

Інститут радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова
Національна академія наук України
Інститут радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ВАСИЛЬЄВ ОЛЕКСАНДР СЕРГІЙОВИЧ

УДК 537.86:621

ДИСЕРТАЦІЯ

ОСОБЛИВОСТІ ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКИ СИГНАЛІВ АВТОДИННОГО ВІДГУКУ В ЗАДАЧАХ БЛИЖНЬОЇ РАДІОЛОКАЦІЇ

01.04.03 – радіофізика

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата фізико-математичних наук

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

Науковий керівник Єрмак Геннадій Павлович
кандидат фізико-математичних наук, старший науковий співробітник

Харків – 2017

АНОТАЦІЯ

Васильєв О. С. Особливості формування та обробки сигналів автодинного відгуку в задачах ближньої радіолокації - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата фізико-математичних наук за спеціальністю 01.04.03 – радіофізика. Інститут радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова НАН України, Харків, 2017.

Дисертаційна робота присвячена розробці, вдосконаленню і дослідженню методів формування і обробки сигналів частотно модульованих автодинних генераторів на напівпровідникових приладах мм-діапазону.

Об'єктом дослідження є процес генерації лінійно-частотно модульованого СВЧ сигналу і формування різницевого сигналу проміжної частоти автодинними напівпровідниковими радіолокаторами мм-діапазону.

Предметом дослідження є вплив нелінійності перестроювання керуючої напруги варактора на роздільну здатність радіолокатора, а також застосування цифрової фільтрації автодинного відгуку для підвищення енергетичного потенціалу радіолокатора.

У роботі розроблено та апробовано математичну модель напівпровідникового автодинного генератора мм-діапазону з варакторним перестроюванням частоти. Модель заснована на системі скорочених лінеаризованих диференціальних рівнянь з запізненням щодо частотної і амплітудної характеристик автодина.

Вирішена актуальна задача поліпшення характеристик автодинних напівпровідникових ЛЧМ радіолокаторів ближнього радіусу дії мм-діапазону.

Проведено моделювання сигнальних характеристик автодина і вивчені особливості формування основних (нульових) і вищих гармонік сигналу автодинного відгуку для стаціонарних та рухомих об'єктів при наявності нелінійного характеру залежності частоти автодинного генератора від напруги на варакторі. В результаті проведеного моделювання показано, що вплив такої

нелінійності виражається в розширенні спектра сигналу, що в результаті призводить до погіршення співвідношення сигнал-шум.

Запропоновано і апробовано метод лінеаризації перестроювальної характеристики автодина на діоді Ганна шляхом статичної корекції керуючої напруги на варакторі з використанням цифрового сигнального процесора.

Виявлено «зональний характер» поділу області зондування по дальності (від значень величини нормованої відстані) для АГ з ЧМ з пилкоподібним несиметричним законом зміни керуючої напруги. З використанням методів спектральної обробки сигналів показано, що для відбивачів, розташованих поблизу меж кожної із зон, сигнальні характеристики автодина мають квазігармонічний вигляд (автодин працює в «режимі гомодина»).

Зроблена оцінка впливу шумів джерела живлення і внутрішніх шумів генератора на спектр сигналу автодинного відгуку РЛС з цифровою обробкою сигналу та знайдені схеми аналогової і цифрової фільтрації, використання яких дозволяє підвищити відношення сигнал-шум.

На підставі проведених в дисертаційній роботі досліджень розроблені експериментальні та лабораторні зразки радіолокаційного датчика і оглядового автодинного локатора 8 мм-діапазону з цифровою обробкою сигналу для експериментальної верифікації результатів досліджень.

Розроблена та апробована на об'єктах діючої залізничної інфраструктури методика використання автодинного радіолокаційного датчика для контролю зайнятості стрілочних переводів та виявлення об'єктів на залізничних сортувальних гірках і переїздах.

Наукова новизна одержаних результатів:

– *Встановлено особливості формування сигнальних характеристик автодинного генератора з частотною модуляцією по пилкоподібному і гармонійному закону, а також ступінчастою функцією модуляції за допомогою цифрового синтезатора для різних значень параметрів автодинної системи, з використанням розробленої математичної моделі та експериментальних досліджень.*

– *Розроблено* методику корекції перебудовної характеристики генератора за допомогою цифрового синтезу зонduючого сигналу, що дозволило поліпшити роздільну здатність автодинного радіолокатора.

– *Розроблено* метод підвищення енергетичного потенціалу автодинного радіолокатора за рахунок ефективного придушення паразитної амплітудної модуляції за допомогою цифрової фільтрації сигналу автодинного відгуку (сигналу проміжної частоти).

– *Розроблено* алгоритм синхронного збору і обробки автодинних сигналів для виключення зі спектру автодинного відгуку паразитних складових, що пов'язані зі стрибком частоти при її модуляції.

– *Встановлено*, що для автодинних генераторів (АГ) з ЧМ за пилоподібним несиметричним законом існує «зональний характер» поділу області зондування по дальності (від значень величини нормованої відстані), при цьому показано, що для відбивачів розташованих поблизу меж кожної із зон, сигнальні характеристики автодина мають квазігармонійний вид.

Практичне значення одержаних результатів полягає у наступному: в результаті проведених досліджень розроблена схема коригування форми сигналу модуляції на варакторі і розроблена методика підвищення енергетичного потенціалу приймально-передавального пристрою (ППП) радіолокаційної системи шляхом цифрової обробки сигналу, що дозволяє покращити характеристики напівпровідникових автодинних генераторів мм-діапазону.

Розроблено та апробовано математичну модель напівпровідникового автодинного генератора з варакторною перебудовою частоти мм-діапазону. Модель заснована на системі скорочених лінеаризованих диференціальних рівнянь з запізненням. Проведено моделювання сигнальних характеристик автодина та вивчені особливості формування основних (нульових) і вищих гармонік сигналу автодинного відгуку для стаціонарних та рухомих об'єктів при наявності нелінійного характеру залежності частоти автодинного

генератора від напруги на варакторі. Показано, що вплив такої нелінійності виражається у розширенні спектра сигналу, що в підсумку призводить до погіршення відношення сигнал-шум. Результати таких досліджень можуть бути використані для поліпшення характеристик автодинних радіолокаційних датчиків і радіолокаторів.

Розроблений експериментальний зразок автодинного напівпровідникового радіолокатора мм-діапазону з лінійною частотною модуляцією, функціональність і характеристики якого перевищують відомі аналоги. Розроблений радіолокатор апробовано для використання в автоматизованій системі розпуску вагонів і контролю швидкості відчепів при проходженні гальмівної позиції на сортувальних гірках залізничної інфраструктури.

Ключові слова: Автодин, ближня радіолокація, міліметровий діапазон, частотна модуляція, сигнальні характеристики автодина.

