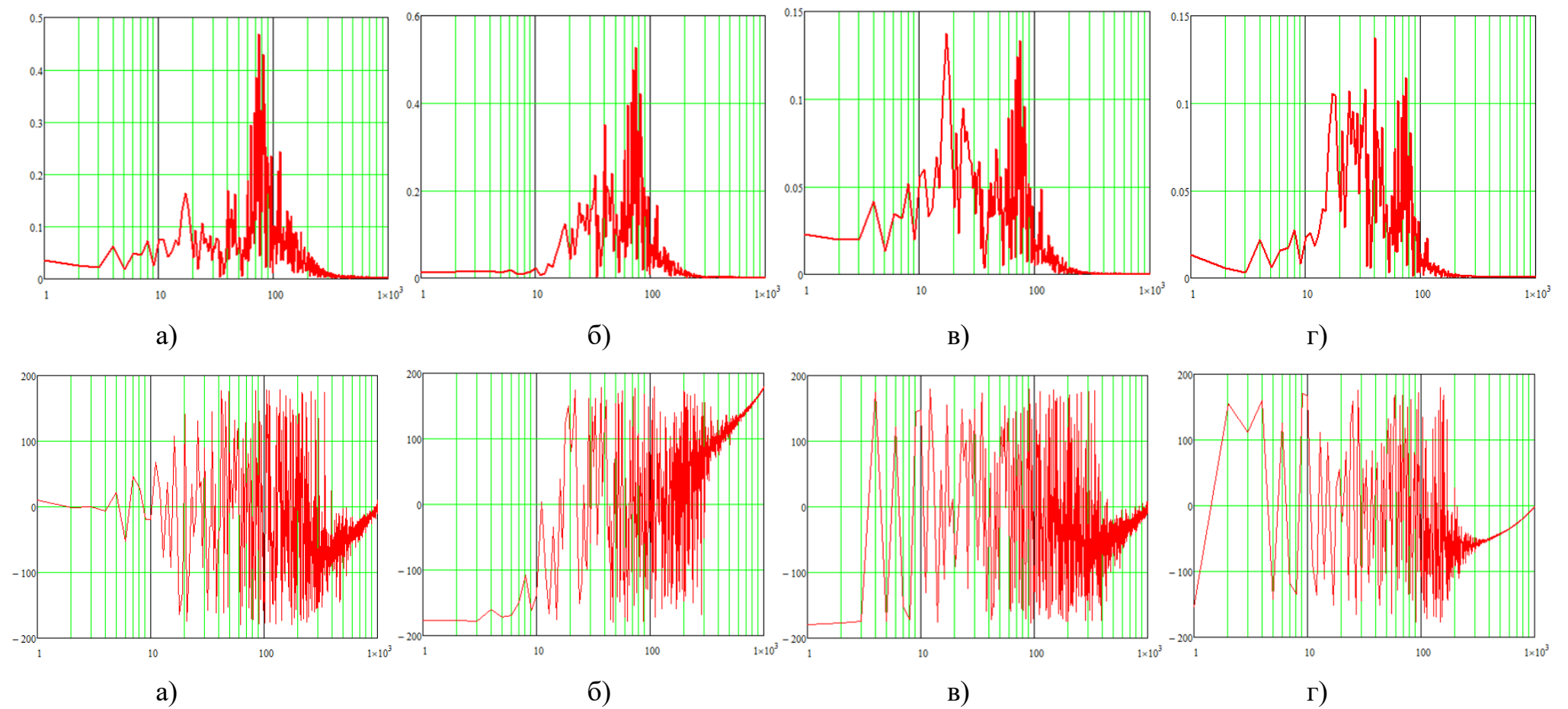
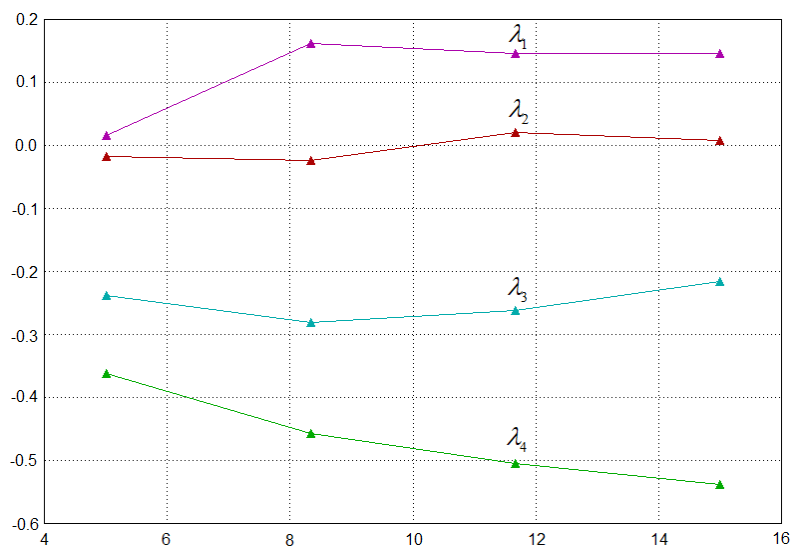
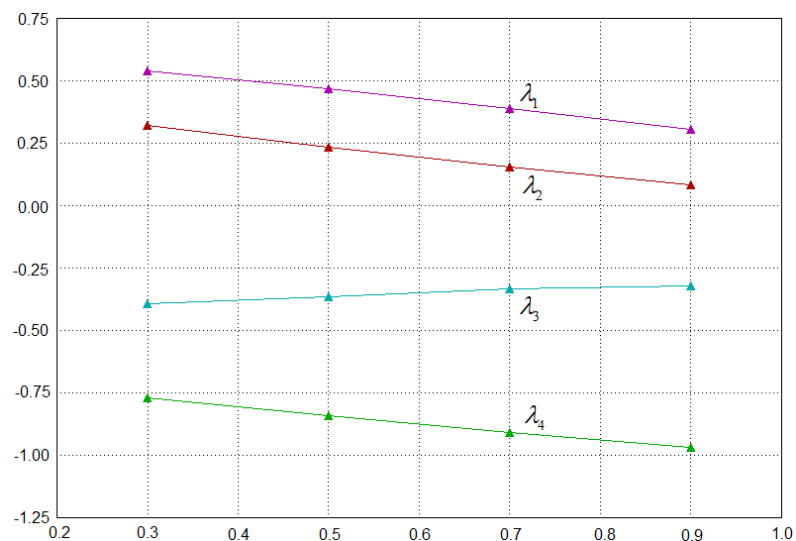


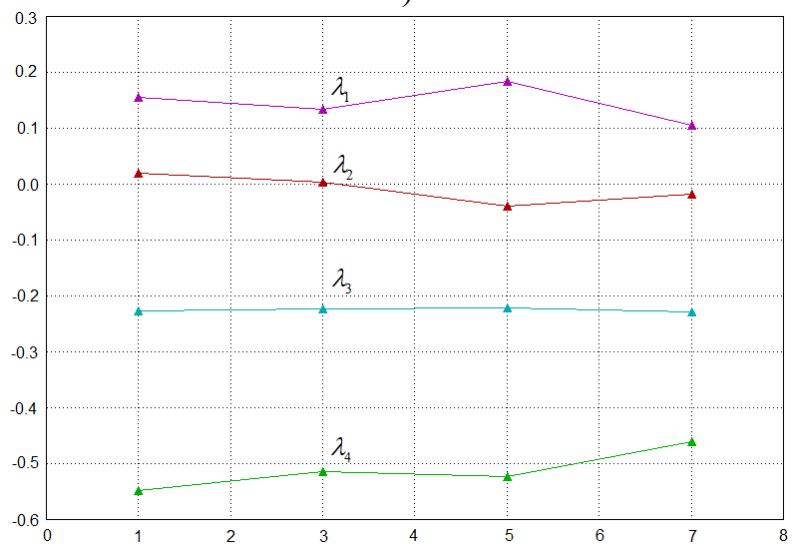
Рисунок 3.26 – Амплітудно-частотний (вгорі) та фазочастотний (внизу) спектри генерованих хаотичних коливань нормованих змінних: x_1 (а), x_2 (б), x_3 (в), x_4 (г) (розмірності по вісях абсцис і ординат графіків АЧС і ФЧС такі ж, як на рис. 3.5)



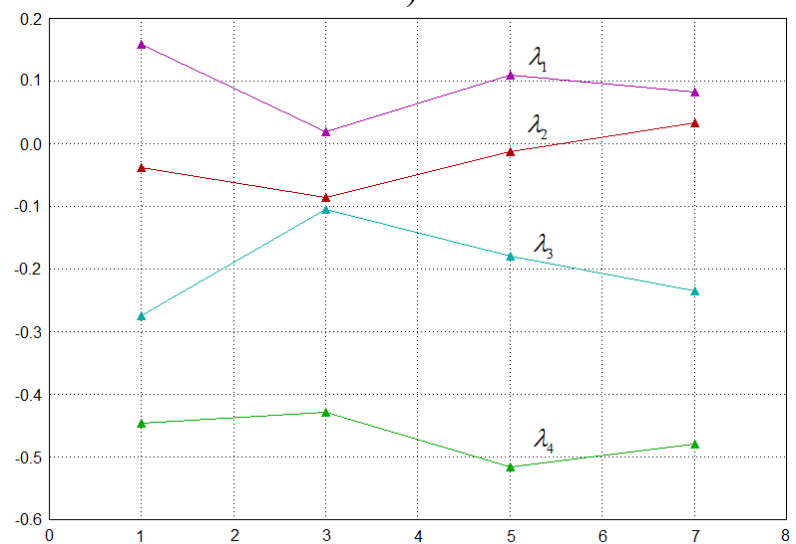
а)



б)



в)



г)

Рисунок 3.27 – Спектри старших показників Ляпунова системи (3.39):
 а) a ($a = 5,0 \dots 15,0$); б) b ($b = 0,3 \dots 0,9$); в) ε_3 ($\varepsilon_3 = 1,0 \dots 7,0$); г) ε_2 ($\varepsilon_2 = 1,0 \dots 7,0$)

Чисельне та схемотехнічне моделювання хаотичного режиму одностранзисторного генератора Колпітца проведено в роботах [234, 235], в результаті якого оцінено значення параметрів хаотичної динаміки в залежності від коефіцієнтів автоколивної системи одностранзисторного генератора Колпітца, зокрема біфуркаційні діаграми та спектр старшого показника Ляпунова. Автором у роботі [236] отримано результати дослідження часових і частотних характеристик генерованих хаотичних коливань у двотранзисторному генераторі детермінованого хаосу за схемою Колпітца (рис. 3.22). За результатами аналізу спектрів Ляпунова (рис. 3.27,а-г) можна зробити висновок про неможливість виникнення режиму гіперхаосу в автоколивній системі двотранзисторного генератора Колпітца.

Отримані автором результати дослідження впливу адитивного білого шуму на автоколивну систему генератора Колпітца у [237] показують, що введення адитивного білого шуму не змінює динаміки хаотичних коливань, що підтверджує високу завадостійкість електричних коливань детермінованого хаосу. Збільшення інтенсивності гаусового шуму призводить до незначних змін амплітудно-частотного спектру та істотних змін складових фазочастотного спектру. Суттєве збільшення інтенсивності гаусового шуму призводить до спотворення фазових портретів генератора Колпітца та зриву генерації.

Аналогічно одностранзисторному генератору Колпітца (п. 3.2) автором проведено оптимізацію автоколивної системи двотранзисторного генератора Колпітца за максимумом його інформаційних властивостей. Обчисленні за допомогою програми DEREK 3.0 старші показники Ляпунова мають відповідні значення:

$$\lambda_1 = 1,4335192 \cdot 10^{-1}, \lambda_2 = 2,0865944 \cdot 10^{-2}, \lambda_3 = -2,6095239 \cdot 10^{-1}, \lambda_4 = -5,0326709 \cdot 10^{-1}.$$

Ентропія Колмогорова-Сіная двотранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца становить

$$H = \sum_{\lambda_i(x) > 0} \lambda_i(x) = \lambda_1 + \lambda_2 = 0,1642,$$

а розмірність по Ляпунову його хаотичного атрактора становить

$$d_{L1} = 3 + \frac{\lambda_1}{|\lambda_4|} + \frac{\lambda_2}{|\lambda_4|} = 3,3263.$$

На відміну від хаотичних систем третього порядку, для яких чисельні значення розмірності по Ляпунову та фрактальної розмірності співпадають, для систем четвертого та старших порядків розмірність по Ляпунову дає оцінку максимального значення фрактальної (хаусдорфової) розмірності:

$$d_F \leq d_{L1},$$

величина якої дорівнює

$$d_F = d_{L2} = 2 + \frac{\lambda_1}{|\lambda_3|} + \frac{\lambda_2}{|\lambda_3|} = 2,6293.$$

Обчислені за допомогою стандартної функції corr(X1,X2) програми MathCad 15.0 коефіцієнти взаємної кореляції хаотичних сигналів двотранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца становлять

$$\begin{aligned} \rho(X1, X2) &= -0,52975, \quad \rho(X1, X3) = 0,53036, \\ \rho(X1, X4) &= 0,31557, \quad \rho(X2, X3) = -0,3676, \\ \rho(X2, X4) &= 1,14945 \cdot 10^{-3}, \quad \rho(X3, X4) = 0,69758. \end{aligned}$$

Як випливає із отриманих результатів найменше значення коефіцієнта взаємної кореляції мають хаотичні сигнали динамічних змінних x_2 і x_4 (струм індуктивності та напруга на ємності $C2_{екв}$ відповідно) двотранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца. Таким чином, двотранзисторний генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца здатний генерувати два інформаційні сигнали з малою кореляцією, а за умови швидкого затухання їх автокореляційних функцій такі сигнали є ортогональними.

Висновки до 3-го розділу

У розділі наведено результати дослідження сучасних методів і пристроїв генерування сигналів детермінованого хаосу, які побудовані за схемою Колпітца. Розглянуто основні варіанти схемотехнічних рішень хаотичних генераторів Колпітца та їх математичних моделей. Наведено елементи теорії генераторів детермінованого хаосу за схемою Колпітца з одностранзисторним і багатотранзисторними активними елементами. Досліджено хаотичну динаміку генерованих електричних коливань та їх статистичні й інформаційні властивості.

У розділі отримано такі основні результати:

1. Набув подальшого розвитку метод спектрів показників Ляпунова, який на відміну від відомого, застосований не лише для дослідження границь області зміни параметрів автоколивної системи генераторів детермінованого хаосу по сигнатурі показників Ляпунова та для визначення стійкості його хаотичних і періодичних режимів, а також для розрахунку статистичних й інформаційних параметрів побудованих генераторів детермінованого хаосу та оптимізації режимів роботи їх автоколивних систем за максимумом ентропії Колмогорова-Сіная та фрактальної розмірності.

2. Результати розрахунку статистичних й інформаційних параметрів хаотичних сигналів генераторів детермінованого хаосу за схемою Колпітца показують, що ентропія $H = 0,1642$ та фрактальна розмірність $d_F = 2,6293$ двотранзисторного генератора детермінованого хаосу Колпітца більші за ентропію $H = 0,1292$ та фрактальну розмірність $d_F = 2,1123$ одностранзисторного генератора, при цьому хаотичні електричні коливання струму індуктивності та напруги на конденсаторі С2 двотранзисторного генератора мають низький коефіцієнт кореляції, що дозволяє використовувати останній для одночасної генерації двох ортогональних сигналів. Перевагою одностранзисторного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца є те, що він здатен генерувати сигнали на більш високій основній частоті ніж двотранзисторний генератор, в той час як у

останнього приблизно в 3 рази ширша смуга амплітудно-частотного спектра хаотичних сигналів.

3. Результати дослідження методів керування хаотичною динамікою генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца дозволяють стверджувати, що підвищеною ефективністю володіє метод керування режимом роботи активного елемента генератора шляхом зміни струму спокою біполярного транзистора. Тому, у генераторах детермінованого хаосу за схемою Колпітца набув поширення метод параметричної стабілізації режиму роботи активного елемента, зокрема за допомогою струмового дзеркала.

4. Для стабілізації параметрів генерованих хаотичних коливань, підвищення стабільності та зменшення впливу зовнішніх факторів на генератор Колпітца набув подальшого розвитку балансний метод, суть якого полягає у використанні принципу балансу електричного моста. З'ясовано, що для практичного застосування в телекомунікаційних системах більш придатним є хаотичний генератор Колпітца з диференційним інтегральним активним елементом. Застосування диференціального інтегрального активного елемента в схемі генератора Колпітца розширює діапазон робочих частот та згладжує графік спектральної щільності генерованої хаотичної напруги.

5. Чисельно досліджено генератор Колпітца з диференційним інтегральним елементом у режимі детермінованого хаосу. Гістрограми розподілу функції ймовірності генерованих імпульсів напруги прямого та інверсного виходів генератора показують, що електричні коливання не випадкові, а детерміновані. Хаотичні сигнали прямого та інверсного виходів мають широку смугу частот 500 МГц із центральною частотою 250 МГц. Виявлено, що зміна напруги живлення в генераторі Колпітца суттєво змінює динаміку генерованих коливань і сигнали втрачають хаотичну динаміку, перетворюючись на періодичні.

Основні наукові результати та практичні результати розділу опубліковано автором у роботах [75, 76, 204, 205, 222, 236, 237].

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБЛЕННЯ ПРИСТРОЇВ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ ЗА МЕТОДОМ КИЯШКО-ПІКОВСЬКОГО-РАБІНОВИЧА НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

4.1 Дослідження структур пристроїв генерування електричних сигналів детермінованого хаосу за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича

Метод Кияшко-Піковського-Рабіновича (КПР) генерування сигналів детермінованого хаосу базується на методі Ван дер Поля і полягає у внесенні до автоколивної системи генератора квазігармонічних коливань нелінійності N-типу [238]. Генератор побудований за методом КПР, класична структурна схема якого подана на рис. 4.1, був розроблений в 1978 році як генератор випадкових сигналів [239, 240]. На той час були відомі генератори шумових сигналів, що реалізовувались на тунельному діоді, ввімкненому в одну із віток LC коливного контуру. Однак, такі генератори шуму мали низьку стабільність середнього значення амплітуди вихідних випадкових сигналів. Основною метою розробки генератора за методом КПР, структурна схема якого подана на рис. 4.1, є підвищення стабільності середнього значення амплітуди вихідних стохастичних сигналів [238].

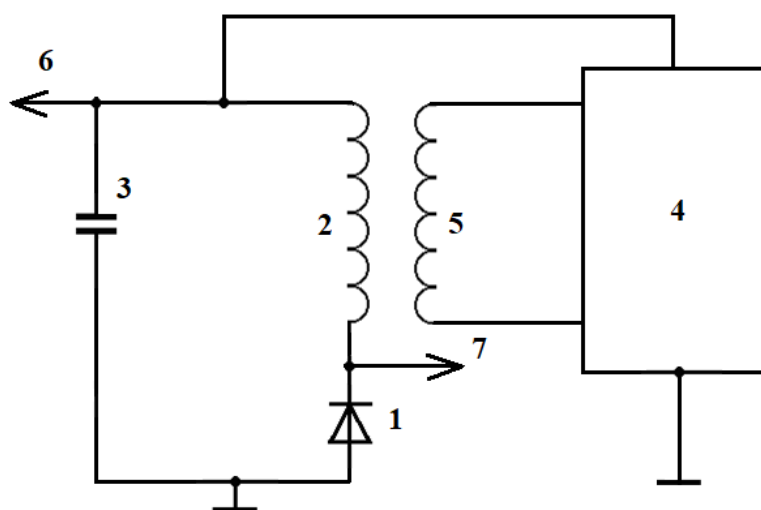


Рисунок 4.1 – Структурна схема генератора детермінованого хаосу побудованого за методом КПР: 1 – тунельний діод; 2,5 – котушки індуктивності; 3 – конденсатор; 4 – підсилювач; 6,7 – виходи [238]

Генератор детермінованого хаосу побудований за методом КПР працює таким чином [238]. Підсилювач 4 із додатним зворотнім зв'язком вносить від'ємний опір у LC коливний контур, у результаті чого в цьому контурі забезпечується режим м'якого самозбудження та виникає наростання коливань. При цьому тунельний діод 1 працює у режимі, що визначається ділянкою ab ВАХ (рис. 4.2), його диференційний опір малий, тому амплітуда коливань на виході 6 значно більша за амплітуду коливань на виході 7. Лінійний режим роботи підсилювача 4 забезпечує зростання амплітуди коливань у LC коливному контурі за експоненціальним законом. Наростання коливань відбувається доти, поки миттєве значення струму через котушку індуктивності 2 не досягне значення I_0 (рис. 4.2), при якому здійснюється переключення тунельного діода 1 з ділянки ab його ВАХ на ділянку cd. Фаза коливання у момент переключення тунельного діоду 1 визначає величину напруги на виході 6. У наступний за перемиканням тунельного діода 1 інтервал часу, що менший за чверть періоду коливання в LC коливному контурі, струм через котушку індуктивності 2 зменшується до значення I_1 , при якому здійснюється перемикання режиму роботи тунельного діода 1 на ділянку ab ВАХ (рис. 4.2) [238].

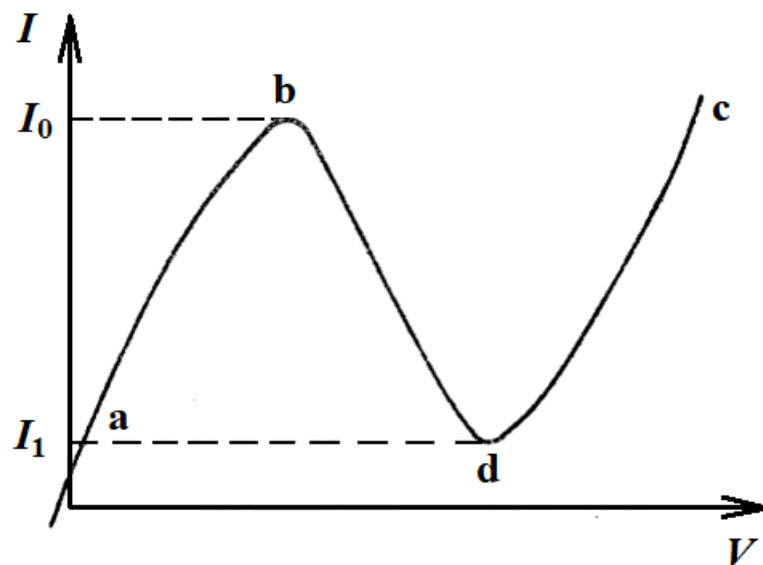


Рисунок 4.2 – ВАХ тунельного діода з позначеними ділянками швидких і повільних рухів робочої точки протягом граничного циклу автоколивної системи генератора побудованого за методом КПР [238]

Оскільки інтервал часу, протягом якого робоча точка тунельного діода 1 знаходиться на ділянці cd ВАХ, є малим, на виході 7 формується імпульсна напруга, а напруга на виході 6 суттєво не змінюється і практично дорівнює величині, яка була в момент переключення тунельного діода 1 з ділянки ab на ділянку cd його ВАХ [238].

Надалі в LC коливному контурі знову відбувається зростаючий коливний процес, причому початкова амплітуда коливань у цьому циклі залежить не від початкової амплітуди коливань у попередньому циклі, а від напруги на виході 6, яка визначається фазою коливання у момент переключення тунельного діода 1 з ділянки ab на ділянку cd ВАХ [238].

Оскільки фаза коливань у момент переключення є випадковою величиною, тому й амплітуда початкових коливань у кожному циклі є випадковою. З іншого боку, початкова амплітуда коливань визначає тривалість коливного процесу в циклі. Унаслідок випадковості початкової амплітуди коливань їх тривалості не корельовані між собою [238].

Усе це приводить до того, що на виході 6 формується випадковий вузькосмуговий сигнал (частота якого близька до власної частоти LC коливного контуру) у вигляді некорельованих цугів коливань, а на виході 7 формується зв'язана із сигналом на виході 6 послідовність імпульсів зі сталою амплітудою, що визначається ВАХ тунельного діода 1 і випадковим інтервалом між імпульсами [238].

Нестабільність параметрів підсилювача 4 впливає на параметри кожного цугу окремо, не порушуючи взаємну кореляцію цугів, оскільки початкова амплітуда у кожному цугові визначається лише моментом досягнення струму через котушку індуктивності 2 величини I_0 . З цієї ж причини зазначена нестабільність не впливає на статичні параметри генерованого сигналу та флуктуації параметрів тунельного діода 1, що можуть викликати зміну величини I_0 [238].

Потужність генерованих сигналів визначається активним діапазоном джерела енергії (підсилювач 4). Чим більша потужність підсилювача 4, тим більша

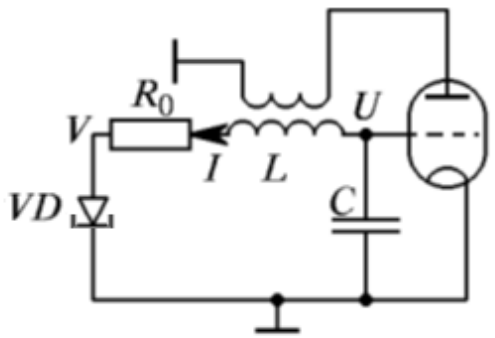
генерована потужність і, як наслідок, тим менше підсилювальних каскадів необхідно у генераторі [238].

Пропонований у [238] генератор за методом КПР дозволяє генерувати випадкові сигнали двох видів. Він є простим, інтенсивність генерованих сигналів не залежить від частоти коливного контуру, що дозволяє перелаштовувати частоту у широких межах. Окрім цього, відсутня потреба налаштування схеми при заміні в генераторі джерела енергії або нелінійного елемента, оскільки статичні характеристики сигналу практично не залежать від їхніх параметрів.

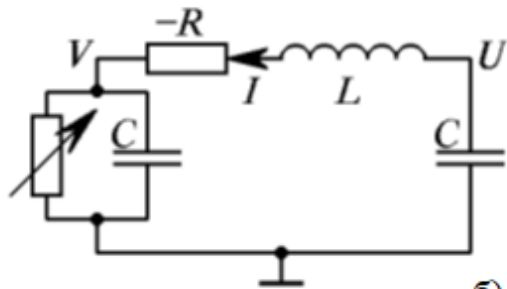
На відміну від генератора Ван дер Поля генератор Кияшко-Піковського-Рабиновича має додатковий нелінійний елемент – тунельний діод, що ввімкнений у коливний контур. Тунельний діод являє собою двополюсник із від'ємним диференціальним опором із ВАХ N-типу (рис. 4.2) [181, 242]. Поки струм і напруга малі, тунельний діод істотно не впливає на коливання в контурі. При цьому задіяна ділянка 1 на ВАХ, а через наявність лампи й кола зворотного зв'язку амплітуда наростає в часі. При досягненні струмом миттєвого значення I_m , відбувається майже миттєве перемикання тунельного діода на ділянку 2. У результаті двох перемикань тунельний діод значною мірою поглинає енергію, що надходить до LCR-контур, і коливання знову починають наростати з малої амплітуди. За певних умов спостерігається хаотичність цугів наростаючих коливань. Тунельний діод представляється у вигляді паралельно з'єднаних малої ємності C і нелінійного резистора з характеристикою $I=I_m f(V/V_m)$. Наявність в електричній схемі радіолампи із колом додатного зворотного зв'язку враховано в еквівалентній схемі (рис. 4.3,б) елементом $(-R)$, завдяки чому малі коливання в контурі є наростаючими [241].

Для еквівалентної схеми класичного генератора КПР на рис. 4.3,б скорочена система рівнянь Кірхгофа має вигляд [181, 241, 242]:

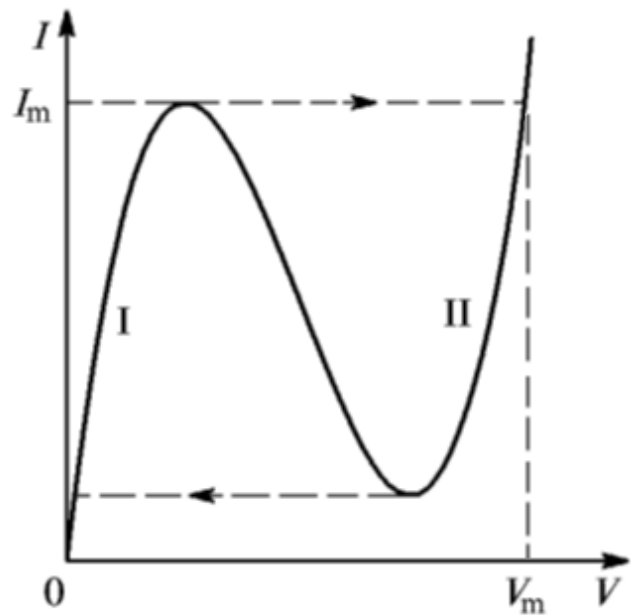
$$\begin{cases} L \frac{dI}{dt} = U - V + R \cdot I, \\ C \frac{dU}{dt} = -I, \\ C(V) \frac{dV}{dt} + I_m f\left(\frac{V}{V_m}\right) = I. \end{cases} \quad (4.1)$$



а)



б)



в)

Рисунок 4.3 – Класичний генератор КПР на радіолампі [181, 242]:

а) спрощена електрична схема генератора КПР; б) еквівалентна схема генератора КПР; в) ВАХ тунельного діода з нанесеними значеннями I_m та V_m

Система диференціальних рівнянь (4.1) у безрозмірних змінних [181, 242]

$$x = \frac{I}{I_m}, \quad y = \frac{U}{I_m} \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad z = \frac{V}{V_m} \quad (4.2)$$

відносно безрозмірного часу [181, 242]

$$\tau = \frac{t}{\sqrt{LC}}. \quad (4.3)$$

має вигляд [181, 241, 242]

$$\begin{cases} \dot{x} = 2hx + y - gz, \\ \dot{y} = -x, \\ \varepsilon \dot{z} = x - f(z). \end{cases} \quad (4.4)$$

де безрозмірні коефіцієнти системи визначаються з рівнень [181, 242]

$$2h = R\sqrt{\frac{C}{L}}, \quad g = \frac{V_m}{I_m}\sqrt{\frac{C}{L}}, \quad \varepsilon = \frac{gC(V)}{C}. \quad (4.5)$$

У системі диференційних рівнянь коефіцієнт ε є малим параметром. У [181, 240-242] наведено результати розрахунку динамічних режимів генератора КПР при $\varepsilon = 0,2$. Рівняння апроксимації статичної ВАХ тунельного діода у нормованій змінній z має вигляд [181, 240-242]:

$$f(z) = 14,408z^3 - 22z^2 + 8,592z \quad (4.6)$$

У [181, 242] наведено карту динамічних режимів на площині параметрів і портрети атракторів генератора КПР, які реалізується в системі при $\varepsilon = 0,2$ (рис. 4.4).

Метод генератора КПР був удосконалений у роботах [243, 244] за рахунок заміни підсилювача на радіолампи підсилювачем на польовому транзисторі з керуючим р-п переходом (рис. 4.5). Елементи теорії генератора КПР на польовому транзисторі та результати теоретичних досліджень режимів його роботи наведено у [243, 244]. На рис. 4.6 наведено два інших варіанти спрощених електричних схем генератора КПР на польовому транзисторі, що запропоновані в [243].

У [245] запропонований інший принцип побудови генератора детермінованого хаосу методом Кияшко-Піковського-Рабиновича шляхом використання схеми ємнісної триточки (рис. 4.7), результати теоретичних та експериментальних досліджень якого наведено у [246].

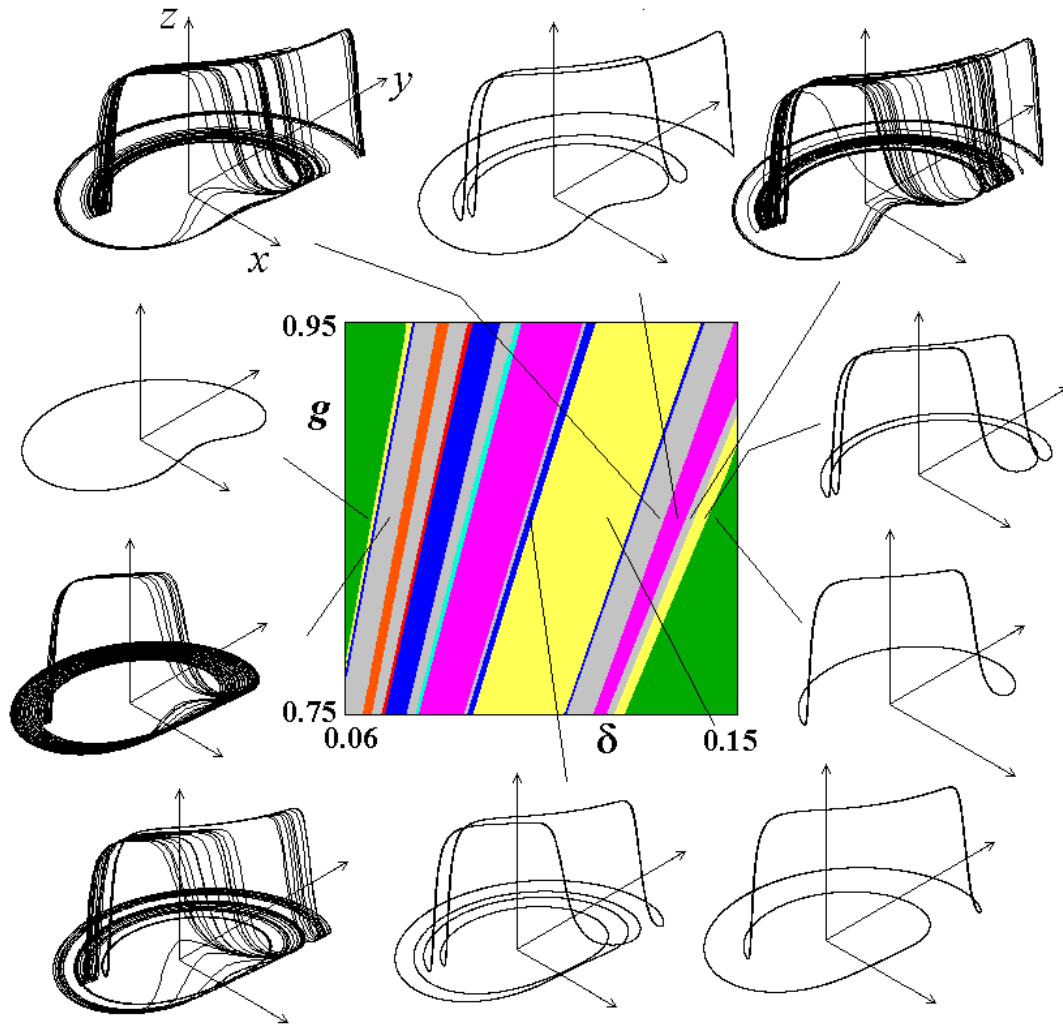


Рисунок 4.4 – Карта динамічних режимів на площині параметрів і портрети атракторів класичного лампового генератора КПР [242]

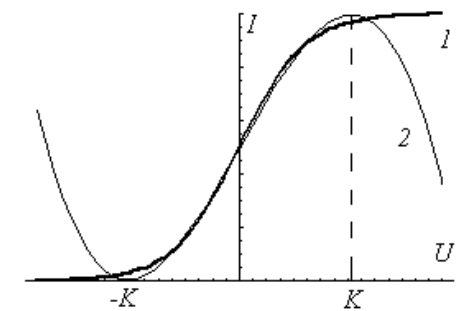
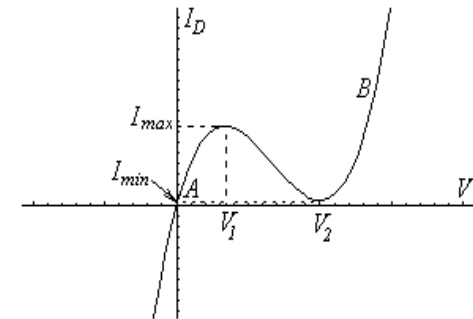
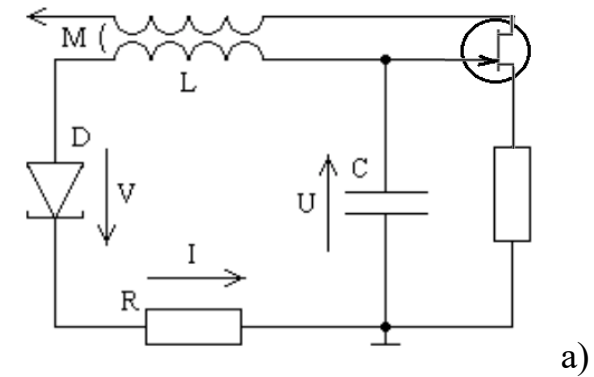


Рисунок 4.5 – Генератор КПР на ПТ: а) спрощена електрична схема; б) ВАХ тунельного діода; в) прохідна ВАХ ПТ [243, 244]

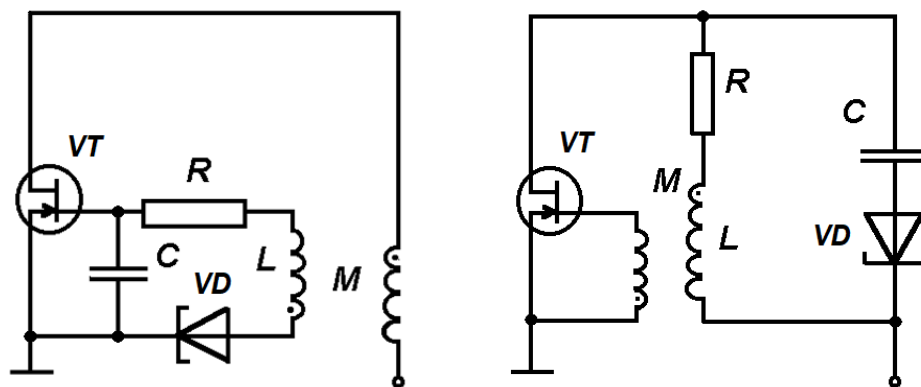


Рисунок 4.6 – Варіанти спрощених електричних схем варіантів класичного генератора КІР на польовому транзисторі [243]

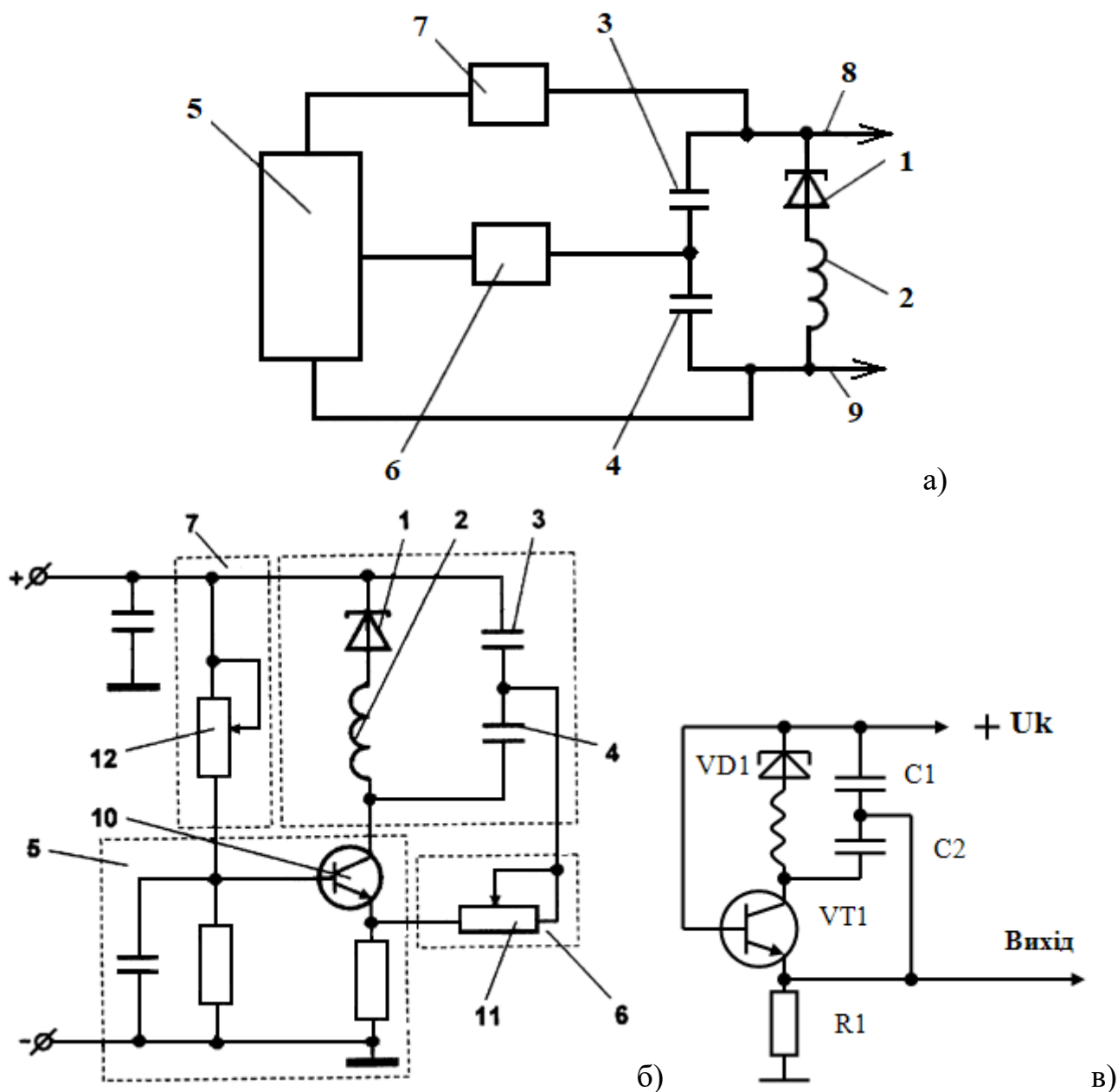


Рисунок 4.6 – Спосіб побудови генератора детермінованого хаосу методом КІР на основі схеми ємнісної триточки: а) структурна схема [245]; б) електрична принципова схема [245]; в) спрощена електрична схема по змінному струму [246]

Структурна схема генератора детермінованого хаосу за методом КПП на рис. 4.6,а, складається з тунельного діода 1, LC коливного контуру з котушки індуктивності 2 та двох конденсаторів 3 і 4, підсилювача 5, регулятора 6 додатного зворотного зв'язку і регулятора 7 постійної складової струму через тунельний діод 1, виходів 8 і 9. На рис. 4.6,б подано схемотехнічне рішення генератора детермінованого хаосу методом КПП на основі ємнісної триточки на біполярному транзисторі 10. Регулятором 6 додатного зворотного зв'язку є змінний резистор 11, а регулятором 7 є змінний резистор 12 (рис. 4.6,б). Запропонований генератор є удосконаленим транзисторним варіантом генератора КПП, у якому передбачена можливість регулювання режимів роботи за рахунок зміни глибини додатного зворотного зв'язку або за рахунок зміни колекторного струму [245, 246].

У роботі [246] наведено опис моделі аналогового генератора детермінованого хаосу КПП. Розглянуто два варіанти керування режимами роботи цього генератора: зміною робочої точки тунельного діода або зміною величини додатного зворотного зв'язку генератора [246]. Ці варіанти відповідають методам регулювання за рахунок зміни режиму роботи елемента схеми (тунельного діода) і за рахунок параметрів вузлів схеми (кола зворотного зв'язку). Тунельний діод включений таким чином, що через нього проходить постійна складова колекторного струму [246]. Зміна колекторного струму змінює положення робочої точки на ВАХ тунельного діода, що дає можливість одержувати різні типи коливань [246]: гармонійні, нелінійні, хаотичні. Регулювання робочої точки тунельного діода здійснюється зміною колекторної напруги [246].

У роботі [246] розглянуто методи керування хаосом у аналогових генераторах КПП. Виділено три методи керування хаосом в аналогових генераторах [246]:

- зміна режиму роботи елементів схеми;
- зміна параметрів елементів або вузлів схеми;
- зміна нелінійної характеристики вузла схеми, що виступає в ролі нелінійного елемента (наприклад еквівалента тунельного діода з регульованою характеристикою).

4.2 Розроблення генератора детермінованого хаосу методом Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференційним опором

Спрощена електрична схема по змінному струму генератора КПП на польовій транзисторній структурі з від'ємним диференційним опором, яка синтезована автором у [247], подана на рис. 4.7. Ця схема відповідає топології Варіанту 1 генератора детермінованого хаосу КПП на польовому транзисторі (рис. 4.5,а). Еквівалентна схема генератора детермінованого хаосу КПП на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференційним опором подана на рис. 4.3,б.

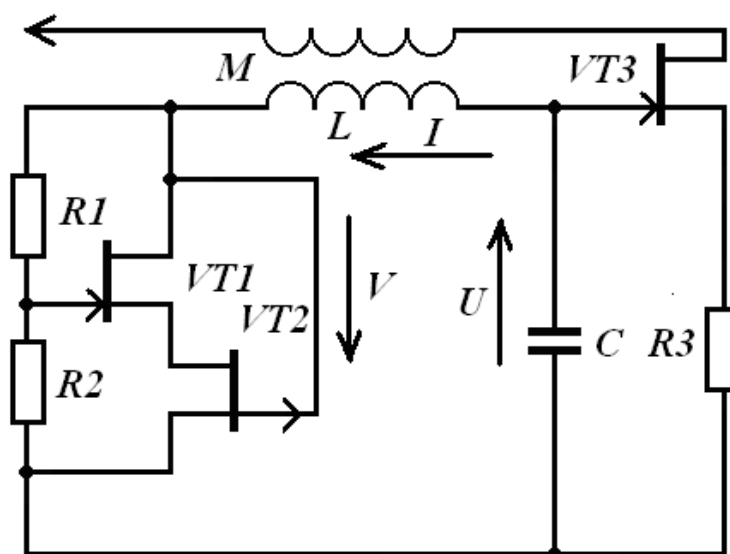


Рисунок 4.6 – Спрощена електрична схема по змінному струму генератора КПП на польовій транзисторній структурі з від'ємним диференційним опором

На еквівалентній схемі генератора детермінованого хаосу КПП на рис. 4.3,б застосовано такі позначення: U – напруга на ємності C коливного кола генератора; I – струм котушки індуктивності; V – амплітуда напруги на транзисторній структурі VT1-VT2, яка показана як нелінійний опір в паралелі з керованою напругою ємністю $C(V)$; $-R$ – величина від'ємного диференційного опору, введеного колом додатного зворотного зв'язку в схемі генератора; L – значення еквівалент-

ної котушки індуктивності (яка враховує взаємну індуктивність M); C – еквівалентна ємність коливного контуру генератора.

Система диференціальних рівнянь (4.4) із безрозмірними змінними (4.2) і коефіцієнтами (4.5), відносно безрозмірного часу (4.3) справедлива, якщо ємність $C(V)$ польової транзисторної структури набагато менша ємності C коливного контуру ($C(V) \ll C$) і не суттєво змінюється в сформованому діапазоні зміни амплітуди коливань ($C(V(t)) \approx C_0$). У цьому випадку коефіцієнт ε розглядається як малий параметр $\varepsilon \ll 1$.

Класична модель є придатною для аналізу низькочастотного хаотичного генератора КПР на основі польової транзисторної структури з від’ємним диференціальним опором у діапазоні частот до декількох десятків кілогерц (в залежності від граничної частоти обраних польових транзисторів з керуючим р-п переходом). У роботі [39] автором запропонована наступна апроксимація статичної ВАХ польової ТСВО вигляду

$$I(V) = a_1 V + a_2 (1 - a_3 V)^2 \tanh \left[\frac{a_4 V}{1 - a_3 V} \right], \quad (4.7)$$

де коефіцієнти

$$a_1 = \frac{1}{R_1 + R_2}, \quad a_2 = \frac{I_{S0}}{\tanh M}, \quad a_3 = \frac{R_1}{2V_0(R_1 + R_2)}, \quad a_4 = \frac{M}{2U_0},$$

складові яких відповідають (2.25) – (2.26), а параметр M визначається з (2.27).

Використання вище запропонованої апроксимації ВАХ дозволяє усунути наступні недоліки класичної моделі хаотичного генератора КПР: 1) не була врахована зміна ємності польової транзисторної структури з від’ємним диференціальним опором залежно від амплітуди генерованої напруги; 2) не був врахований вплив нелінійних характеристик підсилювача на польовому транзисторі VT3. В результаті математична модель класичного генератора КПР має обмежену динаміку хаотичного режиму [247].

Перевіримо якісний зміст математичної моделі, розробленої з використанням нелінійної апроксимації вольт-амперної характеристики за допомогою функ-

ції гіперболічного тангенсу (4.7). Функція апроксимації вольт-амперної характеристики польової транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором (4.7) в нормованих змінних має вигляд:

$$f(z) = 2,029 \cdot 10^{-3} z + 1,217(1 - 1,042 \cdot z)^2 \tanh\left(\frac{25 \cdot z}{1 - 1,042 \cdot z}\right). \quad (4.8)$$

Фазові портрети генератора КІР на основі системи (4.4) та з урахуванням (4.8) при $g = 0,957$ приведені на рис. 4.7.

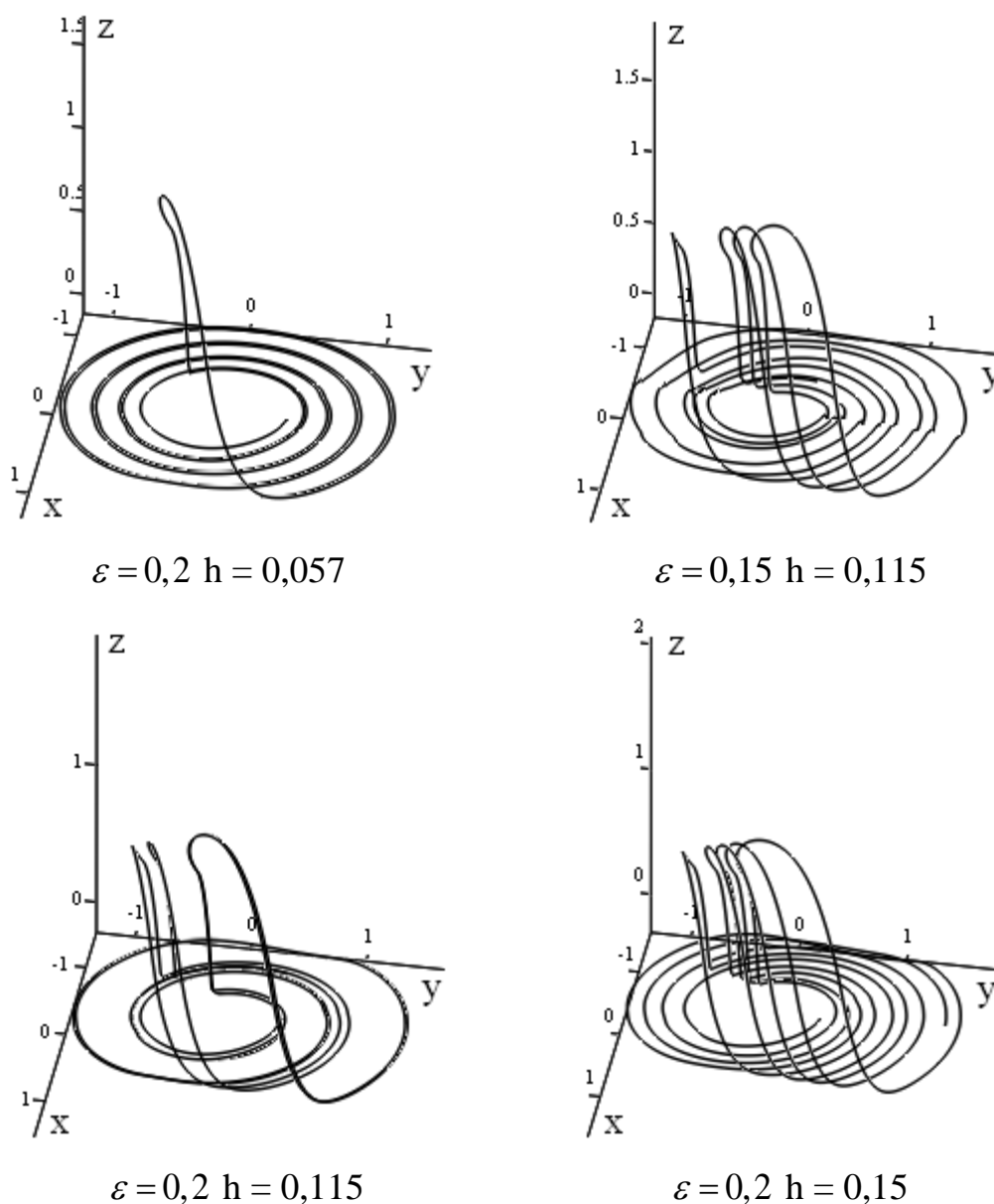


Рисунок 4.7 – Фазові портрети генератора КІР при апроксимації ВАХ (4.8)

Із отриманих фазових портретів можна зробити висновок, що застосування рівняння (4.8) змінює їх геометричну форму в порівнянні з фазовими портретами класичного генератора КПП (рис. 4.4). Вплив нелінійності прохідної вольт-амперної характеристики польового транзистора VT3 оцінюється за рівнянням [243, 244]

$$I_{CT}(U) = I_0 + SU - \frac{SU^3}{3U_0^2}, \quad (4.9)$$

де U_0 – напруга відсікання польового транзистора.

Нелінійність характеристик польового транзистора VT3 у нормованих змінних призводить до зміни змінного першого рівняння системи (4.4) до наступного вигляду [247]

$$\dot{x} = 2hx + y - gz + dx \cdot y^2 \quad (4.10)$$

де

$$d = \frac{V_m}{U_0} \sqrt{\omega_0 \cdot M \cdot S}. \quad (4.11)$$

Фазові портрети генератора КПП з урахуванням нелінійності прохідної характеристики польового транзистора VT3 при $g = 0,957$ приведені на рис. 4.11.

Із отриманих результатів випливає, що нелінійність вольт-амперної характеристики польового транзистора VT3 несуттєво впливає на форму фазових портретів генератора побудованого за методом КПП на основі польової ТСВО.

Реактивна складова повного опору транзисторної структура з від'ємним диференційним опором VT1-VT2 має ємнісний характер. Величина ємності залежить від прикладеної напруги V і визначається запропонованим автором у [41, 248] рівнянням апроксимації вольт-фарадної характеристики вигляду

$$C(V) = C_0(10 + a \cdot V - b \cdot V^2), \quad (4.12)$$

де C_0 , a , b – параметри апроксимації.

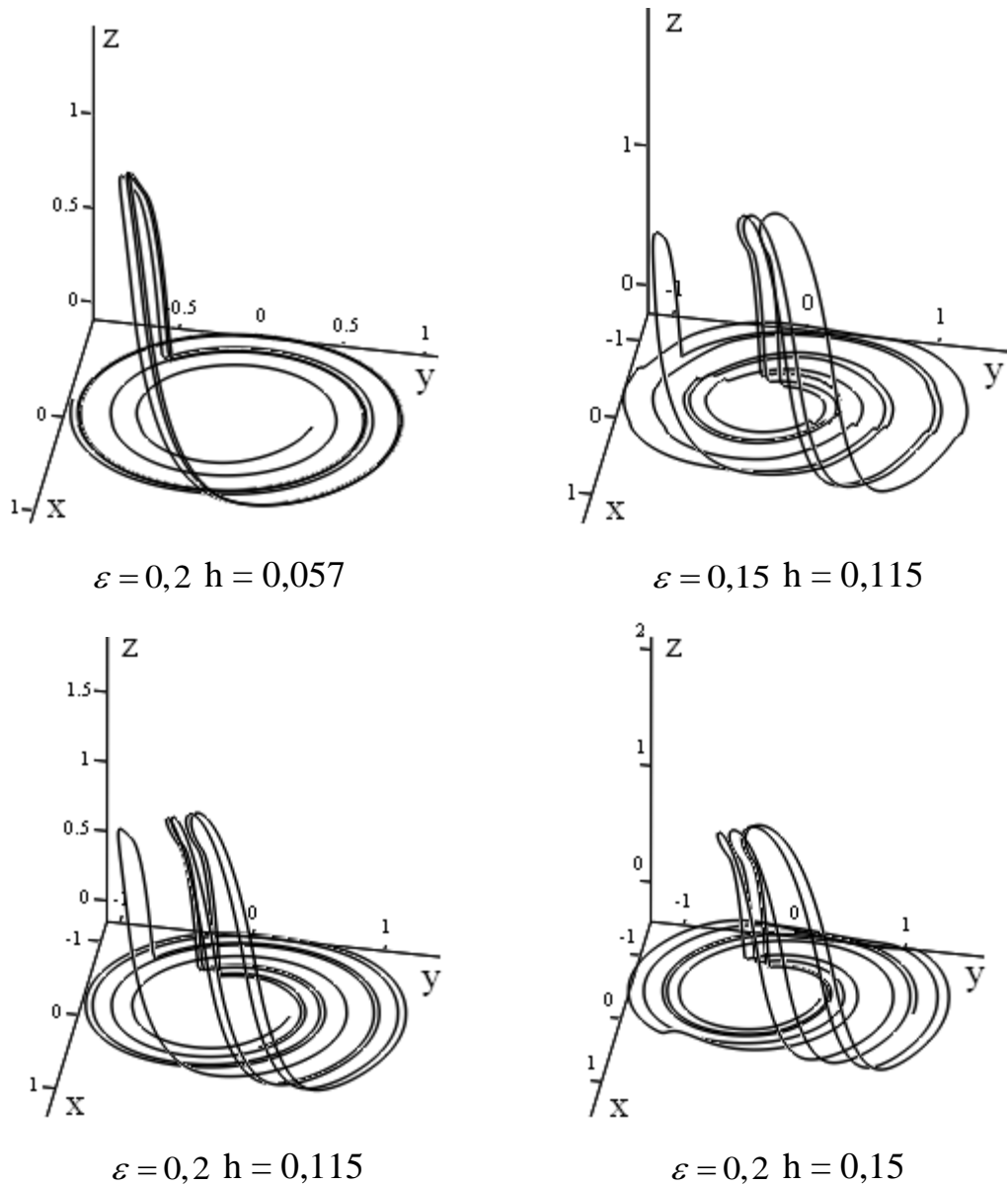


Рисунок 4.8 – Фазові портрети генератора КПП на основі польової ТСВО з урахуванням (4.8) та (4.10)

Із врахуванням (4.12), третє рівняння системи (4.4) матиме наступний вигляд:

$$\varepsilon \dot{z} = \frac{1}{a - 2bz} (x - f(z)), \quad (4.13)$$

де значення нормованих коефіцієнтів апроксимації дорівнюють $a = 0,2$, $b = 0,05$.

Удосконалена математична модель генератора КПП на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором має вигляд [247-249]

$$\begin{cases} \dot{x} = 2hx + y - gz + dx \cdot y^2, \\ \dot{y} = -x, \\ \varepsilon \dot{z} = \frac{1}{a - 2bz}(x - f(z)), \end{cases} \quad (4.14)$$

де $f(z)$ – нормована функція апроксимації ВАХ польової ТСВО (4.8).

Згідно з проведеними автором дослідженнями, використання електричної керованої ємності в генераторі КПР викликає генерацію імпульсних викидів, що є складними випадковими коливаннями. Параметри часу та частоти коливань можуть бути отримані математичним моделюванням, як це було зроблено в [250].

4.3 Дослідження впливу адитивного білого шуму на динамічні процеси в генераторі, побудованому за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича, на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором

Практичне застосування генераторів детермінованого хаосу у радіотехніці та телекомунікаціях здійснюється за наявності внутрішніх або зовнішніх шумів [251]. Тому дослідження впливу шуму на фізичні процеси в генераторах хаотичних коливань є актуальною науковою задачею [252]. Складність цієї задачі полягає у тому, що не можна розглядати такі процеси як чисто випадкові або як чисто детерміновані. Вплив внутрішніх або зовнішніх джерел шуму на нелінійну динамічну систему може бути досить істотним [251, 252]. Особливо помітним впливом шуму є якісні зміни динаміки генерованих коливань. Це відбувається в точках структурної нестійкості автоколивної системи, зокрема в точках біфуркацій [252].

Важливою практичною задачею є дослідження впливу адитивного білого шуму на хаотичну динаміку генератора Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором. У робо-

ті [253] основну увагу приділено модельному дослідженню впливу шуму на фазові портрети генератора та спектральні характеристики генерованих коливань.

Спрощена електрична схема генератора детермінованого хаосу типу КПП наведена на рис. 4.6, а її еквівалентна схема – на рис. 4.3,б. Схематехнічні модифікації польової транзисторної структури з від’ємним диференційним опором VT1-VT2 та їх властивості були досліджені автором в [39].

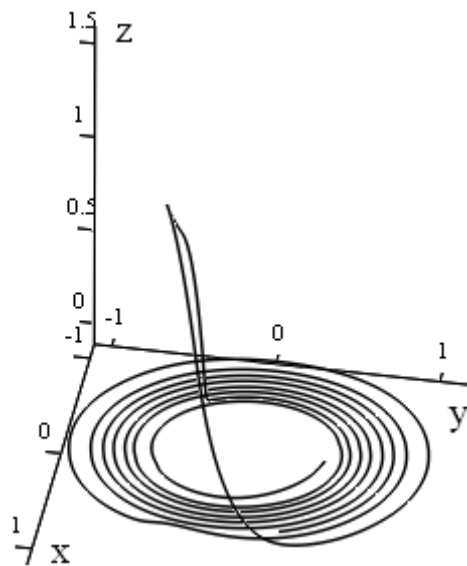
Автором у [253] аналітично досліджено вплив адитивного білого шуму на автоколивну систему генератора КПП шляхом підключення на еквівалентній схемі джерела шумового струму паралельно з нелінійним опором і ємністю $C(V)$, керуваннях напругою. У цьому випадку однорідна система диференційних рівнянь (4.4) перетворюється до вигляду [253]

$$\begin{cases} \dot{x} = 2hx + y - gz, \\ \dot{y} = -x, \\ \varepsilon \dot{z} = x - f(z) + \sqrt{2D}n(t), \end{cases} \quad (4.15)$$

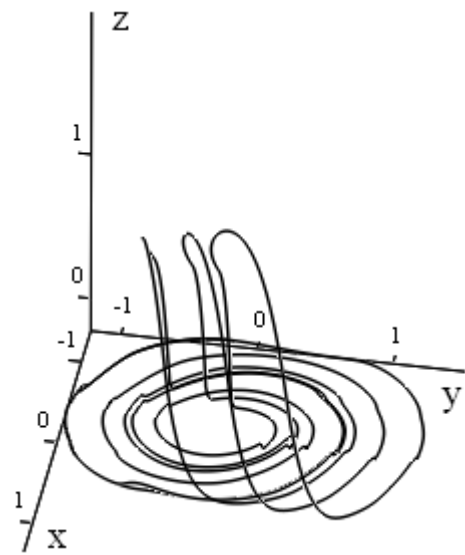
де $n(t)$ – нормоване джерело білого гаусового шуму; D – рівень інтенсивності шуму в безрозмірних величинах ($0 < D \leq 1$). Нормованими параметрами джерела білого гаусового шуму є [251, 252]

$$\langle n(t) \rangle = 0, \quad \langle n(t)n(t - \tau) \rangle = \delta(\tau). \quad (4.16)$$

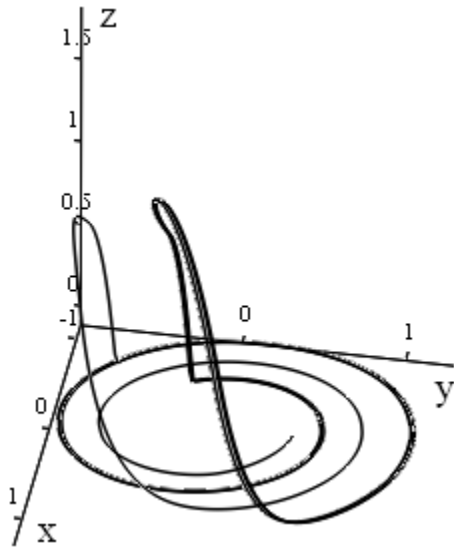
Математичне моделювання системи диференційних рівнянь (4.15) було здійснено в MathCad 15.0. Система диференційних рівнянь була розв’язана за допомогою методу Рунге-Кутти 4-го порядку із стандартною функцією *rkfixed* () [253]. Фазові портрети в динамічному діапазоні генерованих коливань без білого шуму при $g = 0,957$ представлені на рис. 4.9.



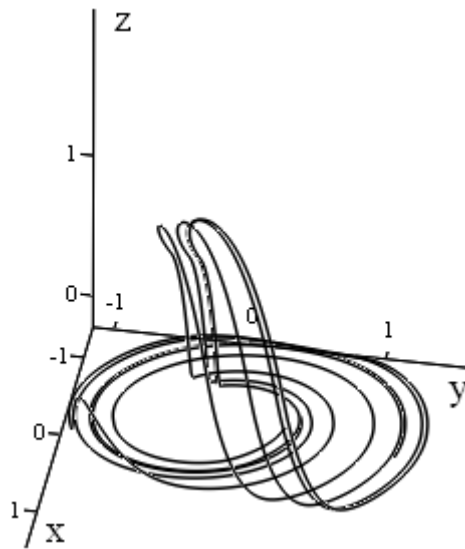
$$\varepsilon = 0,2 \quad h = 0,047$$



$$\varepsilon = 0,15 \quad h = 0,115$$



$$\varepsilon = 0,2 \quad h = 0,115$$



$$\varepsilon = 0,2 \quad h = 0,15$$

Рисунок 4.9 – Фазові портрети генератора КПР в просторі змінних x - y - z без шуму при $g = 0,957$

У роботі [253] більш детально розглянуто режим роботи генератора КПР, що має місце при значеннях параметрів $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$. Результати моделювання хаотичного режиму генератора без шуму представлені на рис. 4.10 – рис. 4.11.

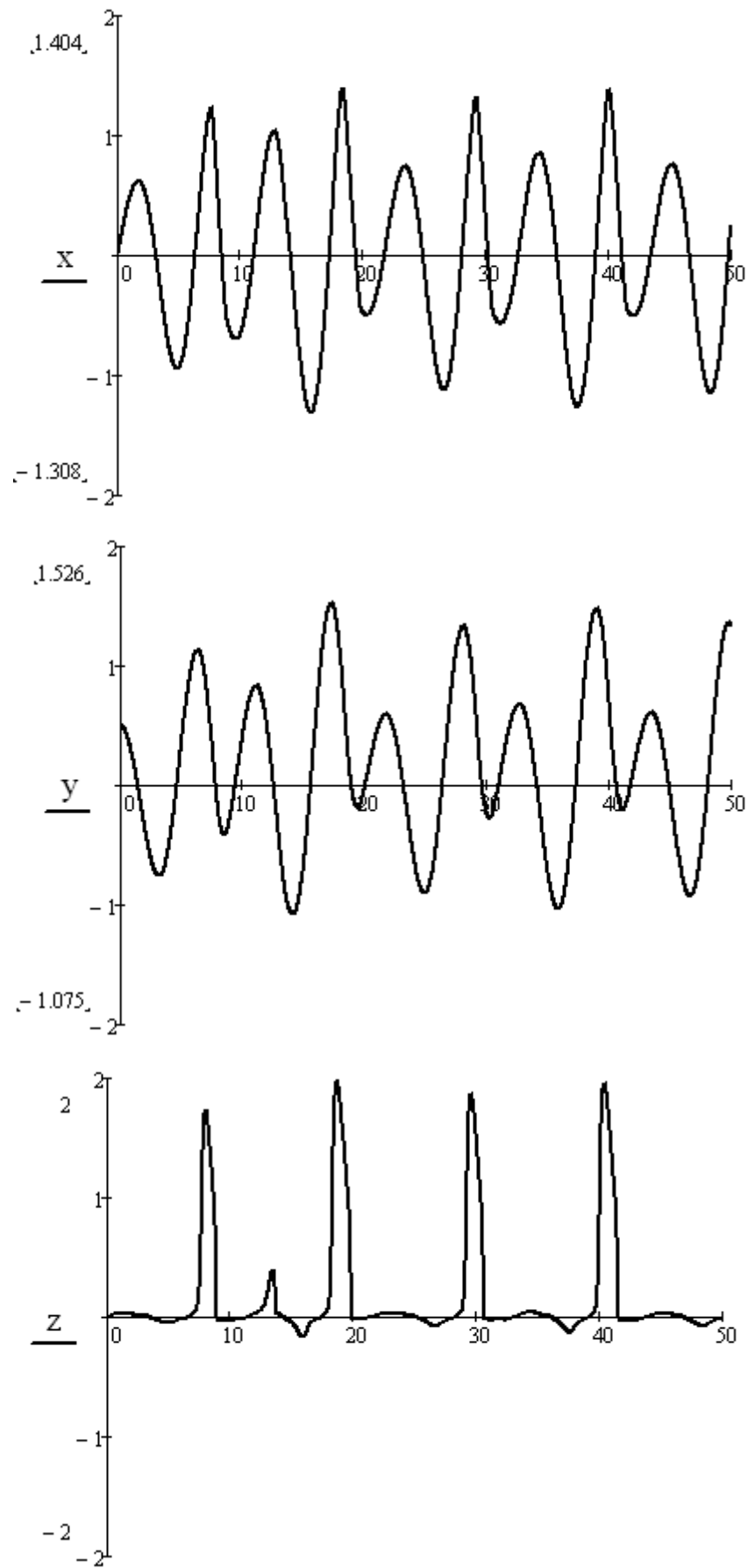


Рисунок 4.10 – Часові діаграми безрозмірних змінних x , y та z при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$

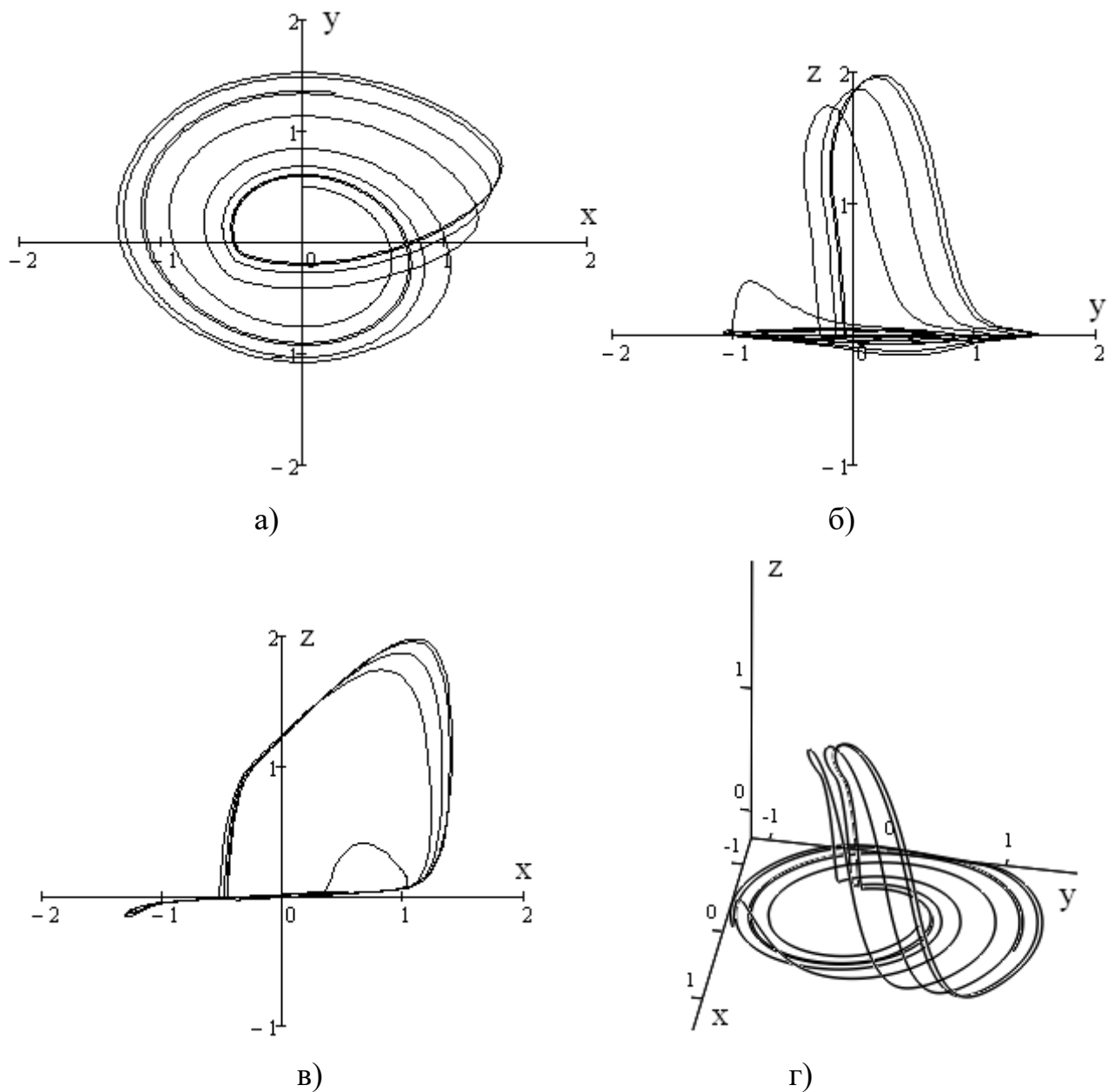
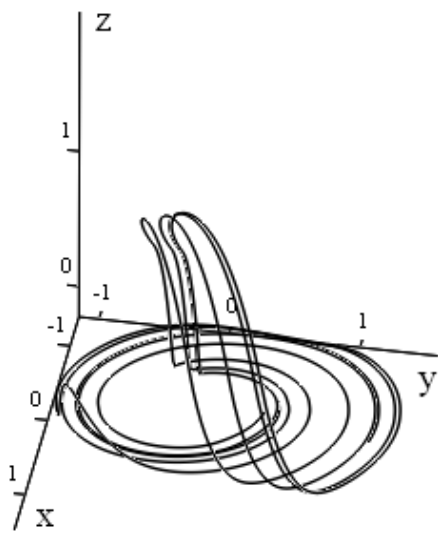
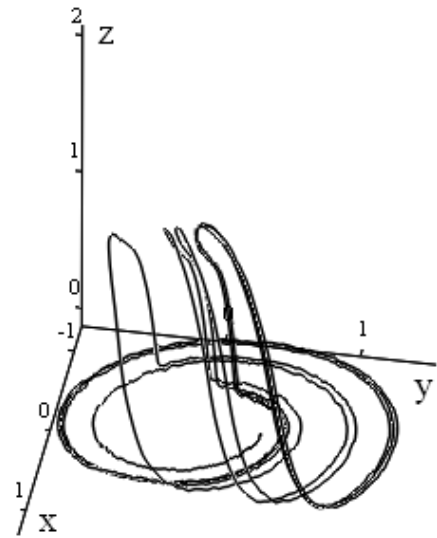


Рисунок 4.11 – Фазові портрети генератора КПР при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$ в площинах змінних x - y (а), x - z (б), y - z (в) та в просторі змінних x - y - z (г)

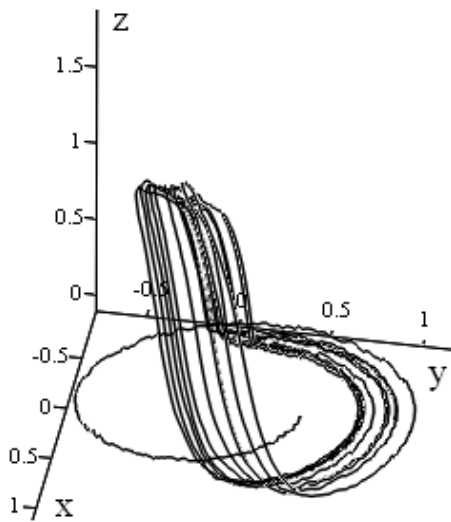
Результати дослідження динамічних процесів в генераторі КПР за наявності адитивного білого шуму при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$ та $h = 0,15$ при різних рівнях D приведені на рис. 4.12. Фрагментні портретні проєкції генератора КПР в площині змінних при різних рівнях інтенсивності адитивного білого гаусового шуму приведені на рис. 4.13 – рис. 4.15. Амплітудно-частотний та фазочастотний спектри генерованих коливань при наявності білого адитивного гаусового шуму при різних рівнях інтенсивності D показані на рис. 4.16 – рис. 4.21.



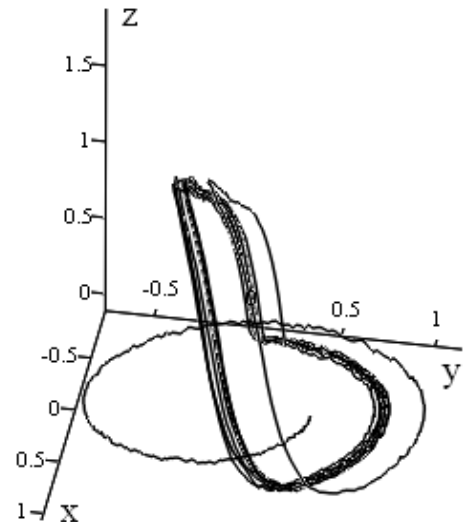
$D = 0,01$



$D = 0,05$

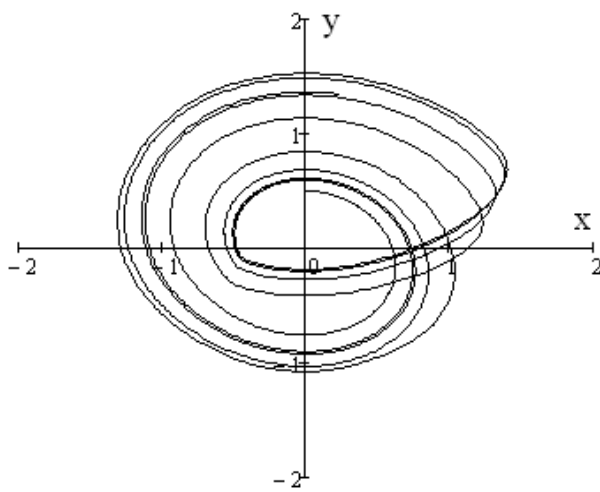


$D = 0,1$

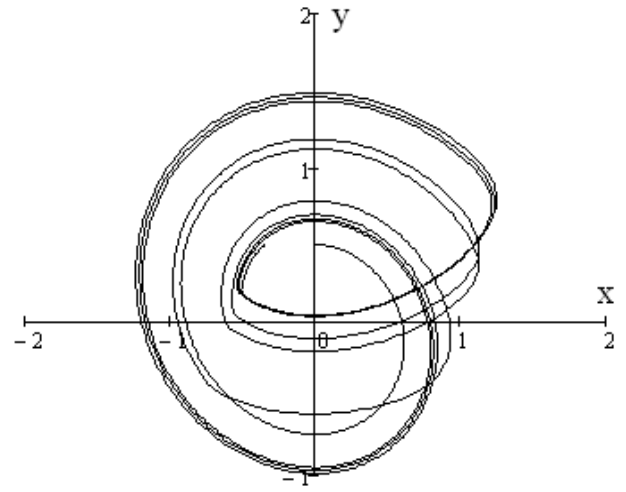


$D = 0,15$

Рисунок 4.12 – Фазові портрети генератора КІР в просторі змінних x - y - z за наявності білого гаусового шуму різної інтенсивності при $g = 0,957$



$D = 0,01$



$D = 0,05$

Рисунок 4.13 – Фазові портрети генератора хаосу в площині x - y при різній інтенсивності адитивного білого гаусового шуму

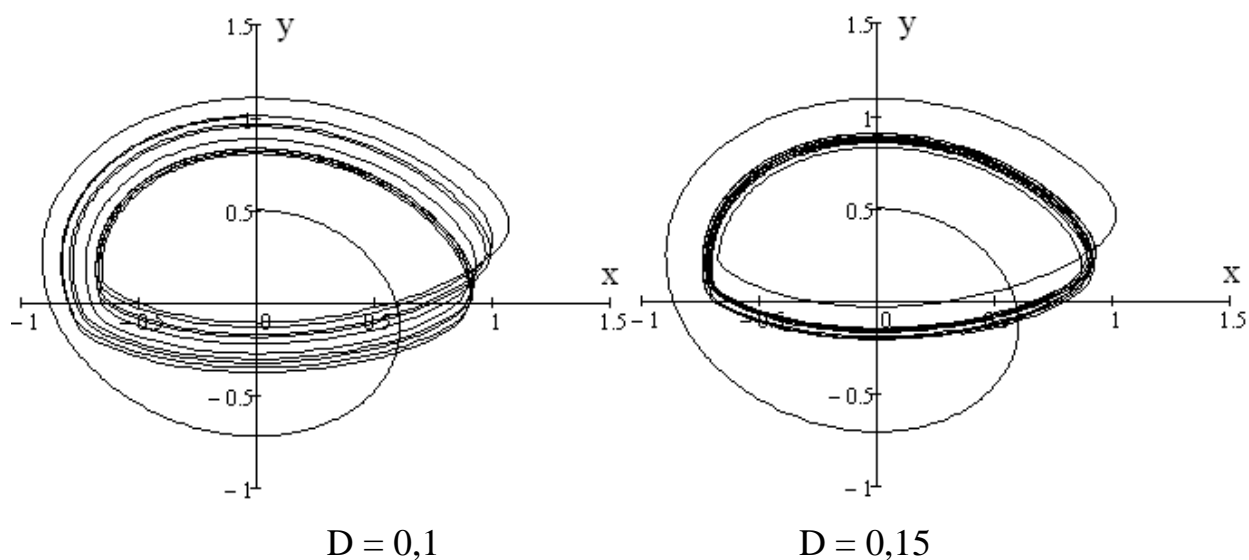


Рисунок 4.13 – Лист 2

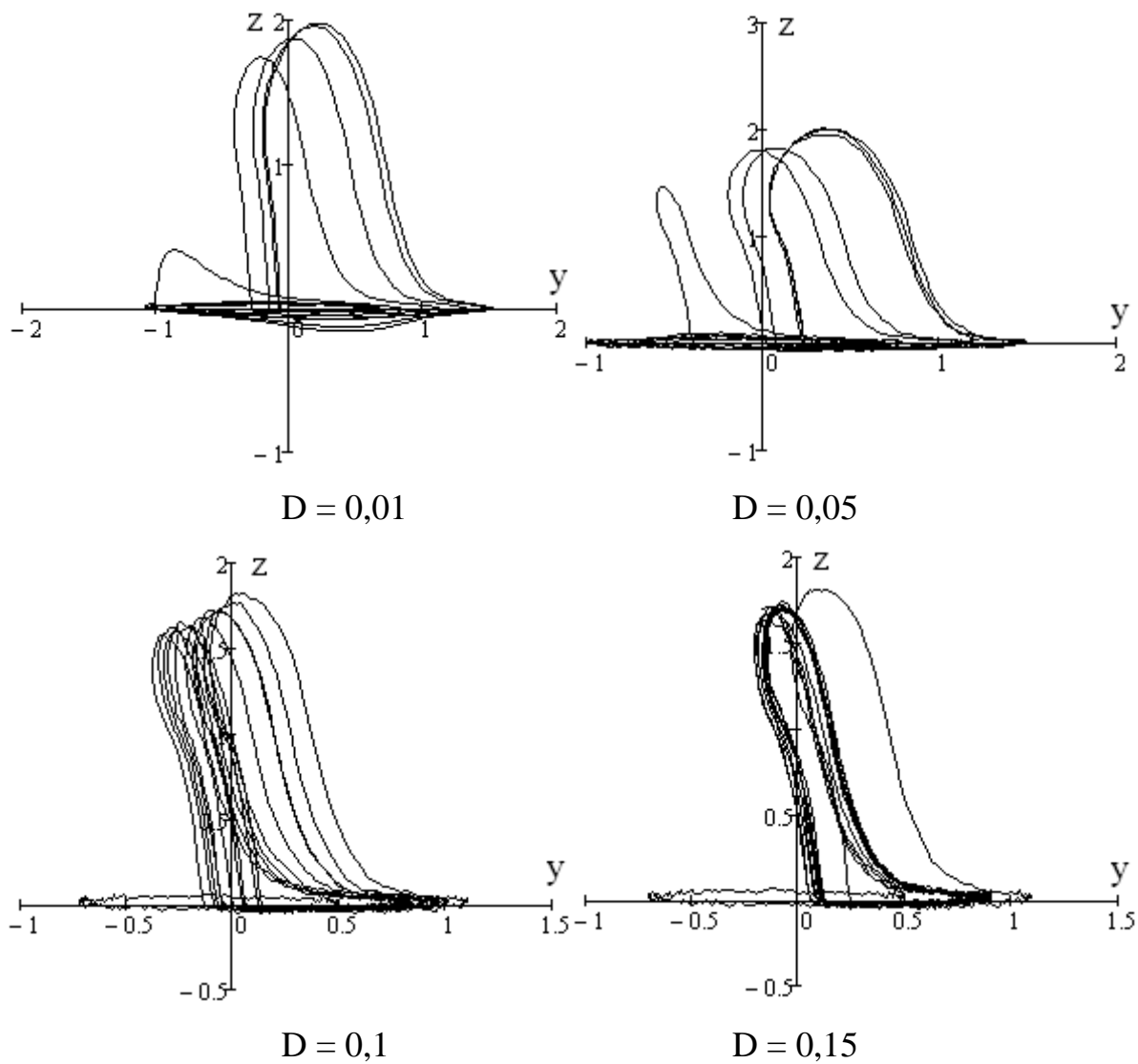


Рисунок 4.14 – Фазові портрети генератора хаосу в площині змінних y - z при різній інтенсивності адитивного білого гаусового шуму

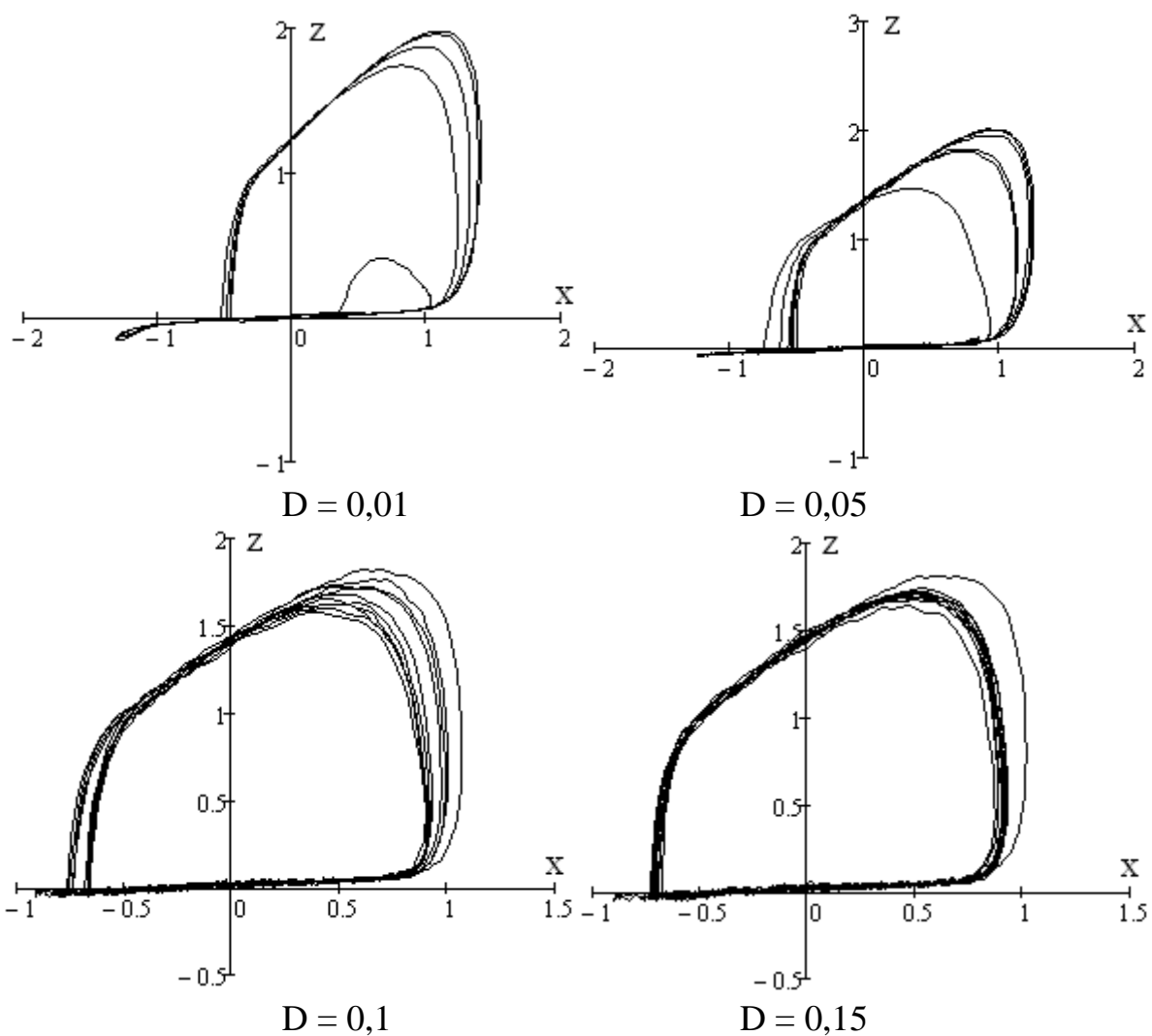


Рисунок 4.15 – Фазові портрети генератора хаосу в площині змінних $x-z$

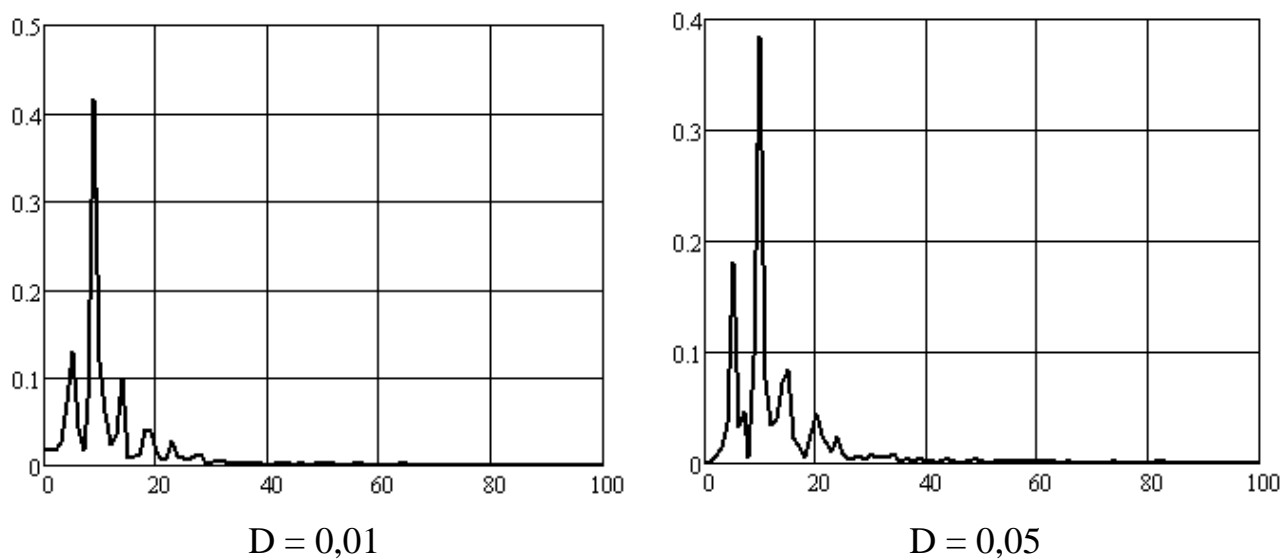
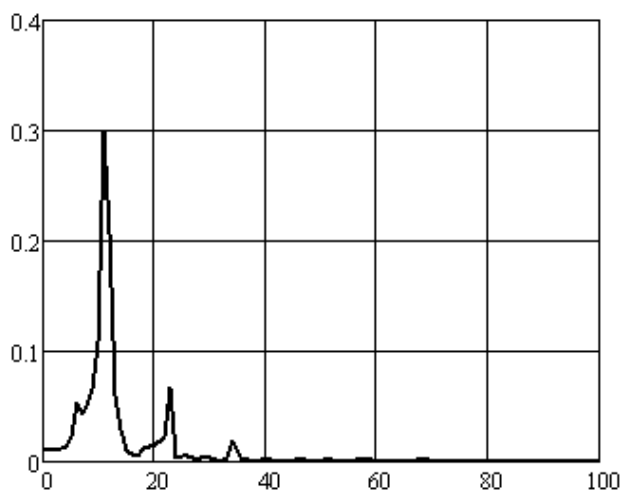
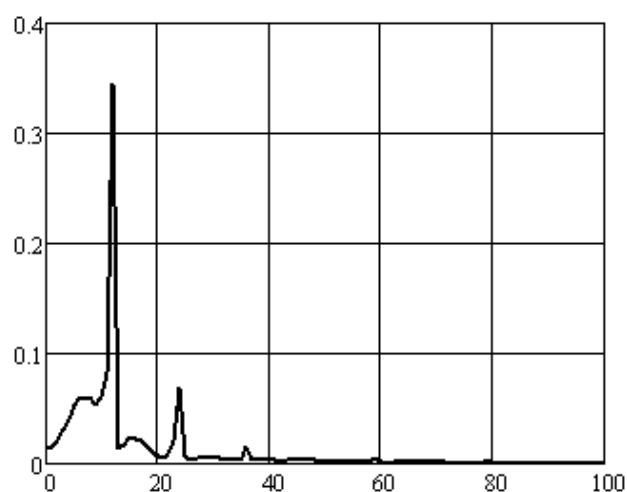


Рисунок 4.16 – Амплітудно-частотний спектр коливань нормованої змінної x за наявності адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

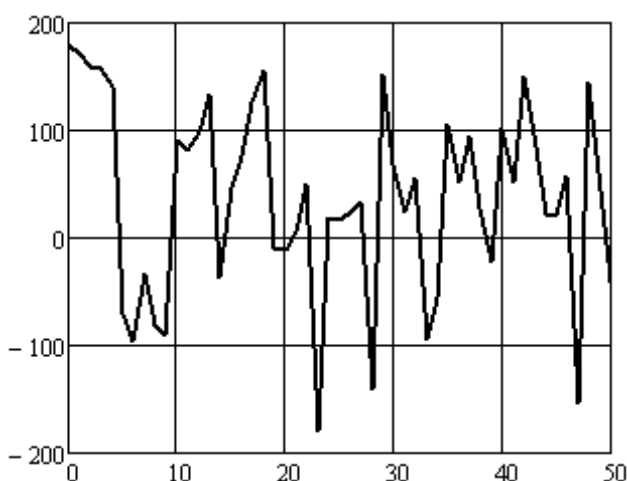


$D = 0,1$

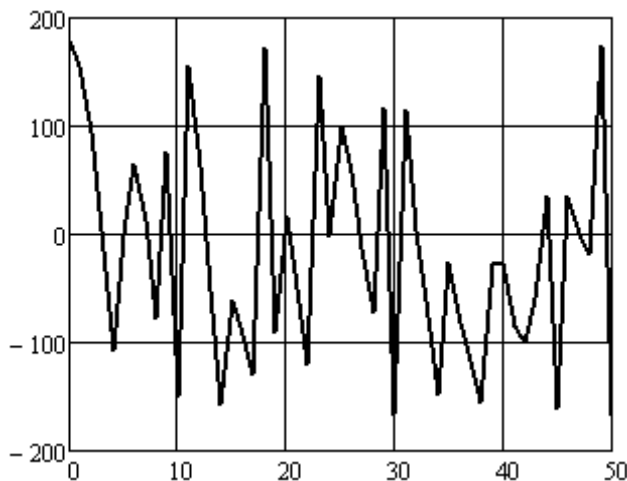


$D = 0,15$

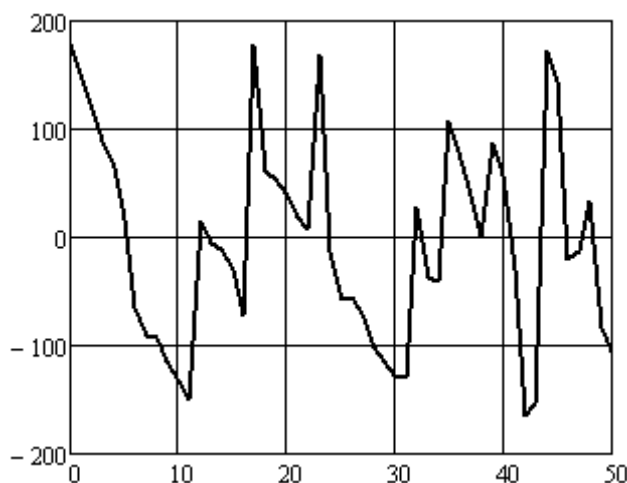
Рисунок 4.16 – Лист 2



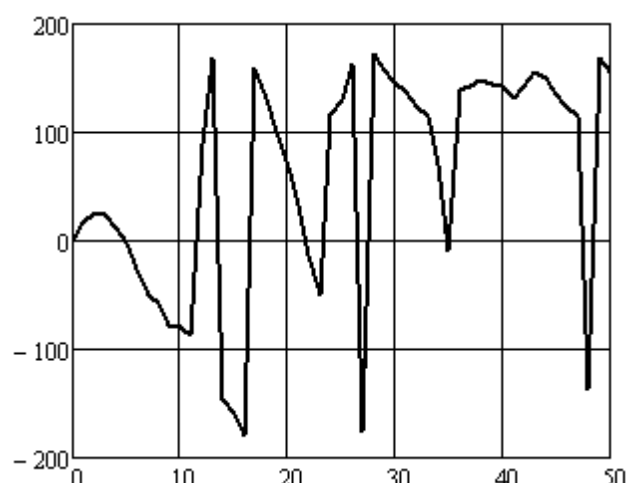
$D = 0,01$



$D = 0,05$

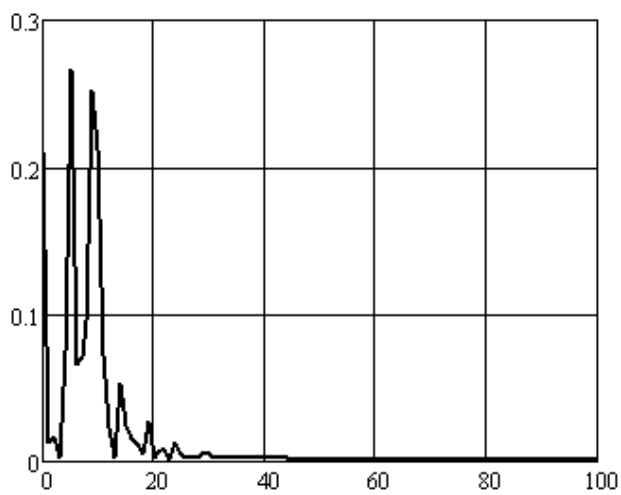


$D = 0,1$

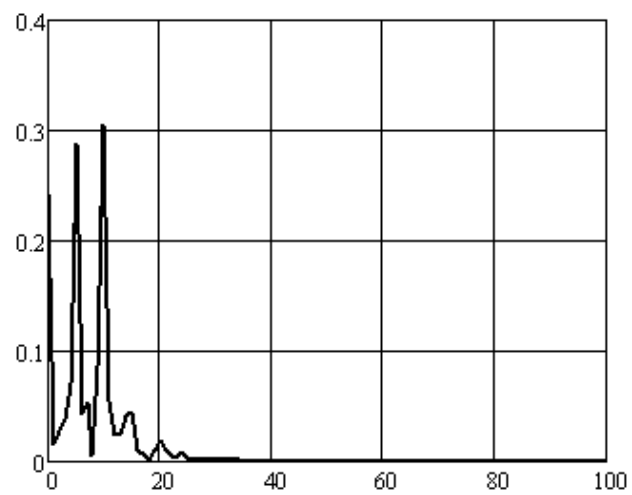


$D = 0,15$

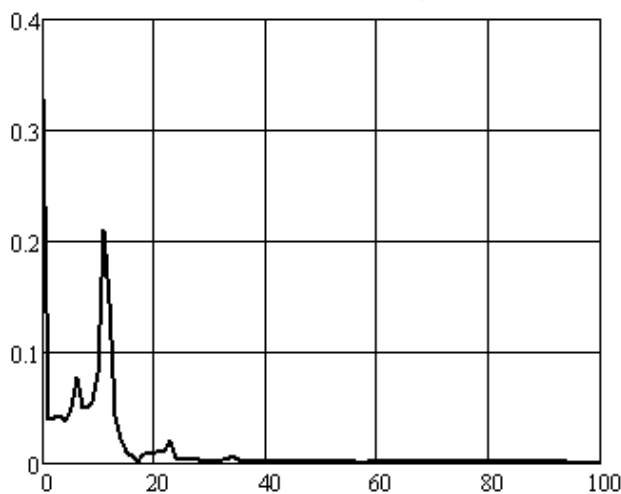
Рисунок 4.17 – Фазочастотний спектр коливань нормованої змінної x за наявності адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$



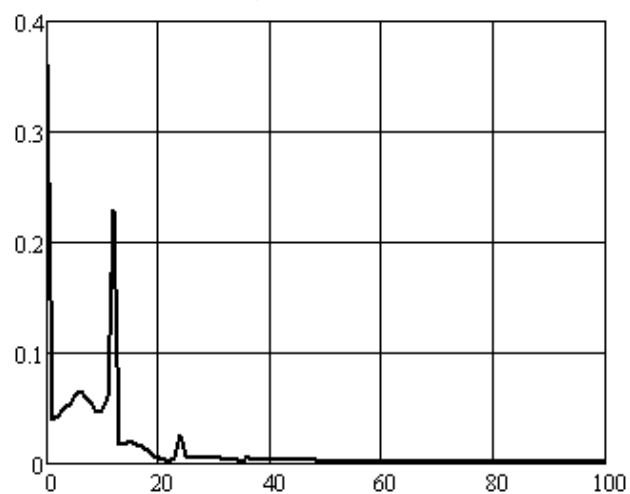
D = 0,01



D = 0,05

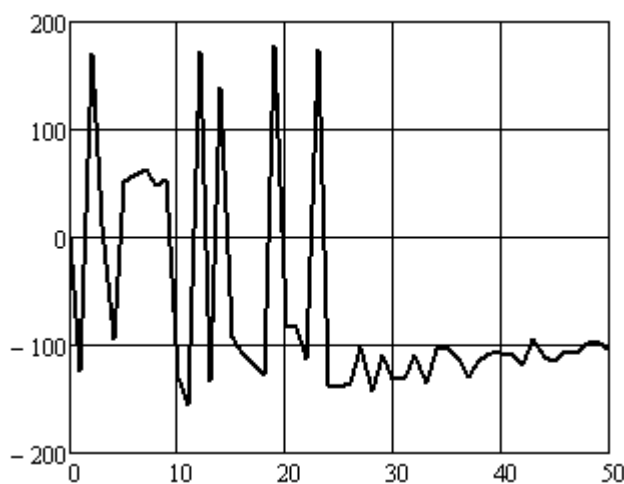


D = 0,1

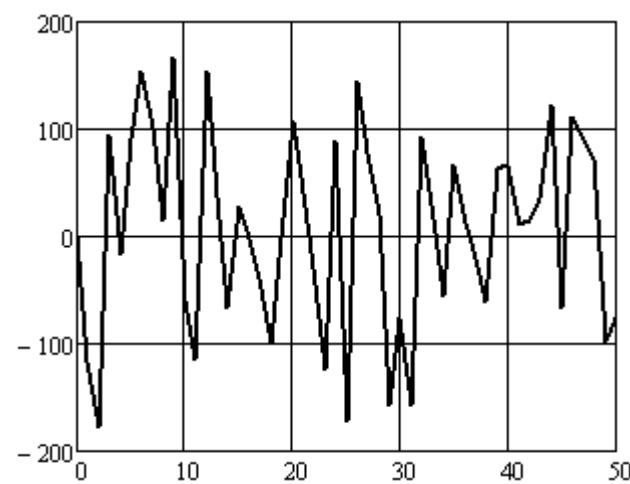


D = 0,15

Рисунок 4.18 – Амплітудно-частотний спектр коливань нормованої змінної у за наявності адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

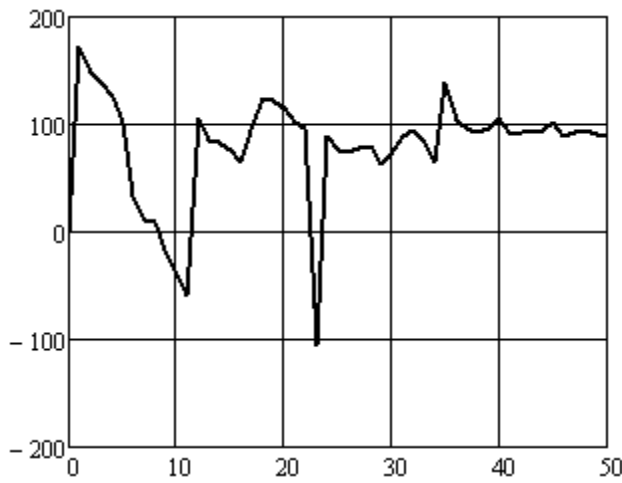


D = 0,01

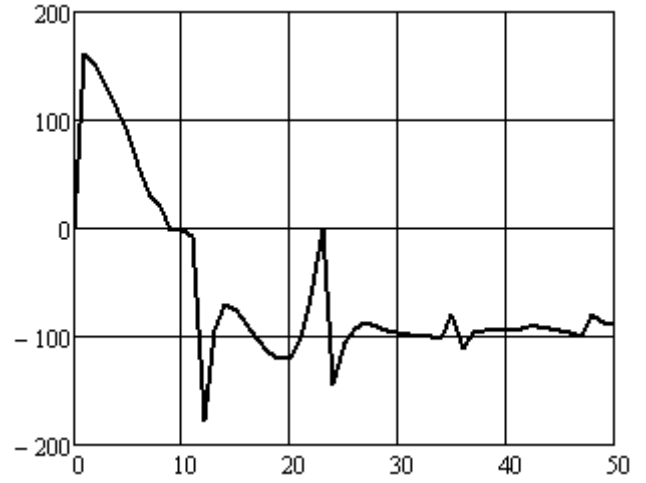


D = 0,05

Рисунок 4.19 – Фазочастотний спектр коливань нормованої змінної у за наявності адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

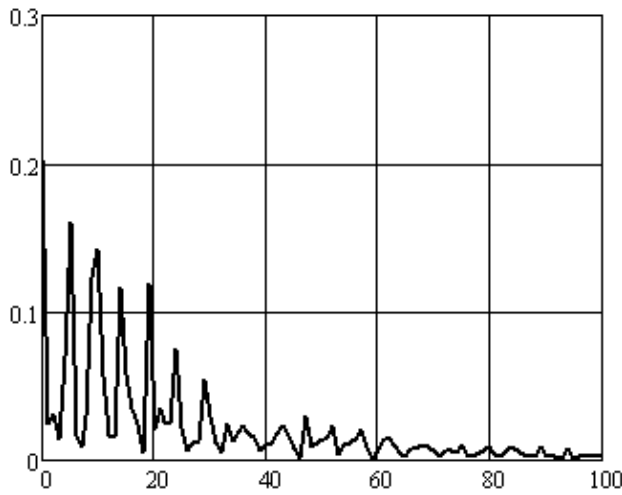


$D = 0,1$

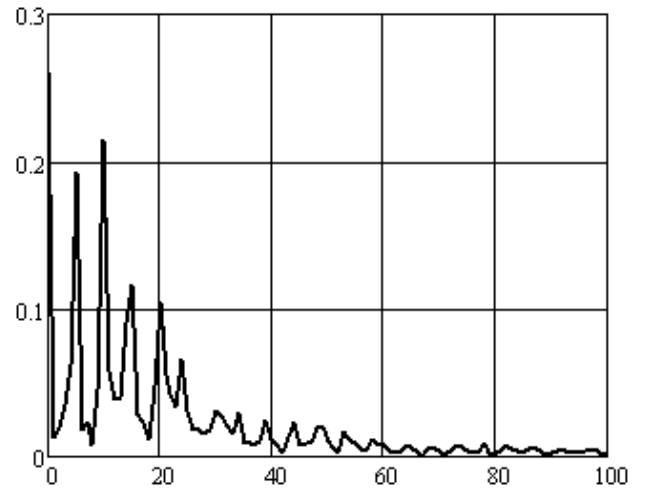


$D = 0,15$

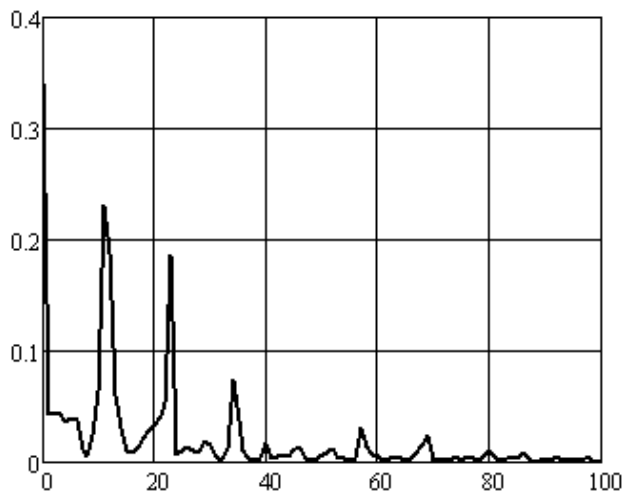
Рисунок 4.19 – Лист 2



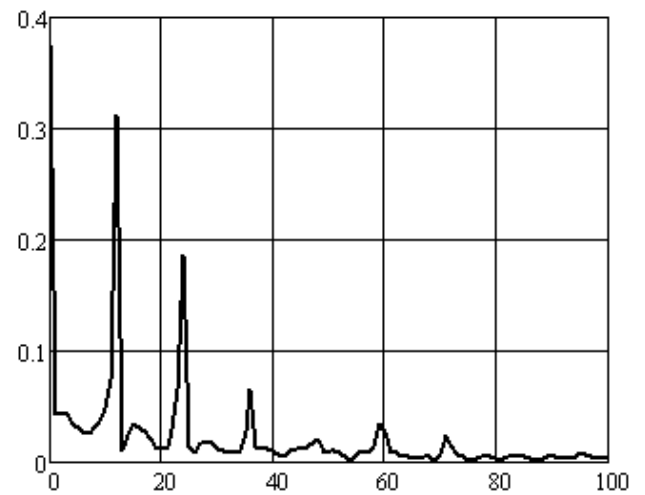
$D = 0,01$



$D = 0,05$



$D = 0,1$



$D = 0,15$

Рисунок 4.20 – Амплітудно-частотний спектр коливань нормованої змінної z за наявності адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

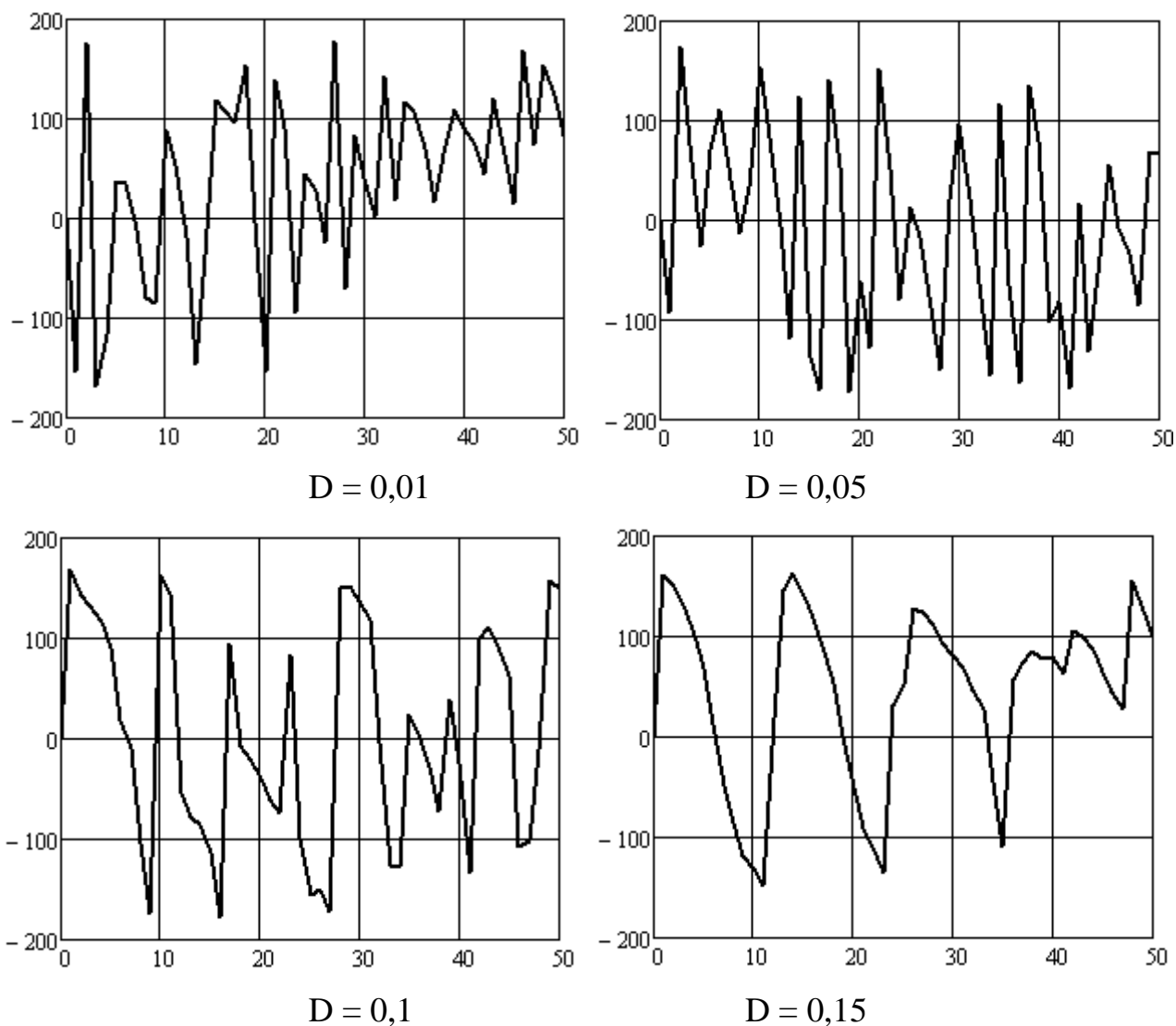


Рисунок 4.21 – Фазочастотний спектр коливань нормованої змінної z за наявності адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

У роботі [253] автором більш детально розглянуто режим роботи генератора побудованого за методом КІР на основі польової ТСВО, що відбувається при значеннях параметрів системи $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$. Результати моделювання роботи хаотичного режиму генератора за наявності адитивного білого гаусового шуму представлені на рис. 4.16 – рис. 4.21. Часові діаграми нормованих змінних показані на рис. 4.22 – рис. 4.24.

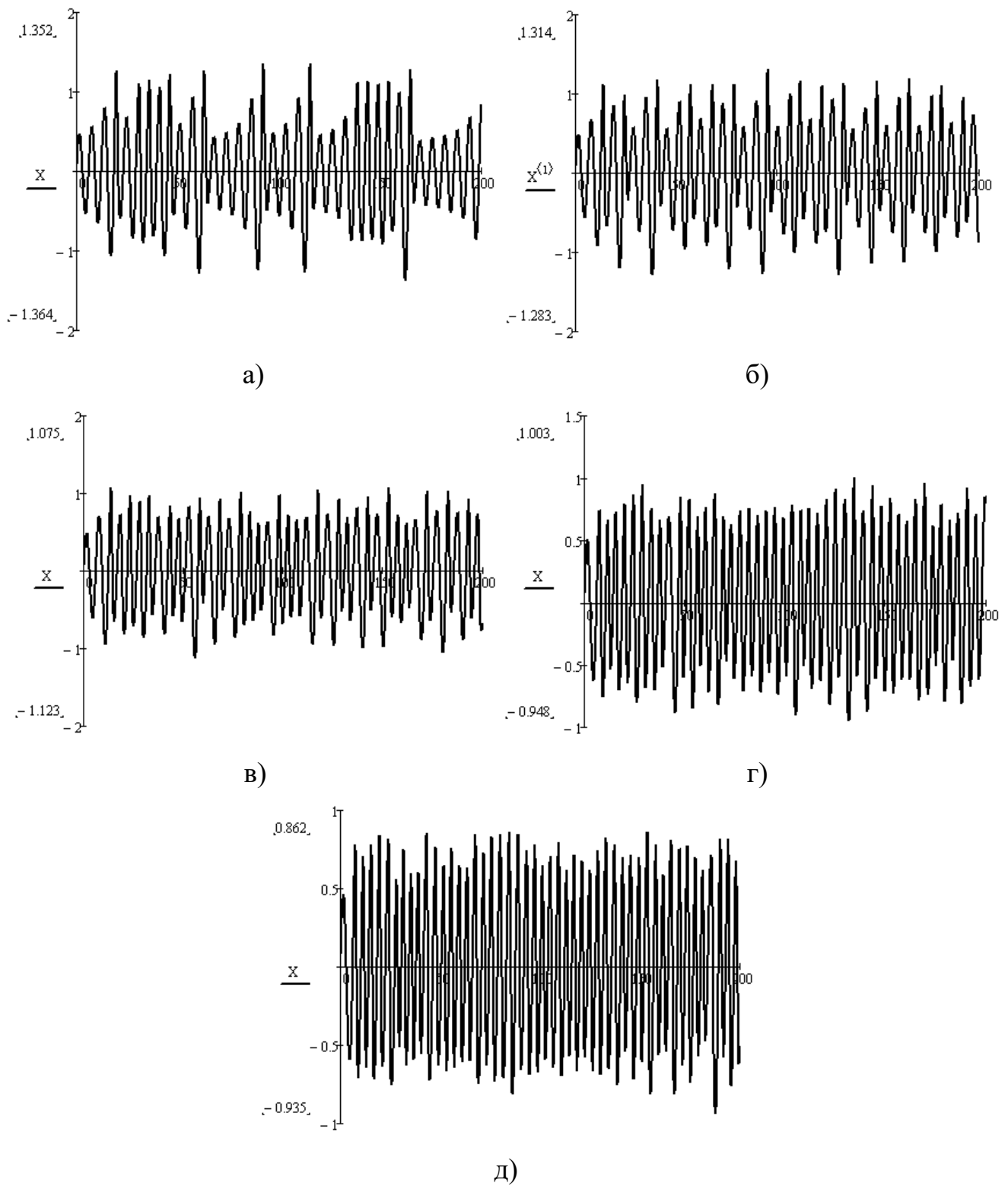


Рисунок 4.22 – Діаграми безрозмірної змінної x в залежності від безрозмірного часу $T = \omega_0 t$ при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$ та а) $D = 0,0$ (без шуму), б) $D = 0,01$, в) $D = 0,05$, г) $D = 0,1$, д) $D = 0,15$

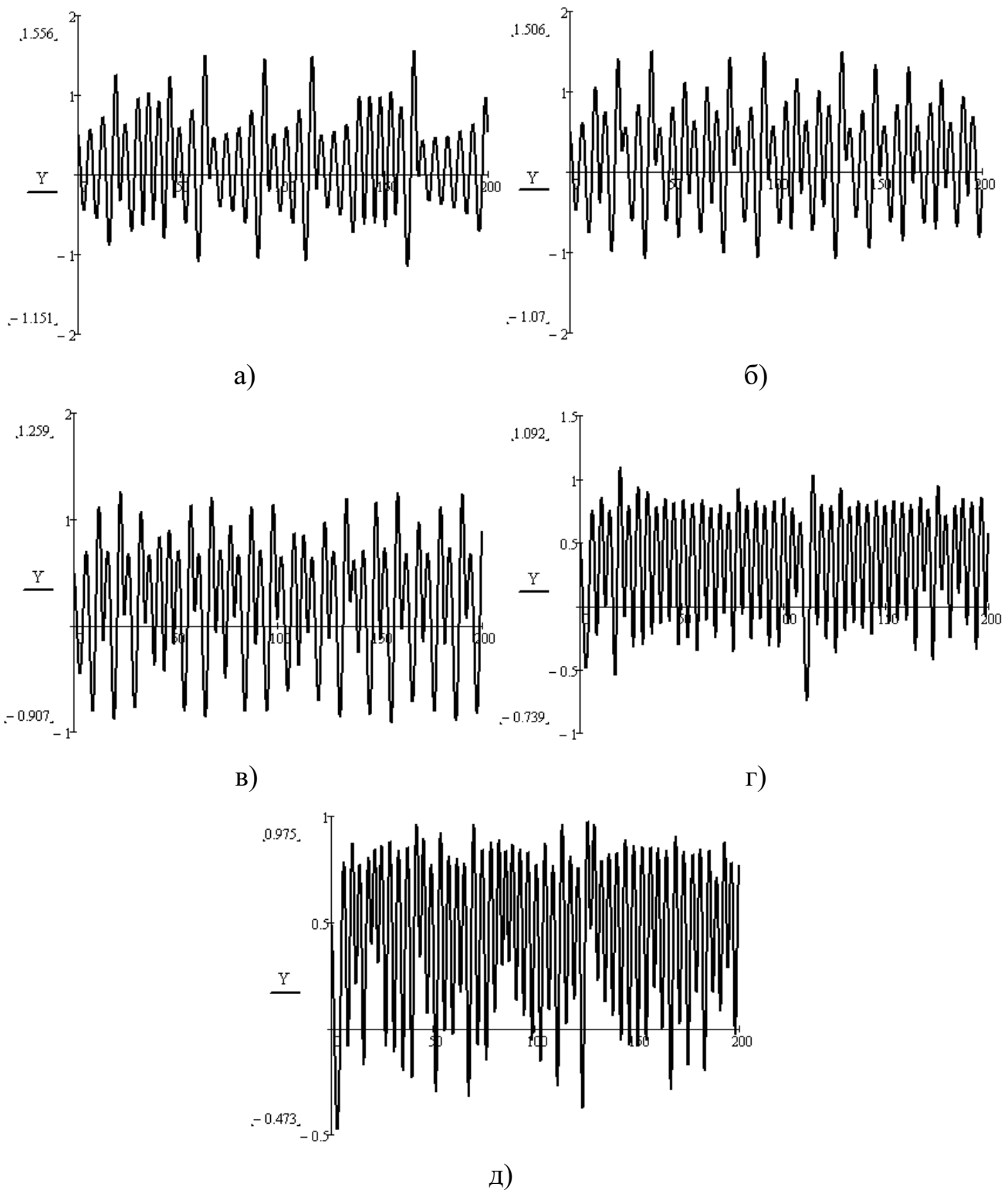


Рисунок 4.23 – Діаграми безрозмірної змінної y в залежності від безрозмірного часу $T = \omega_0 t$ при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$ та а) $D = 0,0$ (без шуму), б) $D = 0,01$, в) $D = 0,05$, г) $D = 0,1$, д) $D = 0,15$

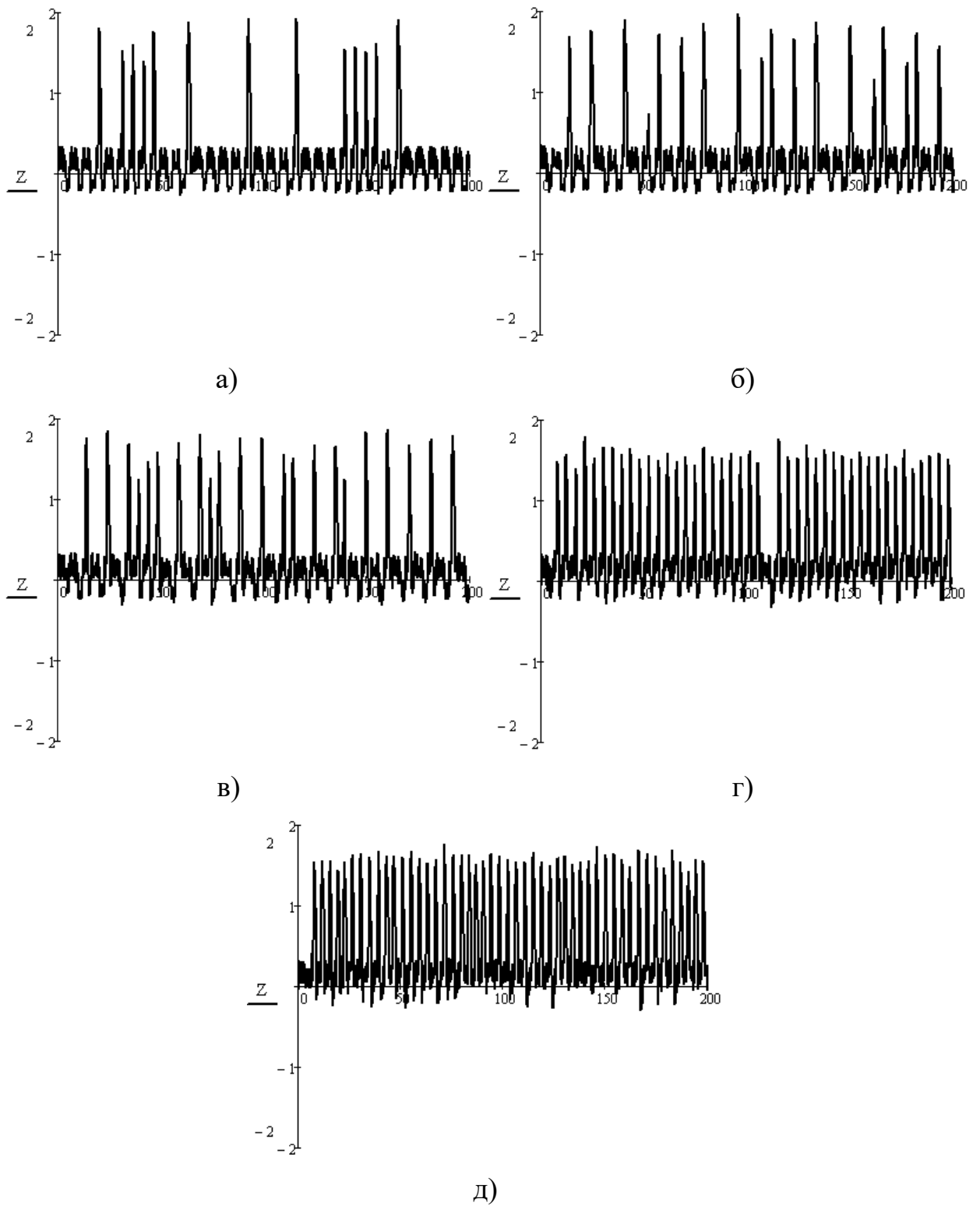


Рисунок 4.24 – Діаграми безрозмірної змінної z в залежності від безрозмірного часу $T = \omega_0 t$ при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$ та а) $D = 0,0$ (без шуму), б) $D = 0,01$, в) $D = 0,05$, г) $D = 0,1$, д) $D = 0,15$

4.4 Дослідження впливу нелінійних властивостей прохідної ВАХ підсилювального елемента на динамічні процеси розроблених за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича генераторів при дії адитивного білого шуму

Математична модель генератора детермінованого хаосу Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференційним опором з урахуванням нелінійних властивостей прохідної статичної ВАХ польового транзистора VT3 за наявності адитивного білого гаусового шуму має наступний вигляд [254]:

$$\begin{cases} \dot{x} = 2hx + y - gz - dx \cdot y^2, \\ \dot{y} = -x, \\ \varepsilon \dot{z} = x - f(z) + \sqrt{2D}n(t), \end{cases} \quad (4.17)$$

де $n(t)$ – нормоване джерело білого гаусового шуму, D – рівень інтенсивності шуму. Параметри нормованого джерела білого гаусового шуму описуються співвідношеннями (4.16). Вплив нелінійних властивостей прохідної ВАХ польового транзистора VT3 оцінено рівнянням апроксимації (4.9), що враховано доданком $dx \cdot y^2$ у першому рівнянні системи (4.17) де безрозмірний коефіцієнт d обчислюється за співвідношенням (4.11).

Математичне моделювання системи диференційних рівнянь (4.17) було здійснено автором у програмі MathCad 15.0. Розв'язок системи диференційних рівнянь (4.17) був отриманий за допомогою методу Рунге-Кутти 4-го порядку із стандартною функцією *rkfixed* () [254]. Фазові портрети в динамічному діапазоні генерованих коливань без шуму при $g = 0,957$ та $d = 0,2$ приведені на рис. 4.25.

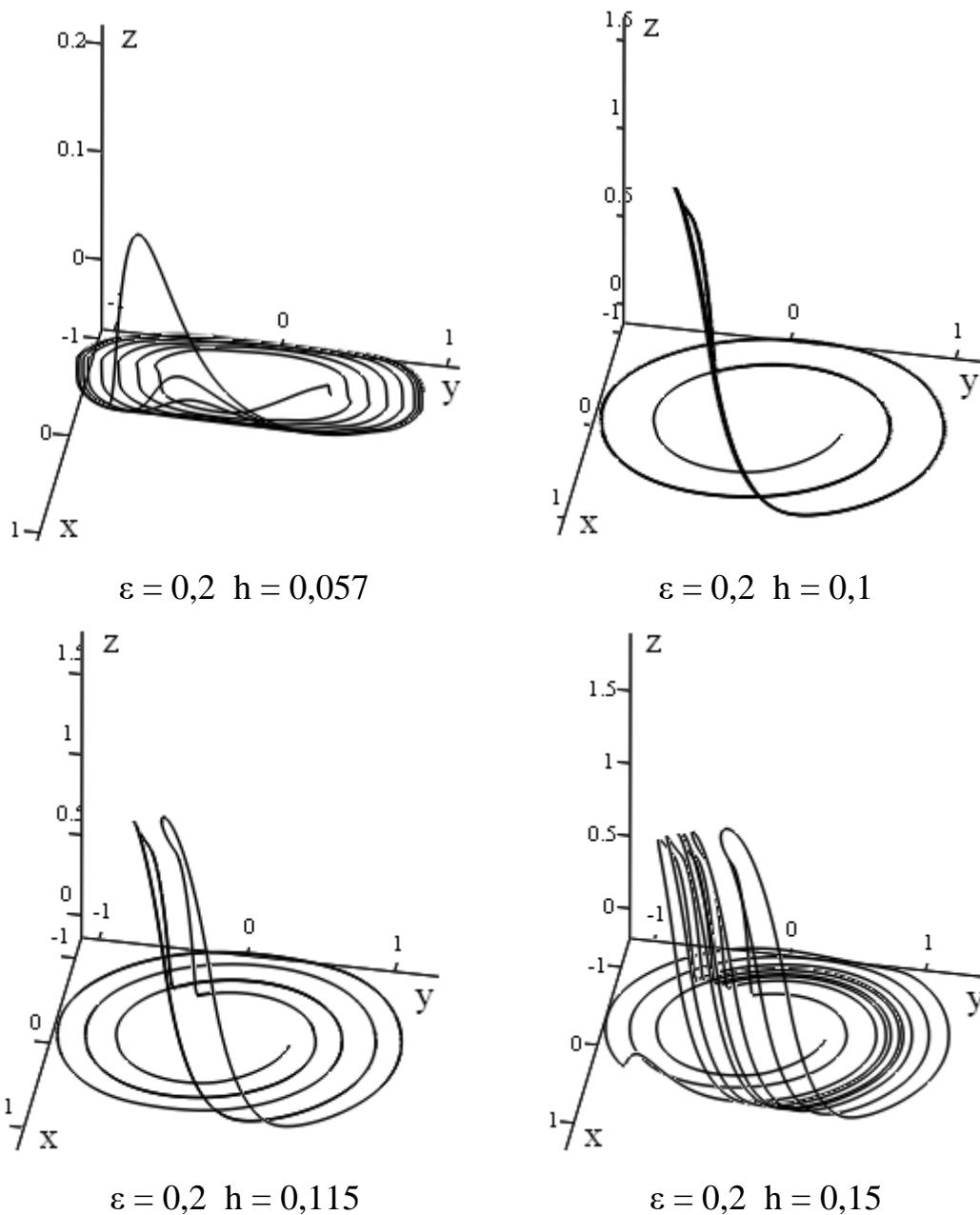


Рисунок 4.25 – Фазові портрети генератора КПР в просторі змінних x - y - z за наявності адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$ та $d = 0,2$

У роботі [254] детально розглянуто режим роботи автоколивної системи генератора КПР, що відбувається при значеннях параметрів $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$. Результати моделювання хаотичного режиму генератора без шуму представлені на рис. 4.26 – рис. 4.27. Графіки часу нормованих змінних показані на рис. 4.26. Фазові портрети генератора КПР в просторі нормованих змінних x - y - z та їхні проекції в площинах x - y , x - z та y - z показані на рис. 4.27.

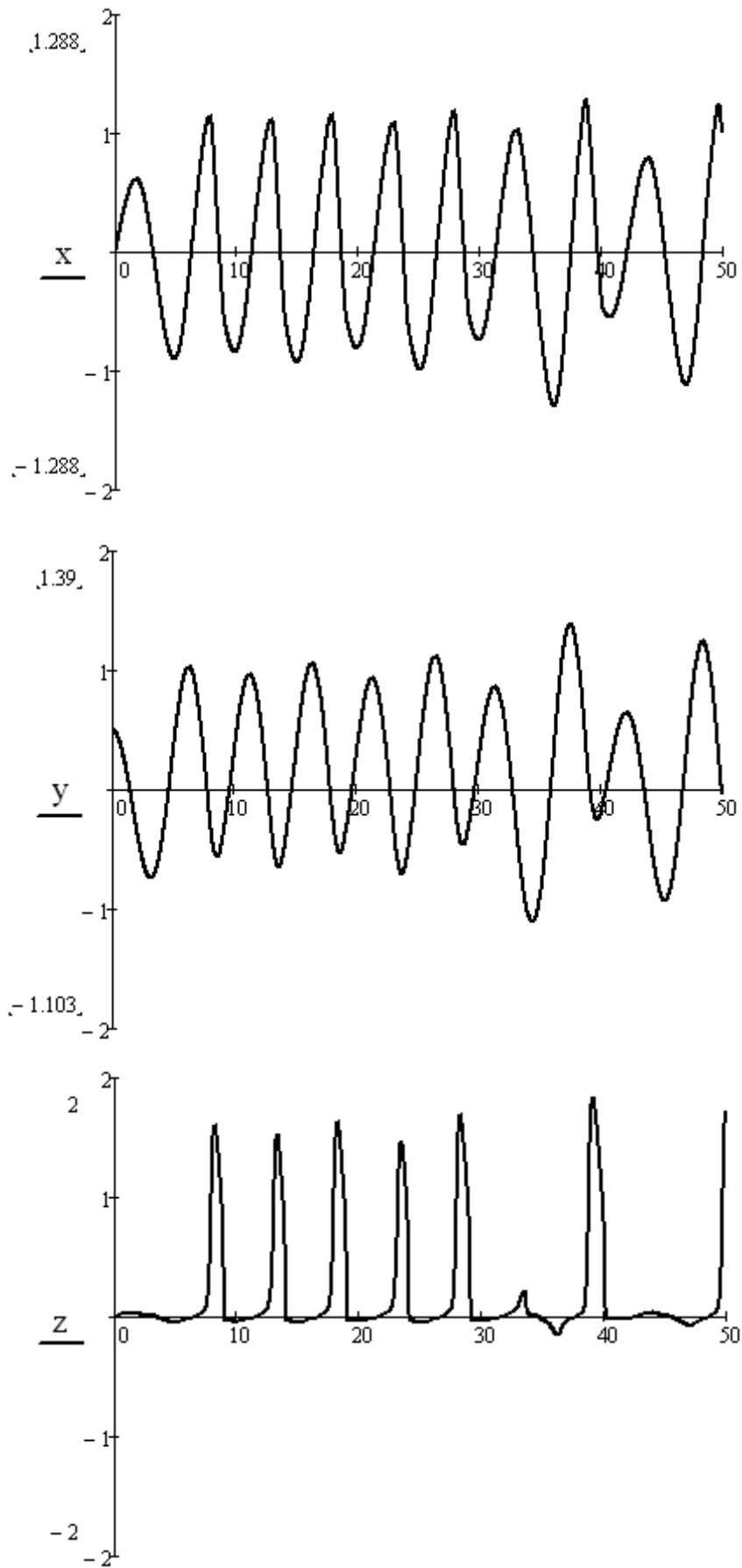


Рисунок 4.26 – Діаграми безрозмірних змінних x , y і z побудовані відносно безрозмірного часу $T = \omega_0 t$ при $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$

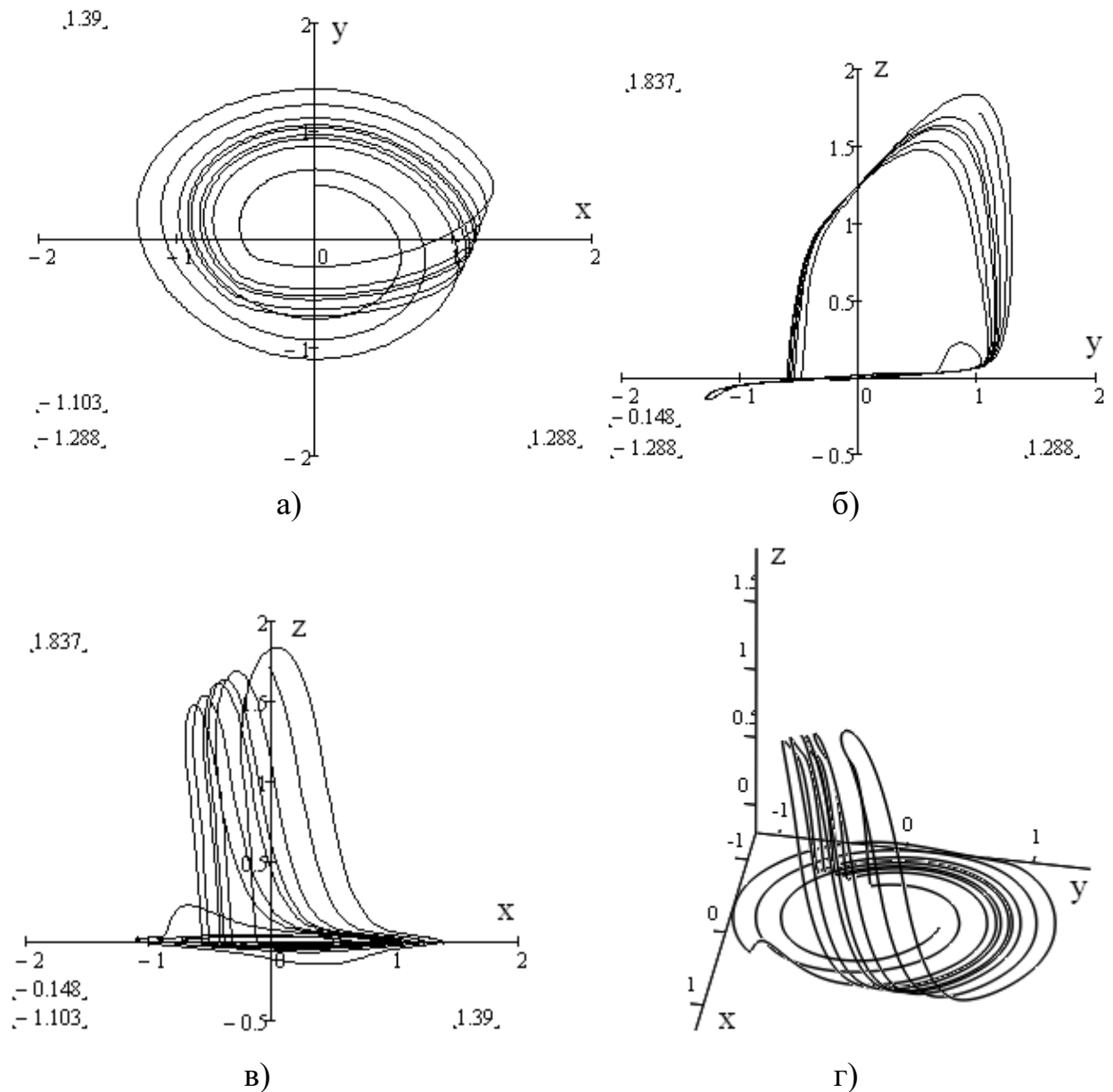


Рисунок 4.27 – Фазові портрети генератора КПР при $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$ у площинах змінних x - y (а), y - z (б), x - z (в) та у просторі змінних x - y - z (г)

Результати дослідження динамічних процесів у генераторі КПР за наявності шуму при $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$ та $h = 0,15$ та різних рівнях інтенсивності шуму D показані на рис. 4.28. Проекції фазових портретів генератора КПР в площинах нормованих змінних з різними рівнями інтенсивності D адитивного білого шуму показані на рис. 4.29 – рис. 4.31.

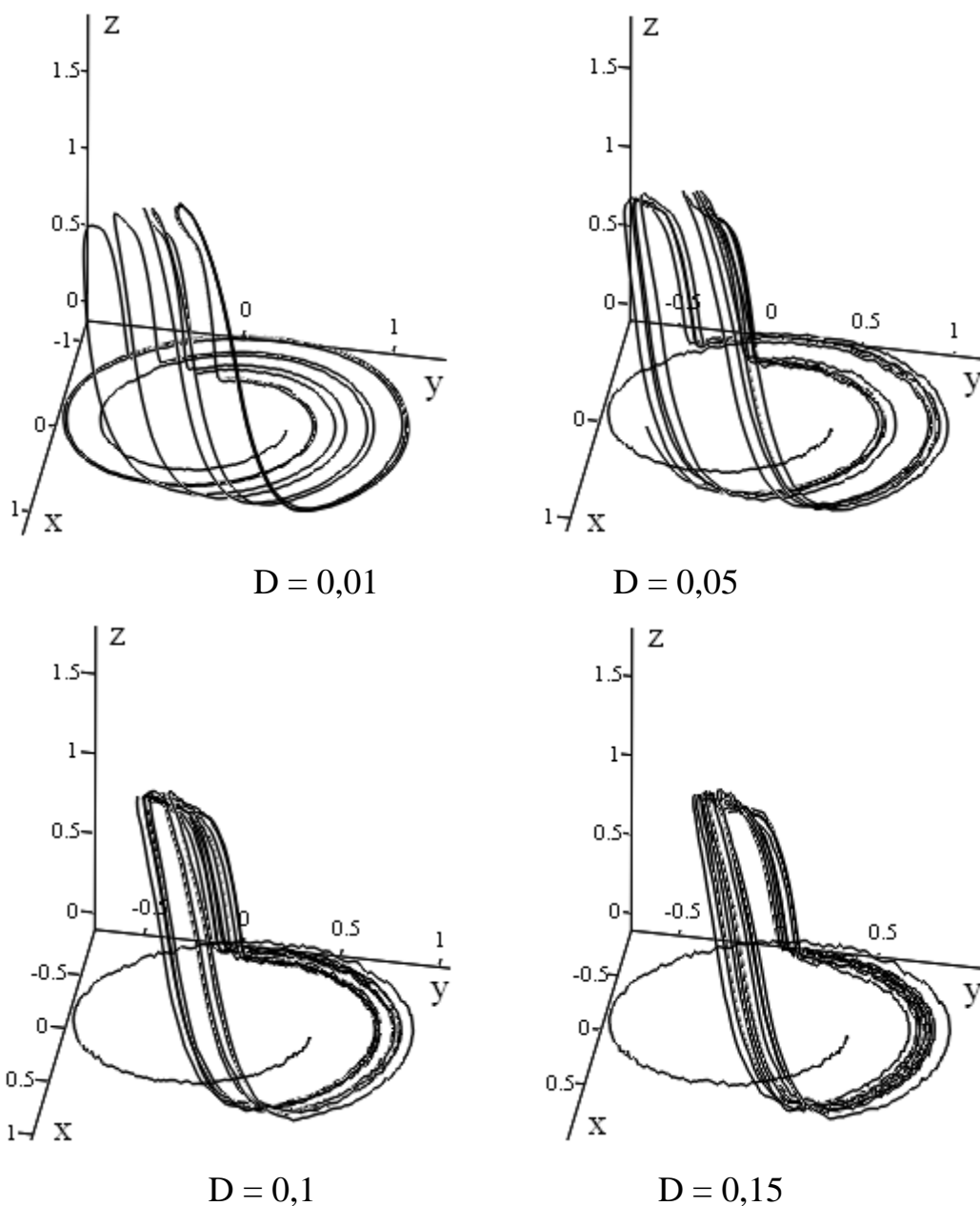


Рисунок 4.28 – Фазові портрети генератора КПР при дії адитивного білого гаусового шуму при наступних значеннях параметрів $g = 0,957$ і $d = 0,2$

Амплітудно-частотний та фазочастотний спектри генерованих електричних коливань за наявності білого шуму при різних рівнях інтенсивності шуму D зображені на рис. 4.32 – рис. 4.37.

У роботі [254] детально розглянуто режим роботи генератора КПР, що відбувається за умов, коли $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$. Результати моделювання хаотичного режиму генератора з шумом представлені на рис. 4.38 – рис. 4.40. Часові діаграми нормованих змінних показані на рис. 4.38 – рис. 4.40.

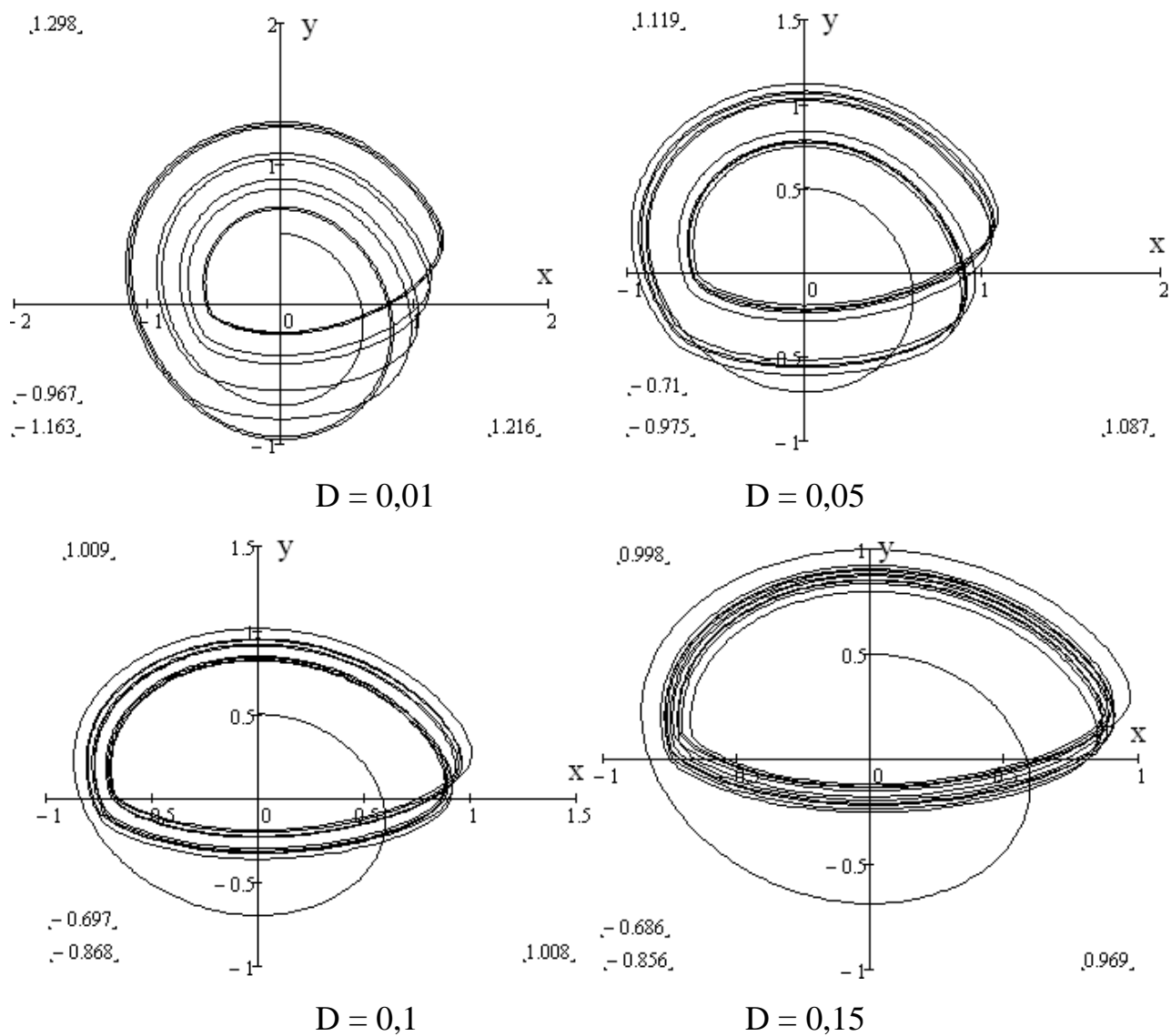


Рисунок 4.29 – Фазові портрети генератора хаосу в площині змінних $x-y$

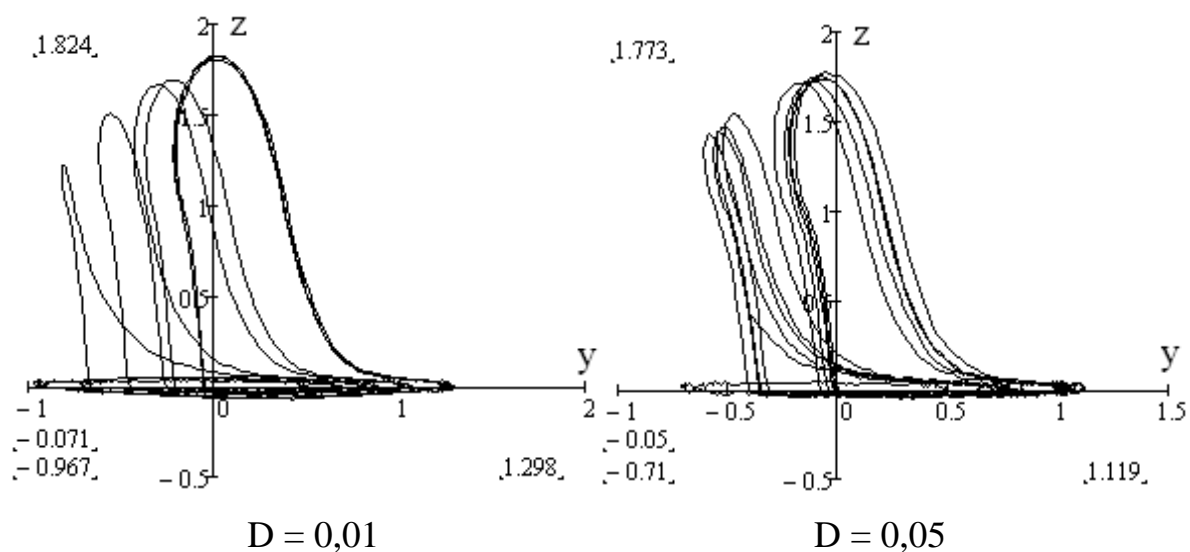


Рисунок 4.30 – Фазові портрети генератора хаосу в площині змінних $y-z$

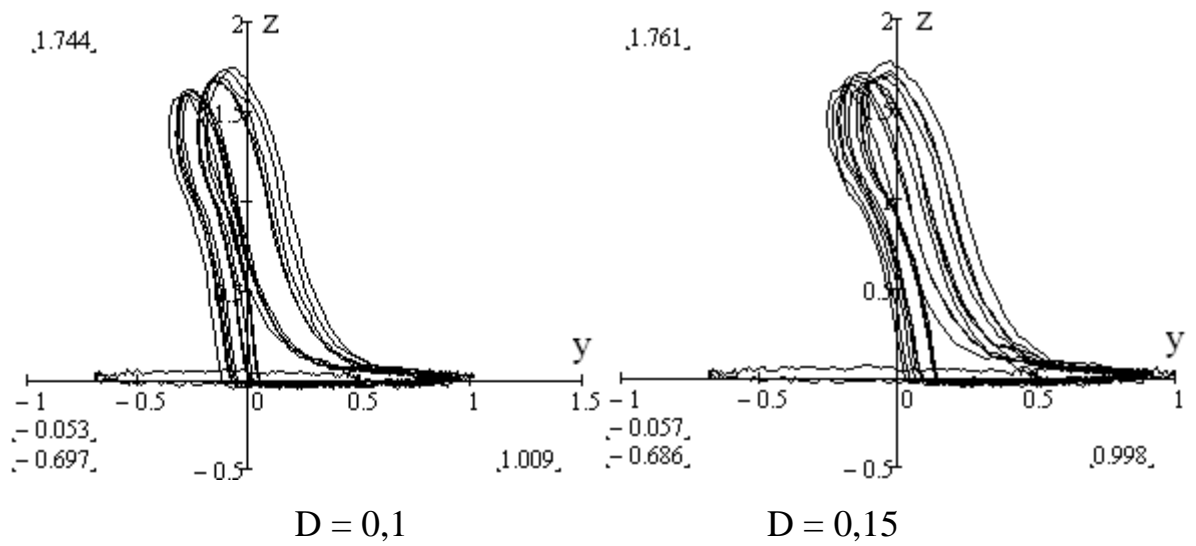


Рисунок 4.30 – Лист 2

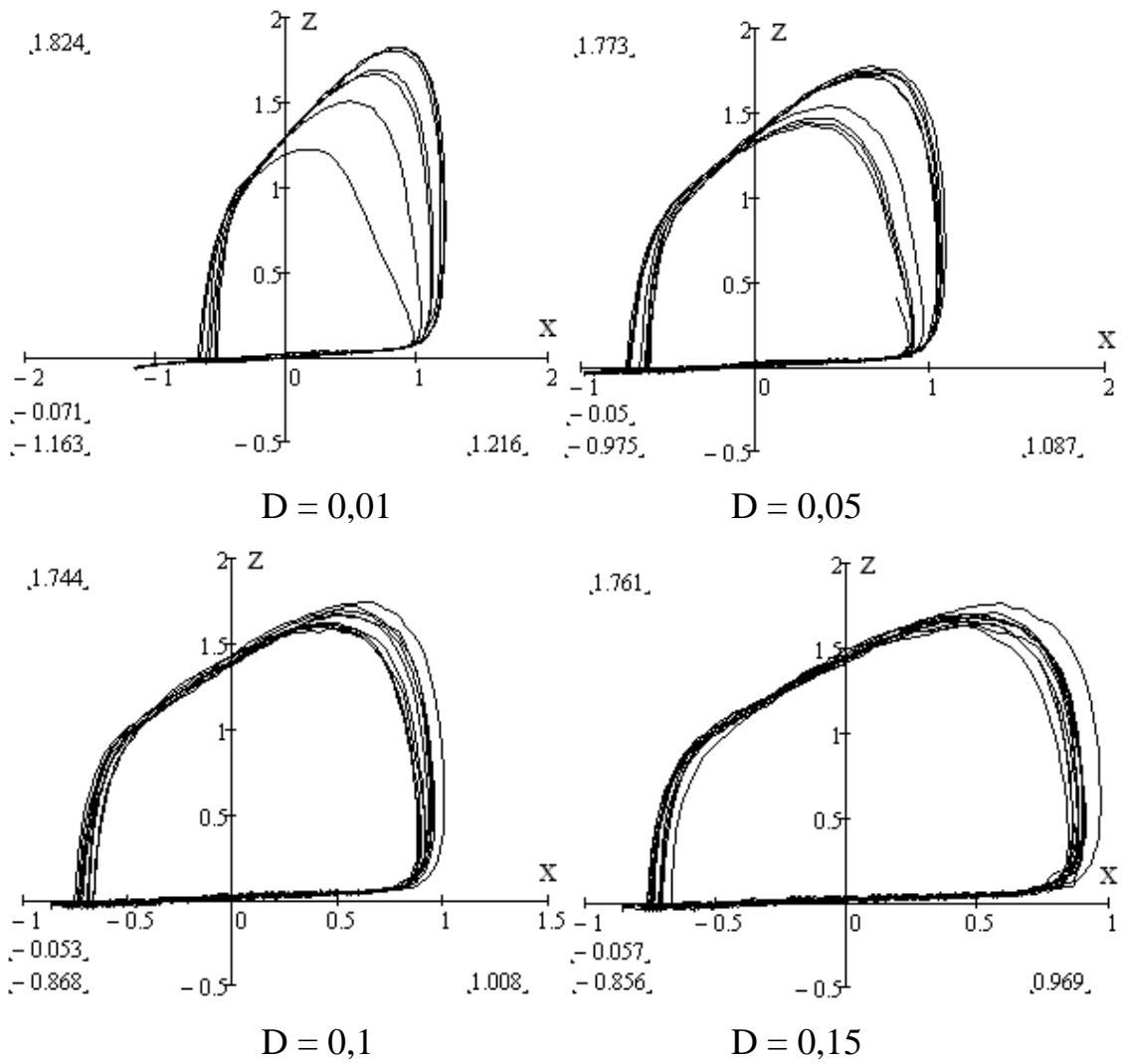


Рисунок 4.31 – Фазові портрети генератора хаосу в площині змінних x-z

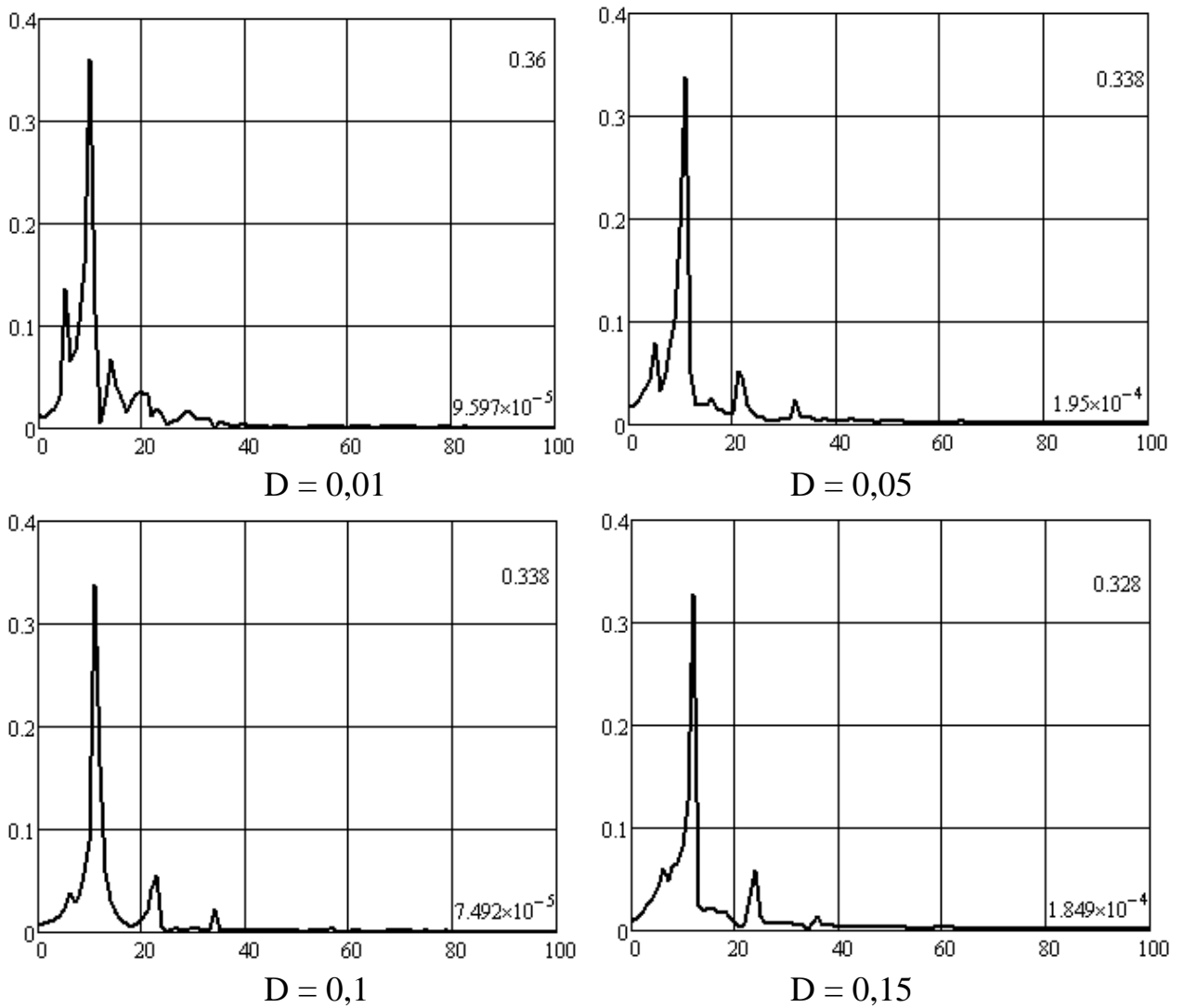


Рисунок 4.32 – Амплітудно-частотний спектр коливань нормованої змінної x при дії адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

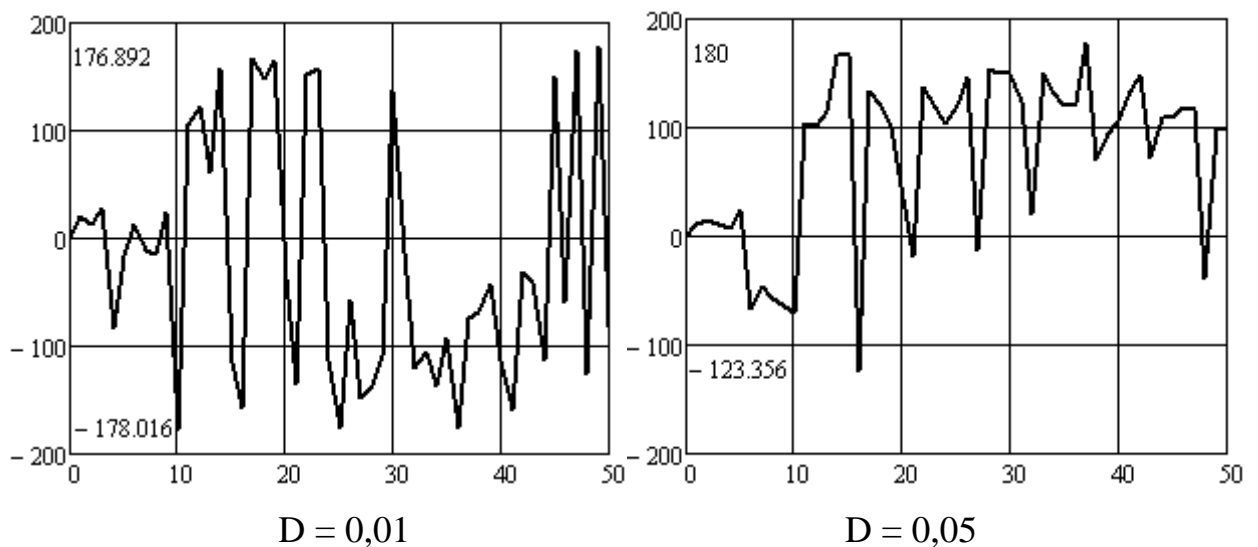


Рисунок 4.33 – Фазочастотний спектр коливань нормованої змінної x при дії адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

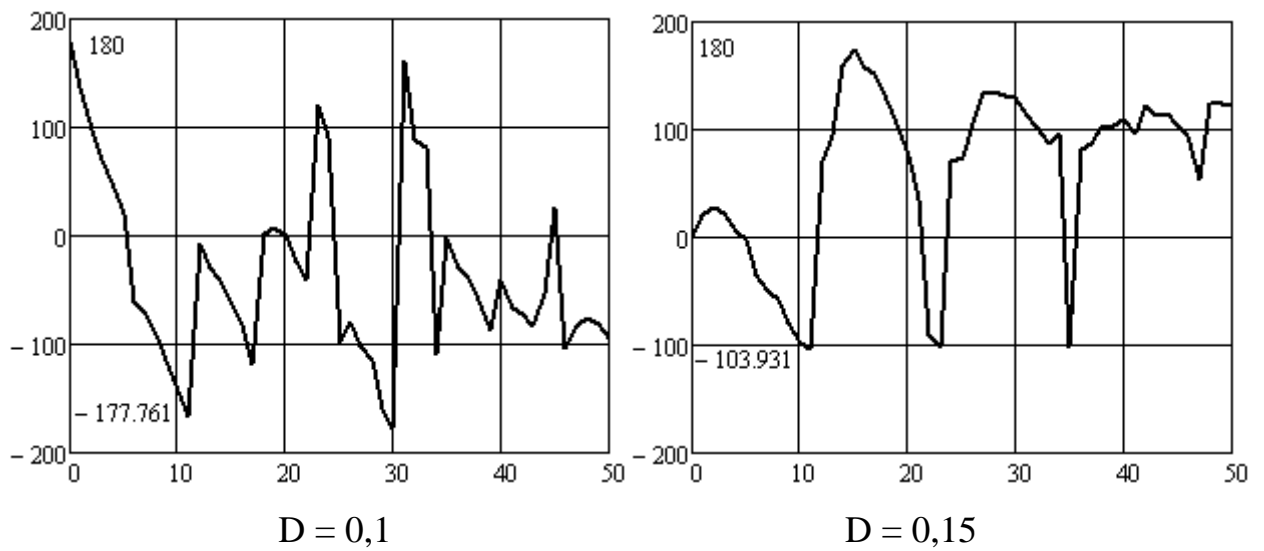


Рисунок 4.33 – Лист 2

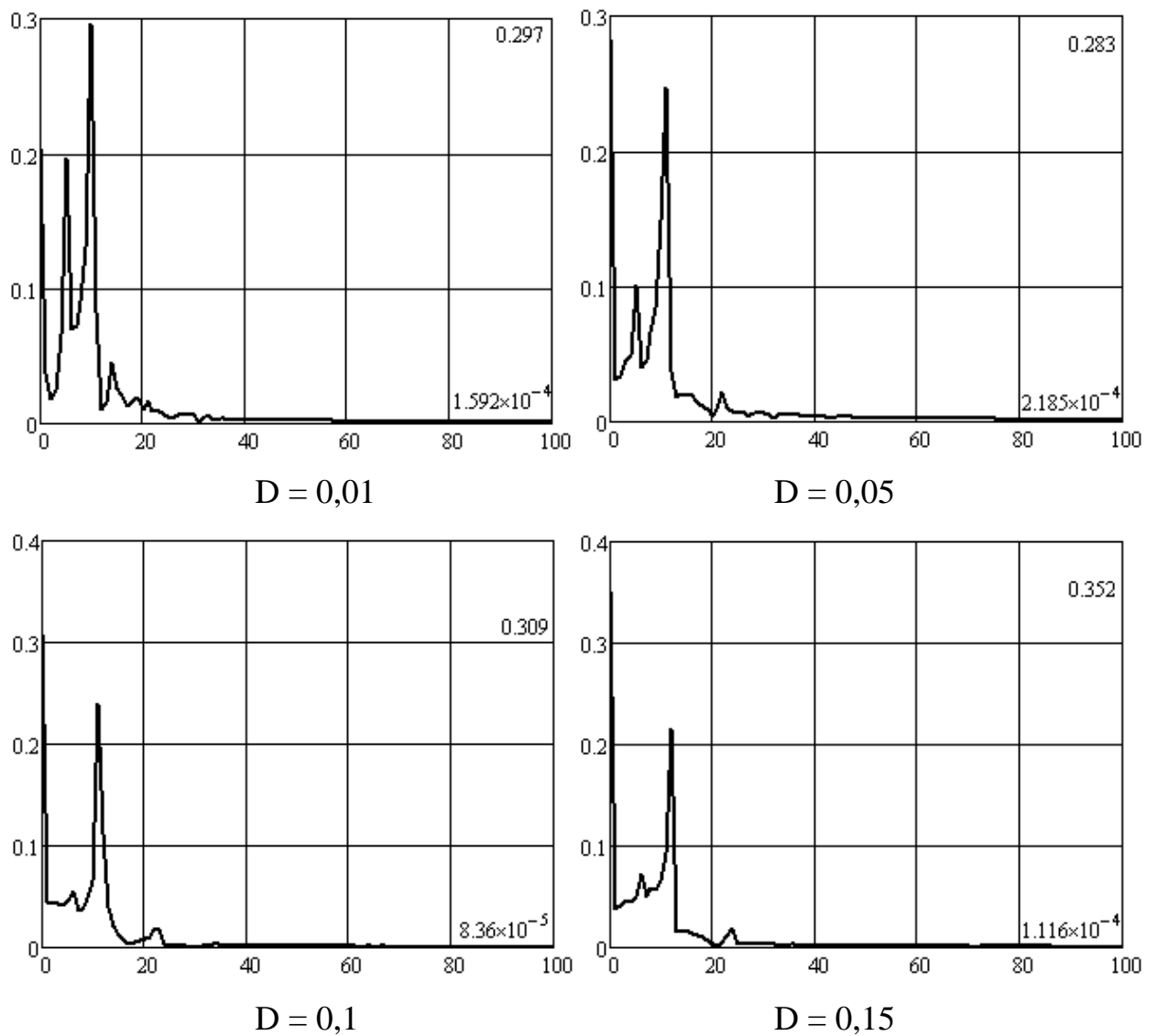


Рисунок 4.34 – Амплітудно-частотний спектр коливань нормованої змінної y при дії адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

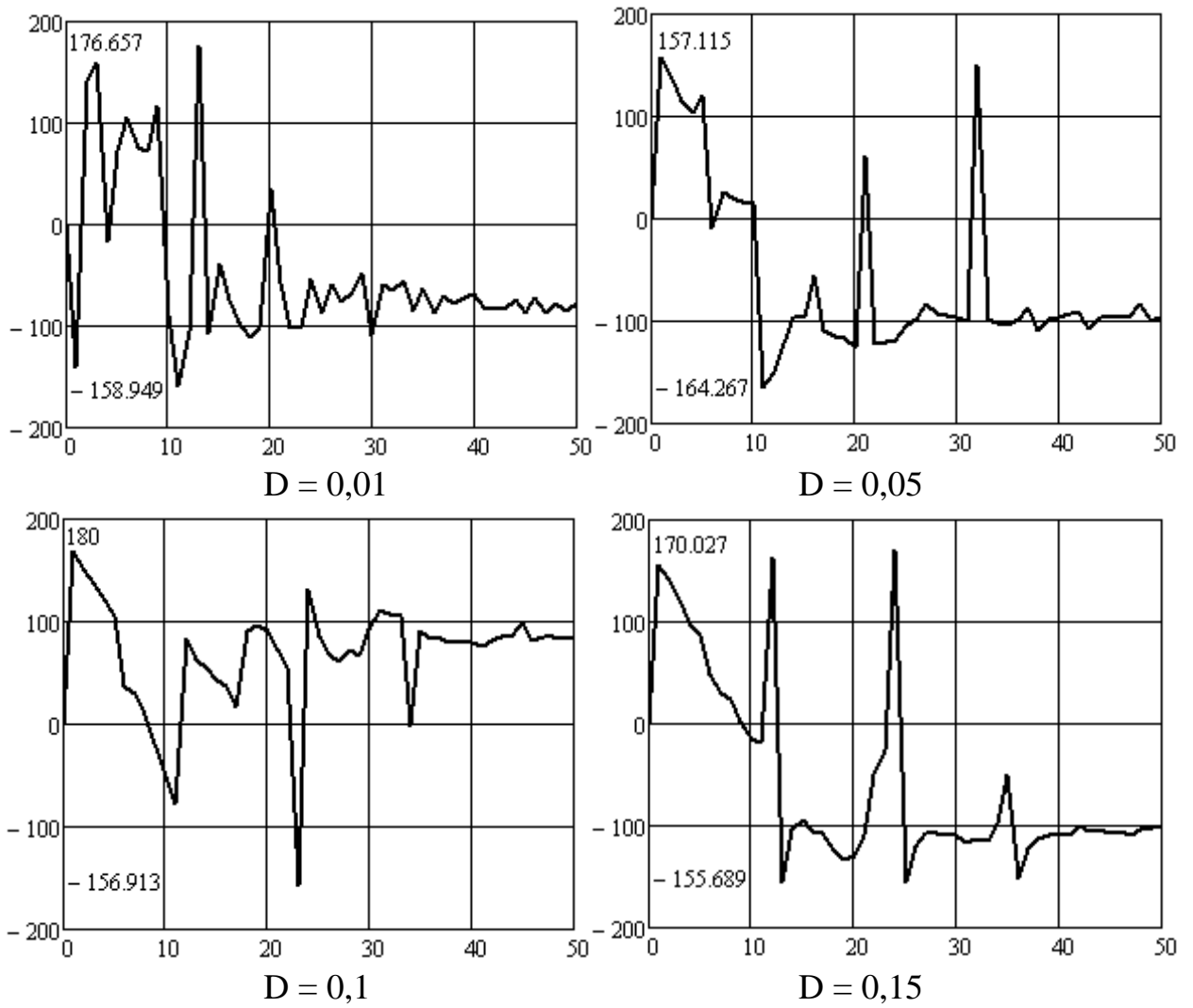


Рисунок 4.35 – Фазочастотний спектр коливань нормованої змінної y при дії адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

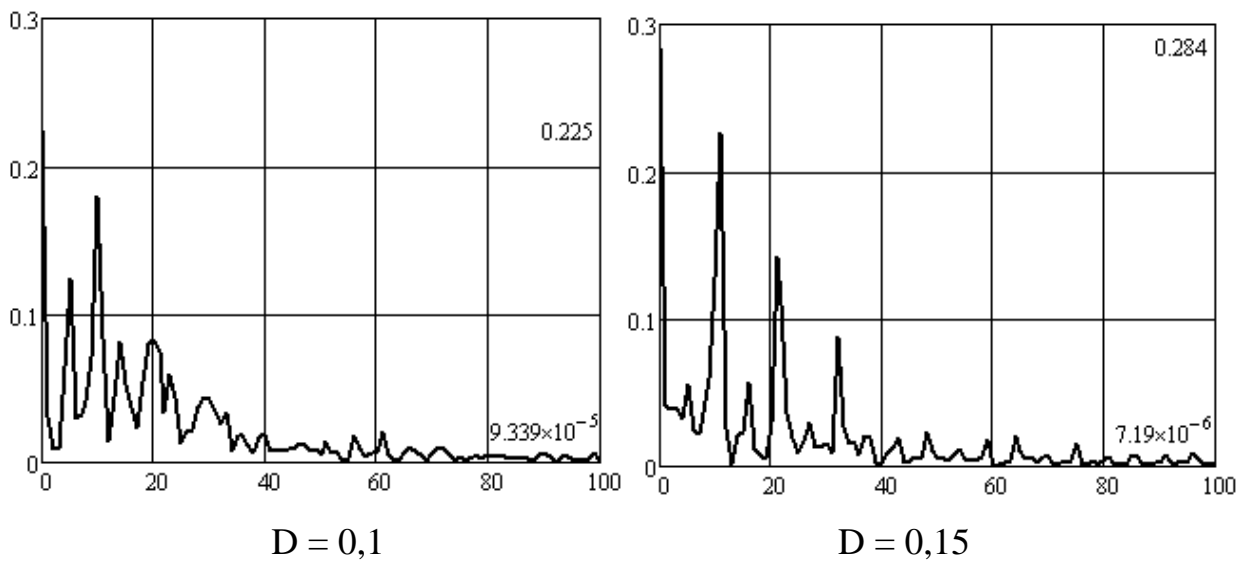


Рисунок 4.36 – Амплітудно-частотний спектр коливань нормованої змінної z при дії адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

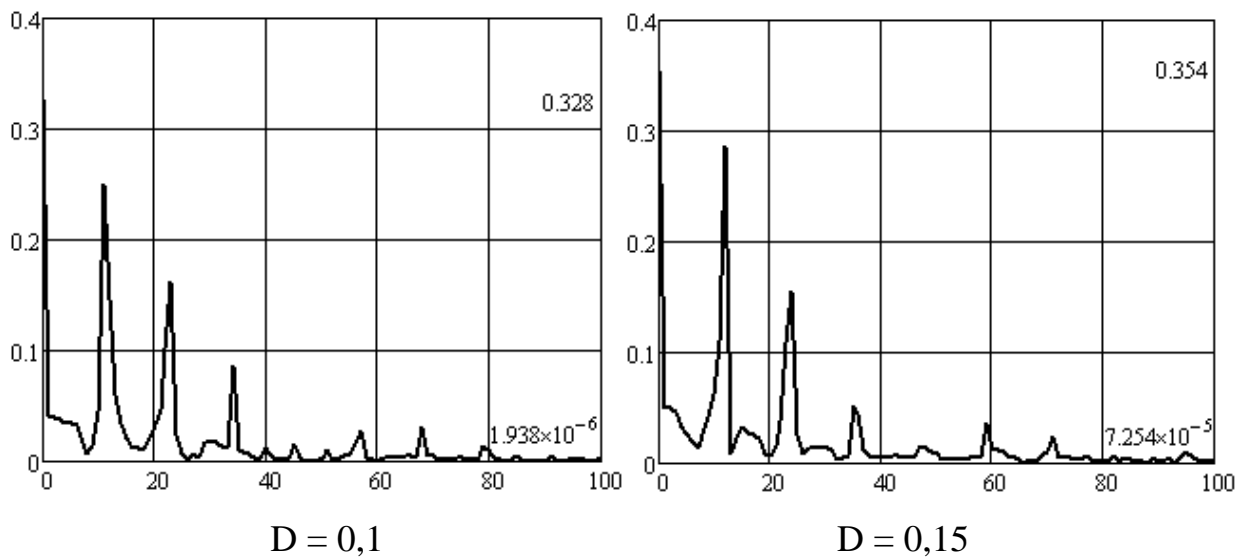


Рисунок 4.36 – Лист 2

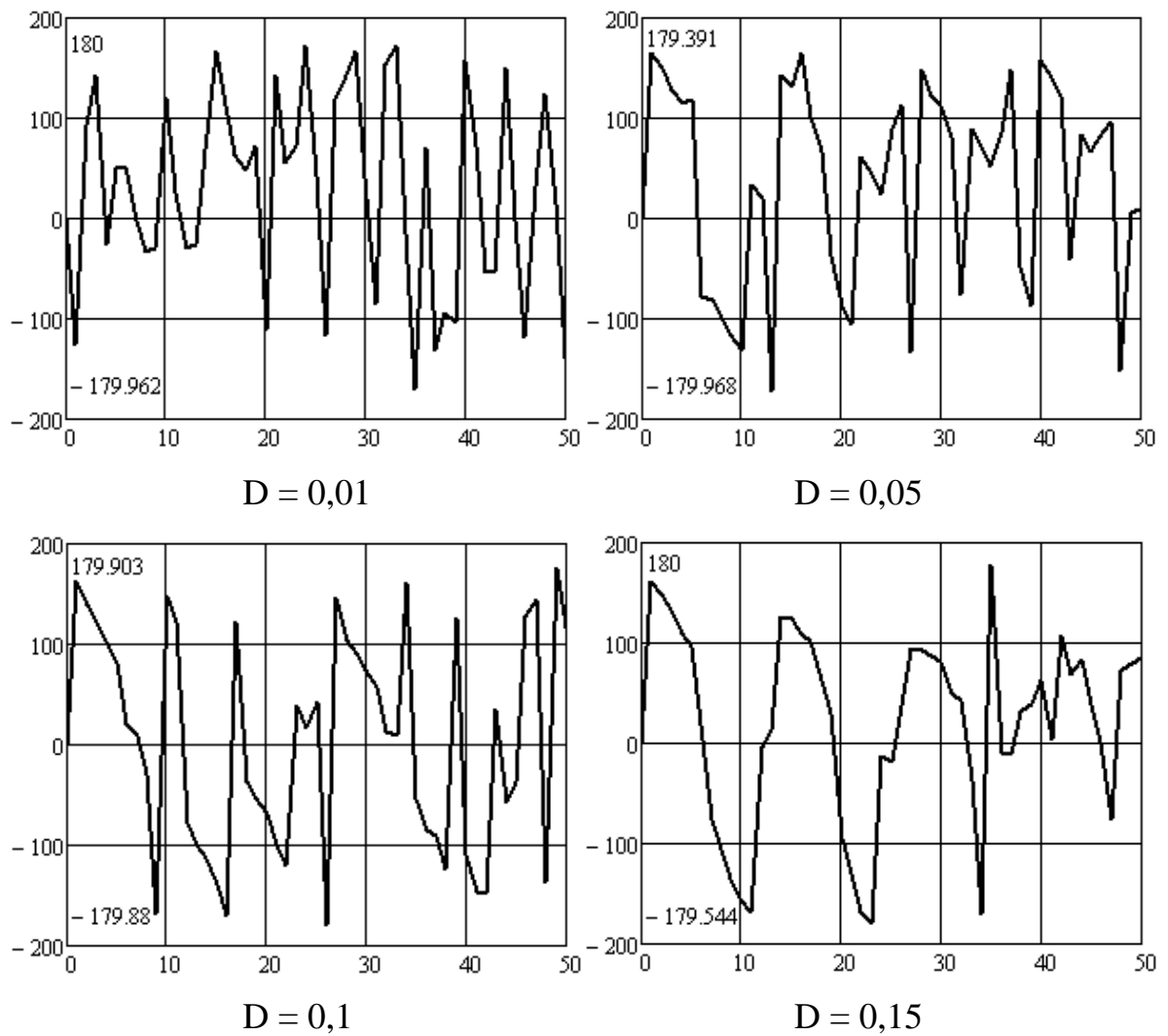


Рисунок 4.37 – Фазочастотний спектр коливань нормованої змінної z при дії адитивного білого гаусового шуму при $g = 0,957$, $d = 0,2$, $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,15$

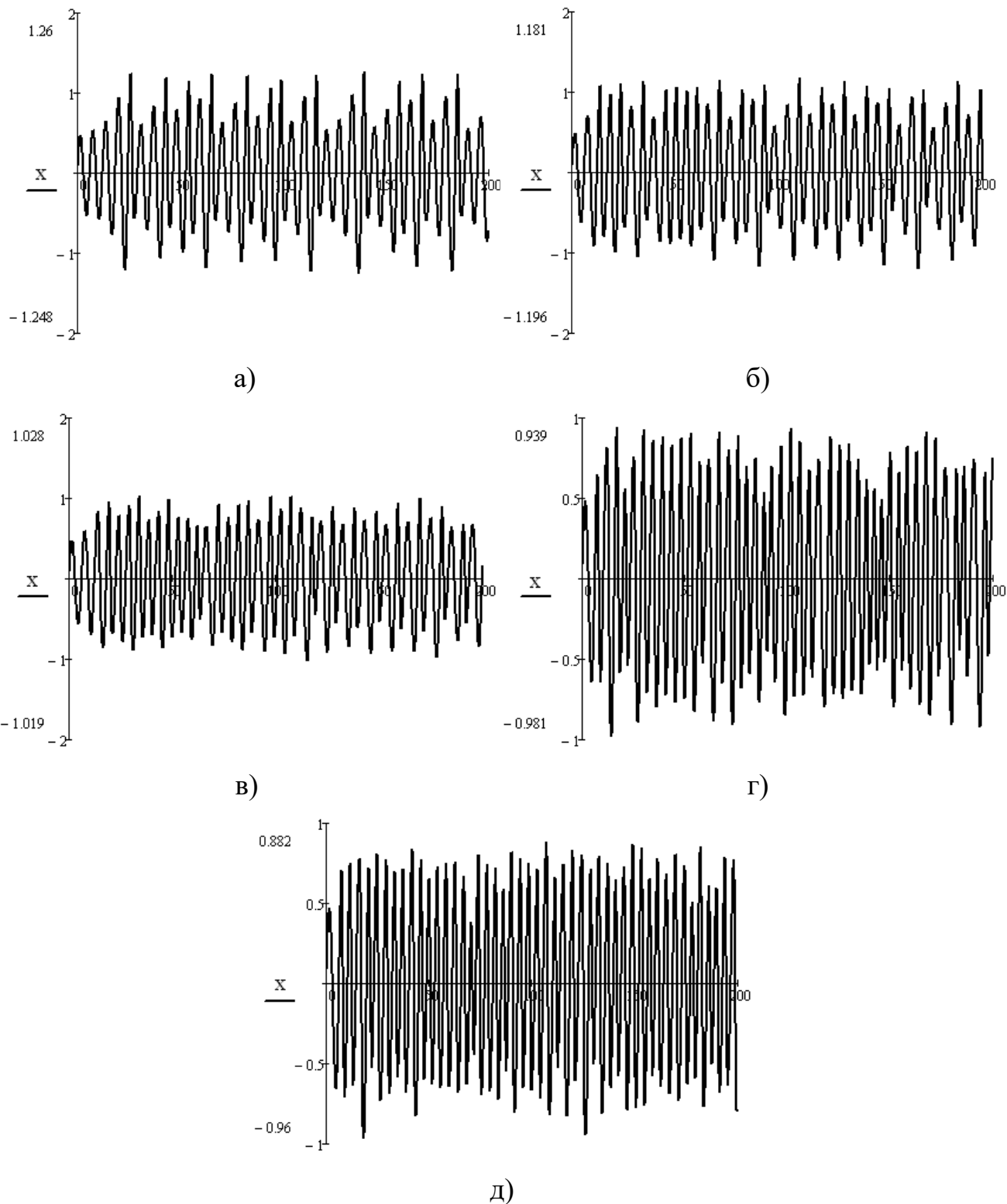


Рисунок 4.38 – Діаграми безрозмірної змінної x в залежності від безрозмірного часу $T = \omega_0 t$ при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$ за дії адитивного білого гаусового шуму різної інтенсивності: а) $D = 0,0$ (без шуму), б) $D = 0,01$, в) $D = 0,05$, г) $D = 0,1$, д) $D = 0,15$

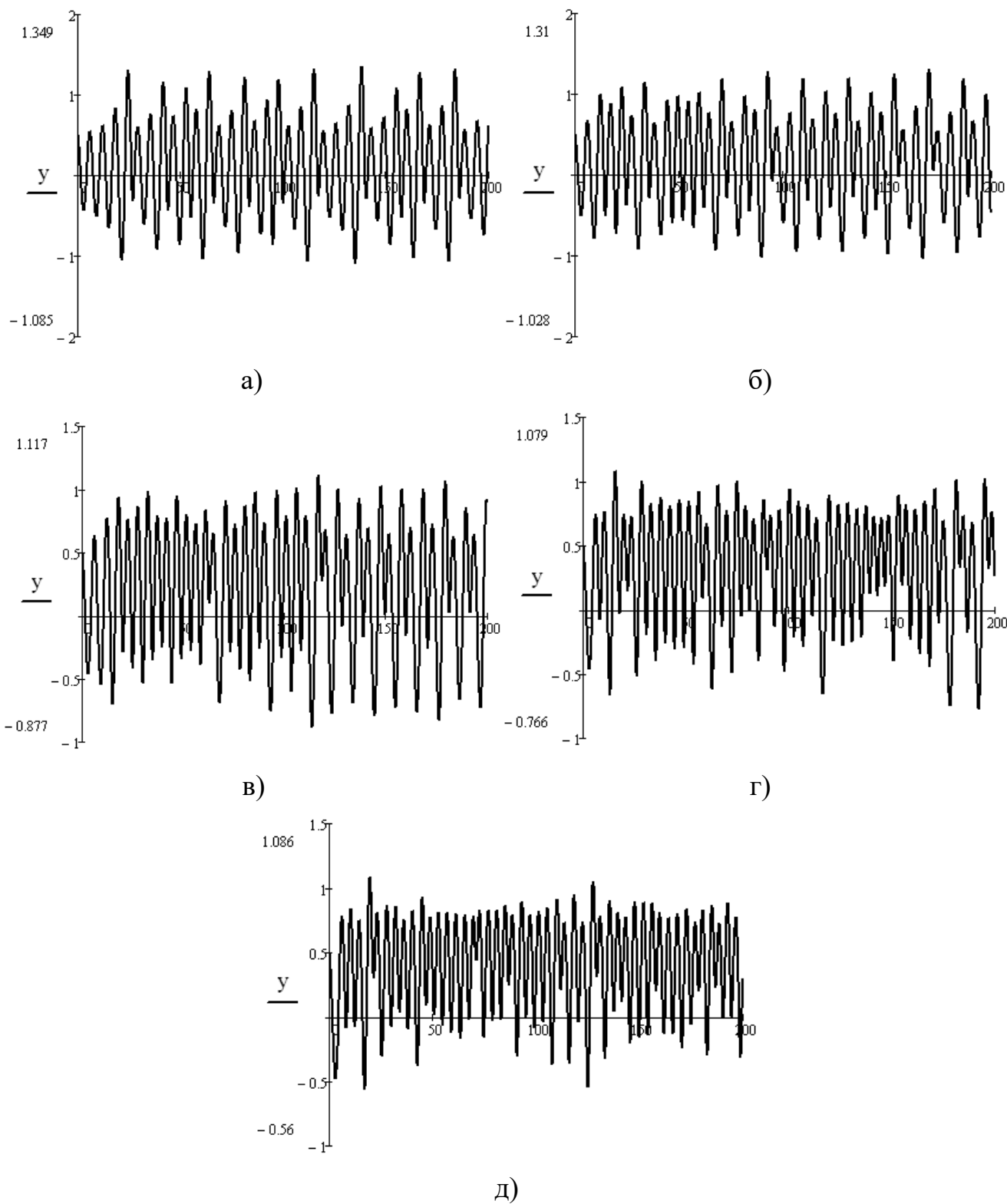


Рисунок 4.39 – Діаграми безрозмірної змінної y в залежності від безрозмірного часу $T = \omega_0 t$ при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$ за дії адитивного білого гаусового шуму різної інтенсивності: а) $D = 0,0$ (без шуму), б) $D = 0,01$, в) $D = 0,05$, г) $D = 0,1$, д) $D = 0,15$

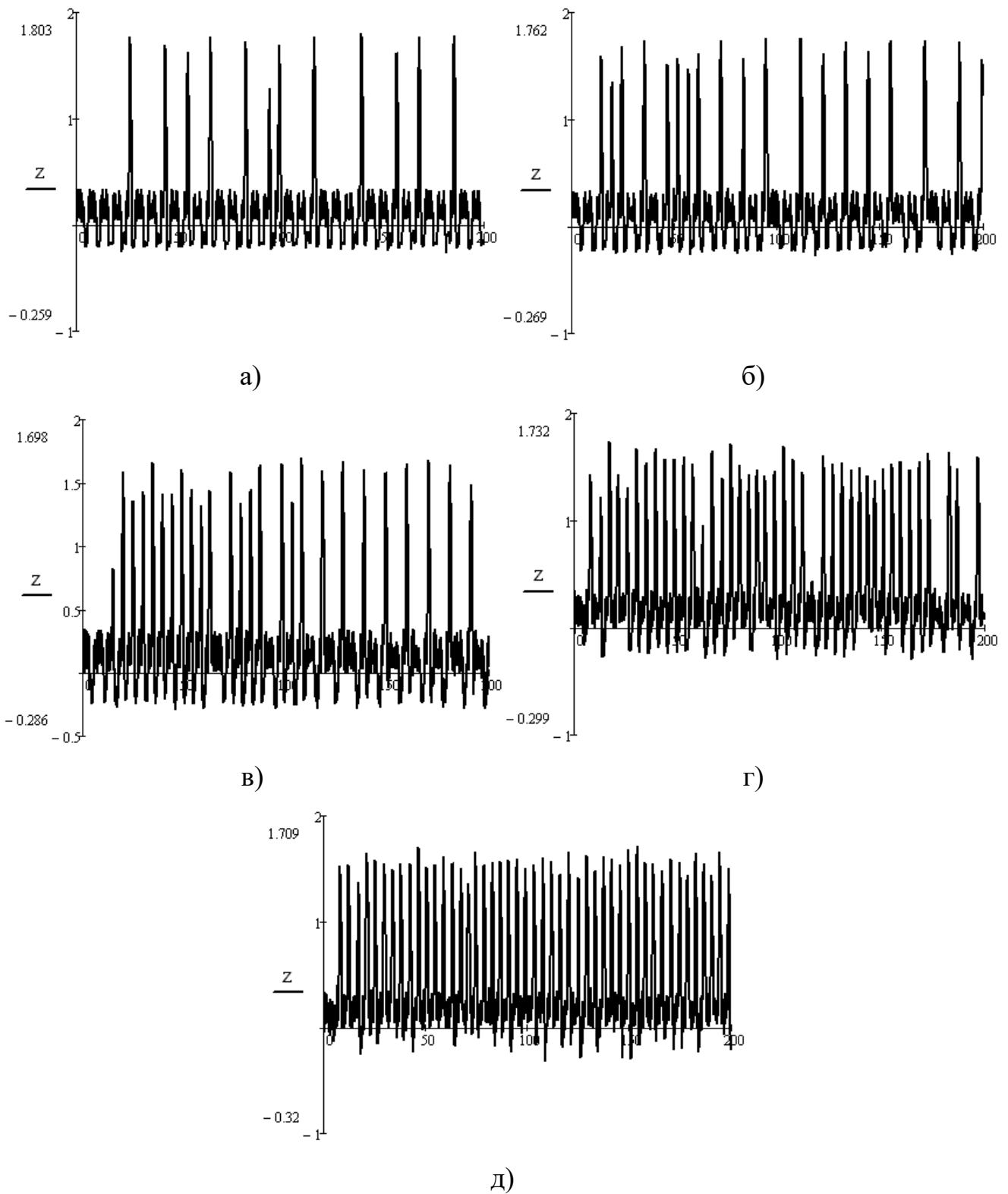


Рисунок 4.40 – Діаграми безрозмірної змінної z в залежності від безрозмірного часу $T = \omega_0 t$ при $g = 0,957$, $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,15$ за дії адитивного білого гаусового шуму різної інтенсивності: а) $D = 0,0$ (без шуму), б) $D = 0,01$, в) $D = 0,05$, г) $D = 0,1$, д) $D = 0,15$

4.5 Розроблення генератора детермінованого хаосу за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором

Згідно варіанту побудови генератора детермінованого хаосу методом Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі ємнісної триточки (рис. 4.6) [245, 246] автором у роботі [255] синтезовано електричну схему, яка подана на рис. 4.41. У схемі на рис. 4.41 замість тунельного діоду застосовано біполярну транзисторну структуру з від'ємним диференційним опором [255], а замість змінного резистора подільника напруги для регулювання зміщення застосовано електричне регулювання за допомогою джерела постійної напруги $U_{кер}$.

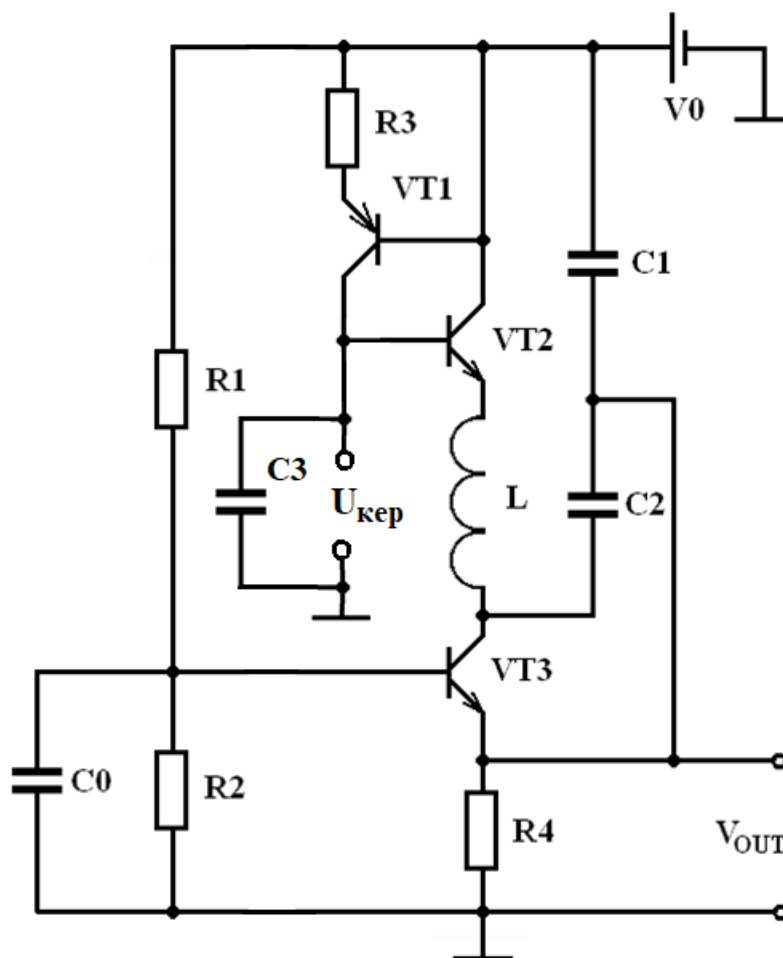


Рисунок 4.41 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу за методом КІР на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором [255]

До структури схеми побудованого за методом Кияшка-Піковського-Рабіновича генератора детермінованого хаосу (рис. 4.45) входить класична схема генератора Колпітца на біполярному транзисторі VT3 та коливна система, що складається з котушки індуктивності L і конденсаторів C1-C2. Для розвинення динаміки хаотичних коливань в колекторну ланку біполярного транзистору VT3, що містить котушку індуктивності L, ввімкнено транзисторну структуру VT1-VT2, що має статичну ВАХ Λ -типу. Зміна величини напруги живлення приводить до зміни положення робочої точки на статичній ВАХ Λ -типу. Управління режимами генерації здійснюється як зміною від'ємного диференційного опору транзисторної структури VT1-VT2, так і зміною глибини додатного зворотного зв'язку автогенератора на основі біполярного транзистора VT3 [246].

Автором у [255] розглянута можливість генерації хаотичних коливань за рахунок зміни величини активної складової повної опору транзисторної структури VT1-VT2. Це можна здійснити двома способами: 1) електричним (шляхом зміни напруги живлення), 2) механічним (при використанні змінного резистора як R3). Зміна ж реактивної складової повного опору транзисторної структури колектор VT1 – колектор VT2, що має ємнісний характер, у цьому випадку має підстроювальну функцію [43, 256].

Основна частота генерації коливань може бути визначена як [205]:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} . \quad (4.18)$$

Динаміка генератора детермінованого хаосу побудованого за методом КІР описується системою звичайних диференціальних рівнянь у нормованих змінних відносно нормованого часу

$$\tau = \omega_0 t , \quad (4.19)$$

на основі скороченої системи рівнянь рівноваги за законами Кірхгофа [86, 87]:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{d\tau} = 2hx_1 + x_2 - gx_3, \\ \frac{dx_2}{d\tau} = -x_1, \\ \varepsilon \frac{dx_3}{d\tau} = x_1 - f(x_3). \end{cases} \quad (4.20)$$

де x_1, x_2, x_3 – нормовані змінні [205, 255]

$$x_1 = \frac{I}{I_m}, x_2 = \frac{U}{I_m} \sqrt{\frac{C}{L}}, x_3 = \frac{V}{V_m} \quad (4.21)$$

а h, g, ε – коефіцієнти автоколивної системи [205, 255]

$$h = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C_1 C_2}{L(C_1 + C_2)}}, g = \frac{V_m}{I_m} \sqrt{\frac{C_1 C_2}{L(C_1 + C_2)}}, \varepsilon = \frac{gC(V)(C_1 + C_2)}{C_1 C_2}, \quad (4.22)$$

де I_m, V_m є параметрами апроксимації статичної ВАХ транзисторної структури VT1–VT2.

Рівняння апроксимації статичної ВАХ Λ -типу транзисторної структури VT1–VT2 має вигляд

$$f(x_3) = -1,143 \cdot 10^{-3} + 6,972x_3 - 14,382x_3^2 + 7,439x_3^3. \quad (4.23)$$

На рис. 4.42 наведено побудований в MathCad 15.0 нормований графік апроксимації статичної ВАХ Λ -типу транзисторної структури VT1–VT2 кубічним поліномом (4.23).

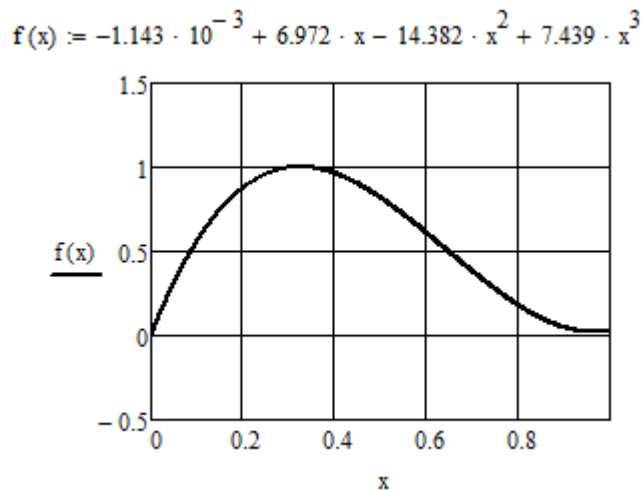


Рисунок 4.42 – Графік нормованої функції апроксимації статичної ВАХ біполярної транзисторної структури з від’ємним диференційним опором Λ -типу

Основним недоліком класичної математичної моделі хаотичного генератора Кияшка-Піковського-Рабіновича є те, що вона не враховує нелінійні властивості прохідної ВАХ підсилювального елемента VT3 [247, 255]. Вплив нелінійних властивостей статичної ВАХ біполярного транзистора VT3 обумовлює зміну першого диференціального рівняння системи (4.20) до вигляду [247, 255]:

$$\frac{dx_1}{d\tau} = 2hx_1 + x_2 - gx_3 + dx_1 \cdot x_2^2, \quad (4.24)$$

де

$$d = \frac{V_m}{U_0} \sqrt{\frac{S}{\omega_0 C_1}}, \quad (4.25)$$

S – крутизна статичної ВАХ біполярного транзистора VT3.

Подальші дослідження динамічних процесів у генераторі детермінованого хаосу Кияшка-Піковського-Рабіновича на основі біполярної транзисторної структури проведено автором на підставі математичної моделі (4.20) з урахуванням (4.21) – (4.25). Усі розрахунки та графічні залежності отримано автором за допомогою стандартної функції *rkfixed()* пакету програм MathCad 15.0 [255].

Режим квазігармонічних коливань генератора побудованого за методом КПР з нелінійністю Λ -типу має місце при наступних значеннях параметрів автоколивної системи: $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,07$, $g = 0,957$ (рис. 4.43 – рис. 4.45).

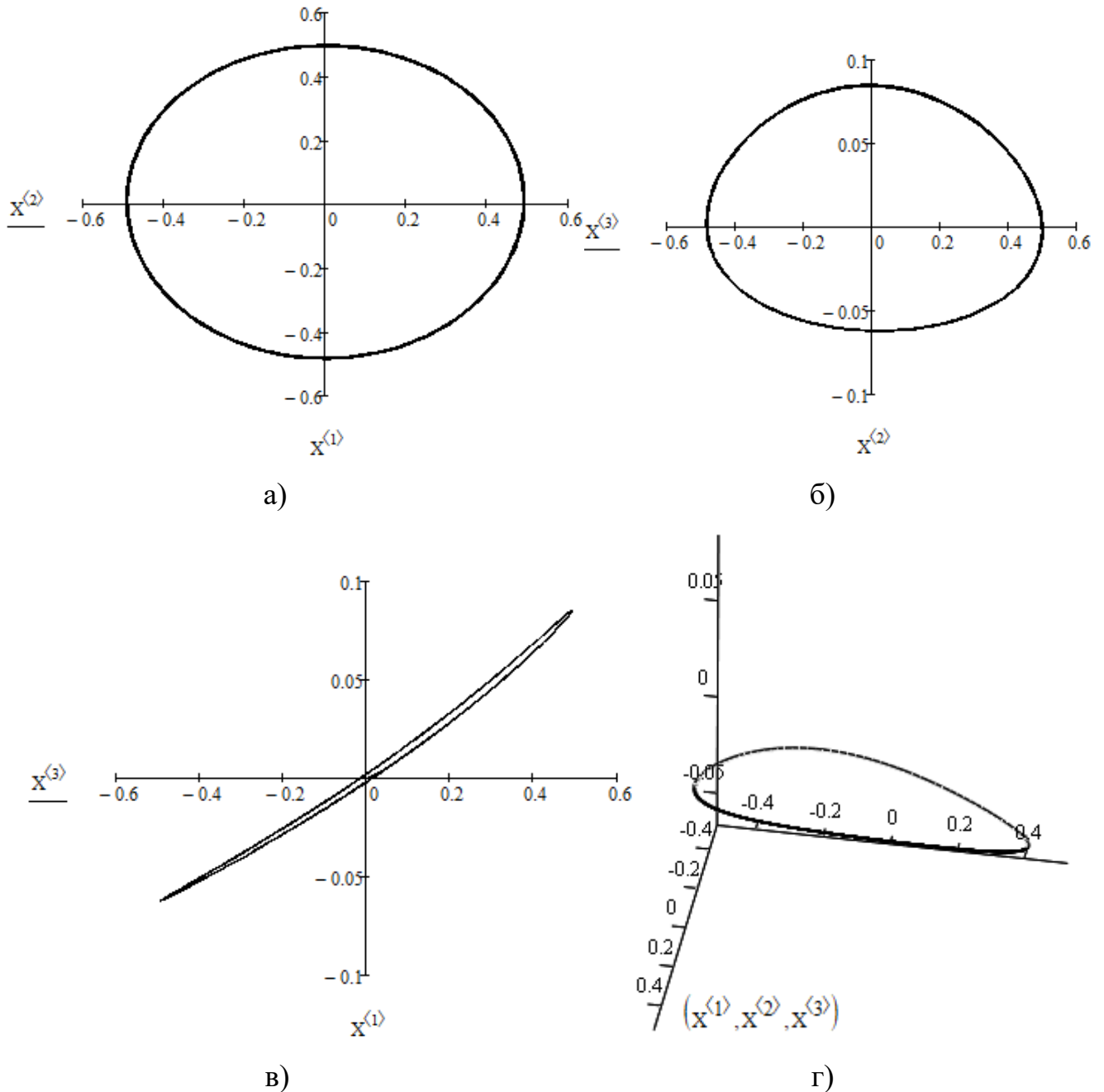


Рисунок 4.43 – Фазові портрети генератора побудованого за методом КПР на основі біполярної ТСВО з нелінійністю Λ -типу в квазігармонічному режимі у площинах змінних x_1 - x_2 (а), x_2 - x_3 (б), x_1 - x_3 (в) і просторі змінних x_1 - x_2 - x_3 (г)

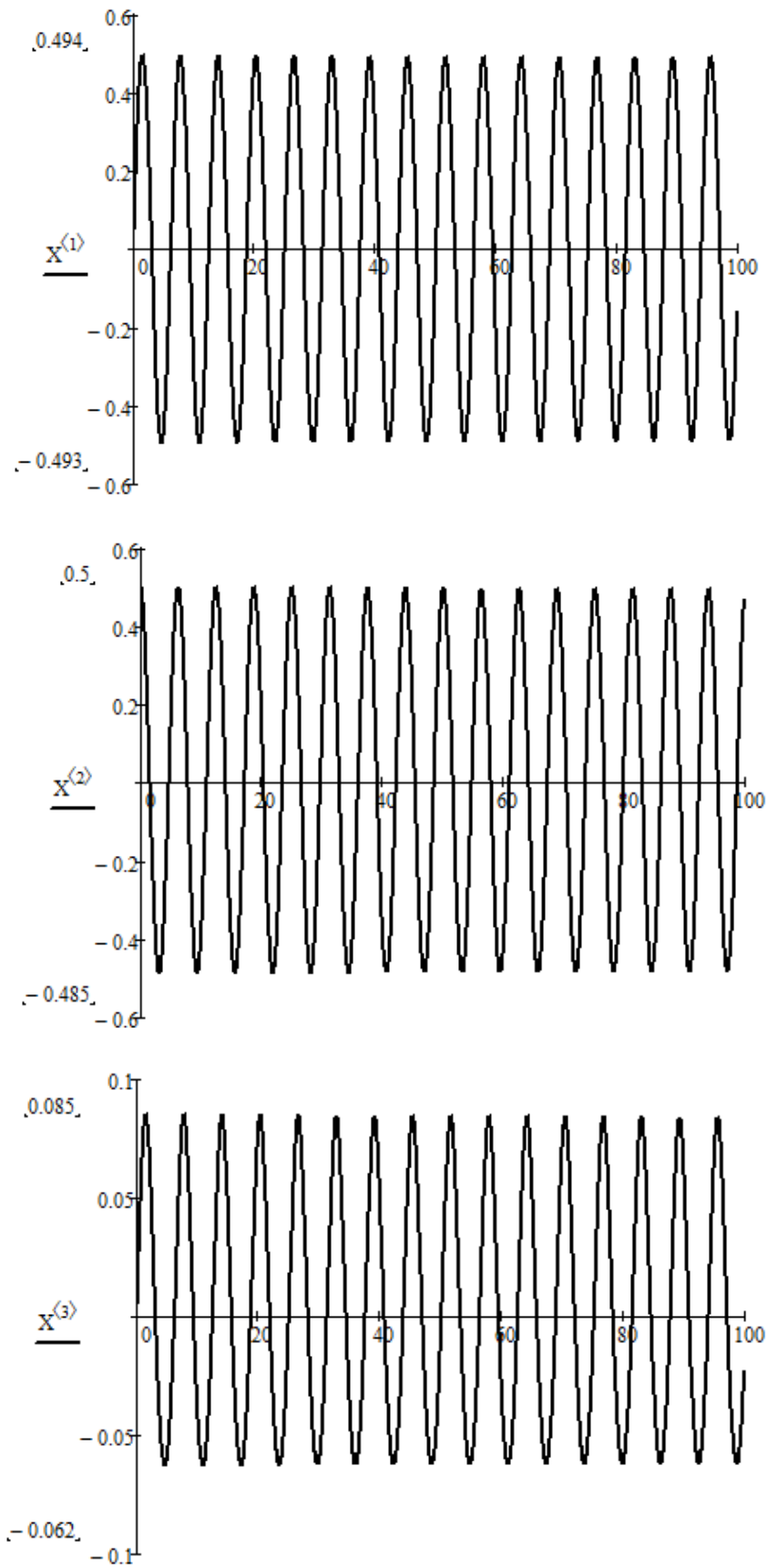


Рисунок 4.44 – Часові діаграми нормованих змінних генерованих квазігармонічних коливань у нормованому часі (4.44)

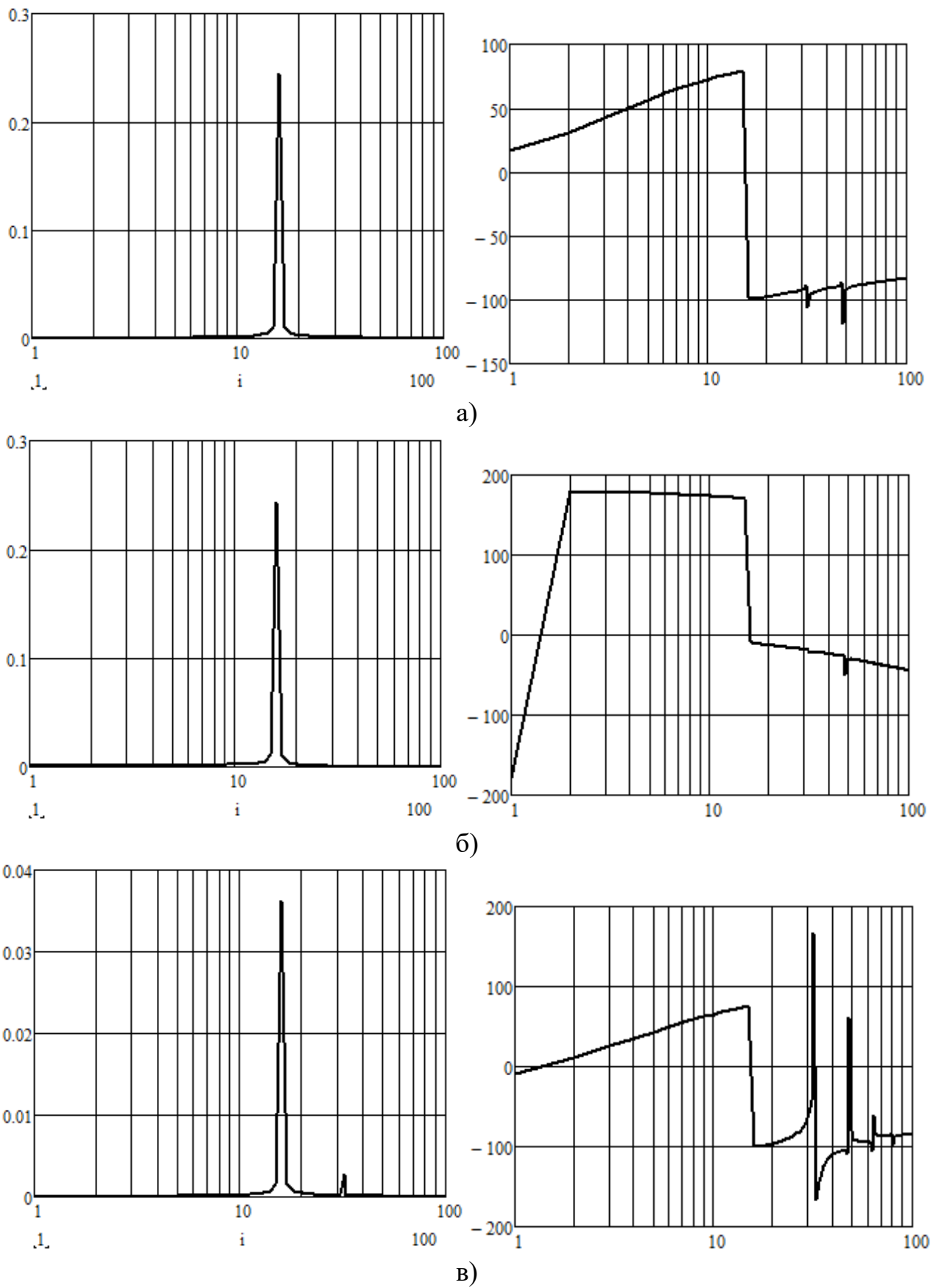


Рисунок 4.45 – Амплітудно-частотні (ліворуч) та фазочастотні (праворуч) спектри генерованих квазігармонічних коливань нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в)

При значеннях параметрів автоколивної системи $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,115$, $g = 0,957$ має місце режим хаотичних коливань з двовитковим аттрактором генератора, що побудований за методом КПР з нелінійністю Λ -типу (рис. 4.46 – рис. 4.48).