Список публікацій за темою дисертації

1. Варавин А.В. Автодинный приёмо-передающий модуль на диоде Ганна с внутреннем детектированием сигнала для радиолокационного датчика с линейной модуляцией частоты / А. В. Варавин, А. С. Васильев, Г. П. Ермак, И. В. Попов // Радиопизика и електроника: сб.науч.тр./НАН Украины. ИРЭ им. А.Я.Усикова. –2008. – Т. 13, № 3.– С.546–551.
2. Ермак Г.П. Обзорный автодинный радиолокатор миллиметрового диапазона / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, А. С. Васильев, И. В. Попов, А. П. Евдокимов, В. В. Крыжановский // Радиопизика и електроника: сб.науч.тр./ НАН Украины. ИРЭ им. А.Я.Усикова / –2010. – Т. 1, № 4.– С. 85–91.
3. Ермак Г.П. Радиолокационный датчик контроля занятости пути и скорости подвижного состава на территориях сортировочных горок / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, И. В. Попов, А. С. Васильев, Л. С. Усов // Наука и инновации. – 2009. – Т. 5. – С.9–16.
4. Носков В.Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов / В. Я. Носков, А. В. Варавин, А. С. Васильев, Г. П. Ермак, Н. М. Закарлюк, К. А. Игнатков, С. М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – Т. 3. –С.32–86.
5. Носков В.Я. Флуктуационные характеристики автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией / В. Я. Носков, А. С. Васильев, Г. П. Ермак, К. А. Игнатков, А. П. Чупахин // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника – 2017. – Т. 60, № 3. – С.154–165.
6. Noskov V.Y. Signals of autodyne radars with frequency modulation according to symmetric saw-tooth law / V. Y. Noskov, K. A. Ignatkov, A. P. Chupahin, A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, S. M. Smolskiy // Telecommun. Radio Eng. – 2016. – Т. 75, № 17. – С.1551–1566.
7. Noskov V.Y. Parameters' calculation of autodyne sensors taking into account the noise of the power source / V. Y. Noskov, A. S. Vasilev, G. P. Ermak,

K. A. Ignatkov, A. P. Chupakhin // Telecommun. Radio Eng. – 2016. – T. 75, № 5. – C.441–454.

8. Noskov V.Y. Output, signal and noise parameters of autodynes with a rigid conductance characteristic of an active element / V. Y. Noskov, A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, K. A. Ignatkov, D. Y. Mishin, S. M. Smolskiy, A. P. Chupahin // Telecommun. Radio Eng. – 2016. – T. 75, № 20. – C.1857–1873.

9. Yermak G.P. Autodyne millimeter band surveillance radar / G. P. Yermak, A. V. Varavin, A. S. Vasiliev, I. V. Popov, A. P. Yevdokimov, V. V. Kryzhanovsky // Telecommun. Radio Eng. – 2011. – T. 70, № 18. – C.1673–1683.

10. Vasiliev A.S. et al. Moving object signal peculiarities of an autodyne radar with symmetric saw-tooth FM law // 2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo). IEEE, 2017. P. 1–4.

11. Vasiliev A.S. et al. Signals from a moving object of autodyne radars with linear frequency modulation // 2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS). IEEE, 2017. P. 93–98.

12. Vasiliev A.S. et al. Influence of the autodyne oscillator coupling degree with antenna upon its transfer and noise characteristics // 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). IEEE, 2017. P. 348–353.

13. Noskov V.Y. Peculiarities of signal formation of autodyne radars with linear frequency modulation / V. Y. Noskov, K. A. Ignatkov, A. P. Chupahin, A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, S. M. Smolskiy // Вестник Национального технического университета Украины «КПИ». Серия Радиотехника, Радиоаппаратостроение – 2016. – № 67. – С.50–57.

ANNOTATION

Vasyliiev O.S. Features of the forming and processing of a self-mixing generator signal in a short-range remote sensing problem. As a manuscript.

Thesis for Ph.D. degree in Physics and Mathematics with the specialization area 01.04.03 Radiophysics. O. Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kharkiv, 2018.

This work is devoted to the development, improvement and investigation of methods for generating and processing of response signals of frequency-modulated self-mixing generators (autodynes) in the mm-range.

A mathematical model of a semiconductor self-mixing generator with varactor frequency tuning has been developed and tested. The model is based on a system of truncated linearized differential equations with a delayed argument for the relative to the frequency and amplitude characteristics of the autodyne. Modeling of signal characteristics of an autodyne is carried out and features of forming of the main (zero) and higher harmonics of the autodyne response signal are studied. Two types of targets have been considered are stationary and mobile objects. The nonlinearity of varactor frequency tuning has been taking into account. As a result of the study, it is shown that the influence of such nonlinearity is expressed in the broadening of the signal spectrum. That decreases the signal-to-noise ratio. The in-range "zonal nature" of the autodyne response signal characteristics has been found for the case of the radar frequency modulation according to a "sawtooth asymmetric law". It is shown that for the reflectors which are located in the nearby the boundaries of each of the zones, the signal characteristics of the autodyne have a quasiharmonic form (autodyne operates in the "homodyne regime").

A method for linearizing of the tuning characteristic for the autodyne on a Gunn diode is proposed and studied. It is based on a static correction of a control voltage on the varactor within the using of a digital signal processor. Based on the studied features of the self-mixing generator with varactor frequency tuning, experimental

and laboratory samples of the radar sensor and 8 mm-range surveillance autodyne radar with digital signal processing have been developed.

Keywords: self-mixing generator, short-range radar, frequency modulation, signal processing and millimeter wave band.

ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень.....	14
ВСТУП.....	15
РОЗДІЛ 1 Огляд та аналіз літератури.....	24
1.1 Автодини та їх застосування.....	24
1.2 Автодини на електронно-вакуумних генераторах.....	25
1.3 Твердотільні автодини в системах ближньої радіолокації.....	27
1.4 Методи формування та модуляції зондуючого сигналу.....	28
1.4.1 Автодинні системи з імпульсною модуляцією.....	29
1.4.2 Автодинні системи з частотною модуляцією.....	30
1.4.3 Особливості формування сигналів автодинних радіолокаторів з лінійною частотною модуляцією.....	35
1.5 Цифрові методи формування та спектральної обробки ЧМ сигналів в автодинних системах ближньої радіолокації.....	36
Висновки до розділу 1.....	39
РОЗДІЛ 2 Моделювання режимів роботи автодина з лінійно-частотною модуляцією.....	40
2.1 Функціональна та еквівалентна схема автодинного генератора з варакторним перестроюванням частоти	40
2.2 Основне рівняння збуреного генератора, система неоднорідних диференціальних рівнянь із запізненням.....	42
2.3 Ітераційна схема рішення неоднорідних диференціальних рівнянь, в наближенні квазістаціонарних автоколивань.....	45
2.4 Моделювання сигналу автодинного відгуку від одиночної цілі в генераторах з варакторним перестроюванням частоти.....	49
2.5 Дослідження збіжності ітераційного процесу при побудові рішення для сигналу автодинного відгуку.....	52
2.6 Вплив дальності до цілі на частотну характеристику сигналу автодинного відгуку.....	56