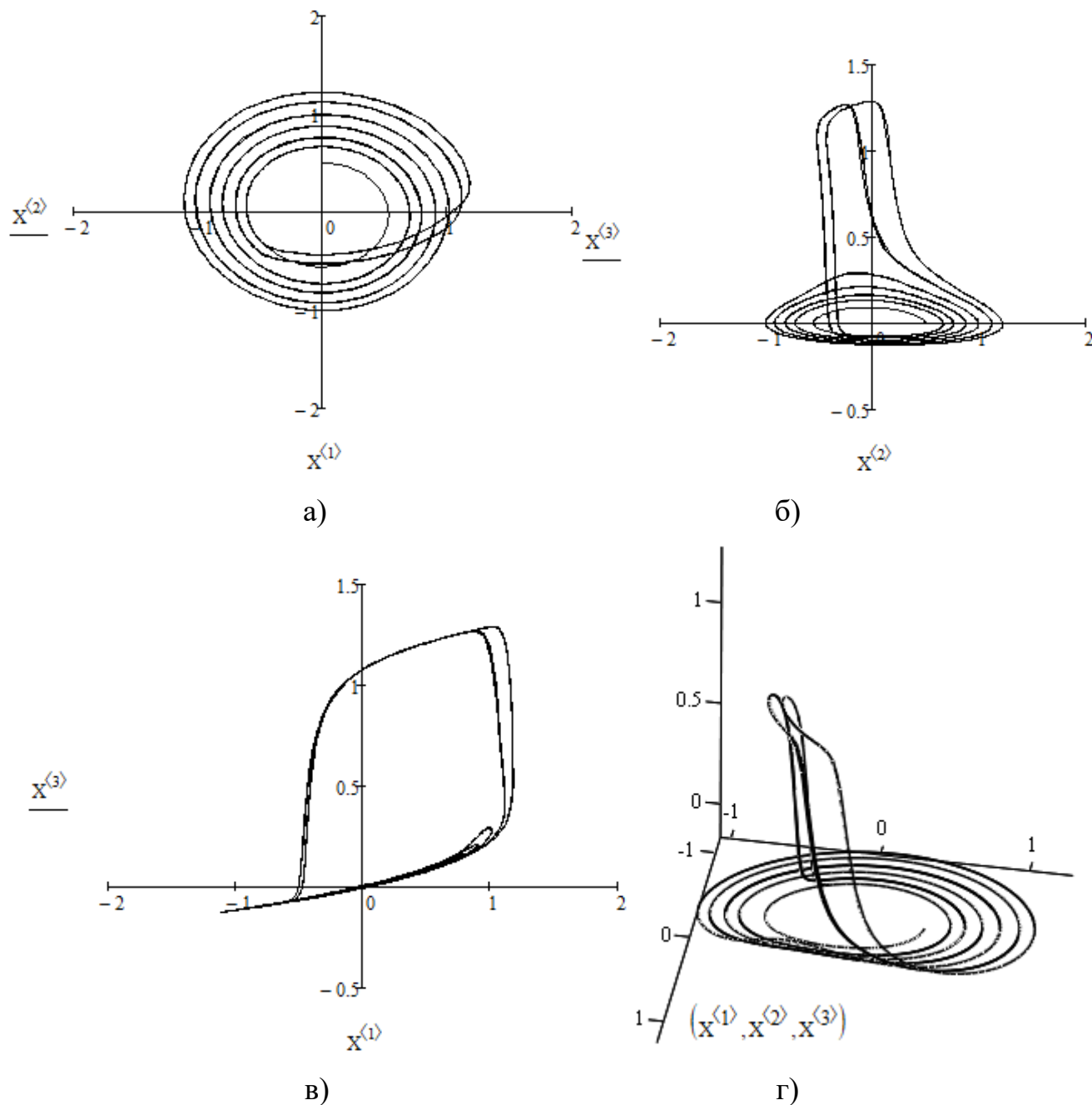
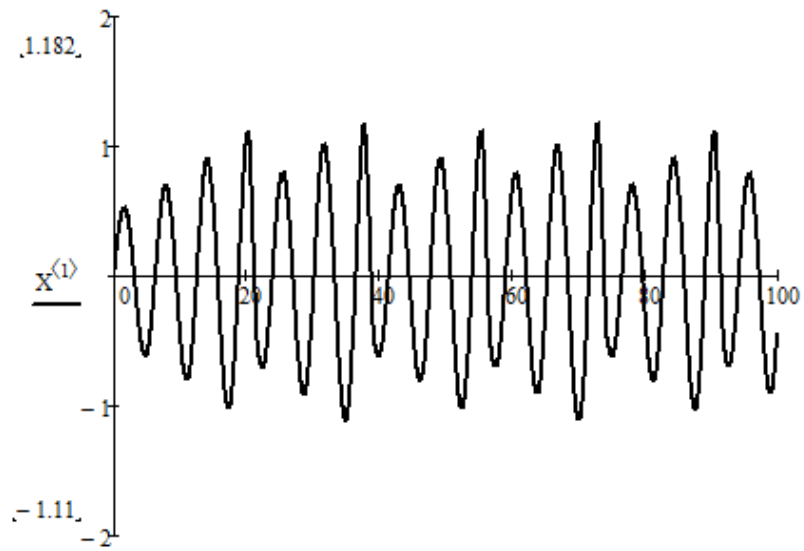
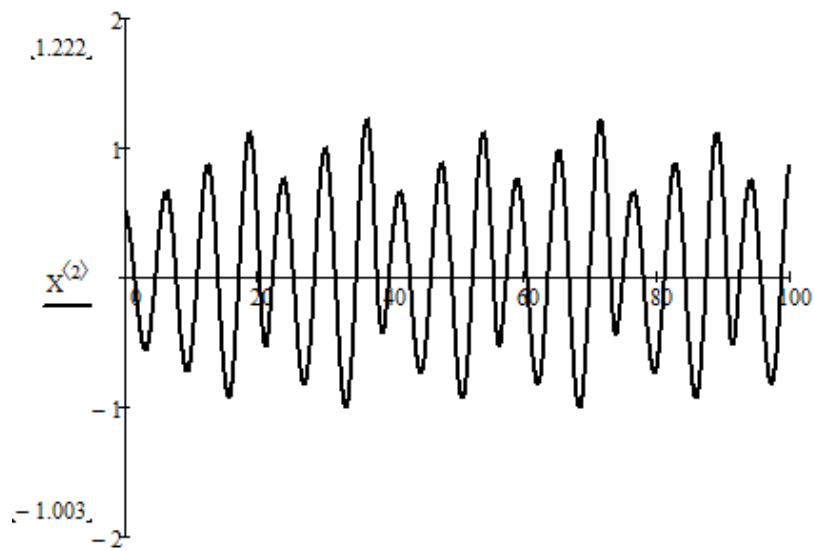


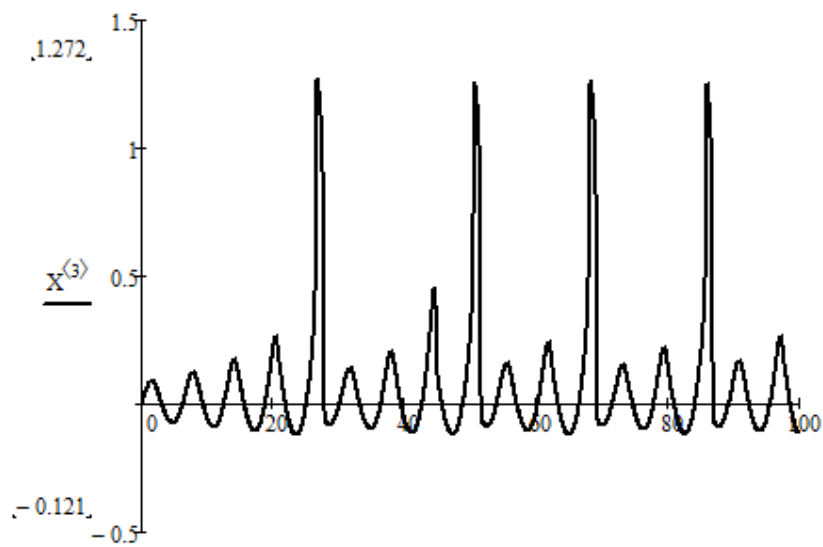
Рисунок 4.46 – Фазові портрети генератора побудованого за методом КПР на основі біполярної ТСВО з нелінійністю Λ -типу в хаотичному режимі з двовитковим аттрактором у площинах змінних x_1-x_2 (а), x_2-x_3 (б), x_1-x_3 (в) і просторі змінних $x_1-x_2-x_3$ (г)



а)



б)



в)

Рисунок 4.47 – Часові діаграми генерованих хаотичних коливань нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в) у хаотичному режимі з двовитковим атрактором

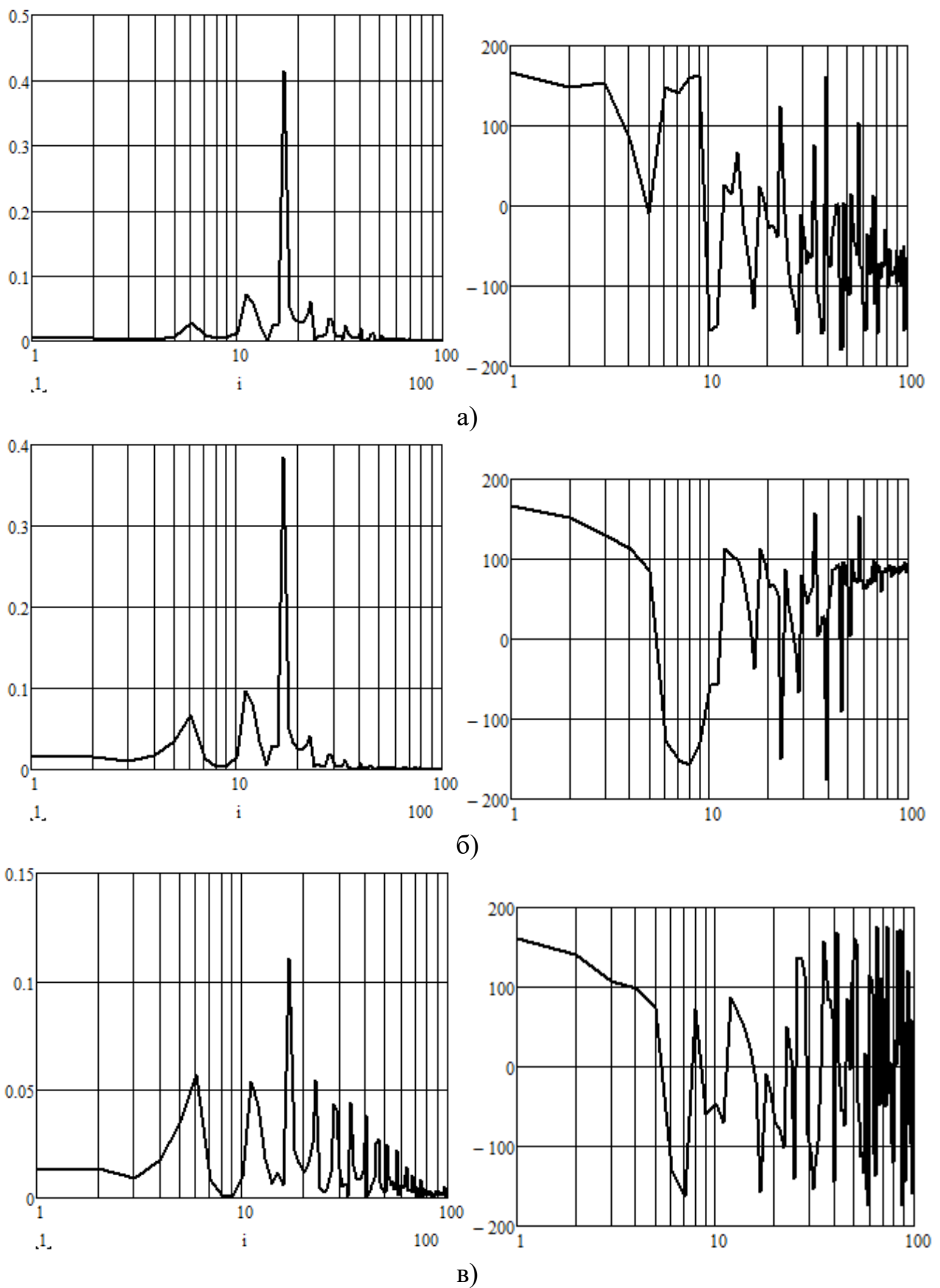


Рисунок 4.48 – Амплітудно-частотні (ліворуч) та фазочастотні (праворуч) спектри генерованих хаотичних коливань нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в) у хаотичному режимі з двовитковим аттрактором

Режим хаотичних коливань генератора з багатовитковим атрактором з нелінійністю N-типу має місце при таких значеннях параметрів автоколивної системи: $\varepsilon = 0,2$ і $h = 0,107$, $g = 0,957$ (рис. 4.49 – рис. 4.51).

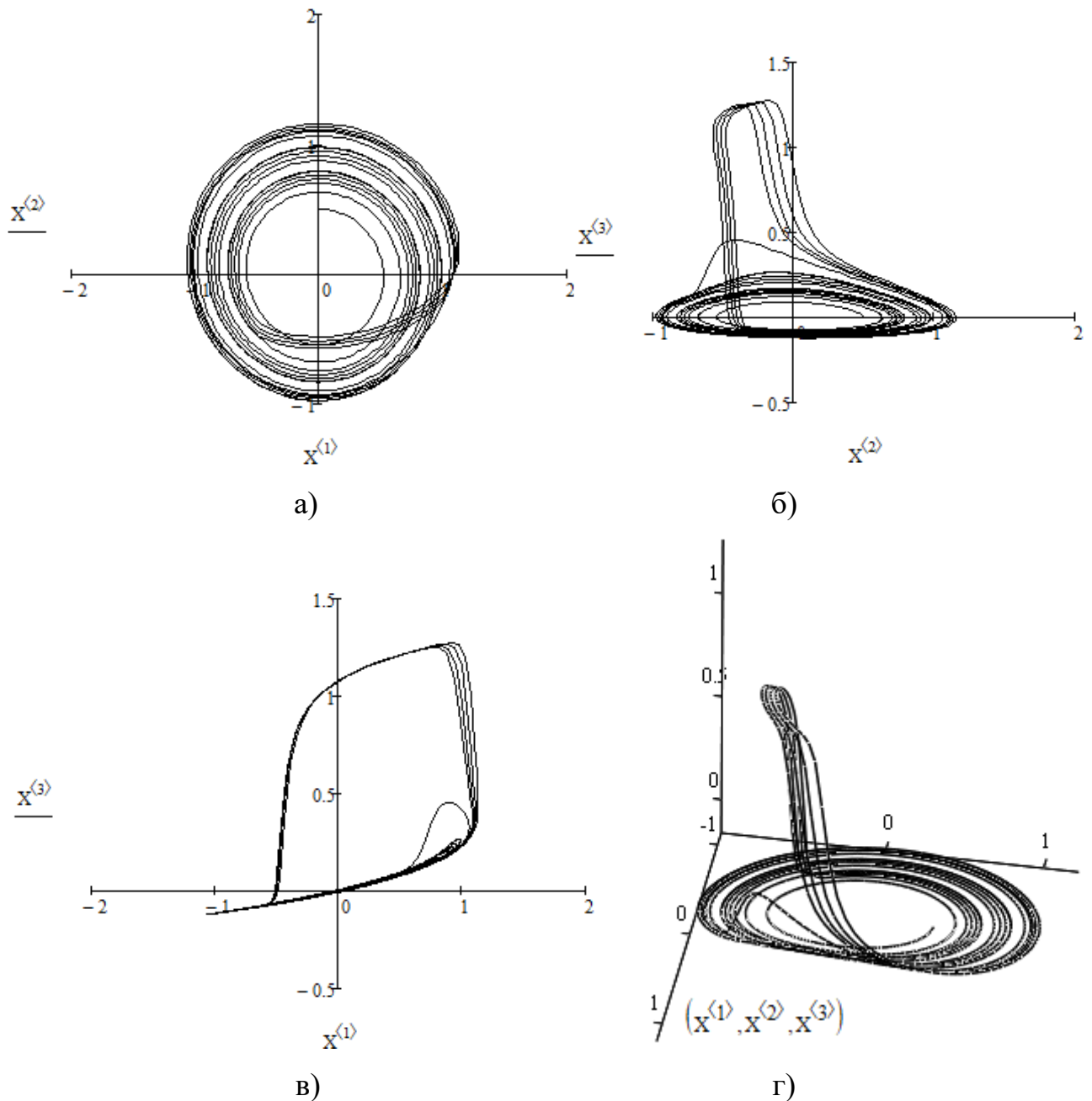
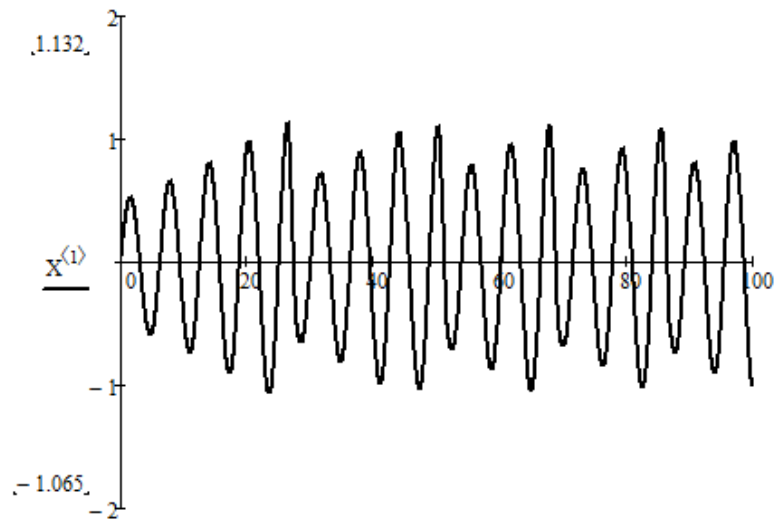
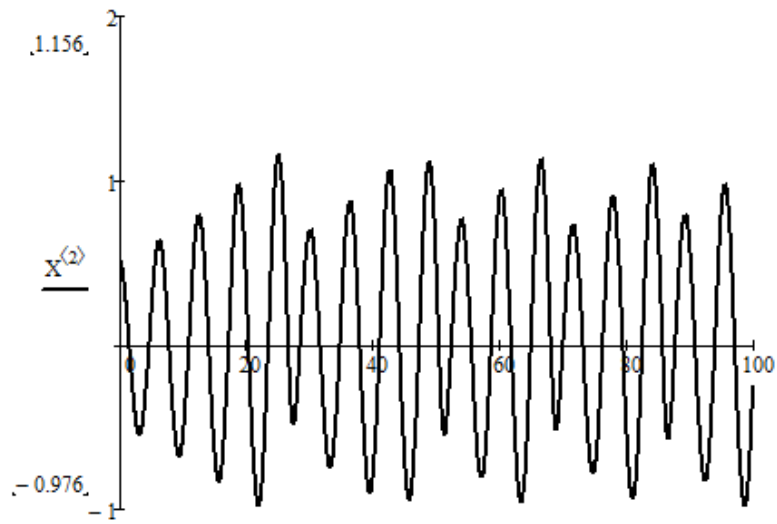


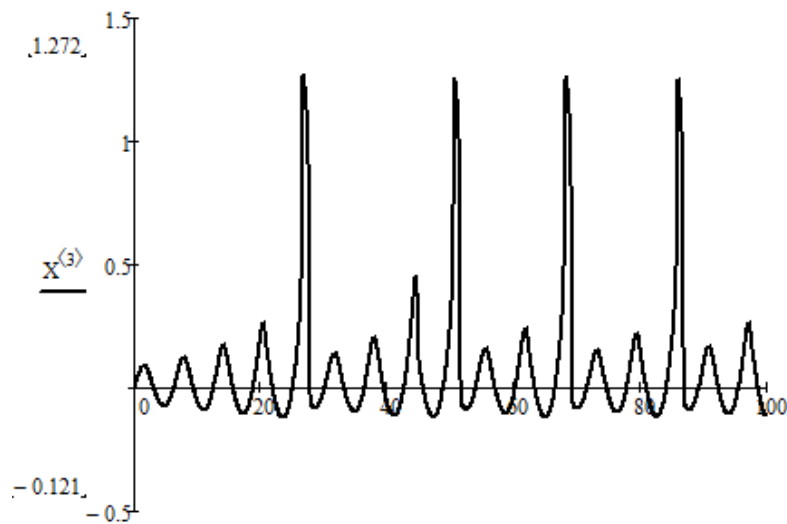
Рисунок 4.49 – Фазові портрети генератора побудованого за методом КІР на основі біполярної ТСВО з нелінійністю Λ -типу в хаотичному режимі з багатовитковим атрактором у площинах змінних x_1-x_2 (а), x_2-x_3 (б), x_1-x_3 (в) і просторі змінних $x_1-x_2-x_3$ (г)



a)

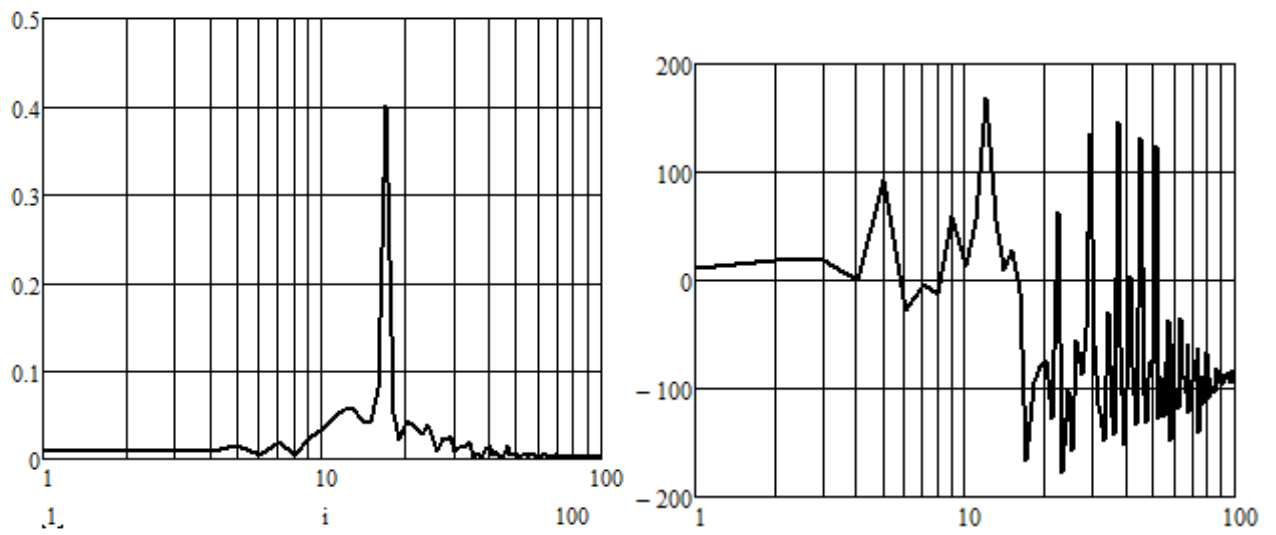


б)

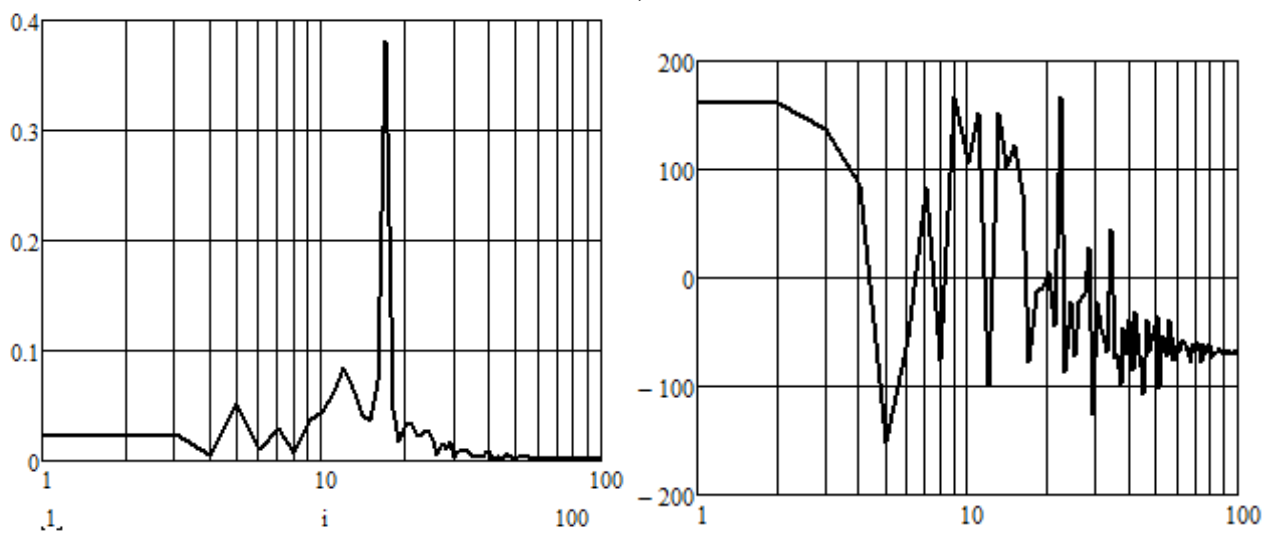


в)

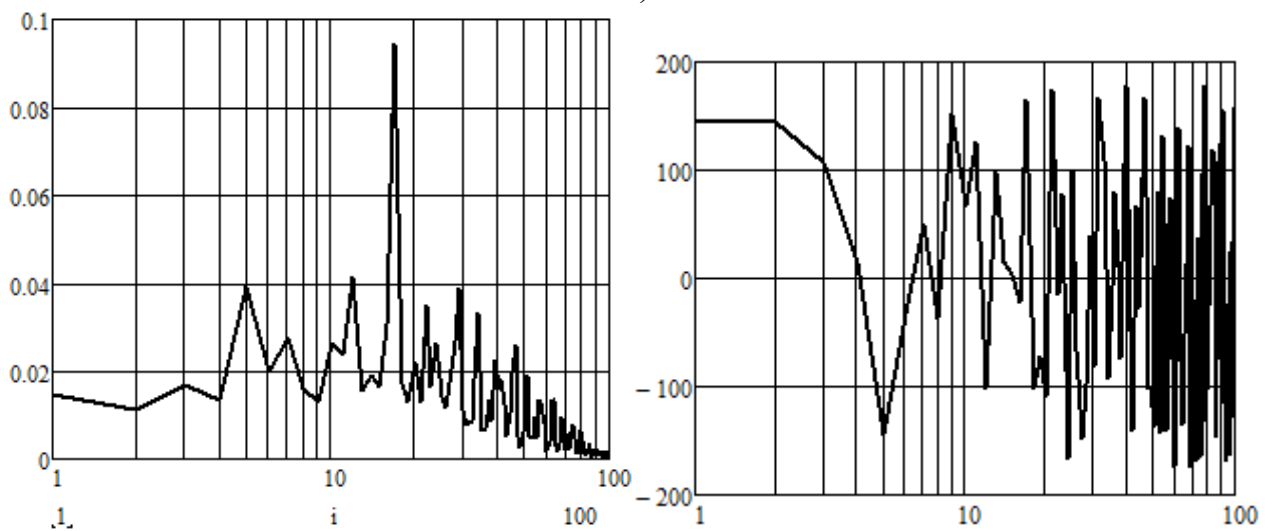
Рисунок 4.50 – Часові діаграми генерованих хаотичних коливань нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в) у хаотичному режимі з багатовитковим атрктором



а)



б)



в)

Рисунок 4.51 – Амплітудно-частотні (ліворуч) та фазочастотні (праворуч) спектри генерованих хаотичних коливань нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в) у хаотичному режимі з багатовитковим атрaktorом

Модельне дослідження динамічних процесів у автоколивній системі генератора КПП здійснено за допомогою програми DEREK [221]. Програма DEREK обчислює частину спектрів показників Ляпунова (не більше перших 4-х) використовуючи чисельний ітераційний алгоритм Бенеттіна [221].

Отримані автором у [257] графіки старших показників Ляпунова динамічної системи генератора КПП для режиму багатовиткового атрактору при значеннях коефіцієнтів системи $h = 0,107$ і $g = 0,957$ приведені на рис. 4.52. Як видно з рис. 4.52, максимальне значення старшого показника Ляпунова забезпечується при $h = 0,115$ і $g = 0,775$ і дорівнюють [257]

$$\lambda_1=1,248745 \cdot 10^{-1}, \lambda_2=3,5648753 \cdot 10^{-2}, \lambda_3=-3,1117128 \cdot 10^1.$$

Для динамічної системи третього порядку рівняння розмірності за Ляпуновим (3.16) з урахуванням вимог (3.17) має наступне значення

$$d_{L1} = 2 + \frac{\lambda_1}{|\lambda_3|}$$

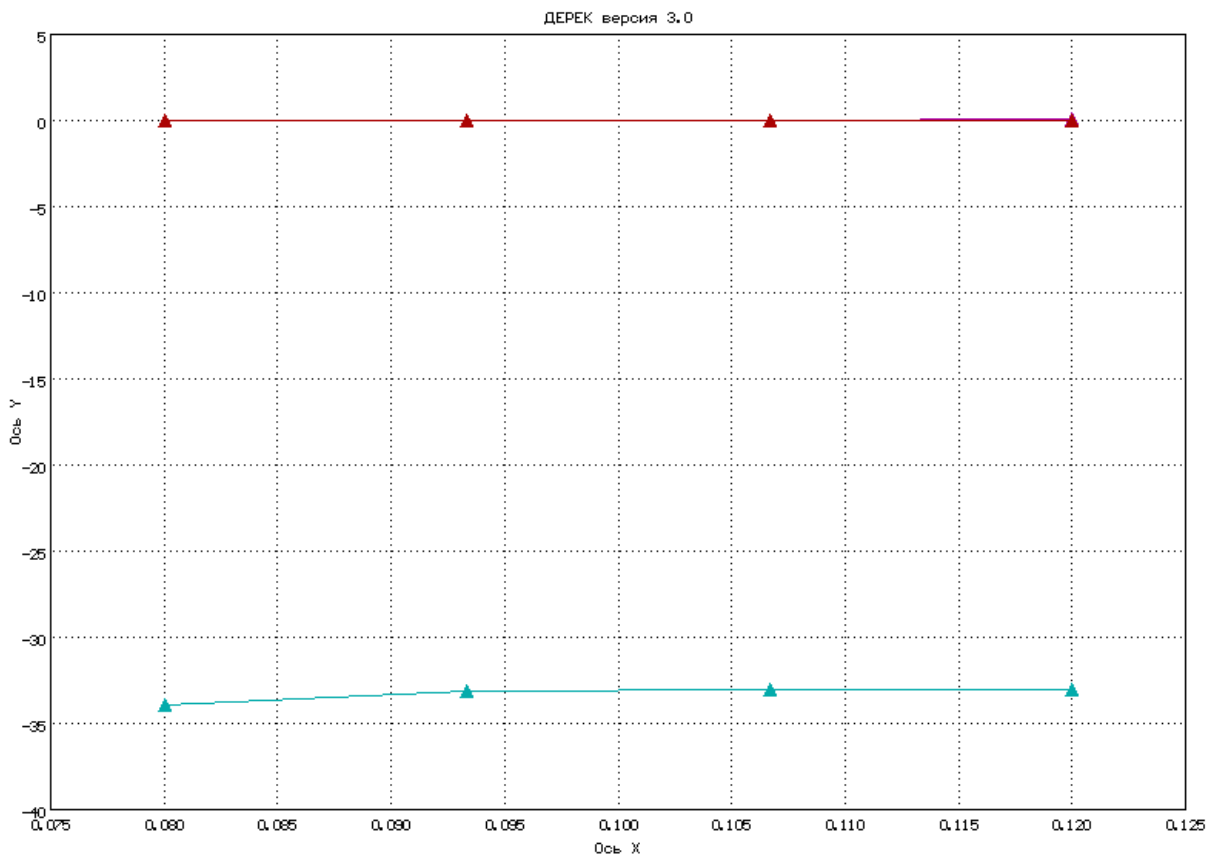
і повністю співпадає з фрактальною розмірністю d_F .

Ентропія Колмогорова-Сіная оптимізованого генератора КПП (рис. 4.41) становить [257]

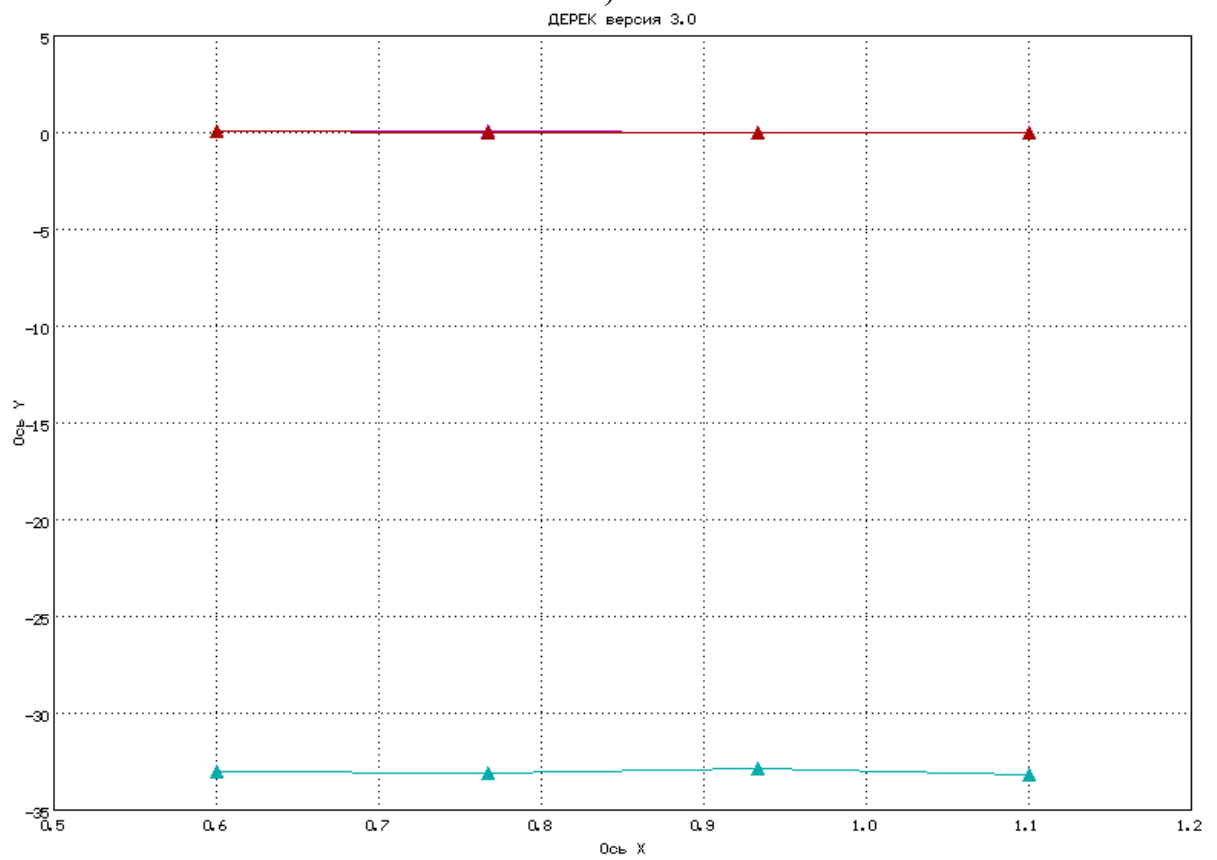
$$H = \sum_{\lambda_i(x)>0} \lambda_i(x) = \lambda_1 + \lambda_2 = 0,1605,$$

а фрактальна хаусдорфова розмірність співпадає з розмірністю по Ляпунову

$$d_F = d_{L1} = 2 + \frac{\lambda_1}{|\lambda_3|} = 2,004.$$



а)



б)

Рисунок 4.52 – Графіки характеристичних показників Ляпунова при зміні коефіцієнтів автоколивної системи: а) $h=0,08\dots0,12$, б) $g=0,6\dots1,1$

Коефіцієнти взаємної кореляції хаотичних сигналів оптимізованого генератора КПП на рис. 4.41 обраховані за допомогою стандартної функції $\text{corr}(X1, X2)$ програми MathCad 15.0 і становлять [257]

$$\rho(X1, X2) = 1,12206 \cdot 10^{-3}, \quad \rho(X1, X3) = 0,53444,$$
$$\rho(X2, X3) = -0,26089.$$

Як випливає з отриманих результатів, генератори детермінованого хаосу Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором мають наступні особливості: 1) сталі значення показників Ляпунова в діапазоні робочих значень коефіцієнтів автоколивної системи генератора; 2) їх ентропія за чисельним значенням близька до ентропії генератора Колпітца; 3) висока схожість геометричної форми генерованих хаотичних коливань зумовлює низьку фрактальну розмірність; 4) малий коефіцієнт взаємної кореляції сигналів нормованих змінних x_1 та x_2 (струму індуктивності та напруги на ємності коливного контура).

Висновки до 4-го розділу

У розділі розроблено генератори детермінованого хаосу за методом Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі польової та біполярної транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором. Запропоновано математичні моделі, що описують динамічні процеси в генераторах Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі польової та біполярної транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором за наявності та за відсутності адитивного білого гаусового шуму. Досліджено динамічні режими таких генераторів. Отримані фазові портрети, часові та частотні залежності генерованих коливань за наявності та за відсутності адитивного білого гаусового шуму з різною інтенсивністю.

Отримано такі основні наукові та практичні результати:

1. Отримав подальший розвиток метод Кияшко-Піковського-Рабіновича для побудови генераторів детермінованого хаосу, який, на відміну від класичного, ба-

зується на використанні нелінійних властивостей ВАХ Λ -типу транзисторних структур із від'ємним диференційним опором.

2. Удосконалено математичну модель генератора КПП, що на відміну від відомої, враховує вплив нелінійних властивостей підсилювального елемента генератора на динаміку хаотичних коливань. Показана можливість генерації хаотичних коливань генератором КПП із нелінійністю Λ -типу, на відміну від класичного, принцип дії та елементи теорії якого базуються на використанні нелінійності N -типу.

3. Запропоновано нові математичні моделі генератора КПП на основі польових і біполярних транзисторних структур із від'ємним диференційним опором при дії адитивного білого гаусового шуму.

4. Оцінено вплив адитивного білого гаусового шуму на динамічні процеси, параметри та характеристики хаотичних коливань генератора КПП. Встановлено, що вплив адитивного білого шуму на динаміку хаотичних коливань в генераторі КПП на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференційним опором спостерігається при інтенсивності шуму починаючи з рівня $D \geq 0,01$.

5. Здійснено оптимізацію параметрів автоколивної системи генератора КПП на основі біполярної ТСВО за максимумом ентропії Колмогорова-Сіная: $\epsilon_{\text{опт}} = 0,2$, $h_{\text{опт}} = 0,115$ і $g_{\text{опт}} = 0,775$. Отримано значення ентропії Колмогорова-Сіная оптимізованого генератора КПП $H = 0,1605$, що значно більше за інформаційні властивості одностранзисторного генератора Колпітца ($H = 0,1292$) та на рівні інформаційних властивостей двотранзисторного генератора Колпітца ($H = 0,1642$). У той же час, фрактальна розмірність генератора КПП на основі БТСВО менша ніж у одностранзисторного та двотранзисторного генераторів за схемою Колпітца.

6. Як практичні результати в роботі отримано фазові портрети, часові та частотні характеристики коливань в осциляторному та хаотичному режимах з дво-, три-, чотири- і багато-витковим атракторами.

7. Основні наукові та практичні результати розділу опубліковано автором у роботах [205, 247, 248, 249, 253, 254, 255, 256, 257].

РОЗДІЛ 5

РОЗРОБЛЕННЯ ПРИСТРОЇВ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ ЗА МЕТОДОМ АНІЩЕНКО-АСТАХОВА НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

5.1 Дослідження структур пристроїв генерування електричних сигналів детермінованого хаосу за методом Аніщенко-Астахова

На сьогоднішній день однією з головних проблем розвитку інфокомунікаційних систем є підвищення інформативності та завадозахищеності повідомлень. Застосування дискретних сигналів як повідомлень із неперервними носійними та відомими видами модуляції й кодування інформації досягли гранично можливих значень завадостійкості. Альтернативою подальшого розвитку інформаційних технологій є використання ансамблів хаотичних сигналів і практичне застосування досягнень математичної теорії нелінійної динаміки та хаосу в інфокомунікаційних системах [21]. Тому дослідження відомих і створення нових нелінійних автоколивних систем з хаотичною динамікою є актуальною науково-дослідною задачею. На сьогоднішній день систематизовано понад 3000 видів автоколивних систем, відомо 84 основних типів генераторів хаосу [258]. Для прикладного застосування найбільшого поширення з цих систем отримали автоколивні системи з квадратичною [259] та кубічною [258] нелінійностями.

Автоколивні системи з тривимірним фазовим простором є найбільш простими та зручними серед нелінійних систем з хаотичною динамікою. Класичним випадком є двопараметричні автоколивні системи з 1,5 степенями свободи. У загальному вигляді такі автоколивні системи описуються рівнянням [29]

$$\ddot{x} + \varphi(x, \vec{\mu})\dot{x} + \psi(x, \vec{\mu}) = 0, \quad (5.1)$$

де x – змінна, що здійснює періодичні коливання, $\vec{\mu} = (\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_k)$ – сукупність параметрів керування, $\varphi(x, \vec{\mu})$ і $\psi(x, \vec{\mu})$ – нелінійні функції, що характеризують дію сил, що уможливають ці коливання.

Для випадку реалізації електронних генераторів хаотичних коливань при розгляді ланки зворотного зв'язку, що здійснює інерційне перетворення дії $x(t)$ у відгук $y(t)$, що керує параметрами активного елементу та коливного контуру генератора, рівняння (5.1) подають у вигляді [29]

$$\begin{aligned} \ddot{x} + F_1(x, z, \vec{\mu})\dot{x} + F_2(x, z, \vec{\mu}) &= 0, \\ \dot{z} &= F_3(x, z, \vec{\mu}), \end{aligned} \quad (5.2)$$

де F_i – нелінійні функції [29].

Головною особливістю таких автоколивних систем є те, що шляхом спрощень і математичних граничних перетворень ці динамічні системи зводяться до класичної автоколивної системи Ван дер Поля. З поміж відомих автоколивних хаотичних систем з інерційною нелінійністю, що отримали широке практичне застосування, автором у [260] акцентовано увагу на дві системи, структурні схеми яких приведені на рис. 5.1 [29, 261] – генератор Теодорчика (5.3) та генератор Аніщенко-Астахова (5.4)

$$\begin{cases} \dot{x} = mx + y - xz, \\ \dot{y} = -x, \\ \dot{z} = -gz + x^2. \end{cases} \quad (5.3)$$

$$\begin{cases} \dot{x} = mx + y - xz - dx^3, \\ \dot{y} = -x, \\ \dot{z} = -gz + g\Phi(x), \end{cases} \quad (5.4)$$

де $d = d(S_1)$ – параметр, що визначає ступінь впливу нелінійності крутизни характеристики активного елементу генератора на динамічні процеси; $\Phi(x)$ – функція, що описує властивості інерційного перетворювача [262]:

$$\Phi(x) = I(x)x^2, \quad I(x) = \begin{cases} 1, & x > 0, \\ 0, & x \leq 0. \end{cases} \quad (5.5)$$

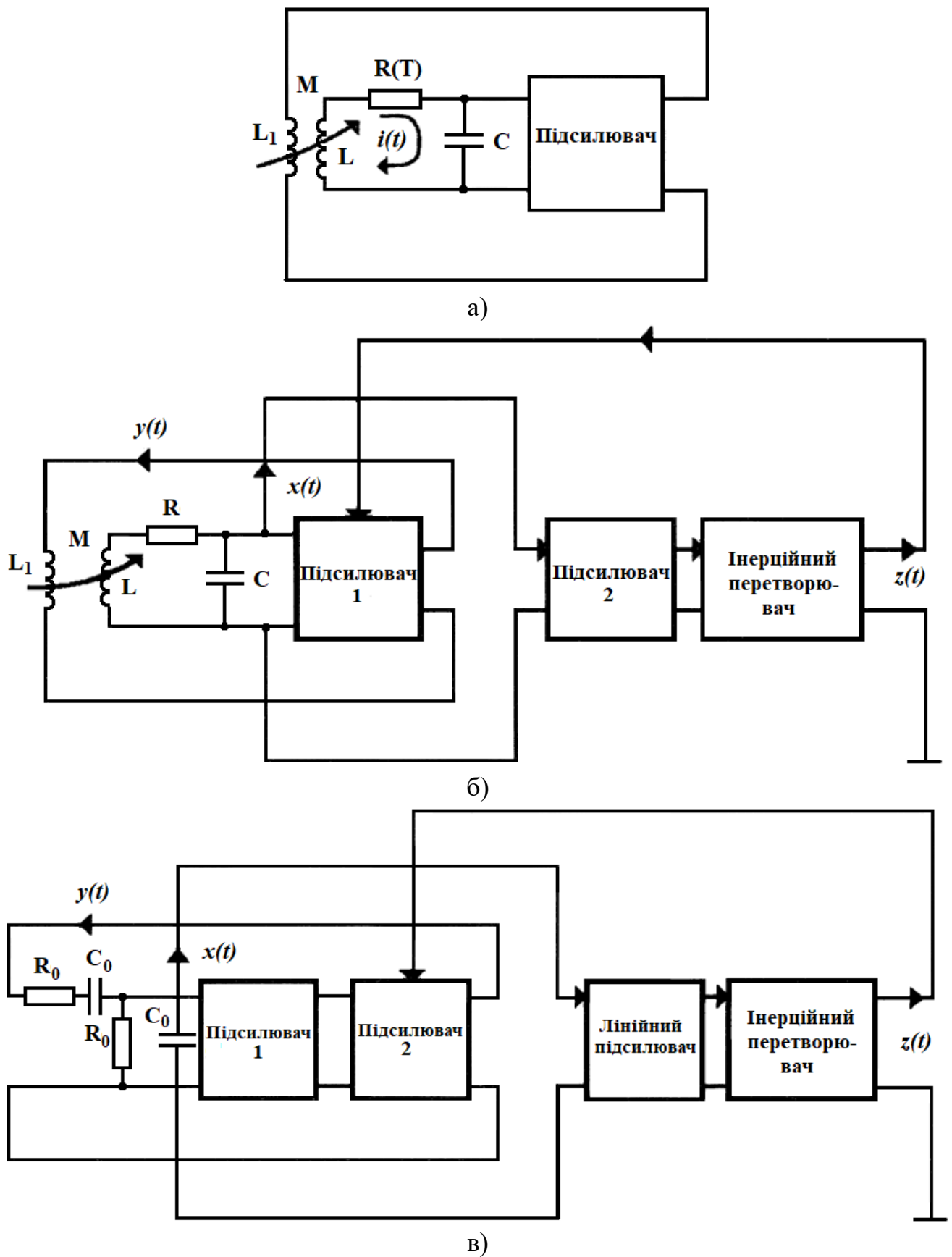


Рисунок 5.1 – Структурні схеми генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю [262]: Теодорчика (а), Аніщенко-Астахова з трансформаторним зворотним зв'язком (б) та класична RC схема Аніщенко-Астахова (в)

Спрощена структурна схема генератора з інерційною нелінійністю сигналів детермінованого хаосу, побудованого за методом Аніщенка-Астахова, та карта його динамічних режимів наведені на рис. 5.2 [181, 263].

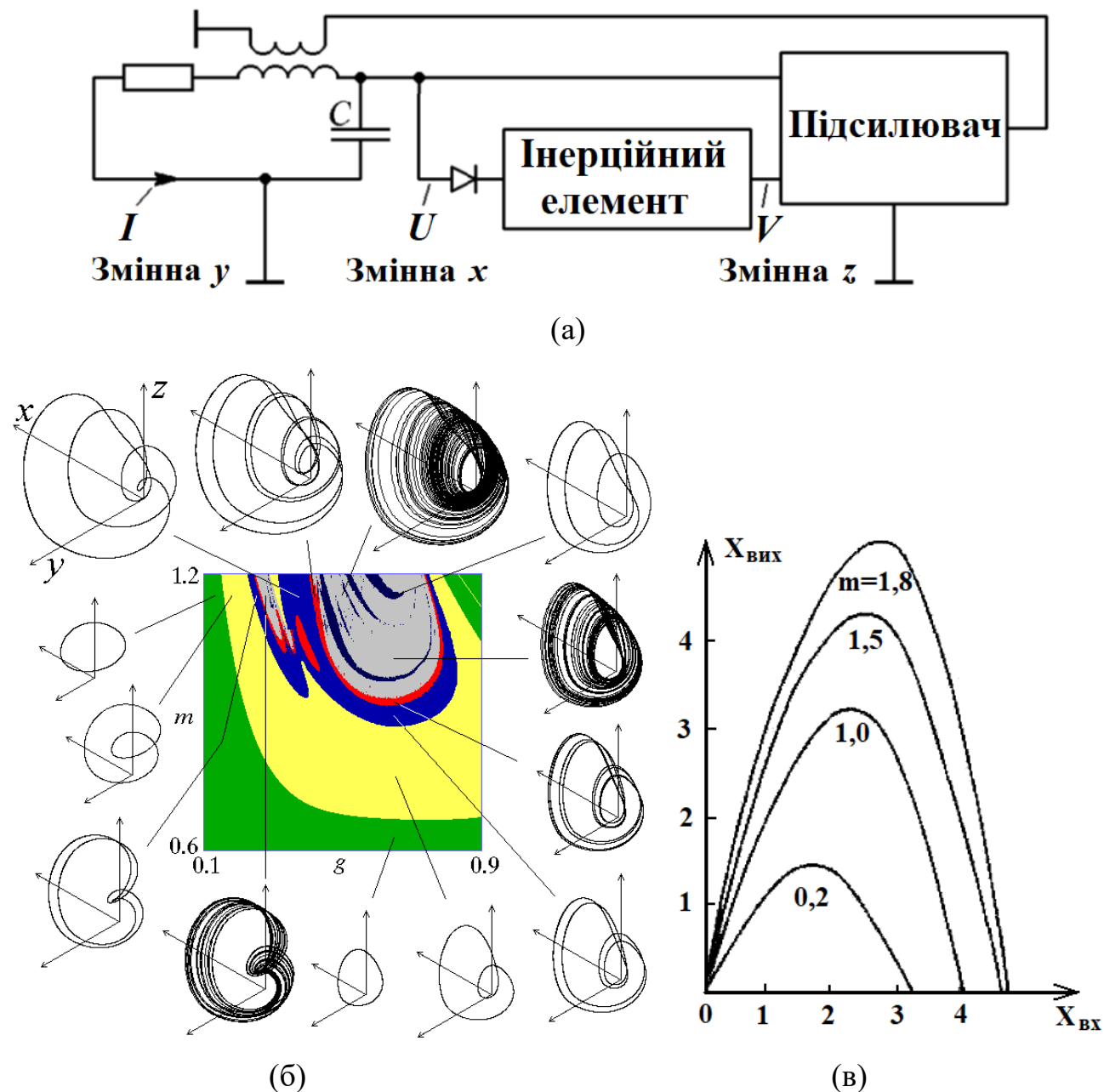


Рисунок 5.2 – Спрощена структурна схема (а) [181, 263], карта динамічних режимів та основні типи атракторів (б) [181, 263] і динамічна ВАХ активного елемента в нормованих змінних для декількох значень параметра керування m при $g = 0,2$ (в) [262] генератора з інерційною нелінійністю сигналів детермінованого хаосу побудованого за методом Аніщенко-Астахова

Як варіанти схемних реалізацій генератора детермінованого хаосу за методом Аніщенко-Астахова на рис. 5.3 наведені функціональні схеми дослідних макетів на основі операційних підсилювачів, що запропоновані в [264, 265].

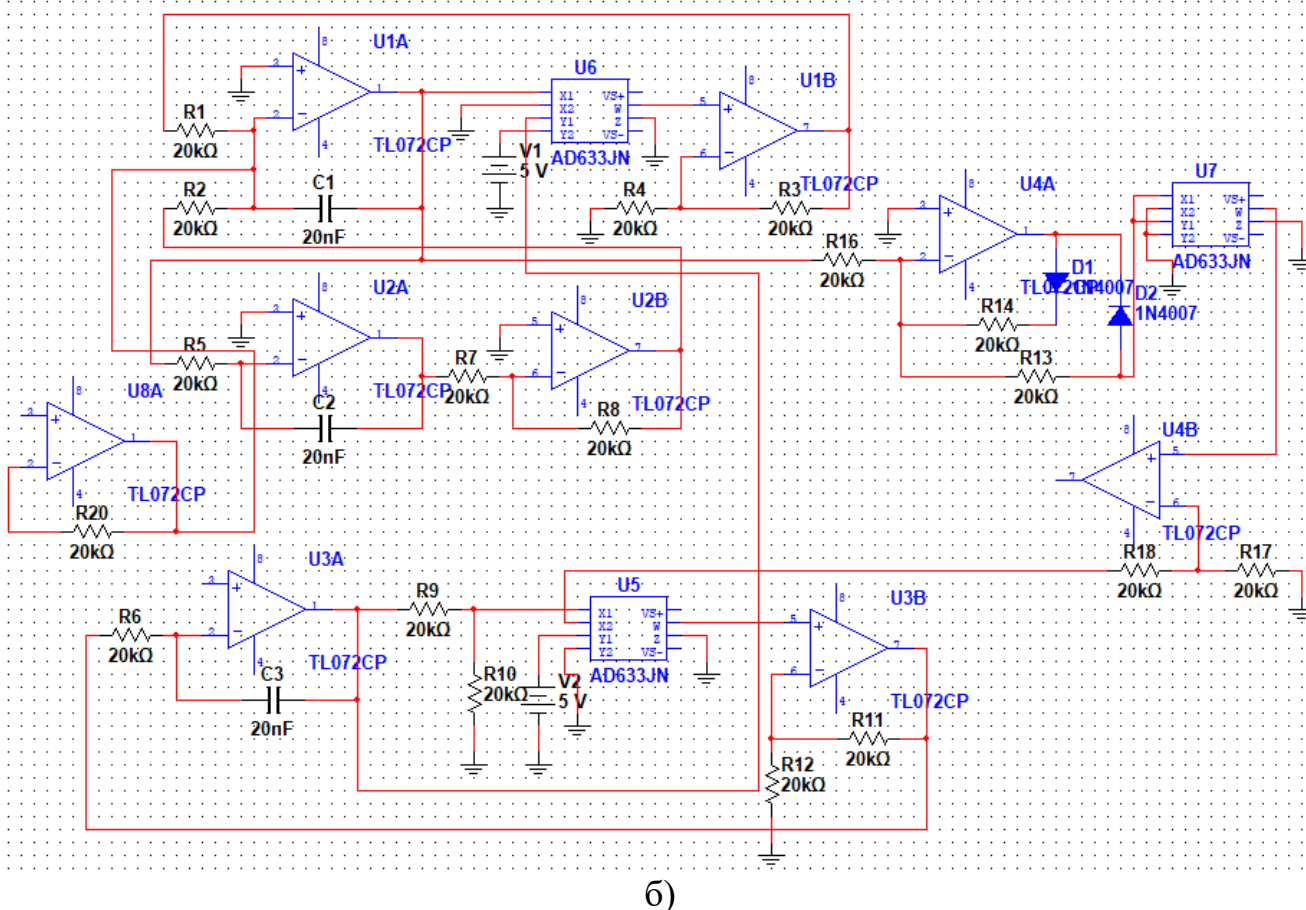
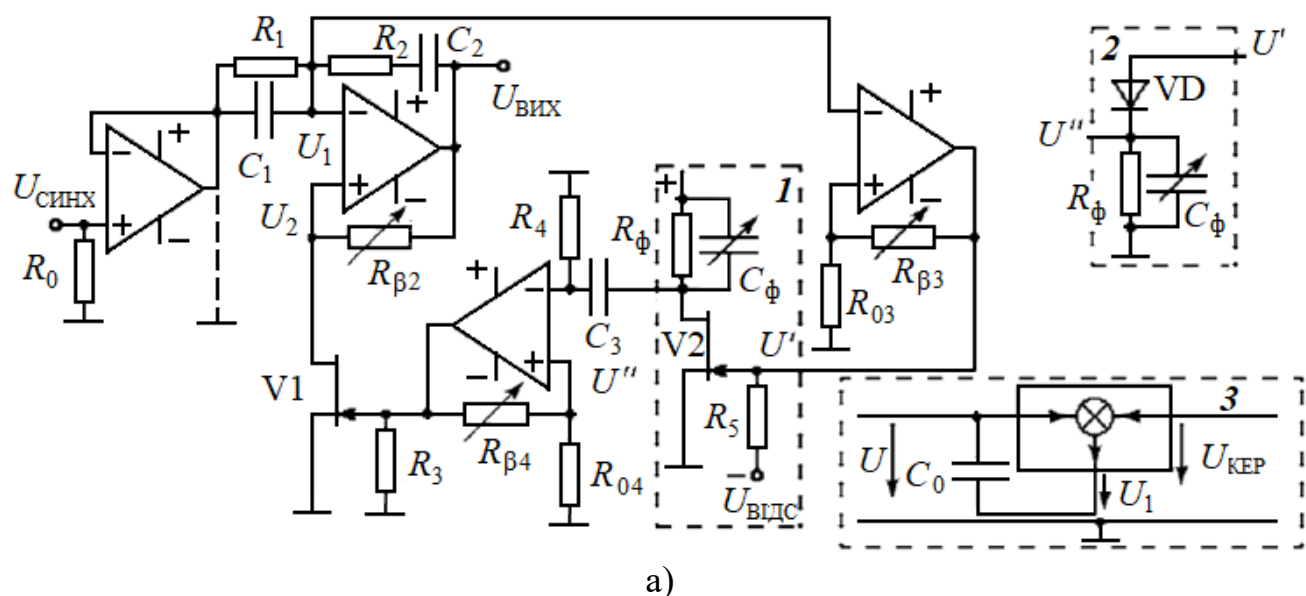


Рисунок 5.3 – Функціональні схеми дослідних макетів генератора детермінованого хаосу побудованих за методом Аніщенко-Астахова [264, 265]: із різними варіантами інерційного кола [264] (а) та для дослідження впливу адитивного шуму на динаміку електричних коливань детермінованого хаосу [265] (б)

У схемі (рис. 5.3,а) каскад RC-автогенератора побудований на операційному підсилювачі А2, у якому ланки додатного зворотного зв'язку реалізовано у вигляді послідовно-паралельної RC-ланки Віна (R_1, R_2, C_1, C_2) і від'ємного зворотного зв'язку, що реалізований на резисторі $R_{\beta 1}$ і опорі каналу R_{V1} , що утворюють міст Віна. При $U_1 = U_2$ міст Віна знаходиться в рівновазі та в системі виникають автоколивання. При $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ диференціальне рівняння RC-автогенератора, згідно [264], має вигляд

$$\frac{d^2U_1}{dt^2} + \frac{1}{RC} (3 - K + 3K'U_1^2) \frac{dU_1}{dt} + \frac{1}{R^2C^2} U_1 = 0, \quad (5.5)$$

де K – коефіцієнт підсилення каскаду з неінвертувальним включенням ОП, який розраховують за формулою [264]:

$$K_i = 1 + R_{\beta i} / R_{0i}, \quad (5.6)$$

де i – порядковий номер операційного підсилювача. Резистор $R_{\beta 1} = 0$, оскільки ОП А1 є повторювачем напруги з великим входним опором R_0 й мізерно малим вихідним. Функції резистора R_{02} виконує опір R_{V1} каналу польового транзистора V1 [264]. При від'ємній напрузі на затворі відносно витоку повний опір каналу польового транзистора [264]

$$R_{кан} = \frac{R_{min}}{\sqrt{1 - U_{зв} / U_0}}, \quad (5.7)$$

де R_{min} – мінімальний диференціальний опір каналу ПТ при $U_{зв} = 0$ ($R_{min} = 200 \div 1000$ Ом), $U_{зв}$ – модуль від'ємної напруги затвора відносно витоку, U_0 – напруга відсікання струму в каналі ПТ (при $U_{зв} = U_0$ опір $R_{кан}$ стає необмежено великим). Задаючи на затворі ПТ напругу $U_{зв} = U_0 + U_{\sim}$, при $U_{\sim} \ll U_0$ можна змінювати опір каналу залежно від U_{\sim} . Використання описаного транзистора як опір

у ланці зворотного зв'язку операційного підсилювача уможливує регулювання його коефіцієнту підсилення [264].

В області від'ємних напруг U_{3B} струм у каналі польового транзистора [264]

$$I_C = \frac{1}{2} S_0 (U_0 - U_{3B})^2, \quad (5.8)$$

де S_0 – питома крутизна ПТ.

Рівняння (5.5) у безрозмірному часі

$$\tau = \omega_0 t \quad (5.9)$$

відносно безрозмірної напруги

$$x = U_1 / U_{1\max} \quad (5.10)$$

має вигляд [264]

$$\frac{d^2 x}{d\tau^2} + \left(2 - \frac{R_{\beta 2}}{R_{V1}} + \mu x^2 \right) \frac{dx}{d\tau} + x = 0, \quad (5.11)$$

де $\mu = 3K'U_{1\max}^2$.

З метою регулювання значень амплітуди сигналу до й після інерційного перетворювача у схему введені операційні підсилювачі А3 і А4 зі змінними коефіцієнтами підсилення [264]. З урахуванням каскадів підсилення на А3 і А4 у [264] отримано наступні рівняння:

$$\ddot{x} - (m - bz - \mu x^2) \dot{x} + x = 0, \quad (5.12)$$

де

$$m = \frac{\sqrt{0.5R_{\beta 2}}}{R_{\min}} - 2, \quad b = \frac{\sqrt{0.5R_{\beta 2}}U_{1\max}}{R_{\min}U_0}, \quad z = \frac{U_{\approx}}{U_{1\max}}. \quad (5.13)$$

Змінна z залежить від напруги інерційного зворотного зв'язку й визначається характером нелінійності інерційного перетворювача. Для випадку квадратичного перетворювача (підсхема 1 на рис. 5.2,а) диференціальне рівняння для нормованої змінної z має вигляд [264]:

$$\dot{z} = -gz + g'\Phi(x) = -gz + g'x^2, \quad (5.14)$$

де значення коефіцієнтів [264]

$$g = \frac{RC}{R_\phi C_\phi} = \frac{1}{\omega_0 \tau_\phi}, \quad g' = \frac{S_0 R_\phi}{2U_{1\max}} \cdot \frac{1}{\omega_0 \tau_\phi}, \quad (5.15)$$

$\tau_\phi = R_\phi C_\phi$ – стала часу фільтра. За умови [264]

$$\frac{S_0 R_\phi}{2U_{1\max}} = 1$$

рівняння (5.12) матиме класичний вигляд [29, 262].

Таким чином, математичною моделлю у безрозмірних змінних генератора на рис. 5.2,а є [264]

$$\begin{cases} \ddot{x} - (m - bz - \mu x^2)\dot{x} + x = \dot{F}(\tau), \\ \dot{z} = -gz + g'\Phi(x), \end{cases} \quad (5.16)$$

де $F(\tau)$ – нормована функція напруги керування $U_{\text{синх}}$, яка адитивно подається на вхід каскаду А1. У випадку автономного генератора значення $F(\tau)$ дорівнює нулю. При розділенні змінних і приведенні до стандартної форми система диференціальних рівнянь набуває вигляду (5.4) [264].

Генератор Аніщенко-Астахова є однією з базових моделей нелінійної динаміки, що демонструють різні види коливань [262, 264]. На моделі цього генератора вперше був проведений двопараметричний біфуркаційний аналіз динаміки як у числовому, так і в фізичному експериментах [29, 262]. Було встановлено [262], що усі відомі сценарії переходів до хаосу реалізуються в одній динамічній системі – сценарій Фейгенбаума, перехід через перемежуваність і через руйнування квазіперіодичних коливань (для неавтономного режиму роботи).

Шляхом видалення змінної y з системи диференціальних рівнянь (5.4) генератора Аніщенко-Астахова у [262] отримано наступну систему диференціальних рівнянь

$$\begin{cases} \ddot{x} - (m - z - 3dx^2)\dot{x} + [1 - gz + g\Phi(x)] = 0, \\ \dot{z} = -gx + g\Phi(x). \end{cases} \quad (5.17)$$

За умови сильної інерційності автоколивної системи, коли $g \rightarrow 0$, динамічна система (5.17) вироджується у двомірну вигляду Ван дер Поля незалежно від функції $\Phi(x)$, яка описує властивості інерційного перетворювача [262]

$$\ddot{x} - a(1 - bx^2)\dot{x} + x = 0, \quad (5.18)$$

де

$$a = m, b = \frac{3d}{m}. \quad (5.19)$$

Інший граничний випадок – це безінерційний генератор за умови $g \rightarrow \infty$. У такому разі система диференціальних рівнянь приймає вигляд [262]:

$$\ddot{x} - [m - \Phi(x) - 3dx^2]\dot{x} + x = 0, \quad (5.20)$$

що набуває вигляду Ван дер Поля за умови $\Phi(x) = x^2$.

З метою дослідження явища біфуркації подвоєння двомірного тора в [266, 267] модифіковано генератор Аніщенко-Астахова з підвищенням розмірності фазового простора до чотирьох. З цією метою до складу базової структури генератора Аніщенко-Астахова для забезпечення незатухаючих двочастотних коливань введено додаткове коло зворотного зв'язку, власна частота якого відрізняється від резонансної частоти коливної контуру генератора [268]. Математична модель модифікованого генератора Аніщенко-Астахова у нормованих змінних має вигляд [268]

$$\begin{cases} \dot{x} = mx + y - x\varphi - dx^3, \\ \dot{y} = -x, \\ \dot{z} = \varphi \\ \dot{\varphi} = -\gamma z + \gamma\Phi(x) - gz. \end{cases} \quad (5.21)$$

Система диференціальних рівнянь (5.21) має розмірність $N = 4$ і характеризується чотирма параметрами керування: m – параметр збудження, d – параметр нелінійної дисипації, γ – параметр затухання та g – параметр інерційності фільтра [268].

5.2 Узагальнене трансцендентне рівняння апроксимації статичних ВАХ Λ -типу транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором

Для розроблення генераторів з інерційною нелінійністю сигналів детермінованого хаосу за методом Аніщенко-Астахова потрібно забезпечити електричне керування спадною характеристикою його активного елементу [262]. При класичній структурі генератора Аніщенко-Астахова (рис. 5.2,а) підсилювач із колом додатного зворотного зв'язку повинен мати динамічну характеристику вигляду (рис. 5.2,в). Для спрощення побудови генераторів Аніщенко-Астахова автором

пропонується використання відомих транзисторних структур із від'ємним диференційним опором зі статичними ВАХ Λ -типу.

У розділі 2 автором були використані напівемпіричні рівняння апроксимації статичних ВАХ транзисторних структур із від'ємним диференційним опором, зокрема (2.24), (2.25), (2.67), (2.68) і (2.70). До складу цих рівнянь входять параметри дискретних транзисторів, а також номінали елементів схеми, що забезпечують режим живлення. Перехід до нормованих змінних у цих рівняннях по відношенню до максимуму струму та максимальній напрузі протяжності спадної ділянки ВАХ дозволив автору запропонувати наступні два рівняння апроксимації ВАХ Λ -типу із вигинами вниз (5.22) [96] та вгору (5.23) [269, 270]:

- ВАХ із вигином вниз (рис. 5.4)

$$G(x) = 2,029 \cdot 10^{-3} x + M(1 - 1,002x)^n \tanh\left(\frac{25x}{1 - 1,002x}\right), \quad (5.22)$$

де n – ціле додатне число ($n \neq 0$), M – масштабний коефіцієнт графіка нормованої ВАХ. При ВАХ вигнутій вниз, користуються рівнянням (5.22) за таких умов: якщо $n = 1$ тоді $M = 1,114$ (рис. 5.4,а), якщо $n = 2$ тоді $M = 1,217$ (рис. 5.4,б), якщо $n = 3$ тоді $M = 1,29$ (рис. 5.4,в), якщо $n = 4$ тоді $M = 1,39$ (рис. 5.4,г);

- ВАХ із вигином вгору (рис. 5.5)

$$G(x) = 2,029 \cdot 10^{-3} x + M \sqrt[n]{1 - 1,002x} \tanh\left(\frac{25x}{1 - 1,002x}\right), \quad (5.23)$$

де n – ціле додатне число ($n \neq 0$), M – масштабний коефіцієнт графіка нормованої ВАХ. При ВАХ вигнутій вгору, користуються рівнянням (5.23) за таких умов: якщо $n = 1$, тоді $M = 1,114$ (рис. 5.5,а); якщо $n = 2$, тоді $M = 1,062$ (рис. 5.5,б); якщо $n = 3$, тоді $M = 1,037$ (рис. 5.5,в); якщо $n = 4$, тоді $M = 1,033$ (рис. 5.5,г).

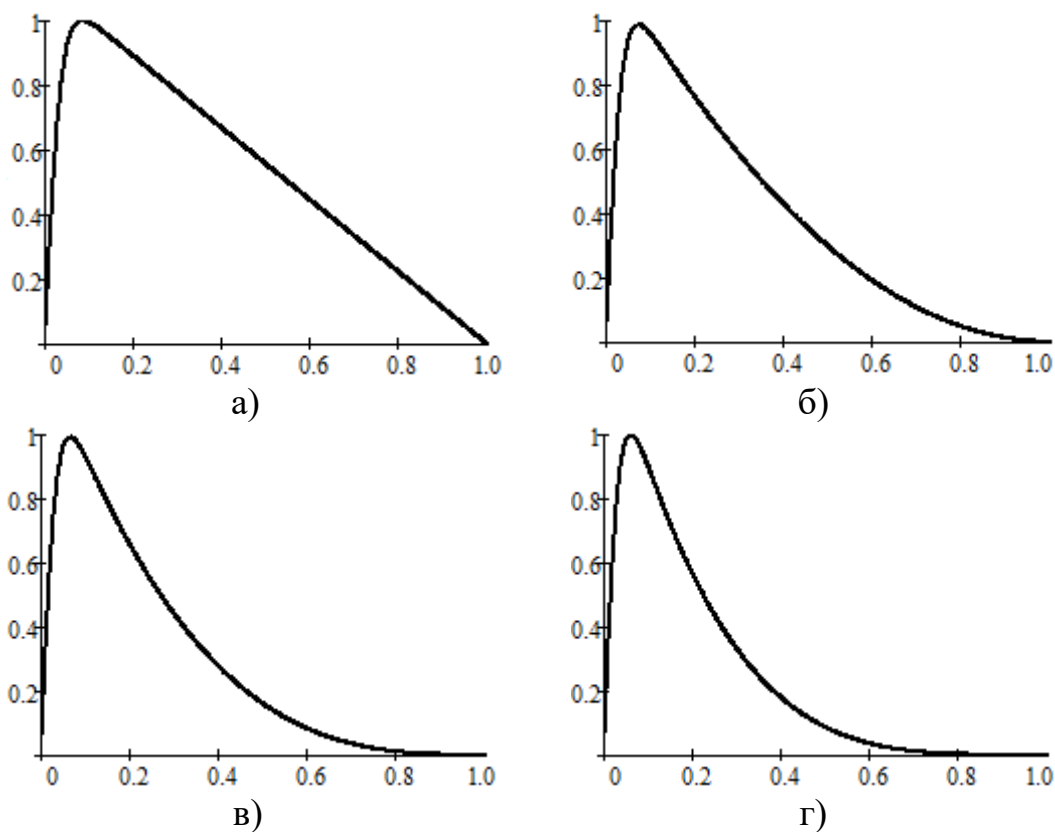


Рисунок 5.4 – Графіки апроксимації ВАХ Λ -типу з вигином вниз за допомогою (5.22) при: а) $n = 1$, б) $n = 2$, в) $n = 3$, г) $n = 4$

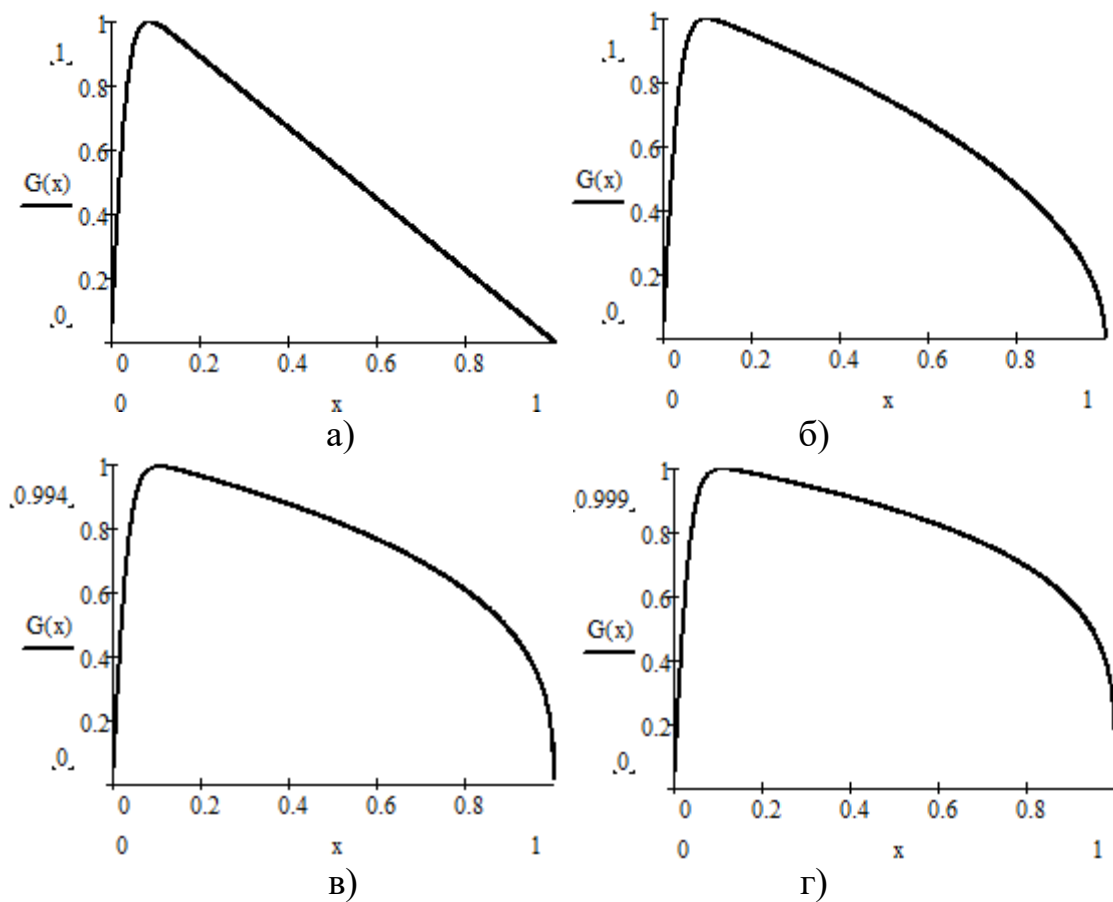


Рисунок 5.5 – Графіки апроксимації ВАХ Λ -типу з вигином вгору за допомогою (5.23) при: а) $n = 1$, б) $n = 2$, в) $n = 3$, г) $n = 4$

5.3 Розроблення генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю методом Аніщенко-Астахова на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором

На рис. 5.6 приведена запропонована автором у [68] електрична схема генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором, яка досліджена в [271].

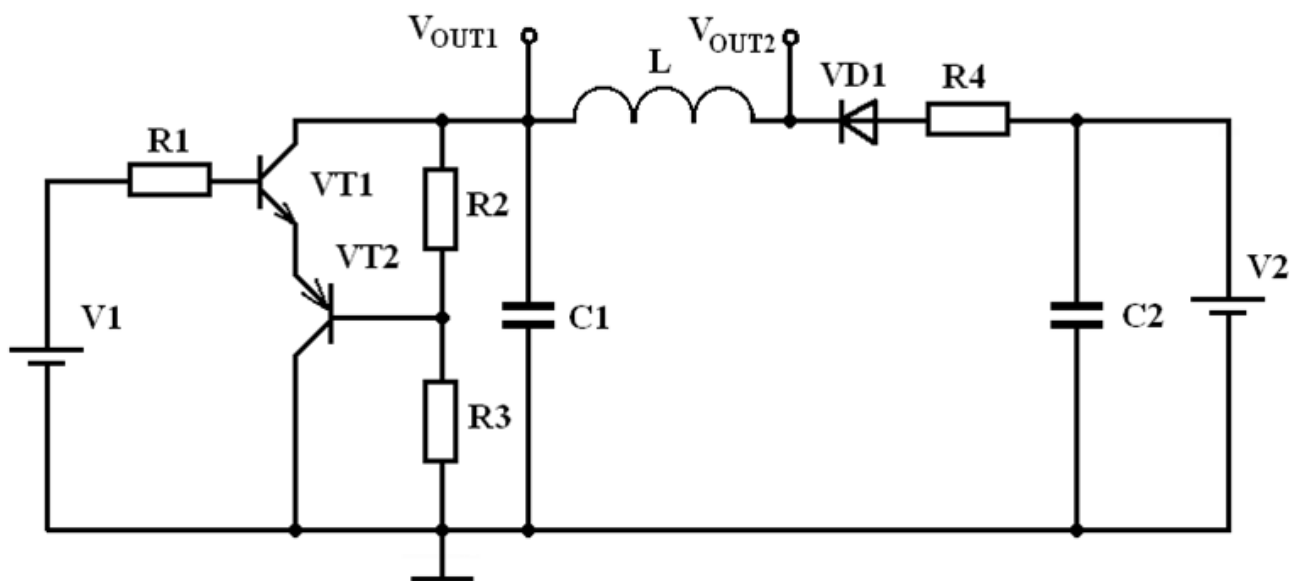


Рисунок 5.6 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором [68]

У схемі на рис. 5.6 використані такі радіокомпоненти: VT1 – КТ363, VT2 – КТ368, VD1 – КД522, $L = 250$ мкГн, $R1 = 560$ Ом, $R2 = 9,1$ кОм, $R3 = 5,1$ кОм, $R4 = 56$ Ом, $C1 = 3,3$ нФ, $C2 = 4,7$ мкФ. Генератор працює наступним чином [68]. Активний елемент генератора на біполярних транзисторах VT1–VT2 має сімейство λ -подібних вольт-амперних характеристик (рис. 5.7). Шляхом вибору напруг живлення V1 і V2 робоча точка встановлюється на спадній ділянці ВАХ. В такому випадку комплексний опір активного елемента генератора на електродах колектор VT1 – колектор VT2 для змінного струму має від'ємні активну і реактивну складові. Паралельно активному елементу генератора підключений конденсатор

С1 величиною 3,3 нФ. Таким чином, зменшено вплив залежності ємнісної складової реактивного опору транзисторної структури VT1–VT2 від величини амплітуди напруги. Конденсатор С2 використовується для шунтування джерела живлення V2 від змінного струму. Коливний контур генератора складається з котушки індуктивності L і ємнісного елемента у вигляді реактивної складової опору транзисторної структури VT1-VT2 з паралельно підімкненим конденсатором С1 [68, 271].

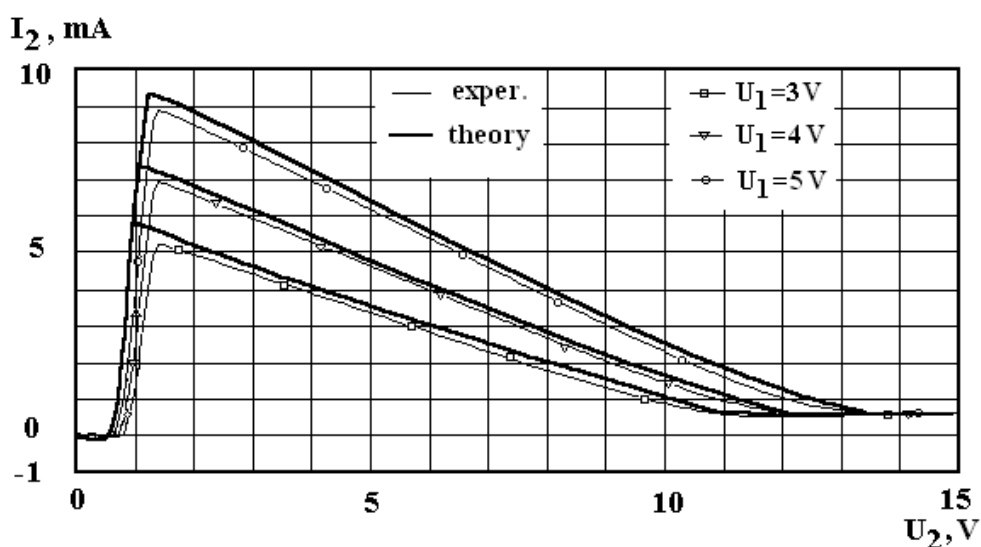


Рисунок 5.7 – Сімейство вольт-амперних характеристик біполярної транзисторної структури

Для опису динамічних процесів в схемі генератора (рис. 5.7) автором у [68] модифікована математична модель Аніщенко-Астахова (5.4), що має вигляд [271]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = m \cdot x_1 + x_2 - x_1 x_3 - d \cdot G(x_1), \\ \dot{x}_2 = -x_1, \\ \dot{x}_3 = -g \cdot x_3 + g \cdot I(x) \cdot F(x_1), \end{cases} \quad (5.24)$$

де $G(x_1)$ – функція, що описує робочу вітку сімейства статичних ВАХ біполярної ТСВО; $F(x_1)$ – функція, що описує властивості інерційного перетворювача, d – параметр, що відповідає ступеню впливу нелінійності крутизни характеристики

VT1-VT2, $I(x)$ – функція, що визначається з (5.5). Для подальших теоретичних досліджень автором була використана апроксимація (5.22) за умови $n = 1$ (5.25) та отримана функція апроксимації в нормованих змінних інерційної нелінійності VD1 – рівняння (5.26).

$$G(x_1) = 2,029 \cdot 10^{-3} x_1 + 1,114(1 - 1,002x_1) \tanh\left(\frac{25x_1}{1 - 1,002x_1}\right), \quad (5.25)$$

$$F(x_1) = 2,88 \cdot 10^{-6} x_1 + 2,074 \cdot 10^{-3} x_1^2 + 0,995 \cdot x_1^3. \quad (5.26)$$

Графіки нормованих характеристик біполярної транзисторної структури з від’ємним диференціальним опором VT1-VT2 і діода VD1 приведені на рис. 5.8 [271].

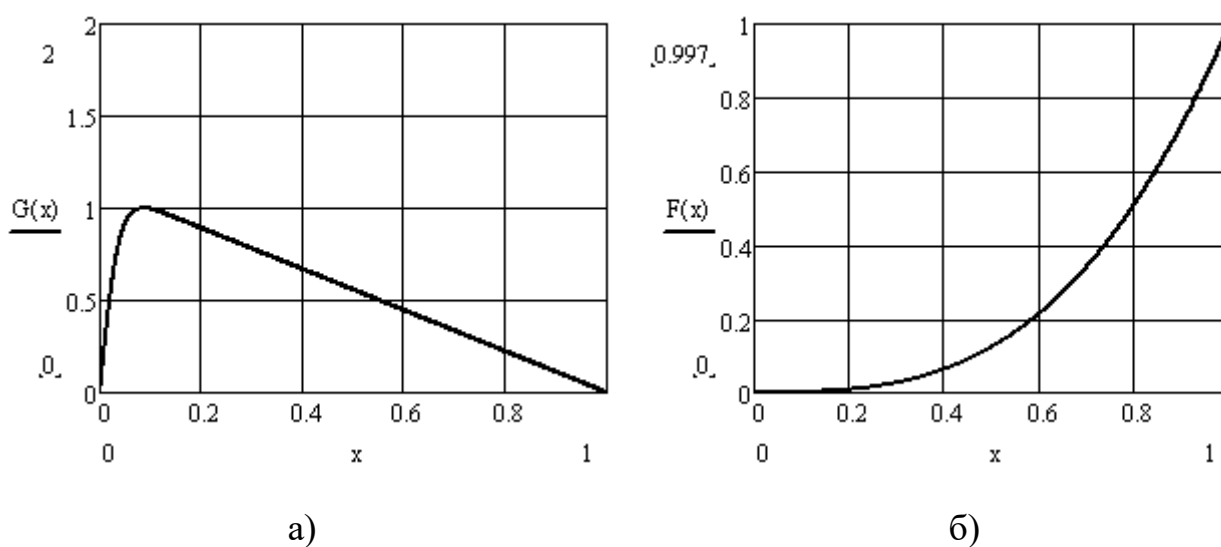


Рисунок 5.8 – Нормовані характеристики біполярної транзисторної структури VT1-VT2 (а) та діода VD1 (б)

Математичне моделювання системи нелінійних диференціальних рівнянь проведено в програмі MathCad 15.0 для наступних значень коефіцієнтів: $m = 1,117$, $d = 0,01$, $g = 0,5$. Розв’язок системи диференціальних рівнянь (5.24) здійснено методом Рунге-Кутта 4-го порядку за допомогою стандартної функції *rkfixed* (). Результати моделювання хаотичного режиму генератора наведені на рис. 5.9 –

рис. 5.10. Зауважимо, що безрозмірні змінні x_1 , x_2 та x_3 пропорційні генерованим напругам V_{OUT1} , V_{OUT2} та струму діода VD1 відповідно [68, 271].

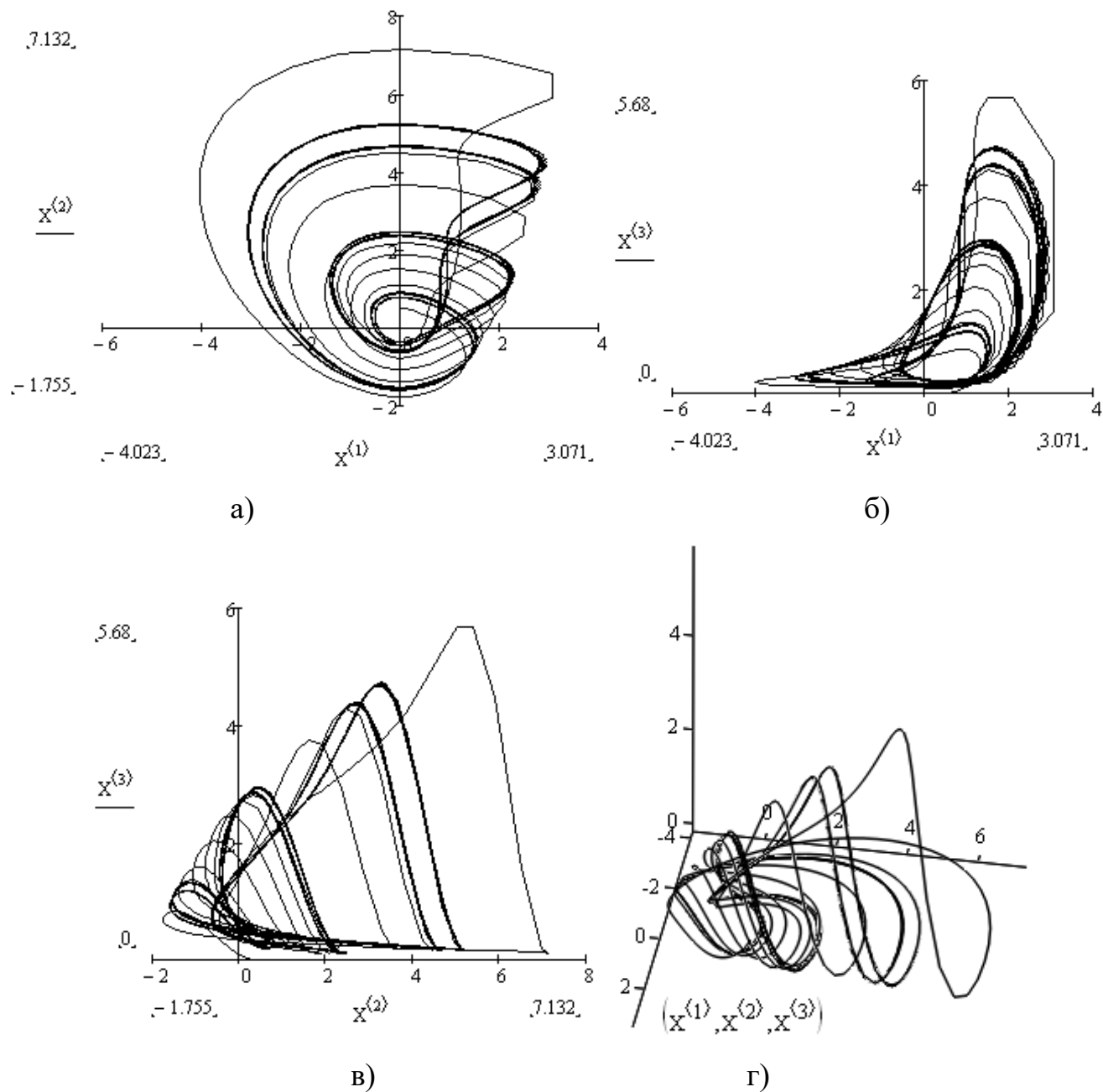


Рисунок 5.9 – Фазові портрети генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю, побудованого за методом Аніщенко-Астахова, на основі біполярної ТСВО: в площинах нормованих змінних x_1 - x_2 (а), x_1 - x_3 (б), x_2 - x_3 (в) і у просторі нормованих змінних x_1 - x_2 - x_3 (г)

На рис. 5.10 приведені часові залежності безрозмірних змінних системи (5.24), амплітудно-частотні та фазочастотні спектри яких наведені на рис. 5.11 [68, 271].

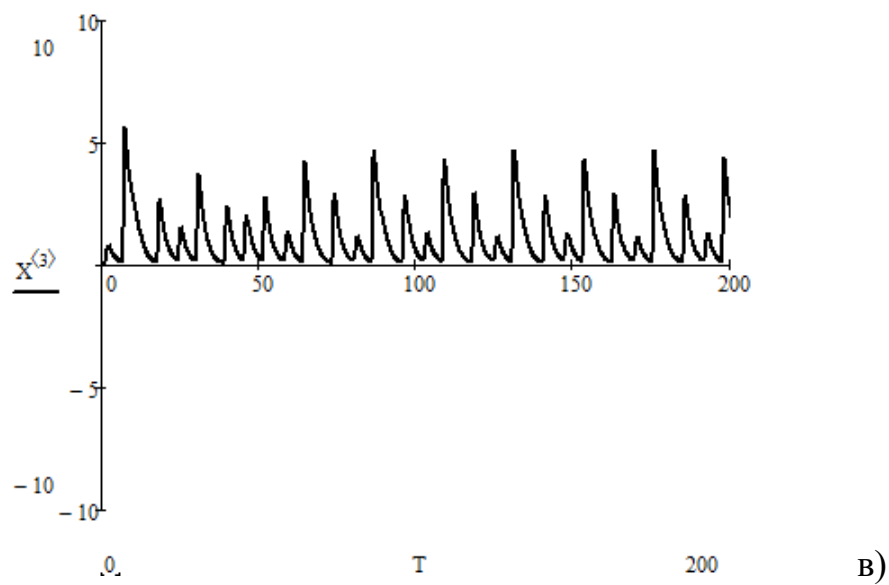
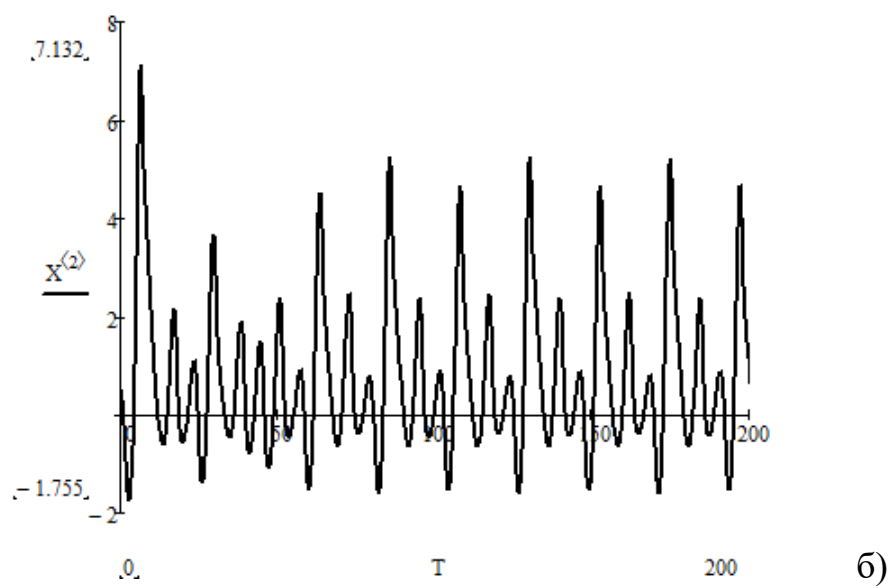
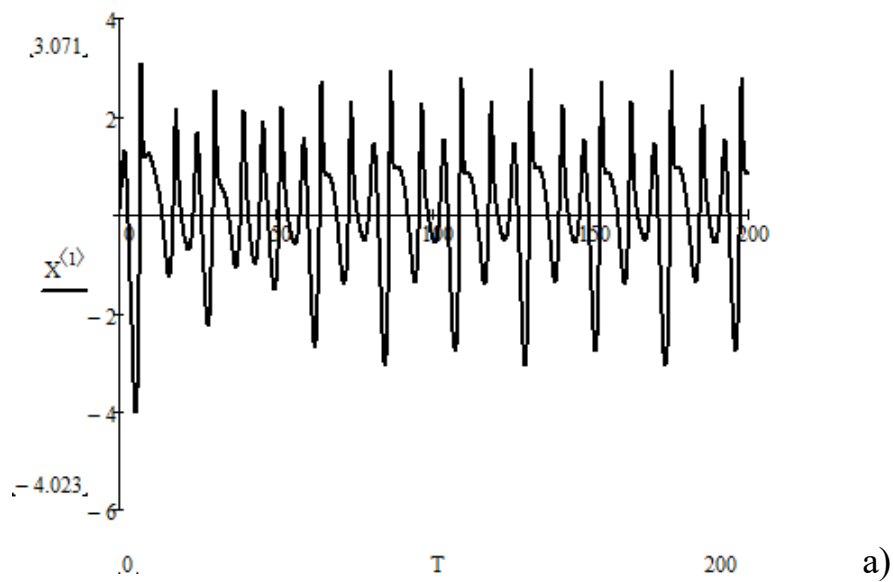


Рисунок 5.10 – Часові діаграми нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в) у нормованому часі $T = \omega_0 t$

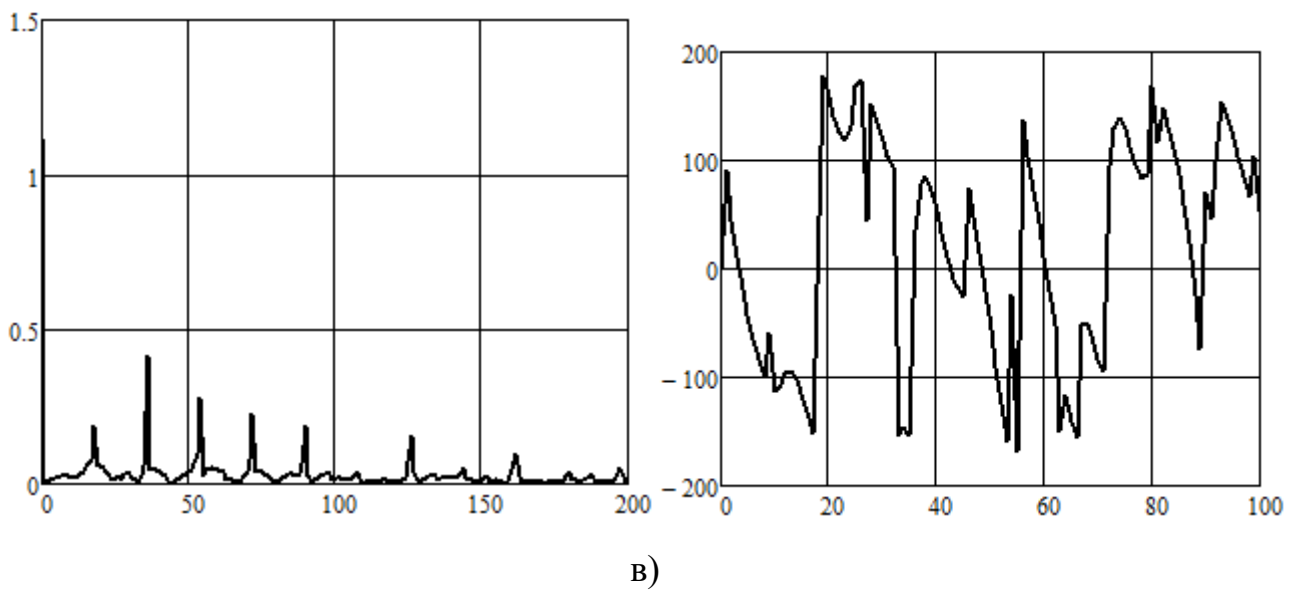
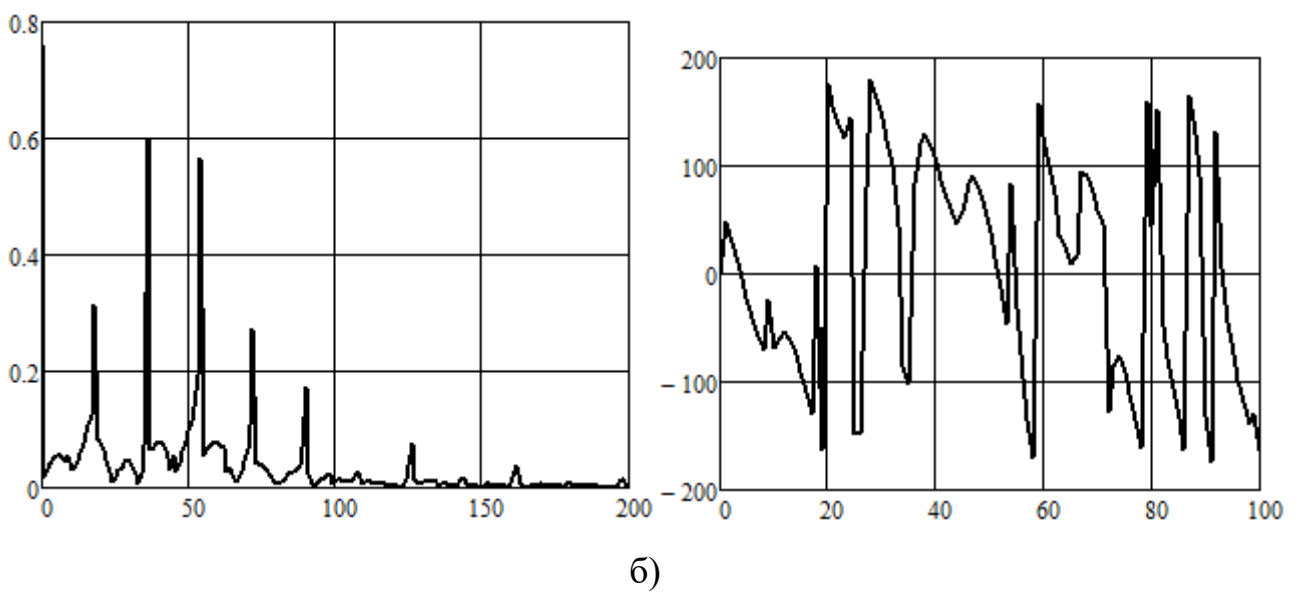
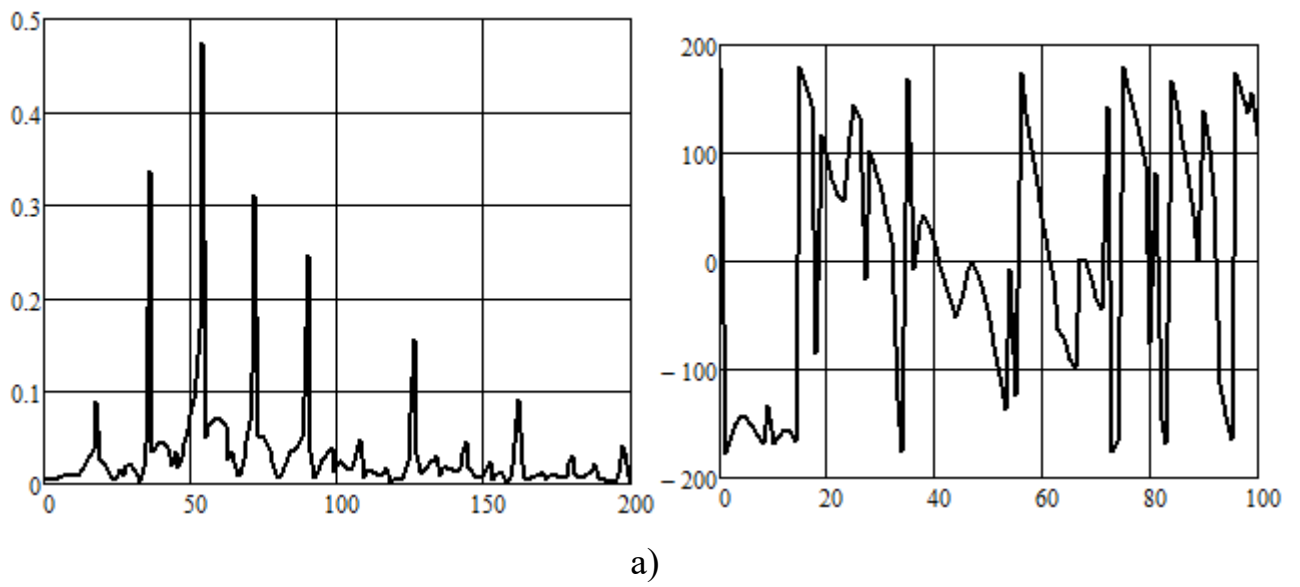


Рисунок 5.11 – Амплітудно-частотні (ліворуч) та фазочастотні (праворуч) спектри нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в)

Також автором у [67] було запропоновано та в [69] досліджено генератор детермінованого хаосу на основі біполярної ТСВО з від'ємною полярністю живлення (рис. 5.12). Генератор складається з базової схеми генератора електричних коливань на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором та додаткової ланки з послідовно з'єднаних діода й резистора, що під'єднана до вітки індуктивності.