2.7 Вплив діапазону перестроювання частоти генератора на частотну характеристику сигналу автодинного відгуку.....	58
2.8 Моделювання сигналу автодинного відгуку з урахуванням шумів джерела живлення і внутрішніх шумів генератора.....	60
2.9 Вплив шумових складових на спектральні характеристики сигналу автодинного відгуку.....	64
Висновки до розділу 2.....	67
РОЗДІЛ 3 Дослідження сигналу автодинного відгуку при різних видах ЧМ та особливості застосування автодинів в системах ближньої радіолокації.....	68
3.1 Дослідження властивостей сигналу автодинного відгуку від рухомих та нерухомих об'єктів при різних видах ЧМ.....	68
3.1.1 Нормовані сигнальні характеристики АСБРЛ.....	69
3.1.2 СХА радіолокатора з ЛЧМ за пилкоподібним законом з несиметричною формою.....	70
3.1.3 СХА радіолокатора з ЛЧМ за симетричним пилкоподібним законом.....	73
3.1.4 СХА радіолокатора з ЧМ за гармонійним законом	76
3.1.5 СХА радіолокатора з ЧМ при формуванні модулюючої функції за допомогою цифрового синтезатора.....	79
3.2 Дослідження властивостей спектральних діаграм сигнальних характеристик автодина від рухомих і нерухомих об'єктів при різних видах ЧМ.....	82
3.2.1 Моделювання та дослідження спектральних діаграм сигнальних характеристик автодина.....	82
3.2.2 Експериментальне дослідження властивостей спектральних діаграм сигнальних характеристик автодина.....	91
3.3 Дослідження особливостей застосування автодинних генераторів з ЛЧМ в системах ближньої радіолокації.....	96

3.3.1 Основне рівняння радіолокації, дальність дії і роздільна здатність РЛС з ЛЧМ.....	96
3.3.2 Енергетичний потенціал автодинного радіолокатора.....	98
3.3.3 Аналого-цифрова фільтрація сигналу ПЧ.....	101
3.3.4 Підвищення співвідношення сигнал-шум і роздільної здатності РЛС ближньої дії шляхом статичної корекції зондуючого імпульсу.....	103
Висновки до розділу 3.....	105
РОЗДІЛ 4 Структурні схеми, принцип роботи і випробування експериментальних зразків автодинних радіолокаторів з лінійно-частотною модуляцією міліметрового діапазону.....	108
4.1 Структурна і функціональна схеми автодинного радіолокаційного датчика.....	108
4.1.1 Приймально-передавальний модуль.....	110
4.1.2 Блок цифрового сигнального процесора.....	114
4.1.3 Блок живлення і комунікаційний блок.....	117
4.2 Опис принципу роботи автодинного радіолокаційного датчика.....	120
4.2.1 Формування сигналу зондуючого радіоімпульсу.....	120
4.2.2 Детектування і цифрова обробка сигналу проміжної частоти.....	121
4.2.3 Методика виявлення об'єктів в зоні дії радіолокаційного датчика..	125
4.3 Структурна схема оглядової автодинної РЛС.....	128
4.3.1 Антенна система.....	129
4.3.2 Поворот скануючого променя.....	130
4.3.3 Візуалізація радіолокаційного зображення.....	131
4.4 Натурні випробування автодинного радіолокаційного датчика.....	131
4.4.1 Методика проведення випробування.....	131
4.4.2 Випробування на Харківській малій південної залізниці.....	133
4.4.3 Випробування на сортувальній гірці «Південний пост» Південної залізниці.....	141
4.5 Лабораторні випробування оглядової автодинної РЛС.....	146

4.5.1 Умови проведення випробувань.....	146
4.5.2 Приклад виявлення малорозмірних металевих об'єктів на тлі багатоповерхових будівель.....	147
Висновки до розділу 4.....	148
ВИСНОВКИ.....	150
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	152
ДОДАТОК А Список публікацій за темою дисертації.....	162

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

СБРЛ	Система ближньої радіолокації
ЧМ	Частотна модуляція
ЛЧМ	Лінійно-частотна модуляція
СХА	Сигнальна характеристика автодина
АГ	Автодинний генератор
ДГ	Діод Ганна
ЧХА	Частотна характеристика автодина
АХА	Амплітудна характеристика автодина
НВЧ	Надвисокі частоти
ВК	Відбивний клістрон
ЛБХ	Лампа біжучої хвилі
ЛЗВ	Лампа зворотної хвилі
РЛС	Радіолокаційна станція
ПАМ	Паразитна амплітудна модуляція
АЦП	Аналогово-цифрове перетворення
ЦАП	Цифро-аналогове перетворення
АЕ	Активний елемент
ЛПД	Лавинно-прольотний діод
ППП	Приймально-передавальний пристрій
ХАД	Характеристика автодетектування
ЕПР	Ефективна площа розсіювання
БЖ	Блок живлення
КБ	Комунікаційний блок
ПК	Персональний комп'ютер
ЦСП	Цифровий сигнальний процесор
ФНЧ	Фільтр низької частоти
ШПФ	Швидке перетворення Фур'є
КСХ	Коефіцієнт стоячої хвилі

ВСТУП

Приймально-передавальні системи автодинного типу являють собою сукупність автогенератора, що знаходиться під впливом власного або зовнішнього інформаційного випромінювання, і засобів зовнішнього або внутрішнього детектування автодинного відгуку.

Принцип роботи автодинних приймально-передавальних систем заснований на так званому автодинному ефекті, який полягає в змінах амплітуди, частоти і робочого струму автогенератора під впливом на нього сигналу, відбитого від об'єкта. Даний ефект проявляється у всіх типах генераторів і у всьому діапазоні частот. Автодинні зміни режиму коливань визначаються набігом фази відбитого випромінювання, який залежить від поточної частоти генерації. Ці зміни частоти, в свою чергу, є причиною нелінійності набігу фази і специфічних особливостей формування автодинного відгуку генератора і його відмінність від реакції звичайного змішувача, що застосовується в гомодинних системах. При відбитті випромінювання від рухомого об'єкту реєстровані зміни у вигляді автодинних сигналів зі зміни амплітуди, частоти або зміщення току на активному елементі (АЕ) відбуваються з частотою Доплера. У зв'язку з цим автодини безперервної дії знайшли найширше застосування в СБРЛ для вимірювання швидкості і виявлення рухомих об'єктів.

Перші публікації, присвячені дослідженням автодинного ефекту в генераторах, з'явилися в кінці 20-х, початку 30-х роках минулого століття.

На рубежі 70 – 80-х років минулого століття були виконані перші результати досліджень автодинів мм-діапазону, які дозволили виявити нові явища у вигляді ангармонійних спотворень сигналів, що не вписувалося у існуючі на той час теоретичні уявлення. Тому дане явище викликало жваву дискусію в науковому співтоваристві, результати якої виявили потребу в розробці нової теорії автодинів, що враховує специфіку їх роботи у мм-діапазоні. До теперішнього часу робота над цією теорією не є завершеною.

У зв'язку з цим актуальність вирішення даної проблеми обумовлена

потребами подальшого розвитку та узагальнення теорії роботи автодинних приймачів-передавачів мм-діапазону. Дана теорія необхідна для аналізу і розрахунку параметрів і характеристик цих пристроїв, включаючи методику інженерних розрахунків зі знаходження режимів ефективної роботи, пошуку оптимальних режимів роботи і нових схемотехнічних рішень, а також правильного їх використання в перспективних системах радіолокації. Вирішення цієї проблеми знаходиться у відповідності з загальними тенденціями розвитку радіоелектроніки, спрямованими на освоєння мм-діапазону і більш високочастотних діапазонів, а також мініатюризацію компонентів і пристроїв.

Автодини знаходять широке застосування як у військових, так і в цивільних системах, наприклад, в авіаційних альтиметрах, радіопідбивачах боєприпасів, системах навігації, датчиках рівня різних продуктів в резервуарах і ємностях, системах безпеки та охоронної сигналізації, датчиках вібрацій і малих переміщень об'єктів локації, пристроях зближення і стикування, пристроях виявлення рухомих об'єктів і вимірювання параметрів їх руху, в тому числі в інтелектуальних системах управління транспортними потоками.

Дана робота присвячена розробці та удосконаленню методів формування та обробки лінійно-частотно модульованих сигналів в автодинних напівпровідникових радіолокаторах мм-діапазону, моделюванню режимів роботи автодина з лінійно-частотною модуляцією і дослідженню сигналів автодинного відгуку при різних видах ЧМ.

Актуальність теми

Приймально-передавальні системи автодинного типу є малогабаритними, надійними і технологічними пристроями, що знайшли широке застосування при вирішенні різних радіолокаційних завдань. Принцип роботи таких систем заснований на зміні амплітуди, частоти і робочого струму автогенератора при впливі на нього відбитого сигналу. Ці зміни називаються автодинним відгуком. Для реєстрації автодинного відгуку застосовують схеми внутрішнього і зовнішнього детектування. Зовнішнє детектування здійснюється шляхом

вимірювання частоти генератора за допомогою додаткових зовнішніх приймальних пристроїв. Внутрішнє детектування полягає в реєстрації зміни струму в ланцюзі живлення автогенератора. При цьому в разі, коли автодинний генератор працює в лінійно - частотно модульованому (ЛЧМ) режимі, при внутрішньому детектуванні здійснюється реєстрація сигналу проміжної частоти, на відміну від зовнішнього детектування, при якому для отримання проміжного сигналу необхідно використання додаткового обладнання.

В даний час досліджені автодинні системи практично на всіх типах автогенераторів: вакуумних, напівпровідникових і оптичних. Одними з найбільш широко застосовуваних автодинних датчиків мм-діапазону є автодини на основі діодів Ганна. Їх характеризують відносно низький рівень шуму, високі значення коефіцієнтів автодинного посилення, малі габарити і простота конструкції. На їх основі розроблені датчики запобігання зіткнення автомобілів і підйомних кранів, вимірювачі швидкості, охоронні системи та інші датчики ближнього радіусу дії.

Незважаючи на те, що дослідженню приймально-передавальних автодинних пристроїв присвячено значна кількість робіт, в зв'язку з бурхливим розвитком технологій виробництва напівпровідникових елементів і систем, стала актуальною задача дослідження можливостей застосування елементної бази сучасної мікроелектроніки для поліпшення характеристик автодинних генераторів. Так одним з можливих способів поліпшення характеристик таких пристроїв є спосіб який полягає в корекції перестроювальної характеристики частотної модуляції зондуючого сигналу з використанням додаткової попередньої обробки сигналу автодинного відгуку. З появою малогабаритних високопродуктивних обчислювачів, які можуть бути використані для частотної корекції, внутрішньосхемної цифрової фільтрації і спектральної обробки сигналу автодинного відгуку, це стало можливим.

Таким чином, актуальною є задача дослідження методів поліпшення характеристик автодинів, розробки на їх основі напівпровідникових ЛЧМ радіолокаторів ближнього радіусу дії і різних радіолокаційних датчиків.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Дану роботу виконано у відділі теорії дифракції та дифракційної електроніки (2008-2017 рр.) ІРЕ ім. О.Я. Усикова НАН України у рамках держбюджетних науково-дослідних робіт:

1. «Електродинаміка відкритих резонансних систем та періодичних структур із композитними матеріалами; розробка когерентних джерел і вимірювальних пристроїв міліметрового та субміліметрового діапазонів електромагнітних хвиль» (номер держреєстрації 0107U001082, 2007-2011, виконавець).
2. «Розробка нових моделей і методів вивчення тонкої структури електромагнітних полів у діапазонах частот від одиниць мегагерц до десятків гігагерц у природних неоднорідних, анізотропних середовищах та поблизу поверхонь їх розподілу для задач дистанційного зондування і радіолокації» (номер держреєстрації 0111U010476, 2012-2014, виконавець).
3. «Електродинаміка відкритих резонансних систем, періодичних структур із композитними матеріалами та антенних систем; прямі та зворотні задачі; розробка когерентних джерел, елементної бази і вимірювальних пристроїв міліметрового та субміліметрового діапазонів електромагнітних хвиль» (номер держреєстрації 0111U010480, 2012-2016, виконавець).
4. «Багатофункціональний радіолокаційний датчик для дистанційного спостереження за наявністю рухомого складу на залізничних гірках, стрілках і переїздах та контролю його швидкості для забезпечення безпеки руху та диспетчерських функцій» (номер держреєстрації 0108U004035, 2008, виконавець).

Мета і задачі дослідження

Метою дослідження є розробка та удосконалення методів формування і обробки лінійно-частотно модульованого сигналу автодинними напівпровідниковими радіолокаторами мм-діапазону; створення експериментального зразка автодинного радіолокатора безперервної дії; проведення натурних випробувань створеного локатора для виявлення можливості впровадження такого типу радіолокаторів в системах забезпечення безпеки руху на залізничних переїздах і сортувальних станціях.