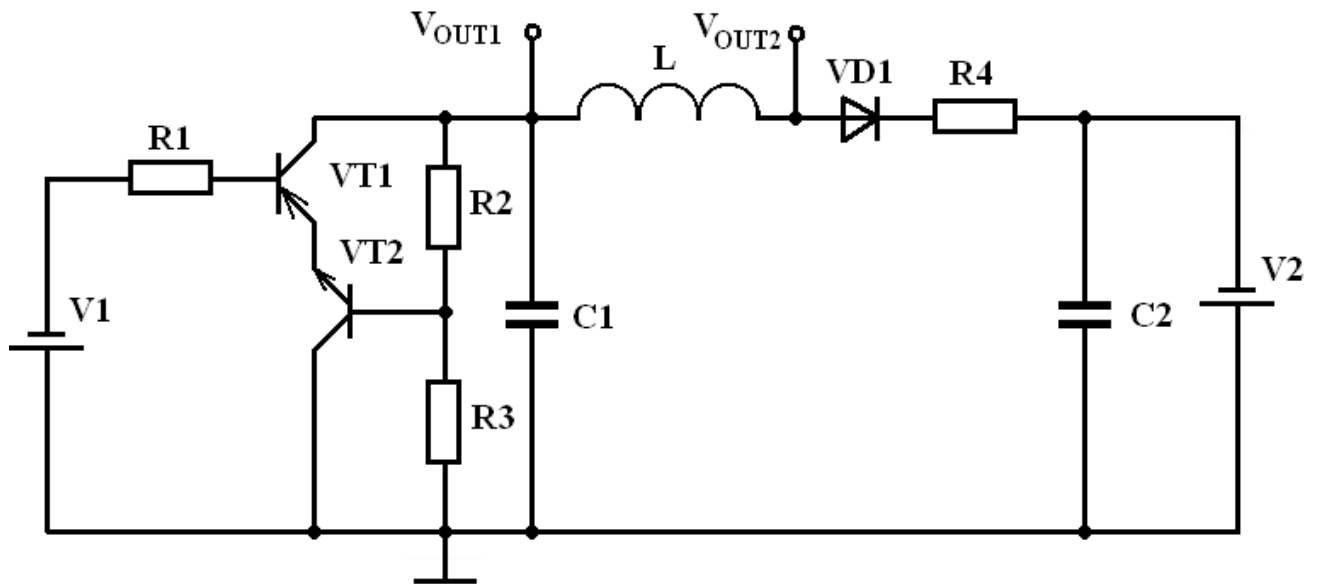


Рисунок 5.12 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу на основі біполярної ТСВО з від'ємною полярністю живлення

Для аналізу динамічних процесів у схемі генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором автором використано модифіковану математичну модель Аніщенко-Астахова [69], що в нормованому часі $T = \omega_0 t$ має вигляд (5.24), де $G(x_1)$ – нормована функція апроксимації робочої вітки з сімейства ВАХ біполярної транзисторної структури (5.25); $F(x_1)$ – нормована функція апроксимації статичної ВАХ напівпровідникового діода (5.26); $I(x_1)$ – функція, що описує умову пропускання струму крізь діод у прямому напрямку (5.5); ω_0 – частота стаціонарних періодичних коливань генератора; m – параметр автоколивної системи, що пропорційний різниці внесеної та розсіяної енергії в коливний контур ($m = 0,6..1,2$); g – параметр автоколивної системи, що пропорційний відносному

часу релаксації інерційного елемента ($g = 0,1..0,9$); d – малий параметр, що відповідає ступеню впливу нелінійності крутизни ВАХ транзисторної структури ($d = 0,1..0,2$) [69]. Математичне моделювання хаотичної динаміки генератора виконано в програмі MathCad 15.0 з такими коефіцієнтами: $m = 1,117$, $d = 0,01$, $g = 2,0$ [69]. Результати моделювання хаотичного режиму генератора приведені на рис. 5.13 – рис. 5.16.

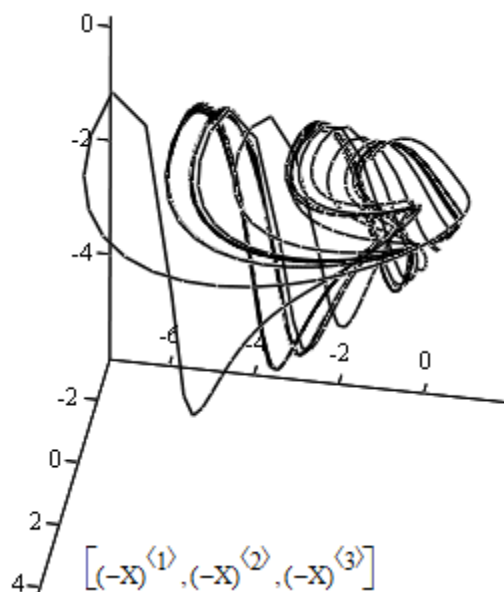


Рисунок 5.13 – Фазовий портрет генератора детермінованого хаосу в просторі нормованих змінних $x_1-x_2-x_3$

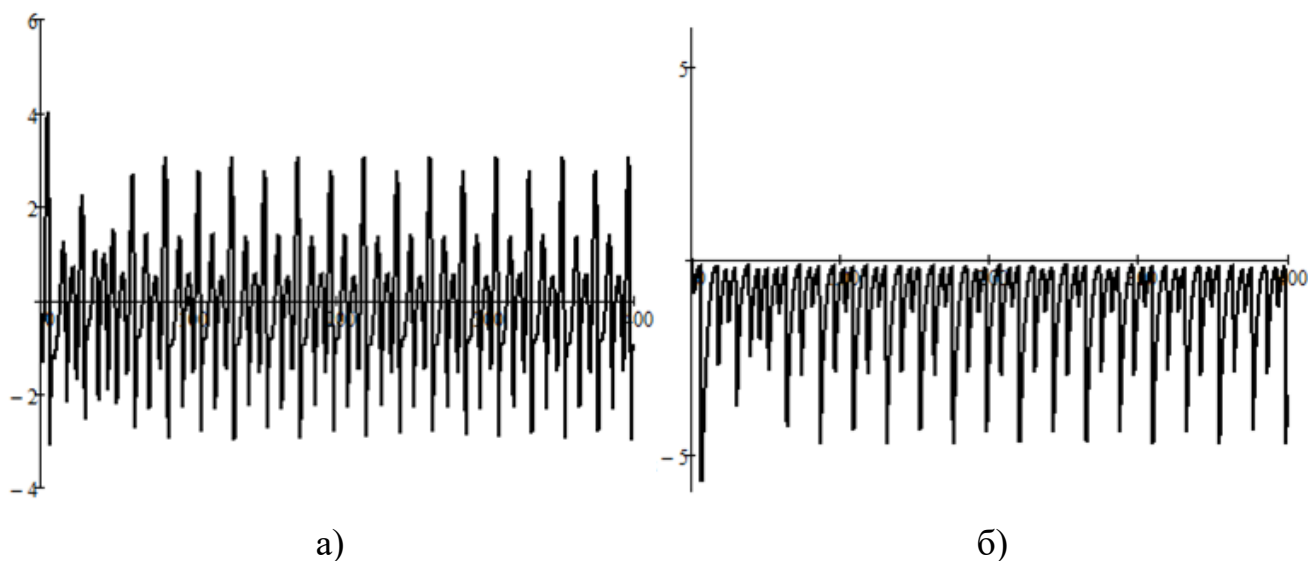


Рисунок 5.14 – Діаграми залежності нормованих змінних x_1 (а) та x_3 (б) відносно нормованого часу $T = \omega_0 t$

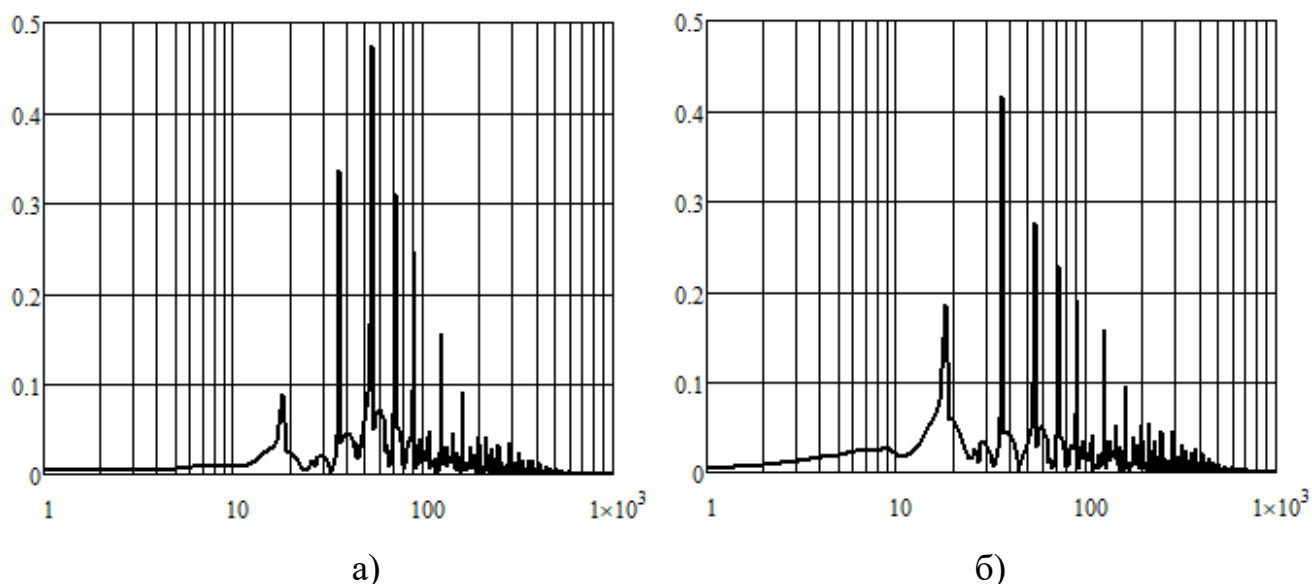


Рисунок 5.15 – Амплітудно-частотні спектри нормованих змінних x_1 (а) та x_3 (б) (вісь абсцис нормована до частоти ω_0)

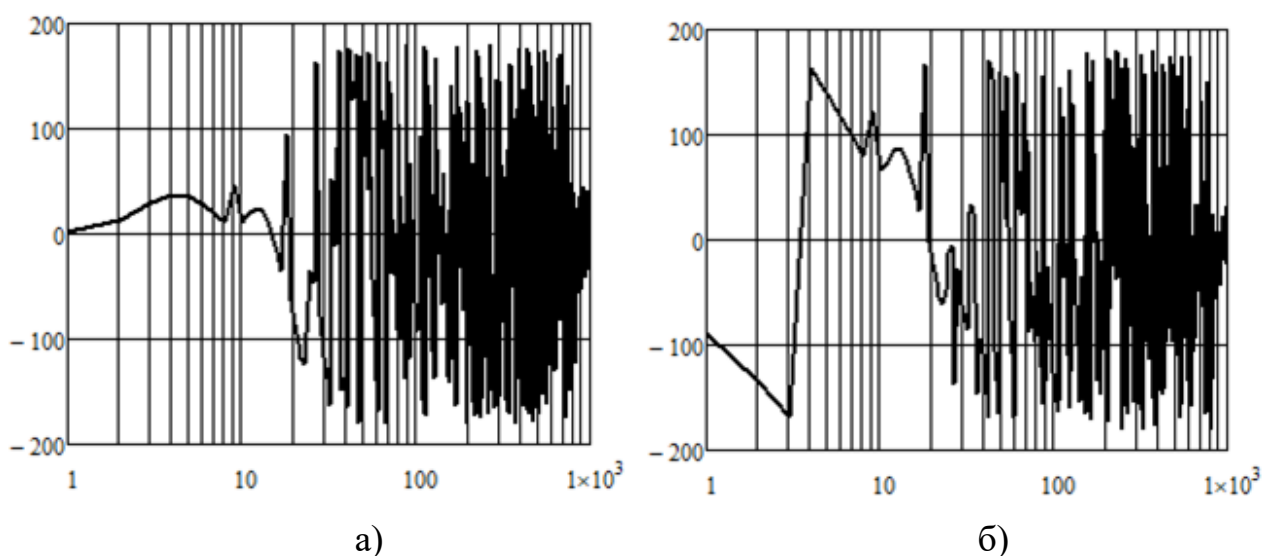


Рисунок 5.16 – Фазочастотні спектри (у градусах) нормованих змінних x_1 (а) та x_3 (б) (вісь абсцис нормована до частоти ω_0)

5.4 Результати експериментальних досліджень генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором

Для проведення експериментальних досліджень був виготовлений лабораторний макет. Залежно від номіналів пасивних елементів і напруги живлення гене-

ратор може працювати в періодичному і хаотичному режимах [68]. На рис. 5.17 наведено експериментально отримане сімейство статичних ВАХ активного елементу генератора на біполярних транзисторах VT1-VT2 (розмах віток ВАХ по вісі абсцис становить 12 В, а по вісі ординат – 30 мА).

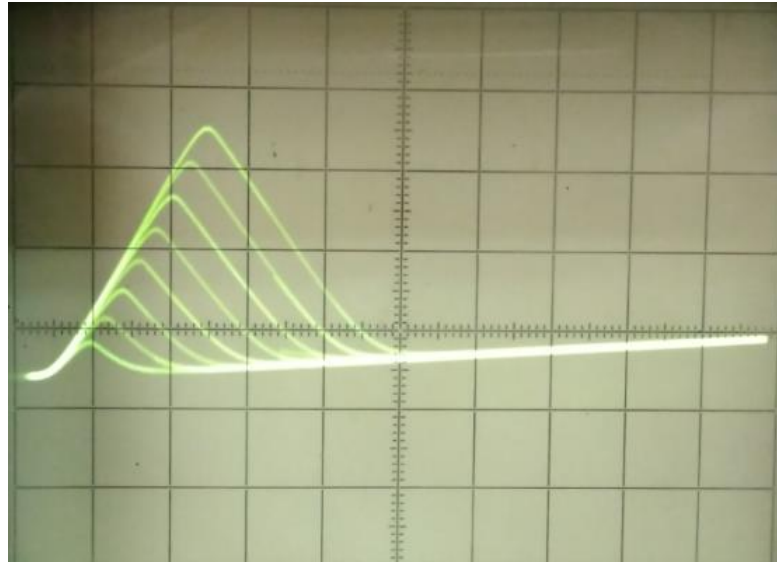


Рисунок 5.17 – Сімейство статичних ВАХ біполярної ТСВО VT1-VT2

Хаотичний режим роботи генератора виникає при певних величинах напруг живлення V_1 і V_2 [68]. На рис. 5.18 зображено світлини фазового портрета генератора, отриманого на екрані осцилографа С1-83 [68]. Світлини осцилограм вихідних напруг хаотичного режиму, які отримані на екрані цифрового осцилографа фірми SIGLENT типу SDS1052DL, приведені на рис. 5.19 і 5.20 [68].

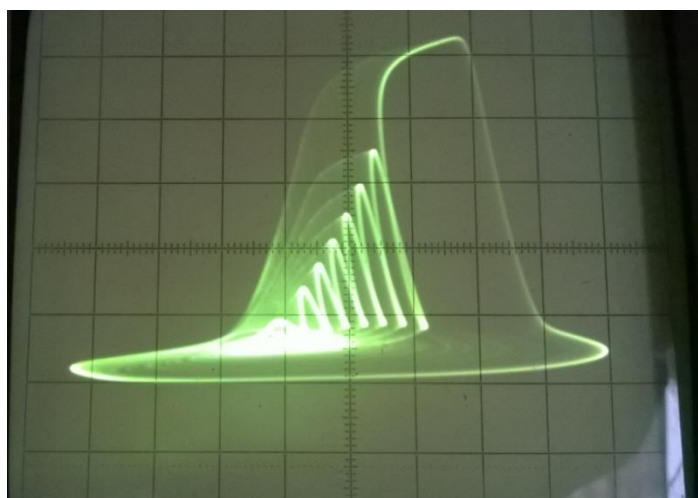


Рисунок 5.18 – Фазовий портрет генератора в режимі розвинутого хаосу

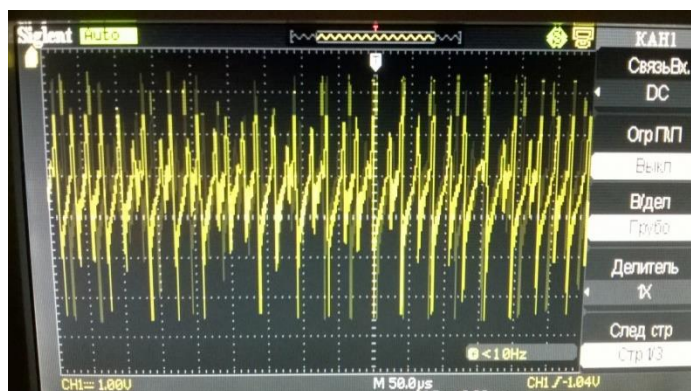


Рисунок 5.19 – Осцилограма вихідної напруги V_{OUT1}

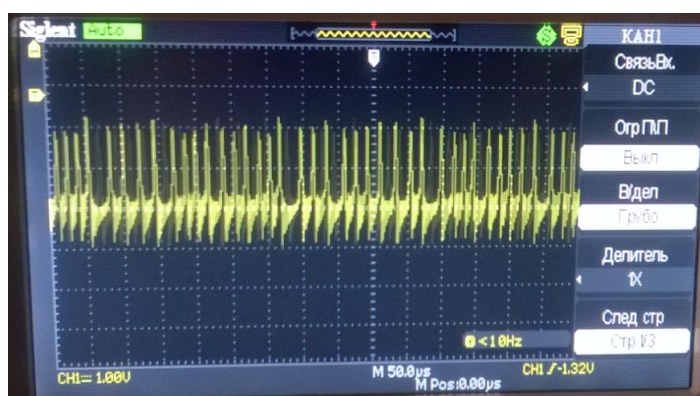
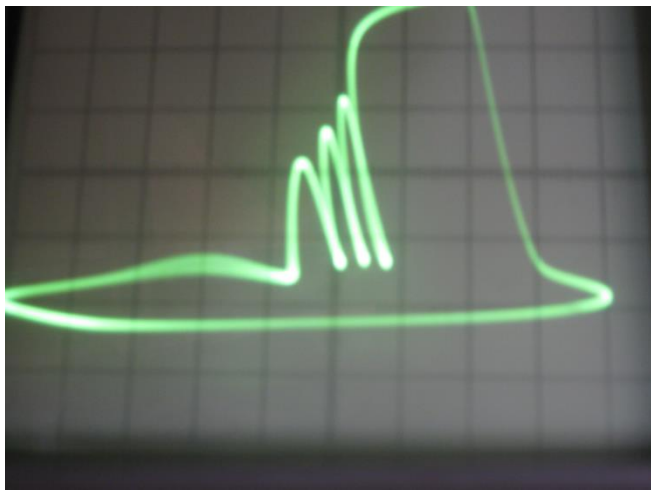


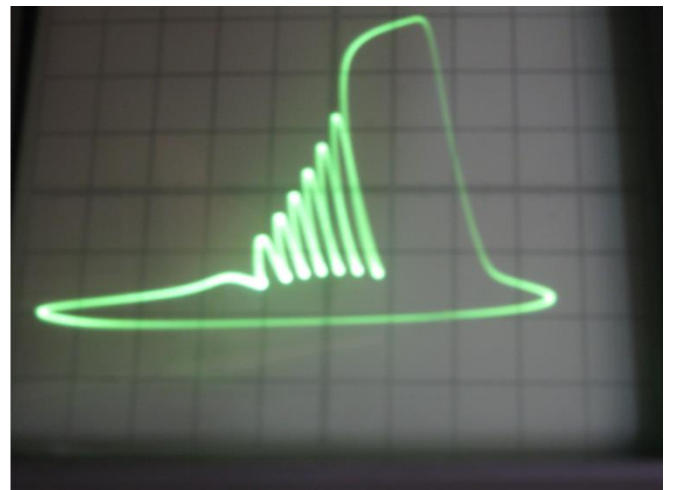
Рисунок 5.20 – Осцилограма вихідної напруги V_{OUT2}

При зміні напруги живлення V_1 і V_2 генератора змінюється положення робочої точки на спадних ділянках ВАХ транзисторної структури VT1-VT2 (рис. 5.17). Це зумовлює зміну величини від'ємного динамічного опору та еквівалентної ємності транзисторної структури VT1-VT2. В результаті змінюються коефіцієнти системи рівнянь (5.24), що викликає зміну динаміки електричних коливань в генераторі. На рис. 5.18,а – 5.18,д наведені фото експериментально отриманих фазових портретів генератора при різній напрузі живлення [68].

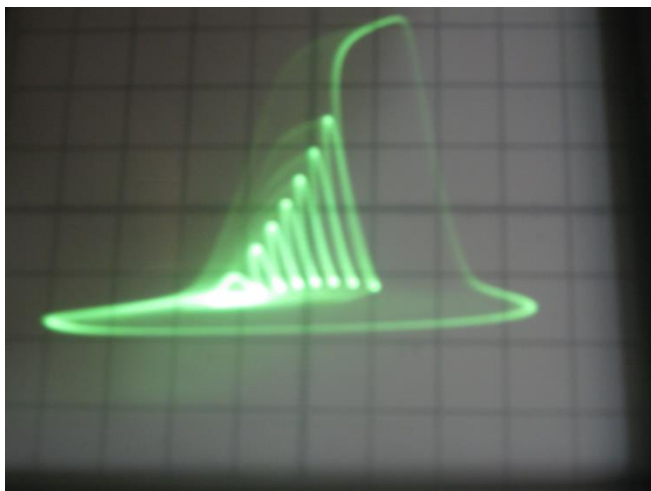
При дослідженні автором періодичного режиму генератора була використана методика [39, 40]. Автором проведені чисельні теоретичні та експериментальні дослідження генераторів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором. Виявлено, що в таких генераторах збудження багаточастотних і хаотичних коливань керується зміною напруги живлення V_1 і V_2 [39, 40].



а)



б)



в)



г)



д)

Рисунок 5.21 – Еволюція фазових портретів генератора при зміні напруги живлення від багаточастотних (а, б) до хаотичних (в) і релаксаційних (г-д)

Для проведення експериментальних досліджень генератора детермінованого хаосу на біполярній ТСВО від'ємної полярності напруги живлення (рис. 5.12) був виготовлений дослідний макет із застосуванням таких радіоелементів (рис. 5.12): VT1 – КТ363БМ, VT2 – КТ368А, VD1 – КД522, $L = 250$ мкГн, $R1 = 9,1$ кОм, $R2 = 560$ Ом, $R3 = 5,1$ кОм, $R4 = 56$ Ом, $C1 = 3,3$ нФ, $C2 = 2,0$ мкФ.



Рисунок 5.22 – Експериментальний фазовий портрет генератора детермінованого хаосу на біполярній ТСВО із від'ємною полярністю напруги живлення

На рис. 5.23 наведено осцилограми генерованих хаотичних напруг V_{OUT1} і V_{OUT2} .

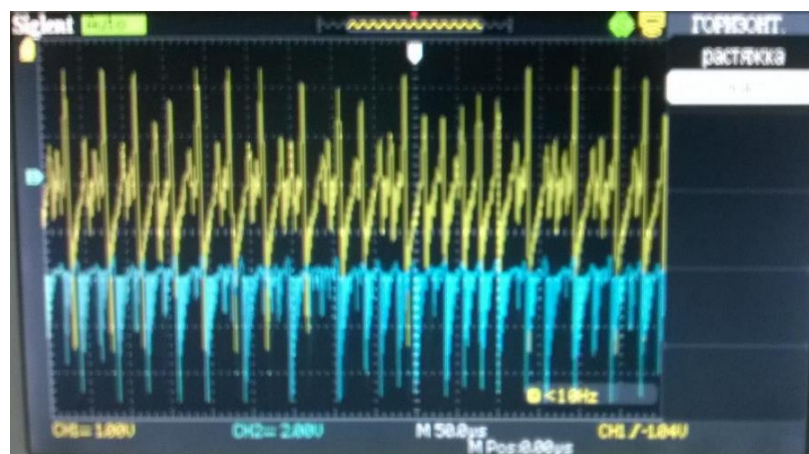


Рисунок 5.23 – Осцилограми генерованих хаотичних напруг V_{OUT1} і V_{OUT2} (нормовані змінні x_1 та x_3)

Збіжності розрахункового (рис. 5.13) та експериментального (рис. 5.22) фазових портретів, а також розрахункових (рис. 5.14) та експериментальних (рис. 5.23) часових діаграм генерованих коливань, підтверджують адекватність модифікованої математичної моделі Аніщенко-Астахова (5.24) – (5.26).

5.5 Комп'ютерне схемотехнічне моделювання генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором

Автором у [70, 271] була розроблена Pspice модель схеми генератора в програмі Schematics пакета схемотехнічного моделювання Orcad 9.2 з застосуванням моделі PSpice радіокомпонентів з бібліотеки для моделювання (рис. 5.24).

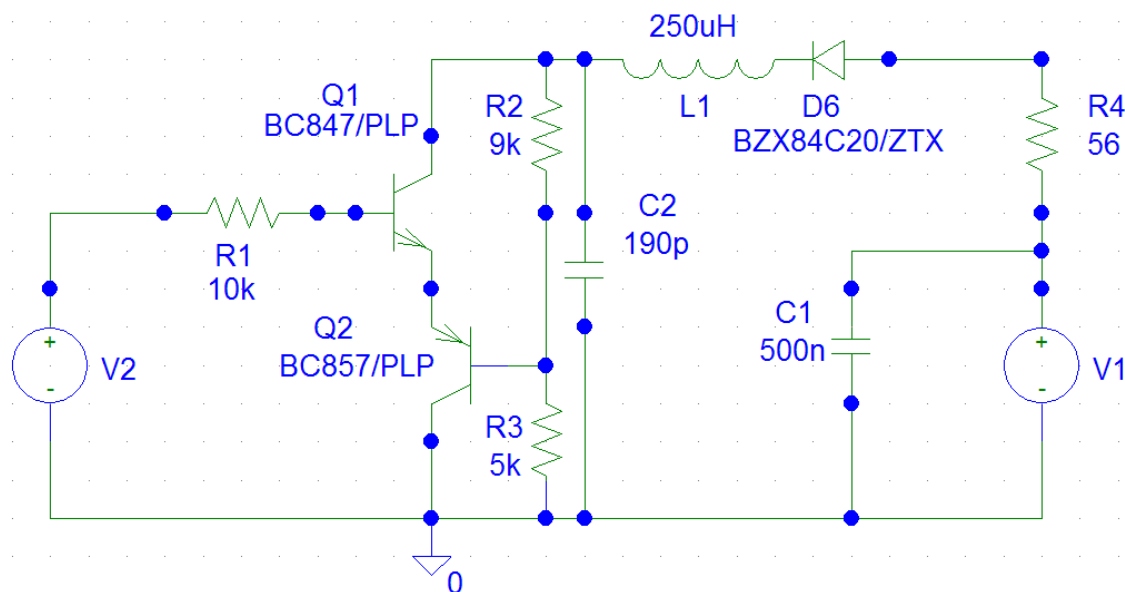


Рисунок 5.24 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу на основі біполярної ТСВО додатної полярності живлення в PSpice Orcad 9.2

Результати моделювання в PSpice Orcad 9.2 приведені на рис. 5.25 – рис. 5.27. Сімейство статичних вольт-амперних характеристик активного елементу генератора на основі біполярної транзисторної структури Q1-Q2 та діода D6

наведено на рис. 5.25. На відміну від експериментальних ВАХ (рис. 5.2), вплив діода полягає в зсуві початку сімейства статичних ВАХ на величину порогової напруги відкриття діода та зміні нахилу зростаючої вітки ВАХ (рис. 5.25). Осцилограми електричних коливань струму індуктивності I_L наведені на рис. 5.26. Осцилограми коливань напруги на конденсаторі C2 наведені на рис. 5.28. Як видно з рис. 5.26 і рис. 5.28, електричні коливання струму індуктивності та напруги на конденсаторі C2 є пакетами імпульсів. Тривалість пакетів і кількість імпульсів у них визначаються параметрами коливної системи генератора [271].

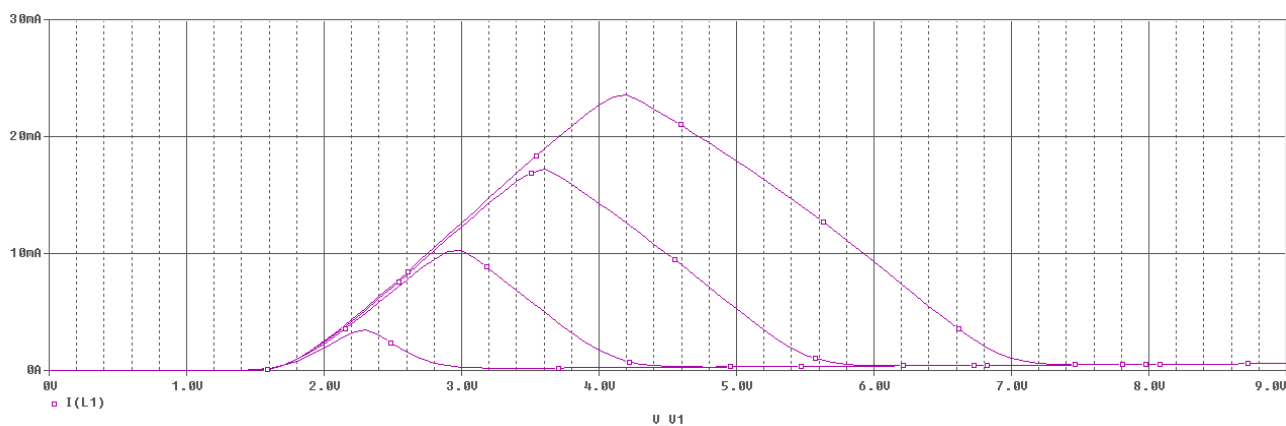


Рисунок 5.25 – Статичні вольт-амперні характеристики активного елемента генератора на основі біполярної транзисторної структури та діода

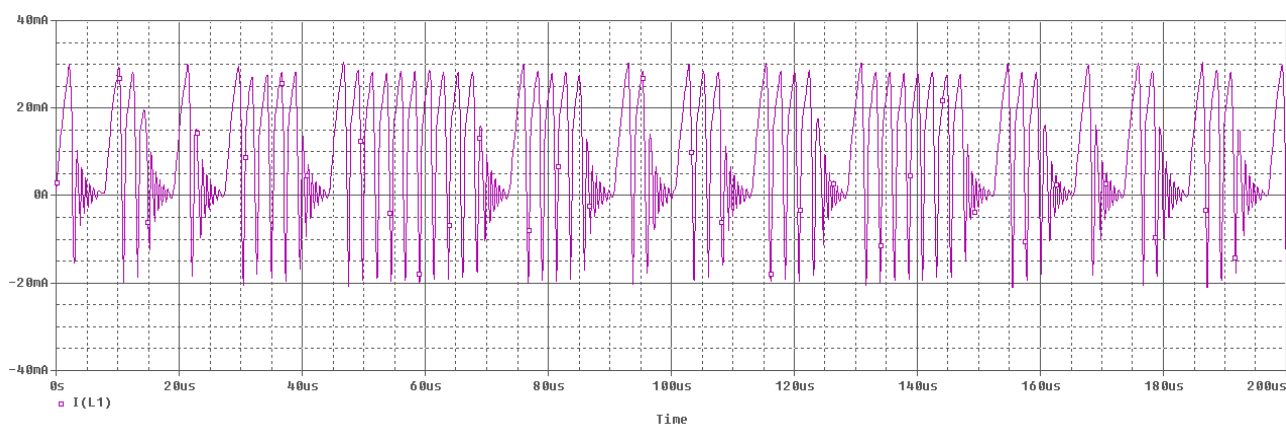


Рисунок 5.26 – Осцилограми коливань струму індуктивності I_L

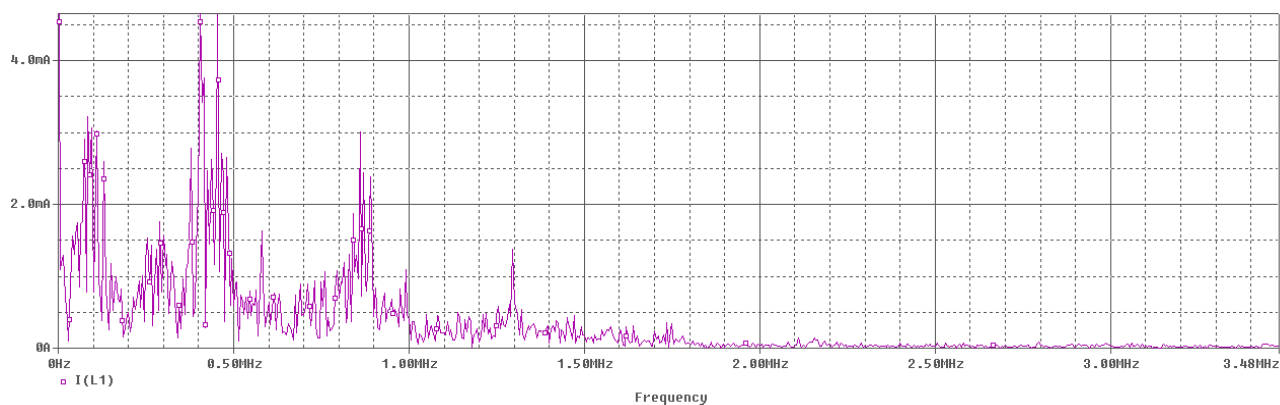


Рисунок 5.27 – Амплітудно-частотний спектр струму індуктивності I_L

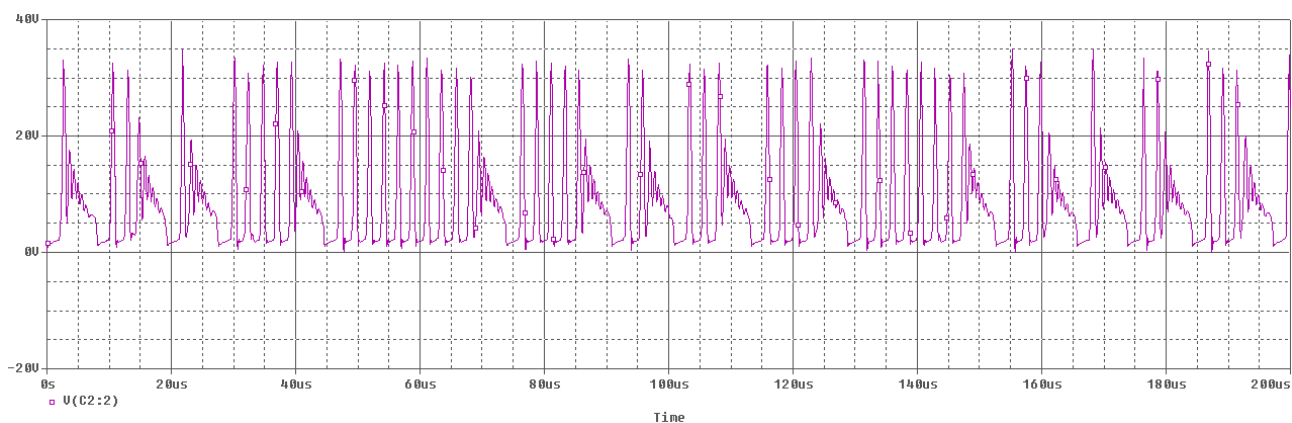


Рисунок 5.28 – Осцилограми коливань напруги на конденсаторі C2

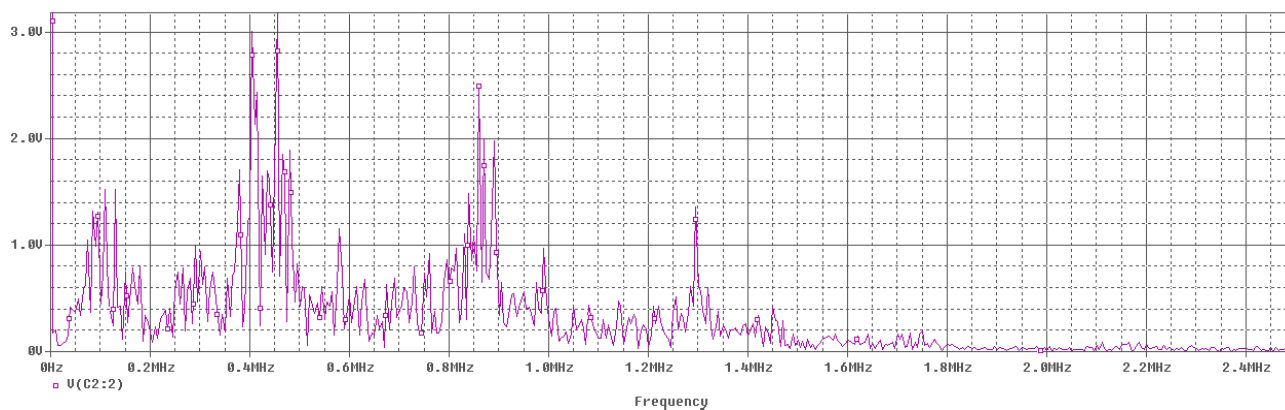


Рисунок 5.29 – Амплітудно-частотний спектр коливань напруги на конденсаторі C2

Аналогічне моделювання генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором [272] здійснено автором у пакеті програм Multisim 10.1 (рис. 5.30). Фазовий портрет генератора наведений на рис. 5.31. Суміщені осцилограми генерованих хаотичних напруг наведені на рис. 5.32, а їх амплітудно-частотний спектр – на рис. 5.33.

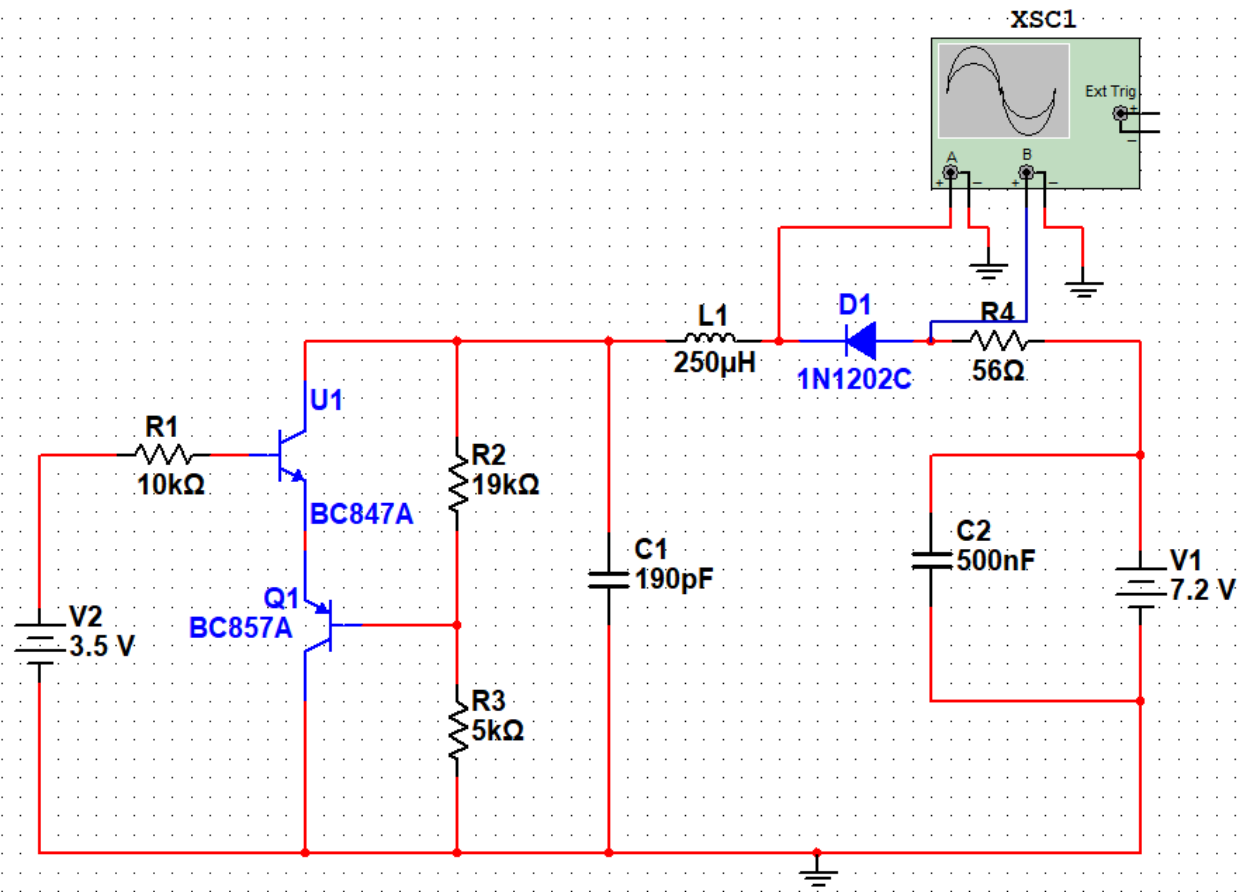


Рисунок 5.30 – Электрична схема генератора в Multisim 10.1

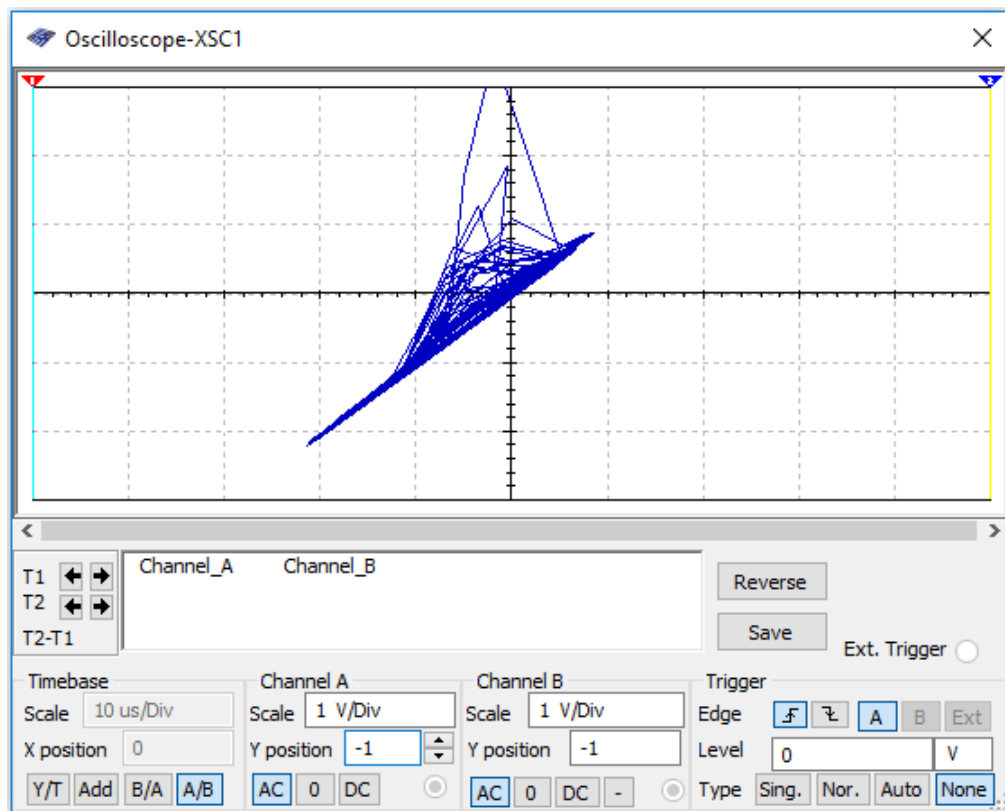


Рисунок 5.31 – Фазовий портрет генератора

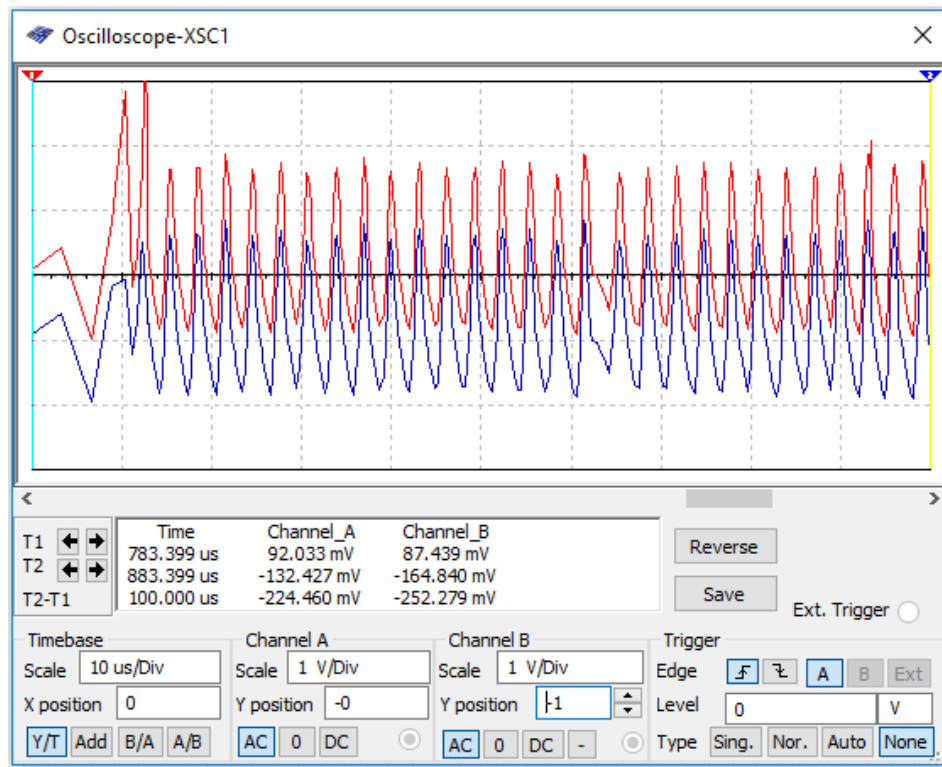


Рисунок 5.32 – Суміщені осцилограми генерованих хаотичних напруг

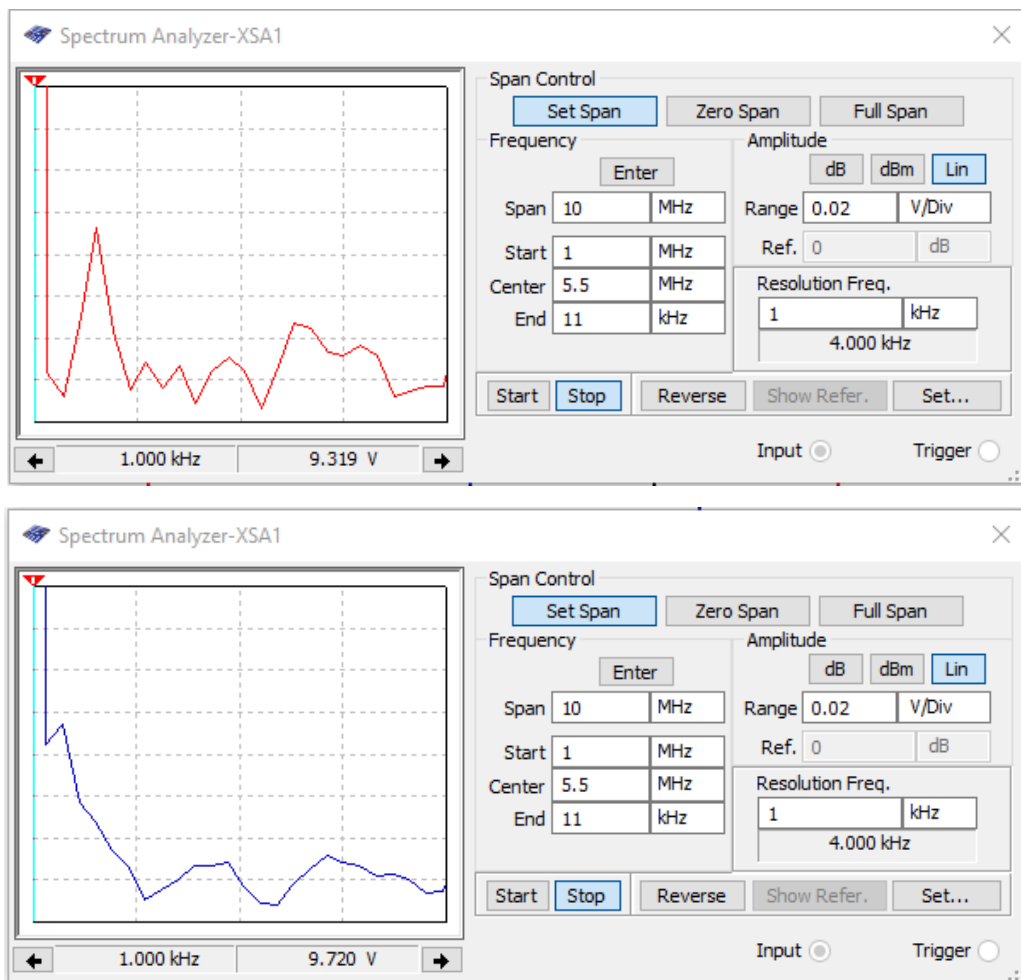


Рисунок 5.33 – Амплітудно-частотний спектр генерованих хаотичних напруг

У сучасних інфокомунікаційних системах практичне застосування отримали оптико-електронні генератори. Приклад використання ідеальної моделі світлодіода як інерційної нелінійності в генераторі Аніщенко-Астахова поданий на рис. 5.34.

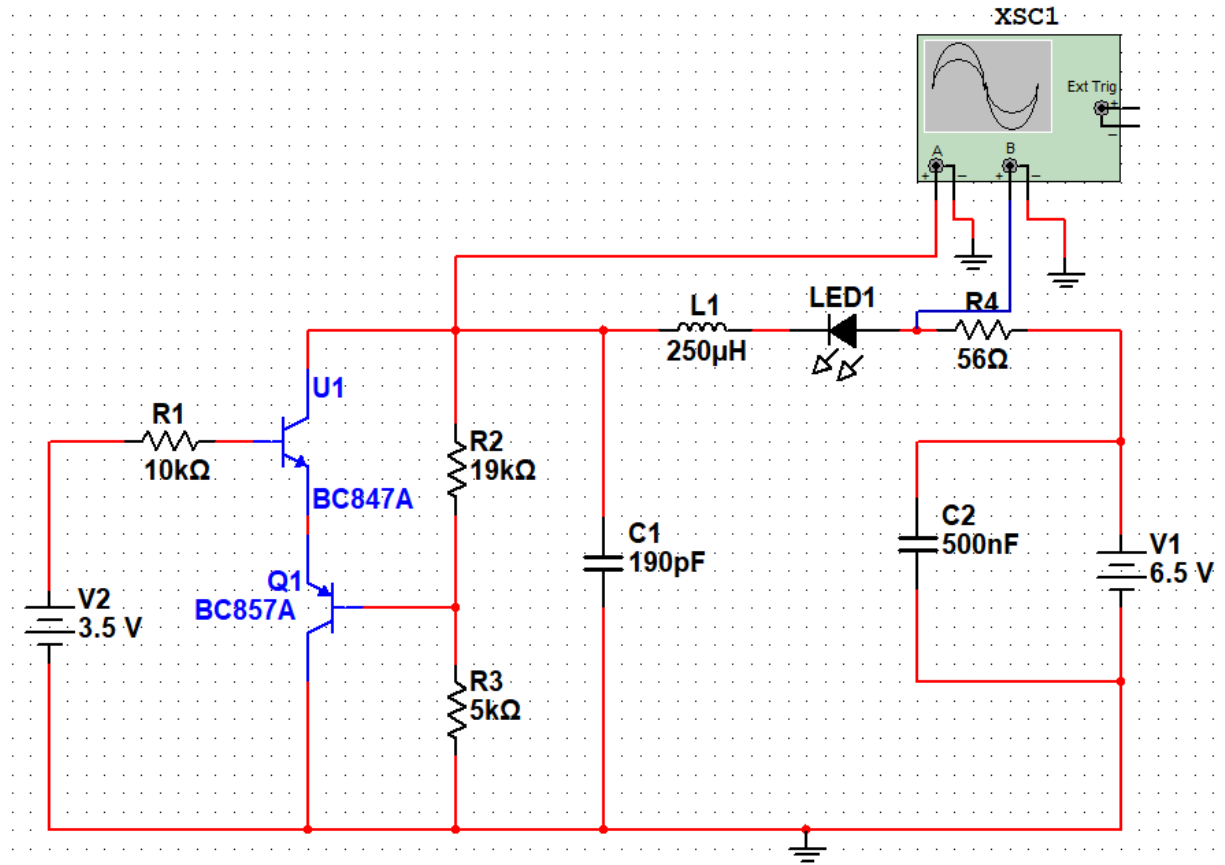


Рисунок 5.34 – Електрична схема оптико-електронного генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від’ємним диференціальним опором із вимірювальним обладнанням у програмі Multisim 10.1

[271]

Генерована хаотична напруга є напругою колектора транзистора U1 (основний вихід генератора). У цьому випадку хаотична динаміка контролюється зміною напруги джерел живлення V1 і V2. При підімкненні опору навантаження потрібно враховувати внесений ним активний та реактивний опір до коливного контуру генератора. Застосування світлодіода дозволяє здійснити гальванічну розв’язку виходу генератора детермінованого хаосу з навантаженням. У цьому випадку генератор працює в режимі холостого ходу по основному виходу, що

уможливило його широке використання у схемах пристроїв вимірювального контролю та автоматики [272].

На рис. 5.35 наведені фазові портрети хаотичних коливань у різних площинах динамічних змінних автоколивної системи генератора.

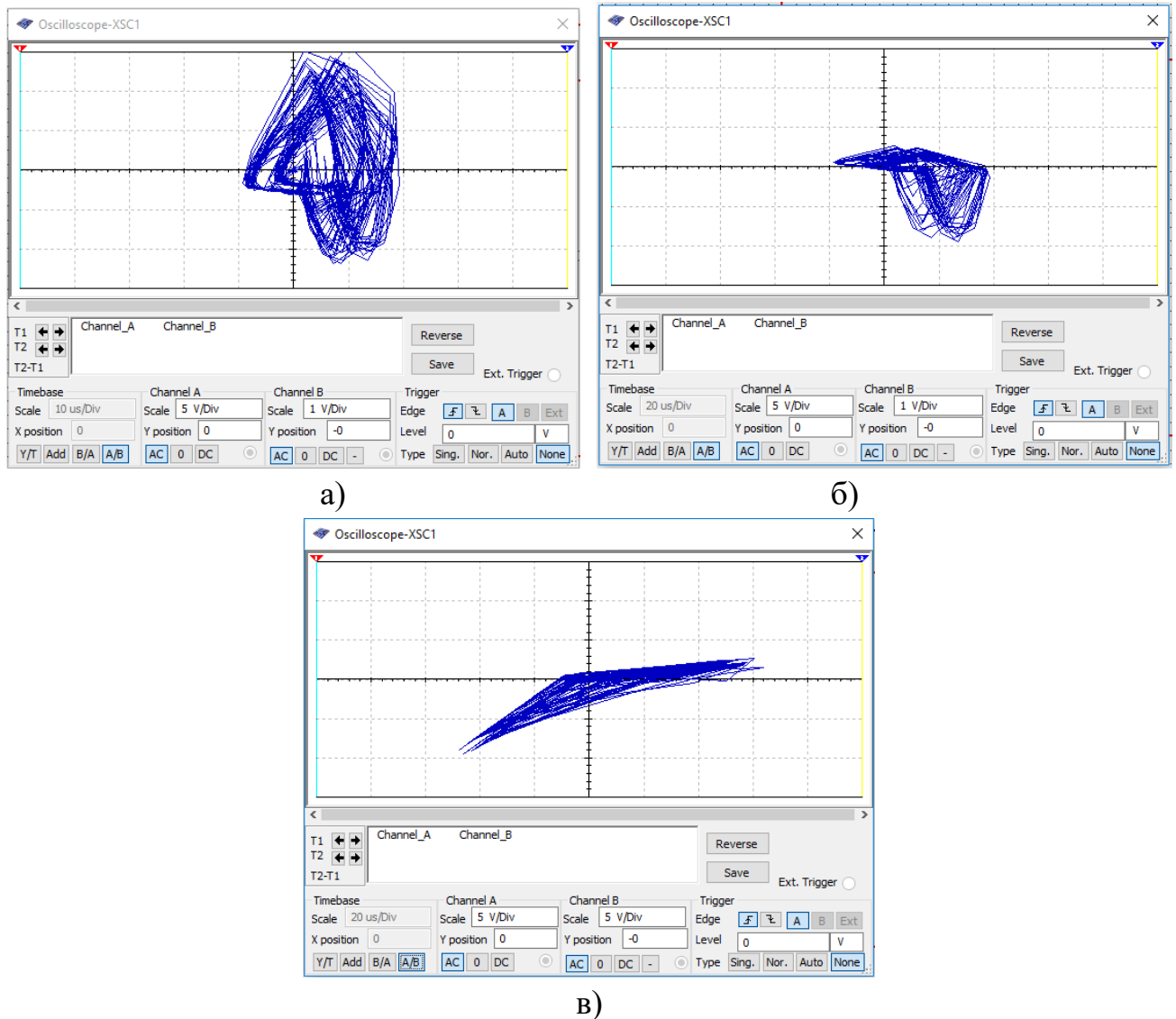


Рисунок 5.35 – Фазові портрети генератора в площині генерованих напруг:
а) на колекторі U1 та на аноді LED1, б) на базі U1 та аноді LED1, в) на базі U1 та на колекторі U1

На рис. 5.36 і рис. 5.37 наведені осцилограми та амплітудно-частотні спектри хаотичних коливань відповідно, які отримані в Multisim 10.1. Як видно з осцилограм (рис. 5.36,а-б) наочно спостерігається перехід від періодичних коливань до хаотичних за сценарієм Фейгенбаумана шляхом подвоєння періоду генерованих

коливань. Це пояснюється переходом робочої точки з однієї фазової траєкторії на іншу (рис. 5.35,а і рис. 5.35,б відповідно). На рис. 5.35,в посередині осцилограми зафіксований момент переходу робочої точки між фазовими траєкторіями. Амплітудно-частотний спектр генерованих коливань має складний характер. Графіки обвідних амплітудно-частотного спектру генерованих хаотичних коливань наведені на рис. 5.37. Як видно з рис. 5.37, у пропонуваному генераторі більш інформативними є перша й друга динамічні змінні (напряга на базі транзистора U1 та напряга на колекторі транзистора U1) [272].

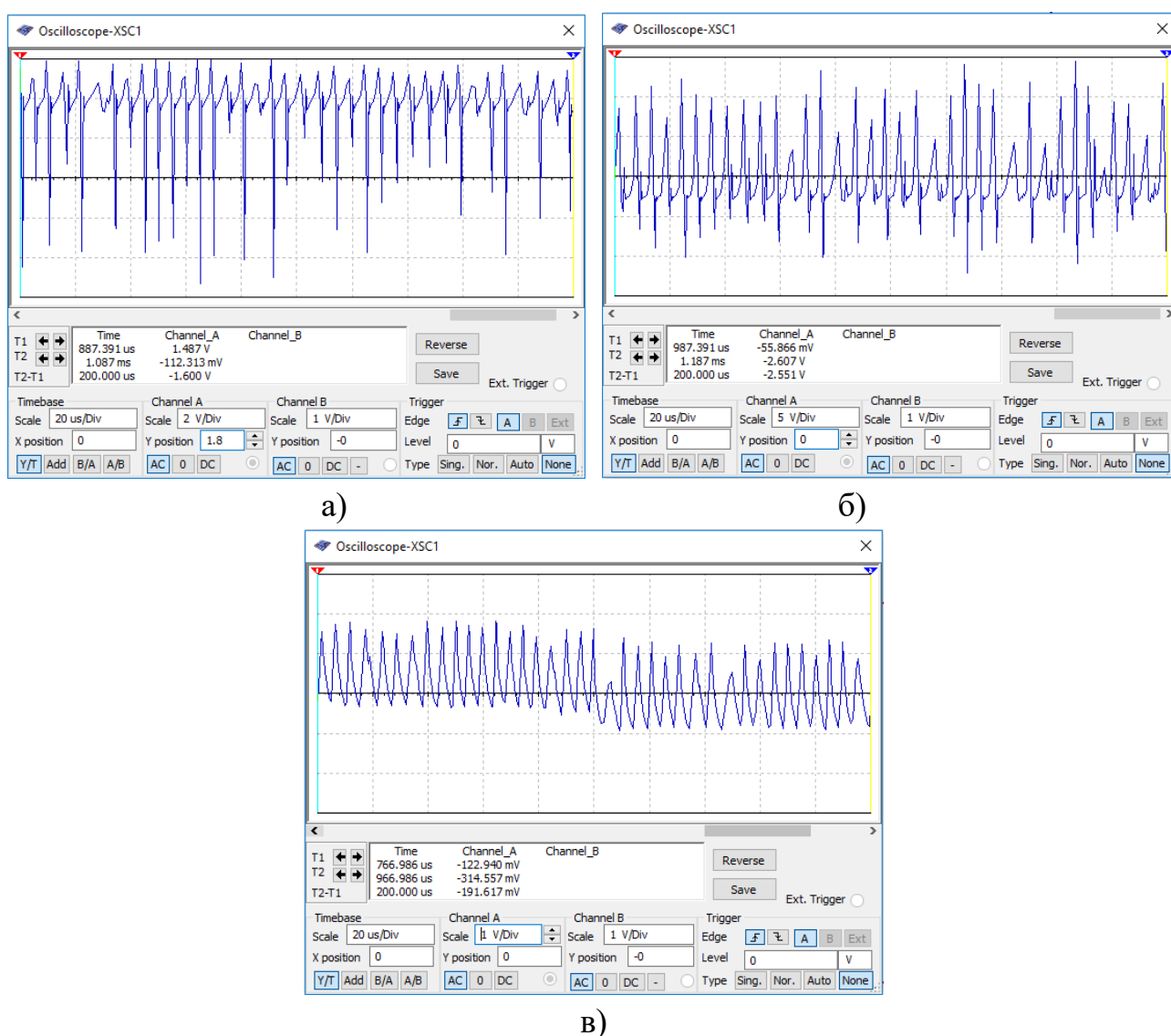
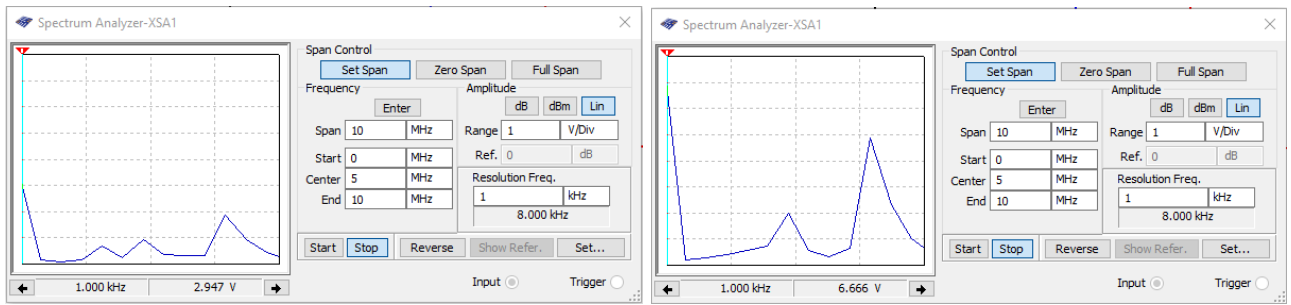
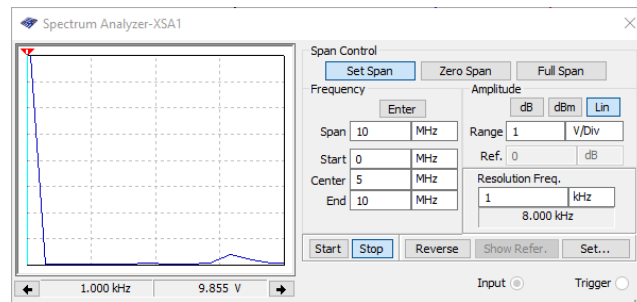


Рисунок 5.36 – Часові діаграми (осцилограми) генерованих хаотичних напруг генератора: на базі транзистора U1 (а), на колекторі транзистора U1 (б) та на аноді світлодіода LED1 (в)



а)

б)

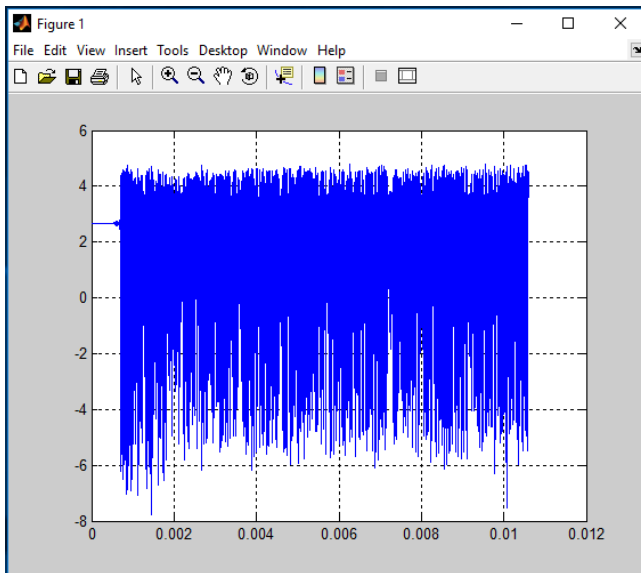


в)

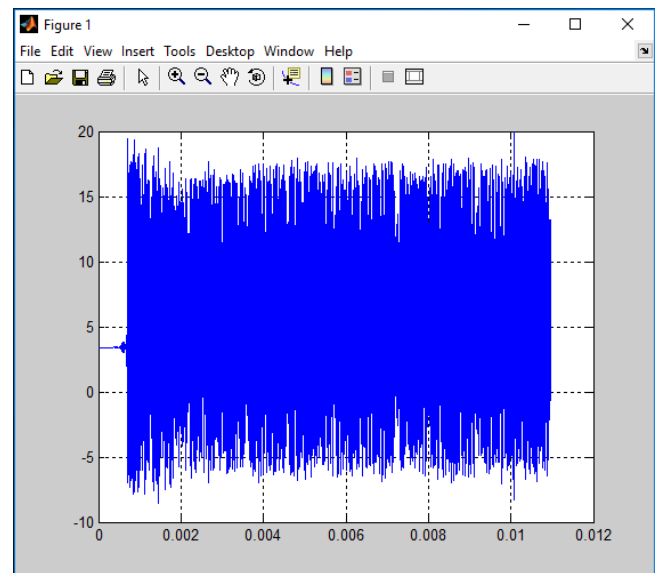
Рисунок 5.37 – Амплітудно-частотні спектри генерованих хаотичних напруг генератора: на базі транзистора U1 (а), на колекторі транзистора U1 (б) та на аноді світлодіода LED1 (в)

Для аналізу статистичних характеристик генерованих хаотичних імпульсів подальші обчислення здійснені в MATLAB 7.0.1. З цією метою табличні значення осцилограм хаотичних коливань напруги збережені в Oscilloscope пакету програм Multisim 10.1 та імпортовані до MATLAB 7.0.1. На рис. 5.38 наведено часові діаграми ансамблів хаотичних електричних коливань динамічних змінних автоколивної системи оптико-електронного генератора детермінованого хаосу. На рис. 5.38 вісь абсцис – час спостереження у секундах, а вісь ординат – напруга у вольтах [272].

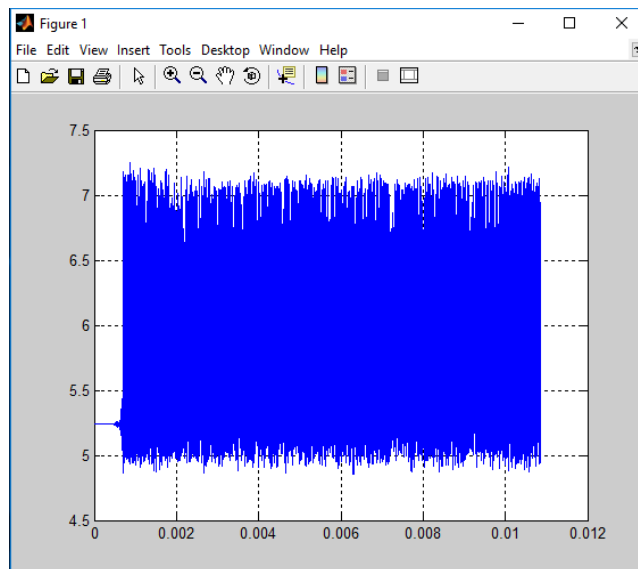
Як видно з осцилограм на рис. 5.38, час становлення стаціонарних хаотичних електричних коливань знаходиться у межах 699,68...700,942 мкс. Порівнюючи досліджуваний оптико-електронний генератор із його аналогом у роботі [273] потрібно зазначити його вищу швидкодію, що проявляється не лише в часі становлення коливань, але і в меншому часі тривалості перехідних процесів при електричному перелаштуванні основної частоти генерації імпульсів.



а)



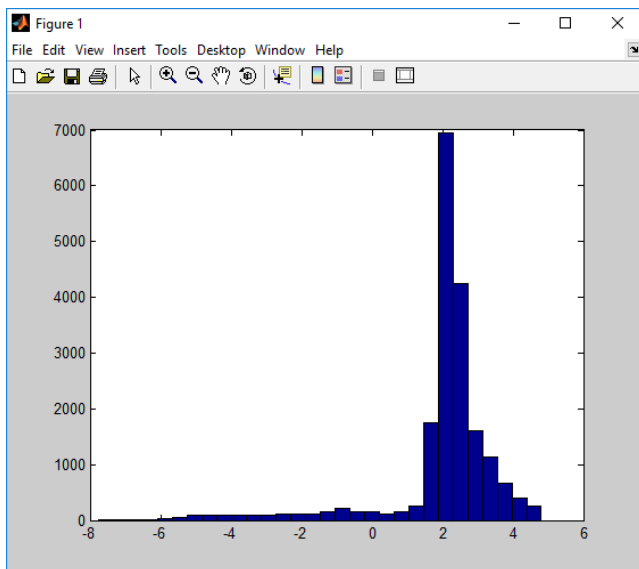
б)



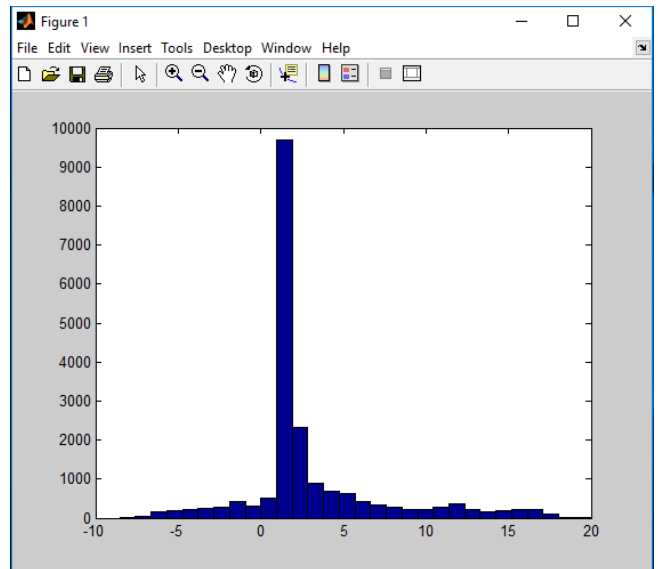
в)

Рисунок 5.38 – Часові діаграми ансамблів хаотичних електричних коливань динамічних змінних (напруги) автоколивної системи оптико-електронного генератора детермінованого хаосу: на базі транзистора U1 (а), на колекторі транзистора U1 (б) та на аноді світлодіода LED1 (в)

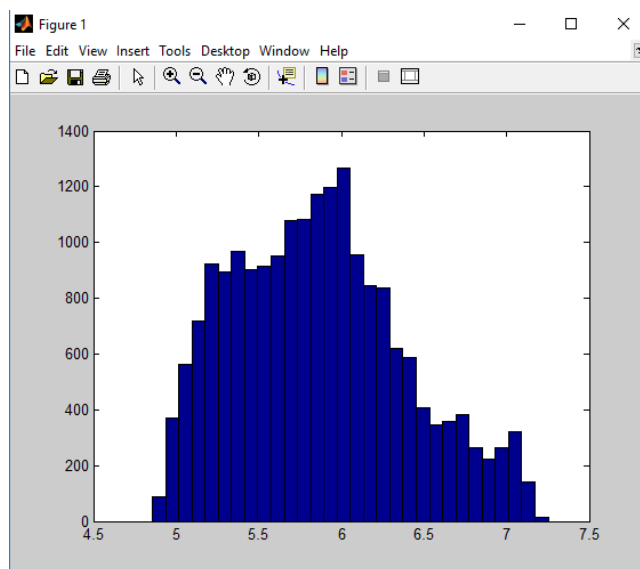
На рис. 5.39 наведені гістограми функцій розподілу значень генерованих хаотичних імпульсів по їх рівню при короткочасному спостереженні протягом 1,08 мс (вісь абсцис – рівень імпульсу напруги, вісь ординат – кількість таких імпульсів).



а)



б)



в)

Рисунок 5.39 – Гістограми функції ймовірності розподілу по рівню генерованих хаотичних імпульсів напруги: на базі транзистора U1 (а), на колекторі транзистора U1 (б) та на аноді світлодіода LED1 (в)

У порівнянні з аналогами запропонований та досліджений автором оптико-електронний генератор детермінованого хаосу має покращену навантажувальну здатність і вищу швидкодію [272].

5.6 Розроблення генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю методом Аніщенко-Астахова на основі біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором

Генератори детермінованого хаосу є широко поширеним в науці та техніці класом генераторів електричних коливань. На рис. 5.40 подана електрична схема генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю, що запропонована автором у [274] на основі біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором. У схемі (рис. 5.40) використані такі радіокомпоненти: VT1 – КТ368, VT2 – КП327А, VD1 – КД522, $L = 250$ мкГн, $R1 = 560$ Ом, $R2 = 47$ Ом, $C1 = 3,3$ нФ, $C2 = 2,0$ мкФ [274].

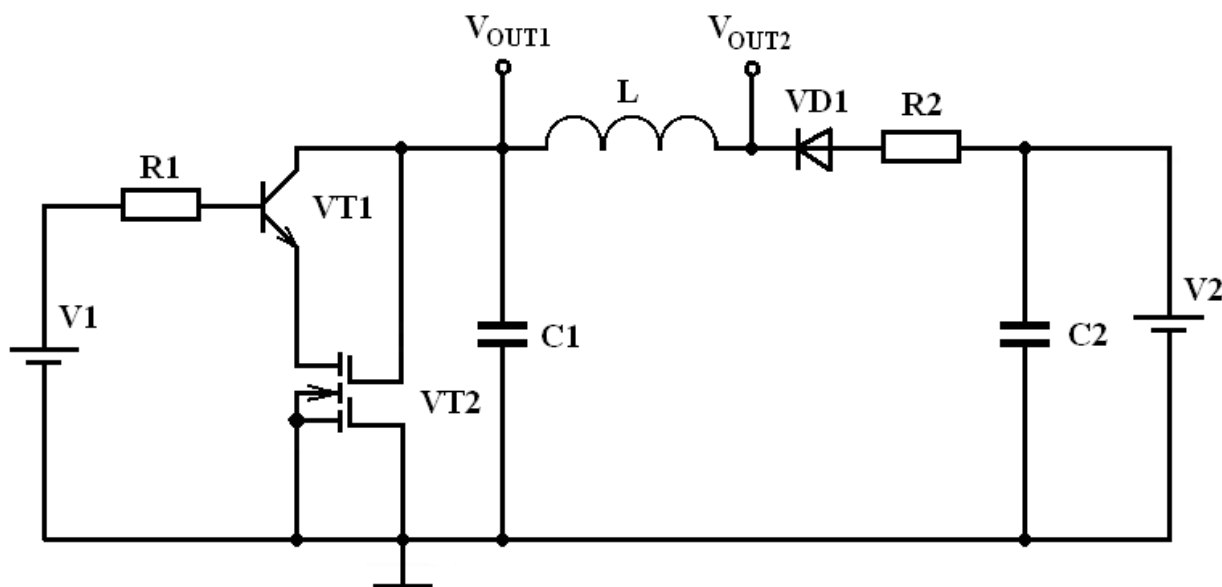


Рисунок 5.40 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним диференціальним опором

Активний елемент генератора на біполярних транзисторах VT1-VT2 має сімейство λ -подібних вольт-амперних характеристик. Шляхом вибору напруг живлення $V1$ і $V2$ робоча точка встановлюється на спадній ділянці ВАХ. В такому випадку комплексний опір активного елемента генератора на електродах колектор VT1 – колектор VT2 для змінного струму має від'ємні активну і реактивну складові. Паралельно активному елементу генератора підключений конденсатор

С1 величиною 3,3 нФ, внаслідок чого зменшено вплив величини ємнісної складової реактивного опору транзисторної структури VT1-VT2 на амплітуду генерованих коливань. Конденсатор С2 використовується для шунтування джерела живлення V2 від змінного струму. Коливний контур генератора складається з котушки індуктивності L і ємнісного елемента у вигляді реактивної складової опору транзисторної структури VT1-VT2 з паралельно підімкненим конденсатором С1 [274].

Для аналізу динаміки електричних коливань у генераторі використана модифікована математична модель Аніщенко-Астахова вигляду (5.24), де функції $F(x_1)$ і $I(x)$ визначаються відповідно рівняннями (5.26) і (5.5), а функція $G(x_1)$ визначається із загального рівняння (5.22) за умови, що $n = 2$ та $M = 1.217$ і має вигляд рівняння (4.8) (рис. 5.41).

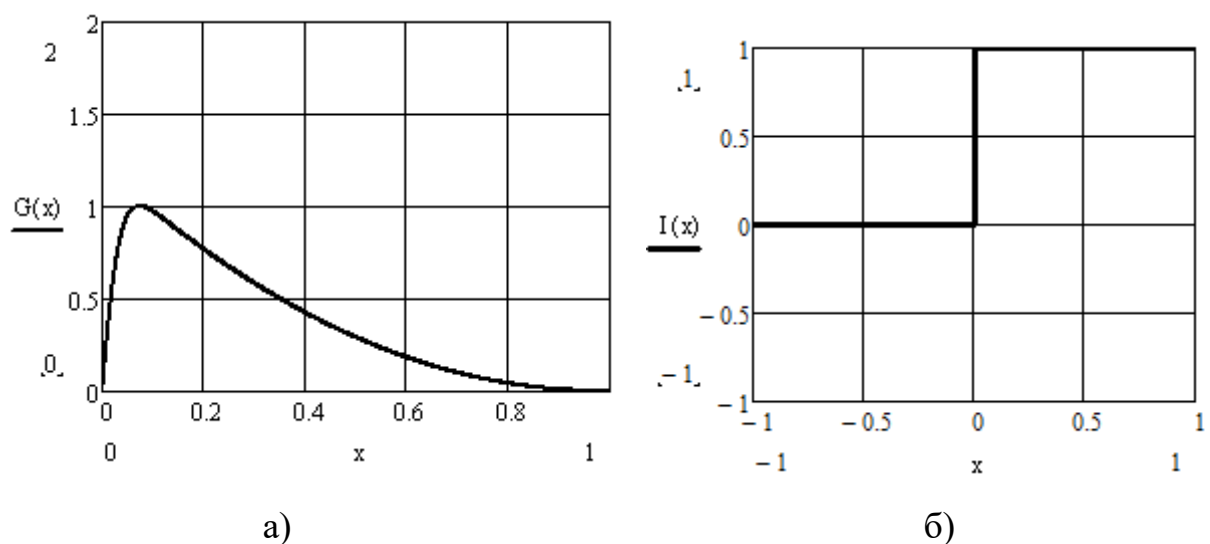


Рисунок 5.41 – Нормована ВАХ транзисторної структури VT1-VT2 (а) та графік функції $I(x)$ (б)

Математичне моделювання генератора, що описується системою диференціальних рівнянь (5.24) з урахуванням (5.26), (5.5) і (5.22), здійснено в пакеті програм MathCad 15.0 при таких коефіцієнтах $m = 1,117$, $d = 0,01$, $g = 2$. Диференціальні рівняння розв’язані методом Рунге-Кутта 4-го порядку за допомогою стандартної функції $rkfixed()$ [274]. Результати моделювання наведені на рис. 5.33 – рис. 5.36.

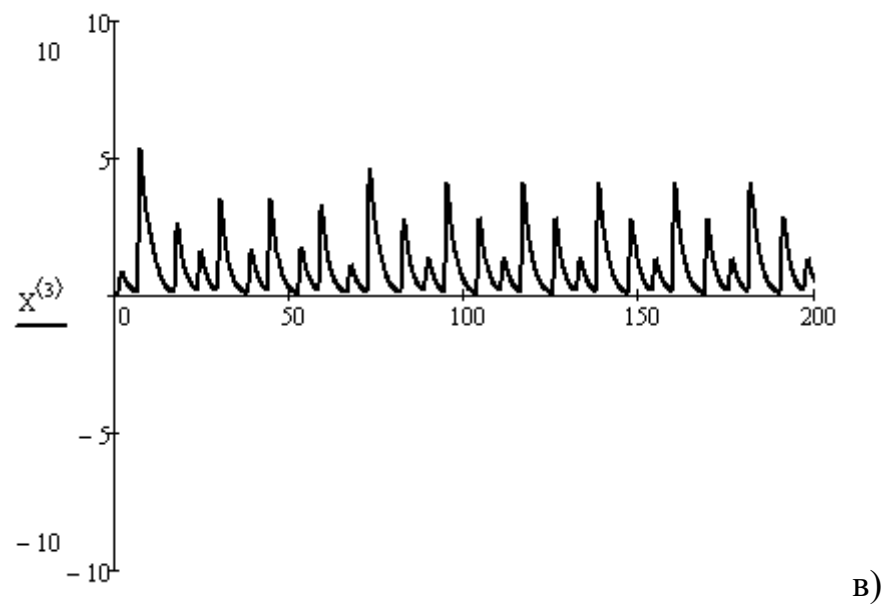
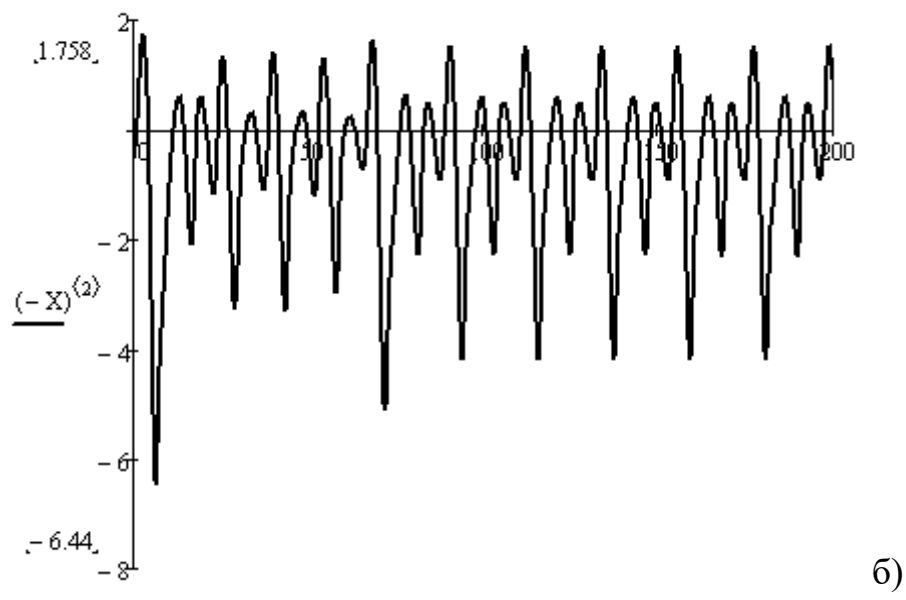
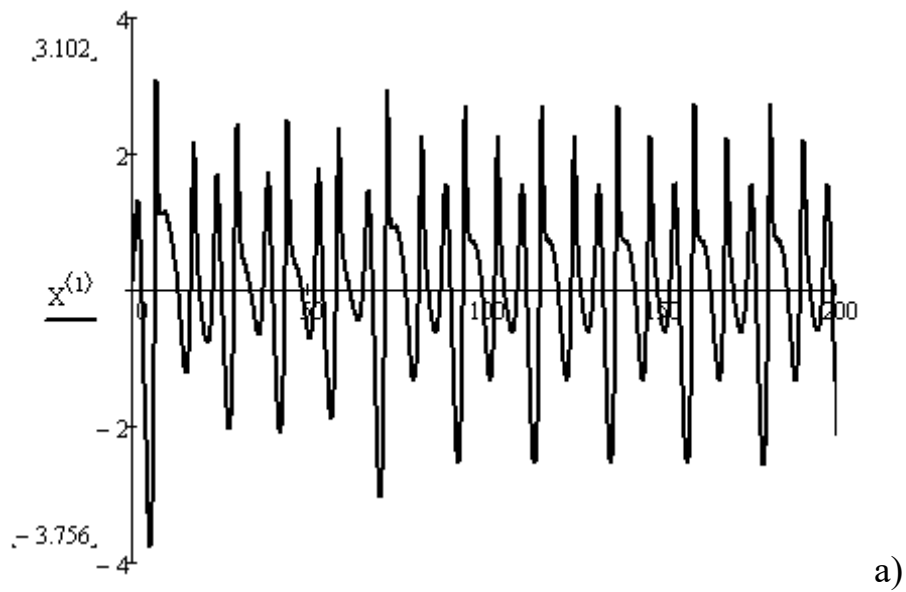


Рисунок 5.42 – Часові діаграми нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в), побудовані в безрозмірному часі $T = \omega_0 t$

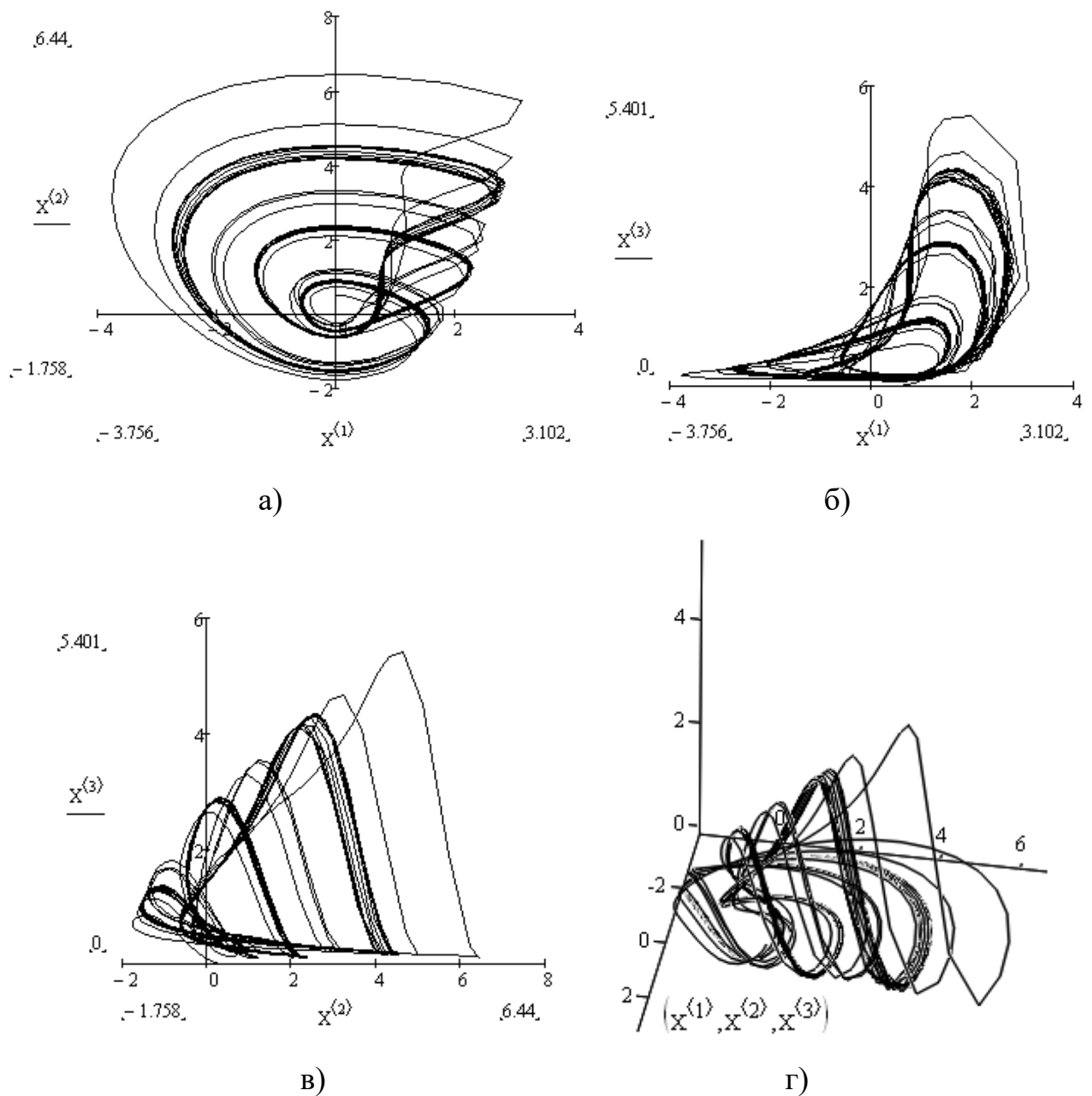


Рисунок 5.43 – Фазові портрети генератора в площинах змінних x_1-x_2 (а), x_1-x_3 (б) і x_2-x_3 (в) та в просторі змінних $x_1-x_2-x_3$ (г)

Для експериментальних досліджень був розроблений експериментальний макет. Генератор може працювати в періодичних і хаотичних режимах в залежності від номіналів пасивних елементів і напруги живлення. Результати експериментальних досліджень хаотичного режиму наведені на рис. 5.37 – рис. 5.39.

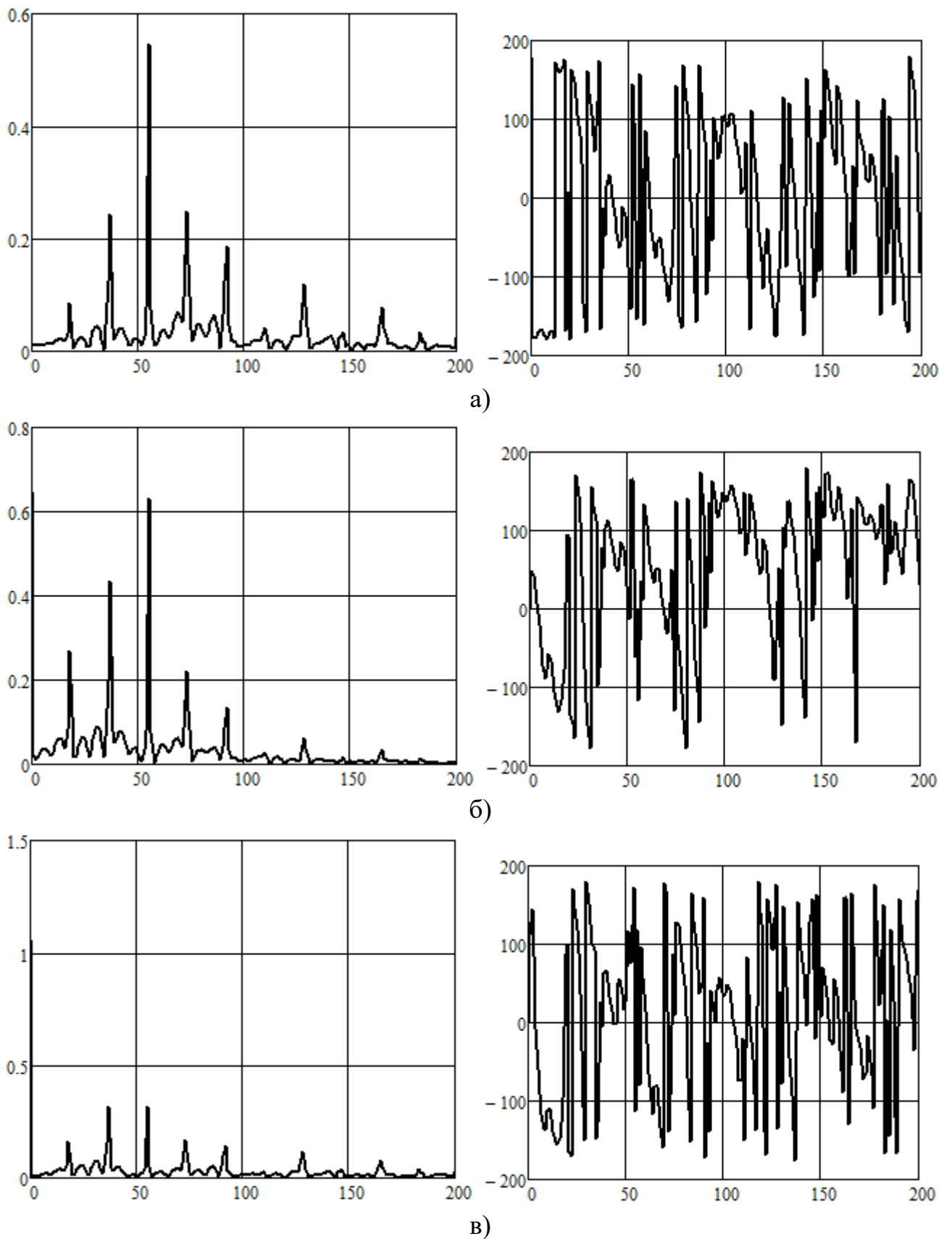


Рисунок 5.44 – Амплітудно-частотний (ліворуч) і фазочастотний (праворуч) спектри нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в) (по вісі ординат фазочастотного спектра відкладено фазовий кут у градусах)

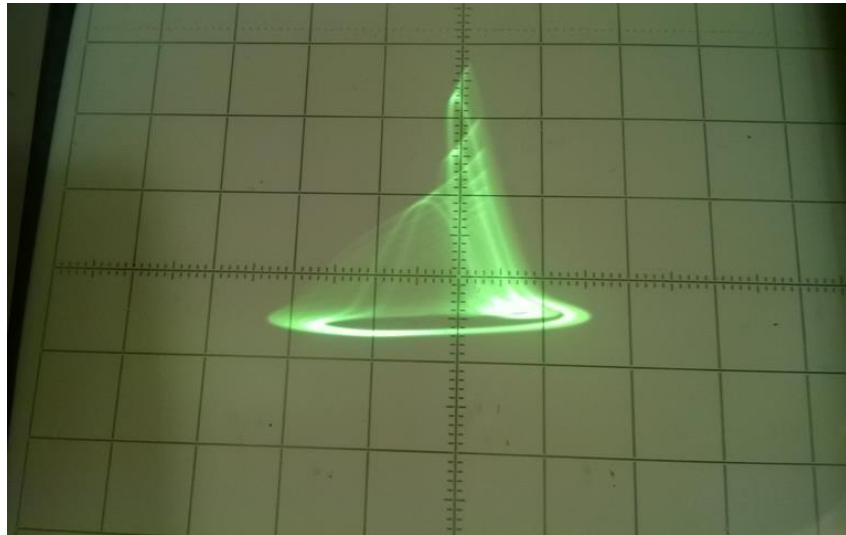


Рисунок 5.45 – Экспериментальный фазовый портрет генератора

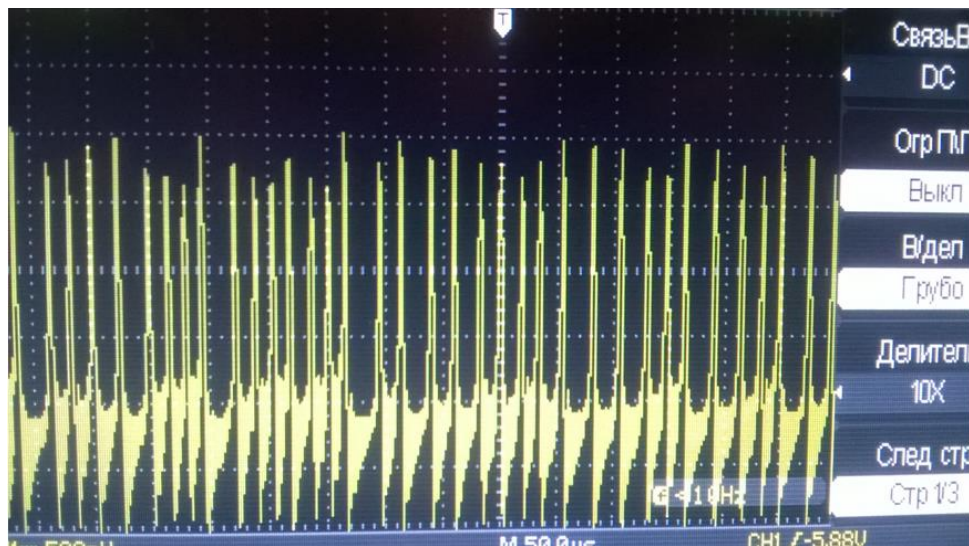


Рисунок 5.46 – Осцилограмма хаотичной напряги V_{out1}

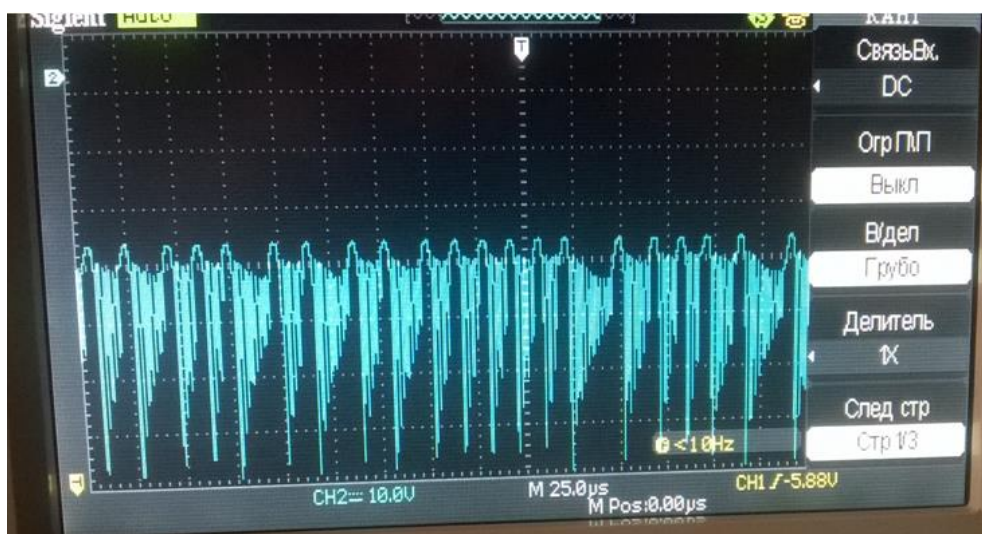


Рисунок 5.47 – Осцилограмма хаотичной напряги V_{out2}

У роботі [269] автором було розроблено та досліджено електричну схему генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на біполярно-польовій транзисторній структурі з від'ємним диференціальним опором (рис. 5.40), що має статичну ВАХ Λ -типу з вигином вгору. У схемі генератора були використані такі радіокомпоненти: VT1 – BC847PH, VT2 – 2SCJ76, VD1 – 1N1202C, $L = 250$ мкГн, $R1 = 50$ кОм, $R2 = 100$ Ом, $C1 = 190$ пФ, $C2 = 500$ нФ. Напруги живлення обрано $V1 = 5$ В, $V2 = 5,2$ В.

Для чисельного моделювання динаміки електричних процесів в генераторі використана модифікована математична модель Аніщенко-Астахова вигляду (5.24), де функції $F(x_1)$ і $I(x)$ визначаються відповідно виразами (5.26) і (5.25), а функція $G(x_1)$ визначається з (5.23) за умови, що $n = 3$, $M = 1,037$:

$$G(x_1) = 2,029 \cdot 10^{-3} x_1 + 1,037 \sqrt[3]{1 - 1,002 x_1} \tanh\left(\frac{25 x_1}{1 - 1,002 x_1}\right). \quad (5.27)$$

Функції $G(x_1)$ і $F(x_1)$ описують нормовані статичні ВАХ транзисторної структури VT1-VT2 і діода VD1, графіки яких представлені на рис. 5.48. Функція $I(x_1)$ необхідна для опису фізичних процесів в діоді, що не пропускає електричний струм у зворотному напрямку. Графік функції $I(x_1)$ наведений на рис. 5.41,б.

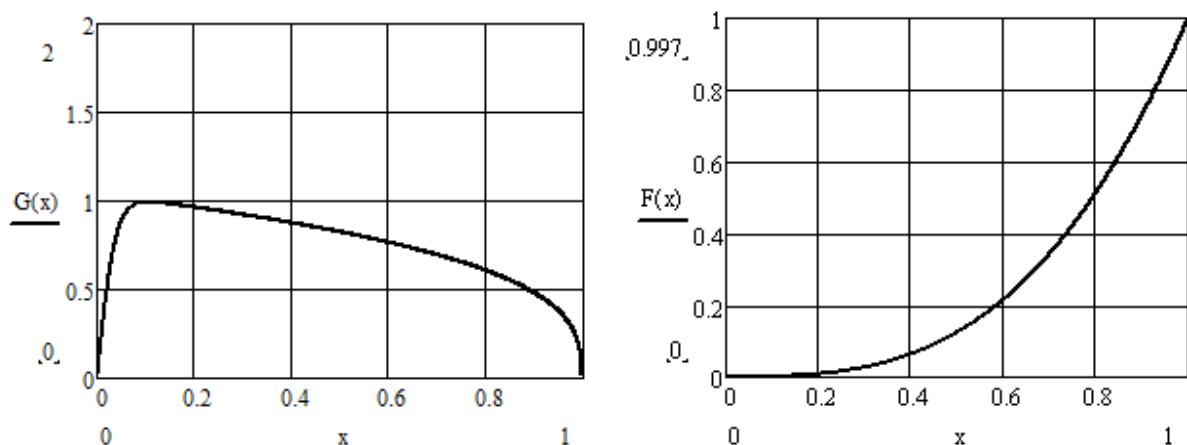


Рисунок 5.48 – Нормовані ВАХ транзисторної структури (а) та діода (б)

Математичне моделювання генератора, що описується системою диференціальних рівнянь (5.24) з урахуванням (5.26), (5.5) і (5.27), здійснено в пакеті програм MathCad 15.0 при таких коефіцієнтах $m = 1,117$, $d = 0,01$, $g = 2$. Диференціальні рівняння розв'язані методом Рунге-Кутта 4-го порядку за допомогою стандартної функції *rkfixed()* у [269]. Результати моделювання наведені на рис. 5.49 – рис. 5.51. На рис. 5.49 наведено фазові портрети генератора детермінованого хаосу на основі біполярно-польової ТСВО у різних площинах і динамічному просторі нормованих змінних. Часові діаграми хаотичних коливань нормованих динамічних змінних у нормованому часі $T = t/\sqrt{LC_1}$ наведені на рис. 5.50, а їх амплітудно-частотні спектри наведені на рис. 5.51 (на вісях абсцис порядковий номер гармоніки по відношенню до основної частоти $f \approx 1/\sqrt{LC_1}$).