Для досягнення поставленої мети було необхідно вирішити такі завдання:

1. Провести чисельне моделювання роботи автодинного генератора на основі діода Ганна з частотною модуляцією сигналу та варакторним перестроюванням частоти.
2. Дослідити вплив нелінійності перестроювальної характеристики керуючої напруги варактора на характеристику лінійності частотної модуляції сигналу, що генерується.
3. Розробити схему цифрового синтезу зонduючого сигналу автодинного радіолокатора з лінійною частотною модуляцією з використанням цифрового сигнального процесора.
4. Дослідити можливість застосування цифрової фільтрації автодинного відгуку для підвищення енергетичного потенціалу радіолокатора.
5. Розробити алгоритм цифрового виділення області корисного сигналу в автодинному відгуку, тобто розробити схему виключення з масиву оцифрованого сигналу даних, пов'язаних з запізненням відгуку сигналу від цілі, а також з релаксаційними ефектами, пов'язаними зі стрибком частоти сигналу.
6. Розробити та створити експериментальний зразок радіолокаційного датчика вимірювання швидкості і дальності до об'єкта і провести його натурні випробування на об'єктах залізничної інфраструктури.

Об'єкт дослідження – процеси генерації лінійно-частотно модульованого НВЧ сигналу і формування різницевого сигналу проміжної частоти автодинними напівпровідниковими радіолокаторами мм-діапазону.

Предмет дослідження – вплив нелінійності перестроювання керуючої напруги варактора на роздільну здатність радіолокатора, а також особливості формування та обробки сигналів автодинного відгуку.

Методи досліджень

У дисертаційній роботі використані методи теорії синтезу і обробки ЛЧМ сигналу в радіолокації. При цьому в частині, присвяченій чисельному моделюванню режимів роботи автодинного генератора на основі діода Ганна з варакторним перестроюванням частоти, були використані метод еквівалентних електричних схем, методи теорії диференціальних рівнянь і методи їх чисельного рішення. Також в роботі використані:

- метод статичної корекції випромінюваного ЛЧМ сигналу, для підвищення роздільної здатності радіолокатора;
- метод синхронного збору та накопичення сигналу проміжної частоти, для підвищення енергетичного потенціалу радіолокатора;
- алгоритм швидкого перетворення Фур'є при обробці сигналу і розрахунку дальності і швидкості до цілі.

Наукова новизна одержаних результатів

1. Встановлено основні закономірності формування сигнальних, флуктуаційних і модуляційних характеристик автодинного генератора з ЧМ, що знаходиться під впливом власного випромінювання, відбитого від об'єкта локації.
2. Розроблено методику корекції перестроювальної характеристики генератора за допомогою цифрового синтезу зонduючого сигналу, що дозволило поліпшити роздільну здатність автодинного радіолокатора.
3. Розроблено метод підвищення енергетичного потенціалу автодинного радіолокатора за рахунок ефективного придушення паразитної амплітудної

модуляції за допомогою цифрової фільтрації сигналу автодинного відгуку (сигналу проміжної частоти).

4. Розроблено алгоритм синхронного збору і обробки автодинних сигналів для виключення зі спектру автодинного відгуку паразитних складових, що пов'язані зі стрибком частоти при її модуляції.
5. Встановлено, що для автодинних генераторів (АГ) з ЧМ за пилкоподібним несиметричним законом існує «зональний характер» поділу області зондування по дальності (від значень величини нормованої відстані), при цьому показано, що для відбивачів розташованих поблизу меж кожної із зон, сигнальні характеристики автодина мають квазігармонійний вигляд.

Практичне значення одержаних результатів

1. В результаті проведених досліджень розроблена схема коригування форми сигналу модуляції на варакторі напівпровідникового автодинного генератора мм-діапазону довжин хвиль.
2. Розроблена методика підвищення енергетичного потенціалу приймально-передавального пристрою (ППП) радіолокаційної системи шляхом цифрової обробки сигналу, що може покращувати характеристики напівпровідникових автодинних генераторів мм-діапазону.
3. Розроблено та апробовано математичну модель напівпровідникового автодинного генератора з варакторним перестроюванням частоти мм-діапазону. Модель засновано на системі скорочених лінеаризованих диференціальних рівнянь з запізненням.
4. Проведено моделювання сигнальних характеристик автодина та вивчені особливості формування основних (нульових) і вищих гармонік сигналу автодинного відгуку для стаціонарних та рухомих об'єктів при наявності нелінійного характеру залежності частоти автодинного генератора від напруги на варакторі.
5. Показано, що вплив нелінійного характеру залежності частоти автодинного генератора від напруги на варакторі виражається у

розширенні спектра сигналу, що в підсумку призводить до погіршення співвідношення сигнал-шум. Результати таких досліджень можуть бути використані для поліпшення характеристик автодинних радіолокаційних датчиків і радіолокаторів.

6. Розроблено експериментальний зразок автодинного напівпровідникового ЛЧМ радіолокатора мм-діапазону з лінійною частотною модуляцією, функціональність і характеристики якого перевищують відомі аналоги.
7. Розроблений радіолокатор апробований для використання в автоматизованій системі розпуску вагонів і для контролю швидкості відчепів при проходженні гальмівної позиції на сортувальних гірках залізничної інфраструктури.

Особистий внесок здобувача

Основні результати, наведені в дисертації, належать автору.

У роботах, написаних у співавторстві, здобувач брав участь в: постановці задач [1, 3, 5, 7, 9, 10]; удосконалення математичної моделі АГ і моделюванні його режимів роботи [2, 4, 6, 8]; експериментальних дослідженнях автодинних ефектів в АГ з ЧМ [11-16]; зіставленні результатів моделювання і експериментів [3, 4, 6, 8, 17]; створенні і випробуваннях лабораторних макетів і експериментальних зразків радіолокаторів і радіолокаційних датчиків [5, 7, 9, 10]; аналізі результатів випробувань.

Апробація результатів дисертації

Основні результати дослідження доповідалися на кваліфікаційному семінарі Інституту радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України з проблеми «Теорія дифракції і дифракційна електроніка» і на наступних наукових міжнародних конференціях:

- 2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo);
- 2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS);
- 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT);

- 2016 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW);
- 2013 International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves.

Публікації

Основні результати за темою дисертаційної роботи опубліковано у 13 роботах, серед яких 9 статей у наукових виданнях, що входять до міжнародних наукометричних баз (Index Copernicus, Scopus, Google Scholar), 3 тези доповідей у збірниках матеріалів наукових конференцій і симпозіумів і в одній статті, що додатково відображає результати дисертації.

Структура та обсяг дисертації

Дисертація складається з анотації, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел, додатку. Її повний обсяг становить 163 сторінки. У дисертації наведено 61 рисунок, список використаних джерел складається з 87 найменувань на 10 сторінках.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ЛІТЕРАТУРИ

Глава 1 присвячена огляду літератури, що описує особливості застосування автодинних автогенераторів НВЧ та мм-діапазонів в системах ближньої радіолокації (СБРЛ) та методи формування автодинних сигналів при різних видах модулюючих сигналів. Проведено аналіз робіт по особливостям формування сигналів в автодинних СБРЛ з різними законами лінійної частотної модуляції і розглянуто методи реєстрації та спектральної обробки автодинних сигналів в СБРЛ.

1.1 Автодини та їх застосування

Приймально-передавальні системи автодинного типу (або просто автодини, в зарубіжній літературі поряд з поширеним терміном «автодин» (autodyne) часто використовують терміни: oscillator-detector, self-oscillating mixer (SOM), self-mixing oscillator, self-mixing laser, self -detecting oscillator та ін.) являють собою сукупність автогенератора, що знаходиться під впливом власного або зовнішнього інформаційного випромінювання і засобів зовнішнього або внутрішнього детектування (виділення) автодинного відгуку.

Принцип роботи автодинних приймально-передавальних систем заснований на так званому автодинному ефекті, який полягає в змінах амплітуди, частоти і робочого струму автогенератора під впливом на нього сигналу, відбитого від об'єкта. Даний ефект проявляється у всіх типах генераторів і у всьому діапазоні частот. Автодинні зміни режиму коливань визначаються набігом фази відбитого випромінювання, який залежить від поточної частоти генерації. Ці зміни частоти, в свою чергу, є причиною нелінійності набігу фази і специфічних особливостей формування автодинного відгуку генератора і його відмінність від реакції звичайного змішувача, що застосовується в гомодинних системах. При відбитті випромінювання від рухомого об'єкту реєстровані зміни у вигляді автодинних сигналів зі зміни

амплітуди, частоти або зміщення струму на активному елементі (АЕ) відбуваються з частотою Доплера. У зв'язку з цим автодини безперервної дії знайшли найширше застосування в СБРЛ для вимірювання швидкості і виявлення рухомих об'єктів.

Автодини знаходять широке застосування як у військових, так і в цивільних системах, наприклад, в авіаційних альтиметрах, радіопідбивачах боєприпасів, системах навігації, датчиках рівня різних продуктів в резервуарах і ємностях, системах безпеки та охоронної сигналізації, датчиках вібрацій і малих переміщень об'єктів локації, пристроях зближення і стикування, пристроях виявлення рухомих об'єктів і вимірювання параметрів їх руху, в тому числі в інтелектуальних системах управління транспортними потоками.

В останні роки впевнене зростання інтересу до автодинних систем пов'язане не тільки з розвитком принципів побудови і нових схемотехнічних рішень, а й з різким розширенням частотного діапазону в бік міліметрових хвиль, а також освоєнням промисловістю автодинних модулів в монолітному і гібридно-інтегральному виконанні [18-22]. Крім того, створена широка номенклатура мікроелектронних приймачів, комбінованих зі специфічними patch-антенами (генераторно-випромінюючих автодинних модулів), що суттєво розширюють можливості побудови просторово-розподілених систем прийому та обробки сигналів при одночасному зниженні вартості надвисокочастотних (НВЧ) вузлів таких систем [23-25].

1.2 Автодини на електронно-вакуумних генераторах

Автодинний принцип прийому радіосигналів був відкритий з моменту появи лампових генераторів незгасаючих коливань Мейснера (A. Meissner) в 1913 році. Це зробив інженер англійської компанії «Marconi's Wireless Telegraphy» Генрі Джозеф Раунд. Експериментуючи зі схемою генератора, він виявив можливість високочутливого прийому радіотелеграфних сигналів в режимі биття і описав у своїй заявці на винахід принцип дії пристрою, який в подальшому назвав «автодин» [26].

Найбільш широке застосування автодини отримали в роки Другої світової війни в якості датчика «близькості» для дистанційних детонаторів снарядів, мін, ракет і авіаційних бомб, а також для охорони військових об'єктів та виявлення вторгнення ворога в контрольовану зону [27]. Теорія роботи і методика інженерного розрахунку параметрів і характеристик лампових автодинів стосовно радіопідривача відображені в [28].

По мірі розвитку електроніки і виникнення потреб освоєння діапазонів все більш високих частот у повоєнний час з'являлися нові типи електровакуумних приладів (ЕВП) НВЧ діапазону. Практично одночасно виконувалися дослідження автодинного режиму генераторів на основі цих ЕВП. Основна увага дослідників при цьому зверталася на вивчення детекторних і автодинних характеристик нових НВЧ генераторів, серед яких в ті роки були відбивні клістри (ВК), магнетрони, лампи біжучої та зворотної хвилі (ЛБХ і ЛЗВ).

Одним з найбільш гнучких до управління автодинними режимами виявився свого часу ВК. На прикладі цього приладу були створені досить прості та ефективні автодинні радіолокатори і були проведені значні за обсягом теоретичні і експериментальні дослідження їх режимів роботи [29].

Результати дослідження автодинів НВЧ діапазону на ЕВП дозволили створити широкий спектр автодинних приймально-передавальних систем не тільки для вирішення завдань виявлення і визначення швидкості об'єктів, а й для визначення дальності, вимірювання вібрацій, малих переміщень і кругових діаграм відбитого випромінювання. Опис ряду застосувань даних пристроїв наведено в роботах [29-31].

Як показали дослідження автодинів НВЧ діапазону на основі ЕВП, їх чутливість визначається рівнем шумів, що надходять разом з сигналом на вхід реєструючих приладів, а також пульсаціями джерел живлення і наведеннями на вхідні кола вимірювальних трактів. В діапазоні НВЧ високі рівні власних шумів ЛЗВ, магнетронів і ВК не дозволяли створювати на їх базі автодини з високою чутливістю.

У сімдесяті роки в Інституті радіофізики та електроніки АН УРСР був створений новий тип електровакуумного приладу: генератор дифракційного випромінювання (ГДВ) [32], що є джерелом міліметрового діапазону високої когерентності випромінювання.

Перші дослідження ГДВ з електронним детектуванням сигналів, проведені Г.П. Єрмаком і Б.К. Скринником, продемонстрували можливість досягнення в них високої чутливості в автодинному режимі роботи [33]. Всебічні дослідження цього генератора в автодинному режимі, виконані Г.П. Єрмаком, А.Б. Лебедєвим, К.А. Лукіним і Б.К. Скринником, показали перспективність його використання як у різних приладах для радіофізичних вимірювань, так і в СБРЛ [34-36].

В останні роки спостерігається значний інтерес до шумової радіолокації [37]. Розвиток напрямку шумової радіолокації в ІРЕ НАН України очолював К.А. Лукін. Під його керівництвом проведено дослідження автодинних систем, в яких використовувалися генератори хаотичних коливань на основі ламп зворотної хвилі, діодів Ганна і лавинно-прольотних діодів (ЛПД). Було виявлено, що автодинний ефект в таких генераторах [38] істотно відрізняється від подібного ефекту в генераторах монохроматичних коливань. Вивчено можливість використання випадкових сигналів для однозначного прецизійного вимірювання відстані.