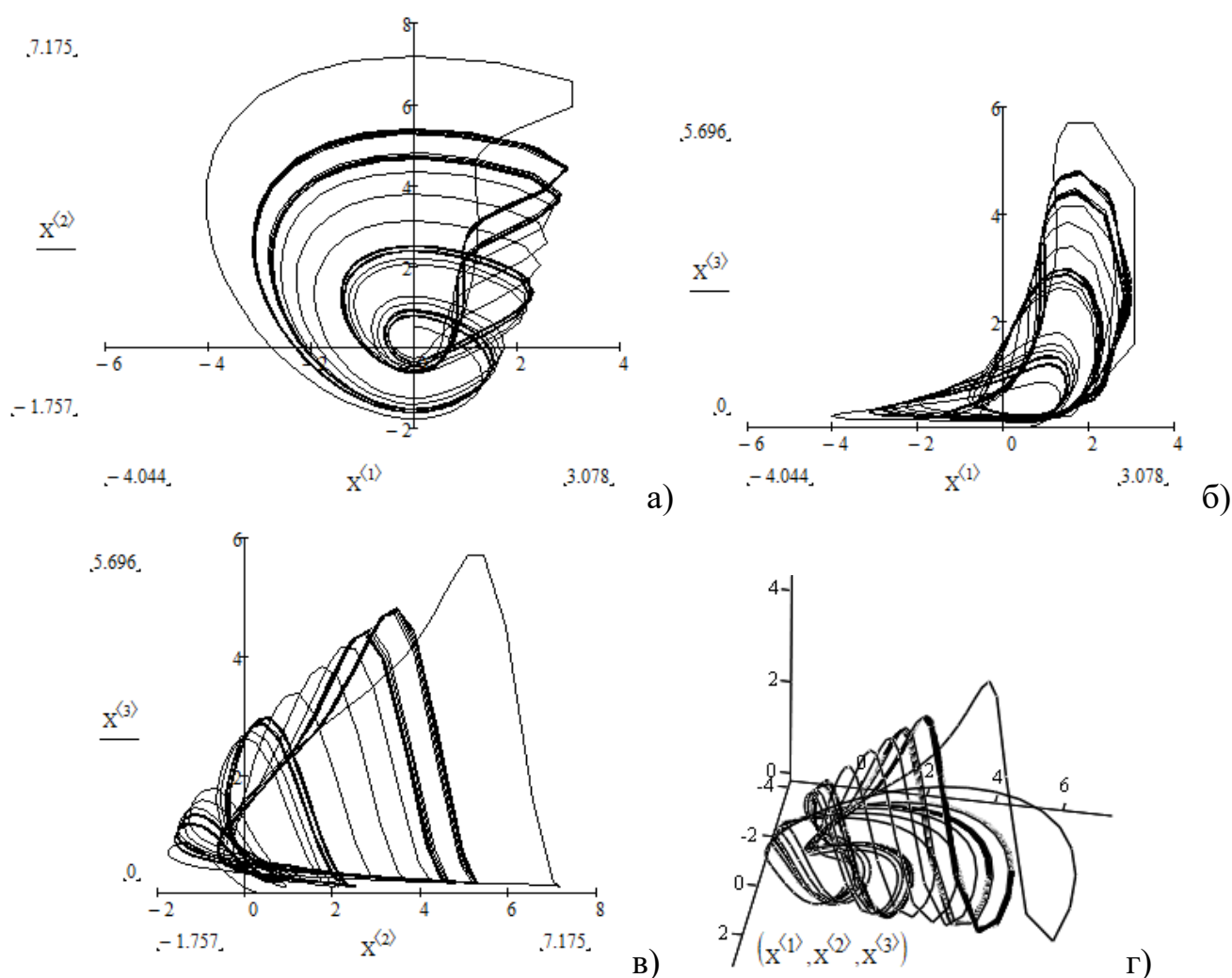


Рисунок 5.49 – Фазові портрети генератора в площинах змінних x_1 - x_2 , x_1 - x_3 і x_2 - x_3 та в просторі змінних x_1 - x_2 - x_3

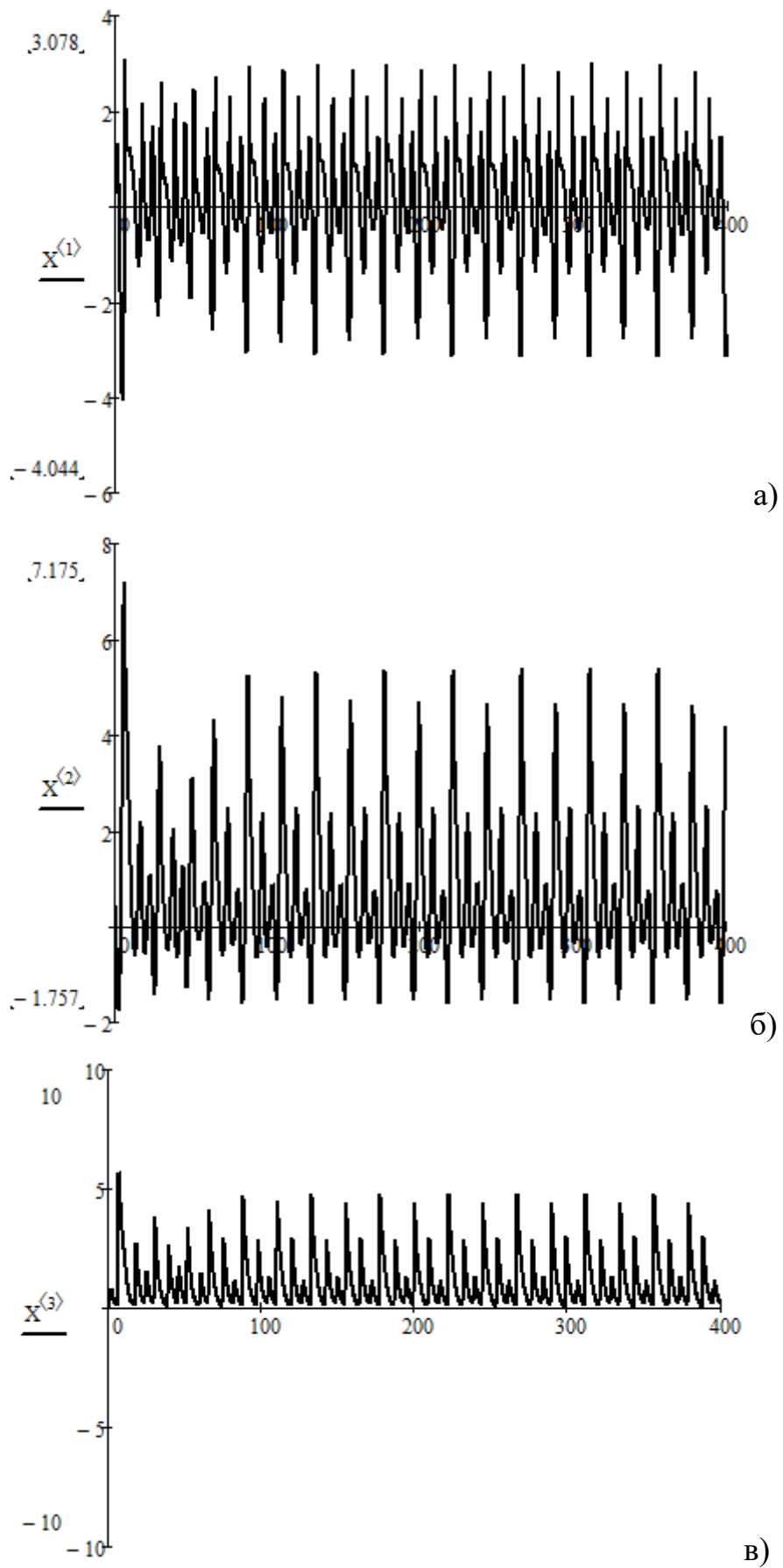


Рисунок 5.50 – Діаграми нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в) у нормованому часі $T = \omega_0 t$

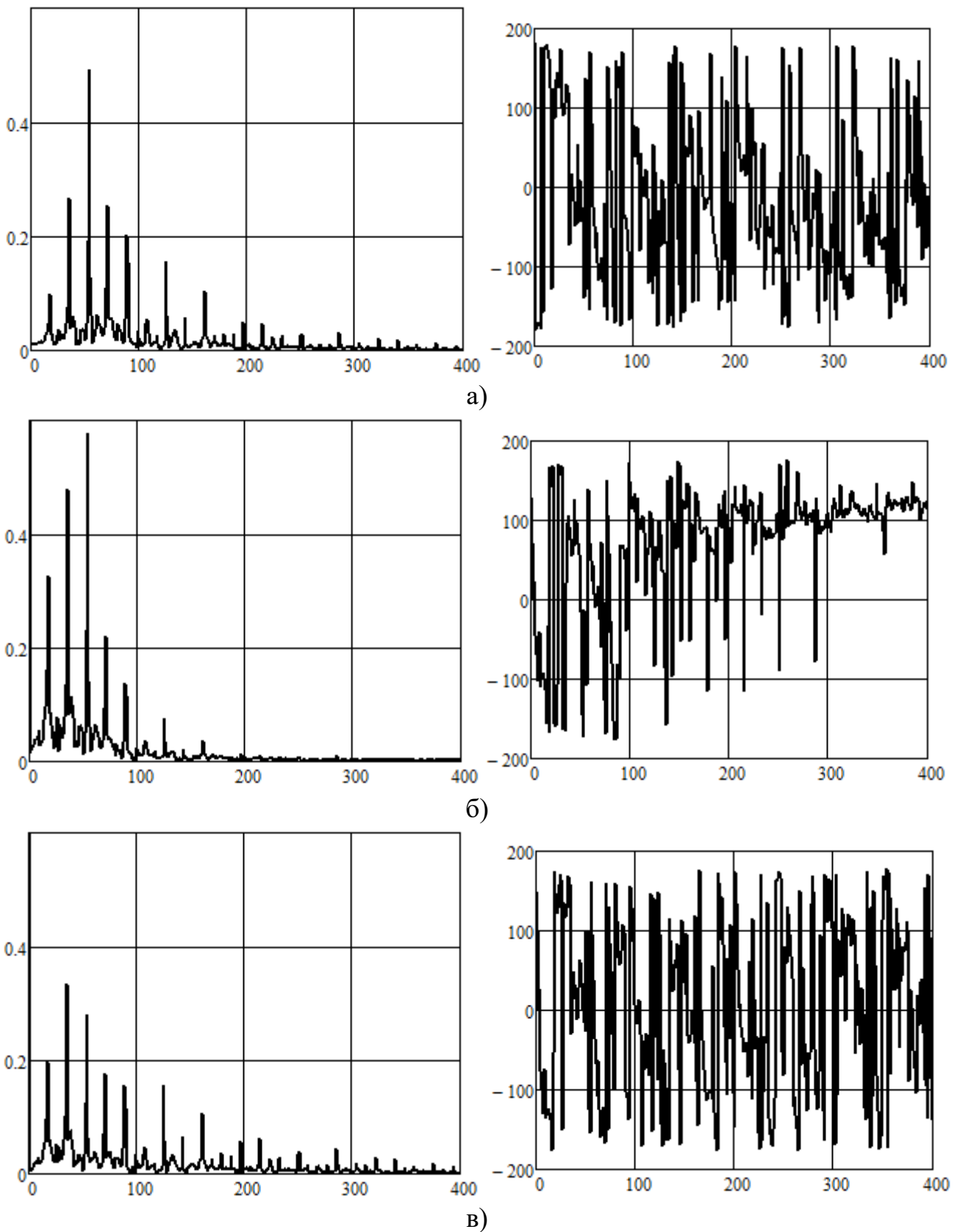


Рисунок 5.51 – Амплітудно-частотні (ліворуч) та фазочастотні (праворуч) спектри нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в), де по вісі абсцис відкладено номер гармоніки відносно частоти ω_0

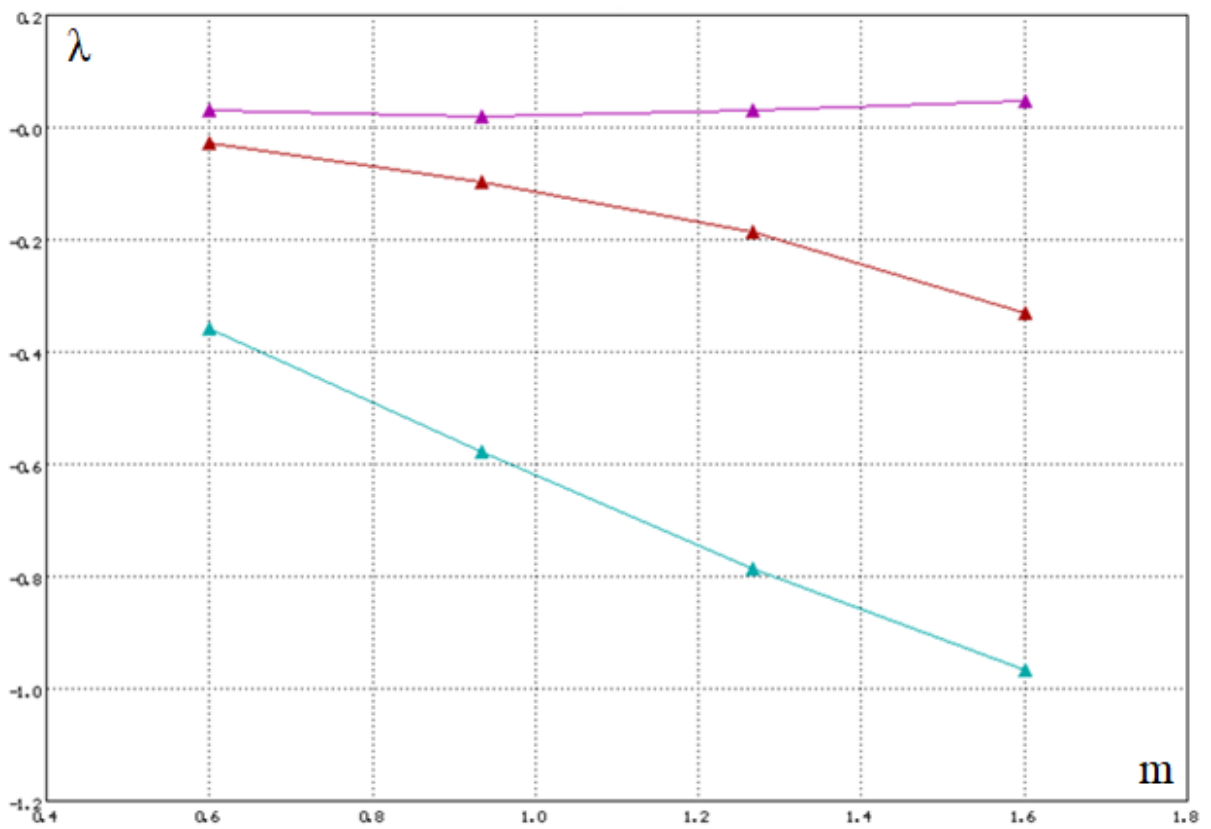
Таким чином, запропонована нова схема генератора динамічного хаосу на основі біполярно-польової транзисторної структури з від’ємним диференціальним опором. Для опису динаміки хаотичних коливань в генераторі використана відома математична модель Аніщенко-Астахова, що доповнена нелінійною функцією апроксимації статичної ВАХ транзисторної структури і кубічним поліномом для апроксимації статичної ВАХ напівпровідникового діода. Отримано результати математичного моделювання та експериментального дослідження.

5.7 Розрахунок статистичних та інформаційних параметрів генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі транзисторних структур із від’ємним диференціальним опором

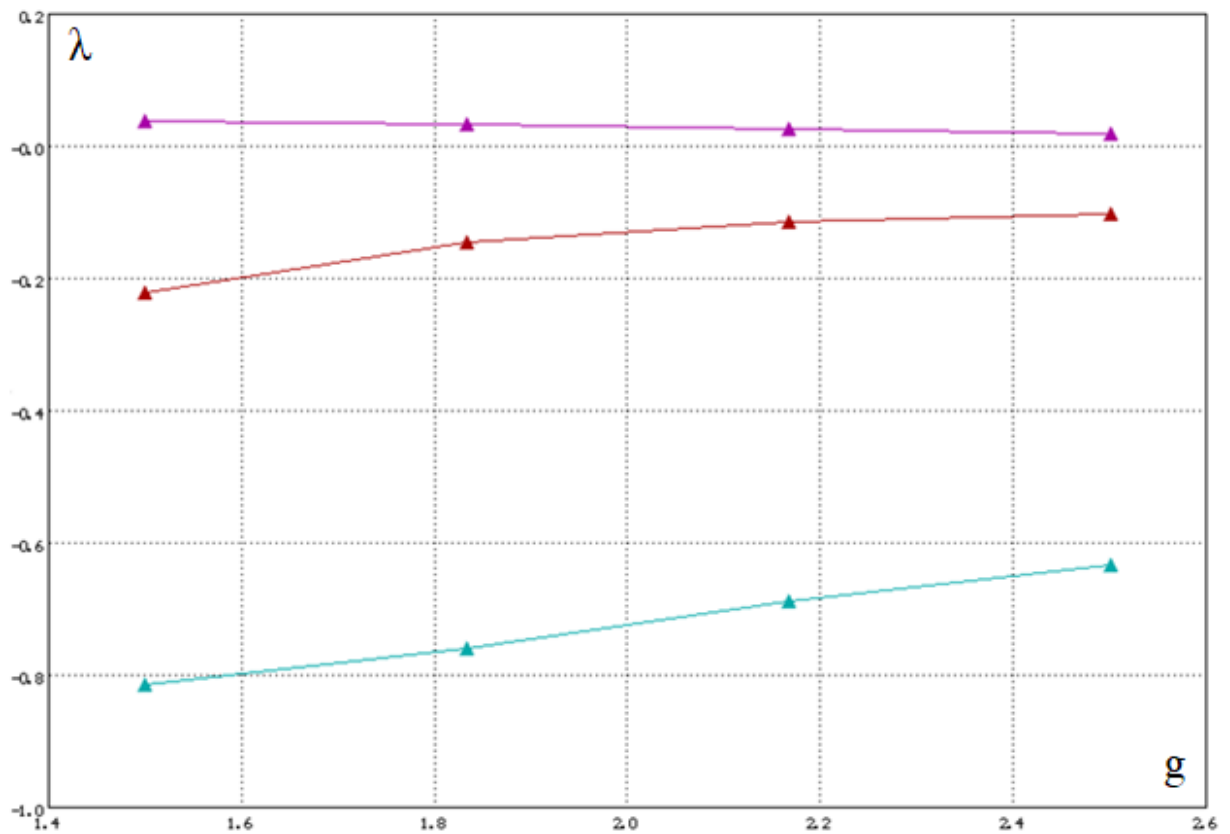
Як статистичні параметри у роботі по формулі (3.10) розраховано безрозмірні коефіцієнти взаємної кореляції сигналів генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі транзисторних структур із від’ємним диференціальним опором з трьома видами статичних ВАХ, що мають різну геометричну форму спадної ділянки ВАХ: 1) лінійну – рівняння апроксимації (5.25); 2) вигнуту вниз – рівняння апроксимації (4.8); 3) вигнуту вгору – рівняння апроксимації (5.27). Результати розрахунків занесено до табл. 5.1. На рис. 5.52 наведені графіки залежності показників Ляпунова автоколивної системи генератора детермінованого хаосу для випадку апроксимації ВАХ ТСВО поліномом 3-го ступеня (4.23) [260].

Таблиця 5.1 – Коефіцієнти взаємної кореляції сигналів генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю з різними видами спадних ділянок ВАХ

Рівняння апроксимації	$\rho(X1, X2)$	$\rho(X1, X3)$	$\rho(X2, X3)$
(5.25)	$-8,04836 \cdot 10^{-4}$	0,57327	0,09176
(4.8)	-0,01097	0,56425	$6,87227 \cdot 10^{-3}$
(5.27)	$-8,44797 \cdot 10^{-3}$	0,57278	0,09584



а)



б)

Рисунок 5.52 – Графіки показників Ляпунова автоколивної системи генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі ТСВО при змінні коефіцієнтів системи: а) $m = 0,6..1,6$; б) $g = 1,5...2,5$

Як видно з табл. 5.1, вигляд геометричної форми ВАХ ТСВО, зокрема її спадної ділянки, суттєвим чином впливає на динаміку генерованих сигналів та їх статистичні параметри. У роботі здійснена оцінка інформаційних параметрів генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі транзисторних структур із від’ємним диференціальним опором для загального випадку – апроксимації ВАХ ТСВО поліномом 3-го ступеня за допомогою рівняння (4.23) [260].

Як видно з рис. 5.52, максимальне значення старшого показника Ляпунова забезпечується при $m = 1,2$ і $g = 2,0$. За цих умов старші показники Ляпунова мають величини, які обчисленні за допомогою програми DEREK 3.0

$$\lambda_1 = 2,9496027 \cdot 10^{-2}, \lambda_2 = -1,5064012 \cdot 10^{-1}, \lambda_3 = -7,5475750 \cdot 10^{-1}.$$

Ентропія Колмогорова-Сіная генератора детермінованого хаосу Аніщенко-Астахова на основі БТ-МДН ТСВО становить

$$H = \sum_{\lambda_i(x) > 0} \lambda_i(x) = \lambda_1 = 0,0295,$$

а фрактальна розмірність

$$d_F = d_{L1} = 2 + \frac{\lambda_1}{|\lambda_3|} = 2,0391.$$

Класичні генератори з інерційною нелінійністю Аніщенко-Астахова мають ентропію $H = 0,02787$ та фрактальну розмірність $d_F = 2,04397$. Із отриманих результатів випливає що, генератор детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі ТСВО характеризується найменшими по величині інформаційними властивостями серед розглянутих. У той же час, такий генератор має найменший коефіцієнт взаємної кореляції генерованих хаотичних сигналів.

Висновки до 5-го розділу

У розділі досліджено динамічні режими генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної та біполярно-польової транзисторних структур із від'ємним диференційним опором. Запропоновано нові математичні моделі, які описують динамічні процеси в генераторі Аніщенко-Астахова на основі біполярної та біполярно-польової транзисторних структур із від'ємним диференційним опором. Отримані фазові портрети, часові та частотні залежності генерованих коливань.

Отримано такі основні теоретичні та практичні результати:

1. У роботі за допомогою метода Аніщенко-Астахова побудовано нові схеми генераторів детермінованого хаосу на основі біполярної та біполярно-польової транзисторних структур із від'ємним диференційним опором.

2. Удосконалено математичну модель генератора Аніщенко-Астахова, в якій на відміну від відомої, використана функція гіперболічного тангенсу для опису впливу нелінійних властивостей ВАХ на динаміку хаотичних коливань. Показана можливість генерації хаотичних коливань генератора Аніщенко-Астахова із нелінійностями N- і Λ - типів.

3. Побудовано нову схему генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором. Генератор працює в трьох режимах – одночастотному, багаточастотному і хаотичному. Це обумовлено двома видами нелінійності в складі схем таких генераторів – нелінійним динамічним від'ємним диференційним опором і нелінійною еквівалентною ємністю транзисторної структури [78, 114]. Забезпечено електричне управління режимами і динамікою коливань генератора. Теоретичні та експериментальні дослідження показали, що фізичні процеси в генераторі описуються математичною моделлю Аніщенко-Астахова [114].

4. Удосконалено математичні моделі генераторів Аніщенко-Астахова на основі біполярної та біполярно-польової структур із від'ємним диференційним опором.

5. Розроблено PSpice моделі генератора детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором для використання в програмах схемотехнічного моделювання Orcad 9.2 та Multisim 10.1. Отримано результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання хаотичного режиму генераторів.

6. Проведено експериментальні дослідження генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної та біполярно-польової транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором.

7. Як практичні результати в роботі отримано фазові портрети, часові та частотні характеристики коливань в осциляторному, релаксаційному, періодичному та хаотичних режимах.

8. У роботі досліджено хаотичну динаміку електричних коливань генератора з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором. Отримала подальший розвиток математична модель Аніщенко-Астахова. Модифіковано математичну модель Аніщенко-Астахова та запропоновано новий елемент моделі у вигляді нормованої функції нелінійної апроксимації статичних ВАХ біполярної транзисторної структури за допомогою гіперболічного тангенсу. З'ясовано, що використання транзисторної структури з сімейством ВАХ Λ -типу розширює фазовий простір генерованих хаотичних коливань у нормованих змінних. Для класичної математичної моделі Аніщенко-Астахова при $d=0,1..0,2$ хаотичний режим забезпечений при коефіцієнтах $m=0,72..1,2$ і $g = 0,13..0,9$. Для запропонованої автоколивної системи при $d = 0,1$ хаотичний режим забезпечений при коефіцієнтах $m = 0,07..1,7$ і $g = 0,4..3,4$.

9. Оцінено статичні та інформаційні параметри генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором з кубічною нелінійністю. З отриманих чисельних значень видно, що генератор детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором має найменші по величині інформаційні властивості серед розглянутих.

10. Основні наукові та практичні результати розділу опубліковано в роботах [67, 68, 69, 70, 96, 260, 269, 270, 271, 272, 273, 274].

РОЗДІЛ 6

РОЗРОБЛЕННЯ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ НА ОСНОВІ НЕЛІНІЙНИХ І РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

6.1 Побудова генератора детермінованого хаосу за методом Чуа на основі МДН транзисторної структури з від'ємним диференційним опором

Хаотична динаміка – це сучасний науковий напрямок досліджень нелінійної фізики, радіофізики та радіотехніки. Нелінійні системи, що працюють в режимі динамічного хаосу, можуть бути застосовані для генерації прямохаотичних та фрактальних надширокосмугових сигналів [275]. Інформацію в прямохаотичних системах переносить хаотичний радіоімпульс [275-277]. Хаотичний радіоімпульс – це фрагмент сигналу довжиною більшою ніж квазіперіод хаотичного колювання [276]. Смуга частот хаотичного радіоімпульса визначається смугою частот хаотичного сигналу на виході генератора [276]. Зміна тривалості радіосигналу в широкому діапазоні не залежить від тривалості її роботи [277]. Це принципова різниця між хаотичним радіоімпульсом і класичним радіоімпульсом, який заповнюється періодичним фрагментом носія, а смуга діапазону частот визначається його довжиною [277]. Генератор Чуа є основним у теорії колювань [278, 279]. Він широко використовується на практиці [280, 281]. Велика кількість теоретичних і практичних досліджень присвячена генераторам Чуа та їх модифікаціям [278-281]. Зміна параметрів схеми генератора Чуа зумовлюють варіацію динамічних режимів і каскад біфуркацій [282, 283]. Генератор Чуа реалізує широкий діапазон періодичних і хаотичних режимів колювань залежно від електричних умов [283]. Забезпечуються такі режими: м'яке і тверде самозбудження колювань; біфуркації періодичних рухів, що зумовлюють виникнення хаотичних колювань; динамічна невідзначеність поведінки залежно від початкового стану системи та явище гістерези-

су [278-281]. Тому теоретичні та експериментальні дослідження генератора Чуа та його модифікацій є актуальним науковим завданням [283].

На рис. 6.1 подана функціональна схема генератора детермінованого хаосу типу Чуа [281].

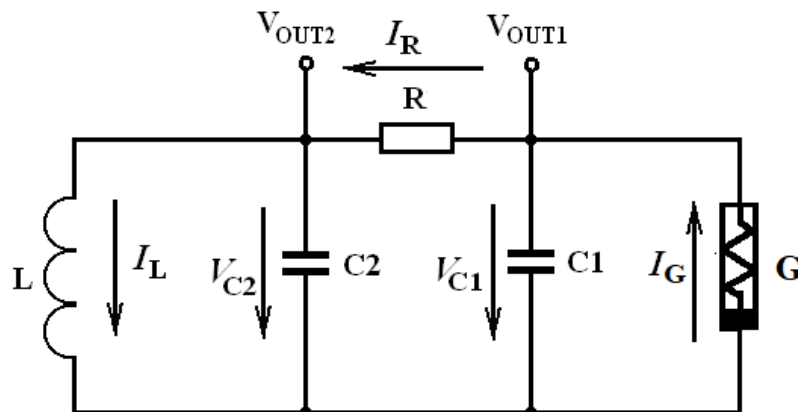


Рисунок 6.1 – Функціональна схема генератора детермінованого хаосу типу Чуа [281]

Математична модель класичного генератора Чуа відносно безрозмірного часу [283]

$$T = \frac{t}{R \cdot C_2} \quad (6.1)$$

у безрозмірних змінних [283]

$$x_1 = \frac{V_{C1}}{E}, \quad x_2 = \frac{V_{C2}}{E}, \quad x_3 = \frac{I_L R}{E}, \quad (6.2)$$

має вигляд [283]

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \alpha(x_2 - f(x_1)), \\ \frac{dx_2}{dt} = x_1 - x_2 + x_3, \\ \frac{dx_3}{dt} = -\beta x_2, \end{cases} \quad (6.3)$$

де α і β – коефіцієнти системи

$$\alpha = \frac{C_2}{C_1}, \beta = \frac{R^2 C_2}{L}, \quad (6.4)$$

а функція апроксимації струму нелінійного елемента автоколивної системи генератора в нормованих величинах має вигляд

$$f(x) = \frac{V_{C1}}{E} + \frac{R \cdot G(V_{C1})}{E}. \quad (6.5)$$

Класично діод Чуа побудований на операційних підсилювачах [278-281, 283]. Недоліком такого генератора Чуа є низькочастотний діапазон. Транзисторні структури з від'ємним диференціальним опором використовують для розширення робочого діапазону частот [39, 40]. У розділі 1 на рис. 1.14 [112, 113], рис. 1.15 [114] і рис. 1.56 [167] подані електричні схеми МДН транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором, що мають кубічну статичну вольт-амперну характеристику. Автором у [95] було запропоновано генератор детермінованого хаосу типу Чуа на МДН транзисторній структурі з кубічною нелінійністю, електрична схема якого подана на рис. 6.2.

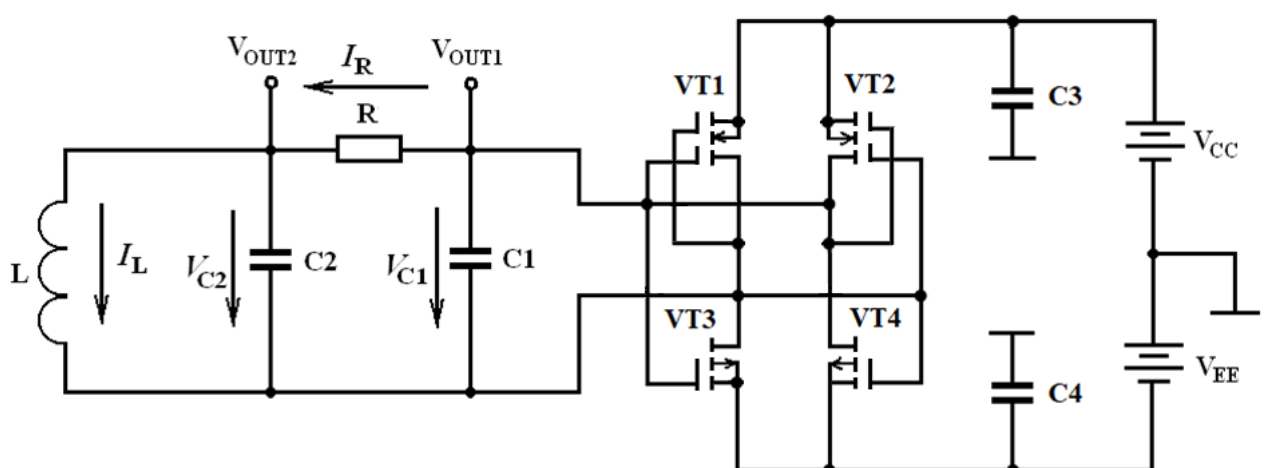


Рисунок 6.2 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу типу Чуа на основі МДН транзисторної структури з кубічною нелінійністю (транзистори VT1-VT2 – типу BF998, а VT3-VT4 – типу BSS84, напруга живлення ± 9 В)

Теоретична статична ВАХ активного елемента прототипу генератора Чуа (рис. 1.14,а) наведена на рис. 1.14,б, а експериментально отримана – на рис. 1.14,в [112, 113]. Автором у [95] застосована функція для апроксимації статичної ВАХ запропонованої МДН транзисторної структури VT1-VT4 на рис. 6.2, що має вигляд

$$f(x) = -g \cdot x + h \cdot x^3, \quad (6.6)$$

де коефіцієнти апроксимації $g = 4,65 \text{ мА/В}$, $h = 0,29 \text{ мА/В}^3$. Графік функції апроксимації приведений на рис. 6.3.

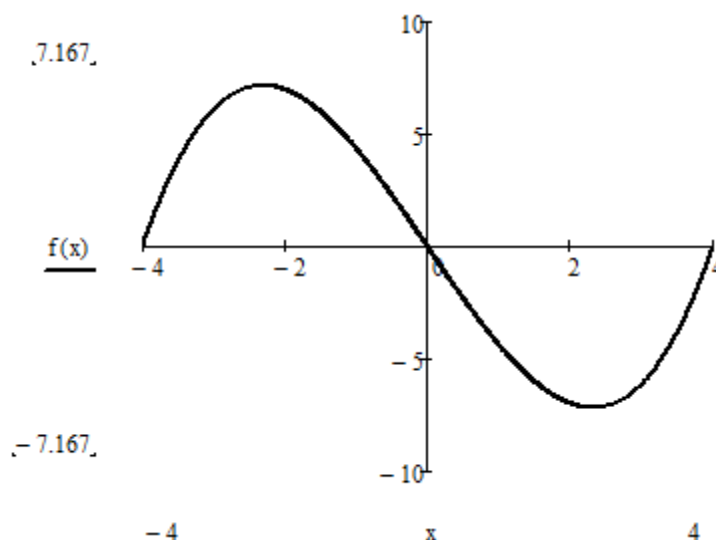


Рисунок 6.3 – Функція апроксимації вольт-амперної характеристики МДН транзисторної структури з від’ємним диференційним опором VT3-VT4 на рис. 6.2: по вісі абсцис розмірність у вольтах, уздовж вісі ординат розмірність у міліамперах

Підставивши функцію $f(x)$ (6.6) у систему диференційних рівнянь (6.3) і зводячи подібні математична модель генератора набуде вигляду [284]

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = a(x_2 - x_1^3 - c \cdot x_1), \\ \frac{dx_2}{dt} = x_1 - x_2 + x_3, \\ \frac{dx_3}{dt} = -b \cdot x_2, \end{cases} \quad (6.7)$$

де безрозмірні коефіцієнти системи рівні [285]

$$a = 10, b = 16, c = -0,143. \quad (6.8)$$

Чисельні дослідження динамічної системи (6.7) здійснено у програмі MathCad 15.0 шляхом використання стандартної функції *rkfixed* (), яка реалізує метод Рунге-Кутти 4-го порядку. Результати чисельного дослідження наведені на рис. 6.4 – рис. 6.6.

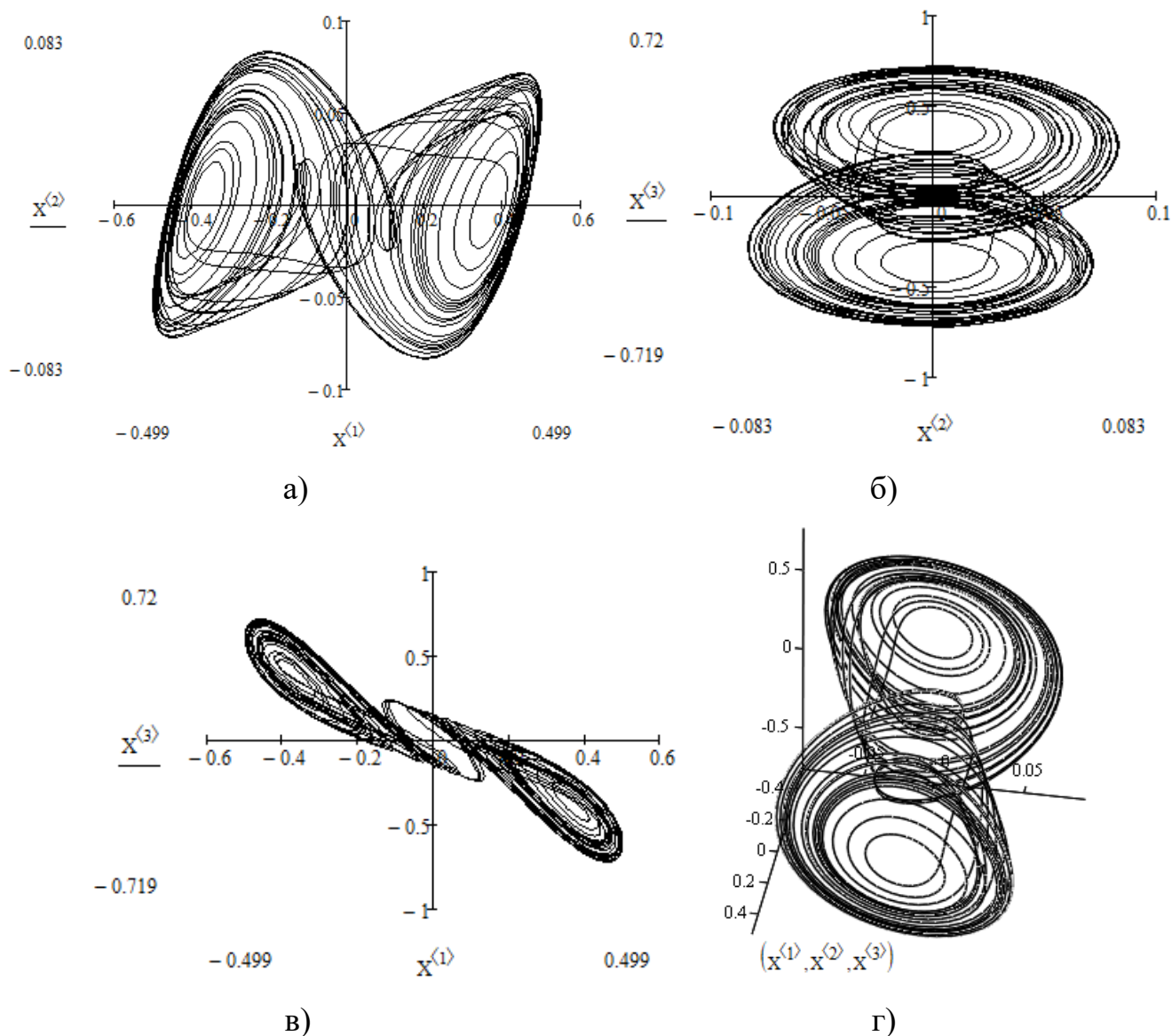


Рисунок 6.4 – Фазові портрети генератора, побудованого за методом Чуа, на основі МДН транзисторної структури з від’ємним диференціальним опором у площинах нормованих змінних $x_1 - x_2$ (а), $x_2 - x_3$ (б), $x_1 - x_3$ (в) і просторі нормованих змінних $x_1 - x_2 - x_3$ (г)

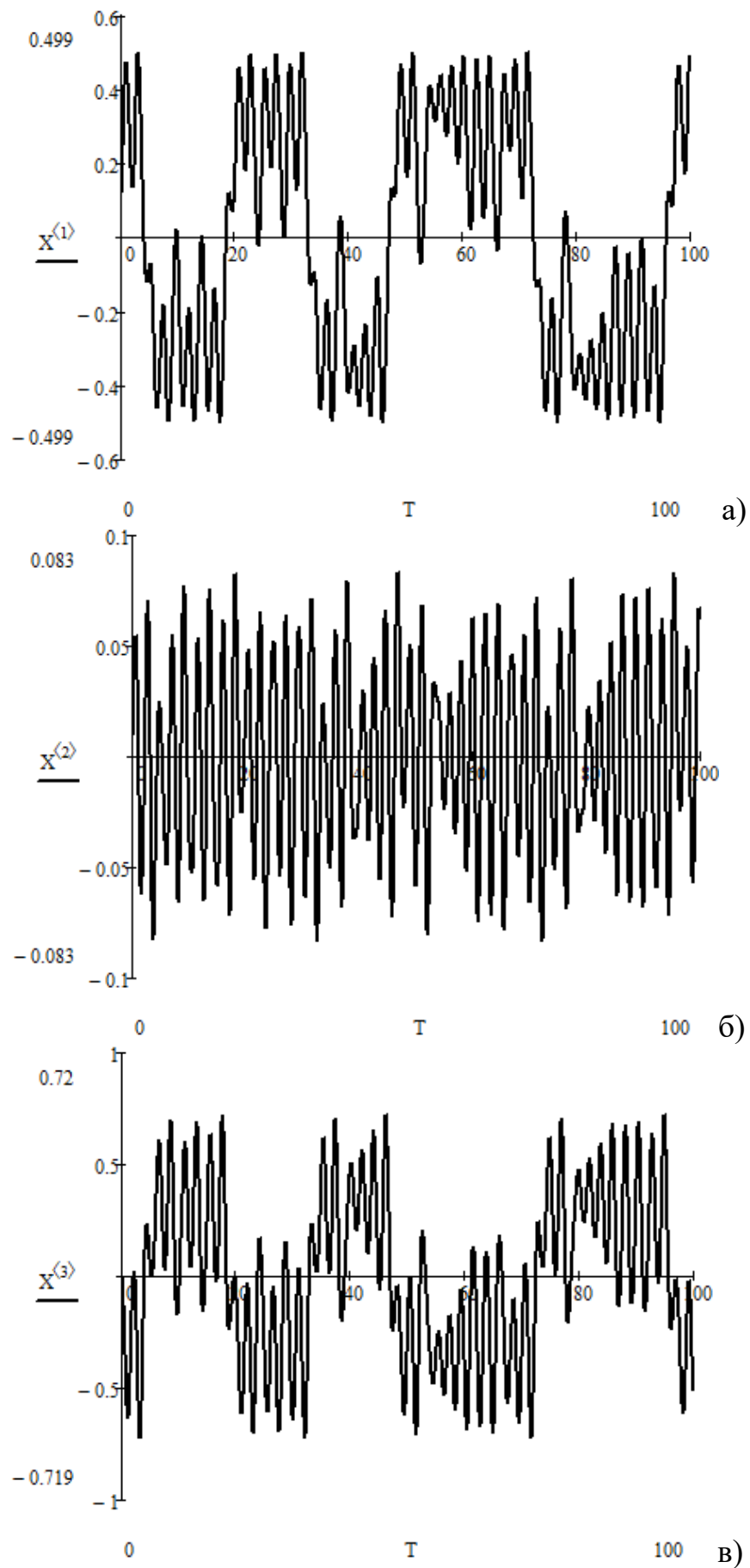


Рисунок 6.5 – Часові діаграми генерованих хаотичних коливань у нормованих змінних відносно нормованого часу (6.1): x_1 (а), x_2 (б), x_3 (в)

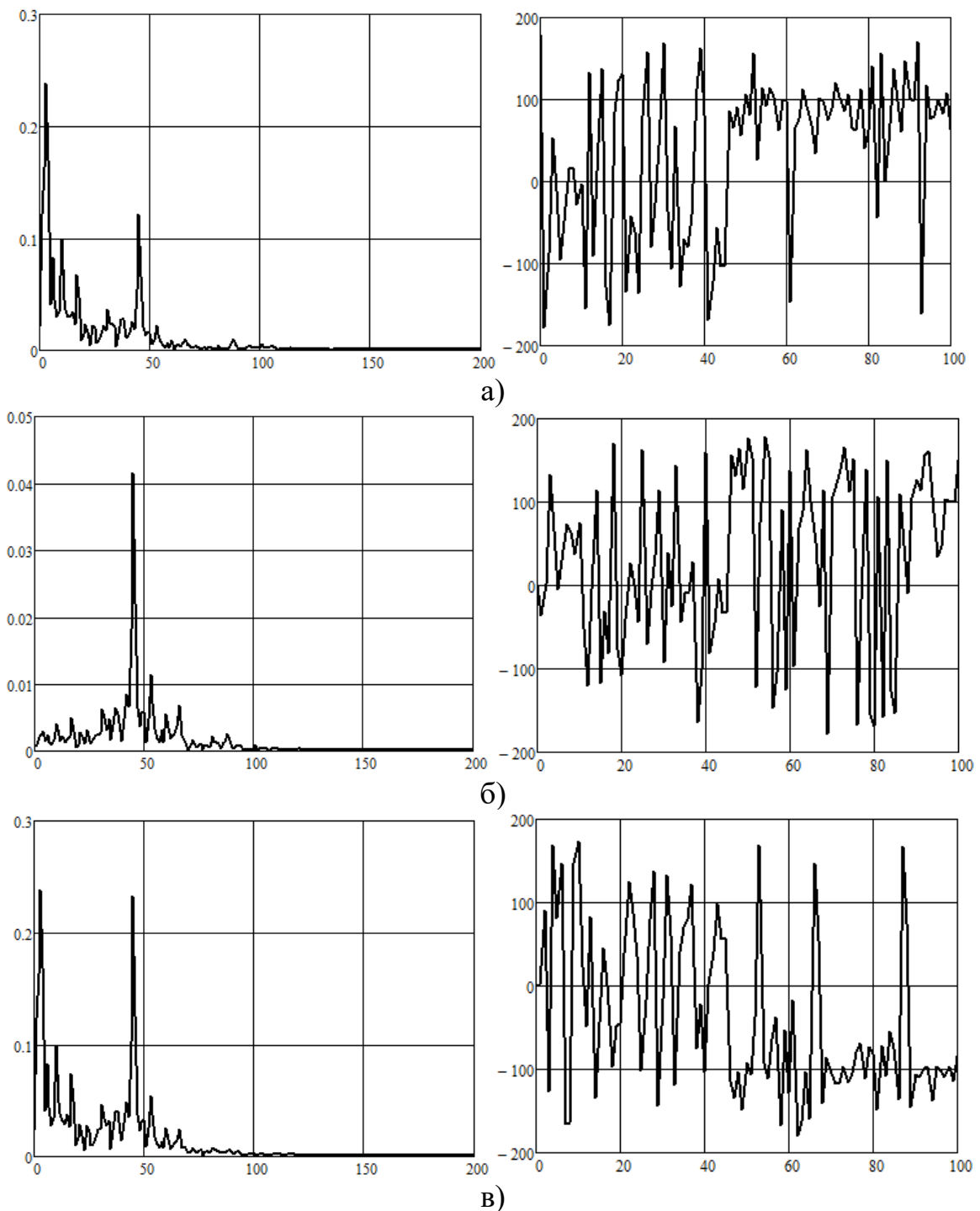


Рисунок 6.6 – Графіки амплітудно-частотного (ліворуч) та фазочастотного (праворуч) спектрів нормованих змінних x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в)

Подальші дослідження виконані програмним забезпеченням DEREK 3.0 [221]. Графіки показників Ляпунова показані на рис. 6.7. Як видно з рис. 6.7, стабільний режим розвиненого хаосу забезпечується в наступних діапазонах значень параметрів коефіцієнтів динамічної системи (6.7)

$$a = 9,7..11,0, \quad b = 14,2..16,7, \quad c = -0,38..-0,12. \quad (6.9)$$

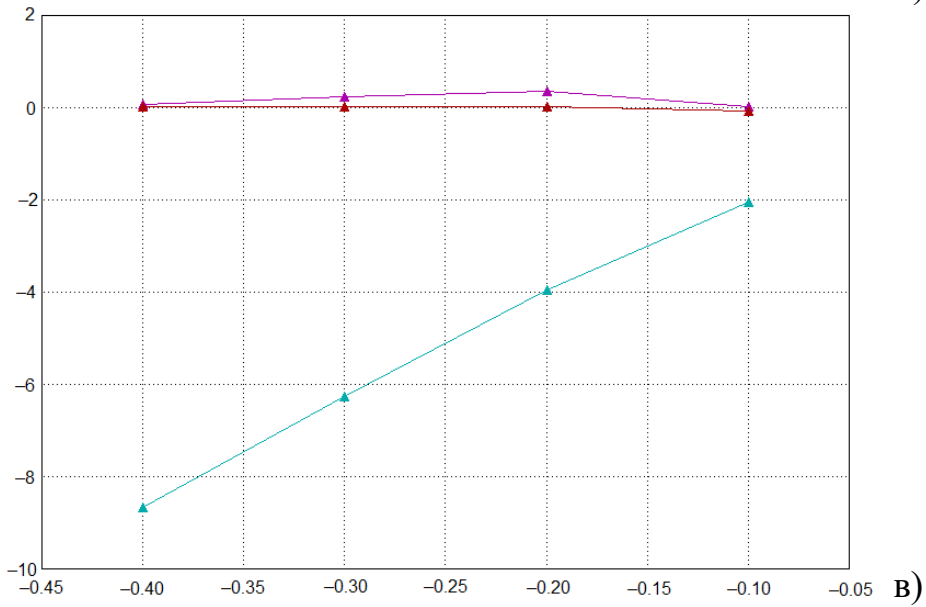
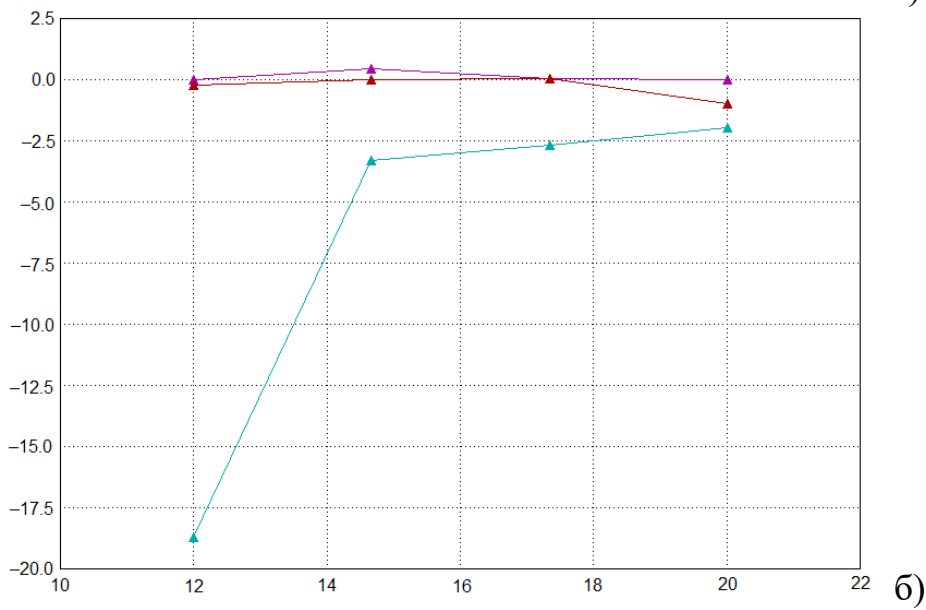
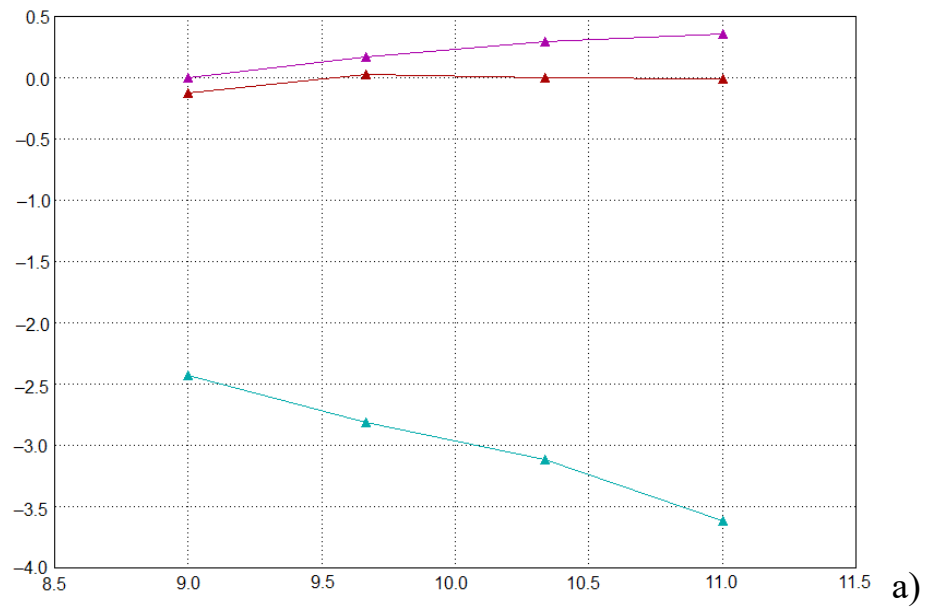


Рисунок 6.7 – Графіки показників Ляпунова при різних значеннях коефіцієнтів динамічної системи (6.7): $a = 9 \dots 11$ (а), $b = 12 \dots 20$ (б), $c = -0.4 \dots -0.1$ (г)

Як видно з рис. 6.7, максимальне значення старшого показника Ляпунова забезпечується при значеннях $a = 10,5$, $b = 14,3$ і $c = -0,2$:

$$\lambda_1 = 2,8023941 \cdot 10^{-1}, \lambda_2 = 1,4470946 \cdot 10^{-2}, \lambda_3 = -2,8801306 \cdot 10^0.$$

Ентропія Колмогорова-Сіная хаотичних сигналів генератора детермінованого хаосу типу Чуа на основі МДН транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором становить

$$H = \sum_{\lambda_i(x) > 0} \lambda_i(x) = \lambda_1 + \lambda_2 = 0,29471,$$

а їх фрактальна розмірність

$$d_F = d_{LI} = 2 + \frac{\lambda_1}{|\lambda_3|} = 2,0973.$$

Коефіцієнти взаємної кореляції хаотичних сигналів генератора детермінованого хаосу типу Чуа на основі МДН транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором розраховані за допомогою стандартної функції $\text{corr}(X1, X2)$ програми MathCad 15.0 і становлять

$$\rho(X1, X2) = 0,14263, \rho(X1, X3) = -0,94361,$$

$$\rho(X2, X3) = -5,88576 \cdot 10^{-3}.$$

Отримані результати чисельного дослідження хаотичної динаміки генератора Чуа на активному приладі з кубічною нелінійністю підтверджують та доповнюють результати, отримані в роботах [286-288]. Використання МДН транзисторних структур на практиці є доцільним для побудови генераторів Чуа з основною частотою періодичних коливань у діапазоні 100 МГц ... 2 ГГц [95].

6.2 Розроблення генераторів детермінованого хаосу типу Чуа на основі приладів з від'ємним диференційним опором і кубічною нелінійністю ВАХ

Сучасним напрямком побудови радіотехнічних генераторів є використання властивостей приладів із від'ємним диференційним опором [289, 290]. Типовим приладом із від'ємним диференційним опором є тунельний діод. Генератори на тунельному діоді є класичним прикладом практичного застосування властивостей приладу з від'ємним диференційним опором. Генератор на тунельному діоді є однією з перших електронних систем, в якій були виявлені хаотичні коливання. Такою системою є генератор Кияшко-Піковського-Рабіновича (КПР), побудова варіантів якого здійснена у розділі 4 дисертації. Генератор КПР складається з паралельного коливного контуру, тунельного діода, що ввімкнений у вітку індуктивності, та підсилювача змінного сигналу, що охоплений колом додатного зворотного зв'язку. Теоретично та експериментально досліджені режими генератору КПР в залежності від параметрів керування. Перехід від періодичних до хаотичних коливань генератора КПР здійснюється за сценарієм Фейгенбаума через каскад біфуркацій подвоєння періоду. Практичне застосування варіанту генератора КПР на біполярних транзисторах описане в роботі [205], а варіанту генератора КПР на польових транзисторних структурах – у роботі [247].

Головний підхід до побудови радіотехнічних генераторів детермінованого хаосу, що розглядається у дисертації, – це схемна реалізація генераторів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором [152]. Інший шлях проектування – це програмна реалізація генераторів хаосу. Цей шлях має такі недоліки: 1) втрата хаотичності за рахунок обмеження множини станів динамічної системи; 2) низька швидкодія, що залежить від апаратного та програмного забезпечення; 3) неповна відповідність базових програмно-апаратних реалізацій реальних динамічних систем. Усе це призводить до реалізації псевдохаотичних коливань. Тому, дослідження та вдосконалення аналогових генераторів детермінованого хаосу є актуальною науково-технічною задачею. Саме теоретичним та експериментальним дослідженням радіочастотного генератора детермінованого

хаосу на основі приладів з від’ємним диференційним опором і кубічною нелінійністю ВАХ і присвячений цей розділ.

Класичним прикладом хаотичної автоколивної системи є генератор Чуа [292]. Динамічні властивості такого генератора зумовлені діодом Чуа [293]. У роботі [293] розглянуто генератор Чуа на основі тунельного діода. Проведено теоретичні розрахунки хаотичного генератора на тунельному діоді за допомогою математичної моделі генератора Чуа [293]. Функціональна схема генератора Чуа наведена на рис. 6.8.

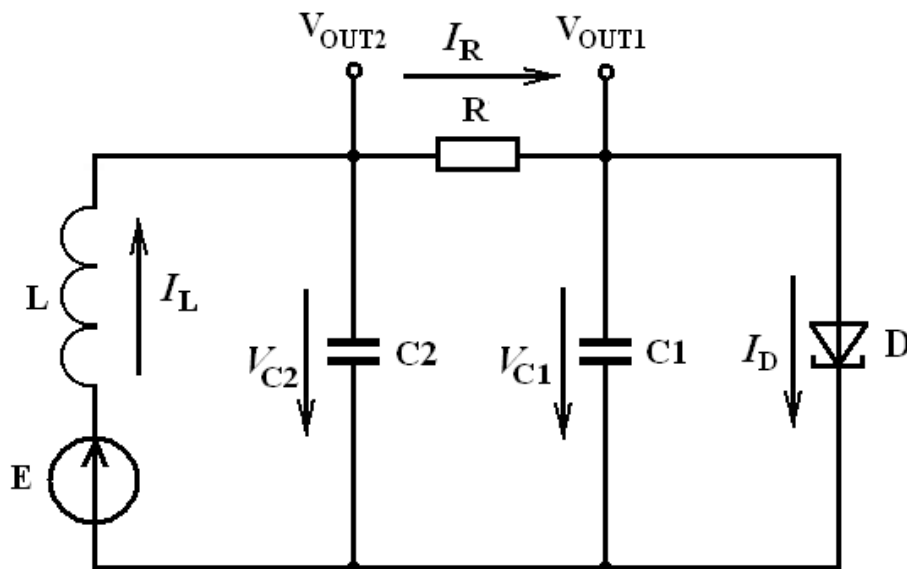


Рисунок 6.8 – Функціональна схема генератора Чуа на тунельному діоді

Система диференційних рівнянь, що описують динаміку електричних коливань генератора на рис. 6.8, має вигляд [281, 294]

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{R}(V_{C2} - V_{C1}) - I_D(V_{C1}), \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = I_L - \frac{1}{R}(V_{C2} - V_{C1}), \\ L \frac{dI_L}{dt} = E - V_{C2}, \end{cases} \quad (6.9)$$

де $I_D(V_{C1})$ – рівняння апроксимації графіка ВАХ тунельного діода.

Математична модель генератора детермінованого хаосу відносно безрозмірного часу

$$\tau = \frac{t}{R \cdot C_2}, \quad (6.10)$$

має наступний вигляд

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \alpha(x_2 - x_1 - a \cdot f(x_1)), \\ \frac{dx_2}{dt} = x_3 - x_2 + x_1, \\ \frac{dx_3}{dt} = \beta(b - x_2), \end{cases} \quad (6.11)$$

де $f(x)$ – нормована апроксимаційна функція кривої ВАХ тунельного діода, графік якої поданий на рис. 6.9 [247, 295]

$$f(x) = 8,592x - 22x^2 + 14,408x^3. \quad (6.12)$$

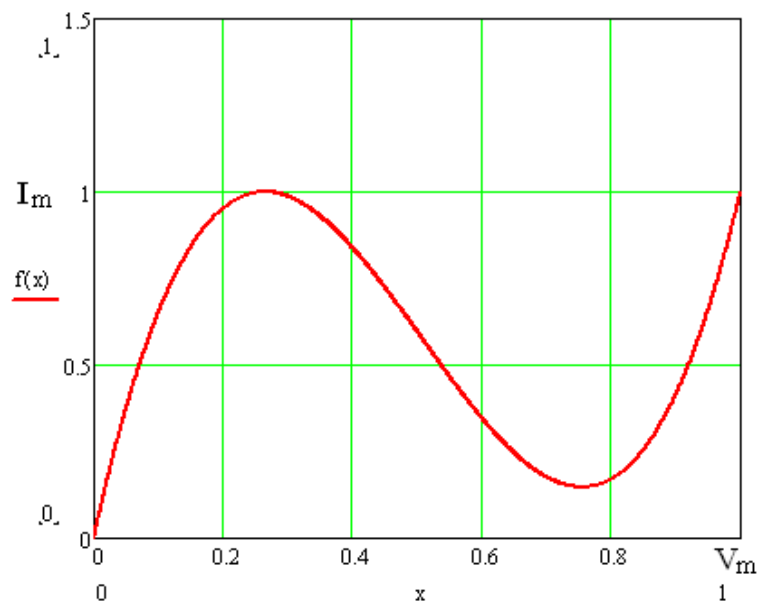


Рисунок 6.9 – Графік нормованої функції апроксимації ВАХ тунельного діода

У системі диференціальних рівнянь (6.11) нормовані змінні мають вигляд

$$x_1 = \frac{V_{C1}}{V_m}, x_2 = \frac{V_{C2}}{V_m}, x_3 = \frac{I_L \cdot R}{V_m}. \quad (6.13)$$

Коефіцієнти системи рівнянь (6.11) визначаються наступним чином

$$a = \frac{R \cdot I_m}{V_m}, \alpha = \frac{C_2}{C_1}, b = \frac{E}{V_m}, \beta = \frac{R^2 C_2}{L}. \quad (6.14)$$

Числові розрахунки теоретичних досліджень проводилися автором у [295] за допомогою MathCad 15.0 при нульових початкових умовах та наступних значеннях номіналів елементів схеми: $C_1 = 150$ пФ, $C_2 = 1500$ пФ, $R_1 = 10$ Ом, $L_1 = 100$ нГн, $E = 0,3117$ В, при параметрах ВАХ тунельного діода 1N3720 $V_m = 0,51$ В, $I_m = 22$ мА. Фазові портрети генератора Чуа на основі тунельного діода подані на рис. 6.10. Графіки генерованих коливань подані на рис. 6.11

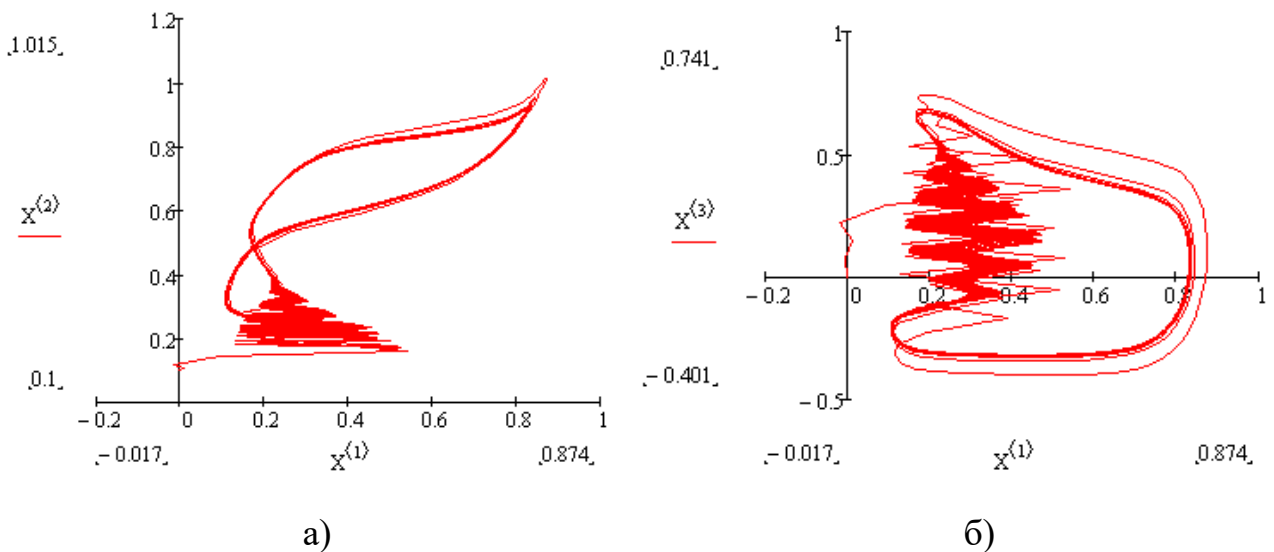


Рисунок 6.10 – Фазові портрети генератора Чуа на основі тунельного діода в площинах нормованих змінних $x_1 - x_2$ і $x_1 - x_3$

Також у роботі [295] автором розраховані показники Ляпунова для динамічної системи (6.11). В системі були виявлені хаотичні коливання. Результати розрахунку наведені в таблиці 6.1. Номери рядків відповідають параметрам математичного моделювання для таких значень напруги живлення: 1) $E = 0,3117$ В;

2) $E = 0,34$ В; 3) $E = 0,37$ В; 4) $E = 0,388$ В. Як видно з таблиці 6.1, коливання:
 1) періодичні, 2) і 3) квазіперіодичні, 4) хаотичні.

Таблиця 6.1 – Показники Ляпунова при різних параметрах системи (6.11)

№	Показники Ляпунова		
	λ_1	λ_2	λ_3
1)	$-1,3018382 \cdot 10^0$	$-1,6004798 \cdot 10^0$	$-2,5325262 \cdot 10^1$
2)	$-1,4031918 \cdot 10^{-1}$	$-4,2997792 \cdot 10^{-1}$	$-2,5178240 \cdot 10^1$
3)	$-1,3088539 \cdot 10^{-1}$	$-4,4810237 \cdot 10^{-1}$	$-2,5151386 \cdot 10^1$
4)	$1,3122501 \cdot 10^{-1}$	$-4,5105659 \cdot 10^{-1}$	$-2,5049510 \cdot 10^1$

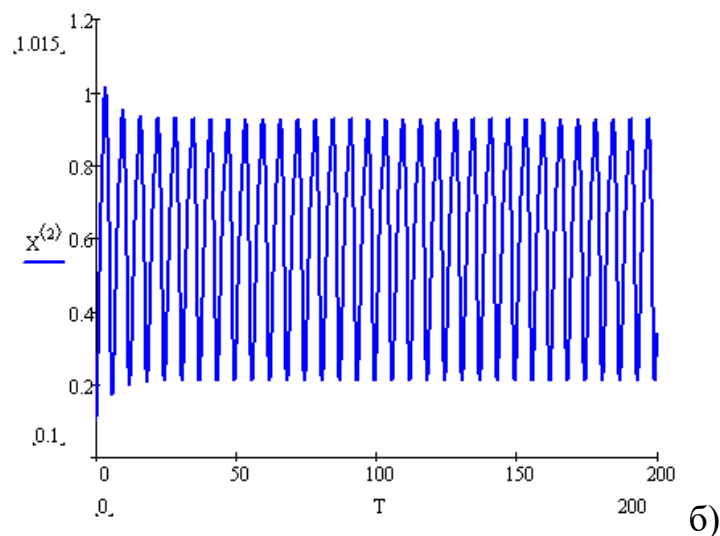
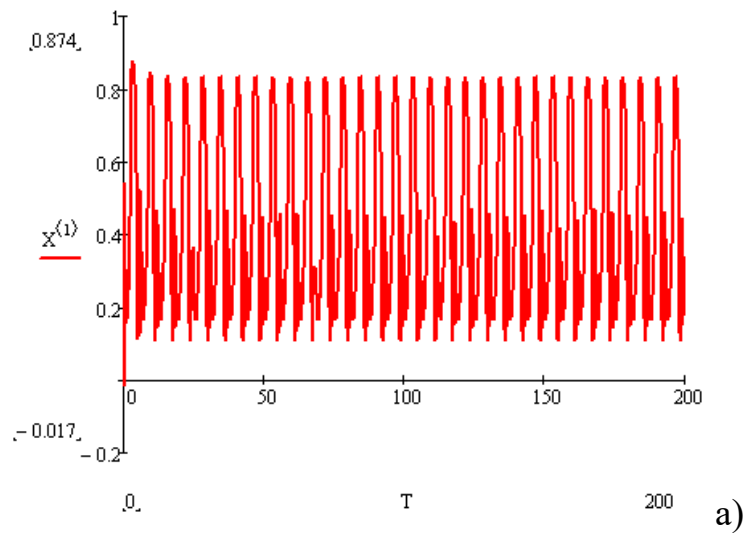


Рисунок 6.11 – Графіки діаграм нормованих змінних x_1 (а) і x_2 (б)

У роботі [293] зазначено, що динаміка хаотичних коливань в генераторі на тунельному діоді зумовлює атрактор типу «подвійний завиток». Проведені автором експериментальні дослідження не підтвердили це твердження. Для експериментальної перевірки у програмі Multisim 10.1 були зібрані схема генератора та вимірювальне обладнання (рис. 6.12).

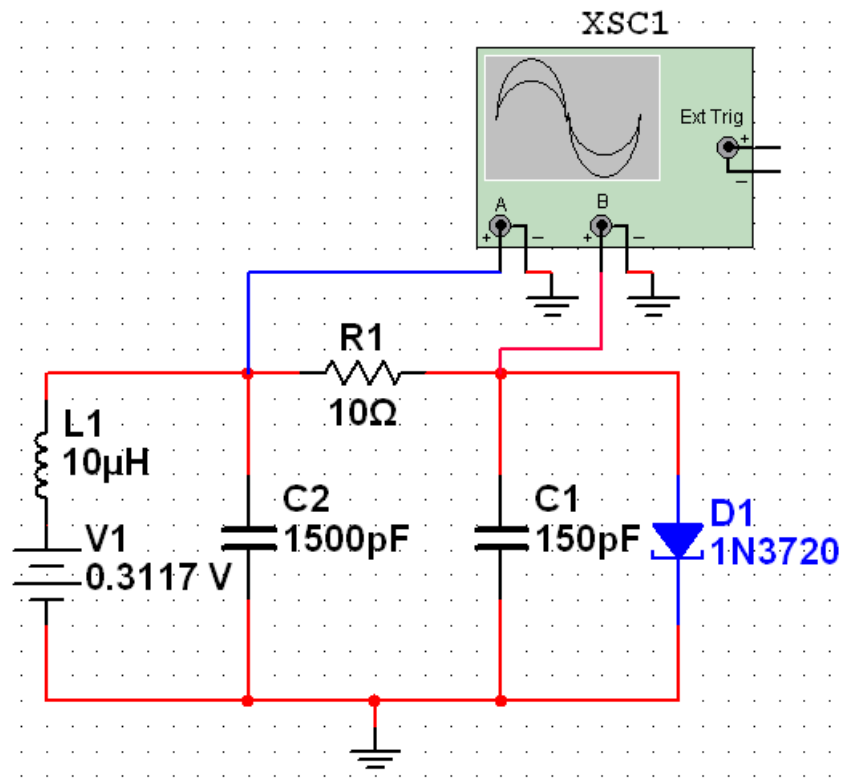
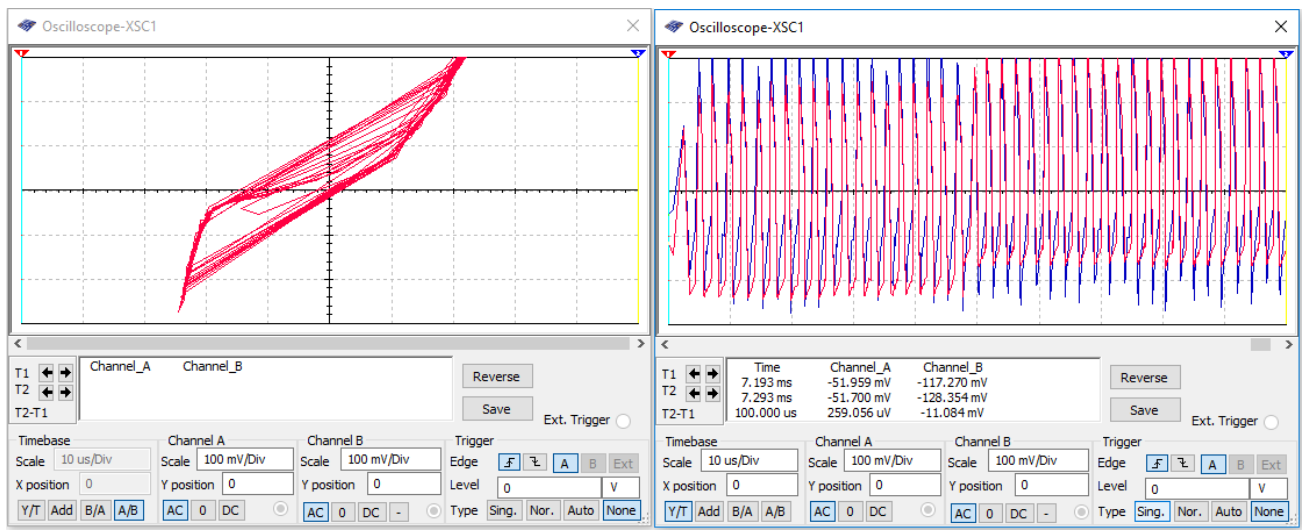
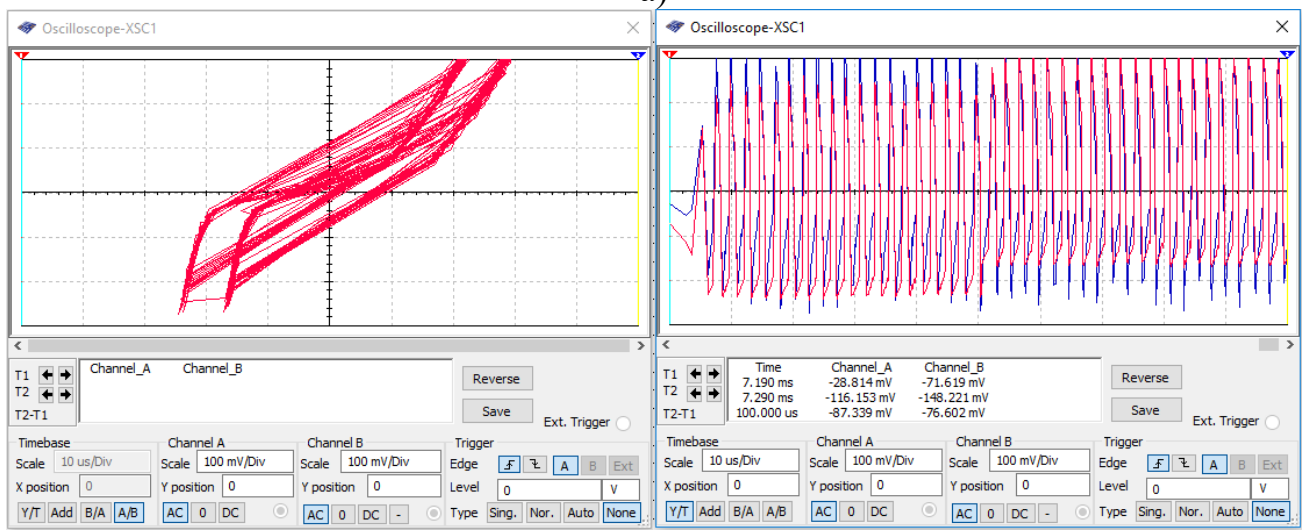


Рисунок 6.12 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу Чуа на тунельному діоді в програмі Multisim 10.1

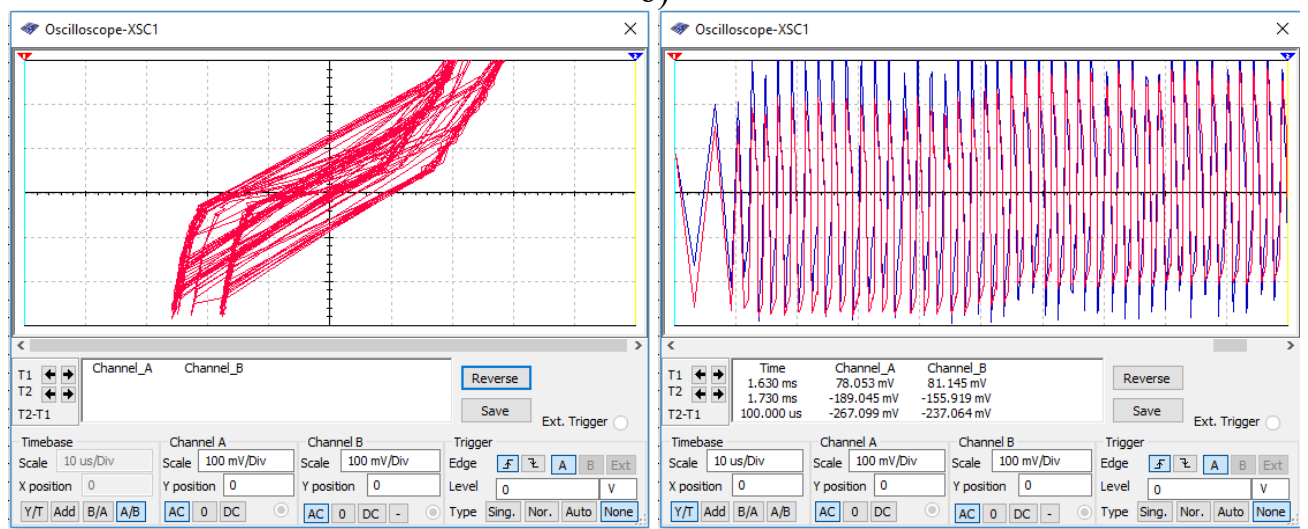
У роботі [293] були використані радіокомпоненти з такими номіналами: $C1 = 150$ пФ, $C2 = 1500$ пФ, $R1 = 10,67$ Ом, $L1 = 10,68$ нГн, $V1 = 0.3117$ В, $VD1$ – це тунельний діод 1N3720. Дослідження в Multisim 10.1 показали, що при зазначених номіналах в генераторі на рис. 6.12 не здійснюється самозбудження змінних в часі коливань. Для збудження хаотичних коливань автором були змінені номінали таких радіокомпонентів: $R1 = 10$ Ом, $L1 = 108$ мкГн (див. рис. 6.12). Генерованими хаотичними сигналами є напруги конденсаторів $C1$ і $C2$. Результати експериментальних досліджень, отримані автором у [295], наведені на рис. 6.13.



а)



б)



в)

Рисунок 6.13 – Фазові портрети (ліворуч) та сумщені осцилограми (праворуч) генерованих напруг на конденсаторах C1 і C2 генератора Чуа на тунельному діоді у таких режимах: періодичному (а), квазіперіодичному (б), хаотичному (в)

На рис. 6.13,а представлений фазовий портрет генератора в площині V_{C1} - V_{C2} (нормалізовані змінні x_1 - x_2). Періодичні коливання генеруються в цьому режимі при $E = 0,3117$ В. Квазіперіодичні коливання в генераторі, фазовий портрет якого в площині V_{C1} - V_{C2} поданий на рис. 6.13,б, зумовлені зміною напруги живлення до значення $E = 0,34$ В. Як видно на рис. 6.13,б, у квазіперіодичному режимі фазовий портрет складається з кількох атракторів (на рис. 6.13,б присутні 2 атрактора). Хаотичні коливання в генераторі, фазовий портрет якого в площині V_{C1} - V_{C2} показано на рис. 6.13,в, зумовлені зміною напруги живлення до значення $E = 0,388$ В. Як видно на рис. 6.13,в, у хаотичному режимі фазовий портрет складається з кількох атракторів (на рис. 6.13 наявні 3 атрактора) між якими постійно переміщується робоча точка. Робоча точка рухається від одного атрактора до іншого, що має багато траекторій. Осцилограми генерованих хаотичних напруг V_{C1} і V_{C2} показані на рис. 6.13 поряд з відповідними фазовими портретами. На рис. 6.14 показані амплітудно-частотні спектри генерованих хаотичних напруг V_{C1} та V_{C2} при $E = 0,388$ В.

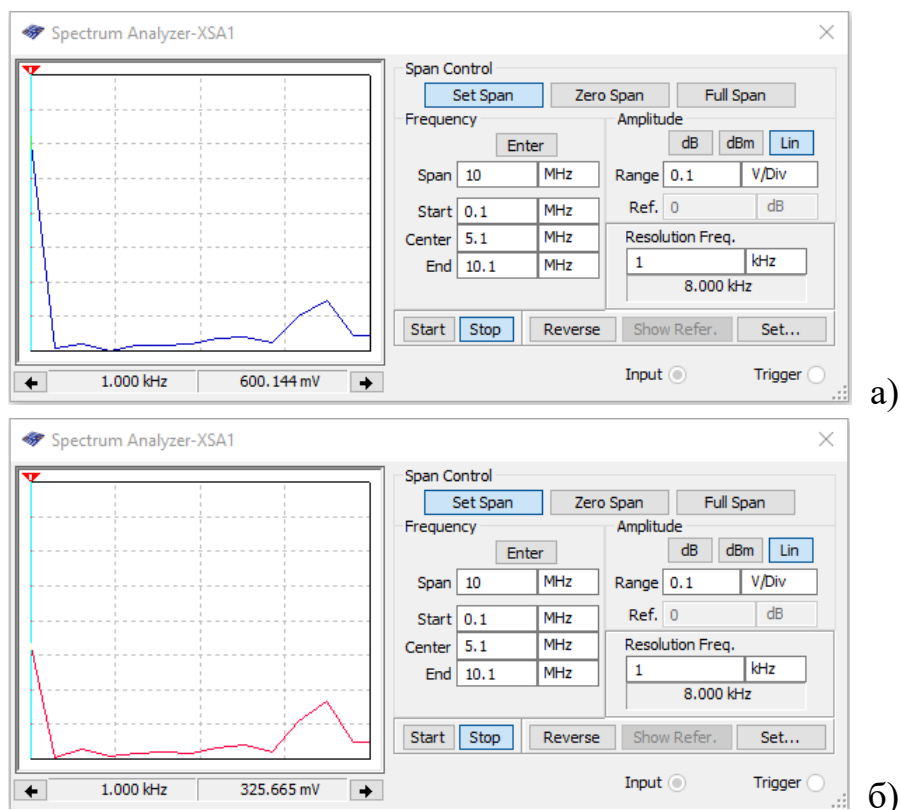


Рисунок 6.14 – Амплітудно-частотні спектри генерованих хаотичних напруг:

а) V_{C1} і б) V_{C2}

Із експериментально отриманих результатів (рис. 6.13, 6.14), випливає, що зміна значення напруги живлення ефективно впливає на формування динаміки коливань.

Для аналізу статистичних характеристик генерованих хаотичних імпульсів, використовувалось програмне середовище MATLAB 7.0.1. На рис. 6.15 приведені ансамблі хаотичних імпульсів V_{OUT2} і V_{OUT1} та гістограми функцій розподілу імовірності появи значень хаотичних напруг V_{OUT2} і V_{OUT1} [295].

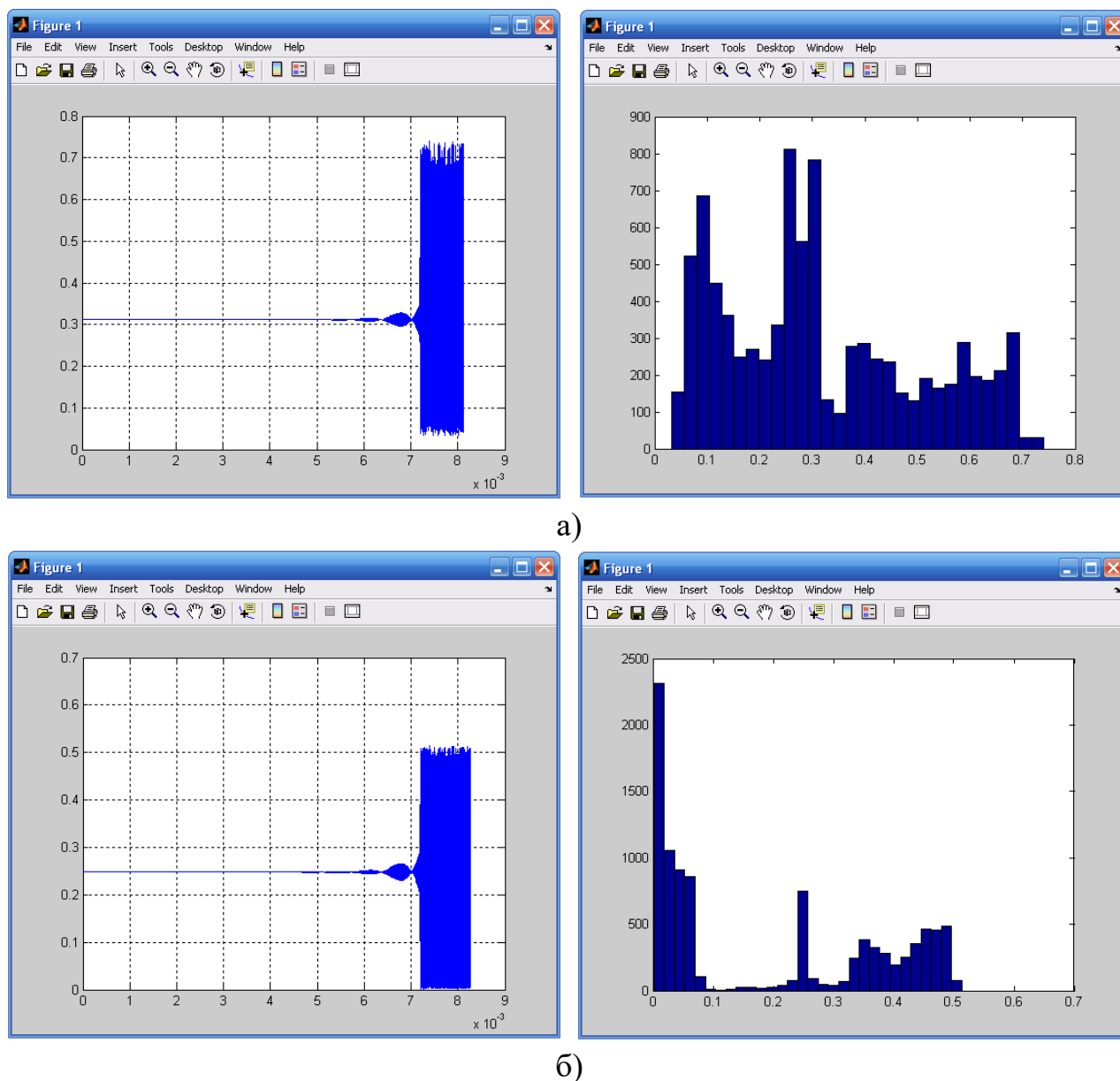


Рисунок 6.15 – Ансамблі хаотичних імпульсів (ліворуч) і гістограми функцій розподілу імовірності (праворуч) хаотичних напруг V_{OUT2} (а) і V_{OUT1} (б)

Для розширення функціональних режимів генератора Чуа, що базується на приладі з від'ємним диференційним опором із однополярним живленням, автором побудовано та досліджено генератор детермінованого хаосу на БТ-МДН транзисторній структурі з від'ємним диференційним опором, електрична схема якого приведена на рис. 6.16 [296]. На рис. 6.17,а наведена еквівалентна схема генератора, а на рис. 6.17,б подано сімейство статичних ВАХ БТ-МДН транзисторної структури.

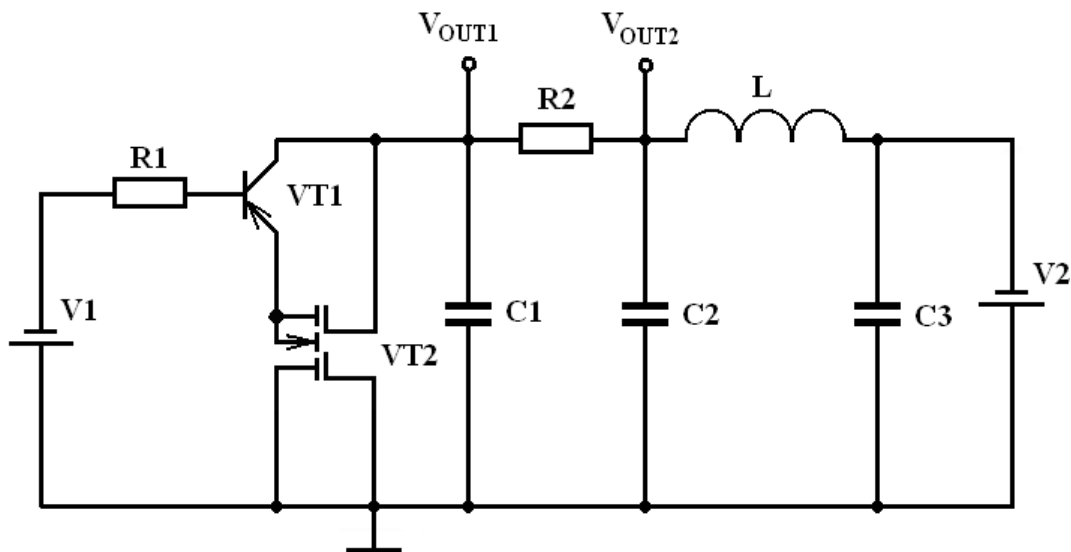


Рисунок 6.16 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу типу Чуа на основі БТ-МДН транзисторної структури з від'ємним диференційним опором

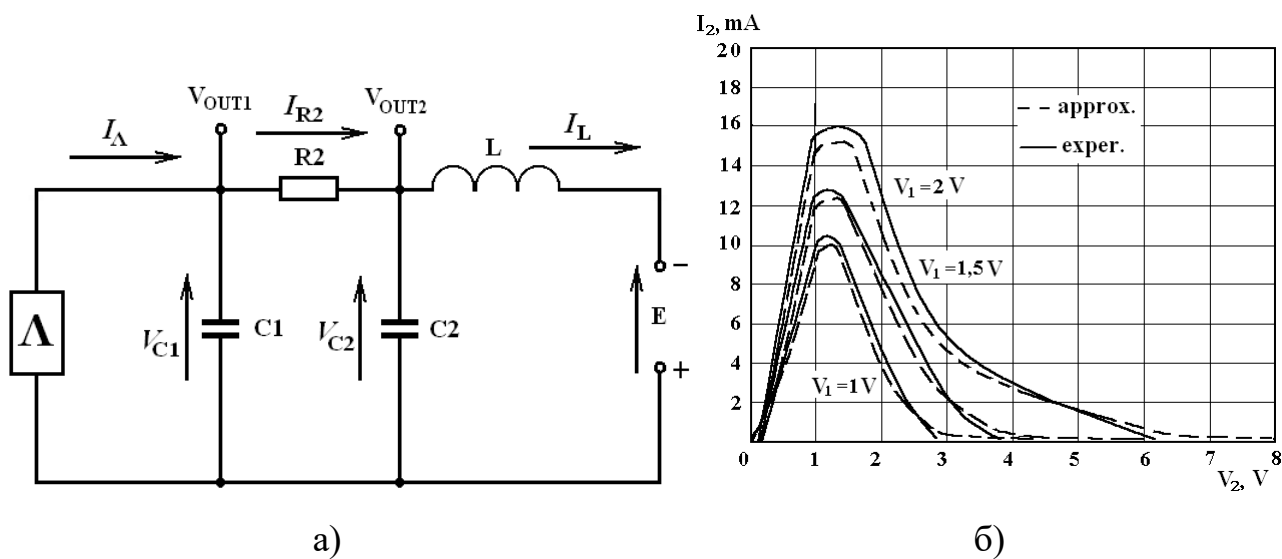


Рисунок 6.17 – Еквівалентна схема генератора детермінованого хаосу (а) та сімейство статичних ВАХ його активного елемента (б)

У [296] автором отримано результати дослідження схеми генератора (рис. 6.16) виготовленого з використанням таких елементів: VT1 – КТ363, VT2 – КП327, C1 = 3,3 нФ, C2 = 47 пФ, C3 = 2 мкФ, R1 = 560 Ом, R2 = 47 Ом, L = 120 мкГн. Автором було проведено розрахунки з використанням математичної моделі (6.11) з урахуванням (6.13) і (6.14). Як функцію апроксимації використано рівняння (4.23), графік якої поданий на рис. 4.42. Результати розрахунку режимів роботи проведено для трьох віток сімейства ВАХ з такими вихідними даними:

- 1) $V_1 = 1 \text{ В}$, $V_2 = 1,8 \text{ В}$, $V_m = 2,95 \text{ В}$, $I_m = 10,2 \text{ мА}$;
- 2) $V_1 = 1,5 \text{ В}$, $V_2 = 2,35 \text{ В}$, $V_T = 4,15 \text{ В}$, $I_m = 12,9 \text{ мА}$;
- 3) $V_1 = 2 \text{ В}$, $V_2 = 3 \text{ В}$, $V_m = 6,7 \text{ В}$, $I_m = 16 \text{ мА}$;
- 4) $V_1 = 3 \text{ В}$, $V_2 = 5,3 \text{ В}$, $V_m = 8 \text{ В}$, $I_m = 28 \text{ мА}$.

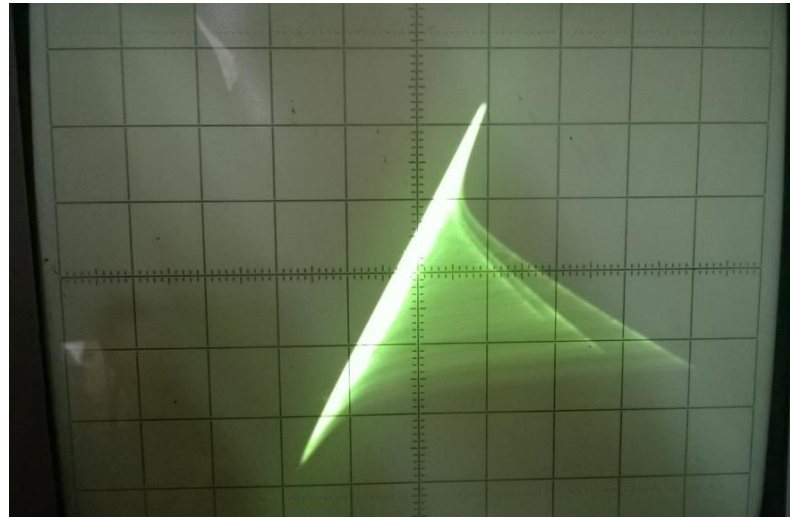
Також у [296] розраховані показники Ляпунова для динамічної системи (6.11), що генерували хаотичні коливання. Результати розрахунків зведені в табл. 6.2. Номери рядів (1) – (3) відповідають параметрам математичного моделювання, (4) відповідає параметрам $V_1 = 3 \text{ В}$, $V_2 = 5,3 \text{ В}$, $V_m = 8 \text{ В}$, $I_m = 28 \text{ мА}$. Як видно з табл. 6.2, в генераторі з'являються хаотичні коливання за умов (4). Атрактор має стійкий граничний цикл для випадків (1)–(3) у динамічній системі (6.11) з апроксимаційною функцією (4.23).

Таблиця 6.2 – Показники Ляпунова при різних параметрах системи (6.11) та функції апроксимації (4.23)

№	Показники Ляпунова		
	λ_1	λ_2	λ_3
1)	$2,2706943 \cdot 10^{-3}$	$-3,8588078 \cdot 10^{-2}$	$-6,1007960 \cdot 10^0$
2)	$5,6706707 \cdot 10^{-3}$	$-3,2217538 \cdot 10^{-2}$	$-5,6608733 \cdot 10^0$
3)	$2,1180886 \cdot 10^{-2}$	$-3,8754466 \cdot 10^{-2}$	$-3,5431766 \cdot 10^0$
4)	$5,0928706 \cdot 10^{-3}$	$-2,9654555 \cdot 10^{-2}$	$-1,3161188 \cdot 10^1$

Генератор детермінованого хаосу типу Чуа на основі БТ-МДН транзисторної структури з від'ємним диференційним опором працює в стаціонарному режимі

коливань осциляторного типу в широкому діапазоні напруг. Хаотичний режим має місце при нарузі джерела $V1 = 3,0$ В, $V2 = 5,3$ В. Отримані автором [296] результати експериментального дослідження мікроелектронного генератора на основі БТ-МДН транзисторної структури, приведені на рис. 6.18. Напруги на конденсаторах $C1$ і $C2$ (нормовані змінні x_2 і x_3) розглядалися як вихідні сигнали генератора.



а)



б)

Рисунок 6.18 – Експериментальні результати дослідження генератора типу Чуа на основі БТ-МДН транзисторної структури з від’ємним диференційним опором: фазовий портрет (а), осцилограма та амплітудно-частотний спектр хаотичної напруги (б)

6.3 Розроблення генератора детермінованого хаосу на основі реактивних властивостей біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором

Сучасним напрямком створення радіосистем є застосування мікрохвильового діапазону [297]. Для збудження незатухаючих у часі радіочастотних коливань із заданими параметрами та характеристиками застосовують мікроелектронні генератори. Тому створення мікроелектронних радіочастотних генераторів є актуальною науково-технічною задачею [97]. Існують два основні види мікроелектронних генераторів: 1) на основі транзисторних підсилювальних каскадів із колом додатного зворотного зв'язку [298, 299]; 2) на основі приладів із від'ємним диференційним опором [300]. Із збільшенням частоти генерації зменшуються розміри конструкцій генераторів і передавальних антен [301]. Тому широкого поширення набули антени-автогенератори, які конструктивно інтегрують генератор із антеною [302, 303].

Перспективним напрямком побудови генераторів є застосування транзисторних структур із від'ємним диференційним опором [304]. Такі транзисторні структури мають сімейства вольт-амперних характеристик, параметри яких змінюються в залежності від величини напруги живлення та керування [305]. У сучасних телекомунікаційних системах широке поширення отримали генератори детермінованого хаосу, які функціонально та конструктивно з'єднані з передавальною антеною [32]. Практичним завданням є розробка та чисельне дослідження радіочастотного генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором та його робота на симетричну вібраторну антену.

Відомий цілий клас мікроелектронних генераторів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором [39]. Вони отримали широке застосування як сенсори фізичних величин із частотним поданням інформації [40]. Різні схемні рішення транзисторних структур зумовлюють їхні реактивні властивості в діапазоні радіочастот. Автором в роботах [39, 40] запропоновано та досліджено UHF генератори на базі НЕМТ структур. Усі попередні теоретичні та експериментальні дослідження таких генераторів проведено для випадку осциляторного або

релаксаційного режимів. У той же час хаотична динаміка таких генераторів мало досліджена.

На рис. 6.19 приведена електрична схема, розроблена автором у [273], генератора на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором у Multisim 10.1. Номінали радіокомпонентів обрано таким чином: 1) щоб забезпечити максимальну протяжність спадної ділянки ВАХ (рис. 6.20); 2) щоб забезпечити широку зміну еквівалентної ємності транзисторної структури (рис. 6.21, рис. 6.22) [43]. Приведені на рис. 6.20 – рис. 6.22 графіки побудовані з використанням пакета програм Micro-Cap 9.0.

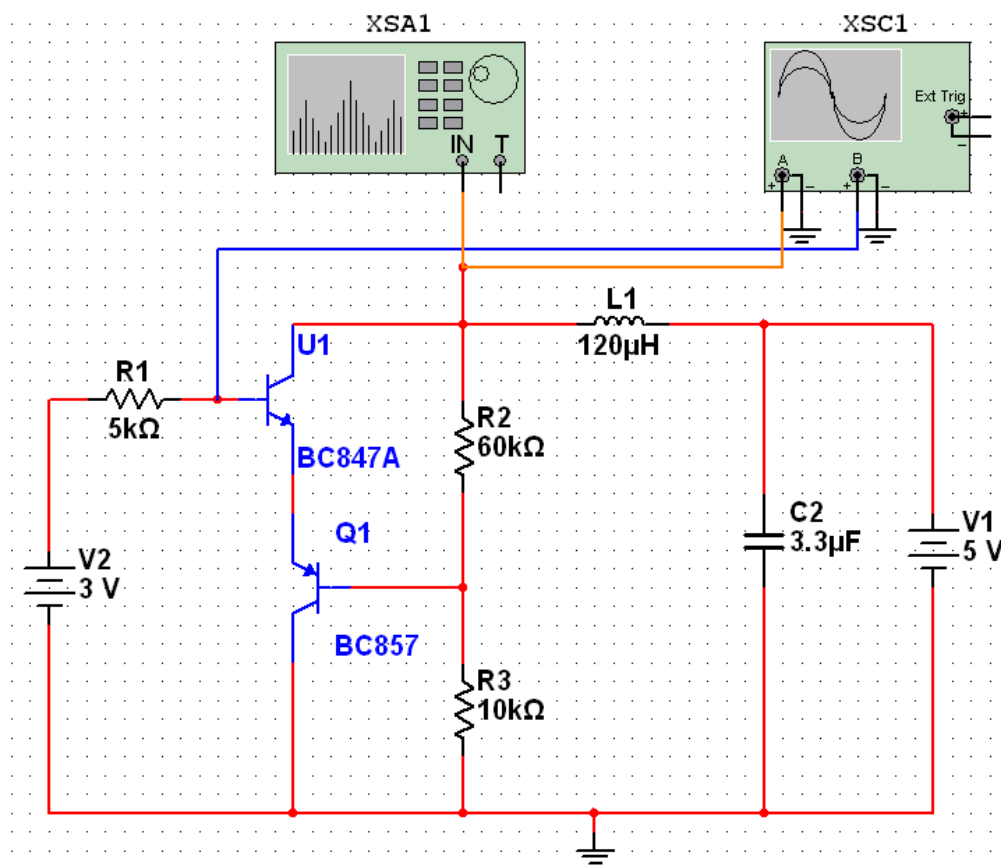


Рисунок 6.19 – Електрична схема хаотичного генератора з вимірювальним обладнанням у Multisim 10.1

Генерована напруга знімається з колектора транзистора U1. В цьому випадку хаотична динаміка контролюється зміною напруги джерел V1 і V2. При підм'якненні вібраторної антени потрібно враховувати внесений нею активний та реактивний опори до коливного контуру генератора. На рис. 6.23 наведені фазові портрети хаотичних коливань, що відповідають різним хвильовим опорам вібраторної антени [273].