1.3 Твердотільні автодини в системах ближньої радіолокації

На рубежі 60-70-х років у зв'язку з появою різних типів генераторних напівпровідникових приладів і потребами оборонної промисловості у освоєнні НВЧ та мм-діапазонів почався новий етап бурхливого розвитку теорії і техніки автодинів.

Результати досліджень присвячених транзисторним автодинним СБРЛ з частотною модуляцією відображені в науковій монографії [39, 40].

Детальні дослідження автодинів на основі різних типів вакуумних автогенераторів (ЛЗВ і ВК, генераторів на напівпровідникових НВЧ діодах, ЛПД, лазерах, а також датчиків і вимірників міліметрового діапазону хвиль) відображені в роботах [41-43].

В ході натурних випробувань однієї з СБРЛ міліметрового діапазону, призначеної для виявлення цілі на заданій дальності, було виявлено нове явище в автодинному генераторі - ангармонічні спотворення сигналів, причому при зміні напрямку руху об'єкту локації відбувалася зміна «нахилу хвиль» одержуваного сигналу. Зі збільшенням рівня відбитого випромінювання при наближенні об'єкту спостерігалось формування автодинного сигналу зі стрибками.

Для розуміння даного явища була розроблена модель автодинної системи, в якій взаємодія генератора з відбитим випромінюванням була представлена не як результат «доплерівського зміщення» частоти, а як результат фазового запізнення відбитого випромінювання [28]. При цьому зміна фазових співвідношень між власними і відбитими коливаннями відбувається з частотою Доплера. Це дає підстави іноді називати описаний процес «фазовим ефектом Доплера» (стор. 40, [28]).

При розробці автодинних СБРЛ виникла проблема розширення їх функціональних можливостей і поліпшення якісних характеристик, наприклад, підвищення завадостійкості і можливість селекції об'єктів на заданих відстанях. Вирішення таких завдань стало можливим завдяки використанню автодинних систем з різними видами модуляції випромінювання [20, 21]. Особливу увагу дослідників привернув імпульсний режим роботи автодина. Використання даного режиму забезпечило можливість широкого застосування автодинів на діодах Ганна в різних датчиках, вимірювачах і СБРЛ [44]. Значний внесок у розвиток багатьох напрямків дослідження автодинів і їх застосування в різноманітних СБРЛ КВЧ діапазону належить проф. В.Я. Носкову [17, 19-23, 45-47].

У другій половині 80-х років були розроблені гібридно-інтегральні автодинні модулі на основі різних типів діодів Ганна КВЧ діапазону, які забезпечували найкращі автодинні параметри і характеристики [48-50]. Вони знайшли широке застосування в різних пристроях КВЧ [51].

1.4 Методи формування та модуляції зондуючого сигналу

Як було зазначено вище, автодинний генератор є багатофункціональним пристроєм, який поєднує в собі одночасно функції передавача, приймача, підсилювача і детектора, не вимагаючи при цьому елементів взаємної гальванічної розв'язки. Це зумовило його початкове застосування в якості мініатюрних і дешевих датчиків разової дії. Однак конструктивна простота і висока чутливість автодинів на сучасних напівпровідникових приладах НВЧ є привабливими для все більш широкого використання даних пристроїв в науці і техніці [52]. Деякі застосування автодинів розглянуті в оглядах [19-23, 46, 47].

1.4.1 Автодинні системи з імпульсною модуляцією

Переважна більшість застосувань автодинів в СБРЛ пов'язана з виявленням цілі і виміром її відносної швидкості руху V . Можливості використання автодинів для вимірювання дальності R до об'єкта локації менш вивчені, але представляють практичний інтерес для вирішення широкого кола радіолокаційних завдань, а також для контролю параметрів технологічних процесів і наукових досліджень.

В принципі, автодинний спосіб побудови СБРЛ дозволяє реалізувати різні методи вимірювання дальності – фазовий, частотний, імпульсний і їх модифікації [20, 21]. Тут назви систем зв'язуються з параметром, що несе інформацію про дальність: в першому випадку - коли здійснюється комутація частоти несучих коливань на величину Δf - інформативним параметром є зсув фаз двох доплерівських сигналів; у другому – частота перетвореного сигналу; в третьому – часовий зсув між фронтами модулюючих імпульсів і моментами появи автодинного відгуку.

З точки зору малого енергоспоживання і досить високої інформативності перспективними є автодинні системи з імпульсною модуляцією. Тому в СБРЛ для вирішення завдання виявлення об'єктів локації з одночасною селекцією їх по дальності і швидкості в рішенні багатьох завдань знаходять застосування автодинні прийомо-передавачі з імпульсною модуляцією випромінювання (радіоімпульсні автодини) [21].

«Класичні» методи побудови імпульсних РЛС, як відомо [45], через наявність у них «мертвої зони» можуть бути використані лише для порівняно великих дальностей дії, при яких час затримки відбитого сигналу більше тривалості зондуючого радіоімпульсу.

Радіолокаційні системи ближньої дії мають специфічні особливості, які пов'язані, в першу чергу, з тим, що дальність їх дії, співмірна з геометричними розмірами відбиваючих об'єктів, та може змінюватися від кількох сотень метрів до нуля. Тому методи «класичної» радіолокації в разі малих дальностей стикаються з рядом проблем їх реалізації, які обумовлені, наприклад, необхідністю формування надкоротких радіоімпульсів, захистом входу приймача тощо. Вирішення цих проблем було знайдено при використанні методу прийому відбитого сигналу під час випромінювання зондуючого радіоімпульсу. [19, 47].

Однак радіоімпульсні автодини мають ряд обмежень при використанні їх в якості віддалемірних пристроїв, що пов'язано з необхідністю створення механізмів формування та обробки надкоротких радіоімпульсів і складністю виявлення об'єктів на відносно великій відстані.

1.4.2 Автодинні системи з частотною модуляцією

Автодинні системи з різними законами частотної модуляції (ЧМ) є більш гнучкими. Вони так само, як і системи з гомодинною побудовою прийомо-передавача дозволяють вимірювати дальності до рухомих і нерухомих цілей, виключати вплив заважаючих сигналів від цілей, розташованих на певних відстанях і забезпечують підвищення завадостійкості по відношенню до