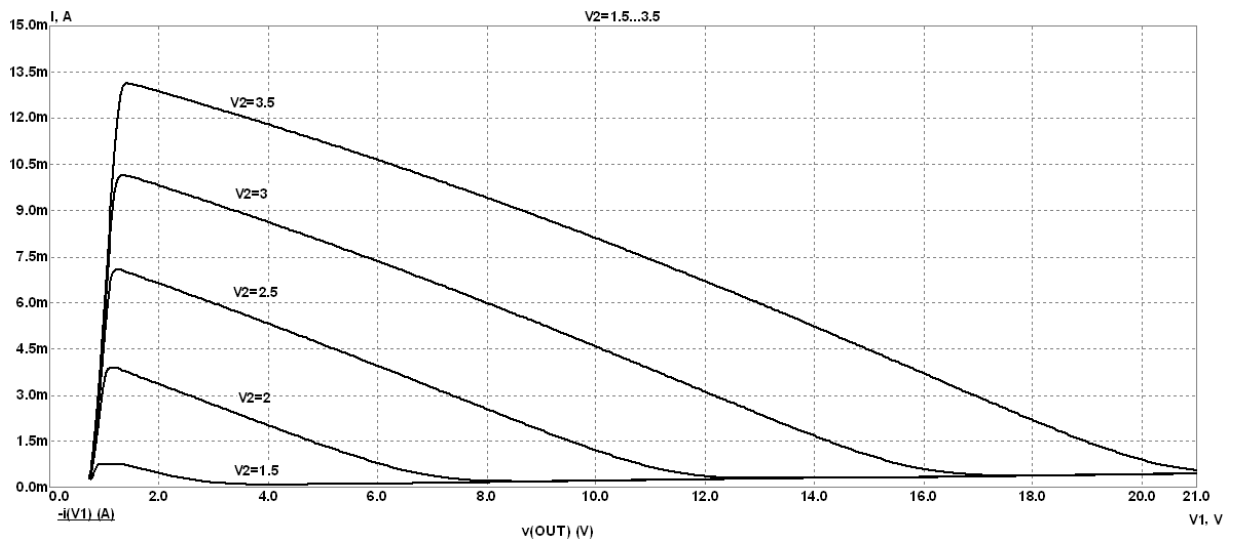


Рисунок 6.20 – Статична ВАХ біполярної транзисторної структури

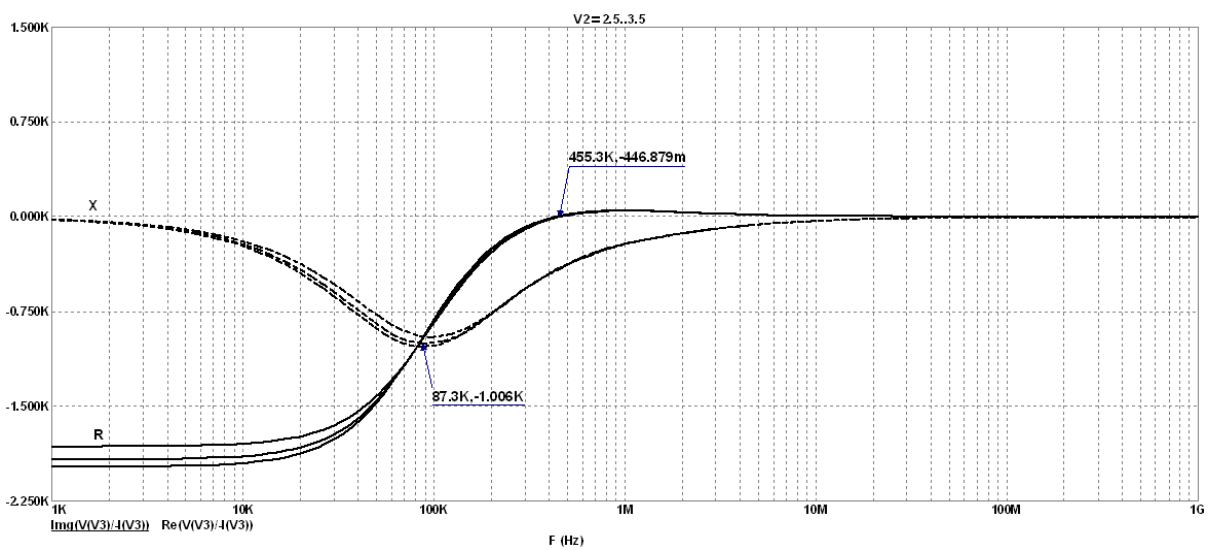


Рисунок 6.21 – Частотна залежність активної та реактивної складових повного опору біполярної транзисторної структури

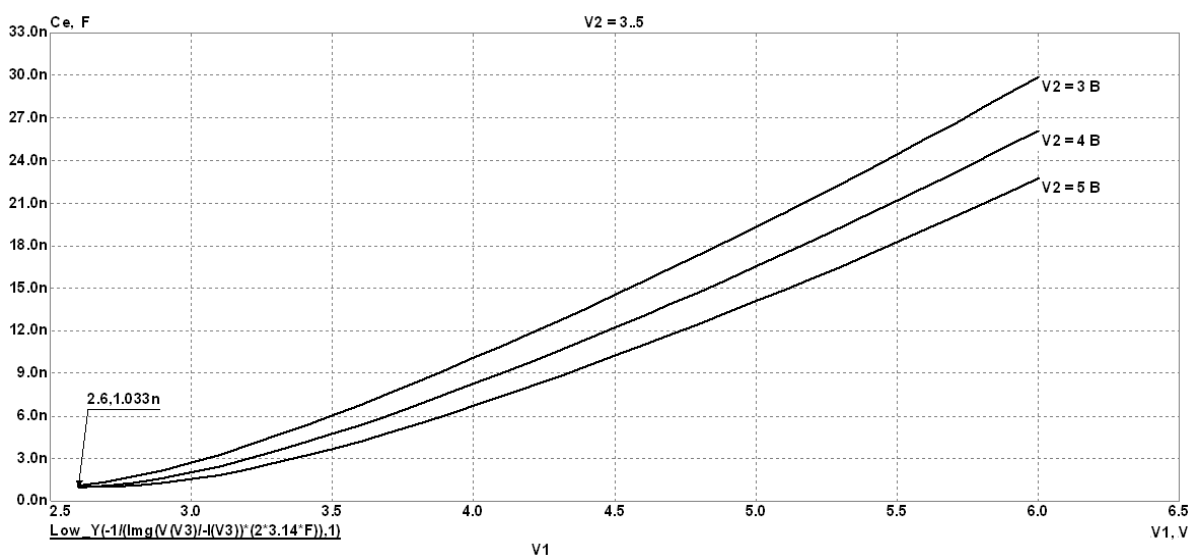
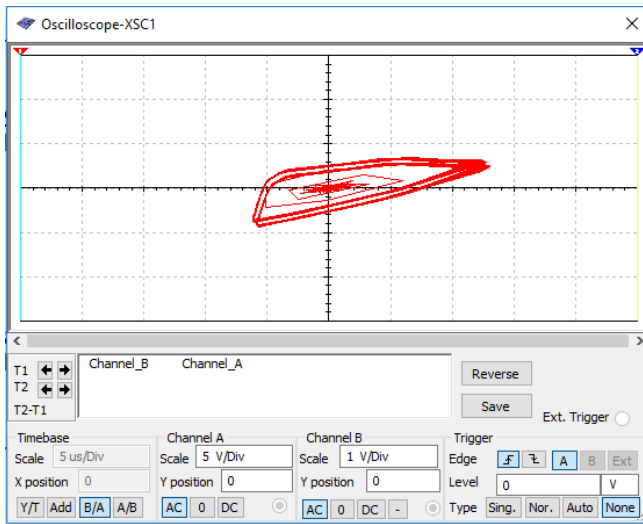
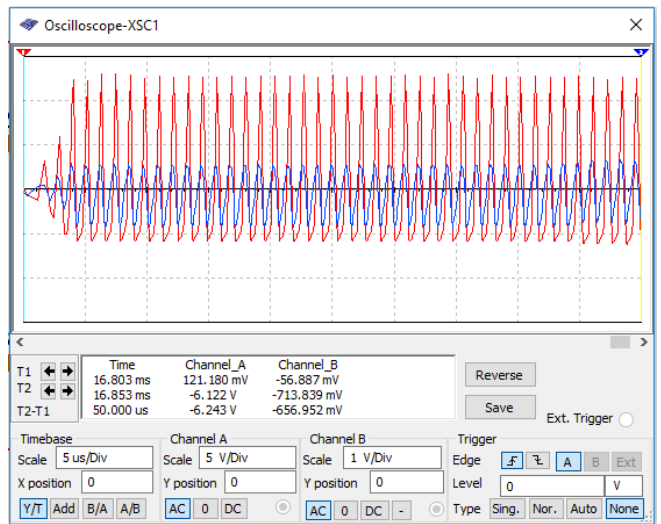


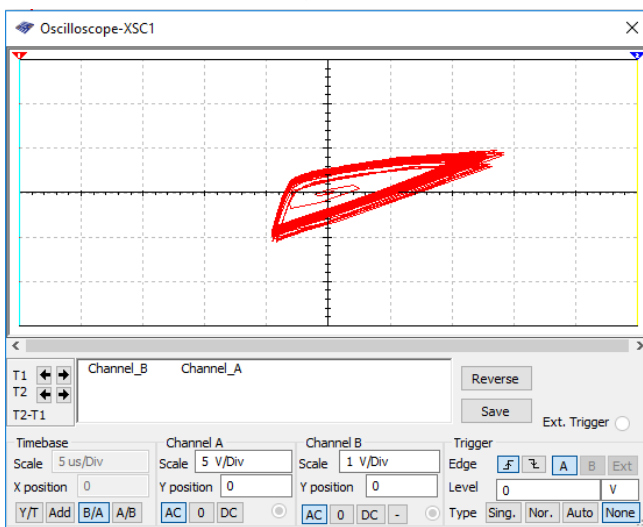
Рисунок 6.22 – Залежність еквівалентної ємності біполярної транзисторної структури від напруги V1 при різних значеннях напруги V2



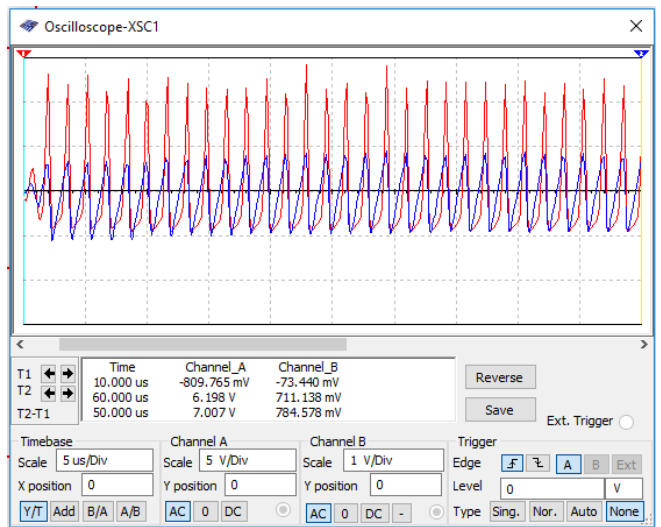
а)



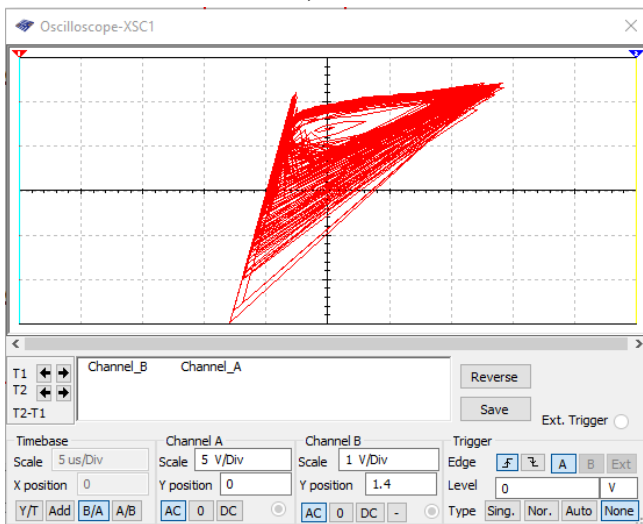
а)



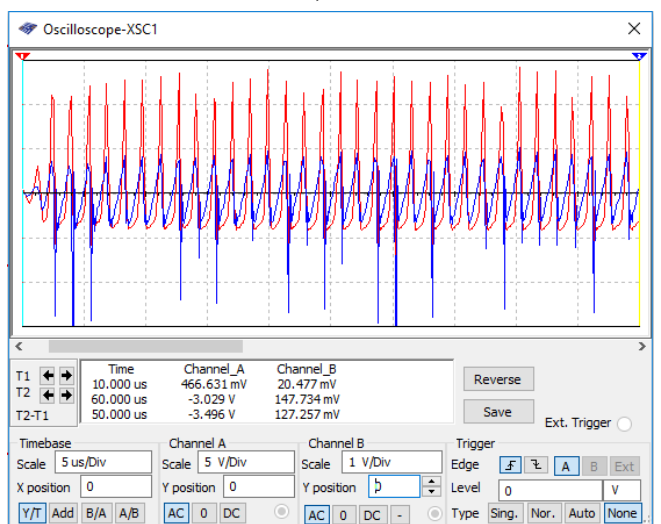
б)



б)



в)

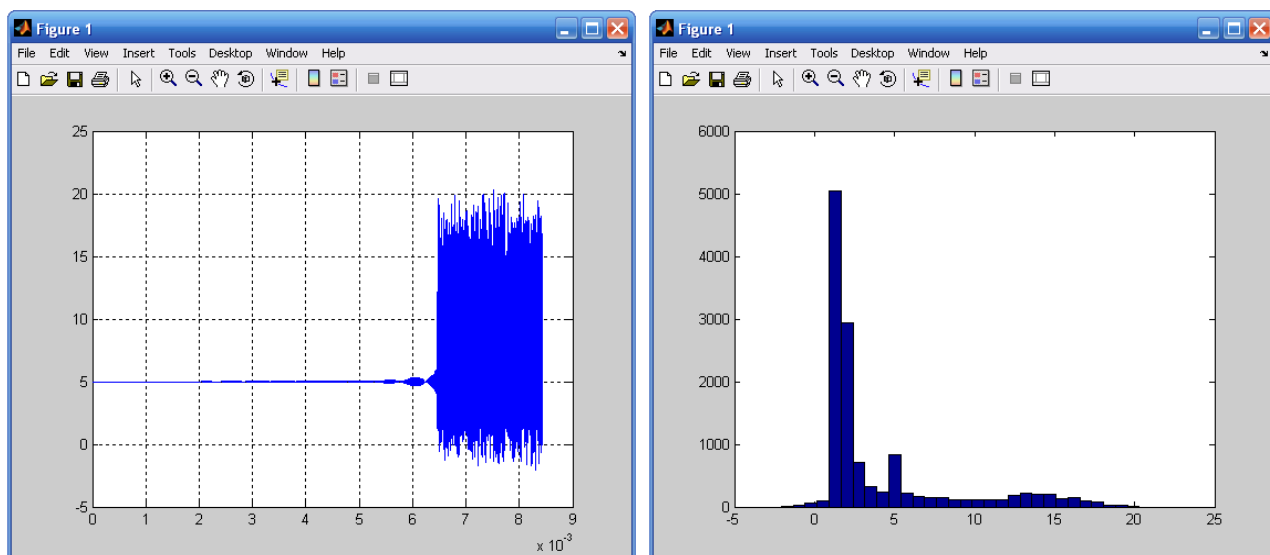


в)

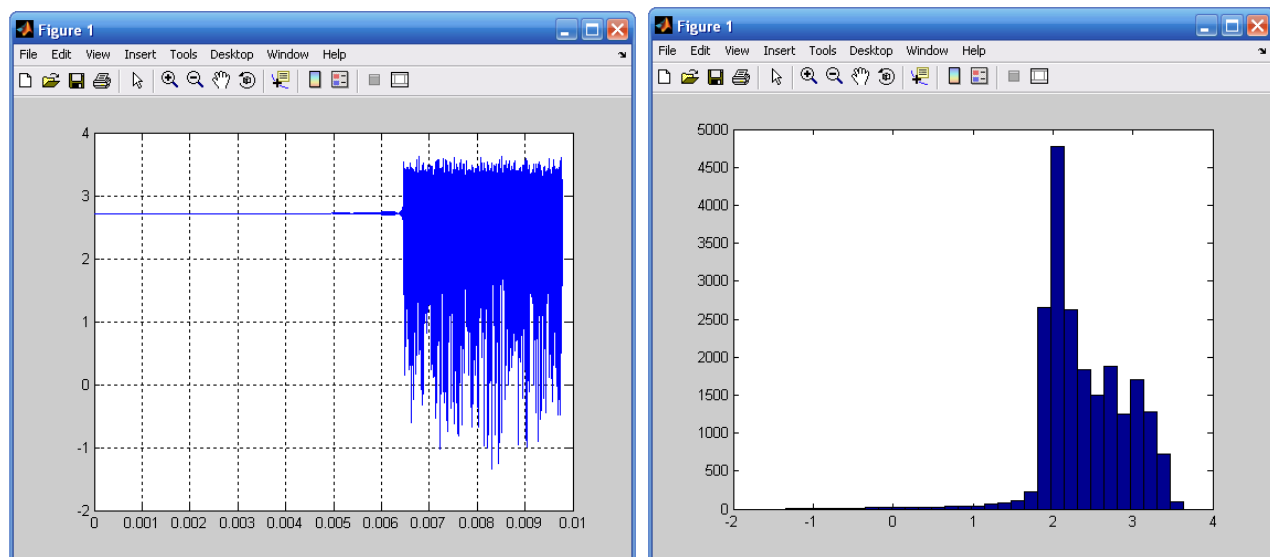
Рисунок 6.23 – Фазові портрети режимів квазігармонічного (а), багаточастотного (б) і хаотичного (в) роботи генератора

Рисунок 6.24 – Осцилограми імпульсів хаотичної напруги: на колекторі U1 (а), на базі U1 (б) та суміщена (в)

Для аналізу статистичних характеристик генерованих хаотичних імпульсів подальші обчислення здійснені в MATLAB 7.0.1. На рис. 6.25,а,б приведені часові діаграми хаотичних імпульсів, чисельні дані яких імпортовано з Multisim 10.1 до MATLAB 7.0.1. На рис. 6.25,а,б приведені отримані автором у [273] гістограми функції розподілу значень генерованих хаотичних імпульсів.



а)



б)

Рисунок 6.25 – Ансамблі генерованих хаотичних коливань за короткочасний період спостереження та гістограми функції розподілу імовірності: з колектора транзистора U1 (а) та з бази транзистора U1 (б)

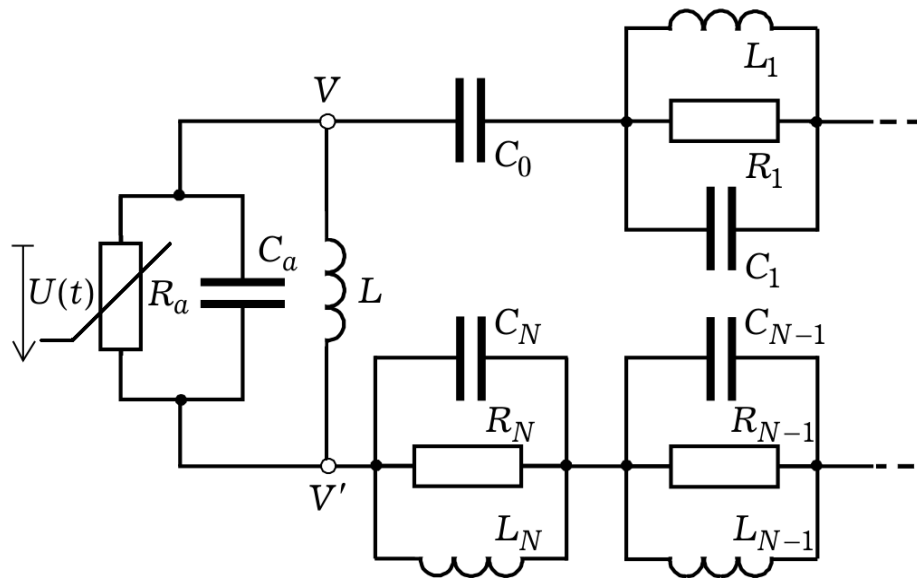


Рисунок 6.26 – Еквівалентна схема хаотичного генератора на основі біполярної ТСВО з симетричною вібраторною антеною

Як антена був використаний лінійний симетричний вібратор. Для опису параметрів і характеристик випромінювання потрібно розв’язати інтегральне рівняння Поклінгтона. В теорії антен відомі рівняння для випадку синусоїдального струму збудження симетричного вібратора. У разі хаотичних коливань (рис. 6.24) інтегральне рівняння Поклінгтона не має аналітичного розв’язку. У роботі для аналізу частотної залежності вхідного імпедансу симетричного вібратора застосований чисельний розв’язок рівняння Поклінгтона вигляду [306]

$$Z(j\omega) = \frac{k_0 \omega_1 Z_1}{j\omega} + \sum_{n=1}^N \frac{j\omega \omega_n Z_n}{\omega_n^2 - \omega^2 + j\omega \omega_n / Q_n}, \quad (6.15)$$

де Z_n , ω_n , Q_n – параметри послідовно ввімкнених модових резонаторів еквівалентної схеми антени (рис. 6.26) праворуч точок VV' [306]. Ліворуч точок VV' еквівалентна схема активного елементу генератора відповідає еквівалентній схемі одночастотного генератора (рис. 2.1), за умови збудження на основній частоті коливної контуру генератора.

Еквівалентній схемі на рис. 6.26 відповідає така система диференціальних рівнянь руху хаотичного генератора [306]:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 U_n}{dt^2} + \frac{\omega_n}{Q_n} \frac{dU_n}{dt} + \omega_n^2 &= \omega_n \rho_n \frac{dV}{dt}, \\ \frac{dU_0}{dt} &= k_o \omega_1 V, \\ \frac{dU}{dt} &= -k_a \omega_1 V - k_a \omega_1 Z_1 I_a(U), U = \sum_{n=0}^N U_n, \end{aligned} \quad (6.16)$$

де $U_n(t)$ – напруги на модових резонаторах, $I_a(U)$ – струм активного елементу генератора.

Система диференціальних рівнянь (6.16) розв'язується чисельними методами. У хаотичному режимі потрібно враховувати перші п'ять мод диполя ($N = 5$). Експериментальні дослідження показали значний вплив електричної довжини дипольних антен на генеровану динаміку коливань [273].

Основними перевагами запропонованого генератора хаосу є його простота та відповідність інтегрованим технологіям виробництва. До недоліків розглянутого генератора слід віднести велику тривалість (6,5 мс) для установлення стаціонарного режиму хаотичних коливань та суттєвий вплив довжини симетричної дипольної антени на динаміку коливань при безпосередньому підімкненні.

6.4 Розроблення генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором і ВАХ N-типу та результати його експериментальних досліджень

Усунути недоліки генератора детермінованого хаосу на основі реактивних властивостей біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором на рис. 6.19 можна шляхом зміни ємнісних властивостей реактивної складової повного вхідного опору біполярної транзисторної структури на рис. 6.19. Автором у [307] запропоновано змінити вигляд статичної ВАХ біполярної транзисторної структури за допомогою діодного ввімкнення додаткового біполярного транзистора, за рахунок чого змінено реактивні та нелінійні властивості на

вході біполярної транзисторної структури. Побудована автором у [307] електрична схема генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором і ВАХ N-типу приведена на рис. 6.27.

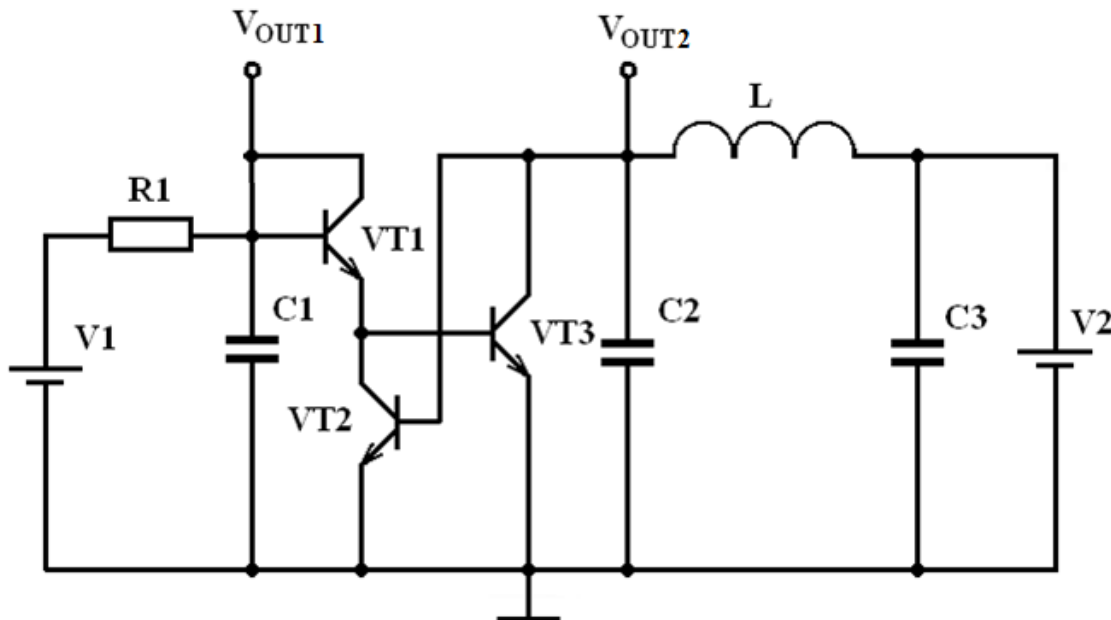


Рисунок 6.27 – Електрична схема генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором і ВАХ N-типу

У лабораторному макеті генератора використано такі радіокомпоненти: VT1–VT3 – біполярні транзистори, що є елементами мікросбірки CA3046, R1 – резистор з опором 1,5 кОм, конденсатори $C1 = 3,3$ нФ, $C2 = 6,8$ нФ, $C3 = 470$ нФ, котушка індуктивності $L = 400$ мкГн, V1–V2 – лабораторні джерела стабілізованої постійної напруги [307].

Генератор працює наступним чином. Статична вольт-амперна характеристика біполярної транзисторної структури має вигляд N-типу. При розташуванні робочої точки на спадній ділянці ВАХ на електродах колектор-емітер біполярного транзистору VT3 по змінному струму виникає від'ємний диференційний опір. Коливна система генератора має 3-й порядок і складається з двох конденсаторів C1 і C2 та котушки індуктивності L. Конденсатор C3 є блокувальним і призначений для запобігання проходження змінної складової струму крізь джерело пос-

тійної напруги V_2 . Резистор R_1 призначений для обмеження базового струму транзистора VT_1 . Умовою генерації електричних коливань є компенсація від'ємним диференційним опором транзисторної структури активного опору втрат коливної ланки генератора. Вихідна напруга знімається з конденсатору C_2 , що підключений до електродів колектора та емітера біполярного транзистору VT_3 .

Для експериментального дослідження статичної вольт-амперної характеристики біполярної транзисторної структури був зібраний лабораторний стенд, структурна схема якого подано на рис. 6.28.

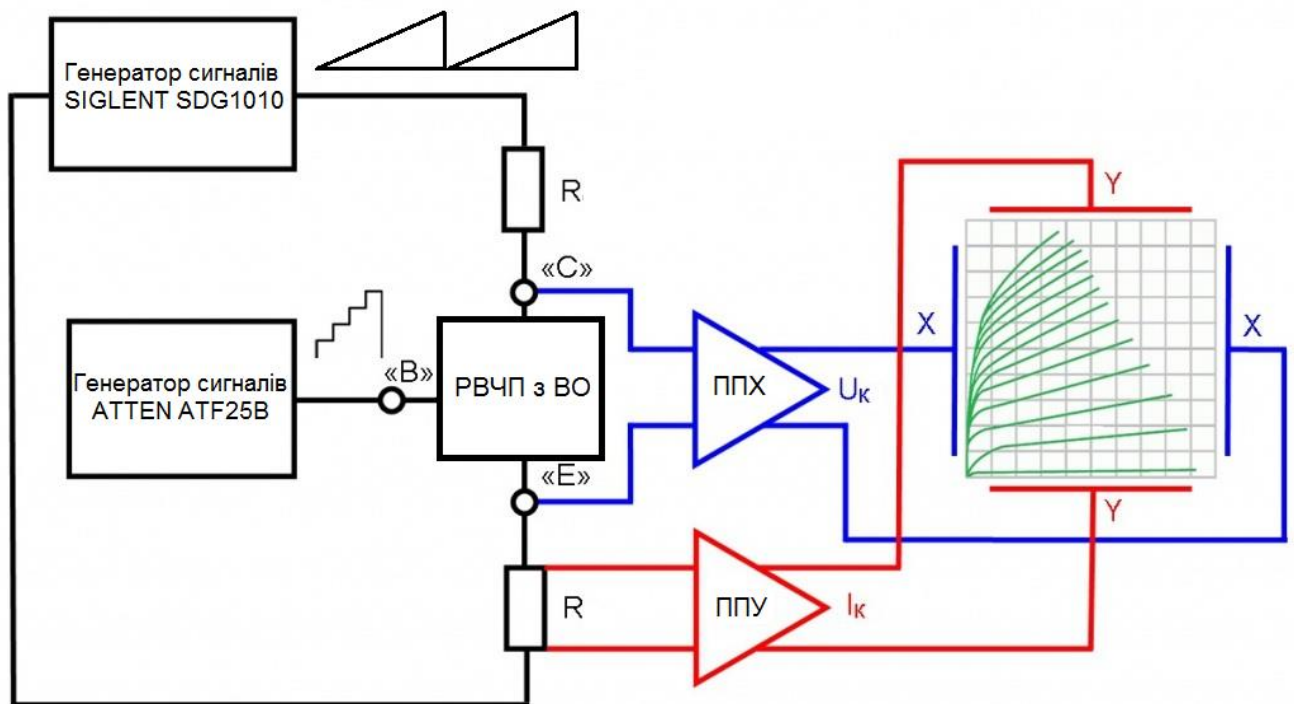


Рисунок 6.28 – Структурна схема лабораторного стенду для дослідження статичної ВАХ біполярної транзисторної структури

На рис. 6.29 наведено статичну ВАХ біполярної транзисторної структури, що експериментально отримана автором у [307]. Статична ВАХ біполярної транзисторної структури (рис. 6.29) має вигляд N-типу та має спадну ділянку з від'ємним диференційним опором, що характеризується високою крутизною.

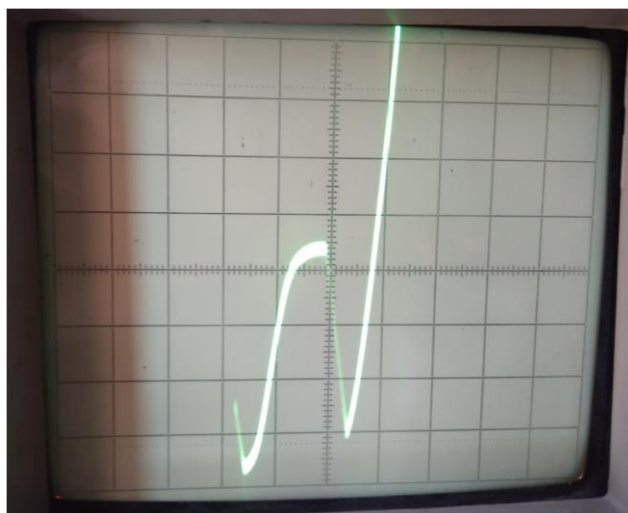
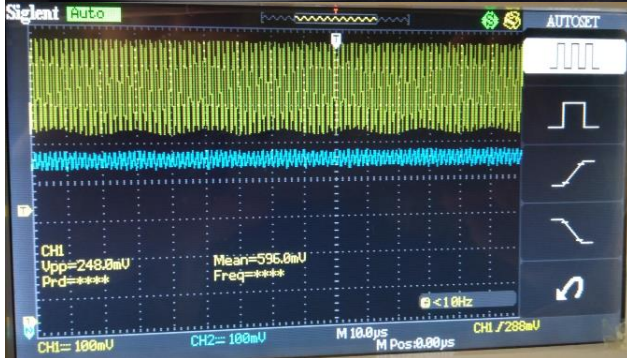
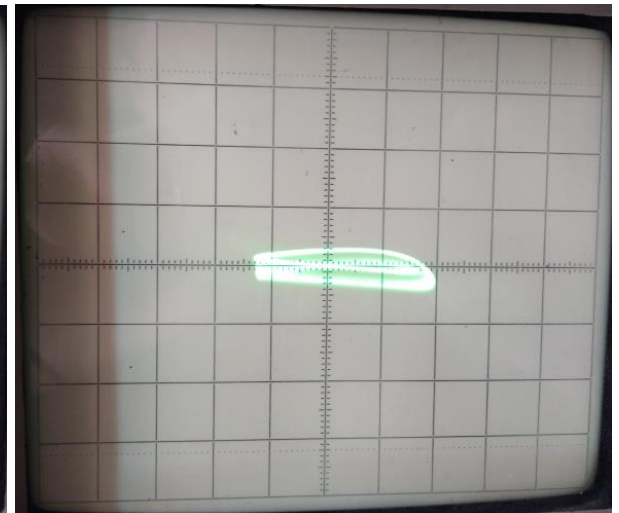
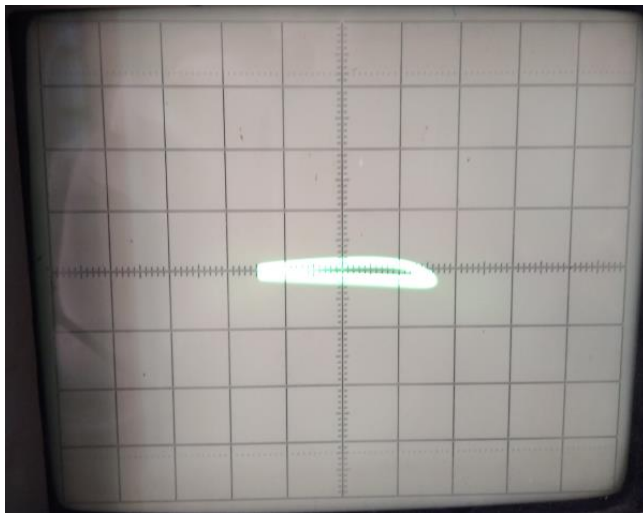


Рисунок 6.29 – Експериментально отримана статична ВАХ біполярної транзисторної структури

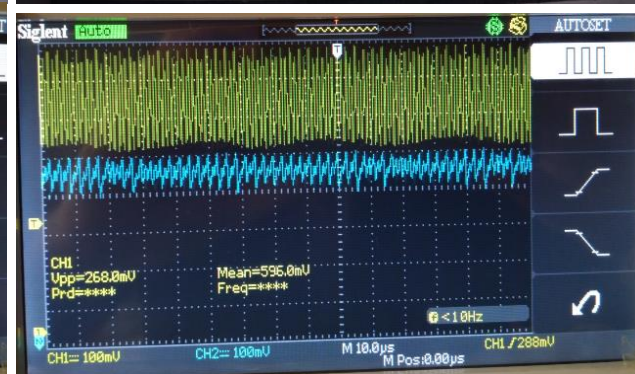
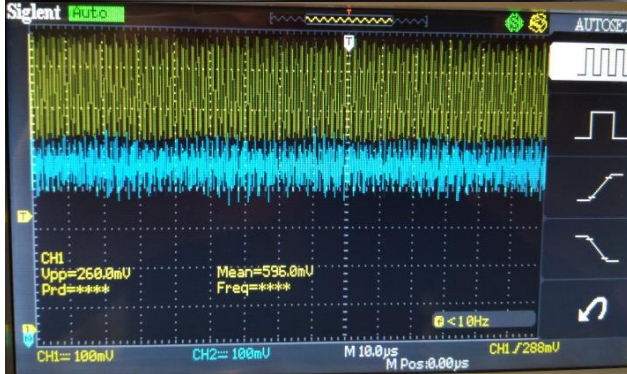
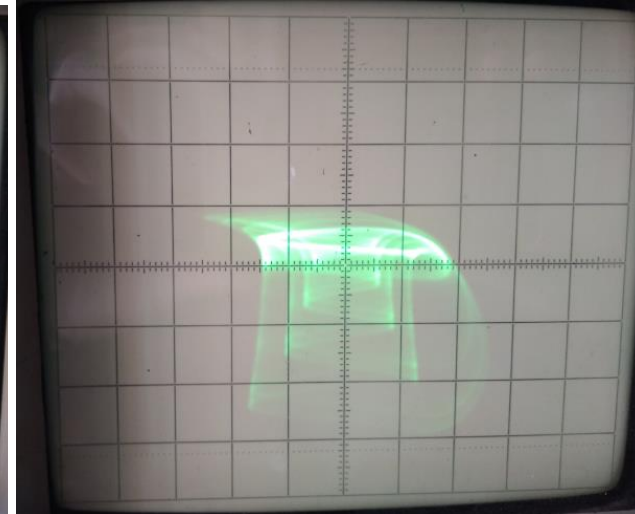
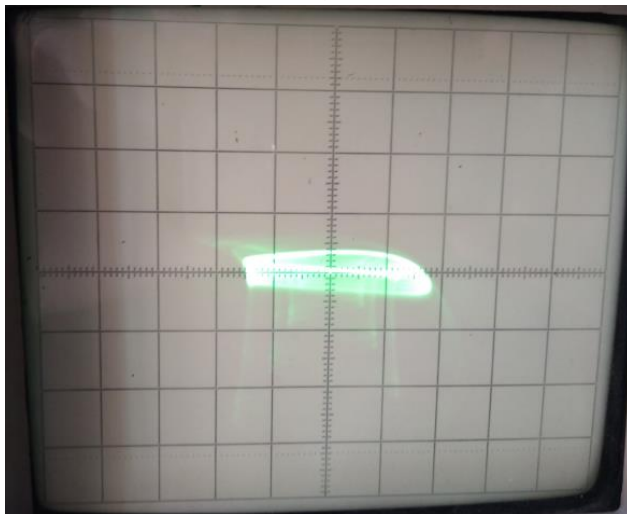
Автором у [307] проведені експериментальні дослідження осциляторного, хаотичного та релаксаційного режимів роботи генератора. Зміна режимів роботи генератора здійснюється зміною напруги джерела V_1 від 1,4 В до 1,55 В при фіксованій напрузі джерела V_2 , що дорівнює 0,6 В. Як вимірювальне обладнання були використанні: 1) Digital Storage Oscilloscope SDS 1022 DL для відображення часових діаграм генерованих напруг; 2) аналоговий двоканальний осцилограф С1-83 для відображення фазових портретів генератора. Автоколивна система генератора на рис. 6.27 має три динамічні змінні – це напруги конденсаторів C_1 і C_2 та струм котушки індуктивності L . В експерименті досліджено напруги конденсаторів C_1 і C_2 , що дає повну уяву про динамічні процеси в генераторі.

На рис. 6.30,а наведені фазові портрети генератора в релаксаційному режимі та часові діаграми генерованих напруг V_{C_1} і V_{C_2} . Релаксаційний режим генератора спостерігається при $V_1 = (1,4..1,42)$ В. Крок зміни напруги V_1 становить 0,01 В. При напрузі $V_1 = 1,43$ В спостерігається роздвоєння траєкторії фазового портрету генератора (рис. 6.30,б).



а)

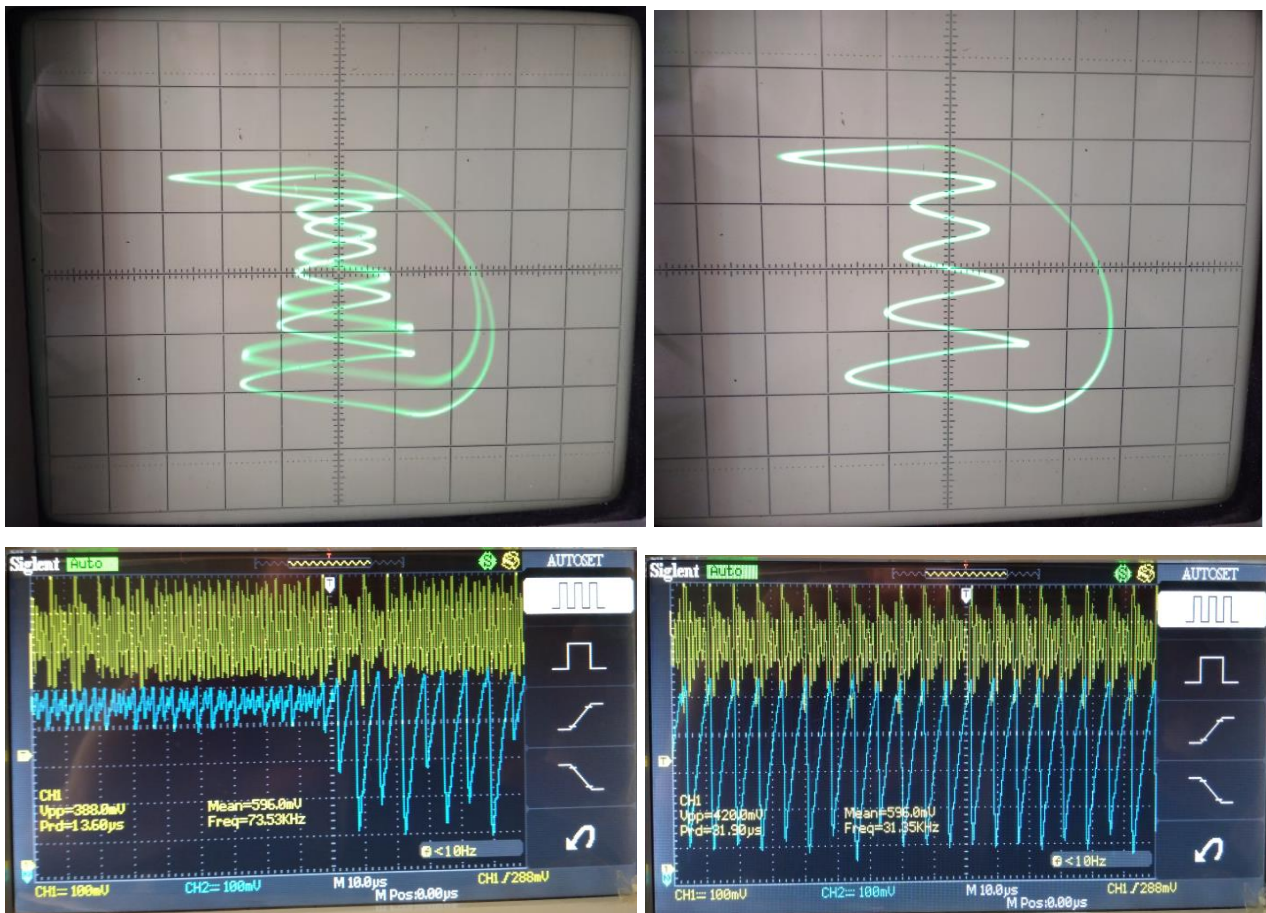
б)



в)

г)

Рисунок 6.30 – Результати експериментальних досліджень генератора (на осцилограмах напруга V_{C2} вгорі, а напруга V_{C1} внизу)



д)

е)

Рисунок 6.30 – Результати експериментальних досліджень генератора (Лист 2)

Перехід генератора до хаотичного режиму спостерігається при напрузі $V_1 = 1,44$ В. Фазовий портрет генератора при напрузі $V_1 = 1,44$ В у точці переходу та діаграми генерованих напруг V_{C1} і V_{C2} показані на рис. 6.30,в. Стабільний режим розвинутого хаосу спостерігається при подальшому підвищенні напруги V_1 в діапазоні $1,45 \dots 1,52$ В. На рис. 6.30,г зображено фазовий портрет генератора у режимі розвинутого хаосу та часові діаграми хаотичних напруг V_{C1} та V_{C2} .

Стабільний режим релаксаційних коливань відбувається, при збільшенні напруги V_1 в діапазоні $1,52 \dots 1,55$ В. На рис. 6.30,д поданий фазовий портрет генератора та часові діаграми напруг V_{C1} та V_{C2} у точці переходу з хаотичного режиму до релаксаційного. Фазовий портрет генератора та часові діаграми напруг V_{C1} та V_{C2} у режимі стійких релаксаційних коливань при напругах V_1 більших за $1,55$ В приведений на рис. 6.30,е.

Висновки до 6-го розділу

1. Розроблено електричну схему генератора детермінованого хаосу за методом Чуа на основі МДН транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором і ВАХ з кубічною нелінійністю. Отримано результати математичного моделювання динамічних процесів у режимі розвинутого хаосу з атрактором типу «подвійний завиток». Здійснено розрахунок інформаційних і статистичних параметрів генерованих хаотичних сигналів, які показують, що такий генератор має найкращі інформаційні властивості в порівнянні з іншими. Широка динаміка генерованих хаотичних коливань забезпечена формою ВАХ МДН транзисторної структури та симетричною схемою живлення.

2. Виконано теоретичне та практичне дослідження радіочастотних генераторів, побудованих за методом Чуа, на основі приладів з від'ємним диференціальним опором – тунельного діода та біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором. На основі математичної моделі генератора Чуа була запропонована математична модель радіочастотного генератора на тунельному діоді, яка відрізняється апроксимаційної функції $f(x)$ (6.12), що застосовується в математичній моделі Кияшко-Піковського-Рабіновича. Експериментально визначено, що генератор працює стабільно в режимах гармонічних та періодичних коливань. При зміні напруги та параметрів елементів, у генераторі появляються випадкові та хаотичні коливання. Експериментальні дослідження не виявили повністю розвинутого режиму хаосу з атрактором типу «подвійний завиток» у генераторі. Отримано графіки гістограми для функцій розподілу імовірності хаотичних коливань V_{OUT1} і V_{OUT2} , які відрізняються від нормальних розподілів, що підтверджує існування хаотичного коливання в генераторі не зумовленого білим шумом. Ефективне управління динамікою коливань в генераторі здійснюється зі зміною напруги живлення в діапазоні 0,3..0,34 В або зі зміною значення опору резистора R в діапазоні 10,2..12,0 Ом.

3. Вперше виявлено та досліджено явище детермінованого хаосу з керуванням напругою динамікою генерованих коливань в базовій схемі мікроелектрон-

ного генератора на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором, у якій, на відміну від відомих, забезпечено широкий діапазон зміни параметрів генерованих періодичних і хаотичних коливань, а також режим розвинутого хаосу. Встановлено, що автоколивна система такого генератора має третій порядок, що зумовлено реактивними властивостями ємнісного ефекту вхідного опору біполярної транзисторної структури. За рахунок великої інерційності перенесення повного заряду трьох р-п переходів (двох емітерних і одного колекторного) явище виникнення хаотичних коливань спостерігається на низьких частотах.

4. Побудовано новий малопотужний генератор детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором і ВАХ N-типу та отримано результати його експериментальних досліджень. За рахунок використання нелінійних і реактивних властивостей біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором і ВАХ N-типу забезпечено електричне керування осциляторним, хаотичним і релаксаційним режимами в широкому діапазоні напруг живлення.

5. Основні наукові та практичні результати розділу опубліковані в роботах [95, 295, 296, 307].

РОЗДІЛ 7

РОЗРОБЛЕННЯ НЕАВТОНОМНИХ ПРИСТРОЇВ ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ З РЕГУЛЯРНОЮ ДИНАМІКОЮ НА ОСНОВІ НЕЛІНІЙНИХ І РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

7.1 Розроблення радіотехнічних пристроїв формування сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором

Для побудови радіотехнічних пристроїв формування сигналів з регулярною динамікою широке поширення отримали напівпровідникові прилади з від'ємним диференційним опором та їх транзисторні схемотехнічні аналоги [308, 309]. Це зумовлено тим, що такі пристрої мають нелінійну вольт-амперну характеристику складної форми [40]. На практиці радіотехнічні пристрої з від'ємним диференційним опором мають складну неперіодичну і хаотичну поведінку [151]. При поданні зовнішнього синусоїдального сигналу в таких пристроях виникає складна динаміка коливань, спостерігаються біфуркації, що зумовлюють подвоєння та потроєння періодів коливань [151, 152]. Тому дослідження динаміки електричних коливань у радіотехнічних пристроях з від'ємним диференційним опором є актуальною науково-технічною задачею.

На практиці для побудови радіотехнічних пристроїв перетворення спектрального складу аналогових сигналів застосовують транзисторні структури з ВАХ Λ -, N - або S - типів [39, 308, 309], на основі диференційних каскадів [167] або каскодних схем [107]. Динаміка електричних коливань і режими роботи таких радіотехнічних пристроїв не залежать від типу транзисторів і визначаються нелінійними та динамічними властивостями статичних вольт-амперних характеристик (ВАХ) та коливної системи відповідно [151, 152]. Переважна більшість результатів досліджень радіотехнічних пристроїв на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором отримані для випадку періодичної динаміки

електричних коливань осциляторного або релаксаційного типів [39, 308, 309, 107]. Нелінійним та хаотичним режимам роботи таких пристроїв приділено менше уваги [151, 152, 167]. Тому розвиток теорії нелінійних властивостей і режимів роботи радіотехнічних пристроїв на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором із різними геометричними формами статичних ВАХ є невирішеними задачами.

Еквівалентна схема радіотехнічного пристрою на основі транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором з ВАХ Λ -типу подана на рис. 7.1 [151]. Основними елементами схеми є двохелектродна транзисторна структура з від'ємним диференціальним опором та послідовний коливний контур [151, 152].

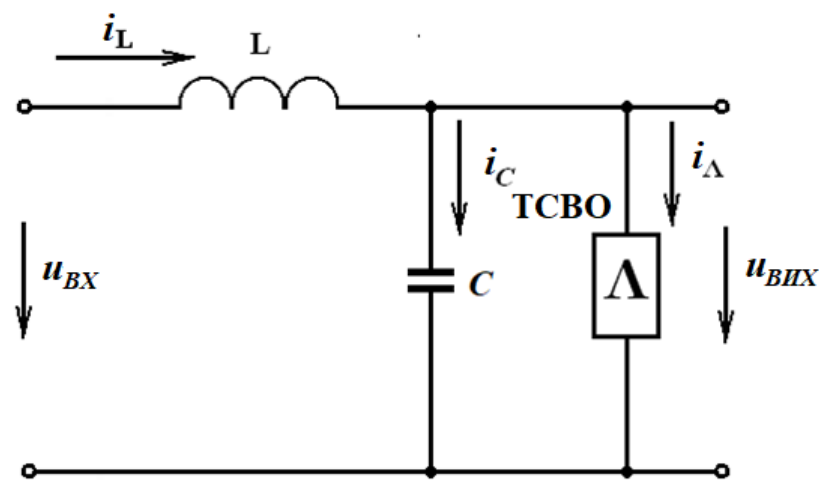


Рисунок 7.1 – Еквівалентна схема радіотехнічного пристрою на основі транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором з ВАХ Λ -типу [151]

Нелінійна динаміка коливань у радіотехнічному пристрої залежить від геометричної форми ВАХ транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором. Для апроксимації статичних ВАХ у фізичних величинах (напруга і струм) застосовують функції гіперболічного тангенсу, що запропоновані автором [39, 40]. У п. 5.2 автором запропоновано апроксимацію ВАХ (5.22) у безрозмірних змінних, що нормовані до напруг і струмів геометричних точок реальної ВАХ вигнутих вгору [269, 270] біполярних транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором (рис. 5.5).

Система рівнянь Кірхгофа для електричного кола на рис. 7.1 має вигляд [151]

$$\begin{cases} \frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - i_{TCBO}) = \frac{1}{C}[i_L - G(u_C)], \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(u_{BX} - u_C). \end{cases} \quad (7.1)$$

де вхідна напруга дорівнює [151, 152]:

$$u_{BX} = U_0 + U_m \sin(\omega_{BX} t), \quad (7.2)$$

де U_0 – напруга зміщення, для встановлення робочої точки на спадній ділянці ВАХ; U_m , ω_{BX} – амплітуда та кругова частота зовнішньої синусоїдальної дії відповідно.

У нормованих змінних система рівнянь (7.1) має вигляд [151]:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{\varepsilon}[x_2 - f(x_1)], \\ \frac{dx_2}{dt} = \varepsilon[\Gamma + \nu \cdot \sin(\omega t) - x_1]. \end{cases} \quad (7.3)$$

де нормовані змінні і коефіцієнти системи визначаються наступним чином [151]

$$\begin{aligned} x_1 = \frac{u_C}{E_M}, \quad x_2 = \frac{i_L}{I_M}, \quad T = \frac{t}{\sqrt{LC}}, \quad \omega = \omega_{BX} \sqrt{LC}, \\ \Gamma = \frac{U_0}{V_M}, \quad \nu = \frac{U_m}{V_M}, \quad \varepsilon = \frac{V_M/I_M}{\sqrt{L/C}}, \end{aligned} \quad (7.4)$$

V_M, I_M – координати точки максимуму струму та напруги на графіку ВАХ транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором [69].

У роботі [270] автором отримано результати математичного моделювання неавтономного радіотехнічного пристрою на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором у різних режимах роботи. Як варіант, за основу обрано форму ВАХ транзисторної структури при $n = 3$ (рис. 5.5, в). Математичне моделювання пристрою здійснено для таких режимів:

1) Режим підсилення при коефіцієнтах (7.4) динамічної системи (7.3): $\varepsilon = 2$, $\Gamma = 0,85$, $\nu = 0,05$, $\omega = 1,0$. Результати моделювання на рис. 7.2;

2) Режим ділення частоти на 2 при коефіцієнтах (7.4) динамічної системи (7.3): $\varepsilon = 2$, $\Gamma = 0,2$, $\nu = 0,2$, $\omega = 2,0$. Результати моделювання на рис. 7.3;

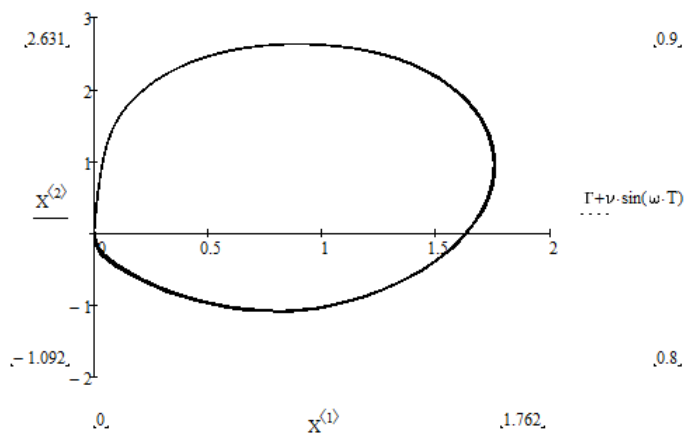
3) Режим ділення частоти на 3 при коефіцієнтах (7.4) динамічної системи (7.3): $\varepsilon = 2$, $\Gamma = 0,14$, $\nu = 0,14$, $\omega = 3,0$. Результати моделювання на рис. 7.4;

4) Режим ділення частоти на 10 при коефіцієнтах (7.4) динамічної системи (7.3): $\varepsilon = 2$, $\Gamma = 0,2$, $\nu = 0,05$, $\omega = 10,0$. Результати моделювання на рис. 7.5;

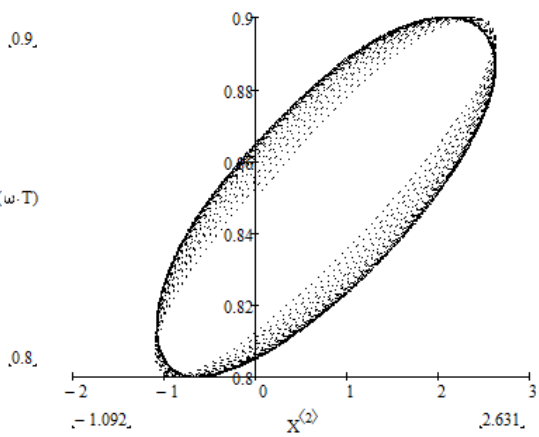
5) Режим амплітудної модуляції при коефіцієнтах (7.4) динамічної системи (7.3): $\varepsilon = 2$, $\Gamma = 0,5$, $\nu = 0,2$, $\omega = 2,0$. Результати моделювання на рис. 7.6.

Режимами роботи та параметрами електричних коливань можна ефективно керувати шляхом зміни положення робочої точки на спадній ділянці статичної ВАХ, а також величиною амплітуди та частоти вхідного синусоїдального сигналу. Модельні дослідження показали стійку роботу радіотехнічного пристрою в зазначених режимах.

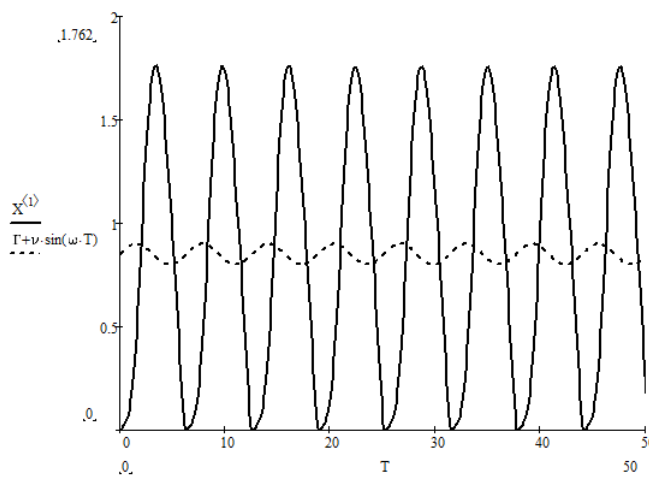
Класичними приладами з від'ємним диференційним опором і ВАХ Λ -типу є лямбда-діоди і лямбда-транзистори. Такі прилади побудовані на основі польових транзисторів. Для апроксимації їх статичних ВАХ застосовують рівняння з використанням функції гіперболічного тангенсу. У роботі [96] автором отримано результати математичного моделювання подільника частоти у різних режимах роботи. Як варіант, за основу обрано класичну форму ВАХ лямбда-діода, що апроксимована рівнянням (5.22) при $n = 2$ (рис. 5.4,б).



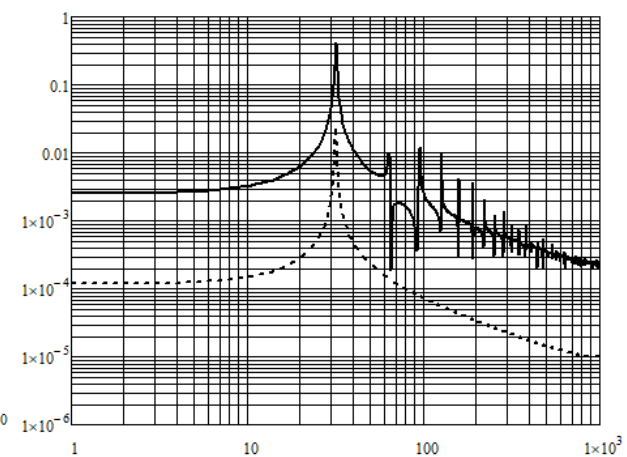
а)



б)



в)



г)

Рисунок 7.2 – Результати математичного моделювання режиму підсилення: фазовий портрет (а), фігура Ліссажу (б), часова діаграма нормованих вхідної та вихідної напруги (в), амплітудно-частотний спектр нормованих вхідної та вихідної напруги (г)

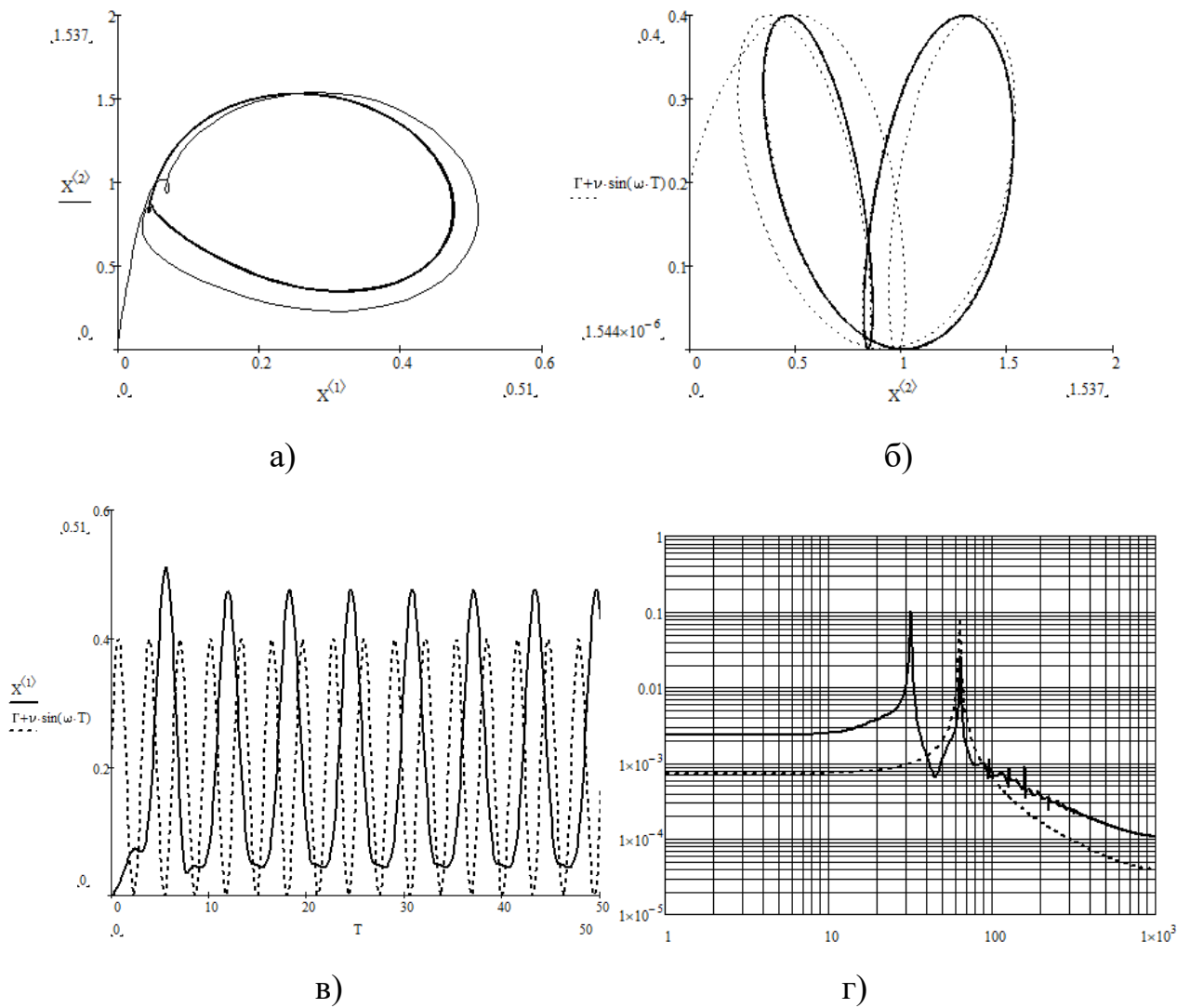


Рисунок 7.3 – Результати математичного моделювання режиму ділення частоти на 2: фазовий портрет (а), фігура Ліссажу (б), часова діаграма нормованих вхідної та вихідної напруги (в), амплітудно-частотний спектр нормованих вхідної та вихідної напруги (г)

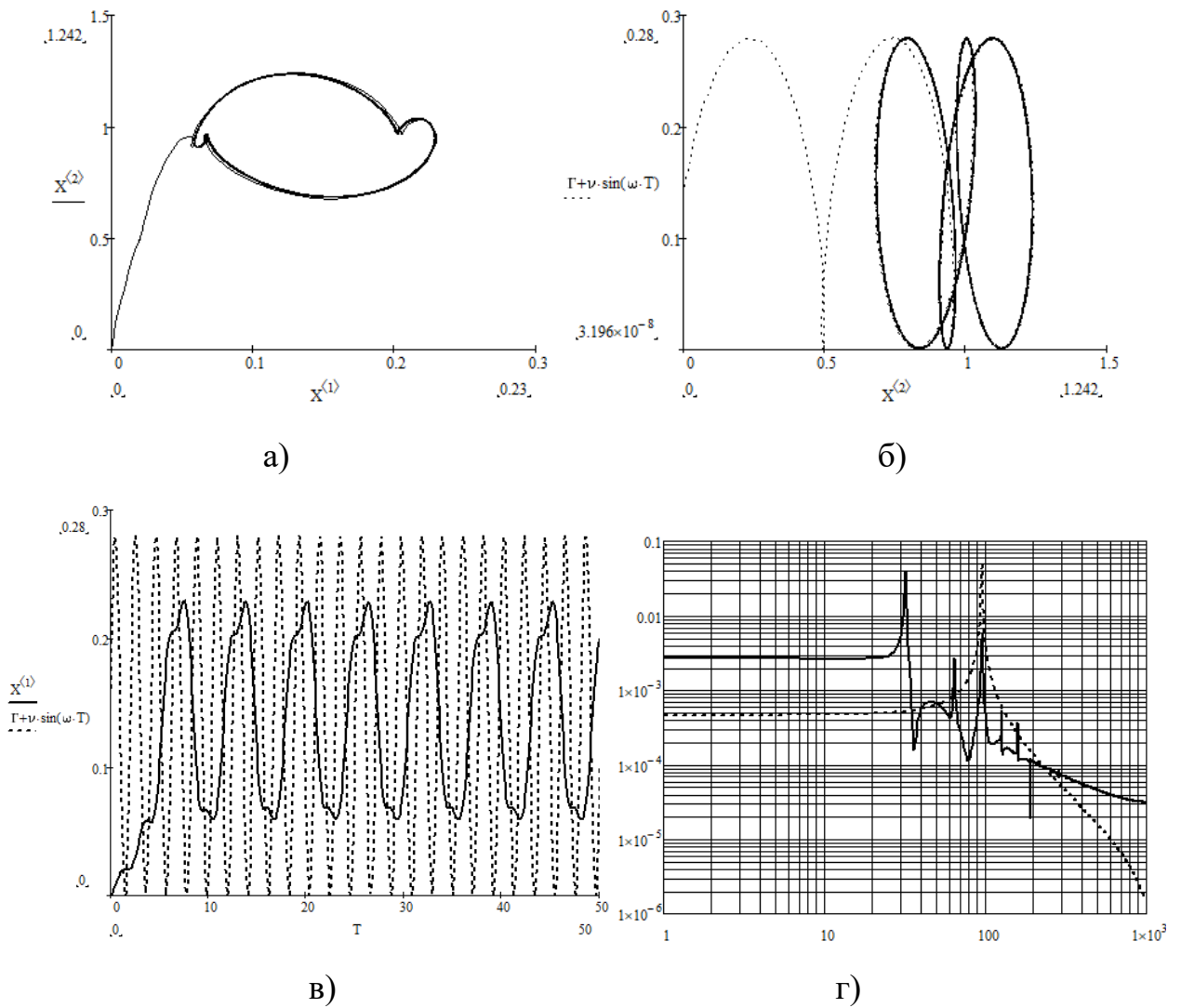


Рисунок 7.4 – Результати математичного моделювання режиму ділення частоти на 3: фазовий портрет (а), фігура Ліссажу (б), часова діаграма нормованих вхідної та вихідної напруги (в), амплітудно-частотний спектр нормованих вхідної та вихідної напруги (г)

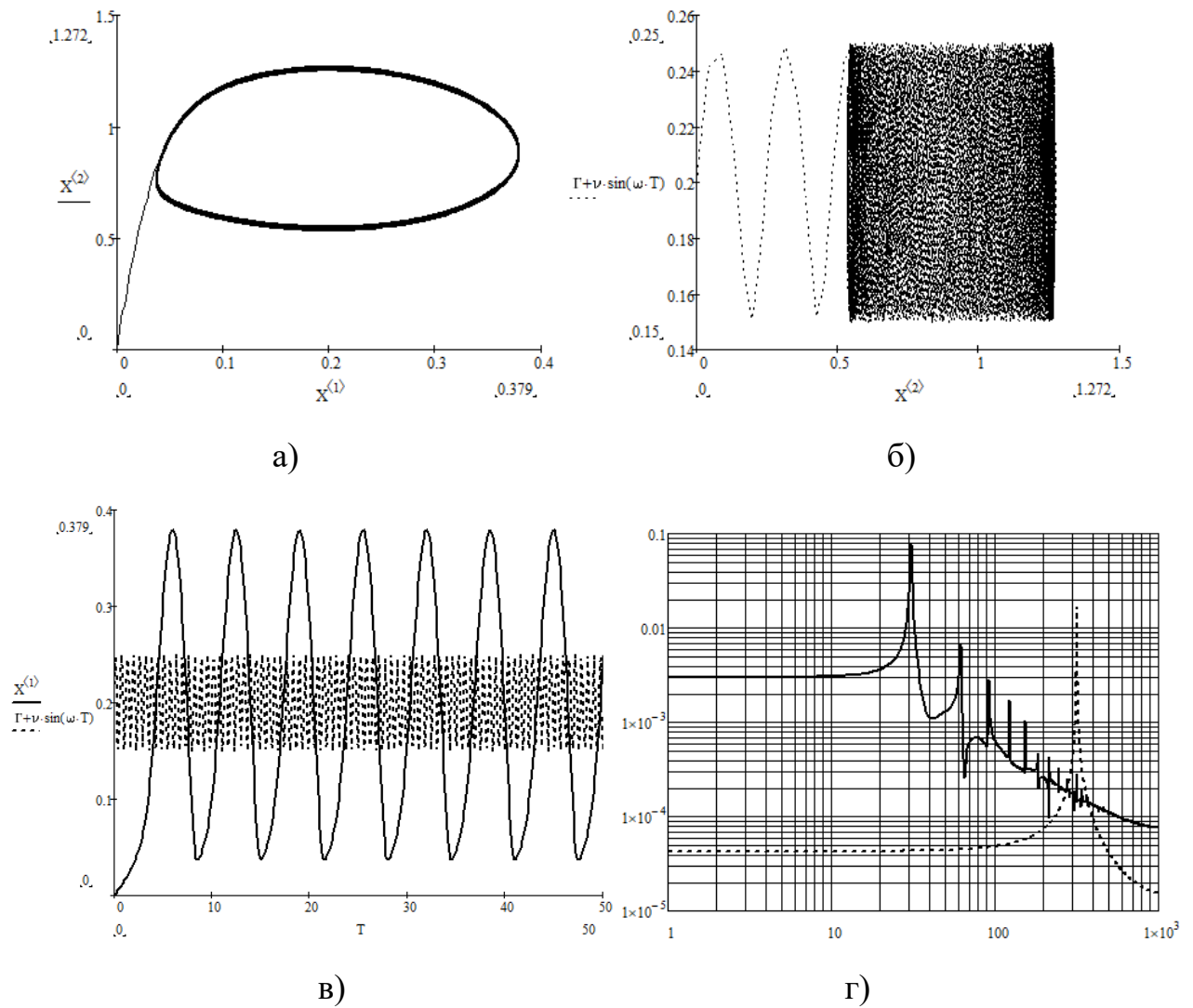


Рисунок 7.5 – Результати математичного моделювання режиму ділення частоти на 10: фазовий портрет (а), фігура Ліссажу (б), часова діаграма нормованих вхідної та вихідної напруги (в), амплітудно-частотний спектр нормованих вхідної та вихідної напруги (г)

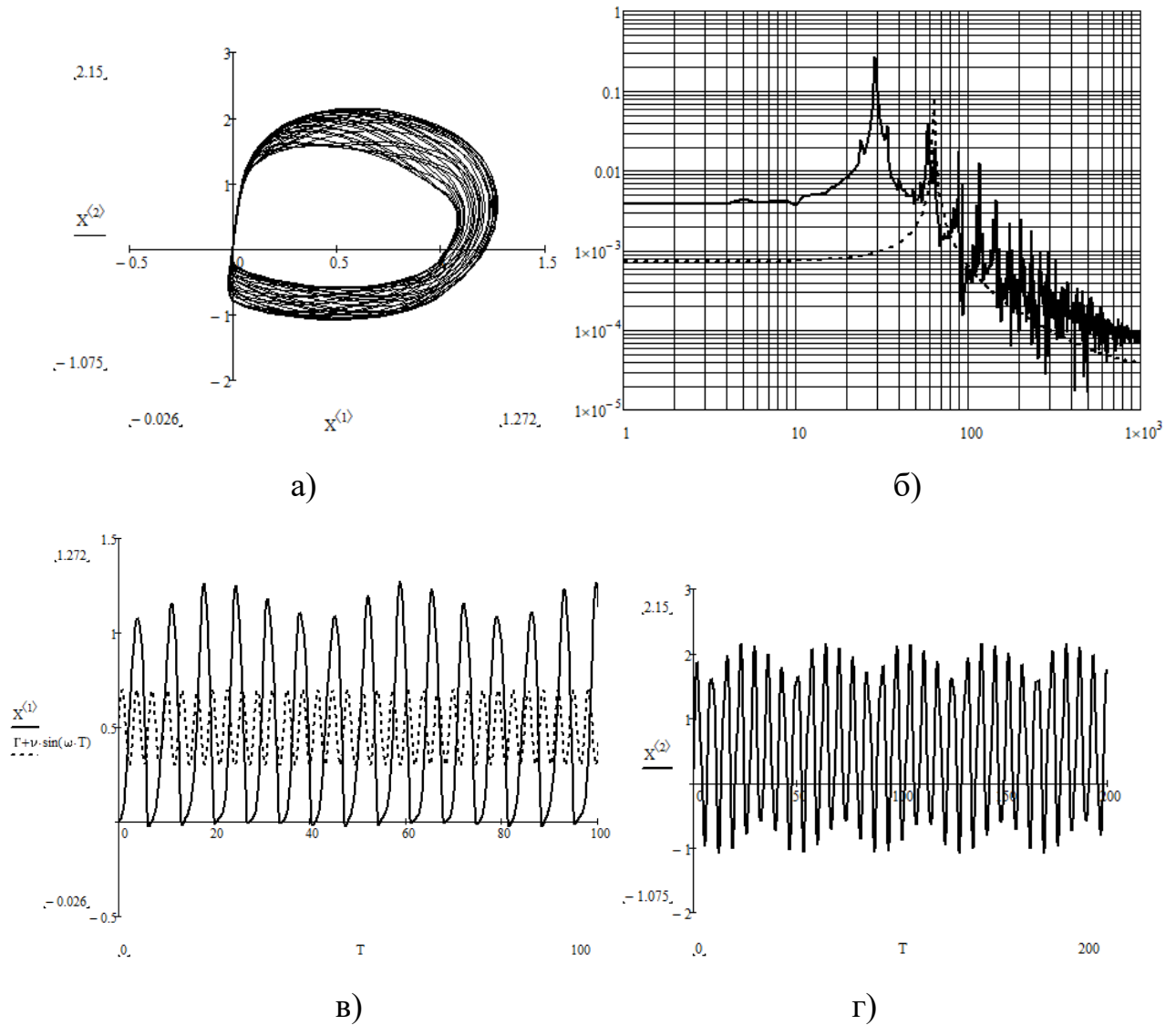


Рисунок 7.6 – Результати математичного моделювання режиму амплітудної модуляції сигналу: фазовий портрет (а), амплітудно-частотний спектр нормованих вхідної та вихідної напруги (б), часова діаграма нормованих вхідної та вихідної напруги (в), часова діаграма нормованого струму індуктивності (г)

Математичне моделювання радіотехнічного пристрою формування сигналів з регулярною динамікою здійснено для таких режимів:

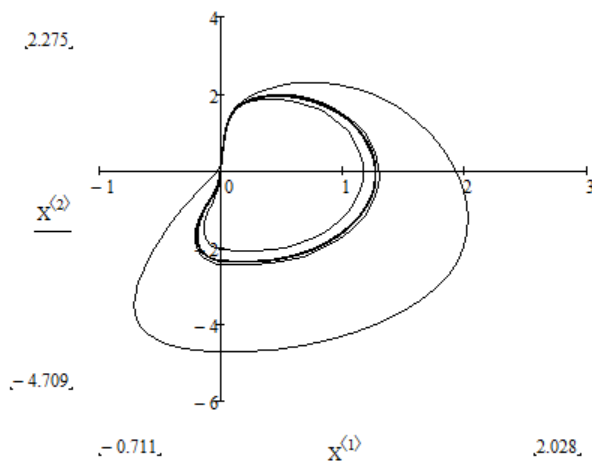
1) Резонансний режим (повторення частоти) при таких параметрах динамічної системи (7.3): $\varepsilon = 2$, $\Gamma = 0,4$, $\nu = 0,4$, $\omega = 1,0$ (рис. 7.7);

2) Режим ділення частоти на 2 при таких параметрах динамічної системи (7.3): $\varepsilon = 2$, $\Gamma = 0,2$, $\nu = 0,2$, $\omega = 1,0$ (рис. 7.8);

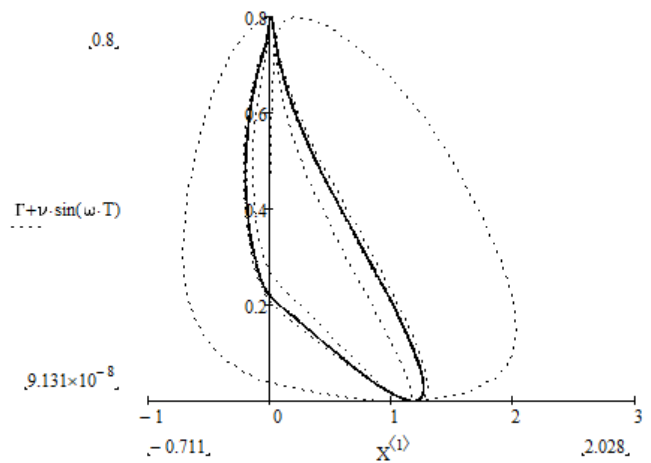
3) Режим ділення частоти на 3 при таких параметрах динамічної системи (7.3): $\varepsilon = 2, \Gamma = 0,2, \nu = 0,2, \omega = 2,0$ (рис. 7.9);

4) Режим ділення частоти на 4 при таких параметрах динамічної системи (7.3): $\varepsilon = 2, \Gamma = 0,2, \nu = 0,2, \omega = 2,8$ (рис. 7.10);

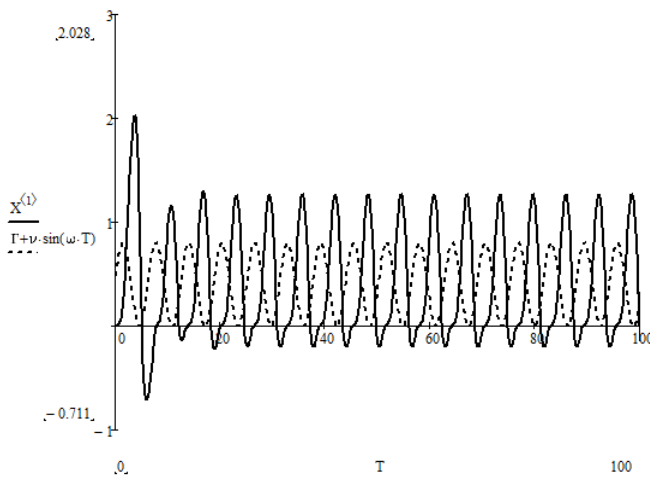
5) Режим ділення частоти на 5 при таких параметрах динамічної системи (7.3): $\varepsilon = 2, \Gamma = 0,2, \nu = 0,2, \omega = 3,3$ (рис. 7.11).



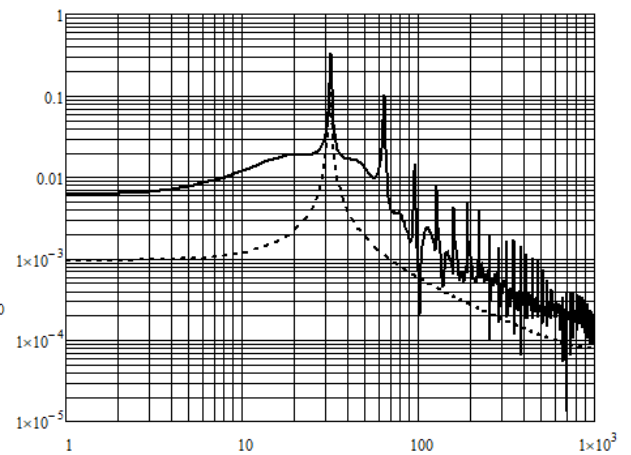
а)



б)



в)



г)

Рисунок 7.7 – Фазовий портрет динамічної системи (а), фігура Ліссажу коливань вхідної та вихідної напруги (б); суміщені часова діаграма (в) та амплітудно-частотний спектр (г) вхідної та вихідної напруги у режимі повторення частоти

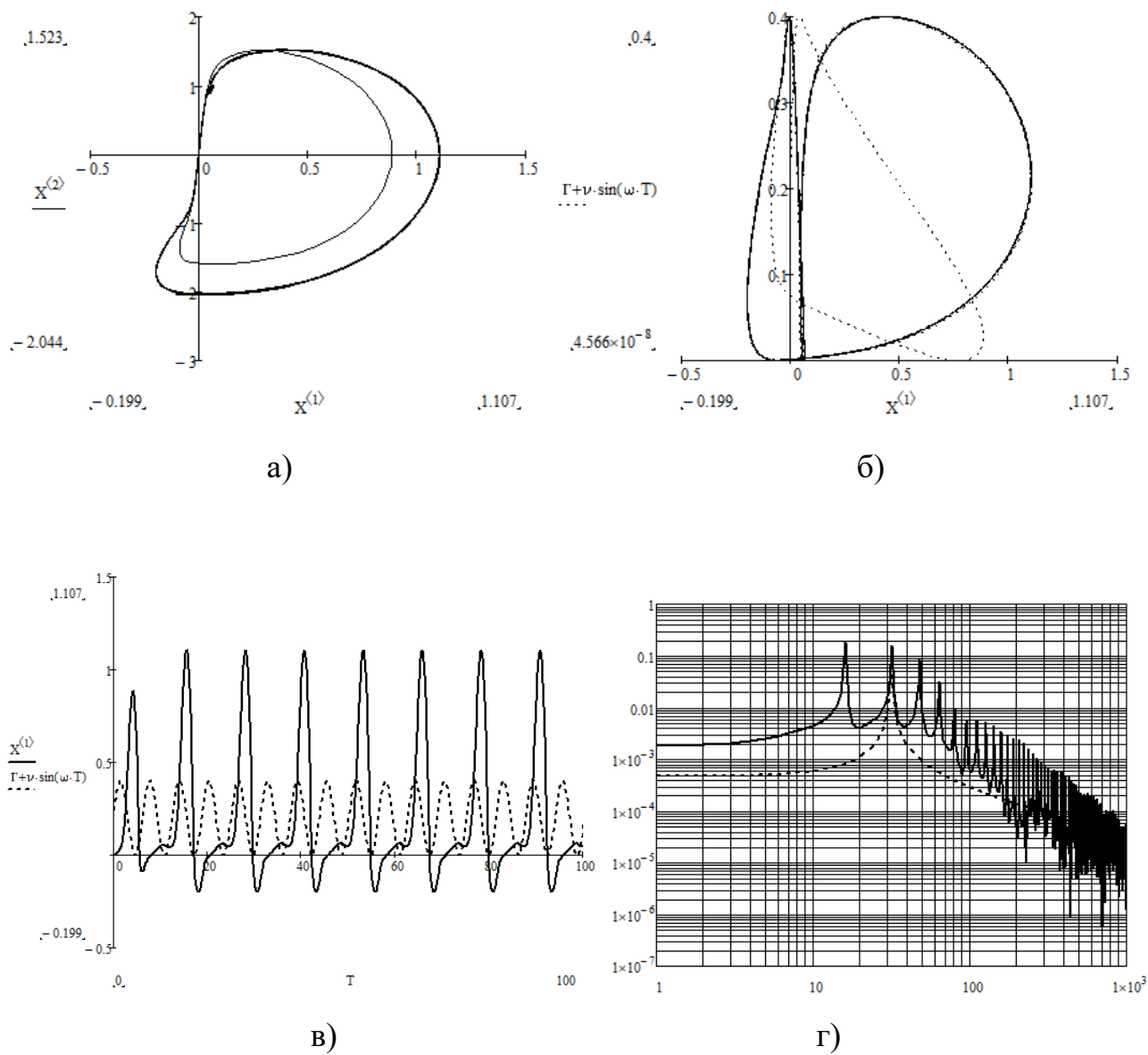


Рисунок 7.8 – Фазовий портрет динамічної системи (а) та фігура Ліссажу нормованих коливань вхідної та вихідної напруги (б); суміщені часова діаграма (в) та амплітудно-частотний спектр (г) вхідної та вихідної напруги у режимі ділення частоти на 2

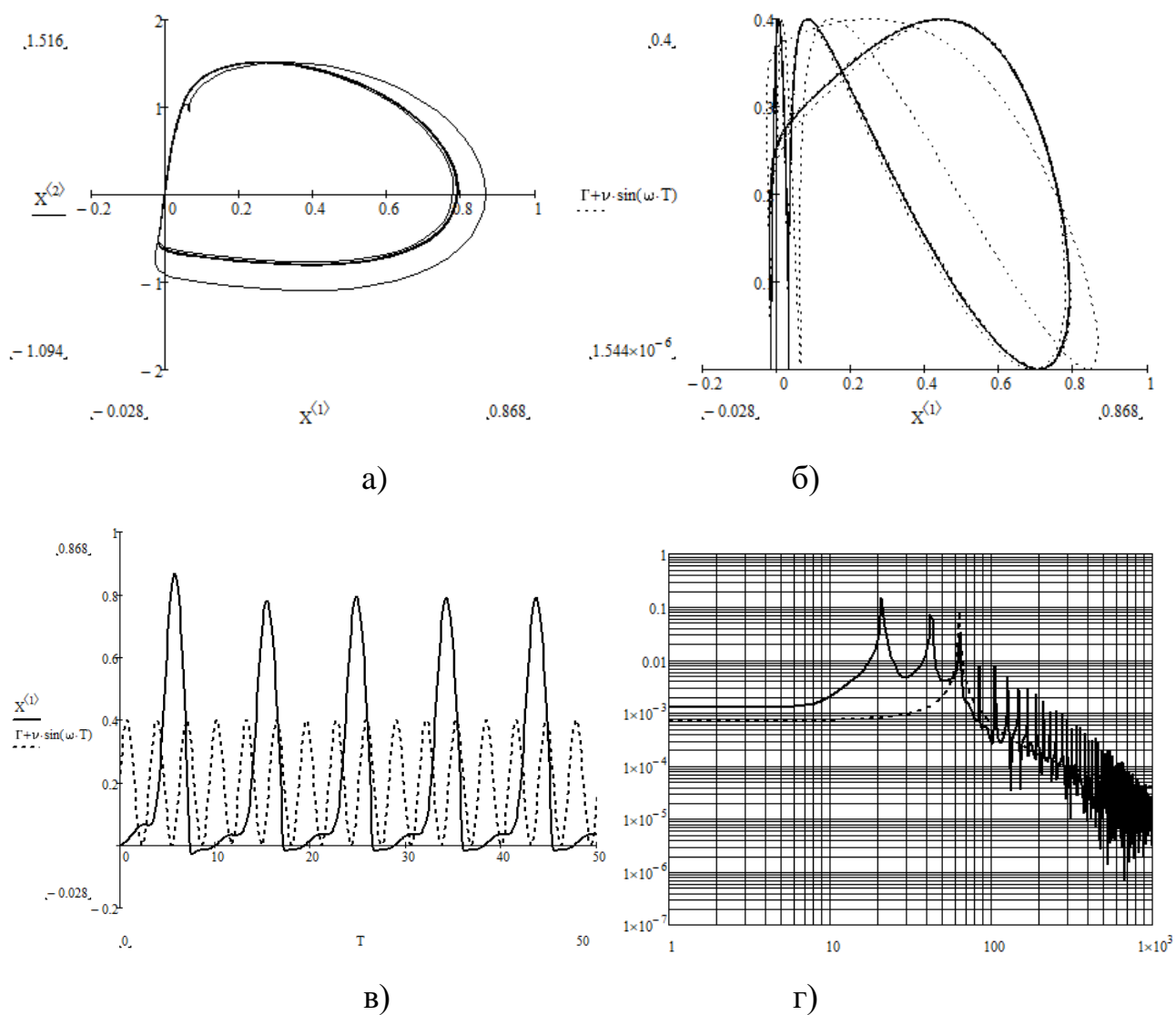


Рисунок 7.9 – Фазовий портрет динамічної системи (а), фігура Ліссажу нормованих коливань вхідної та вихідної напруги (б) у режимі ділення частоти на 3; суміщені часова діаграма (в) та амплітудно-частотний спектр (г) вхідної та вихідної напруги у режимі ділення частоти на 3

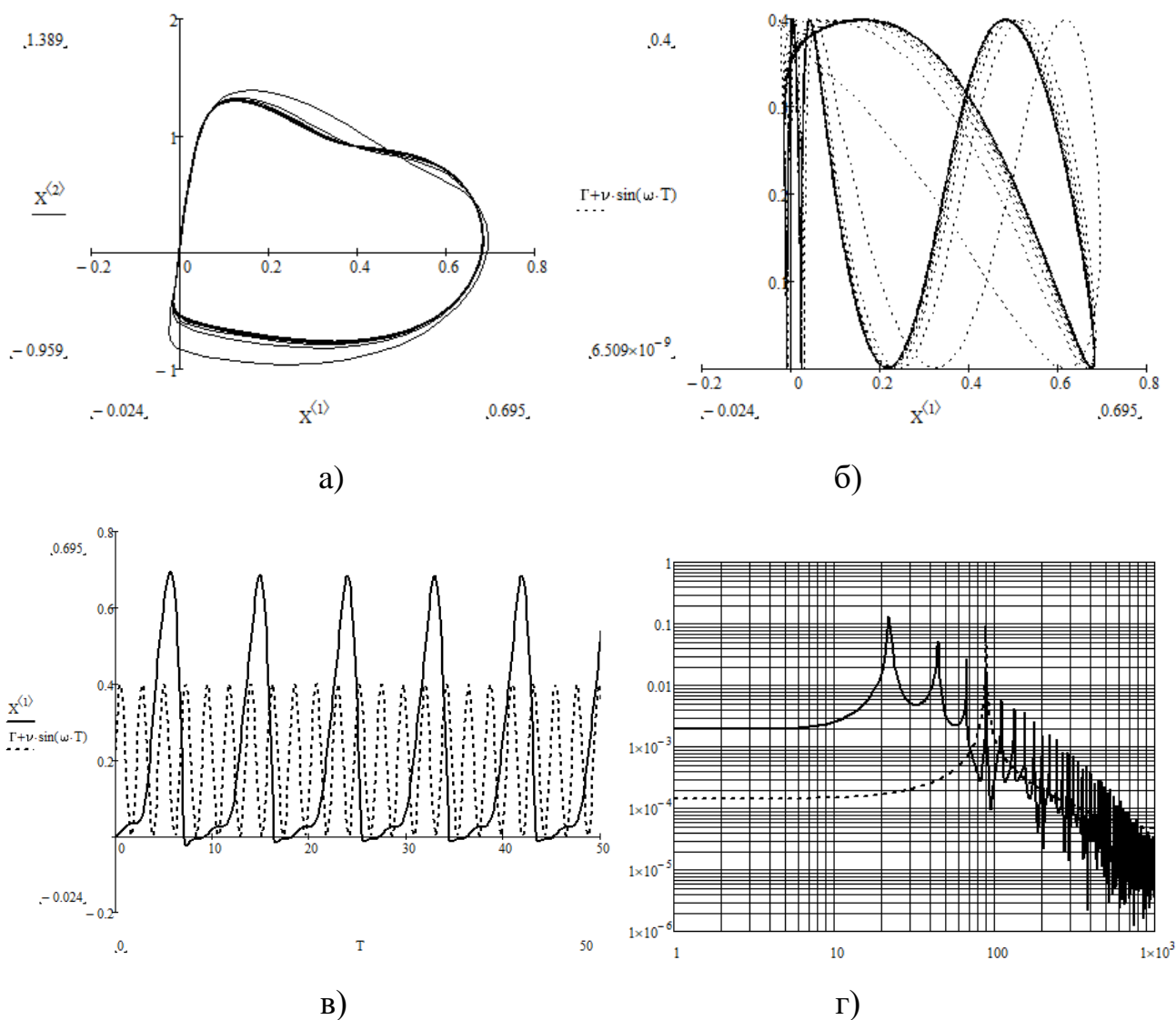


Рисунок 7.10 – Фазовий портрет динамічної системи (а) та фігура Ліссажу нормованих коливань вхідної та вихідної напруги (б) у режимі ділення частоти на 4; суміщені часова діаграма (в) та амплітудно-частотний спектр (г) вхідної та вихідної напруги у режимі ділення частоти на 4

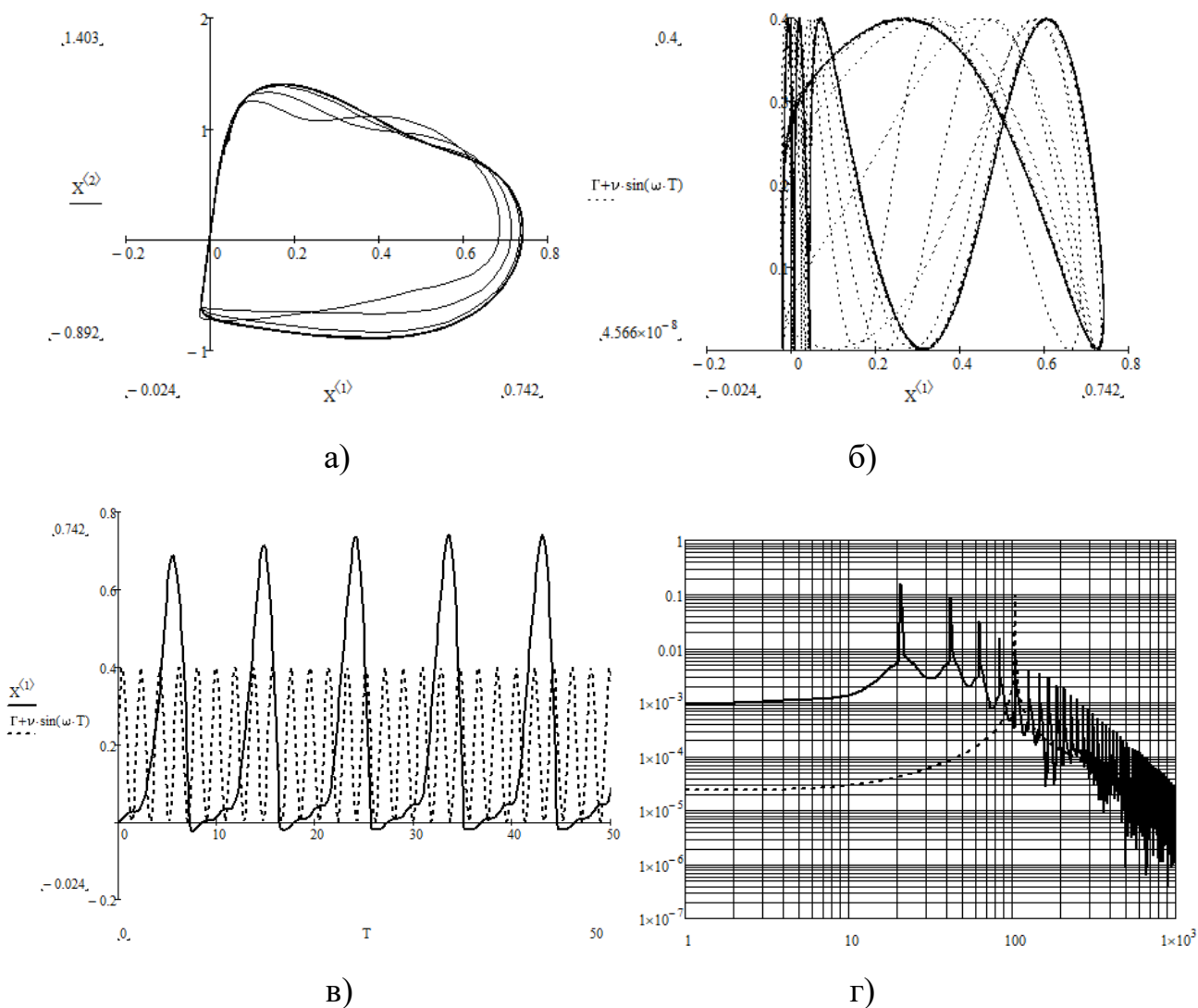


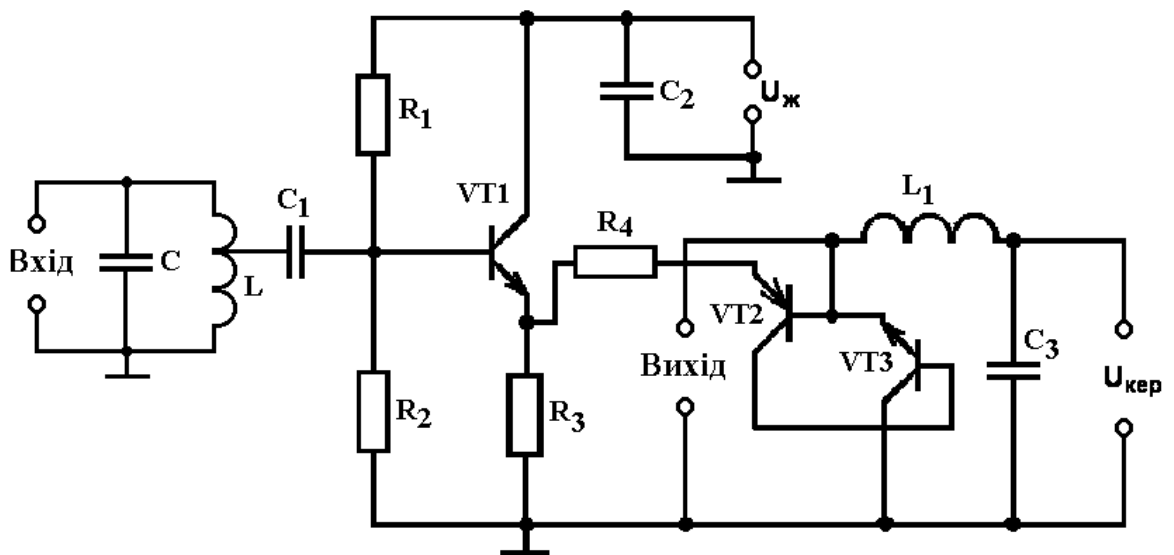
Рисунок 7.11 – Фазовий портрет динамічної системи (а) та фігура Ліссажу нормованих коливань вхідної та вихідної напруги (б) у режимі ділення частоти на 5; суміщені часова діаграма (в) та амплітудно-частотний спектр (г) вхідної та вихідної напруги у режимі ділення частоти на 5

Перевагами радіотехнічних пристроїв формування сигналів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором є високий рівень вихідного сигналу в порівнянні з класичними. Як недоліки досліджених радіотехнічних пристроїв слід зазначити обмежену нелінійну динаміку транзисторних структур із ВАХ Λ -типу з вигином вгору у порівнянні з класичною формою ВАХ Λ -типу з вигином вниз.

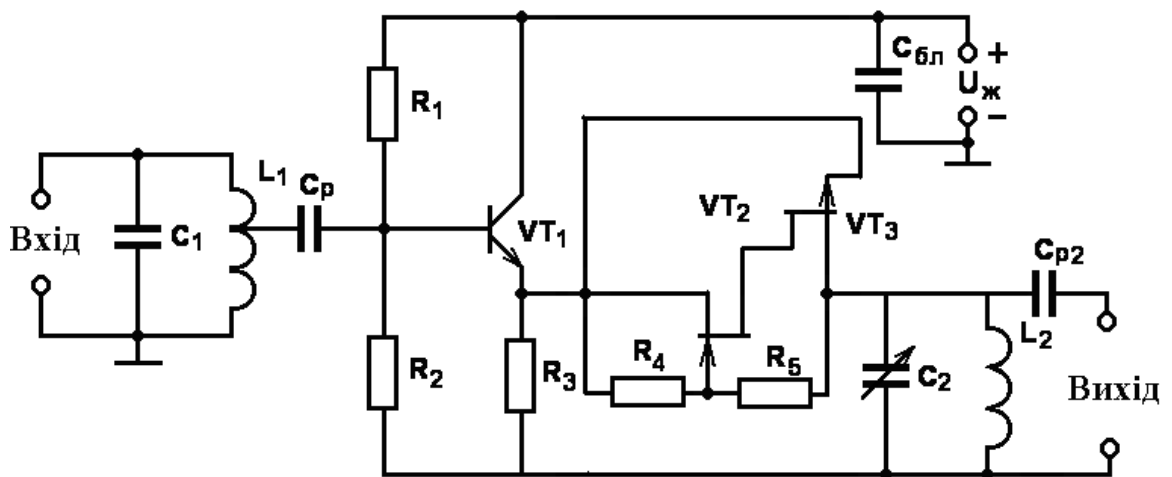
7.2 Розроблення помножувачів частоти сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором

Помножувачами частоти сигналів з регулярною динамікою є радіотехнічні пристрої, що призначені для створення дискретної множини частот [310]. Основним параметром помножувачів частоти є коефіцієнт помноження частоти. Він визначається як відношення частот вихідного й вхідного сигналів [311]. Основною вимогою до створення помножувачів частоти є забезпечення сталості коефіцієнта помноження частоти при зміні частоти вхідного сигналу в робочому діапазоні частот [40]. Помноження частоти в радіотехнічних пристроях на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором можна здійснити двома методами [40]: 1) перетворити вхідний квазігармонічний сигнал з частотою ω_1 у послідовність квазігармонічних сигналів з частотами $n\omega_1$, одна з яких рівна резонансній частоті коливної системи помножувача; 2) збудити в автоколивній системі сигнал з частотою ω_p , що синхронізується вхідним сигналом з частотою $\omega_1 = \omega_p/n$.

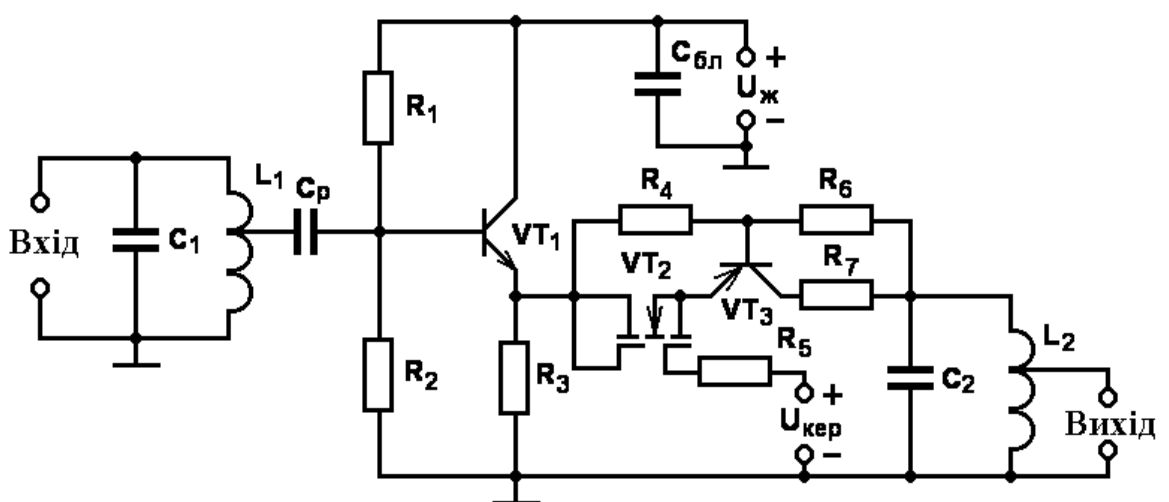
Побудова помножувачів частоти як неавтономних автоколивних пристроїв на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором з використанням процесу синхронізації частоти вхідного сигналу (або її гармонік) є окремим науково-практичним завданням. Тому, автором у [40] було зосереджено увагу на побудові помножувачів частоти за першим методом помноження частоти. Результатом побудови помножувачів частоти у [40] є три нові електричні схеми помножувачів частоти (рис. 7.12). Еквівалентна схема помножувачів частоти на транзисторних структурах із від'ємним диференційним опором наведена на рис. 7.13. Помножувачі частоти структурно складаються з емітерного повторювача на біполярному транзисторі VT1 і резисторів R_1 , R_2 і R_3 , та автоколивної системи, що складається з ТСВО на основі транзисторів VT2 і VT3, а також послідовного коливного контуру з котушки L_1 та реактивної складової повного опору ТСВО – для варіанту біполярної ТСВО або паралельного LC контуру – для інших варіантів [40].



а)



б)



в)

Рисунок 7.12 – Електричні схеми помножувачів частоти на основі ТСВО:
а) біполярної [90], б) польової [40], в) БТ-МДН [91]

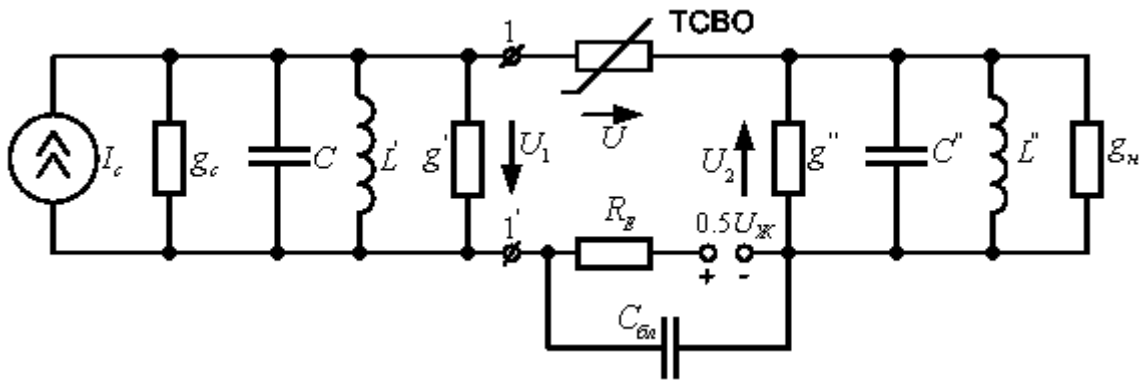


Рисунок 7.13 – Еквівалентна схема помножувачів частоти на основі транзисторних структур із від’ємним диференційним опором

На рис. 7.13 прийняті такі позначення: ТСВО – нелінійний опір, що враховує нелінійні властивості досліджуваних транзисторних структур із від’ємним диференційним опором; I_c , g_c – параметри джерела сигналу, що створює струм з частотою ω_1 ; L' , C' , g' – перераховані до входу досліджуваних транзисторних структур із від’ємним диференційним опором параметри вхідного контуру, який налаштований з врахуванням вхідної провідності емітерного повторювача на частоту ω_1 ; L'' , C'' , g'' – елементи вихідного контуру, який налаштований на частоту $\omega_p = n\omega_1$ [40].

Помножувачі частоти на основі реактивних властивостей ТСВО працюють наступним чином [40]. Сигнал з частотою ω_1 надходить на вхід емітерного повторювача на біполярному транзисторі VT1. Опори подільника напруги R_1 і R_2 , а також R_3 вибираються з умови розташування робочої точки на лінійній ділянці вихідних статичних ВАХ біполярного транзистора VT1 та забезпечення половини напруги живлення на емітері VT1. Емітерний повторювач використовується для узгодження опорів попереднього каскаду з транзисторною структурою, повний опір якої складається з від’ємного опору активної складової і реактивної складової ємнісного характеру. Коливний контур помножувача налаштований на резонансну частоту $\omega_p = n\omega_1$, що дозволяє виділити n -ту гармонічну складову з суми гармонічних сигналів [40]. За рахунок компенсації від’ємним диференційним опором ТСВО у паралельному коливному контурі рівень вихідного сигналу є набагато більшим за рівень відповідної n -ої складової, що можна характеризувати

еквівалентним коефіцієнтом резонансного підсилення за напругою $K_{\text{рез}}$. Вибір положення робочої точки на статичній ВАХ ТСВО здійснюється за допомогою зміни опорів резисторів R_1 , R_2 і R_3 при умові роботи емітерного повторювача у лінійному режимі [40].

Автором отримані умови стійкої роботи побудованих помножувачів частоти з урахуванням вимоги запасу стійкості, що визначаються такими співвідношеннями для різних варіантів ТСВО:

- біполярної [40, 46]

$$\left\{ \begin{array}{l} 3hU_s^2 - g + g_i + g'' \geq 0; \\ g_c + g' + 3hU_s^2 - g - \frac{9}{2} \frac{h^2 U_s^2 U_1^2}{3hU_s^2 - g + g_n + g''} \geq 0; \\ g_c + g' \geq 3hU_s^2 - g. \end{array} \right. \quad (7.5)$$

- польової [40, 44]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{c0}}{2U_0} + g_n + g'' \geq 0; \\ g_c + M(thM)^{-1} \frac{I_{c0}}{2U_0} + \frac{1}{R_1 + R_2} \left(1 - M(thM)^{-1} \frac{I_{c0} R_1}{4U_0^2} U_2 \right) + g' \geq 0; \\ g_c + g' \geq \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{c0}}{2U_0}. \end{array} \right. \quad (7.6)$$

- БТ-МДН [40, 45]

$$\left\{ \begin{array}{l} g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} + g_H + g'' \geq 0; \\ g_c + g' - g_s - a \frac{eU_{\min}^2}{kT} \geq 0; \\ g_c + g' + g_s + a \frac{eU_{\min}^2}{kT} - \frac{1}{2} \left(\frac{a eU_{\min}}{2 kT} \right)^2 \frac{U_{m1}^2}{a \frac{eU_{\min}^2}{kT} + g_s + g_H + g''} \geq 0. \end{array} \right. \quad (7.7)$$

У рівняннях (7.5) – (7.7) використано параметри апроксимації статичних ВАХ виразами, що отримані автором у Розділі 2 цієї дисертації: (2.3) для біполярної ТСВО, (2.25) – (2.27) для польової ТСВО та (2.24) для БТ-МДН ТСВО.

Автором у [40] здійснено аналіз роботи помножувача частоти від зміни вхідної частоти у режимах подвоєння та потроєння частоти. У режимі подвоєння частоти робоча точка розташовується поблизу максимуму статичної ВАХ транзисторної структури з від’ємним диференційним опором, а в режимі потроєння частоти робоча точка вибирається посередині спадної ділянки статичної ВАХ транзисторної структури з від’ємним диференційним опором [40].

Резонансні коефіцієнти передачі за напругою вхідної ланки помножувачів частоти, еквівалента схема яких подана на рис. 7.13, визначаються з таких рівнянь для різних варіантів ТСВО:

- біполярної [40, 46]

$$K_{ex} = \frac{g_c}{g_c + g' + 3hU_s^2 - g - \frac{9}{2} \frac{h^2 U_s^2 U_1^2}{3hU_s^2 - g + g_n + g''}}. \quad (7.8)$$

- польової [40, 44]

$$K_{ex} = \frac{g_c}{g_c + g' + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} + \frac{1}{R_1 + R_2} \left(1 - M(thM)^{-1} \frac{I_{C0} R_1}{4U_0^2} U_2 \right)}, \quad (7.9)$$

- БТ-МДН [40, 45]

$$K_{ex} = \frac{g_c}{g_c + g' + g_s + a \frac{eU_{min}^2}{kT} - \frac{1}{2} \left(\frac{a eU_{min}}{2 kT} \right)^2 \frac{U_{m1}^2}{a \frac{eU_{min}^2}{kT} + g_s + g_H + g''}}. \quad (7.10)$$

Вхідна провідність еквівалентної схеми побудованих помножувачів частоти на рис. 7.13 праворуч точок 1-1' визначається за такими рівняннями для різних варіантів ТСВО:

- біполярної [40, 46]

у режимі подвоєння частоти

$$g_{ex2} = \frac{I_{m1}}{U_{m1}} = 3hU_s^2 - g - 3hU_s U_2 = 3hU_s^2 - g - \frac{9}{2} \frac{h^2 U_s^2 U_1^2}{3hU_s^2 - g + g_n + g''}, \quad (7.11)$$

у режимі потроєння частоти

$$g_{ex3} = \frac{I_{m1}}{U_{m1}} = 3hU_s^2 - g + \frac{3}{4} hU_1(U_1 + U_3); \quad (7.12)$$

- польової [40, 44]

у режимі подвоєння частоти

$$\begin{aligned} g_{ex} &= \frac{I_{m1}}{U_{m1}} = \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} - M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{4U_0^2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_2 = \\ &= M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} + \frac{1}{R_1 + R_2} \left(1 - M(thM)^{-1} \frac{I_{C0} R_1}{4U_0^2} U_2 \right), \end{aligned} \quad (7.13)$$

у режимі потроєння частоти

$$g_{ex} = \frac{I_{m1}}{U_{m1}} = \frac{1}{R_1 + R_2} + M(thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} - \frac{M^3 I_{C0}}{32U_0^3} (thM)^{-1} U_1(U_1 + U_2); \quad (7.14)$$

- БТ-МДН [40, 45]

у режимі подвоєння частоти

$$g_{ex} = \frac{I_{m1}}{U_{m1}} = a_1 + a_2 U_{m2} = g_S + a \frac{eU_{min}^2}{kT} - \frac{1}{2} \left(\frac{a e U_{min}}{kT} \right)^2 \frac{U_{m1}^2}{a \frac{eU_{min}^2}{kT} + g_S + g_H + g''}, \quad (7.15)$$

у режимі потроєння частоти

$$g_{ex} = \frac{I_{m1}}{U_{m1}} = g_S + a \frac{eU_{min}^2}{kT} - \frac{3a e}{32 kT} \left(1 - \frac{U_{min}^2}{3} \left(\frac{e}{kT} \right)^2 \right) U_{m1} (U_{m1} + U_{m3}). \quad (7.16)$$

Коефіцієнти передачі за напругою у режимі подвоєння частоти обраховуються з рівнянь для варіантів ТСВО:

- біполярної [40, 46]

$$K_{ном} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{3}{2} \frac{hU_S U_1}{3hU_S^2 - g + g_n + g''}, \quad (7.17)$$

- польової [40, 44]

$$K_{ном} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{I_{C0} R_1 M (thM)^{-1} U_1}{8U_0^2 \left[1 + M (thM)^{-1} \frac{I_{C0} (R_1 + R_2)}{2U_0} + (g_n + g'')(R_1 + R_2) \right]}, \quad (7.18)$$

- БТ-МДН [40, 45]

$$K_{ном} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{a e U_{min}}{4 kT} \frac{U_{m1}}{a \frac{eU_{min}^2}{kT} + g_S + g_H + g''}. \quad (7.19)$$

Коефіцієнти передавання за напругою у режимі потроєння частоти визначаються з рівнянь для варіантів ТСВО:

- біполярної [40, 46]

$$K_{ном} = \frac{U_{m3}}{U_{m1}} = - \frac{hU_1^2}{2 \left[3hU_1^2 + 2(3hU_s^2 - g + g'' + g_H) \right]}, \quad (7.20)$$

- польової [40, 44]

$$K_{ном} = \frac{U_{m3}}{U_{m1}} = \frac{\frac{M^3 I_{C0}}{12U_0^3} (thM)^{-1} U_1^2}{2 \left(\frac{1}{R_1 + R_2} + M (thM)^{-1} \frac{I_{C0}}{2U_0} + g'' + g_H \right) - \frac{M^3 I_{C0}}{8U_0^3} (thM)^{-1} U_1^2}, \quad (7.21)$$

- БТ-МДН [40, 45]

$$K_{ном} = \frac{U_{m3}}{U_{m1}} = - \frac{a_3 U_{m1}^2}{2 \left[- \frac{3a}{8} \frac{e}{kT} \left(1 - \frac{U_{\min}^2}{3} \left(\frac{e}{kT} \right)^2 \right) U_{m1}^2 + 2 \left(g_s + \frac{aeU_{\min}^2}{kT} + g'' + g_H \right) \right]}. \quad (7.22)$$

Стабільність параметрів пристроїв помноження частоти сигналів на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором визначається сталістю напруги джерела живлення і температури оточуючого середовища [40]. У загальному випадку приріст довільного параметра N помножувача частоти на основі транзисторної структури з від'ємним диференційним опором можна записати у вигляді [40, 44, 311]

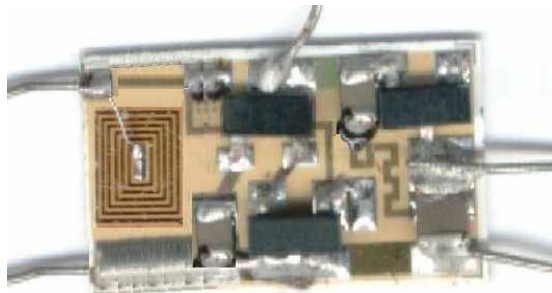
$$dN = \frac{\partial N}{\partial U_{ж}} dU_{ж} + \frac{\partial N}{\partial T} dT. \quad (7.23)$$

Параметр N має складну залежність від $U_{ж}$ і T . Зміна цих величин призводить до зміни параметрів G_0 , G_K , C_0 і C_K еквівалентної схеми транзисторної структури з від'ємним диференційним опором [40, 44, 311]

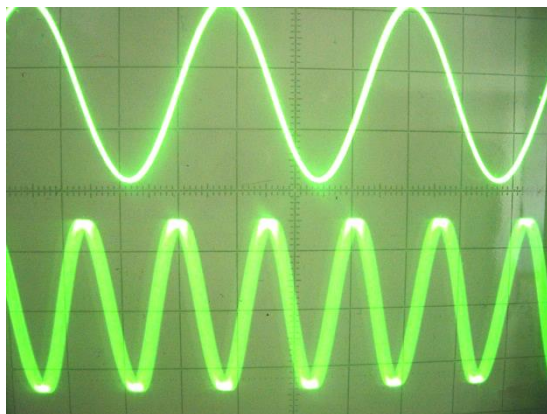
$$\frac{\partial N}{\partial U_{\text{AE}}} = \frac{\partial N}{\partial G_0} \frac{\partial G_0}{\partial U_{\text{AE}}} + \frac{\partial N}{\partial G_K} \frac{\partial G_K}{\partial U_{\text{AE}}} + \frac{\partial N}{\partial C_0} \frac{\partial C_0}{\partial U_{\text{AE}}} + \frac{\partial N}{\partial C_K} \frac{\partial C_K}{\partial U_{\text{AE}}}; \quad (7.24)$$

$$\frac{\partial N}{\partial T} = \frac{\partial N}{\partial G_0} \frac{\partial G_0}{\partial T} + \frac{\partial N}{\partial G_K} \frac{\partial G_K}{\partial T} + \frac{\partial N}{\partial C_0} \frac{\partial C_0}{\partial T} + \frac{\partial N}{\partial C_K} \frac{\partial C_K}{\partial T}. \quad (7.25)$$

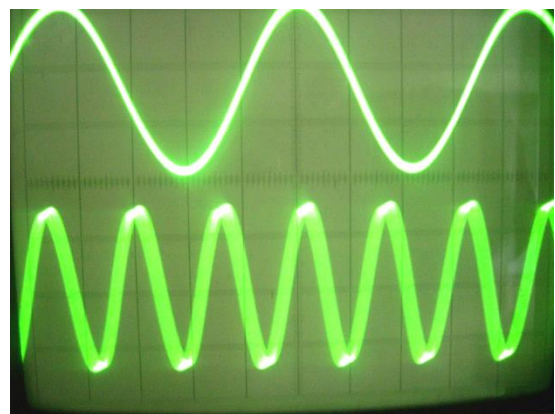
Під час розрахунку нестабільності помножувача частоти на транзисторній структурі з від'ємним диференціальним опором необхідно врахувати вплив нестабільності напруги джерела живлення і температури на середні значення провідності G_0 і диференціальної провідності G_K k -ої гармоніки. Ці задачі розв'язані автором у [40]. Зокрема, вплив нестабільності напруги джерела живлення і температури на середні значення диференціальних провідностей G_0 і G_K розраховано теоретично. Вплив напруги живлення і температури на C_0 і C_K встановлюють за допомогою результатів експериментальних досліджень [40]. На рис. 7.14 – рис. 7.16 наведені фото дослідних зразків та осцилограм вхідних і вихідних напруг у режимах подвоєння та потроєння частоти сигналів.



а)

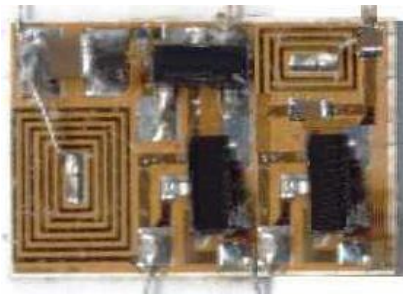


б)

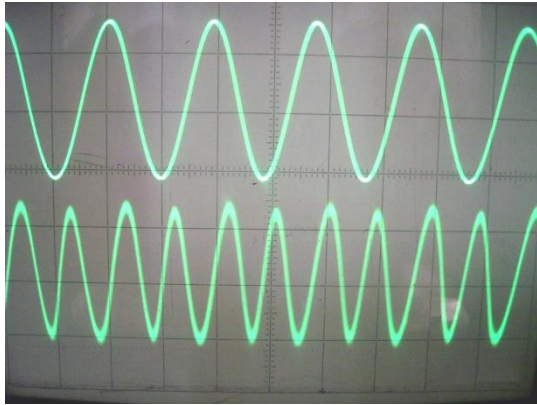


в)

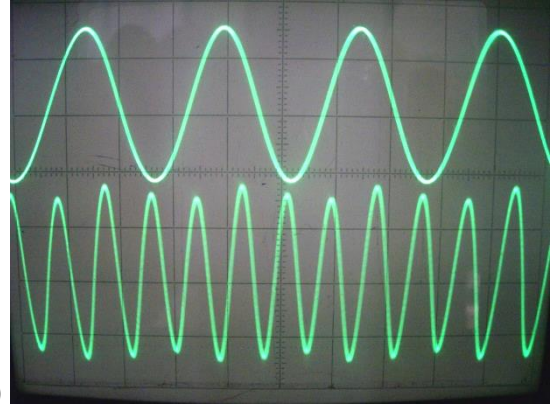
Рисунок 7.14 – Світлини гібридної схеми помножувача частоти на біполярній транзисторній структурі BFT92-BFR93 (а), осцилограми режимів подвоєння (б) та потроєння (в) частоти сигналу (вхідна напруга вгорі, вихідна напруга внизу)



а)

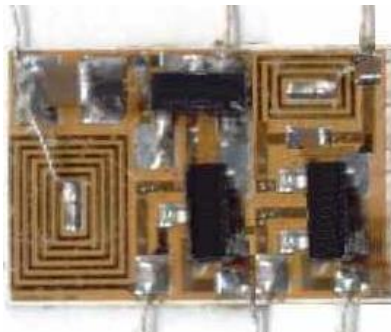


б)

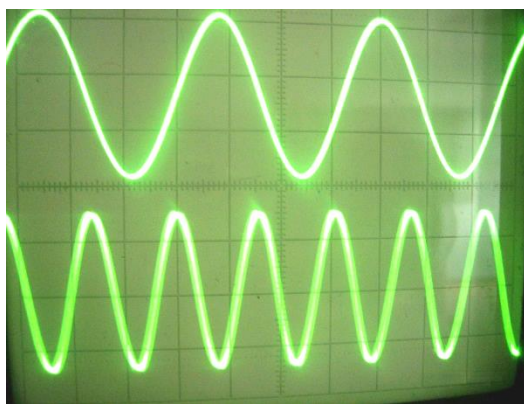


в)

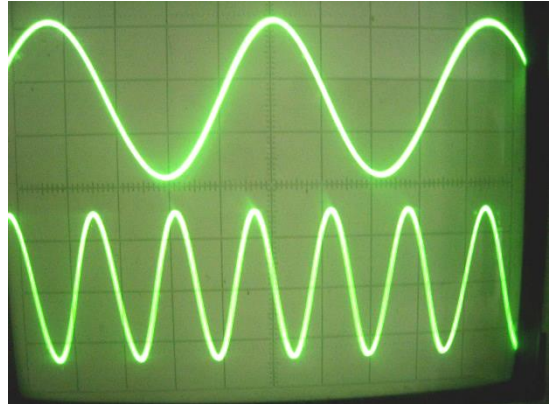
Рисунок 7.15 – Світлини гібридної схеми помножувача частоти на польовій транзисторній структурі з від’ємним диференційним опором 2N3329-2N3089 (а), осцилограми режимів подвоєння (б) та потроєння (в) частоти сигналу (вхідна напруга вгорі, вихідна напруга внизу)



а)



б)



в)

Рисунок 7.16 – Світлини гібридної схеми помножувача частоти на біполярно-польовій транзисторній структурі КТ363БМ-КП327АИ (а), осцилограми режиму подвоєння (б) та потроєння (в) частоти вхідного сигналу

7.3 Розроблення автодинного помножувача частоти сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором

Перспективним напрямком побудови радіотехнічних пристроїв спектрального перетворення складу сигналів дециметрового діапазону є використання реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором. У [40] наведено отримані автором результати побудови автодинного перетворювача частоти дециметрового діапазону на біполярній транзисторній структурі з від'ємним диференціальним опором, спрощена еквівалентна схема якого показана на рис. 7.17 [40].

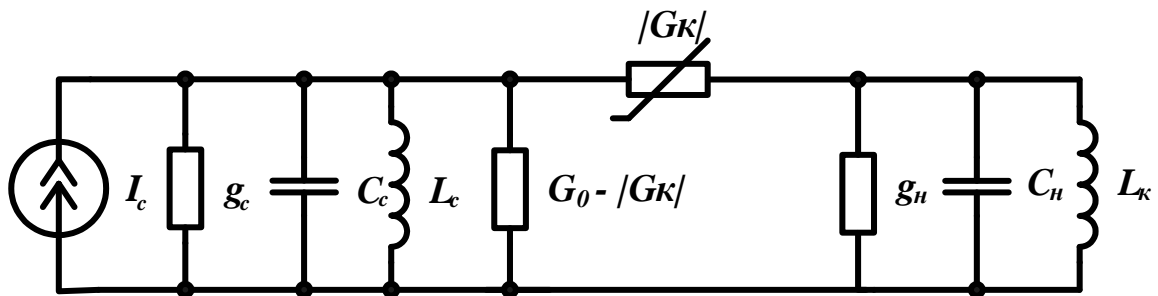


Рисунок 7.17 – Еквівалентна схема перетворювача частоти на основі транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором

Рівняння для опису характеристик автодинного перетворювача частоти на транзисторній структурі з від'ємним диференціальним опором є громіздкими й досить незручними. Вплив нелінійності активної й реактивної складової повного опору транзисторної структури має різний характер [40]. У більшості практичних випадків автодин має більшу потужність ніж джерело сигналу, а тому перетворювач частоти по відношенню до коливань автодина є нелінійним пристроєм, в той час як по відношенню до коливань корисного сигналу він є параметричним пристроєм.

За допомогою спрощеної еквівалентної схеми на рис. 7.17 автором у [40] отримано рівняння для опису основних характеристик перетворювача частоти без врахування дзеркального каналу:

– коефіцієнт підсилення за потужністю k -ї складової перетвореної частоти

$$M_k = \frac{4g_i g_c G_k^2}{\left[(g_i + G_0)(g_c + G_0) - G_k^2 \right]^2}; \quad (7.26)$$

– ширина смуги пропускання перетворювача частоти

$$\Delta f = \frac{(g_i + G_0)(g_c + G_0) - G_k^2}{\frac{g_i}{\Delta f_i}(g_c + G_0) + \frac{g_c}{\Delta f_c}(g_i + G_0)}; \quad (7.27)$$

– площа підсилення (добуток кореня квадратного з максимального підсилення за потужністю на ширину смуги пропускання)

$$B = \sqrt{M_k} \Delta f = \frac{2G_k \sqrt{g_c g_i}}{\frac{g_i}{\Delta f_i}(g_c + G_0) + \frac{g_c}{\Delta f_c}(g_i + G_0)}; \quad (7.28)$$

– коефіцієнт шуму k -ої складової від'ємної диференціальної провідності транзисторної структури перетворювача частоти

$$F_k = 1 + \frac{g_n}{g_c} \frac{T_n}{T_0} \left(\frac{g_c + G_0}{G_k} \right)^2 + \frac{G_{екв.0}}{g_c} \frac{T}{T_0} \left[1 + \left(\frac{g_c + G_0}{G_k} \right)^2 - 2 \frac{G_{екв.k}}{G_{екв.0}} \left(\frac{g_c + G_0}{G_k} \right) \right]. \quad (7.29)$$

У співвідношеннях (7.26)–(7.29) прийнято такі позначення: Δf_c і Δf_i – власні смуги пропускання вхідного й вихідного контурів; T_0 , T_i і T – абсолютні шумові температури джерела сигналу, навантаження й біполярної транзисторної структури; $G_{екв.0}$ і $G_{екв.k}$ – постійна складова та k -а гармонічна складова розкладу у ряд Фур'є шумової провідності біполярної транзисторної структури.

Зі співвідношення (7.29) видно, що стійка робота автодинного перетворювача частоти на біполярній транзисторній структурі з від'ємним диференціальним опором буде при одночасному виконанні умов

$$\begin{cases} g_c + G_0 > 0; \\ g_i + G_0 > 0; \\ (g_c + G_0)(g_i + G_0) - G_k^2 > 0. \end{cases} \quad (7.30)$$

7.4 Розроблення електричних фазообертачів сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором

Для керування фазою електричних сигналів УВЧ і НВЧ діапазонів широко застосовують феритові пристрої. Однак, такі пристрої мають значні габарити та масу і витрачають велику потужність на керування. Результати експериментальних і теоретичних досліджень, що проведені в роботах [104, 105], показали можливість керування фазою електричних сигналів УВЧ і НВЧ діапазонів за допомогою *p-n* переходів і сегнетоелектриків. Проте, діапазон зміни величин реактивних параметрів таких елементів малий. Створення НВЧ-транзисторів із граничними частотами в декілька десятків гігагерц дає можливість використовувати їх як електрично керовані реактивні елементи [105, 40].

Загальна теорія фазообертачів УВЧ і НВЧ діапазонів на основі індуктивного ефекту транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором ретельно розглянута у [105]. Автором у [40] здійснено побудову фазообертачів відбивного типу УВЧ і НВЧ діапазонів на основі ємнісного ефекту транзисторних структур із від'ємним диференційним опором. Еквівалентна схема таких фазообертачів подана на рис. 7.18,а у вигляді послідовного з'єднання керованого активного і реактивного опорів. Властивості фазообертачів такого типу характеризуються модулем $|\Gamma|$ і фазою коефіцієнта відбиття φ [40]:

$$|\Gamma|^2 = \frac{\left(\frac{R_{\text{exC}}}{Z_0} - 1\right)^2 + \left(\frac{X_{\text{exC}}}{Z_0}\right)^2}{\left(\frac{R_{\text{exC}}}{Z_0} + 1\right)^2 + \left(\frac{X_{\text{exC}}}{Z_0}\right)^2}, \quad (7.31)$$

$$\varphi = \arctg \frac{2X_{\text{exC}}/Z_0}{\left(\frac{R_{\text{exC}}}{Z_0} + 1\right)^2 + \left(\frac{X_{\text{exC}}}{Z_0}\right)^2 - 1}. \quad (7.32)$$

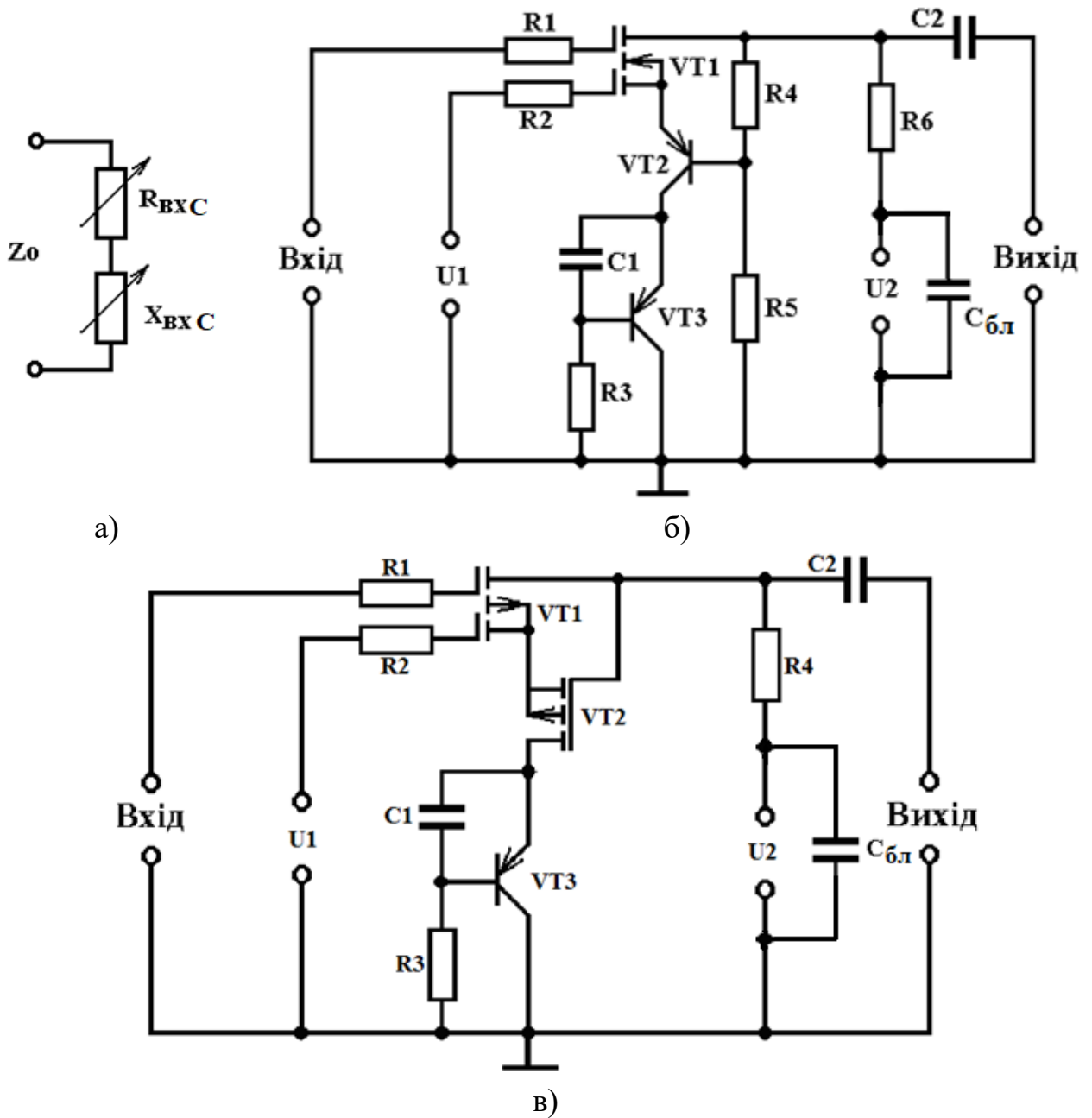


Рисунок 7.18 – Електричні схеми фазообертачів на основі ємнісного ефекту транзисторних структур із від’ємним диференційним опором: еквівалентна (а) [40], принципова на основі БТ-МДН ТСВО (б) [64] та принципова на основі МДН ТСВО (в) [65]

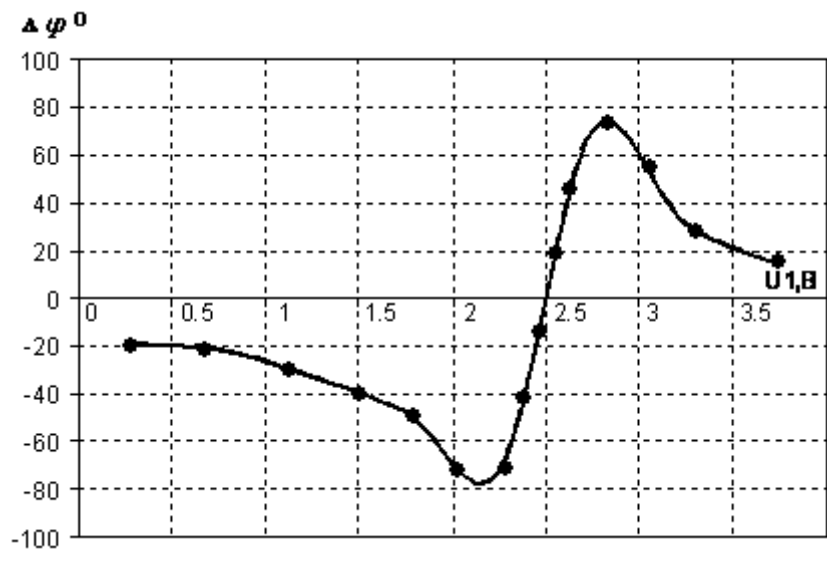
На рис. 7.18,б подана принципова схема електрично керованого УВЧ фазообертача, побудованого автором у [64], робота якого ґрунтується на використанні

реактивних властивостей БТ-МДН транзисторної структури з від'ємним диференційним опором. Функціонально фазообертач складається з двох активних елементів. Перший з них утворений двозатворним МДН транзистором (VT1) і біполярним транзистором (VT2). Його повний опір на електродах стік (VT1) і колектор (VT2) складається з активної складової від'ємної величини і реактивної складової ємнісного характеру. Другий активний елемент фазообертача є транзисторний аналог індуктивності на основі біполярного транзистора (VT3), охопленого фазозсувною ланкою R3C1. Частота резонансу послідовного коливного контуру встановлюється значно більшою за частоту вхідного УВЧ сигналу, для якого ємнісна складова реактивності транзисторної структури значно більша за індуктивну. Живлення НВЧ фазообертача здійснюється від джерела постійної напруги U2. Управління величиною фазового зсуву здійснює джерело напруги U1. Збільшення потужності вихідного НВЧ сигналу обумовлено компенсацією від'ємним диференційним опором активних втрат в колах настроювання фазообертача [64].

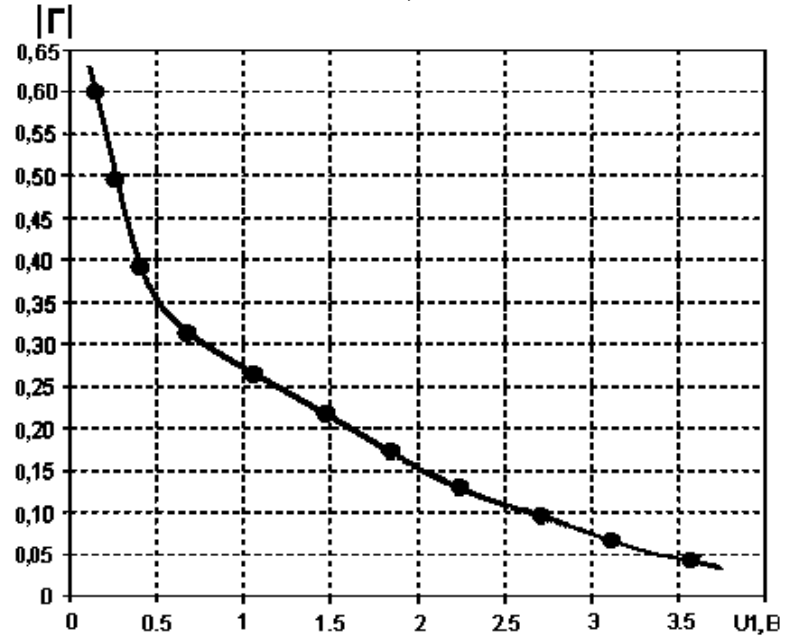
Для розширення діапазону зміни фазового зсуву УВЧ сигналу автором у [75] було побудовано схемотехнічне рішення фазообертача (рис. 7.18,в). Макети фазообертачів на основі БТ-МДН (рис. 7.18,б) і МДН (рис. 7.18,в) транзисторних структур були виготовлені у вигляді гібридних інтегральних мікросхем. На рис. 7.19 – рис. 7.20 приведені отримані автором у [66] результати їх експериментальних досліджень. Було встановлено [66], що втрати запропонованих електрично керованих УВЧ фазообертачів на частоті 900 МГц для обох схем складають 1,17 дБ і 2,08 дБ відповідно. Основні технічні параметри розроблених УВЧ фазообертачів на основі реактивних властивостей ТСВО приведені в табл. 7.1 [66].

Таблиця 7.1 – Параметри розроблених УВЧ фазообертачів [66]

Тип ТСВО	U1, В	Г	Δφ, °
БТ-МДН	2,1...2,8	0,12...0,08	-78...+75
МДН-МДН	2,9...4,3	0,63...0,33	-140...160



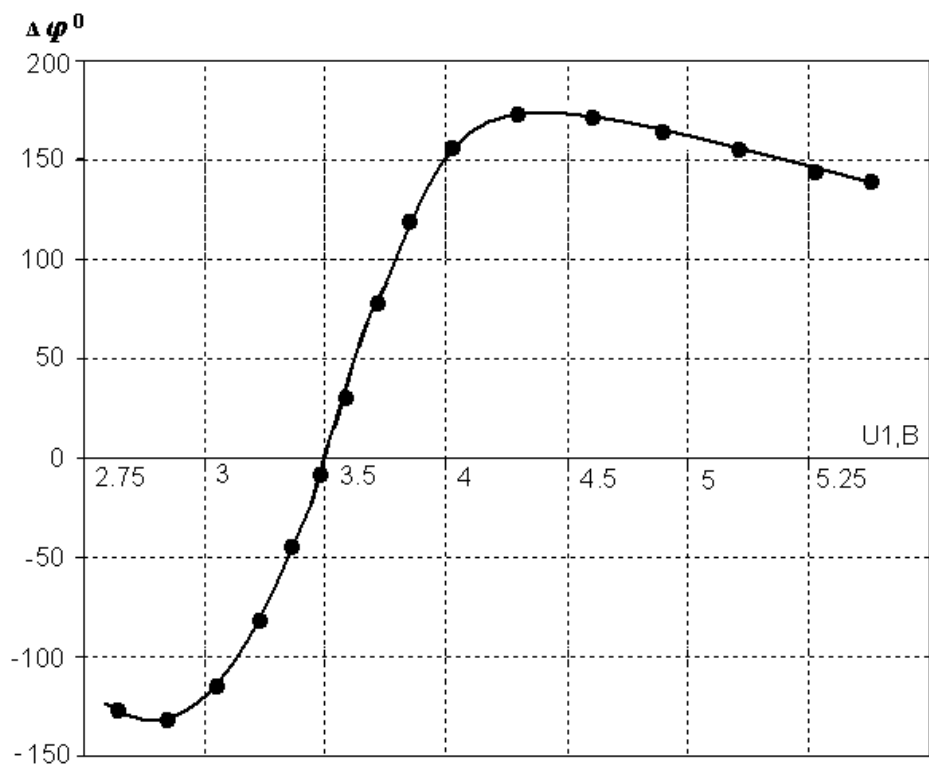
б)



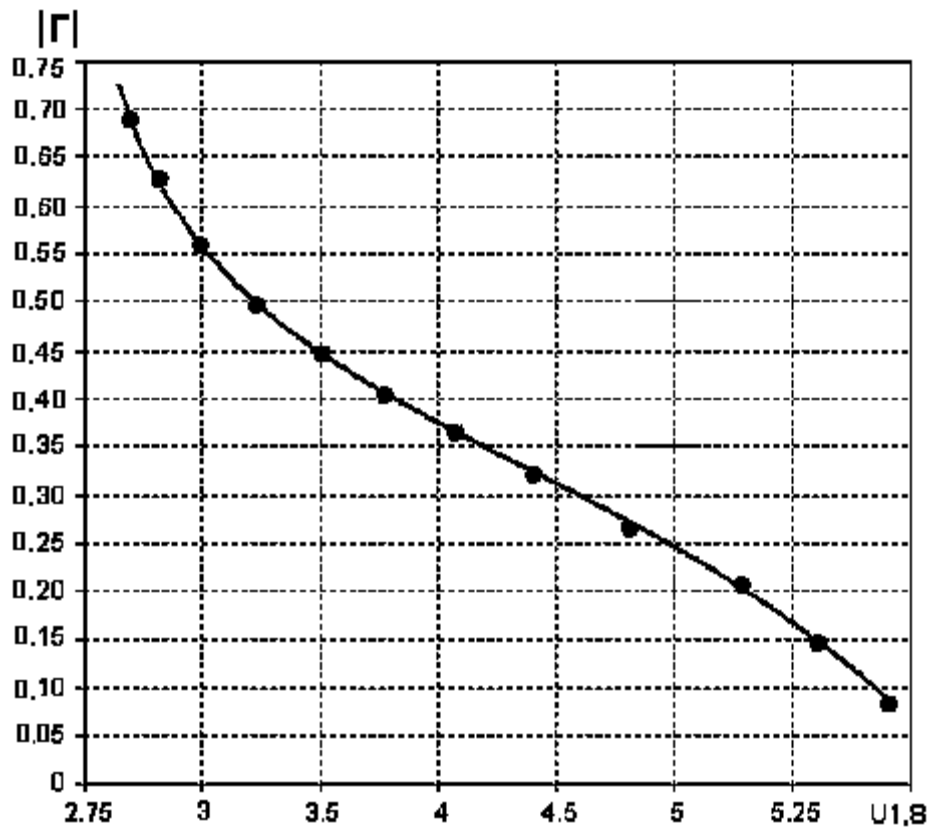
в)

Рисунок 7.19 – Залежність зміни фазового зсуву (а) і коефіцієнта відбиття (б) від величини напруги управління при імпедансі $Z = -1,8 \cdot 10^3 - j4,3 \cdot 10^4 \text{ Ом}$

Отримані результати експериментальних досліджень свідчать про можливість використання побудованих фазообертачів на основі БТ-МДН та МДН-МДН транзисторних структур із від’ємним диференціальним опором для керування величинами фазового зсуву сигналів з частотою 900 МГц у діапазонах від -80° до 80° та від -140° до 170° відповідно. При цьому величина модуля коефіцієнта відбиття для обох досліджуваних фазообертачів знаходиться в межах 0,05..0,7 [40, 66].



а)



б)

Рисунок 7.20 – Залежність зміни фазового зсуву (а) і коефіцієнта відбиття (б) від величини напруги управління при імпедансі $Z = -1,8 \cdot 10^3 - j4 \cdot 10^4 \text{ Ом}$

7.5 Розроблення електричних фільтрів сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторних структур із від'ємним диференційним опором

Використання реактивних властивостей і від'ємного опору транзисторних структур дозволяє суттєво спростити конструкцію електричних фільтрів аналогових сигналів, що побудовані за допомогою класичних методів і способів [41]. За рахунок цього можна значно зменшити необхідну кількість елементів і, відповідно, вартість таких електричних фільтрів [42].

На рис. 7.21 зображена електрична схема фільтра низьких частот (ФНЧ), що розроблена автором у роботі [81]. У фільтрі ємнісні елементи частотно задавального кола виконані у вигляді електрично керованої реактивної складової БТ-МДН транзисторної структури, що уможливорює електричне перелаштування частоти зрізу, а також компенсує активні втрати від'ємним опором повного опору БТ-МДН транзисторної структури. Це дозволило збільшити крутизну спаду амплітудно-частотної характеристики електрично керованого фільтра, що покращило подавлення спектральних складових поза смугою пропускання.

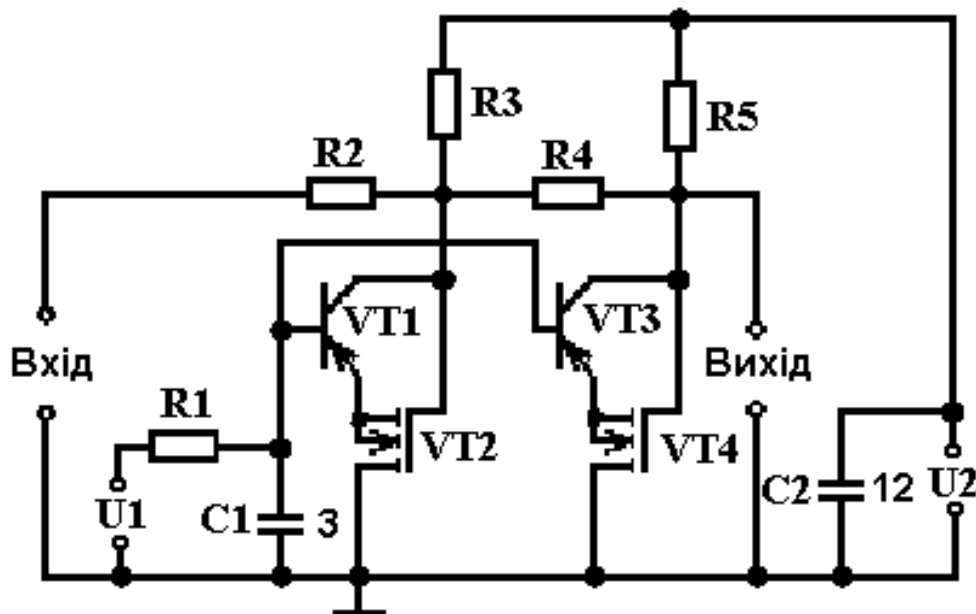


Рисунок 7.21 – Електрично керований ФНЧ на основі еквівалента ємності на біполярно-польовій транзисторній структурі [81]

Принцип роботи електрично керованого ФНЧ полягає у наступному. При збільшенні напруги джерел постійної напруги до значення, при якому реактивна складова повного опору на парах електродів колекторів БТ і стоках МДН транзисторів має ємнісний характер, спільно з постійними резисторами утворюють дволанковий RC-фільтр низьких частот. Від'ємний опір, що існує на електродах колекторів БТ і стоках МДН транзисторів, компенсує активні втрати в частотно задавальних ланках, що приводить до підвищення крутизни спадання амплітудно-частотної характеристики. Наступна зміна напруги джерел постійної напруги змінює величину від'ємного опору і реактивної складової повного опору транзисторних структур, що призводить до зміни частоти зрізу і крутизни амплітудно-частотної характеристики електрично керованого ФНЧ.

Для експериментальних досліджень було зібрано макет електрично керованого ФНЧ за схемою рис. 7.21 на основі БТ КТ363БМ (VT1, VT3) і двозатворних МДН транзисторів КП327АИ (VT2, VT4). Експериментально отримано такі параметри розробленого ФНЧ: електричне перелаштування частоти зрізу в межах 6 кГц до 600 кГц; затухання у смузі пропускання не перевищує 2 дБ; крутизна спаду поза межами пропускання змінюється в межах від 24 до 36 дБ/окт; еквівалентна добротність 50...150 одиниць; діапазон зміни напруги живлення 2...8 В [40].

На рис. 7.22 подана електрична схема фільтра високих частот (ФВЧ), що розроблена автором у [82]. Використання реактивної складової ємнісного характеру призводить до розширення діапазону перебудови частоти зрізу. Компенсація активних втрат в частотно задавальній ланці здійснюється від'ємним опором МДН транзисторної структури, що у свою чергу призводить до збільшення добротності активного фільтра. Зменшення температурної залежності параметрів фільтра здійснюється за рахунок компенсації приросту опорів каналів МДН транзисторів із різним типом провідності, що мають протилежний знак температурних коефіцієнтів у робочому діапазоні температур.

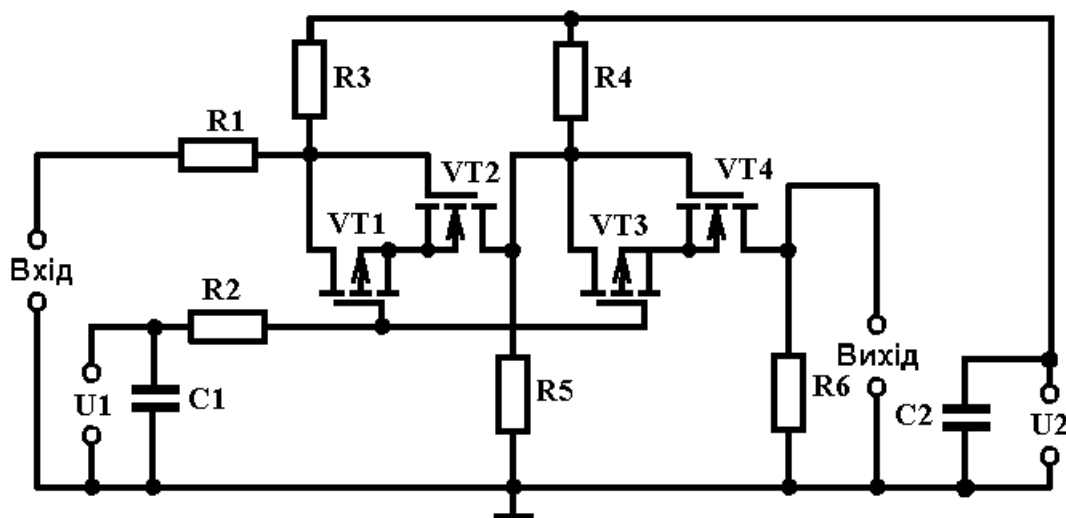


Рисунок 7.22 – Електрично керований ФНЧ на основі еквівалентної ємності на польовій транзисторній структурі [82]

Принцип дії цього ФВЧ полягає в такому. При збільшенні напруги джерел постійної напруги до значень, при яких реактивна складова повного опору на електродах стік-стік МДН-транзисторів приймає ємнісний характер, вона спільно з постійними резисторами утворює дволанковий RC-фільтр високих частот. Від'ємні опори, що існують на електродах стік-стік МДН транзисторів, компенсують активні втрати в частотно задавальних ланках, що приводить до підвищення добротності електрично керованого фільтра високих частот. МДН-транзистори різного типу провідності мають температурні коефіцієнти зміни опорів каналів протилежного знаку, які компенсуються в робочому діапазоні температур, внаслідок чого зменшується вплив температури навколишнього середовища на параметри активного фільтра. Наступна зміна напруги джерел постійної напруги змінює величину від'ємного опору і реактивної складової повного опору МДН-транзисторних структур, що приводить до зміни частоти зрізу і добротності електрично керованого фільтра високих частот [40].

Експериментальні дослідження було проведено на виготовленому макеті з використанням МДН транзисторів (VT1, VT3) (VT2, VT4). Експериментально отримано такі параметри розробленого ФВЧ: електричне перелаштування частоти зрізу в межах 200 кГц...20 МГц; затухання у смузі пропускання не перевищує 3 дБ; крутизна спаду в області верхніх частот змінюється в межах від

16 до 24 дБ/окт; еквівалентна добротність становить 50..100 одиниць; діапазони зміни напруги живлення та напруги керування становлять 2..6 В і 2,5..3,5 В відповідно [40].

Використовуючи ємнісний ефект МДН ТСВО, автор у [42] розробив та дослідив одноланковий і дволанковий електричні фільтри. Проведено моделювання їх основних характеристик і параметрів (частот зрізу, смуг пропускання, крутизни згасання поза смугами пропускання) залежно від впливу напруги керування та живлення. Ємнісні активні елементи на основі МДН ТСВО в розробленому ФНЧ (рис. 7.23) утворені транзисторною структурою VT1, VT2 (2N6804 та 2N6661), повний опір якої утворюється сумою дійсного та уявного складників, що мають від'ємний опір та ємнісний характер відповідно. Значення складових повного опору можна змінювати напругами керування та живлення, що впливає на робочі параметри та характеристики цього ФНЧ на основі МДН ТСВО [42].

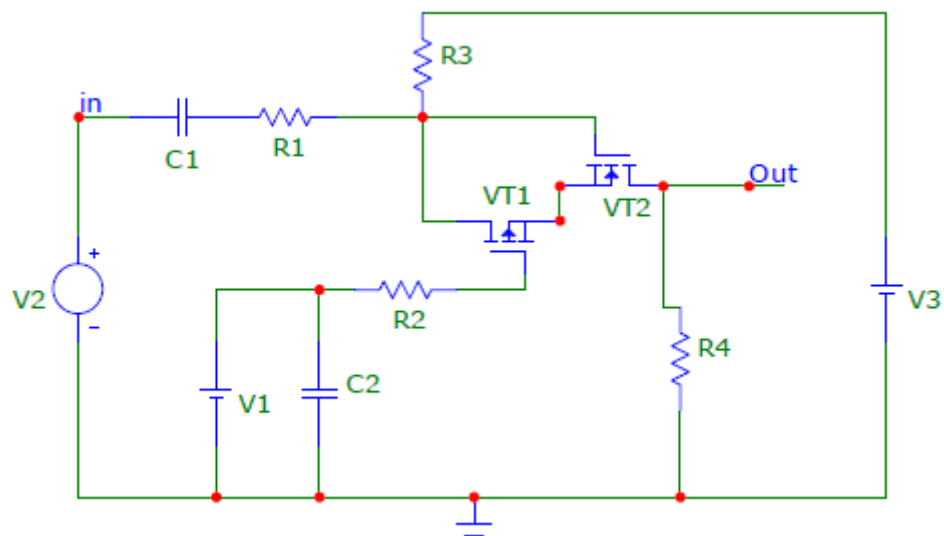


Рисунок 7.23 – Електрична схема одноланкового ФНЧ на МДН ТСВО в MicroCap 9.0 [42]

Отримана шляхом моделювання АЧХ підтверджує можливість керування частотою зрізу (при збільшенні напруги керування зростає значення частоти зрізу) у діапазоні від 700 кГц до 2 МГц при зміні напруги керування від 1 В до 5 В, із збільшенням удвічі ослаблення поза смугою пропускання є максимальним і становить 40 дБ.

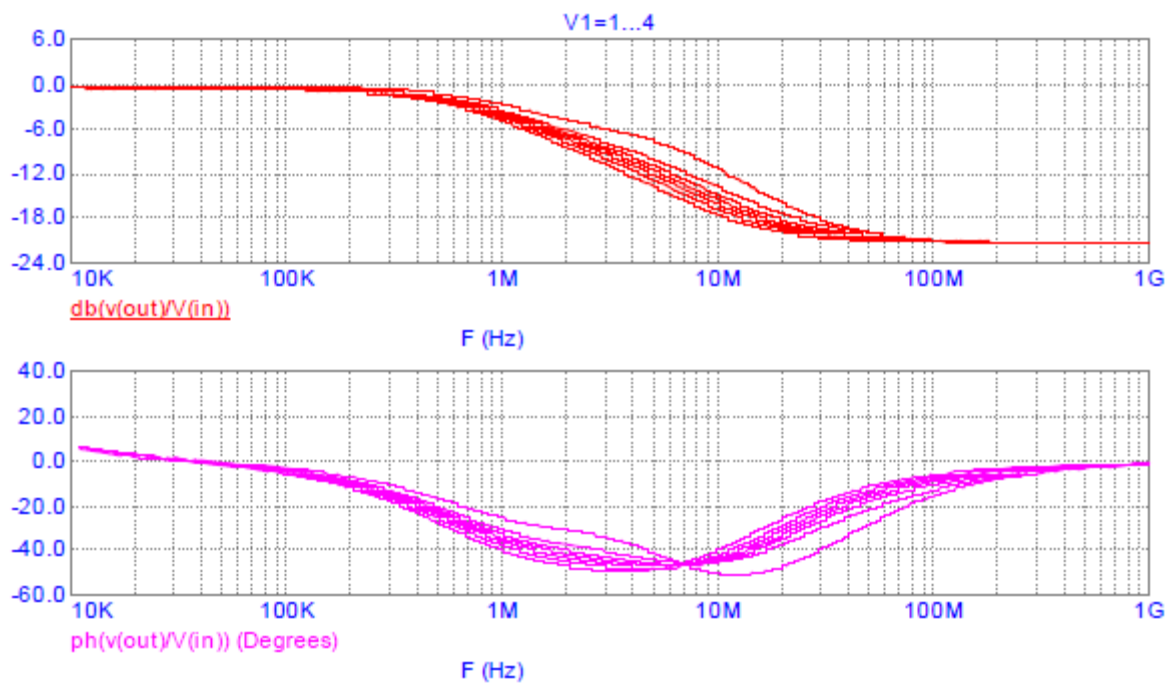


Рисунок 7.24 – АЧХ та ФЧХ одноланкового ФНЧ на МДН ТСВО отримані в МісroCap 9.0 при різних напругах керування (1 – 4 В) [42]

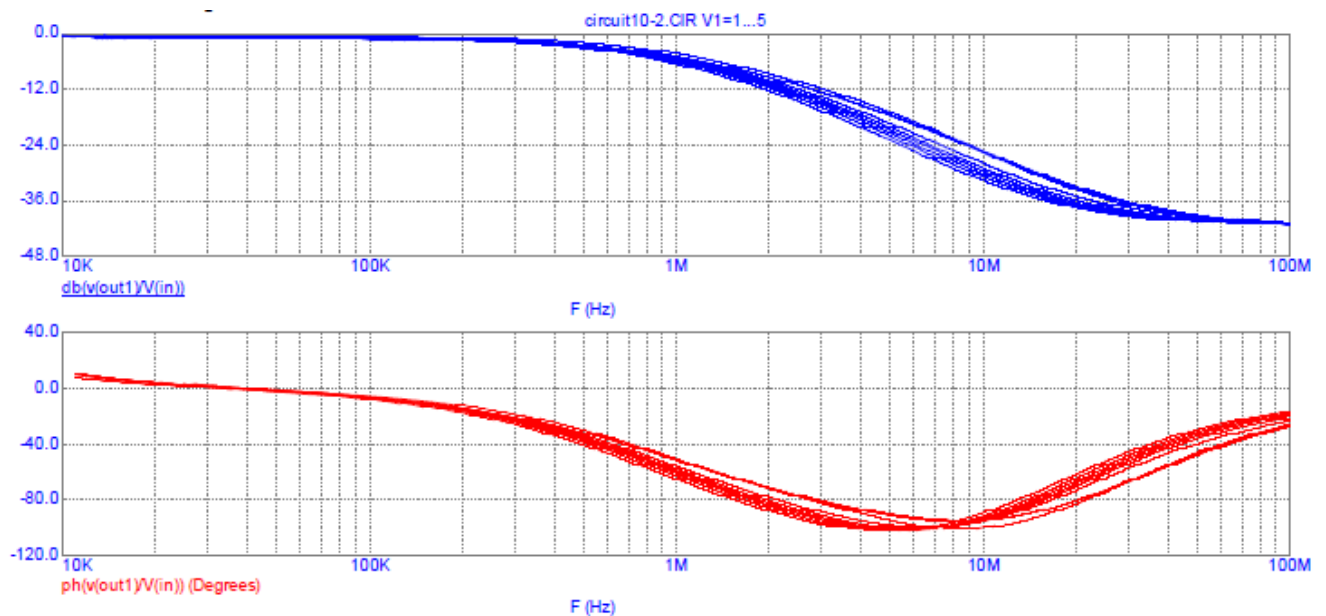


Рисунок 7.25 – АЧХ та ФЧХ дволанкового ФНЧ на ПТСВО при різних напругах керування (1 – 5 В) [42]

Використання запропонованого ФВЧ на основі МДН ТСВО дозволяє спростити класичні схеми радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікацій, покращуючи при цьому їх електричну керованість та забезпечуючи можливість їх виконати в інтегральному вигляді [42].

У роботі [61] автором показано, що для ефективного розділення корисного сигналу і завади з частотами відповідно 100 Гц та 50 Гц найкраще використовувати активний фільтр, реалізований за схемою Тоу. Було побудовано електричну схему фільтра Тоу, що є бікватратним колом, реалізованим на трьох операційних підсилювачах. Операційні підсилювачі побудовані на основі диференційних каскадів і при відповідних параметрах елементів у ланках зворотного зв'язку матимуть від'ємний диференційний опір. Розраховано параметри пасивних елементів схеми та вибрано активні елементи, необхідні для реалізації фільтра, функціональна схема якого подана на рис. 7.26, а його АЧХ – на рис. 7.27.

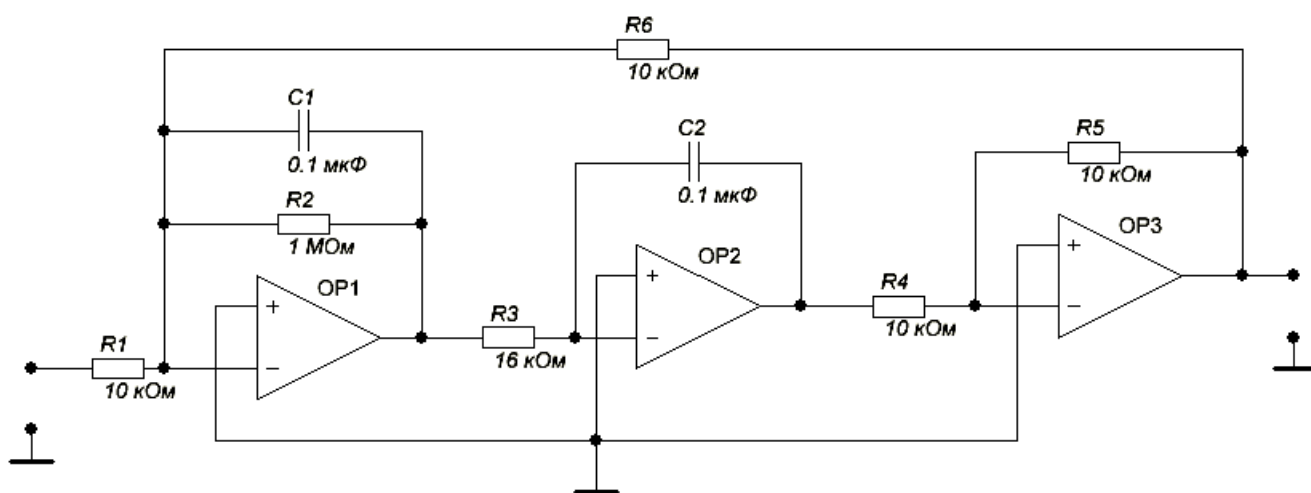


Рисунок 7.26 – Функціональна схема побудованого смугопропускального фільтра Тоу для діапазону низьких частот [61]

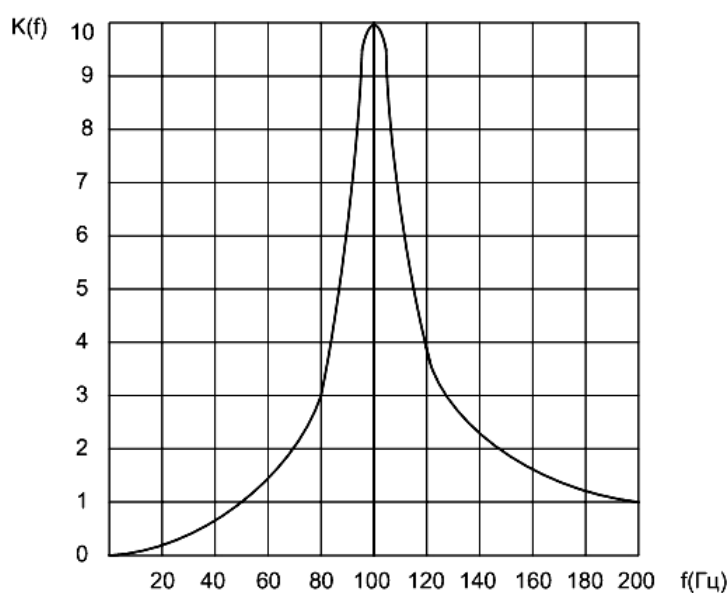


Рисунок 7.27 – АЧХ смугопропускального фільтра Тоу при частоті настроювання 100 Гц [61]

У розглянутому в [61] випадку побудованим активним фільтром Тоу можна забезпечити фільтрацію не лише завади з частотою 50 Гц, але й частот, що лежать вище корисного сигналу з частотою 100 Гц. Тобто, такий активний фільтр має бути смугопропускатним. При апроксимації основну роль відіграє крутизна нахилу АЧХ на ділянці від нульової частоти до частоти основного корисного сигналу, тобто 100 Гц. Для розробленої схеми фільтра уточнено коефіцієнти передавальної функції, розраховано частотні характеристики фільтра та доведено можливість придушення завади більше 40 дБ [61].

Аналіз змін характеристик фільтра Тоу за допомогою схемотехнічного моделювання здійснено автором у [62]. Зокрема, проаналізовано вплив розкиду параметрів елементів схеми та температури навколишнього середовища на характеристики побудованого фільтра Тоу. Було встановлено, що за номінальних умов коефіцієнт придушення завади з частотою 50 Гц становить 40,024 дБ. При відхиленні номіналів параметрів пасивних елементів схеми (рис. 7.26) на -10% коефіцієнт придушення завади з частотою 50 Гц становить 13,733 дБ, а при відхиленні на +10% -8,591 дБ. Тобто, недоліком побудованого смугопропускатного фільтра Тоу для діапазону низьких частот є сильна залежність коефіцієнта фільтрації завади від розкиду параметрів елементів схеми [62]. Також було з'ясовано, що для отримання максимального коефіцієнта придушення завади смугопропускатного фільтра важливим є використання пасивних елементів з мінімальними значеннями температурних коефіцієнтів опору та ємності, при цьому максимальні значення коефіцієнта придушення завади отримують при температурі навколишнього середовища +(15...25) °С.

7.6 Практичні застосування пристроїв формування сигналів з регулярною динамікою на основі реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференційним опором

У [63] автором показано, що основні параметри послідовних і паралельних резонансних контурів 1-го виду можна визначити при вимірюванні кута фазового

зсуву між двома напругами на виході вимірювального перетворювача та відношення амплітуд цих напруг. Проаналізовано залежність похибок вимірювання резонансної частоти та смуги пропускання від параметрів вимірювального перетворювача. Побудовано структурну схему амплітудно-фазового вимірювача основних параметрів паралельних та послідовних резонансних контурів [63].

Для побудови обладнання радіоінформаційних та інформаційно-вимірювальних систем широкого поширення отримали радіотехнічні пристрої формування сигналів з регулярною динамікою на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором. Такі пристрої використовуються як вторинні вимірювальні радіочастотні перетворювачі у яких інформаційний параметр про вимірювану величину перетворений в частоту повторення аналогового сигналу [54-60]. Автором запропоновано еквівалентні схеми та отримано результати аналітичних досліджень з використанням методу змінних стану автогенераторних перетворювача температури [54] і засобу для визначення фазових перетворень твердих матеріалів [55] на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором. Запропоновано автогенераторний прилад з лінійною функцією перетворення [56] та визначено величину методичної похибки [57] автогенераторних перетворювачів фізичних величин на основі реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором. Досліджено залежність реактивних властивостей транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором від радіаційної температури, що підвищує точність відновлення вимірювальних сигналів на скінченій дискретній вибірці [58] та запропоновано математичну модель автогенераторного вимірювального перетворювача [59], що враховує вплив температури на активну та реактивну компоненти малосигнального імпедансу біполярного транзистора. Запропоновано схему автогенераторного перетворювача температури для безконтактного інфрачервоного термометра та визначена його частотна нестабільність [60]. Запропоновано практичне застосування генераторів радіосигналів з регулярною динамікою коливань на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором у складі системи вхідного контролю [80]. Працездатність розроблених автором радіотехнічних пристроїв

підтвержені актами та довідками їх впровадження на підприємствах і установах м. Вінниці та м. Києва.

Результати побудови та дослідження пристроїв формування сигналів з регулярною динамікою на основі ємнісного та індуктивного ефектів транзисторних структур із від'ємним диференційним опором автором систематизовано в ґрунтовній роботі [40].

Висновки до 7-го розділу

1. Запропоновано новий метод формування сигналів із регулярною динамікою, принцип якого полягає у компенсації від'ємним диференційним опором активних втрат в автоколивній системі неавтономного радіотехнічного пристрою, що викликає перетворення енергії постійного струму джерела живлення в змінні в часі нелінійні коливання, суперпозиція яких з вхідним сигналом перетворює його спектральний склад, що дозволяє, на відміну від відомих методів, забезпечити режими підсилення вхідного сигналу, амплітудної модуляції сигналу, а також ділення частоти сигналу на електрично керований коефіцієнт поділу не лише у цілу, але й дробову кількість разів.

2. Вперше запропоновано математичну модель пристроїв формування періодичних електричних сигналів на основі нелінійних властивостей транзисторних структур із від'ємним опором, яка, на відміну від існуючих, враховує режими живлення та зовнішнього збудження для опису режимів підсилення вхідного сигналу, ділення частоти та амплітудної модуляції сигналу, що дозволило отримати фазові портрети і фігури Ліссажу, часові та частотні характеристики періодичних коливань.

3. Вперше розроблено квазілінійні математичні моделі помножувачів частоти на біполярній, польовій та біполярно-польовій транзисторних структурах з від'ємним диференційним опором на основі узагальненої еквівалентної схеми, які на відміну від існуючих враховують режими роботи активних елементів помножувачів частоти в залежності від зміни напруг живлення та керування.

4. Отримано аналітичні залежності вихідного струму для першої та третьої гармонік вихідного струму активних елементів помножувачів частоти на біполярній, польовій та біполярно-польовій транзисторних структурах з від'ємним диференціальним опором з врахуванням фізичних процесів, що в них відбуваються, які на відміну від існуючих враховують режими роботи транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором в залежності від напруг живлення і керування, температури навколишнього середовища.

5. Отримано аналітичні залежності умов стійкої роботи та резонансних коефіцієнтів передачі за напругою у режимах подвоєння і потроєння частоти на основі квазілінійної моделі активних елементів помножувачів частоти і рівняння паралельного коливного контуру для помножувачів частоти на біполярній, польовій та біполярно-польовій транзисторних структурах з від'ємним диференціальним опором.

6. Отримано результати теоретичних досліджень і математичного моделювання неавтономних радіотехнічних пристроїв формування сигналів на основі транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором. Досліджено динаміку електричних коливань у режимах підсилення, ділення частоти та амплітудної модуляції сигналу.

7. Проведено теоретичний аналіз можливості побудови автодинного помножувача частоти на транзисторній структурі з від'ємним диференціальним опором. Запропонована математична модель НВЧ автодинного помножувача частоти на транзисторній структурі з від'ємним диференціальним опором.

8. Отримано результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання одноланкового і дволанкового ФНЧ на основі МДН ТСВО, які підтвердили електричну керованість смугою пропускання (частотою зрізу), можливість керування частотою зрізу в діапазоні від 0,5...5 МГц (200 кГц ... 2 МГц), а також те, що при максимальному згасанні поза смугою пропускання складає до 20 дБ/октава (та 40 дБ/октава) для одноланкового (та дволанкового) ФНЧ на основі МДН ТСВО.

9. Основні наукові та практичні результати розділу опубліковано в роботах [40, 41, 42, 44, 45, 46, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 80, 81, 82, 90, 91, 270].

ВИСНОВКИ

Дисертаційну роботу присвячено вирішенню протиріччя, яке зумовлене тим, що класичні методи побудови пристроїв генерування та формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою з електричним перелаштуванням їхніх параметрів не відповідають сучасному рівню вимог інфокомунікаційних систем, а існуючі математичні моделі не забезпечують оптимізацію режимів їх роботи за ентропійним підходом, а також не дають змоги оцінити вплив адитивного білого шуму на динамічні процеси в них.

У дисертаційній роботі розв'язано науково-прикладну проблему, що полягає у необхідності розроблення нових та вдосконалення відомих методів і пристроїв генерування та формування сигналів, що забезпечують керування регулярною та хаотичною динамікою сигналів при електричному перелаштуванні параметрів автоколивних систем таких пристроїв у широких межах зі збереженням стійкості режимів їх роботи, що оптимізовані за максимумом ентропії й фрактальної розмірності.

За результатами розв'язання поставленої проблеми можна зробити такі висновки:

1. Проведено аналіз сучасного стану пристроїв генерування і формування сигналів, відомих принципів, методів, структур та математичних моделей, що покладено в основу їх побудови, який показав, що перспективним підходом розширення функціональних можливостей радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікацій є використання нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем і структур із від'ємним диференційним опором.

2. За методом Ван дер Поля побудовано нові схемні рішення генераторів електричних коливань з регулярною динамікою на основі нелінійних властивостей ТСВО. Удосконалено математичні моделі генераторів осциляторного та релаксаційного типів із генерованими періодичними сигналами. Наведено результати чисельного моделювання й експериментальних досліджень генераторів у діапазонах частот 860..910 МГц і 1,8..2,1 ГГц. У результаті цього вдалося розширити

перелаштування параметрів до 20..30% автоколивних систем генераторів зі збереженням стійкості режимів їх роботи. За методом Ван дер Поля побудовано багаточастотний генератор квазіперіодичних коливань на основі польової ТСВО та запропоновано його математичну модель. Встановлено, що за рахунок нелінійних властивостей запропонованої польової ТСВО на основній частоті генерації 1,25 МГц при електричному перелаштуванні в діапазоні 0,8..1,7 МГц режим роботи генератора змінюється від 1-частотного до 22-частотного, амплітудно-частотний спектр сигналу якого має дискретний характер із дзвіноподібною формою обвідної.

3. Досліджено динамічні процеси в автоколивних системах генераторів Колпітца з однострижковим і двострижковим активним елементом із застосуванням керування напруженням транзисторних еквівалентів ємності. Оптимізовано за максимумом ентропії хаотичних сигналів параметри автоколивних систем генераторів за схемою Колпітца з однострижковим і двострижковим активним елементом, що мають такі значення ($\varepsilon = 1,07$, $a = 30$, $b = 0,93$, $c = 20$, $d = 0,08$, $e = 10$) та ($a = 10,2$, $b = 0,46$, $\varepsilon_2 = 5,56$, $\varepsilon_3 = 3,1$) відповідно. Встановлено, що ентропія Колмогорова-Сіная $H = 0,1642$ та фрактальна розмірність $d_F = 2,6293$ двострижкового генератора Колпітца більші за ентропію Колмогорова-Сіная $H = 0,1292$ та фрактальну розмірність $d_F = 2,1123$ однострижкового генератора Колпітца. Запропоновано та досліджено низькочастотну електричну схему генератора Колпітца з електричним керуванням динамікою сигналів детермінованого хаосу. Встановлено, що ефективним способом керування динамікою сигналів детермінованого хаосу генератора Колпітца діапазону частот УВЧ є зміна режиму роботи активного елемента генератора, а тому набули поширення метод параметричної стабілізації режиму роботи активного елемента генератора Колпітца з використанням струмового дзеркала та балансний метод з використанням диференційного каскаду.

4. Розроблено нові схемні рішення генераторів детермінованого хаосу, побудованих за методами Кияшко-Піковського-Рабіновича та Аніщенко-Астахова на основі біполярних, польових і біполярно-польових ТСВО із ВАХ Λ -типу, що

уможливило забезпечити електричне керування динамікою генерованих хаотичних сигналів. Шляхом математичного моделювання досліджено нелінійні та хаотичні режими роботи у розроблених схемах генераторів. Розроблено експериментальні зразки генераторів детермінованого хаосу, побудованих за методом Аніщенко-Астахова, що базуються на біполярних і біполярно-польових ТСВО. Отримано нові результати експериментальних досліджень динамічних процесів у генераторах детермінованого хаосу, побудованих за методом Аніщенко-Астахова, на основі нелінійних властивостей ТСВО.

5. Удосконалено математичні моделі генераторів детермінованого хаосу Кияшко-Піковського-Рабіновича та Аніщенко-Астахова на основі польових, біполярних і біполярно-польових ТСВО у яких, на відміну від відомих, застосовано узагальнене трансцендентне рівняння апроксимації статичних ВАХ ТСВО Λ -типу за допомогою функції гіперболічного тангенсу, а також враховано дію адитивного білого шуму на автоколивну систему, що дало змогу дослідити режими роботи та умови керованості таких генераторів, а також вплив адитивного білого шуму на динаміку хаотичних сигналів. Оцінений вплив адитивного білого шуму на динамічні процеси в генераторах КПП на польовій транзисторній структурі з від'ємним диференційним опором. Встановлено, що його дія проявляється при рівні $D \geq 0,01$. Це підтверджує більш високу стійкість генератора КПП до впливу шуму у порівнянні з класичним генератором Ван дер Поля. Оптимізовані параметри автоколивної системи генератора КПП на основі біполярної ТСВО за максимумом інформаційних властивостей і встановлено такі оптимальні параметри його автоколивної системи $\varepsilon = 0,2$, $h = 0,115$ і $g = 0,775$. Встановлено, що ентропія Колмогорова-Сіная оптимізованого генератора КПП становить $H = 0,1605$ та фрактальна розмірність – $d_F = 2,004$, а максимальна ентропія Колмогорова-Сіная генератора детермінованого хаосу Аніщенко-Астахова становить $H = 0,0295$ і фрактальна розмірність – $d_F = 2,0391$.

6. Запропоновано нову електричну схему генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з електричним керуванням динамікою коливань в осциляторному, релаксаційному та хаотичному режимах при за-

безпеченні запасу стійкості його роботи. Запропоновано нові електричні схеми генераторів детермінованого хаосу, побудованих за методом Чуа, на основі БТ-МДН і МДН ТСВО, що мають кубічні нелінійності ВАХ, з несиметричною та симетричною схемами живлення відповідно. Встановлено, що у режимі розвинутого хаосу генератор Чуа на базі МДН ТСВО має фазовий портрет з атрактором типу «подвійний завиток», що забезпечує кращі його інформаційні властивості – ентропія Колмогорова-Сіная $H = 0,2947$ і фрактальна розмірність $d_F = 2,0973$).

7. Удосконалено математичну модель неавтономних пристроїв формування періодичних сигналів на основі нелінійних властивостей транзисторних структур із від’ємним диференціальним опором, що, на відміну від існуючих, застосовує узагальнене трансцендентне рівняння для апроксимацію статичних ВАХ Λ -типу і враховує режими живлення та зовнішнього збудження для опису процесів підсилення вхідного сигналу, амплітудної модуляції сигналу та ділення частоти сигналу на електрично керований коефіцієнт поділу. Це дозволило отримати фазові портрети і фігури Ліссажу, часові та частотні характеристики сформованих періодичних коливань.

8. Досліджено принцип формування сигналів із регулярною динамікою, який полягає у компенсації від’ємним диференціальним опором активних втрат в автоколивній системі неавтономного радіотехнічного пристрою, що викликає перетворення енергії постійного струму джерела живлення в енергію змінних у часі нелінійних коливань, суперпозиція яких із вхідним сигналом перетворює його спектральний склад. Розроблено нові електричні схеми та конструкції пристроїв формування сигналів на базі транзисторних структур із від’ємним диференціальним опором: помножувачів частоти у 2 та 3 рази діапазону 600..900 МГц, одно- і дво-ланкових фільтрів низьких частот з частотою зрізу в діапазоні 0,2...2 МГц і фазообертачів сигналів діапазону 900 МГц, робочі параметри яких керуються напругою. Отримано результати їх теоретичних і експериментальних досліджень.

Отримані у науковій роботі результати досліджень впроваджені на ТОВ «ДЖЕМІКЛ» (м. Вінниця), АТ «БАНКОМЗВ’ЯЗОК» (м. Київ), ТОВ «ДАЙТЕКС ТЕХНОЛОДЖІС» (м. Вінниця), Вінницькій філії ТОВ «ВЕНБЕСТ», а також у на-

вчальному процесі Вінницького національного технічного університету та навчальному процесі у Вінницькому навчально-науковому виробничому центрі Одеської національної академії зв'язку ім. О.С. Попова.

Отримані в роботі наукові та практичні результати можуть знайти подальше застосування в процесі розробки та вдосконалення радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій в процесі їхнього виробництва та експлуатації, а також у науково-дослідних установах та навчальному процесі вищих навчальних закладів. Достовірність основних теоретичних положень і висновків підтверджується їх задовільною збіжністю з результатами комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Круліковський О.В., Галюк С.Д., Політанський Л.Ф. Особливості вибору хаотичних систем для побудови генераторів псевдовипадкових послідовностей. *Телекомунікаційні та інформаційні технології*. 2017. №2. С. 64–67.
2. Галюк С.Д., Круліковський О.В., Політанський Л.Ф. Аналіз часових рядів генерованих гіперхаотичною системою Тратаса. *Вісник Хмельницького національного університету серія: Технічні науки*. 2017. № 4(251). С. 187–192.
3. Krulokovskyi O.V., Haliuk S.D., Politanskyi L.F. Testing timeseries ring-coupled map generated by on FPGA. *Телекомунікаційні та інформаційні технології*. 2016. №4 (53). С. 24–29.
4. O.V. Krulikovskiy, S.D. Haliuk, L.F. Politanskyi PRNG based on modified tratas chaotic system. *Сучасний захист інформації*. 2016. № 2. С. 69–77.
5. Vovchuk D., Haliuk S., Politanskii L. Experimental Research of the Process of Masking of Digital Information Signals Using Chaotic Oscillation. *Eastern European Scientific Journal*. 2014. №3. P. 245–253.
6. Еліяшів О.М., Русин В.Б., Політанський Л.Ф., Кушнір М.Я., Політанський Р.Л. Дослідження властивостей нелінійного елемента передавача хаотичної системи зв'язку. *Радиоэлектроника и информатика*. 2011. №2 (53). С. 12–16.
7. Політанський Л.Ф., Політанський Р.Л., Гресь О.В., Шпатар П.М. Моделювання схем шифрування інформації з використанням псевдовипадкових послідовностей. *Східноєвропейський журнал передових технологій*. 2012. №3/9 (57). С. 50–52.
8. Элияшив О.М., Галюк С.Д., Политанский Л.Ф., Кушнир Н.Я., Танасюк В.С. Непрерывная и импульсная синхронизация работы генераторов Чуа. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2012. №1. С. 22–27.
9. Элияшив О.М., Политанский Л.Ф. Безындуктивные генераторы хаотических колебаний по схеме Чуа. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2012. №2. С. 12–16.

10. Иванюк П.В., Политанский Л.Ф., Политанский Р.Л., Элияшев О.М. Хаотическое маскирование информационных сигналов с использованием генератора на базе системы Лю. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2012. №3. С. 11–17.

11. Иванюк П.В., Политанский Л.Ф., Политанский Р.Л. Генератор хаотических сигналов на основе системы дифференциальных уравнений с четырьмя переменными. *Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал*. 2012. Том 11. № 3. С. 356–362.

12. Григорій Косован, Микола Кушнір, Леонід Політанський. Алгоритм шифрування інформації на основі двох хаотичних динамічних систем для захищеної системи зв'язку. *Захист Інформації*. 2013. Том 15. №4. С. 299–306.

13. Когай Г.Д., Тен Т.Л. Методы и модели хаотических процессов в системах связи. *Современные наукоёмкие технологии*. 2014. № 10. С. 61–64.

14. E. V. Efremova. Generation of Dynamic Chaos in a Range of 10–30 GHz. *Journal of Communications Technology and Electronics*. April 2018, Volume 63, Issue 4. P. 367–373.

15. Патрушева Т.В., Патрушев Е.М. Исследование границы касательной бифуркации в обнаружителе периодических сигналов, построенном на основе генератора детерминированного хаоса. *Моделирование, оптимизация и информационные технологии*. 2017. №2 (17). С. 78–88.

16. Перевозников Е.Н., Скворцов Г.Е. неустойчивость и хаос в нелинейном электронном генераторе. *Международный научно-исследовательский журнал*. 2018. Выпуск 4(70). С. 142–145. DOI: <https://doi.org/10.23670/IRJ.2018.70.027>

17. Голевич О.Б., Пивовар О.С. Використання хаотичних сигналів у багатоканальних надширококутових системах зв'язку. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2013. № 3. С. 149-152.

18. Захарченко Н.В., Горохов С.М., Корчинский В.В., Радзимовский Б.К. Скрытность передачи в системах связи с хаотическими сигналами. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2013. № 3. С. 161-164.

19. Корчинский В. В. Метод моделирования шумовых сигналов для систем передачи конфиденциальной информации. *Вісник НТУ «ХПИ»*. 2013. №38(1011). С. 99-104.

20. Корчинский В.В. Модель шумового сигнала для передачи конфиденциальной информации. *Вісник НТУ «ХПИ»*. 2013. №11(985). С. 90-95.

21. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос : Новые носители информации для систем связи. Москва: Физматлит, 2002. 251 с.

22. Малинецкий Г. Г., Потапов А. Б. Современные проблемы нелинейной динамики. Москва: УРСС, 2002. 360 с.

23. Залогин Н. Н., Кислов В. В. Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах. Москва: Радиотехника, 2006. 205 с.

24. Vadim S. Anishchenko, Tatyana E. Vadivasova, Galina I. Strelkova. Deterministic Nonlinear Systems. A Short Course. Switzerland: Springer International Publishing, 2014. 294 p.

25. Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Максимов Н. А., Панас А. И. Генерация хаоса / под общ. ред. А. С. Дмитриева. Москва: Техносфера, 2012. 424 с.

26. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs); Amendment 1: Add Alternate PHYs, 2007.

27. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, First Report and Order. Federal Communications Commission (FCC), ET Docket 98-153, FCC 02-48; Adopted: February 14, 2002; Released: April 22, 2002.

28. REPORT FROM THE COMMISSION TO THE EUROPEAN PARLIAMENT AND THE COUNCIL on the implementation of the Radio Spectrum Policy Programme, Brussels, 22 April 2014. 13 p. URL: <https://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=COM:2014:0228:FIN:EN:PDF>

29. Анищенко В. С. Сложные колебания в простых системах. Механизмы возникновения, структура и свойства динамического хаоса в радиофизических системах. 2-е изд. Москва: УРСС, 2009. 320 с.

30. Шахтарин Б. И., Кобылкина П. И., Сидоркина Ю. А., Кондратьев А. В., Митин С. В. Генераторы хаотических колебаний : учебн. пособие. Москва: Гелиос АРВ, 2014. 248 с.

31. Кузнецов А. П., Емельянова Ю. П., Сатаев И. Р., Тюрюкина Л. В. Синхронизация в задачах: Учебно-научное издание. Саратов: ООО Издательский центр «Наука», 2010. 256 с.

32. M. P. Kennedy, R. Rovatti, G. Setti. Chaotic Electronics in Telecommunications. London: CRC Press, 2000. 442 с.

33. Галюк С. Д., Політанський Л. Ф. Тривалість перехідних процесів при встановленні синхронізації хаотичних систем в телекомунікаціях. *Проблеми телекомунікацій*. 2014. № 3. С. 76–85.

34. Корчинский В. В., Казакова Н. Ф. Условие обеспечения энергетической скрытности хаотических сигналов при передаче конфиденциальной информации. *Сучасний захист інформації*. 2013. №3. С. 12–16.

35. Голевич О. Б., Ковтун Л. О., Пивовар О. С., Троцишин І. В. Ансамблі хаотичних сигналів для зменшення дії системних завод у надширокопосмугових системах зв'язку. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах* : Матеріали XIV Міжнар. Наук.-Техн. Конференції (10-14 Вересня 2015р., м.Одеса) ; Одес. Нац. Акад. Зв'язку ім. О.С. Попова. – Одеса–Хмельницький : ХНУ, 2015. С. 91–92.

36. Федула М. В. Виявлення періодичних сигналів із застосуванням обробки фазового портрету хаотичної системи у перерізі Пуанкаре. *Вісник Хмельницького національного університету*. 2014. №5 (217). С. 140–144.

37. Радзімовський Б. К. Статистичні властивості телекомунікаційних сигналів на основі хаотичних коливань. *Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова*. 2015. № 1. С. 48–55.

38. Голевич О. Б., Пивовар О. С., Троцишин І. В. Впорядкування ансамблів хаотичних сигналів та способи їх використання в надширокосмугових телекомунікаційних системах. *Цифрові технології*. 2015. Вип. 17. С. 182–192. URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/ct_2015_17_24

39. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором : монографія. Вінниця: ВНТУ, 2009. 184 с. ISBN 978-966-641-315-7

40. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором : монографія. Вінниця: ВНТУ, 2011. 336 с. ISBN 978-966-641-405-5.

41. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Електрично керована еквівалентна ємність на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Збірник наукових праць Севастопольського національного університету ядерної енергії та промисловості*. 2008. Вип.1 (25). С.159–164.

42. Осадчук О. В., Семенов А. О., Лазарев О. О., Коваль К. О. Ємнісний активний елемент на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором. *Наукові праці Вінницького національного технічного університету*. 2011. №4. С. 1–7. URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/305/303> (дата звернення: 07.08.2018).

43. A. Osadchuk, K. Koval, A. Semenov, M. Prutyla. Mathematical model of transistor equivalent of electrical controlled capacity. *The International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunication and Computer Science" TCSET 2008*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 19–23, 2008. P. 35–36.

44. Семенов А. О., Осадчук О. В., Коваль К. О. Помножувач частоти на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Хмельницького національного університету: Технічні науки*. 2008. №3, Т.1. С. 139–144.

45. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. НВЧ помножувач частоти на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2008. №1 (29). С. 48–52.

46. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Квазілінійна математична модель помножувача частоти на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. 2009. №4. С. 244–249.

47. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Оптично керований НВЧ генератор на основі HEMT-транзисторної структури. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*. 2007. №2 (14). С. 215–221.

48. Andriy Semenov, Olena Semenova, Oleksandr Osadchuk. The UHF oscillators based on a HEMT structure with negative conductivity. *Proceedings of the International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. 21–23 May 2015. Omsk, Russia. P. 1–4. DOI: [10.1109/SIBCON.2015.7147215](https://doi.org/10.1109/SIBCON.2015.7147215)

49. Осадчук О. В., Семенов А. О., Задорожний В. К. Математична модель мікроелектронного частотного сенсора оптичного випромінювання. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*. 2009. №1 (17). С. 187–193.

50. Osadchuk V. S., Osadchuk A. V., Semenov A. A., Semenova E. A. Experimental research and modeling of the microwave oscillator based on the static inductance transistor structure with negative resistance. *Proceedings of the 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*. 13–17 Sept. 2010, Sevastopol, Ukraine, 2010. P. 187–188. DOI: [10.1109/CRMICO.2010.5632543](https://doi.org/10.1109/CRMICO.2010.5632543).

51. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Багаточастотний генератор на основі ємнісного ефекту польової транзисторної структури з від'ємним опором. *Наукові праці Вінницького національного технічного університету*. 2011. №2. С. 1–10. URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/273/271>

52. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Генератор прямокутних імпульсів на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2009. №1. С. 92–97.

53. Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Генератор лінійно змінної напруги на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2008. № 2. С. 71–75.

54. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Частотний перетворювач температури на основі сегнетоконденсатора. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. 2011. №2. С. 198–202.

55. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Математична модель автогенераторного засобу для визначення фазових перетворень твердих матеріалів. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. 2012. №1. С. 120–125.

56. Осадчук О. В., Осадчук Я. О., Семенов А. О., Барабан С. В., Коваль К. О., Клименко В. А. Мікроелектронний сенсор температури на основі транзисторної піроелектричної структури з активним індуктивним елементом: патент 126457 Україна на корисну модель. № u201712877 ; заявл. 26.12.2017 ; опубл. 25.06.2018, Бюл. № 12. 6 с.

57. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Визначення метрологічних характеристик автогенераторного засобу з від'ємним опором для дослідження твердофазних систем. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2012. №1. С. 54–59.

58. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Засіб неруйнівного контролю структурних перетворень твердофазних систем. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2013. №1. С. 53–56.

59. Осадчук О. В., Семенов А. О., Барабан С. В. Автогенераторний вимірювальний перетворювач температури об'єктів, що обертаються. *Вісник Київського національного університету технологій та дизайну*. 2013. №3. Тематичний випуск. С. 140–145.

60. Osadchuk A. V., Semenov A. A., Baraban S. V., Semenova E. A., Koval K. O. Noncontact infrared thermometer based on a self-oscillating lambda type system for measuring the human body's temperature. *Proceedings of the 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*. 8–14 Sept. 2013, Sevastopol, Ukraine. 2013. P. 1069-1070.

61. Рудик А. В., Рудик В. А., Семенова О. О., Семенов А. О. Використання фільтра Тоу для фільтрації низькочастотних вузькосмугових процесів. *Вісник Інженерної академії України*. №2. 2014. С. 126–130.

62. Рудик А. В., Рудик В. А., Семенов А. О., Семенова О. О. Аналіз зміни характеристик фільтра Тоу. *Вісник Інженерної академії України*. 2014. № 3–4. С. 129–134.

63. Рудик А. В., Семенова О. О., Семенов А. О. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів. *Вісник Інженерної академії України*. 2013. №2. С. 276–281.

64. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Семенова О. О., Коваль К. О. Електрично керований НВЧ фазообертач: патент 90435 Україна на винахід. № a200806924 ; заявл. 19.05.2008 ; опубл. 26.04.2010, Бюл. №8. 5 с.

65. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О., Семенова О. О. Електрично керований фазообертач діапазону НВЧ: патент 39839 Україна на корисну модель. № u200812834 ; заявл. 03.11.2008 ; опубл. 10.03.2009, Бюл. №5. 5 с.

66. Osadchuk A.V., Semenov A.A., Koval K.O., Semenova E.A., Varaban S.V. Electrically controllable microwave phase shifters based on capacitive effect of the transistor structure with negative resistance. *Proceedings of the 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*. 8–14 Sept. 2013, Sevastopol, Ukraine, 2013. P. 106–107.

67. Семенов А. О., Осадчук О. В. Мікроелектронний електрично-керований генератор хаотичних коливань з інерційною нелінійністю: патент 127220 Україна на корисну модель. № u201800991 ; заявл. 02.02.2018 ; Опубл. 25.07.2018, Бюл. № 14. 6 с.

68. Andriy O. Semenov, Alexander V. Osadchuk, Iaroslav A. Osadchuk, Kostyantyn O. Koval, Maksym O. Prytula. The Chaos Oscillator with Inertial Non-Linearity Based on a Transistor Structure with Negative Resistance. *17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM*

2016. Erlagol, Altai, Russia, 30 June – 4 July, 2016. Conference Proceedings, 2016. – P. 178–184. DOI: [10.1109/EDM.2016.7538720](https://doi.org/10.1109/EDM.2016.7538720).

69. Семенов А.О., Осадчук О.В. Генератор детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від’ємним опором. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2017. № 6. С. 147–152.

70. Andriy Semenov, Oleksandr Osadchuk. Modeling the Deterministic Chaos Microelectronic Oscillator Based on the Bipolar Transistor Structure with Negative Resistance. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Conference Proceedings. May 29 – June 2, 2017. Kyiv, Ukraine. – P. 704–708. DOI: [10.1109/UKRCON.2017.8100335](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100335)

71. Семенов А. О., Осадчук О. В. Мікроелектронний електрично-керований генератор хаотичних коливань: патент 127219 Україна на корисну модель. № u2018 00990 ; заявл. 02.02.2018 ; опубл. 25.07.2018, Бюл. № 14. 6 с.

72. Andriy Semenov, Alexander Osadchuk. Experimental Research of the Deterministic Chaos Oscillator Based on a Bipolar Transistor Structure with Negative Differential Resistance. *Proceedings of the 4th International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications Science and Technology»*. 10 – 13 October, 2017, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine, 2017, pp. 34–37. DOI: [10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343](https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343)

73. Oleksandr Osadchuk, Kostyantyn Koval, Maksym Prytula, Andriy Semenov. Comparative Analysis of Radiomeasuring Frequency Converters of the Magnetic Field. *Proceedings of the XIII International Conference “Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science”*. Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23 – 26, 2016. P. 275–278. DOI: [10.1109/TCSET.2016.7452034](https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7452034)

74. Oleksander Osadchuk, Andriy Semenov, Oleksander Zviahin, Anton Savyt-skyi. Numerical Method for Processing Frequency Measuring Signals from Microelectronic Sensors Based on Transistor Structures with Negative Resistance. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Conference Proceedings. May 29 – June 2, 2017. Kyiv, Ukraine. P. 721–725. DOI: [10.1109/UKRCON.2017.8100338](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100338)

75. Andriy O. Semenov, Anton Yu. Savytskyi, Oleg V. Bisikalo, Pavlo I. Kulakov. Mathematical Modeling of the Two-Stage Chaotic Colpitts Oscillator. *Proceedings of 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 20 – 24, 2018. P. 835-839. DOI: 10.1109/TCSET.2018.8336327

76. Andriy Semenov, Kostyantyn Koval, Anton Savytskyi, Oleksander Zviahin, Serhii Baraban. Numerical Study of the Deterministic Chaos Oscillator with a Differential Integral Element on the Colpitts Circuit. *Proceedings of 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 20 – 24, 2018. P. 846–850. DOI: 10.1109/TCSET.2018.8336329

77. Осадчук О. В., Осадчук В. С., Семенов А. О., Гурський А. П., Семенова О. О. Інфрачервоний газоаналізатор з частотним виходом: патент 89423 Україна на винахід. № u200803617 ; заявл. 21.03.2008 ; опубл. 25.01.2010, Бюл. №2. 6 с.

78. Осадчук О. В., Осадчук В. С., Семенов А. О., Гурський А. П., Семенова О. О. Інфрачервоний вимірювач концентрації газу з частотним виходом: патент 89424 Україна на винахід. № u200803628 ; заявл. 21.03.2008 ; опубл. 25.01.2010, Бюл. №2. 6 с.

79. Осадчук О. В., Осадчук В. С., Семенов А. О., Семенова О. О., Гурський А. П. Інфрачервоний піроелектричний газоаналізатор: патент 92211 Україна на винахід. № a200811790 ; заявл. 03.10.2008 ; опубл. 11.10.2010, Бюл. №19. 6 с.

80. Осадчук О.В., Семенов А.О., Барабан С.В. Система вхідного контролю некристалічних напівпровідників на основі автогенераторних приладів з від'ємним опором. *Нові технології. Науковий вісник Кременчуцького університету економіки, інформаційних технологій і управління*. 2011. №4(34). С. 9–12.

81. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Електрично керований фільтр низьких частот: патент 29421 Україна на корисну модель. № u200710779 ; заявл. 01.10.2007 ; опубл. 10.01.2008, Бюл. №1. 3 с.

82. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Електрично керований фільтр високих частот: патент 30176 Україна на корисну модель. № u200712797 ; заявл. 19.11.2007 ; опубл. 11.02.2008, Бюл. №3. 3 с.

83. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Оптично керований генератор електричних коливань: патент 32335 Україна на корисну модель. №u200800389 ; заявл. 11.01.2008 ; опубл. 12.05.2008, Бюл. 9. 5 с.

84. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Гурський А. П., Коваль К. О. Оптичний вимірювач концентрації газу: патент 32336 Україна на корисну модель. № u200800391 ; заявл. 11.01.2008 ; опубл. 12.05.2008, Бюл. 9. 4 с.

85. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Гурський А. П., Семенова О. О. Оптичний вимірювач концентрації газу з частотним виходом: патент 33238 Україна на корисну модель. № u2008 02332 ; завлено 22.02.2008 ; опубл. 10.06.2008, Бюл. №11. 3 с.

86. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Генератор прямокутних імпульсів: патент 33049 Україна на корисну модель. № u200801301 ; заявл. 3.03.2008 ; опубл. 10.06.2008, Бюл. №11. 4 с.

87. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О., Мартинюк В. В. Електрично керований генератор лінійно змінної напруги: патент 33041 Україна на корисну модель ; u2008 01261 ; заявл. 01.02.2008 ; опубл. 10.06.2008, Бюл. №11. 3 с.

88. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Семенова О. О., Коваль К. О. Електрично керований генератор лінійно змінної напруги: патент 38348 Україна на корисну модель. № u200812442 ; заявл. 23.10.2008 ; опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1. 5 с.

89. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Електрично-керований помножувач частоти: патент 38506 Україна на корисну модель. № u200810040 ; заявл. 04.08.2008 ; опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1. 5 с.

90. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Семенова О. О., Коваль К. О. Мікроелектронний електрично керований помножувач частоти: патент

38347 Україна на корисну модель. № u200812443 ; заявл. 23.10.2008 ; опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1. 5 с.

91. Семенов А. О., Семенова О. О. Старт-стопний вимірювач часових інтервалів: патент №57361 Україна на корисну модель. № u2010 09107; заявл. 20.07.2010 ; опубл. 25.02.2011, Бюл. №4. 4 с.

92. Olena O. Semenova, Andriy O. Semenov, Oleg V. Bisikalo, Pavlo I. Kulakov, Rami R. Hamdi, Ryszard Romaniuk, Baituma Bissarinov. Genetic ANFIS for scheduling in telecommunication networks. *Proc. SPIE 10808, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments*, 2018, Vol. 108081Z; 8 pages, <https://doi.org/10.1117/12.2501503>.

93. Mohammed Al-Maitah, Olena O. Semenova, Andriy O. Semenov, Pavel I. Kulakov, Volodymyr Yu. Kucheruk. A Hybrid Approach to Call Admission Control in 5G Networks. *Advances in Fuzzy Systems*, Volume 2018, Article ID 2535127, 7 pages, <https://doi.org/10.1155/2018/2535127>.

94. Andriy Semenov, Oleksandr Osadchuk, Olena Semenova, Oleg Bisikalo. Signal Statistic and Informational Parameters of Deterministic Chaos Transistor Oscillators for Infocommunication Systems. *2018 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology*. 9 – 12 October, 2018, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine, 2018, conference pp. 1–5.

95. Andriy Semenov, Anton Savytskyi, Olena Semenova, Maksym Huz. Numerical Simulation of the Chua's Oscillator Based on a MOSFET Structure with a Cubic Non-linearity. *2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018)*, September 4-7, Odessa, Ukraine. – pp. 144-149.

96. Andriy Semenov, Anton Savytskyi, Olena Semenova, Volodymyr Kychak. Frequency Divider Based on a Transistor Structure with Negative Resistance and an I-V curve of Λ -type. *The Third International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2018)*. Conference Proceeding. 10–14 September 2018, Odessa, Ukraine, conference paper 91, pp. 1-6.

97. Коваль К. О. Радіовимірювальні прилади на основі ємнісного ефекту в транзисторних структурах з від'ємним опором. *Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.11.08 – радіовимірювальні прилади*. Вінниця, ВНТУ, 2010. 20 с.

98. Барабан С. В. Метод і засіб вхідного контролю структурно-чутливих параметрів некристалічних напівпровідників. *Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.11.13 – прилади і методи контролю та визначення складу речовин*. Вінниця, ВНТУ, 2013. 19 с.

99. Луцький Є. Ф. Дослідження шумових властивостей генераторів електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором. *Магістерська кваліфікаційна робота за спеціальністю 8.05090101 – радіотехніка*. Вінниця: ВНТУ, 2015. 115 с.

100. Andrei Grebennikov. RF and Microwave Transistor Oscillator Design. John Wiley & Sons. 2007. 441 p.

101. Бенинг Ф. Отрицательное сопротивление в электронных схемах. Москва, 1975. 286 с.

102. Гаряинов С. А., Абезгауз И. Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. Москва: Энергия, 1970. 319 с.

103. Гаряинов С. А., Тиходеев Ю. С. Физические модели полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением. Москва: Радио и связь, 1997. 276 с.

104. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Монографія. Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000. 303 с.

105. Осадчук В. С., Осадчук О. В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999. – 275 с.

106. Leon O. Chua, Juebang Yu, Youying Yu. Bipolar – JFET – MOSFET Negative Resistance Devices. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 32, No 1, January 1985. P. 46–61. DOI: 10.1109/TCS.1985.1085599.

107. Новиков С. Г., Гурин Н. Т., Беринцев А. В., Родионов В. А., Штанько А. А. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением на передаточной вольтамперной характеристике. *Известия Самарского научного центра Российской академии наук*. 2013. Т. 15, №6. С. 59–68.
108. Новиков С. Г., Гурин С. Т., Воробьева Т. А., Новоселов А. Ю. Полупроводниковые приборы с двумя участками отрицательного дифференциального сопротивления N-типа. *Известия ТРТУ*. 2000. Т. 17. С. 103–105.
109. Воробьева Т. А., Новиков С. Г., Гурин Н. Т., Новоселов А.Ю. Моделирование и исследование полупроводникового биполярного прибора с отрицательным дифференциальным сопротивлением N-типа. *Известия ТРТУ*. 2000. Т. 17. С. 105–108.
110. Umesh Kumar. Design of an indigenized negative resistance characteristics curve tracer. *Active and Passuve Elec. Comp.* 2000. Vol. 23. P. 13–23.
111. Umesh Kumar. Simulation of a novel Bipolar-FET type-S negative resistance circuit. *Active and Passive Elec. Comp.* September 2003. Vol. 26. P. 129–132.
112. Keith O'Donoghue, Michael Peter Kennedy, Peadar Forbes, Min Qu, Stephanie Jones. A fast and simple implementation of chua's oscillator with cubic-like nonlinearity. *International Journal of Bifurcation and Chaos in Applied Sciences and Engineering*. September 2005. Volume 15, Issue 09. P. 2959–2971. <https://doi.org/10.1142/S0218127405013800>
113. Keith O'Donoghue, Michael Peter Kennedy, Peadar Forbes. A fast and simple implementation of Chua's oscillator using a "cubic-like" Chua diode. *Proceedings of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design*. 2 Sept. 2005. Cork, Ireland. Volume 2. P. 1–3. DOI: 10.1109/ECCTD.2005.1522998.
114. A. M. Eltawil and A. S. Elwakil. Low-Voltage Chaotic Oscillator With an Approximate Cubic Nonlinearity. *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*. 1999. Vol. 53, No. 3. P. 11–17.
115. Ильин А.Г. Автогенераторы и синтезаторы. Учебное пособие. Томск: ТУСУР, 2012. 68 с.

116. Monolithic Voltage-Controlled Oscillators. URL: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2622-MAX2624.pdf> (дата звернення: 30.09.2018).

117. 2.4GHz Monolithic Voltage-Controlled Oscillators. URL: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2750-MAX2752.pdf> (дата звернення: 30.09.2018).

118. Wolfgang Mathis and Jan Bremer. Modelling and design concepts for electronic oscillator and its synchronization. *The Open Cybernetics and Systems Journal*. 2009. No 3. P. 47–60.

119. Прокопенко В. Г. Кварцевый генератор: а. с. 1706002 СССР. Заявл. 07.07.89 ; Опубл. 15.01.92, Бюл. №2. 2 с.

120. Ильин О. П. Генератор синусоидальных колебаний: патент 2012124 РФ. Заявлено 03.05.1991 ; опубл. 30.04.1994. Бюл. – 6 с.

121. Ильин О. П. Генератор синусоидальных колебаний: патент 2445726 РФ. № 2011104047/08 ; заявл. 04.02.2011 ; опубл. 20.03.2012, Бюл. № 8. 9 с.

122. Прокопенко В. Г. Кварцевый генератор: патент 2079205 РФ. № 98107596/09 ; заявл. 22.11.1995 ; опубл. 10.05.1997. Бюл. 7 с.

123. Прокопенко В. Г. Кварцевый генератор: патент 2132590 РФ. Заявл. 20.04.1998; опубл. 27.06.1999. Бюл. 8 с.

124. A. P. S. Khanna. State of the art in microwave VCOs. *Microwave journal*. May 2015. P. 22–42.

125. Thanh Ngoc Thi Do, Szhou Lai, Mikael Hörberg, Herbert Zirath, Dan Kuylenstierna. A MMIC GaN HEMT voltage-controlled-oscillator with high tuning linearity and low phase noise. *2015 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 11-14 Oct. 2015, New Orleans, LA, USA. 2015. P. 1–4. DOI: 10.1109/CSICS.2015.7314478.

126. Chih-Lin Chang, Chao-Hsiung, Hong-Yeh Chang. A new monolithic K-band filter-based voltage-controlled oscillator using 0.15 μm GaAs pHEMT technology. *IEEE Microwave and wireless components letters*. February, 2014. Vol. 24, Issue 2. P. 111–113. DOI: 10.1109/LMWC.2013.2290224.

127. Shinwon Kang, Jun-Chau Chien, Ali M. Niknejad. A 100GHz phase-locked loop in 0.13 μ m SiGe BiCMOS process. *2011 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 5-7 June 2011, Baltimore, MD, USA. 2011. P. 1–4. DOI: 10.1109/RFIC.2011.5940606.

128. Shinwon Kang, Jun-Chau Chien, Member, Ali M. Niknejad. A W-Band low-noise PLL with a fundamental VCO in SiGe for millimeter-wave applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Oct. 2014. Vol. 62, Issue 10. P. 2390–2404. DOI: 10.1109/TMTT.2014.2345342.

129. Прокопенко В. Г. Генератор хаотических колебаний: патент 2273088 РФ. № 2004130933/09 ; заявл. 22.10.2004 ; опубл. 27.03.2006, Бюл. № 9. 10 с.

130. Прокопенко В. Г. Генератор хаотических колебаний: патент № 2416144 РФ. № 2009142658/09 ; заявл. 18.11.2009 ; опубл. 10.04.2011, Бюл. № 10. 14 с.

131. Прокопенко В. Г. Генератор гиперхаотических колебаний: патент 2472210 РФ. № 2011134953/08 ; заявл. 19.08.2011 ; опубл. 10.01.2013, Бюл. № 1. 12 с.

132. Прокопенко В. Г. Генератор хаотических колебаний: патент 2449461 РФ. № 2011116004/08 ; заявл. 22.04.2011 ; опубл. 27.04.2012 Бюл. № 12. 12 с.

133. Прокопенко В. Г. Генератор хаотических колебаний: патент 2479105 РФ. № 2012108016/08 ; заявл. 01.03.2012 ; опубл. 10.04.2013, Бюл. № 10. 13 с.

134. A. S. Elwakil, M. P. Kennedy. A Semi-Systematic Procedure for Producing Chaos from Sinusoidal Oscillators Using Diode-Inductor and FET-Capacitor Composites. *IEEE Transactions on Circuits and Systems—I: Fundamental Theory and Applications*. April 2000. Vol. 47, No. 4. P. 582–590. DOI: 10.1109/81.841862.

135. A. S. Elwakil, A. M. Soliman. Current Conveyor Chaos Generators. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications*. March 1999. Vol. 46, No. 3. P. 393–398. DOI: 10.1109/81.751313.

136. A. S. Elwakil, A. M. Soliman. Current mode chaos generator. *Electronics Letters*, 25 Sept. 1997. Vol. 33, No 20. P. 1661–1662. DOI: 10.1049/el:19971199.

137. A. S. Elwakil, A. M. Soliman. Two Modified for Chaos Negative Impedance Converter OP AMP Oscillators with Symmetrical and Antisymmetrical Nonlinearities.

International Journal of Bifurcation and Chaos. 1998. Vol. 8, No. 6. P. 1335–1346.
<https://doi.org/10.1142/S0218127498001030>.

138. A. S. Elwakil, M. P. Kennedy. A family of Colpitts-like chaotic oscillators. *Journal of the Franklin Institute*. 1999. Vol. 336. P. 687–700.
[https://doi.org/10.1016/S0016-0032\(98\)00046-5](https://doi.org/10.1016/S0016-0032(98)00046-5).

139. A. S. Elwakil, A. M. Soliman. Mathematical Models of the Twin-T, Wien-bridge and Family of Minimum Component Electronic Chaos Generators with Demonstrative Recurrence Plots. *Chaos, Solitons & Fractals*, 1999. Vol. 09, No. 7. P. 1399–1412. DOI: 10.1016/S0960-0779(98)00109-X.

140. Кузнецов А. П., Селиверстова Е. С., Трубецков Д. И., Тюрюкина Л. В. Феномен уравнения Ван дер Поля. *Известия вузов «Прикладная нелинейная динамика»*. 2014. Т. 22, №4. С. 3–42.

141. Мартинюк В. В., Федула М. В. Виявлення слабких періодичних сигналів із застосуванням модифікованої системи Дуффінга-Холмса дробового порядку. *Вісник Національного технічного університету України «КПІ» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. 2013. № 53. С. 13–22.

142. Патрушев Е. М., Патрушева Т. В., Наздрюхин И. С. Автоматическая симуляция в среде Matlab Simulink на примере модели генератора Дуффинга-Холмса. *Ползуновский альманах*. 2016. №2. С. 181–183.

143. Ch. K. Volos, I. M. Kyprianidis, I. N. Stouboulos. Experimental Demonstration of a Chaotic Cryptographic Scheme. *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*. November 2006. Vol. 5(11). P. 1654–1661.

144. Ch. K. Volos, I. M. Kyprianidis, I. N. Stouboulos. Chaotic Cryptosystem based on Inverse Duffing Circuit. *Proc. of the 5th WSEAS Int. Conf. on Non-Linear Analysis, Non-Linear Systems and Chaos, Bucharest, Romania, October 16-18, 2006*. P. 92–97.

145. A. Tamaševičius, S. Bumelienė, R. Kirvaitis, G. Mykolaitis, E. Tamaševičiūtė, E. Lindberg. Autonomous Duffing-Holmes Type Chaotic Oscillator. *ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA*. 2009. No. 5(93). P. 43–46.

146. E. Tamaševičiūtė, A. Tamaševičius, G. Mykolaitis, S. Bumeliene, E. Lindberg. Analogue Electrical Circuit for Simulation of the Duffing-Holmes Equation. *Non-linear Analysis: Modelling and Control*. 2008. Vol. 13, No. 2. P. 241–252.
147. Патрушева Т.В., Патрушев Е.М. Простая электрическая модель генератора Дуффинга-Холмса. *Ползуновский альманах*. 2012. №2. С. 11–14.
148. Семенов А.А., Філевський Д.О., Квітчук Я.В. Простий неавтономний генератор детермінованого хаосу типу Дуффінга-Холмса. *Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2017): матеріали VI міжнародної науково-технічної конференції, м. Вінниця, 28-30 вересня 2017 р.* С. 79–80.
149. Семенов А.О. Радіоелектронний пристрій формування сигналів детермінованого хаосу на основі нелінійної системи Дуффінга-Холмса. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія : Технічні науки*. 2018. Том 29 (68). №2. Частина 1. С. 84–91.
150. ГОСТ 15094-86. Средства измерений электронные. Наименования и обозначения. Москва: Изд-во стандартов, 1987. 20 с.
151. Juan Núñez, María J. Avedillo, José M. Quintana. Bifurcation Diagrams in MOS-NDR Frequency Divider Circuits. *Proceedings 19th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, 9-12 Dec. 2012, Seville, Spain. 2012. P. 1–4, DOI: 10.1109/ICECS.2012.6463558.
152. Kwang-Jow Gan, Kuan-Yu Chun, Wen-Kuan Yeh, Yaw-Hwang Chen, Wein-So Wang. Design of Dynamic Frequency Divider using Negative Differential Resistance Circuit. *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication*. August 2015. Vol. 3, Issue 8. P. 5224–5228, DOI: 10.17762/ijritcc2321-8169.150833.
153. Kwang-Jow Gan, Kuan-Yu Chun, Dong-Shong Liang. Frequency Divider Design Using Negative Differential Resistance Circuit. *2010 Australian Communications Theory Workshop*, Feb. 3-5, 2010, Canberra, Australian. 2010. P. 1–4.
154. Dong-Shong Liang, Kwang-Jow Gan, Kuan-Yu Chun. Frequency divider design using the Λ -type negative-differential-resistance circuit. *Proceedings of the 53rd*

IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), 1-4 Aug. 2010, Seattle, WA, USA. 2010. P. 969–972, DOI: 10.1109/MWSCAS.2010.5548795.

155. Yaw-Hwang Chen, Chi-Pin Chen, Long-Xian Su, Kwang-Jow Gan, Cher-Shiung Tsai. Design and Numerical Analysis of Frequency Divider by Negative Differential Resistance Devices. *IEEE ICSS2005 International Conference On Systems & Signals*, 2005. P. 1036–1039.

156. Chao-Zhou Nan, Xiao-Peng Yu, Wei-Meng Lim, Bo-Yu Hu, Zheng-Hao Lu, Yang Liu, Kiat-Seng Yeo. Bandwidth-Related Optimization in High-Speed Frequency Dividers using SiGe Technology. *Journal of Semiconductor Technology and Science*, March 2012. Vol.12, No.1, P.107–116. <http://dx.doi.org/10.5573/JSTS.2012.12.1.107>.

157. Kwang-Jow Gan, Dong-Shong Liang, Cher-Shiung Tsai, Yaw-Hwang Chen, Cheng-Chi Tai. Frequency divider design using the combination of transistors and passive devices. *Proceedings of the 13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Science Meeting (ANTEM/URSI 2009)*, 15-18 Feb. 2009, Toronto, ON, Canada. 2009. P. 1–5, DOI: 10.1109/ANTEMURSI.2009.4805067.

158. Kwang-Jow Gan, Te-Chia Chang, Cheng-Syuan Wang, Cher-Shiung Tsai, Yaw-Hwang Chen, Wein-So Wang. Frequency Divider Design Using Novel BiCMOS-Based Negative Differential Resistance Circuit. *2008 Asia-Pacific Chinese Conference on High-Speed Circuit Design (HSCD'08)*, St. John's University, Taipei, Taiwan, R.O.C., July 22-23, 2008. P. 1–4.

159. Dong-Shong Liang, Cheng-Chi Tai, Kwang-Jow Gan. Analysis of Frequency Divider Using Negative Differential Resistance Circuit. *2008 The IASTED International Conference on Circuits and Systems*, Kailua-Kona, Hawaii, USA, Aug 18-20, 2008. P. 93–96.

160. Y. K. Li, K. J. Gan, C. S. Tsai, P. H. Chang, Y. H. Chen, Achieve a New Type Frequency Divider Circuit and Application By MOS-HBT-NDR. *2008 IEEE International Workshop on Next Generation Electronics (IWNE)*, Kun Shan University, Tainan County, Taiwan, November 20-21, 2008. P. 25–26.

161. Kwang-Jow Gan, Te-Chia Chang, Cheng-Syuan Wang, Cher-Shiung Tsai, Yaw-Hwang Chen, Wein-So Wang. Frequency Divider Design Using Novel BiCMOS-Based Negative Differential Resistance Circuit. *2008 Asia-Pacific Chinese Conference on High-Speed Circuit Design (HSCD'08)*, St. John's University, Taipei, Taiwan, R.O.C., July 22-23, 2008. P. 1–3.

162. Kwang-Jow Gan, Dong-Shong Liang, Jing-Shun Wang, Yi-Jhih Lin, Shih-Hao Liou, Shih-Syun Hong, Wei-Lun Sun, Yaw-Hwang Chen, Cher-Shiung Tsai, Cheng-Chi Tai. Design and Analysis of Frequency Divider Using Negative Differential Resistance Device. *International Electron Devices and Materials Symposium (IEDMS)*, National Cheng Kung University, Tainan, Taiwan, R.O.C., Dec. 7-8, 2006. P. 499–500.

163. Kwang-Jow Gan, Chun-Da Tu, Chi-Pin Chen, Yaw-Hwang Chen, Cher-Shiung Tsai, Dong-Shong Liang, Wei-Lun Sun, Chia-Hung Chen, Chun-Ming Wen, Chung-Chih Hsiao, Shih-Yu Wang, Feng-Chang Chiang. Frequency Divider Design Using Negative Differential Resistance Device. 2005電子元件暨材料研討會, 義守大學, 11/24~25, 2005.

164. Семенов А.О. Нелінійна та хаотична динаміка генераторів на основі транзисторних структур з від'ємним опором. *Практичне застосування нелінійних динамічних систем в інфокомунікаціях: Матеріали VI міжнародної науково-практичної конференції (I Міжнародний симпозиум)*. Чернівці: Місто, 2017. С. 11.

165. Kwang-Jow Gan, Cher-Shiung Tsai, Dong-Shong Liang. Design and Characterization of the Negative Differential Resistance Circuits Using the CMOS and BiCMOS Process. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. January 2010. Vol. 62, No. 1. P. 63–68, DOI 10.1007/s10470-009-9327-5.

166. Kwang-Jow Gan, Ping-Feng Wu, Din-Yuen Chan, Cher-Shiung Tsai, Zhen-Kai Kao, Jian-Syong Huang. Frequency Divider Design Using CMOS-NDR-Based Chaos Circuit. *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists, IMECS 2012*, Hong Kong, March 14–16, 2012. Vol. II. P. 1–4.

167. Michael Peter Kennedy, Zhida Li, Zhen Huang. Programmable analog frequency divider based on ρ -switching. *Nonlinear Theory and Its Applications, IEICE*. 1 Oct. 2013. Vol. 4, No. 4. P. 389–399. DOI: 10.1587/nolta.4.389.

168. Семенов А.О. Квазілінійна математична модель генераторів на основі транзисторних структур з від’ємним опором. Наукові праці ВНТУ. 2009. №4. С. 1–9. URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/175/174> (дата звернення: 30.09.2018).

169. Каганов В. И. Радиотехника + компьютер + MathCad. Москва: Горячая линия – Телеком, 2001. 416 с.

170. Kwang-Jow Gan, Zheng-Jie Jiang, Yaw-Hwang Chen, Wen-Kuan Yeh. Application of NDR-based Van der Pol oscillator based on BiCMOS technology. *Journal of Electronics and Communications*. February 2016 Vol. 16(1). P. 189–198, DOI 10.17654/EC016010189.

171. Kwang-Jow Gan, Zheng-Jie Jiang, Din-Yuen Chan, Cher-Shiung Tsai, Jian-Syong Huang, Zhen-Kai Kao, Wen-Kuan Yeh. Design and application of Van Der Pol oscillator using NDR circuit. *2013 IEEE International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE)*, 25–26 Feb. 2013, Kaohsiung, Taiwan. 2013. P. 329–332. DOI: 10.1109/ISNE.2013.6512358.

172. Семенов А. О. Дослідження фазових портретів генераторів електричних коливань. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах : Матеріали XV Міжнар. Наук.-Техн. Конференції*, 10–14 вересня 2015, Одеса, Одес. Нац. Акад. Зв’язку ім. О. С. Попова. Одеса-Хмельницький: ХНУ, 2015. С. 54–56.

173. Andriy Semenov. The Van der Pol’s Mathematical Model of the Voltage-Controlled Oscillator Based on a Transistor Structure With Negative Resistance. *Proceedings of the XIII International Conference “Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science”*, Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23–26, 2016. P. 100–104. DOI: [10.1109/TCSET.2016.7451982](https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7451982).

174. Семенов А. О. Модельне дослідження біфуркації Андронова-Хопфа в м’якому режимі збудження генераторів електричних коливань на основі транзис-

торних структур з від'ємним опором. *Тезиси XV Міжнародної конференції «Проблеми інформатики та моделювання (ПІМ-2015)»*, Харків, 14–18 вересня 2015. Харків: НТУ «ХП», 2015. С. 80.

175. Семенов А.О. Теоретичні засади для оптимізації побудови генераторів періодичних електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором. *Научный взгляд в будущее*. 2018. Выпуск 10. Том 1. С. 20–26. DOI: 10.30888/2415-7538.2018-10-01-041.

176. Rybin Yu. K. *Measuring Signal Generators*. Springer: Dordrecht, Heidelberg, London, New York, 2014. 488 p.

177. Емельянова Ю. П., Кузнецов А. П., Седова Ю. В. Квазипериодическая бифуркация Хопфа: примеры и свойства. *Вестник СГТУ*. 2015. №1 (78). С. 49–56.

178. Дорошенко В. М., Емельянова Ю. П., Кузнецов А. П., Седова Ю. В. Метод карт Ляпуновских показателей: Иллюстрации в теории связанных автоколебательных систем. *Вестник СГТУ*. 2014. №1 (74). С. 12–22.

179. Кузнецов А. П., Сатаев И. Р., Седова Ю. В., Тюрюкина Л. В. О моделировании динамики связанных автоколебательных осцилляторов с помощью простейших фазовых отображений. *Известия вузов «Прикладная нелинейная динамика»*. 2012. Т. 20, №2. С. 112–137.

180. Балякин А. А., Блохина Е. В. Вычисление спектра показателей Ляпунова для распределённых систем радиофизической природы. *Известия вузов «Прикладная нелинейная динамика»*. 2008. Т. 16, №2. С. 87–110.

181. Кузнецов С. П. *Динамический хаос* : 2-е изд-е перераб. и доп. Москва: Изд-во Физматлит, 2006. 356 с.

182. Вадивасова Т. Е., Маляев В. С. Бифуркации в генераторе Ван дер Поля с жёстким возбуждением в присутствии параметрического шума: квазигармонический анализ и численный эксперимент. *Известия вузов «Прикладная нелинейная динамика»*. 2013. Т. 21, №2. С. 113–134.

183. Купцова А. А., Семенов В. В., Листов А. С. Исследование стохастической бифуркации Андронова-Хопфа в автогенераторе методом численного моде-

лирования. *Изв. Саратов. ун-та. Нов. сер. Сер. Физика*. 2014. Т. 14, вып. 2. С. 59–64.

184. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах : Пер. с англ. Москва: Мир, 1986. 399 с.

185. Савченко Н. П. Стационарный режим и флуктуации в автогенераторе на транзисторно-ёмкостном двухполюснике с отрицательным сопротивлением. *Известия вузов России. Радиоэлектроника*. 2009. Вып. 5. С. 21–31.

186. Семенов А. О., Луцкий Є. Ф. Модельне дослідження генераторів детермінованого хаосу з адитивним гауссовим шумом на основі транзисторних структур з від'ємним опором. *Матеріали першої Всеукраїнської науково-практичної конференції «Перспективні напрями захисту інформації»*, Одеса, 7–9 вересня 2015. Одеса: ОНАЗ, 2015. С. 63–65.

187. Анищенко В. С., Вадивасова Т. Е., Окрокверцхов Г. А., Стрелкова Г. И. Статистические свойства динамического хаоса. *Успехи физических наук*. 2005. Том 175. №2. С. 163–179.

188. Шахтарин Б.И. Случайные процессы в радиотехнике : Цикл лекций. Москва: Радио и связь, 2000. 584 с.

189. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Дослідження електрично керованого НВЧ генератора на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Датчики, прилади та системи – 2008 : міжнародна науково-технічна конференція : матеріали конф., 10-12 вересня 2008, Черкаси*. Черкаси–Гурзуф, 2008. С. 42–43.

190. Бобрешов А. М., Аверина Л. И., Лопатин А. И. Моделирование малошумящего усилителя на НЕМТ-транзисторе. *Вестник Воронежского государственного университета. Серия физика, математика*. 2001. №1. С. 13–25.

191. Бобрешов А. М., Хребтов И. В. Расчет параметров малосигнальной модели и шумовых источников тока короткоканальных НЕМТ транзисторов в СВЧ диапазоне. *Вестник Воронежского государственного университета. Серия физика, математика*. 2005. №1. С. 26–36.

192. Осадчук В. С. Осадчук А. В. Оптически управляемый автогенератор сверхвысоких частот. *Материалы 14-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМикро-2004)*. Севастополь: Вебер, 2005. Т.2. С. 110–111. ISBN 966-7968-79-0.

193. Моругин Л. А., Бартенев Л. С., Кабанов Д. А. Вопросы синтеза нелинейных импульсных устройств. Москва, 1972. 212 с.

194. Яковлев В. Н., Воскресенский В. В., Генис А. А. и др. Справочник по импульсной технике. Киев: Техніка, 1973. 712 с.

195. Яковлев В. Н. Микроэлектронные генераторы импульсов. Киев: Техніка, 1982. 206 с.

196. Кумакшев С. А. Исследование регулярных и релаксационных колебаний осцилляторов Рэля и Ван-дер-Поля. *Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского*. 2011. № 4(2). С. 203–205.

197. Судаков В. Ф. К вопросу о предельном цикле генератора Ван-дер-Поля в релаксационном режиме. *Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение*. 2013. № 1. С. 51–57.

198. Молотков В. И., Потапов Е. И. Исследования ВАХ маломощных полевых транзисторов и лямбда-диодов и расчёт амплитуд автогенератора на лямбда-диоде. *Радиоэлектроника*. 1991. № 11. С. 108–110.

199. Курин В. Г. Получение многочастотных сигналов в генераторах дифракционного излучения. *Радиофизика и электроника*. Том 13, № 1. 2008. С. 110–113.

200. Максимов Н. А., Кислов В. Я. Хаотическая и регулярная динамика автономных автоколебательных систем, содержащих р-п-переход. *Радиотехника и электроника*. 1997. № 12. С. 1487–1492.

201. Ulrike Feudel, Sergey Kuznetsov, Arkady Pikovsky. Strange nonchaotic attractors: dynamics between order and chaos in quasiperiodically forced systems. *World Scientific Series on Nonlinear Science. Series A*. 2006. Vol. 56. 213 p.

202. Борисов В. И. и др. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. Москва: Радио и связь, 2000. 384 с.

203. Дмитриев А. С., Панас А. И., Старков С. О. и др. Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов: пат. 2185032 РФ, H04K1/00, H04L9/00, H04B1/02. Опубл. 10.06.2000. Бюл. №12.

204. Семенов А. О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу для засобів прихованої передачі інформації. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2016. №2 (55). С. 62–67.

205. Andriy Semenov. Reviewing the Mathematical Models and Electrical Circuits of Deterministic Chaos Transistor Oscillators. *2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings*. Moscow, Russia, May 12–14, 2016. P. 1–6. DOI: [10.1109/SIBCON.2016.7491758](https://doi.org/10.1109/SIBCON.2016.7491758)

206. Cherif Aissi, Demetrios Kazakos. A Review of Chaotic circuits, Simulation and Implementation. *Proceedings of the 10th WSEAS International Conference on CIRCUITS*, Vouliagmeni, Athens, Greece, July 10-12, 2006. P. 125–131.

207. Shan Qiao, Tao Jiang, Lixin Ran, and Kangsheng Chen. Ultra-wide Band Noise-signal Radar Utilizing Microwave Chaotic Signals and Chaos Synchronization. *Progress in Electromagnetics Research Symposium*, August 27-30, 2007, Prague, Czech Republic. 2007. P. 503–506.

208. O. Tsakiridis, D. Syvridis, E. Zervas, J. Stonham. Chaotic Operation of a Colpitts Oscillator in the Presence of Parasitic Capacitances. *WSEAS Trans. on Electronics*. Apr. 2004. Vol. 1. P. 416–421.

209. Suvra Sarkar, Sandeepa Sarkar, B. C. Sarkar. Dynamics of Driven Colpitts Oscillator in Presence of Co-channel Tone Interference: An Experimental Study. *International Journal of Electronics and Applied Research (IJEAR)*. 2014. No. 1. P. 1–14. Published Online June 2014. URL: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.550.7106&rep=rep1&type=pdf>

210. Arturo Buscarino, Luigi Fortuna, Mattia Frasca, Gregorio Sciuto. Chaos Control in Inductor-Based Chaotic Oscillators. *Proceedings of the 19th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems – MTNS 2010*, 5–9 July 2010, Budapest, Hungary. P. 2207–2210.

211. R. C. Bonetti, S. L. T. de Souza, A. M. Batista, J. D. Szezech Jr., I. L. Caldas, R. L. Viana, S. R. Lopes and M. S. Baptista. Super persistent transient in a master–slave configuration with Colpitts oscillators. *Journal of Physics A: Mathematical and Theoretical*. 2014. No 47. P. 405101 (12 pp).

212. J. Kengne, J.C. Chedjou, G. Kenne, K. Kyamakya. Dynamical properties and chaos synchronization of improved Colpitts oscillators. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*. July 2012. Volume 17, Issue 7. P. 2914–2923.

213. Prodyot Kumar Roy, Arijit Basuray. A high frequency chaotic signal generator: A demonstration experiment. *Am. J. Phys.* January 2003. Vol. 71(1). P. 34–37.

214. M.P. Kennedy. Chaos in the Colpitts Oscillator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental theory and applications*. November 1994. Vol. 11. P. 771–774.

215. Antanas Cenys, Arunas Tamasevicius, Antanas Baziliauskas, Romanas Krivickas, Erik Lindberg. Hyperchaos in coupled Colpitts oscillators. *J. Chaos, Solitons and Fractals*. 2003. Vol. 17, P. 349–353.

216. Guo Hui Li, Shi Ping Zhou, Kui Yang. Controlling chaos in Colpitts oscillator. *Chaos, Solitons and Fractals*. 2007. Vol. 33. P. 582–587.

217. O. Tsakiridis, E. Zervas, E. Lytra, and J. Stonham. Design of a voltage control chaotic Colpitts oscillator. *Proceeding EHAC'05 Proceedings of the 4th WSEAS International Conference on Electronics, Hardware, Wireless and Optical Communications*. Article No. 14. World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS) Stevens Point, Wisconsin, USA, 2005. ISBN:123-5555-33-1.

218. Вохник О.М., Зотов А.М., Короленко П. В., Рыжикова Ю. В. Моделирование и обработка стохастических сигналов и структур. Учебное пособие. Москва: Университетская книга, 2013. 125 с.

219. Шашихин В.Н. Хаос и нелинейная динамика. Регулярная и хаотическая динамика: учеб. пособие. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. 210 с.
220. Лоскутов А. Ю. Очарование хаоса. *Успехи физических наук*. 2010. Том. 180, № 12. С. 1305–1329. DOI: 10.3367/UFNr.0180.201012с.1305.
221. DEREK-ODE - Исследование динамических систем. URL: <http://derek-ode.sytto.com/>
222. Семенов А.О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу за схемою Копитця. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №1. С. 223–232.
223. O. Tsakiridis, D. Syvridis, E. Zervas, J. Stonham. Chaotic Operation of a Colpitts scillator in the Presence of Parasitic Capacitances. *WSEAS Trans. on Electronics*. Apr. 2004. Vol. 1, P. 416–421.
224. O. Tsakiridis, E. Zervas, M. Koutsoumpos, J. Stonham. Design of a Chaotic Balanced Colpitts Oscillator. *WSEAS Trans. on Circuits and Systems*. June 2004. Vol. 3, P. 839–841.
225. Manoj Joshi, Vivek Bhatt, Ashish Ranjan, Pramod Benjwal. Realization of Colpitts tscillator using second generation current controlled current conveyor. *Proceedings of the Second International Conference on Research in Intelligent and Computing in Engineering*. June 2017. Vol. 10. P. 49–52. DOI: 10.15439/2017R02.
226. Vasilis Stefanidis, O. Tsakiridis, Evangelos Zervas, J. Stonham. Design of a microwave chaotic oscillator using symmetric active load. *Proceedings of the 14th WSEAS international conference on Circuits*. July 2010. P. 80–83.
227. G. Mykolaitis, A. Tamaševičius, S. Bumelienė, A. Baziliauskas, E. Lindberg. Two-stage chaotic Colpitts oscillator for the UHF range. *Elektronika Ir Elektrotechnika*. 2004. Nr. 4(53). P. 13–15.
228. C. Wegener, M. P. Kennedy. RF Chaotic Colpitts Oscillator. *Proc. the 3rd Int. Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems, NDES'95*, Dublin, Ireland. 1995. P. 255–258.

229. Mykolaitis G., Tamaševičius A., Bumelienė S., Lasienė G., Čenys A., Lindberg E. HF and VHF chaos oscillators. *Electronics and Electrical Engineering*. 2001. No. 3 (32). P. 12–17.
230. Tamaševičius A., Mykolaitis G., Bumelienė S., Čenys A., Anagnostopoulos A.N., Lindberg E. Two-stage chaotic Colpitts oscillator. *Electron. Lett.* 2001. Vol. 37, No. 9. P. 549–551.
231. S. Bumelien, A. Tamaševičius, G. Mykolaitis, A. Baziliauskas, E. Lindberg. Hardware Prototype of the Two-Stage Chaotic Colpitts Oscillator for the Uhf Range. *NDES*. 2004. P. 99–102.
232. Z. G. Shi. Microwave chaotic Colpitts oscillator: design, implementation and applications. *Journal of Electromagn. Waves and Appl.* 2006. Vol. 20, No. 10. – P. 1335–1349.
233. E. Lindberg, K. Murali, and A. Tamasevicius. The Colpitts Oscillator Family. *Proceedings NWP-2008, International Symposium: Topical Problems of Nonlinear Wave Physics*, Nizhny Novgorod, July 20-26, 2008. NWP-1: *Nonlinear Dynamics of Electronic Systems - NDES'2008*. P. 47–48.
234. Гуда А. И., Михалев А. И. Генератор Колпитца: моделирование хаотической динамики и параметрическая идентификация. *Адаптивні системи автоматичного управління*. 2012. № 21(41). С. 146–153.
235. Болонна Є. І., Розорінов Г. М., Шпатар П. М. Моделювання динамічного хаосу в генераторі Колпітца у програмному комплексі Mathematica. *Сучасний захист інформації*. 2014. №4. С. 75–80.
236. Семенов А. О. Модельне дослідження динамічних процесів у генераторі детермінованого хаосу за схемою Колпитца з двотранзисторним активним елементом. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №2. С. 91–96.
237. Семенов А. О. Модельне дослідження впливу адитивного Гаусівського шуму на динамічні процеси в транзисторному генераторі хаосу за схемою Колпитца. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Матері-*

али XVI міжнар. наук.-техн. конференції, 10–15 червня 2016 р., Одеса, Одес. нац. акад. зв'язку ім. О.С. Попова. Одеса–Хмельницький : ХНУ, 2016. С. 89–91.

238. Кияшко С. В., Пиковский А. С., Рабинович М. И. Генератор случайных сигналов: А.с. 698118 СССР, Н 03 В 29/00. Заявл. 23.03.1978; опубл. 15.11.1979. Бюл. № 42. 3 с.

239. Пиковский А. С., Рабинович М. И. Простой автогенератор со стохастическим поведением. *Доклады АН СССР*. 1978. Том 23. № 2. С. 301–304.

240. Кияшко С. В., Пиковский А. С., Рабинович М. И. Автогенератор радиодиапазона со стохастическим поведением. *Радиотехника и электроника*. 1980. Том 25. № 2. С. 336–343.

241. Рабинович М. И., Трубецков Д. И. Введение в теорию колебаний и волн. 2-е изд. НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика». 2000. 560 с.

242. Генератор Кияшко-Пиковского-Рабиновича. Атлас карт динамических режимов. URL: <http://www.sgtnd.narod.ru/rus/index.htm> (дата звернення 30.09.2018).

243. Анісімов І. О. Коливання та хвилі : Навчальний посібник. Київ: КНУ ім. Т. Шевченка, 2001. 218 с.

244. Анісімов І. О. Синергетика : Навчальний посібник. Київ: КНУ ім. Т. Шевченка, 2006. 159 с.

245. Беляев Н. В., Мажник А. П. Генератор хаотических колебаний. Пат. 61966 РФ. Приоритет от 21.04.2006. Опубликовано 10.03.2007. Бюл. №7.

246. Беляев Н. В. Разработка и исследование генераторов детерминированного хаоса для телекоммуникационных систем. Автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций. Новосибирск, 2009. 16 с.

247. Andriy Semenov. Mathematical Simulation of the Chaotic Oscillator Based on a Field-Effect Transistor Structure With Negative Resistance. *2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. April 19–21, 2016, Kyiv, Ukraine. P. 52–56. DOI: [10.1109/ELNANO.2016.7493008](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2016.7493008)

248. Семенов А. О. Генератори детермінованого хаосу на основі транзисторних структур з від'ємним опором. *Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2017)*: матеріали VI міжнародної науково-технічної конференції, м. Вінниця, 28–30 вересня 2017 р. Вінниця, ВНТУ, 2017. С. 77–78.

249. Семенов А. О. Удосконалена математична модель хаотичного генератора Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором. *Фізико-технологічні проблеми передавання, обробки та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах* : Матеріали V-ої міжнародної науково-практичної конференції, 3-5 листопада 2016, Чернівці / [упорядник С.Д. Галюк]. Чернівці : Місто, 2016. С. 112–113.

250. Перевозников Е. Н., Скворцов Г. Е. Неустойчивость и хаос в нелинейном электронном генераторе. *Международный научно-исследовательский журнал*. Апрель 2018. № 4 (70). С. 142–145. DOI: <https://doi.org/10.23670/IRJ.2018.70.027>.

251. Анищенко В. С., Вадивасова Т. Е., Окрокверцхов Г. А., Стрелкова Г. И. Статистические свойства динамического хаоса. *Успехи физических наук*. 2005. № 175. С. 163–179.

252. Захарова А.С., Вадивасова Т. Е., Анищенко В. С. Влияние шума на автогенератор спирального хаоса. *Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика*. 2006. Том. 14, № 5. С. 44–62.

253. Andriy Semenov. The Additive White Gaussian Noise Impact on the Deterministic Chaos Oscillator Based on a Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *IEEE Conference Publications 2016 International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo)*. September 11–15, 2016, Kyiv, Ukraine. P. 1–5. DOI: [10.1109/UkrMiCo.2016.7739614](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2016.7739614)

254. Andriy O. Semenov. The deterministic chaos oscillator based on a field-effect transistor structure with negative resistance for telecommunications systems. *Journal of Informational and Telecommunication Sciences*. 2016. №2. P. 46–53. DOI: <https://doi.org/10.20535/2411-2976.22016.46-53>.

255. Семенов А. О. Генератор детермінованого хаосу Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №3. С. 76–82.

256. Саркаров Т. Э., Шангереева Б. А., Шахмаева А. Р. Технология изготовления транзисторных структур силовой электроники. *Вестник Дагестанского технического университета. Технические науки*. 2016. №1 (40). С. 31–37.

257. Семенов А. О. Оптимізація транзисторного генератора Кияшка-Піковського-Рабіновича по інформаційним параметрам хаотичних сигналів. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія : Технічні науки*. 2018. Том 29 (68). №4. Частина 1. С. 83–87.

258. Meier J. Darstellung von Attraktoren und Fraktalen mit Cinema Teil 3. URL: <http://www.3d-meier.de/tut19/Seite0.html> (дата звернення 30.09.2018).

259. Jinhu Lu. A new Chaotic System and Beyond: The Generalized Lorenz-Like System. *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2004. Vol. 14, No. 5. P. 1507–1537.

260. Семенов А. О. Хаотична автоколивальна система з кубічною інерційною нелінійністю на основі приладу з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2016. №3 (56). С. 77–81.

261. Теодорчик К. Ф. Автоколебательные системы. Ленинград: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1952. 272 с.

262. Анищенко В. С., Астахов В. В., Вадивасова Т. Е. Генератор Анищенко-Астахова как одна из базовых моделей детерминированного хаоса. *Известия Саратовского университета*. 2005, Т. 5. Сер. Физика, Вып. 1. С. 54–68.

263. Генератор с инерционной нелинейностью Анищенко-Астахова. Атлас карт динамических режимов. URL: <http://www.sgtnd.narod.ru/science/atlas/rus/charts/gin.htm> (дата звернення 30.09.2018).

264. Николаев С. М., Хохлов А. В., Анищенко В. С. Транзисторные генераторы с инерционной нелинейностью. *Известия вузов «Прикладная нелинейная динамика»*. 2008. Том 16, №5. С. 12–20.
265. Семенов В.В. Экспериментальное исследование разрушения автоколебаний под действием аддитивного источника шума. *Известия вузов «Прикладная нелинейная динамика»*. 2013. Том 21, №3. С. 43–20.
266. Анищенко В. С., Николаев С. М. Генератор квазипериодических колебаний. Бифуркации удвоения двумерного тора. *Письма ЖТФ*. 2005. Т. 31, Вып. 19. С. 88.
267. Анищенко В. С., Николаев С. М. Устойчивость, синхронизация и разрушение квазипериодических колебаний. *Нелинейная динамика*. 2006. Т. 2, № 3. С. 51–57.
268. Кузнецов А. П., Станкевич Н. В. Автономные системы с квазипериодической динамикой. Примеры и свойства: Обзор. *Известия вузов «Прикладная нелинейная динамика»*. 2015. Том 23, №3. С. 71-93.
269. Семенов А. О. Математичне моделювання радіовимірювального генератора детермінованого хаосу на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського*. 2018. №2. С. 15–21.
270. Семенов А. О. Модельне дослідження нелінійної динаміки радіотехнічних пристроїв на основі транзисторних структур з від'ємним опором. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія : Технічні науки*. 2018. Том 29 (68). №3. Частина 1. С. 74–78.
271. Семенов А. О. Дослідження генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія : Технічні науки*. 2018. Том 29 (68). №1. Частина 1. С. 50–57.
272. Семенов А. О. Оптико-електронний генератор детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*. 2017. № 2. С. 70–78.

273. Andriy Semenov. Radiofrequency Deterministic Chaos Oscillator Based on a Transistor Structure with Negative Resistance. Numerical Researching. *2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*. Kyiv, Ukraine. May 24, 2017 – May 27, 2017. P. 343–347. DOI: [10.1109/ICATT.2017.7972659](https://doi.org/10.1109/ICATT.2017.7972659)

274. Andriy Semenov. Deterministic Chaos Oscillator Based on a Bipolar and Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *X International IEEE Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines" (Dynamics)*. 15–17 November, 2016. Russia, Omsk. P. 1–4. DOI: [10.1109/Dynamics.2016.7819081](https://doi.org/10.1109/Dynamics.2016.7819081)

275. Dmitriev A. S., Panas A. I., Starkov S. O. Direct Chaotic Communication in Microwave Band. *Electronic NonLinear Science (Preprint)*. 29 Oct 2001. P. 1–8. URL: [arXiv:nlin/0110047](https://arxiv.org/abs/nlin/0110047).

276. Dmitriev A. S., Hasler M., Panas A. I., Zakharchenko K. V. Basic Principles of Direct Chaotic Communications. *Nonlinear Phenomena in Complex Systems*. 2003. Vol. 6, No. 1, P. 488–501.

277. Dmitriev A. S., Panas A. I., Zakharchenko K. V. Principles of direct chaotic communications. *2003 IEEE International Workshop on Workload Characterization (IEEE Cat. No.03EX775)*, 20-22 Aug. 2003, Saint Petersburg, Russia. 2003. Vol. 2. P. 475–483. DOI: [10.1109/PHYCON.2003.1236868](https://doi.org/10.1109/PHYCON.2003.1236868).

278. A. S. Elwakil, M. P. Kennedy. Chua's circuit decomposition: a systematic design approach for chaotic oscillators. *Journal of the Franklin Institute*. 2000. Vol. 337. P. 251–265.

279. A. S. Elwakil, M. P. Kennedy. Generic RC Realizations OF Chua's Circuit. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2000. Vol. 10, No. 8. P. 1981–1985.

280. A. S. Elwakil, M. P. Kennedy. Improved Implementation of Chua's Chaotic Oscillator Using Current Feedback Op Amp. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Part 1. January 2000. Vol. 47, No. 1. P. 76–79.

281. Aziz Tadayon, Cherif Aissi, Demetrios Kazakos. An Improved Realization of the Chua's Circuit Using RC-OP Amps. *Proceeding SIP'08 Proceedings of the 7th*

WSEAS International Conference on Signal, May 27 - 30, 2008, Istanbul, Turkey. 2008. P. 115–118.

282. M. P. Kennedy. Three Steps to chaos – Part I: Evolution. *IEEE Transaction on Circuits and Systems I*. October 1993. Vol.40, No.10. P.640–656.

283. M. P. Kennedy. Three Steps to chaos – Part II: A Chua's Circuit Primer. *IEEE Transaction on Circuits and Systems I*. October 1993. Vol. 40, No.10. P. 657–674.

284. Anshan Huang, Ladislav Pivka, Chai Wah Wu, Martin Franz. Chua's Equation With Cubic Nonlinearity. *International Journal of Bifurcation and Chaos in Applied Sciences and Engineering*. December 1996. Volume 06, Issue 12a. P. 1–41. <https://doi.org/10.1142/S0218127496001454>.

285. Moez Feki. Model-Independent Adaptive Control of Chua's System with Cubic Nonlinearity. *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2004. Vol. 14, No. 12. P. 4249–4263. <https://doi.org/10.1142/S0218127404011909>.

286. Guo-Qun Zhong. Implementation of Chua's circuit with a cubic nonlinearity. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. Dec 1994. Volume 41, Issue 12. P. 934–941. DOI: 10.1109/81.340866.

287. Teh-Lu Liao, Fu-Wei Chen. Control of Chua's circuit with a cubic nonlinearity via nonlinear linearization technique. *Circuits, Systems and Signal Processing*. November 1998. Vol. 17, Issue 6. P. 719–731. <https://doi.org/10.1007/BF01206572>.

288. Edward J. Altman. Normal Form Analysis of Chua's Circuit with Application for Trajectory Recognition. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing*. Oct. 1993. Vol. 40, No. 10. P. 675–682. DOI: 10.1109/82.246170.

289. Osadcuk V. S., Osadchuk A. V., Yushchenko Y. A. Radiomeasuring thermal flowmeter of gas on the basis of transistor structure with negative resistance. *Elektronika ir Elektrotechnika*. 2008. Vol. 84, No 4. P. 47–52.

290. V.V. Ulansky, S.F. Ben Suleiman, H.M. Elsherif, M.F. Abusaid. Optimization of NDR VCOs for Microwave Applications. *2016 IEEE 36th International Con-*

ference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 19–21, 2016, Kyiv, Ukraine. 2016. P. 353-357.

291. A. S. Elwakil, M. P. Kennedy. A low-voltage, low-poser, chaotic oscillator, derived from a relaxation oscillator. *Microelectronics Journal*. 2000. Vol. 31. P. 459–468.

292. Damon A. Miller, Kristie L. Kovalski, Andrzej Losowski. Synchronization and anti-synchronization of Chua's oscillators via a piecewise linear coupling circuit. *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. February 1999. Vol. 5. P. 458–462.

293. Iskren Abdomerovich, Andrzej G. Lozowski, Peter B. Aronhime. High-Frequency Chua's Circuit. *Proceeding 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*. August 8-11, 2000. Lansing, MI. P. 1026–1027.

294. Michael Peter Kennedy. On the relationship between the chaotic Colpitts oscillator and Chua's oscillator. *IEEE Transactions on circuits and system – I: Fundamental, theory and applications*. June 1995. Vol. 42, No. 6. P. 376–379.

295. Andriy Semenov. Numerical Researching the Radiofrequency Chua's Oscillator Based on a Device with Negative Differential Resistance. *The Second International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo '2017)*. Conference Proceeding. 11–15 September 2017, Odessa, Ukraine. P. 1–6. DOI: [10.1109/UkrMiCo.2017.8095376](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017.8095376)

296. Andriy Semenov. Mathematical Model of the Microelectronic Oscillator Based on the BJT-MOSFET Structure with Negative Differential Resistance. *Conference proceedings of 2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine April 18–20, 2017. P. 146–151. DOI: [10.1109/ELNANO.2017.7939736](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2017.7939736).

297. C. A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005. 1136 p.

298. Прудюс И. Н., Голинский В. Д., Сторож В. Г. Транзисторные антенны-автогенераторы СВЧ-диапазона. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2007. №2. С. 13–16.

299. Любченко В. Е., Юневич Е. О., Калинин В. И., Котов В. Д., Радченко Д. Е., Телегин С. А. Многочастотная и хаотическая генерация в микрополосковой антенне, интегрированной с полевым транзистором. *Журнал Радиоэлектроники*. 2015. № 1. С. 1–7. URL: <http://jre.cplire.ru/alt/jan15/5/text.html>.

300. Edmund H. Linfield, Khalid Z. Rajab. Design of Broadband non-Foster Circuits based on Resonant Tunneling Diodes. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2016. Vol. 15. P. 1398–1401. DOI: 10.1109/LAWP.2015.2510654.

301. Vladimir E. Lyubchenko, Yevgeniy O. Yunevich, Valeriy I. Kalinin, Viktor D. Kotov, Dmitriy E. Radchenko, Sergey A. Telegin. Active Integrated Antennas and Arrays with Field-Effect Transistors. *Telecommunication Sciences*. January - June 2012. Volume 3, Number 1. P. 55–60.

302. Proudys I. N., Holynskyy V. D., and Storozh V. G. Dielectric Cavity Antenna-Active Oscillator. *19th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2009)*, 14–18 September 2009, Sevastopol, Crimea, Ukraine. P. 83–84. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5293206/>.

303. Davor Bonefačić, Juraj Bartolić. Design Considerations of an Active Integrated Antenna with Negative Resistance Transistor Oscillator. *Radioengineering*. December 2005. Vol. 14, No. 4. P. 33–39. DOI: 10.17725/RENSITe.2015.07.003.

304. Osadchuk V.S., Osadchuk A.V. UHF self-oscillator with electric control based on complementary transistor structure. *17th International Crimean Conference - Microwave and Telecommunication Technology, CRIMICO*, 10-14 Sept. 2007, Ukraine. P. 113–114. DOI: 10.1109/CRMICO.2007.4368649.

305. Osadchuk V.S., Osadchuk A.V. The microelectronic radiomeasuring transducers of magnetic field with a frequency output. *Elektronika ir Elektrotechnika*. 2011. No 4 (110). P. 67–70. <http://dx.doi.org/10.5755/j01.eee.110.4.289>.

306. Зайцев В. В., Карлов А. В., Хлопков П. С. Интегральная модель излучающего автогенератора. *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. 2009. Том 12, № 4. С. 56–61.

307. Andriy Semenov, Alexander Osadchuk. Experimental Research of the Deterministic Chaos Oscillator Based on a Bipolar Transistor Structure with Negative Dif-

ferential Resistance. *Proceedings of the 4th International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications Science and Technology»*. 10 – 13 October, 2017, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine. 2017. P. 34–37. DOI: [10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343](https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343)

308. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Барабан С. В. Радіовимірювальні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором для неруйнівного теплового контролю. Вінниця: ВНТУ, 2015, 212 с. ISBN 978-966-641-599-1

309. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Савицький А. Ю. Радіовимірювальні перетворювачі вологості на основі МДН-структур. Вінниця: ВНТУ, 2016, 152 с. ISBN 978-966-641-649-3

310. Нефедов В. И., Сигов А. С., Битюков В. К., Хахин В. И. Метрология и радиозмерения : Учеб. Пособие для вузов. Москва: Высш. шк., 2006, 526 с.

311. Акчурин Э. А., Рудь В. В., Спиринов В. Я. Туннельные диоды в технике связи. Москва: Связь, 1971, 136 с.

Додаток А. Результати дослідження функції розподілу густини ймовірності сигналів однострижорного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца з електричним керуванням динамікою коливань

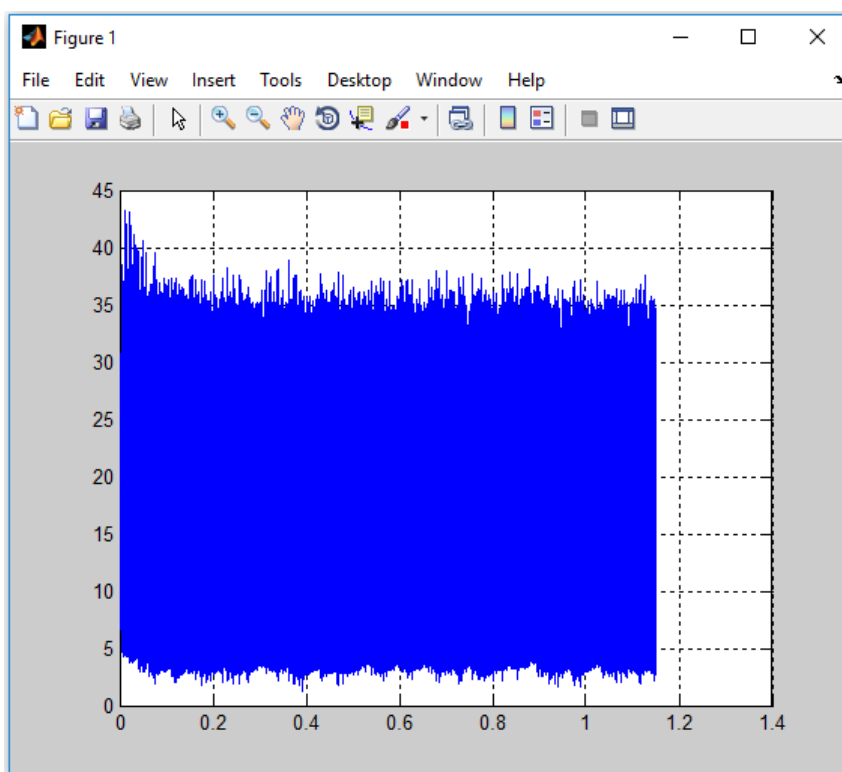


Рисунок А.1 – Часова діаграма генерованих імпульсів напруги каналу А за час спостереження 1,162 с при $V_2=28$ В

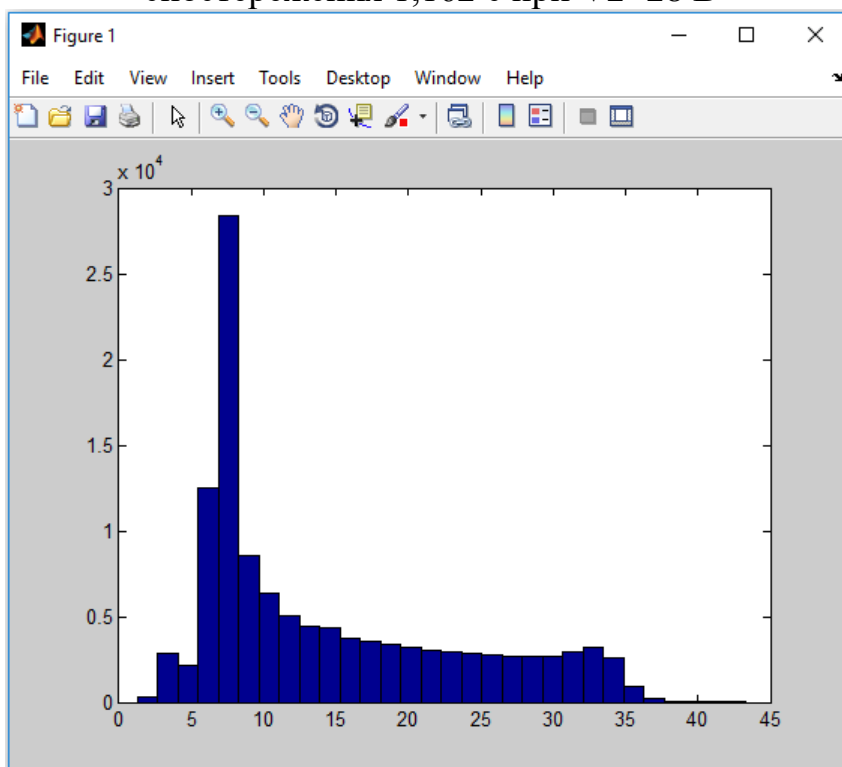


Рисунок А.2 – Гістограма функції розподілу густини ймовірності генерованих імпульсів напруги каналу А за час спостереження 1,162 с при $V_2=28$ В

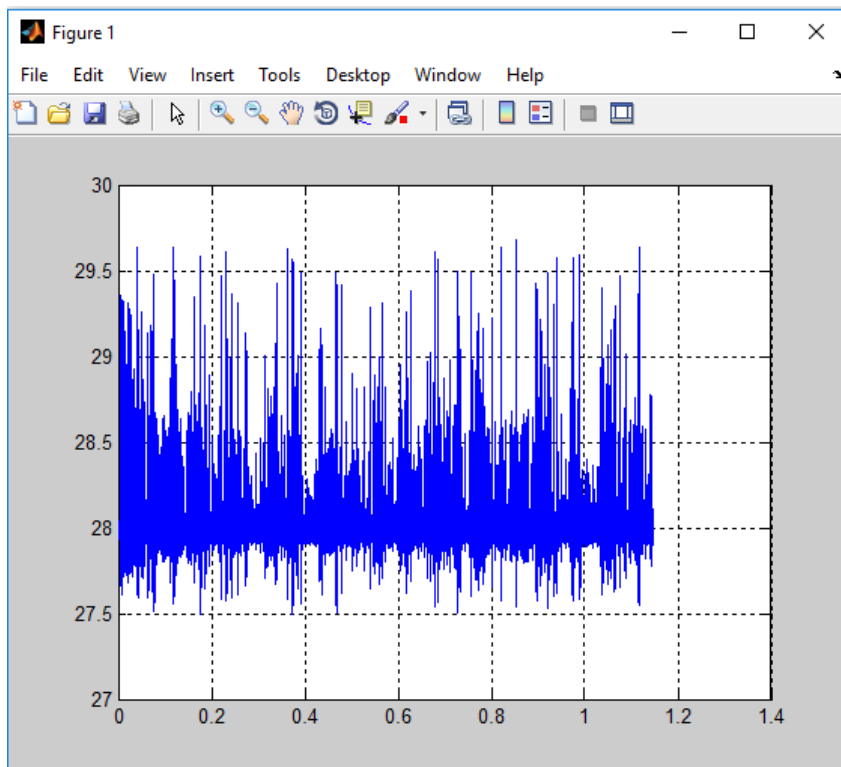


Рисунок А.3 – Часова діаграма генерованих імпульсів напруги каналу В за час спостереження 1,162 с при $V_2=28$ В

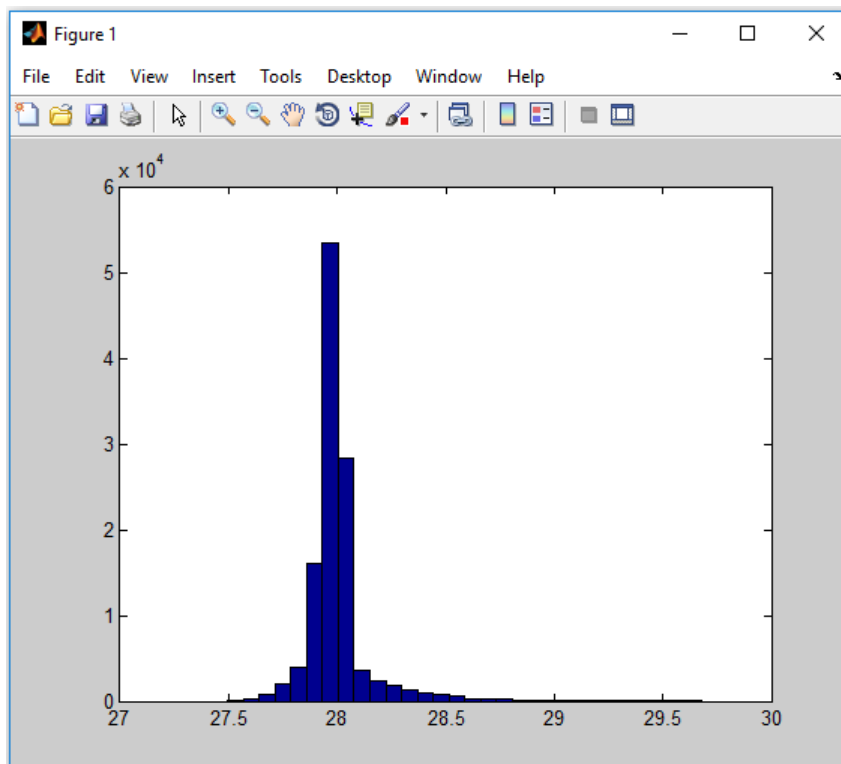


Рисунок А.4 – Гістограма функції розподілу густини ймовірності генерованих імпульсів напруги каналу В за час спостереження 1,162 с при $V_2=28$ В

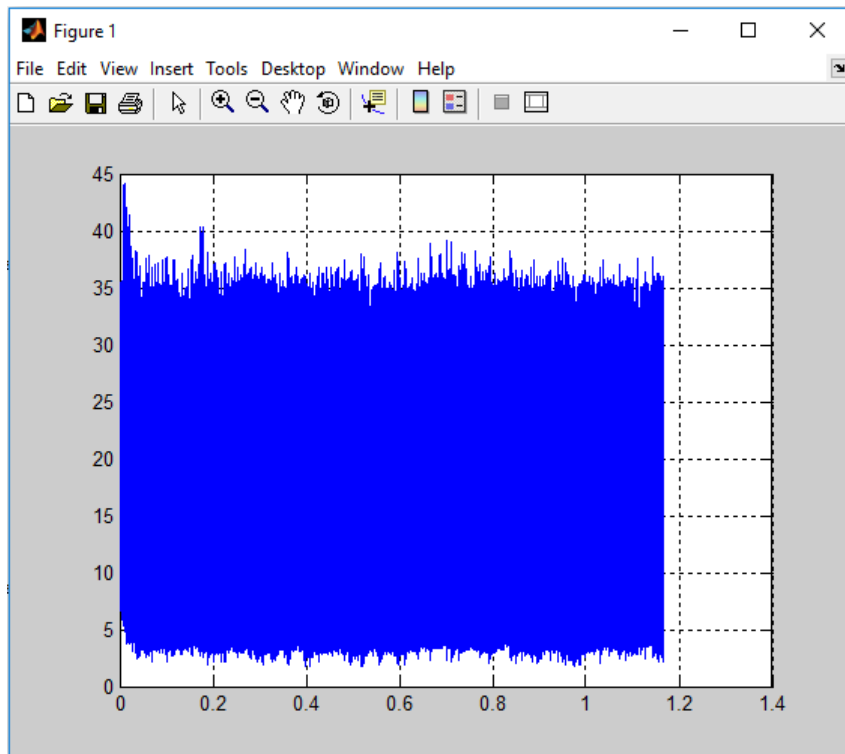


Рисунок А.5 – Часова діаграма генерованих імпульсів напруги каналу А за час спостереження 1,162 с при $V_2=15$ В

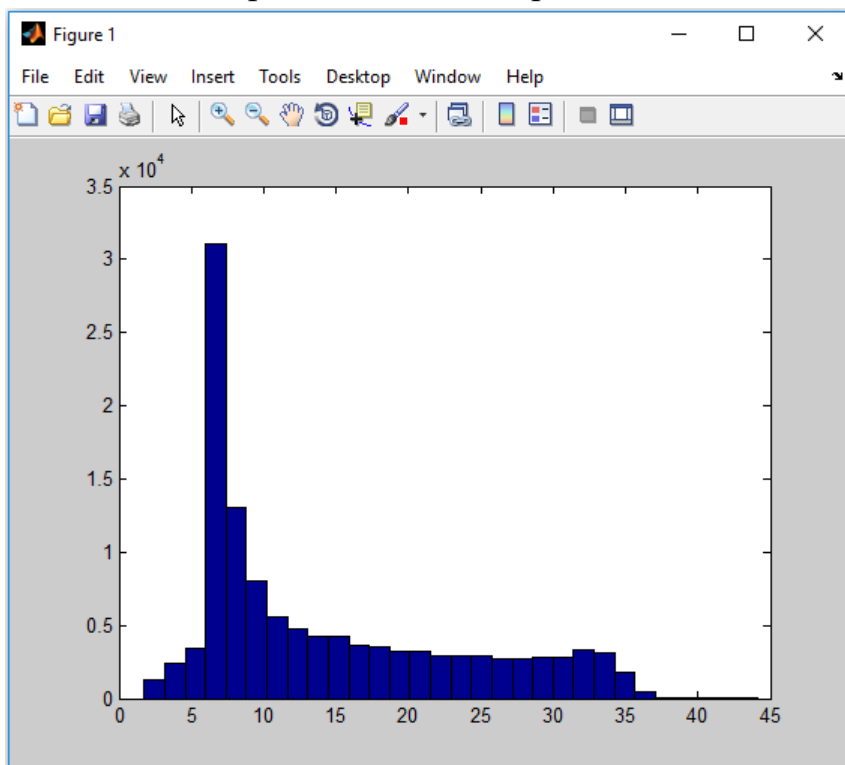


Рисунок А.6 – Гістограма функції розподілу густини ймовірності генерованих імпульсів напруги каналу А за час спостереження 1,162 с при $V_2=15$ В

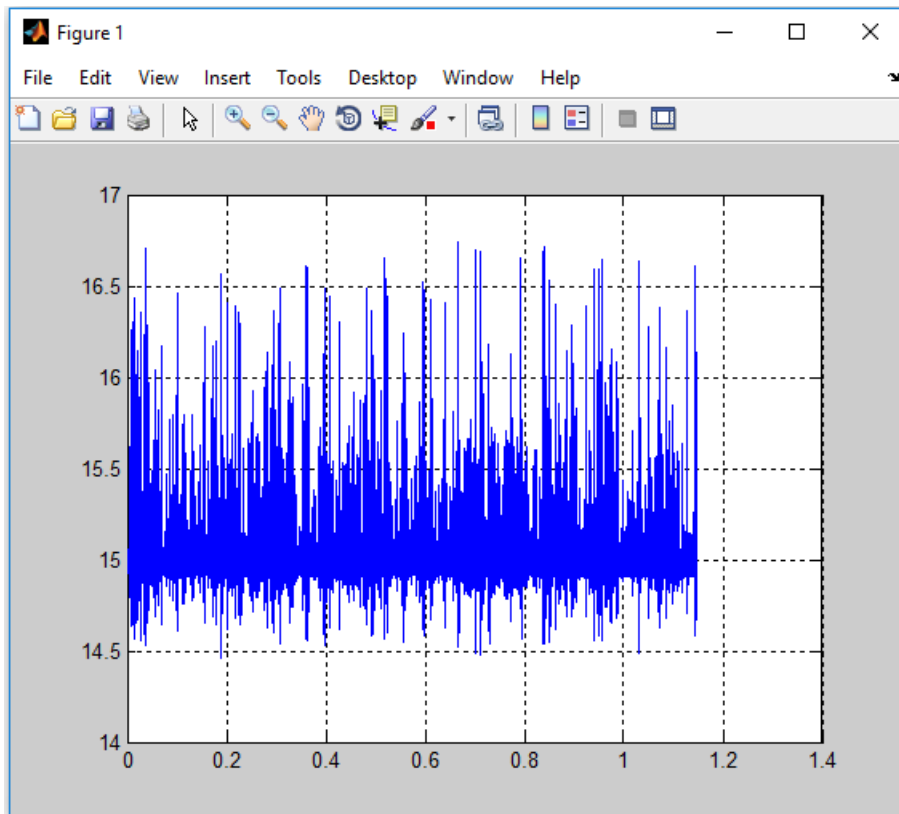


Рисунок А.7 – Часова діаграма генерованих імпульсів напруги каналу В за час спостереження 1,162 с при $V_2=15$ В

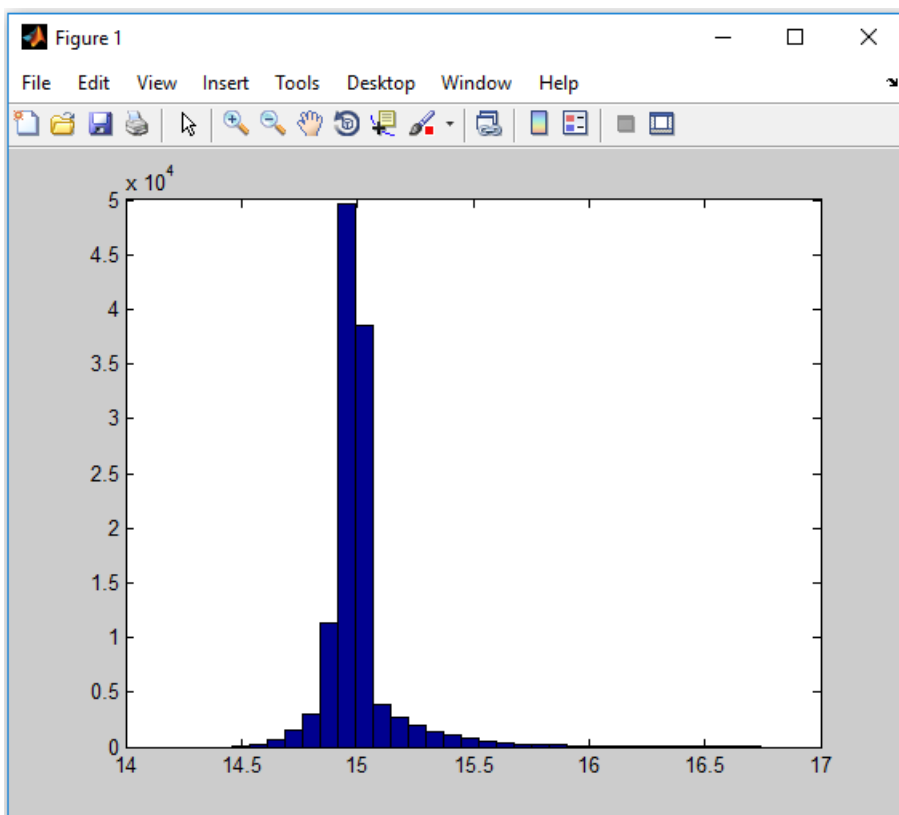


Рисунок А.8 – Гістограма функції розподілу густини ймовірності генерованих імпульсів напруги каналу В за час спостереження 1,162 с при $V_2=15$ В

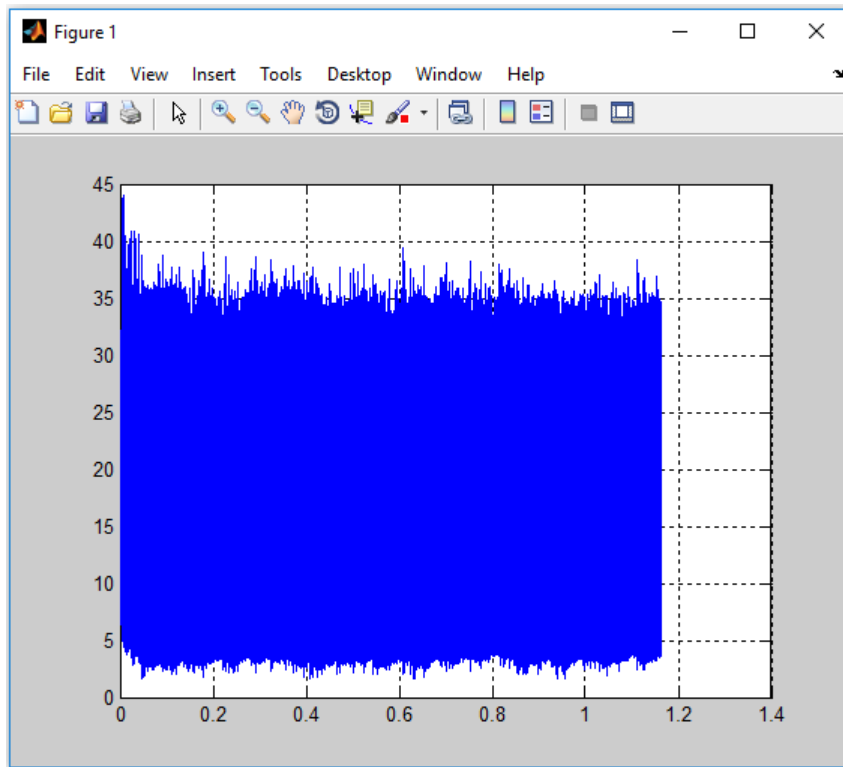


Рисунок А.9 – Часова діаграма генерованих імпульсів напруги каналу А за час спостереження 1,162 с при $V_2=9$ В

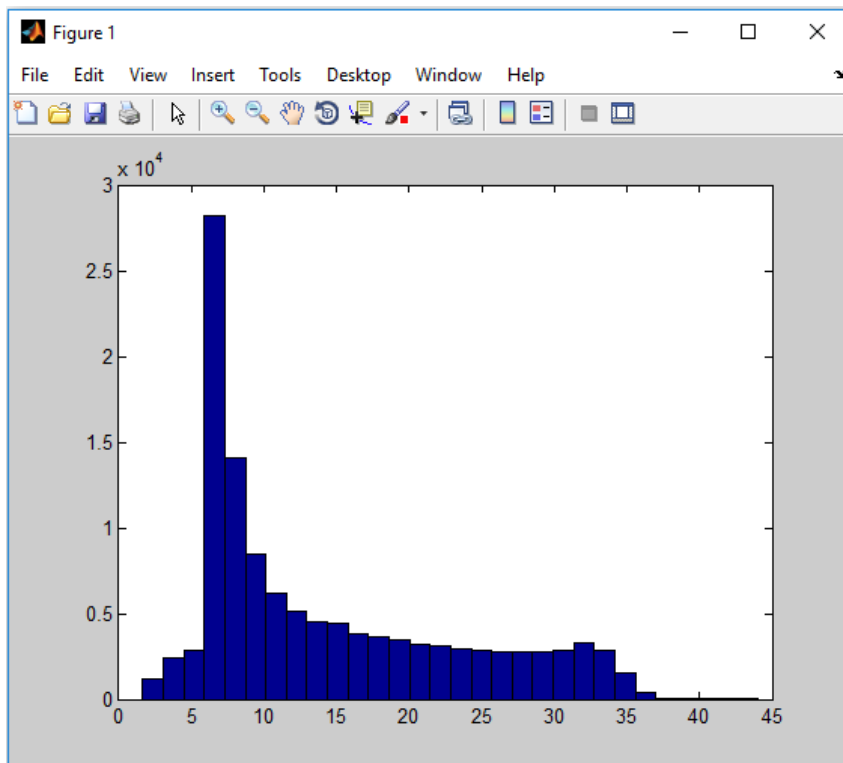


Рисунок А.10 – Гістограма функції розподілу густини ймовірності генерованих імпульсів напруги каналу А за час спостереження 1,162 с при $V_2=9$ В

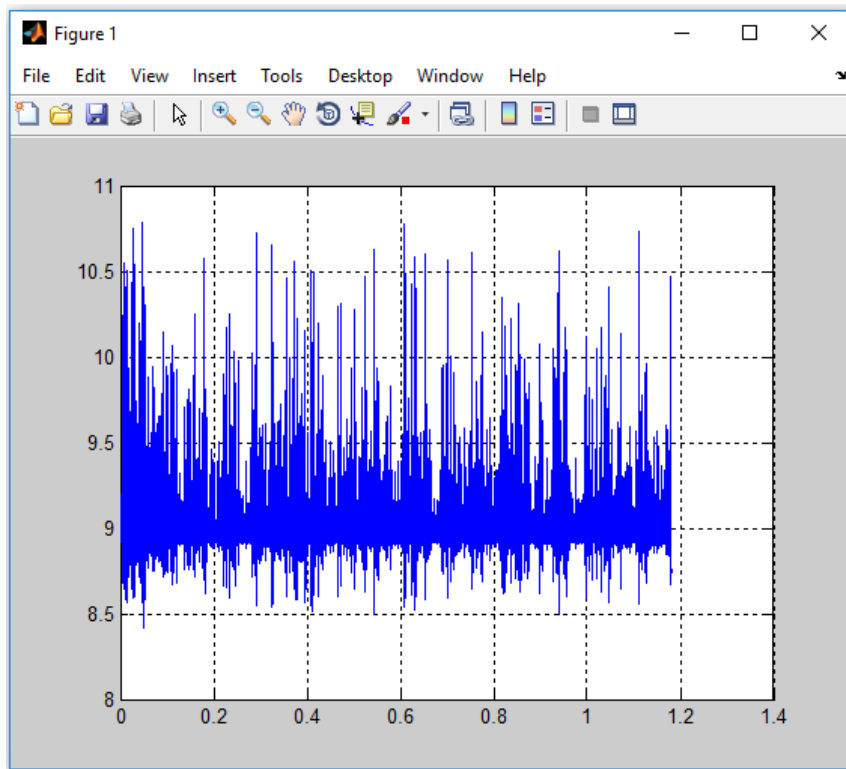


Рисунок А.11 – Часова діаграма генерованих імпульсів напруги каналу В за час спостереження 1,144 с при $V_2=9$ В

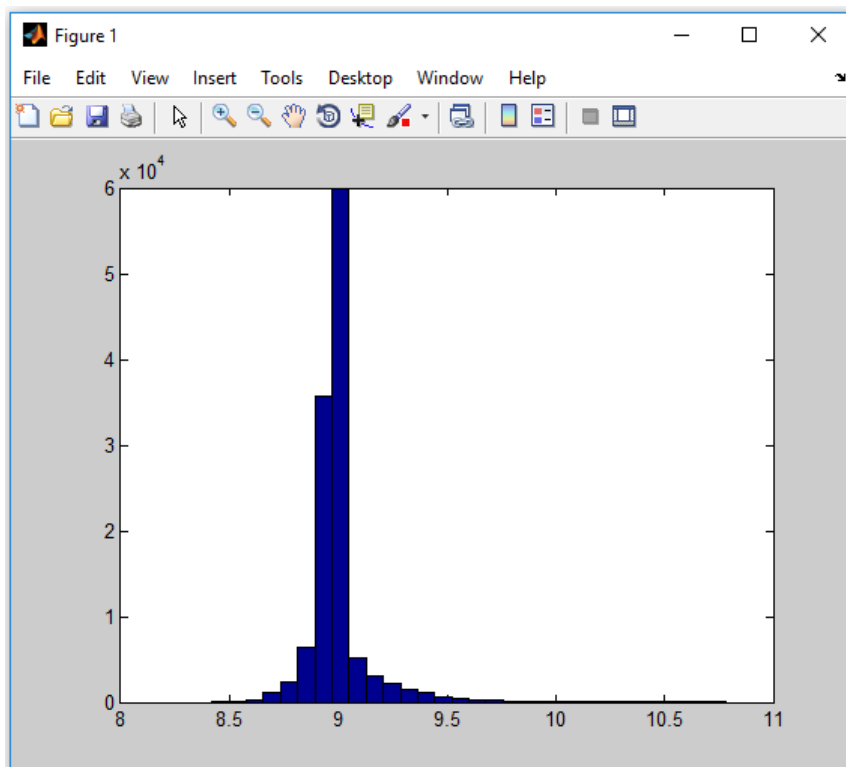


Рисунок А.12 – Гістограма функції розподілу густини ймовірності генерованих імпульсів напруги каналу А за час спостереження 1,162 с при $V_2=9$ В

Додаток Б. Акти впровадження результатів дисертаційної роботи

GEMICLE

Товариство з обмеженою відповідальністю
«ДЖЕМІКЛ»
м. Вінниця вул. Миколи Васиука ,буд.35А

27.09.2018 № 12

на № _____

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ТОВ «ДЖЕМІКЛ»
кандидат технічних наук

М. Б. Хазін

09 2018 р.



АКТ

**впровадження результатів дисертаційної роботи докторанта кафедри
радіотехніки Вінницького національного технічного університету
Семенова Андрія Олександровича**

Комісія у складі Скорченка С.А. (голова комісії), Озеруга Д.В., Зеленько М.В.. (члени комісії) склала даний акт про те, що результати дисертаційної роботи Семенова Андрія Олександровича на тему «Методи і пристрої генерування та формування сигналів з регулярною й хаотичною динамікою для інфокомунікаційних систем», яка подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук, впроваджені при розробці функціональних і модульних блоків обладнання інфокомунікаційних систем.

Принцип дії запропонованих Семеновим А.О. нових пристроїв генерування та формування інформаційних сигналів базується на прикладному використанні сучасних наукових напрямків теорії біфуркацій та хаосу динамічних систем. За рахунок застосування у запропонованих пристроях сигналів детермінованого хаосу немає потреби у використанні спеціалізованих перетворювачів інформації для обладнання інфокомунікаційних систем, що підвищує у 1,8 разів запас стійкості та у 5,1 рази завадостійкість розроблених пристроїв, спрощує їхню конструкцію, зменшує габарити та вартість.

Результати дисертаційної роботи, які впроваджені, полягають у такому:

- нові схемотехнічні та конструктивні рішення генераторів детермінованого хаосу на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних структур схем і з від'ємним опором;


- математичні моделі генераторів детермінованого хаосу на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних структур схем і з від'ємним опором, які використані для розроблення алгоритмів і програмного коду для формування та оброблення інформаційних сигналів інфокомунікаційних систем.


Розроблені пристрої мають меншу кількість блоків у порівнянні з аналогами, що знижує економічні витрати та підвищує швидкість роботи. Значно менша вартість і кращі техніко-економічні показники в порівнянні з аналогами роблять запропоновані пристрої економічно привабливими при застосуванні їх в обладнанні інфокомунікаційних систем.

Голова комісії

 С.А. Скорченко

Члени комісії

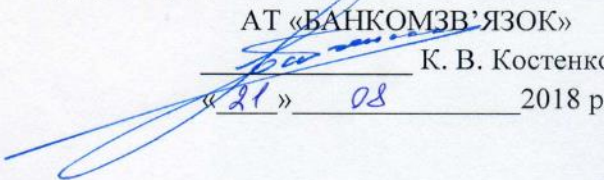
 Д.В. Озеруга

 М.В. Зеленько

№ 696/1 від 21.08.2018

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор Департаменту комплексних систем безпеки
АТ «БАНКОМЗВ'ЯЗОК»

 К. В. Костенко

« 21 » 08 2018 р.


АКТ

**випробувань результатів дисертаційної роботи докторанта кафедри
радіотехніки Вінницького національного технічного університету
Семенова Андрія Олександровича**

Переданий для дослідних випробувань комплекс радіотехнічних пристроїв генерування та формування зв'язкових сигналів був апробований в АТ «Банкомзв'язок» протягом травня – серпня 2018 року. Запропоновані пристрої генерування та формування зв'язкових сигналів діапазону частот 1,8 ГГц – 2,1 ГГц характеризуються підвищеною завадостійкістю та запасом стійкості роботи на стандартне хвильове навантаження 50 Ом у порівнянні з класичним підходом побудови аналогових генераторів для систем зв'язку з частотною модуляцією. Ширина смуги робочих частот становить 200 МГц при електричному керуванні в межах 1,6 В – 2,4 В. Забезпечена можливість електричної зміни режимів роботи з регулярною та хаотичною динамікою генерованих коливань.

Запропоновані радіотехнічні пристрої генерування та формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою на основі транзисторних схем і структур з від'ємним опором мають малі габарити та масу, конструктивно та технологічно сумісні з мікроелектронними засобами обробки інформації, але при цьому мають набагато меншу вартість ніж аналоги, що робить їх економічно привабливими. Застосування від'ємного опору для компенсації втрат у запропонованих радіотехнічних пристроях підвищує їх ККД, що забезпечує зменшення потужності втрат таких радіотехнічних пристроїв і оптимізує режим їхнього електроживлення.

Головний інженер ДКСБ

 П. В. Доможирський

Заступник директора з
впровадження та виробництва ДКСБ

 В. В. Маланюк



Вих. № 23082018/1
від 23.08.2018

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи «Методи і пристрої генерування та формування сигналів з регулярною й хаотичною динамікою для інфокомунікаційних систем» докторанта кафедри радіотехніки Вінницького національного технічного університету Семенова Андрія Олександровича

Ми, що нижче підписалися, генеральний директор Костюк Сергій Володимирович, інженер Пушкарьов Володимир Йосипович та виконавчий директор Сімененко Валентина Іванівна ТОВАРИСТВА З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ "ДАЙТЕКС ТЕХНОЛОДЖІС" склали акт про те, що результати дисертаційної роботи докторанта Семенова А. О. впроваджені у практику формування сигналів системи радіозв'язку у ТОВ "ДАЙТЕКС ТЕХНОЛОДЖІС".

Використання результатів дисертаційної роботи докторанта Семенова А.О. забезпечило досягнення таких результатів:

- зменшення вартості обладнання пристроїв генерування, формування та обробки сигналів систем службового зв'язку для конфіденційного передавання інформації;
- підвищення у 3,8 разів завадостійкості сигналів системи службового зв'язку з використанням хаотичної носійної в порівнянні з сигналами системи зв'язку з класичною ЧМ;
- збільшення в 2,3 рази чутливості пристроїв приймання та оброблення сигналів системи службового зв'язку з використанням хаотичної носійної.

Комісія підтверджує, що результати дисертаційної роботи Семенова А. О. мають значний науковий внесок у розвиток методів і засобів генерування та формування інформаційних сигналів для систем службового зв'язку, що забезпечують підвищену конфіденційність переданої інформації.

Голова комісії, генеральний директор

Члени комісії

Виконавчий директор

Інженер



С.В. Костюк

В.І. Сімененко

В.Й. Пушкарьов



Товариство з обмеженою відповідальністю «ВЕНБЕСТ»

Вінницька філія

вул. Агатангела Кримського, 48, м. Вінниця, 21037, тел. (0432) 57-07-37
р/р 26003055307598 в КБ «ПриватБанк» м. Вінниця, МФО 302689
код ЄДРПОУ 35086521

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ВФ ТОВ «ВЕНБЕСТ»

Г. С. Паламарчук

«28» серпня 2018 р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи Семенова Андрія Олександровича на тему «Методи і пристрої генерування та формування сигналів з регулярною й хаотичною динамікою для інфокомунікаційних систем»

Комісія у складі директора ВФ ТОВ «ВЕНБЕСТ» Паламарчука Г. С., заступника директора Семчика М. С., заступника директора Сувідова А. І. даним актом підтверджують те, що наукові та практичні результати дисертаційної роботи докторанта

кафедри радіотехніки Вінницького національного технічного університету Семенова А. О. впроваджені у ВФ ТОВ «ВЕНБЕСТ» при розробці модулів передавання і приймання UWB сигналів обладнання для інформаційних і телекомунікаційних систем за технологією WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks). Зокрема результати дисертаційної роботи докторанта Семенова А.О. використанні для:

- розробки нових пристроїв генерування та формування надширококутних псевдовипадкових інформаційних сигналів з хаотичною динамікою коливань;
- математичного моделювання та статистичного аналізу надширококутних псевдовипадкових інформаційних сигналів для телекомунікаційних систем;
- розрахунку статистичних та інформаційних параметрів надширококутних псевдовипадкових інформаційних сигналів для телекомунікаційних систем;
- аналізу подання надширококутних псевдовипадкових інформаційних сигналів з хаотичною динамікою коливань у часовому та частотному доменах.

Отримані Семеновим А. О. в дисертаційній роботі результати мають практичну цінність для розробки та дослідження параметрів і характеристик надширококутних псевдовипадкових інформаційних сигналів телекомунікаційних систем.

Голова комісії
Директор

Члени комісії:
Заступник директора по техн. розв.

Заступник директора по ж. безпека



Г. С. Паламарчук

М. С. Семчик

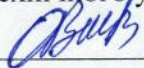
А. І. Сувідов

№ 11/29 від 03.09.2018



ЗАТВЕРДЖУЮ

Перший проректор з науково-педагогічної роботи по організації навчального процесу та його науково-методичного забезпечення Вінницького національного технічного університету

 д.т.н., проф. Васілевський О. М.

“ 03 ” 09 2018 р.

А К Т

про впровадження результатів дисертаційної роботи на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук Семенова Андрія Олександровича на тему “Методи і пристрої генерування та формування сигналів з регулярною й хаотичною динамікою для інфокомунікаційних систем”.

Комісія у складі Кичака В. М. (голова комісії), Барася С. Т., Тимчика С. В., Осадчука О.В. (членів комісії) підтверджує, що у Вінницькому національному технічному університеті для забезпечення навчального процесу кафедри радіотехніки з дисциплін "Генерування та формування сигналів", "Аналогові електронні пристрої" і "Кодування та обробка сигналів", а також при виконанні курсових та дипломних робіт студентами спеціальності 172 – "Телекомунікації та радіотехніка" впроваджено такі результати дисертаційної роботи Семенова А.О.:

- методи аналізу та синтезу генераторів електричних коливань з регулярною та хаотичною динамікою на основі транзисторних структур з від'ємним опором;
- математичні моделі для розрахунку інформаційних і спектральних характеристик сигналів з регулярною та хаотичною динамікою генераторів на основі транзисторних структур з від'ємним опором;
- експериментальні зразки генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярних і біполярно-польових транзисторних структур з від'ємним опором і методичне забезпечення для проведення лабораторних робіт.

Голова комісії
декан ФІРЕН, д.т.н., проф.



В. М. Кичак

Члени комісії:

заст. з НМР декана ФІРЕН, к.т.н., проф.



С. Т. Барась

заст. з НМР декана ФІРЕН, к.т.н., доц.



С. В. Тимчик

завідувач кафедри РТ, д.т.н., проф.



О. В. Осадчук



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКА НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ ЗВ'ЯЗКУ ім. О. С. ПОПОВА
(ОНАЗ ім. О. С. Попова)

вул. Кузнечна, 1, м. Одеса, 65029, тел. (048) 705-03-33, факс (048) 705-04-31
http://www.onat.edu.ua, e-mail: onat@onat.edu.ua, код ЄДРПОУ 01180116

ВІННИЦЬКИЙ НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ВИРОБНИЧИЙ ЦЕНТР

№ 7/13-249

від 29.09 2018 р.

А К Т

про впровадження результатів дисертаційної роботи на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук Семенова Андрія Олександровича на тему "Методи і пристрої генерування та формування сигналів з регулярною й хаотичною динамікою для інфокомунікаційних систем".

Цим актом підтверджується, що у Вінницькому навчально-науковому виробничому центрі протягом 2016–2017 н.р. і 2017–2018 н.р. під час проведення лабораторних робіт по дисциплінам "Основи схемотехніки" і "Схемотехніка та конструювання пристроїв зв'язку та МП", а також при виконанні курсових робіт для студентів бакалаврського напрямку 6.050903 – "Телекомунікації" і спеціальності 172 – "Телекомунікації та радіотехніка" використані такі результати дисертаційної роботи Семенова А.О.:

- елементи теорії пристроїв генерування та формування сигналів на основі транзисторних схем і структур з від'ємним опором;
- експериментальні методи дослідження стійкості і стабільності пристроїв генерування та формування сигналів з регулярною та хаотичною динамікою коливань на основі транзисторних схем і структур з від'ємним опором;
- методика та математичне забезпечення для розрахунків та моделювання параметрів і характеристик пристроїв генерування та формування сигналів на основі транзисторних схем і структур з від'ємним опором;
- розроблені схемні рішення та експериментальні зразки генераторів детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярних і біполярно-польових транзисторних структур з від'ємним опором для проведення лабораторних робіт.

Керівник Вінницького ННВЦ
Одеської національної академії
зв'язку ім. О.С. Попова

Ст. лаборант Вінницького ННВЦ



В. С. Герасимлюк

І. К. Скоропад

Додаток В. Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

Монографії:

1. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором : монографія. Вінниця: ВНТУ, 2009. 184 с. ISBN 978-966-641-315-7.

2. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором : монографія. Вінниця: ВНТУ, 2011. 336 с. ISBN 978-966-641-405-5.

Статті у закордонних наукових періодичних виданнях з наряду, з якого підготовлено дисертацію:

3. Olena O. Semenova, Andriy O. Semenov, Oleg V. Bisikalo, Pavlo I. Kulakov, Rami R. Hamdi, Ryszard Romaniuk, Baituma Bissarinov. Genetic ANFIS for scheduling in telecommunication networks. *Proc. SPIE 10808, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments*, 2018, Vol. 108081Z; 8 pages <https://doi.org/10.1117/12.2501503>. (Журнал індексується Scopus, Web of Science)

4. Mohammed Al-Maitah, Olena O. Semenova, Andriy O. Semenov, Pavel I. Kulakov, Volodymyr Yu. Kucheruk. A Hybrid Approach to Call Admission Control in 5G Networks // *Advances in Fuzzy Systems*, Volume 2018, Article ID 2535127, 7 pages, <https://doi.org/10.1155/2018/2535127>. (Журнал індексується Scopus, Web of science)

Статті у журналах, що включені до міжнародних наукометричних баз даних:

5. Семенов А.О. Теоретичні засади для оптимізації побудови генераторів періодичних електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором. *Научный взгляд в будущее*. 2018. Выпуск 10. Том 1. С. 20–26. DOI:

10.30888/2415-7538.2018-10-01-041. (Індексується Index Copernicus, РИНЦ, Google scholar; ISSN 2415-7538)

6. Семенов А.О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу для засобів прихованої передачі інформації. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2016. №2 (55). С. 62–67. (Міжнародне друковане наукове періодичне видання з напряму; індексується Index Copernicus, Google scholar; ISSN 2219-9365)

7. Семенов А.О. Хаотична автоколивальна система з кубічною інерційною нелінійністю на основі приладу з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2016. №3 (56). С. 77–81. (Міжнародне друковане наукове періодичне видання з напряму; індексується Index Copernicus, Google scholar; ISSN 2219-9365)

8. Семенов А.О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу за схемою Копитця. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №1. С. 223–232. (Міжнародне друковане наукове періодичне видання з напряму; індексується Index Copernicus, Google scholar; ISSN 2219-9365)

9. Семенов А.О. Модельне дослідження динамічних процесів у генераторі детермінованого хаосу за схемою Колпитця з двотранзисторним активним елементом. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №2. С. 91–96. (Міжнародне друковане наукове періодичне видання з напряму; індексується Index Copernicus, Google scholar; ISSN 2219-9365)

10. Семенов А.О. Генератор детермінованого хаосу Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №3. С. 76–82. (Міжнародне друковане наукове періодичне видання з напряму; індексується Index Copernicus, Google scholar; ISSN 2219-9365)

Статті у журналах, що включені до переліку наукових фахових видань України:

11. Andriy O. Semenov. The deterministic chaos oscillator based on a field-effect transistor structure with negative resistance for telecommunications systems. *Journal of*

Informational and Telecommunication Sciences. 2016. №2. pp. 46–53. (Наукове фахове видання, індексується EBSCO, Engineering Village, OvidSP, ProQuest, STN International, WorldCat). DOI: <https://doi.org/10.20535/2411-2976.22016.46-53>.

12. Семенов А.О. Математичне моделювання радіовимірювального генератора детермінованого хаосу на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського*. 2018. №2. С. 15–21. DOI: 10.30929/1995-0519.2018.2.p1.15-21. (Наукове фахове видання, індексується Ulrich's Web Global Serials Directory, Index Copernicus, РИНЦ; ISSN 1995-0519)

13. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Оптично керований НВЧ генератор на основі НЕМТ-транзисторної структури. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*. 2007. №2 (14). С. 215–221. (Наукове фахове видання) ISSN 1681-7893

14. Семенов А.О., Осадчук О.В., Коваль К.О. Помножувач частоти на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Хмельницького національного університету: Технічні науки*. 2008. №3, Т.1. С. 139–144. (Наукове фахове видання)

15. Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Електрично керована еквівалентна ємність на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Збірник наукових праць Севастопольського національного університету ядерної енергії та промисловості*. 2008. Вип.1 (25). С. 159–164. (Наукове фахове видання)

16. Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. НВЧ помножувач частоти на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2008. №1 (29). С. 48–52. (Наукове фахове видання)

17. Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Генератор прямокутних імпульсів на основі польової транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2009. №1. С. 92–97. (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar; ISSN 1997-9266)

18. Осадчук О.В., Семенов А.О., Задорожний В.К. Математична модель мікроелектронного частотного сенсора оптичного випромінювання. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*. 2009. №1 (17). С. 187–193. (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ) ISSN 1681-7893

19. Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Генератор лінійно змінної напруги на основі транзисторної структури з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2008. № 2. С. 71–75. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

20. Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Квазілінійна математична модель помножувача частоти на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. 2009. №4. С. 244–249. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

21. Семенов А.О. Квазілінійна математична модель генераторів на основі транзисторних структур з від'ємним опором. *Наукові праці Вінницького національного технічного університету*. 2009. №4. С. 1–9 URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/175/174> (дата звернення: 30.09.2018). (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar)

22. Осадчук О.В., Семенов А.О., Барабан С.В. Частотний перетворювач температури на основі сегнетоконденсатора. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. 2011. №2. С. 198–202. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

23. Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Багаточастотний генератор на основі ємнісного ефекту польової транзисторної структури з від'ємним опором. *Наукові праці Вінницького національного технічного університету*. 2011. №2. С. 1–10. URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/273/271> (дата звернення: 30.09.2018). (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar)

24. Осадчук О.В., Семенов А.О., Лазарєв О.О., Коваль К.О. Ємнісний активний елемент на польовій транзисторній структурі з від'ємним опором. *Наукові праці Вінницького національного технічного університету*. 2011. №4. С. 1–7.

URL: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/305/303> (дата звернення: 30.09.2018). (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar)

25. Осадчук О.В., Семенов А.О., Барабан С.В. Математична модель автогенераторного засобу для визначення фазових перетворень твердих матеріалів. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. 2012. №1. С. 120–125. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

26. Осадчук О.В., Семенов А.О., Барабан С.В. Визначення метрологічних характеристик автогенераторного засобу з від'ємним опором для дослідження твердофазних систем. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2012. №1. С. 54–59. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

27. Осадчук О.В., Семенов А.О., Барабан С.В. Система вхідного контролю некристалічних напівпровідників на основі автогенераторних приладів з від'ємним опором. *Нові технології. Науковий вісник Кременчуцького університету економіки, інформаційних технологій і управління*. 2011. №4(34). С. 9–12. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

28. Осадчук О.В., Семенов А.О., Барабан С.В. Засіб неруйнівного контролю структурних перетворень твердофазних систем. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2013. №1. С. 53–56. (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar)

29. Рудик А.В., Семенова О.О., Семенов А.О. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів. *Вісник Інженерної академії України*. 2013. №2. С. 276–281. (Наукове фахове видання) ISBN 5-7763-836

30. Осадчук О.В., Семенов А.О., Барабан С.В. Автогенераторний вимірювальний перетворювач температури об'єктів, що обертаються. *Вісник Київського національного університету технологій та дизайну*. 2013. №3. Тематичний випуск. С. 140–145. (Наукове фахове видання, індексується Google scholar)

31. Рудик А.В., Рудик В.А., Семенова О.О., Семенов А.О. Використання фільтра Тоу для фільтрації низькочастотних вузькосмугових процесів. *Вісник Ін-*

женерної академії України. №2. 2014. С. 126–130. (Наукове фахове видання) ISBN 5-7763-836

32. Рудик А.В., Рудик В.А., Семенов А.О., Семенова О.О. Аналіз зміни характеристик фільтра Тоу. *Вісник Інженерної академії України*. 2014. № 3–4. С. 129–134. (Наукове фахове видання) ISBN 5-7763-836

33. Семенов А.О., Осадчук О.В. Генератор детермінованого хаосу з інерційною нелінійністю на основі біполярної транзисторної структури з від’ємним опором. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2017. № 6. С. 147–152. (Наукове фахове видання, індексується Index Copernicus International, РИНЦ, Google scholar) ISSN 1997-9266.

34. Семенов А.О. Оптико-електронний генератор детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від’ємним опором. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*. 2017. № 2. С. 70–78 (Наукове фахове видання, індексується РИНЦ, Google scholar) ISSN 1681-7893

35. Семенов А.О. Дослідження генератора детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від’ємним опором. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія : Технічні науки*. 2018. Том 29 (68). №1. Частина 1. С. 50–57. (Наукове фахове видання) ISSN 1606-3721

36. Семенов А.О. Радіоелектронний пристрій формування сигналів детермінованого хаосу на основі нелінійної системи Дуффінга-Холмса. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія : Технічні науки*. 2018. Том 29 (68). №2. Частина 1. С. 84–91 (Наукове фахове видання) ISSN 1606-3721.

37. Семенов А.О. Модельне дослідження нелінійної динаміки радіотехнічних пристроїв на основі транзисторних структур з від’ємним опором. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія : Технічні науки*. 2018. Том 29 (68). №3. Частина 1. С. 74–78. (Наукове фахове видання) ISSN 1606-3721.

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації

(форма участі здобувача у наукових заходах – очна):

38. A. Osadchuk, K. Koval, A. Semenov, M. Prutyla. Mathematical model of transistor equivalent of electrical controlled capacity. *The International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunication and Computer Science" TCSET 2008*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 19–23, 2008. P. 35–36. ISBN 978-966-553-678-9. INSPEC Accession Number: 11155526. (Індексується Scopus, Web of Science)

39. Osadchuk V. S., Osadchuk A. V., Semenov A. A., Semenova E. A. Experimental research and modeling of the microwave oscillator based on the static inductance transistor structure with negative resistance. *Proceedings of the 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*. 13–17 Sept. 2010, Sevastopol, Ukraine, 2010. P. 187–188. DOI: 10.1109/CRMICO.2010.5632543. (Індексується Scopus, Web of Science)

40. Osadchuk A. V., Semenov A. A., Baraban S. V., Semenova E. A., Koval K. O. Noncontact infrared thermometer based on a self-oscillating lambda type system for measuring the human body's temperature. *Proceedings of the 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*. 8–14 Sept. 2013, Sevastopol, Ukraine. 2013. P. 1069-1070. INSPEC Accession Number: 13882857. (Індексується Scopus, Web of Science)

41. Osadchuk A. V., Semenov A. A., Koval K. O., Semenova E. A., Baraban S. V. Electrically controllable microwave phase shifters based on capacitive effect of the transistor structure with negative resistance. *Proceedings of the 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*. 8–14 Sept. 2013, Sevastopol, Ukraine, 2013. P. 106–107. INSPEC Accession Number: 13887412. (Індексується Scopus, Web of Science)

42. Andriy Semenov, Olena Semenova, Oleksandr Osadchuk. The UHF oscillators based on a HEMT structure with negative conductivity. *Proceedings of the International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. 21–23 May 2015.

Omsk, Russia. P. 1–4. DOI: [10.1109/SIBCON.2015.7147215](https://doi.org/10.1109/SIBCON.2015.7147215) (Індексується Scopus, Web of Science)

43. Andriy Semenov. Deterministic Chaos Oscillator Based on a Bipolar and Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *X International IEEE Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines" (Dynamics)*. 15–17 November, 2016. Russia, Omsk. P. 1–4. DOI: [10.1109/Dynamics.2016.7819081](https://doi.org/10.1109/Dynamics.2016.7819081) (Індексується Scopus, Web of Science)

44. Andriy Semenov. The Additive White Gaussian Noise Impact on the Deterministic Chaos Oscillator Based on a Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *IEEE Conference Publications 2016 International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo)*. September 11-15, 2016, Kyiv, Ukraine. P. 1–5, DOI: [10.1109/UkrMiCo.2016.7739614](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2016.7739614) (Індексується Scopus, Web of Science)

45. Andriy O. Semenov, Alexander V. Osadchuk, Iaroslav A. Osadchuk, Kostyantyn O. Koval, Maksym O. Prytula. The Chaos Oscillator with Inertial Non-Linearity Based on a Transistor Structure with Negative Resistance. *17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2016*. Erlagol, Altai, Russia, 30 June – 4 July, 2016. Conference Proceedings, 2016. – P. 178–184. DOI: [10.1109/EDM.2016.7538720](https://doi.org/10.1109/EDM.2016.7538720). (Індексується Scopus, Web of Science)

46. Andriy Semenov. Reviewing the Mathematical Models and Electrical Circuits of Deterministic Chaos Transistor Oscillators. *2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings*. Moscow, Russia, May 12–14, 2016. P. 1–6. DOI: [10.1109/SIBCON.2016.7491758](https://doi.org/10.1109/SIBCON.2016.7491758) (Індексується Scopus, Web of Science)

47. Andriy Semenov. Mathematical Simulation of the Chaotic Oscillator Based on a Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. April 19-21, 2016, Kyiv, Ukraine. P. 52–56. DOI: [10.1109/ELNANO.2016.7493008](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2016.7493008) (Індексується Scopus, Web of Science)

48. Andriy Semenov. The Van der Pol's Mathematical Model of the Voltage-Controlled Oscillator Based on a Transistor Structure With Negative Resistance. *Proceedings of the XIII International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science"*. Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23 – 26, 2016. P. 100–104. DOI: [10.1109/TCSET.2016.7451982](https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7451982) (Індексується Scopus, Web of Science)

49. Andriy Semenov. Mathematical Model of the Microelectronic Oscillator Based on the BJT-MOSFET Structure with Negative Differential Resistance. *Conference proceedings of 2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine April 18–20, 2017. P. 146–151. DOI: [10.1109/ELNANO.2017.7939736](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2017.7939736) (Індексується Scopus, Web of Science)

50. Andriy Semenov, Alexander Osadchuk. Experimental Research of the Deterministic Chaos Oscillator Based on a Bipolar Transistor Structure with Negative Differential Resistance. *Proceedings of the 4th International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications Science and Technology»*. 10 – 13 October, 2017, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine, 2017, pp. 34–37. DOI: [10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343](https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343) (Індексується Scopus, Web of Science)

51. Andriy Semenov, Oleksandr Osadchuk. Modeling the Deterministic Chaos Microelectronic Oscillator Based on the Bipolar Transistor Structure with Negative Resistance. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Conference Proceedings. May 29 – June 2, 2017. Kyiv, Ukraine. – P. 704–708. DOI: [10.1109/UKRCON.2017.8100335](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100335) (Індексується Scopus, Web of Science)

52. Oleksander Osadchuk, Andriy Semenov, Oleksander Zviahin, Anton Savyt-skyi. Numerical Method for Processing Frequency Measuring Signals from Microelectronic Sensors Based on Transistor Structures with Negative Resistance. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Conference Proceedings. May 29 – June 2, 2017. Kyiv, Ukraine. P. 721–725. DOI: [10.1109/UKRCON.2017.8100338](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100338) (Індексується Scopus, Web of Science)

53. Andriy Semenov. Numerical Researching the Radiofrequency Chua's Oscillator Based on a Device with Negative Differential Resistance. *The Second International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2017)*. Conference Proceeding. 11–15 September 2017, Odessa, Ukraine. P. 1–6. DOI: [10.1109/UkrMiCo.2017.8095376](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017.8095376) (Індексується Scopus, Web of Science)

54. Andriy Semenov. Radiofrequency Deterministic Chaos Oscillator Based on a Transistor Structure with Negative Resistance. Numerical Researching. *2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*. Kyiv, Ukraine. May 24, 2017 – May 27, 2017. P. 343-347. DOI: [10.1109/ICATT.2017.7972659](https://doi.org/10.1109/ICATT.2017.7972659) (Індексується Scopus, Web of Science)

55. Andriy O. Semenov, Anton Yu. Savytskyi, Oleg V. Bisikalo, Pavlo I. Kulakov. Mathematical Modeling of the Two-Stage Chaotic Colpitts Oscillator. *Proceedings of 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 20 – 24, 2018. P. 835-839. DOI: [10.1109/TCSET.2018.8336327](https://doi.org/10.1109/TCSET.2018.8336327) (Індексується Scopus, Web of Science)

56. Andriy Semenov, Kostyantyn Koval, Anton Savytskyi, Oleksander Zviahin, Serhii Baraban. Numerical Study of the Deterministic Chaos Oscillator with a Differential Integral Element on the Colpitts Circuit. *Proceedings of 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 20 – 24, 2018. P. 846–850. DOI: [10.1109/TCSET.2018.8336329](https://doi.org/10.1109/TCSET.2018.8336329) (Індексується Scopus, Web of Science)

Наукові праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

Патенти України на винахід:

57. Патент України на винахід №90435 по класу H01P 1/18. Електрично керований НВЧ фазообертач / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Семенова О.О., Коваль К.О. // Реєстр. номер заявки а200806924. Дата подання заявки 19.05.2008. Дата публ. відомостей 26.04.2010. – Бюл. №8. – 5 с.

58. Патент на винахід №89423 по класу G01N 21/21. Інфрачервоний газоаналізатор з частотним виходом / Осадчук О.В., Осадчук В.С., Семенов А.О., Гурсь-

кий А.П., Семенова О.О. // Реєстр. номер заявки u 2008 03617. Дата подання заявки 21.03.2008. Дата публ. відомостей 25.09.2009. Бюл. №18. Дата опубл. 25.01.2010. Бюл. №2. – 6 с.

59. Патент на винахід №89424 по класу G01N 21/21. Інфрачервоний вимірювач концентрації газу з частотним виходом / Осадчук О.В., Осадчук В.С., Семенов А.О., Гурський А.П., Семенова О.О. // Реєстр. номер заявки u 2008 03628. Дата подання заявки 21.03.2008. Дата публ. відомостей 25.09.2009. Бюл. №18. Дата опубл. 25.01.2010. Бюл. №2. – 6 с.

Патенти України на корисну модель:

60. Патент 29421 на корисну модель України МПК (2006) H03H7/01. Електрично керований фільтр низьких частот / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. // Заявлено 01.10.2007; №u200710779; Опубл. 10.01.2008, Бюл. №1. – 3 с.

61. Патент 30176 на корисну модель по класу МПК7 H03H 7/01. Електрично керований фільтр високих частот / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. // Заявлено 19.11.2007 р. Номер заявки u200712797. Опубл. 11.02.2008. – Бюл.№3. – 3 с.

62. Патент 32335 на корисну модель України, МПК (2006) H03C3/00. Оптично керований генератор електричних коливань / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. // Заявл. 11.01.2008; - №u200800389. Опубл. 12.05.2008. – Бюл.9. – 5 с.

63. Патент 33049 на корисну модель МПК8 H03B7/00. Генератор прямокутних імпульсів / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. // Реєстр. номер заявки u2008 01301. Дата подання 3.03.2008. Опубл. 10.06.2008. – Бюл.№11. – 4 с.

64. Патент 33041 на корисну модель МПК8 H03B7/01. Електрично керований генератор лінійно змінної напруги / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О., Мартинюк В.В. // Номер заявки u2008 01261. Дата подання 01.02.2008. Опубл. 10.06.2008. – Бюл.№11. – 3 с.

65. Патент на корисну модель №38506 по класу H03B19/00. Електрично-керований помножувач частоти / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. // Реєстр. номер заявки у 2008 10040. Дата подання 04.08.2008 р. Дата опубл. 12.01.2009. – Бюл. № 1. – 5 с.

66. Патент на корисну модель №38348 по класу H03B7/00. Електрично керований генератор лінійно змінної напруги / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Семенова О.О., Коваль К.О. // Реєстр. номер заявки у 2008 12442. Дата подання 23.10.2008. Дата опубл. 12.01.2009. – Бюл. № 1. – 5 с.

67. Патент на корисну модель №38347 по класу H03B19/00. Мікроелектронний електрично керований помножувач частоти / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Семенова О.О., Коваль К.О. // Реєстр. номер заявки у 2008 12443. Дата подання 23.10.2008. Дата опубл. 12.01.2009. – Бюл. № 1. – 5 с.

68. Патент на корисну модель України №39839 по класу H01P1/18. Електрично керований фазообертач діапазону НВЧ / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О., Семенова О.О. // Номер заявки у 2008 12834. Дата подання заявки 03.11.2008. Дата опублікування 10.03.2009. – Бюл. №5. – 5 с.

69. Патент України 127219 на корисну модель по класу H03B 29/00. Мікроелектронний електрично-керований генератор хаотичних коливань / Семенов А.О., Осадчук О.В. // Номер заявки у 2018 00990. Дата подання заявки 02.02.2018. Опубліковано 25.07.2018. Бюл. № 14. – 6 с.

70. Патент України 127220 на корисну модель по класу H03B 29/00. Мікроелектронний електрично-керований генератор хаотичних коливань з інерційною нелінійністю / Семенов А.О., Осадчук О.В. // Номер заявки у 2018 00991. Дата подання заявки 02.02.2018. Опубліковано 25.07.2018. Бюл. № 14. – 6 с.