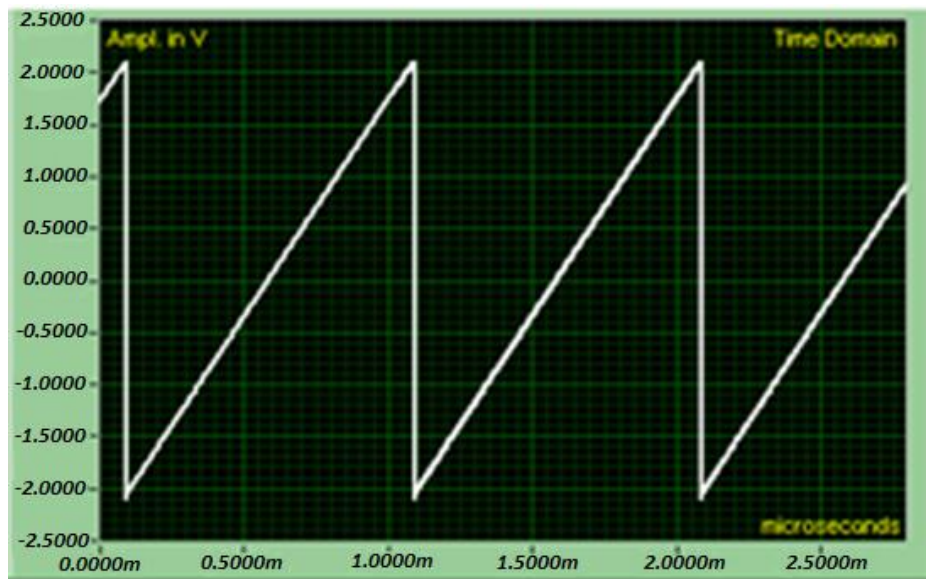
пасивних і активних перешкод. Автодинні системи з частотною модуляцією застосовуються в якості охоронних датчиків, датчиків попередження зіткнень транспортних засобів, вимірників параметрів руху вагонів на сортувальних гірках, детекторів зайнятості стрілочних переводів та залізничних переїздах і т. і. [19, 20, 45-47].

У автодинах на напівпровідникових діодах модуляція частоти може реалізовуватися як по ланцюгу живлення генератора, так і за допомогою варикапів (варакторних діодів), включених в НВЧ камеру генератора. Другий метод, незважаючи на деяке ускладнення схеми, є більш ефективним, так як він забезпечує більш широкий діапазон варіювання частоти.

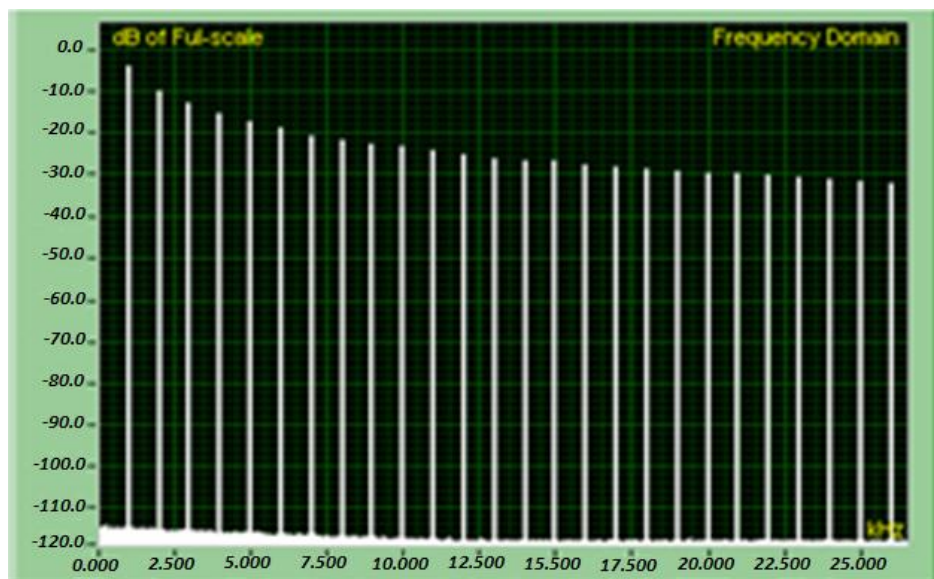
Однак при ЧМ автодинного генератора зміною напруги на варикапі і одночасному впливі відбитого випромінювання його відгук зі зміни напруги автозміщення, крім корисного сигналу, містить також складові паразитної амплітудної модуляції (ПАМ), що повторюють закон модуляції. Даним ефектом значно обмежується дальність дії СБРЛ, особливо при вимірюванні відстані до нерухомих об'єктів.

В роботі [20] наведено результати експериментальних досліджень вихідних сигналів автодина на діоді Ганна з ЧМ за несиметричним пилкоподібним законом. Ці результати представлені у вигляді осцилограм і спектрограм напруги: з виходу генератора модулюючого сигналу на рис. 1.1 (а), сукупності сигналу ПАМ і корисного автодинного сигналу на рис. 1.2 (а) і вихідного сигналу диференціального підсилювача після первинного придушення сигналу ПАМ на рис. 1.3 (а). З отриманих діаграм (див. рис. 1.1, б, рис. 1.2, б) видно, що спад рівня вищих гармонік цього закону модуляції повільний, рівень 25 гармоніки лише на 30 дБ нижче основної складової.

Повного придушення ПАМ за допомогою віднімання з вхідної сукупності сигналів оригіналу ПАМ за допомогою диференціального підсилювача в даному експерименті, як видно з рис. 1.3, б, досягти не вдалося. Величина цього придушення становить від 40 до 60 дБ, в залежності від ступеню нелінійності характеристик генератора в околиці обраної робочої точки.

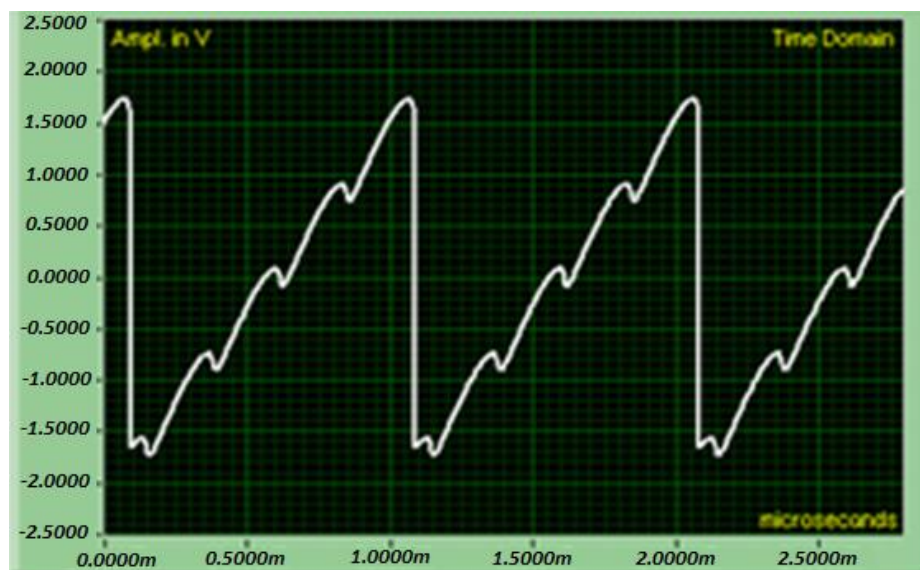


a)

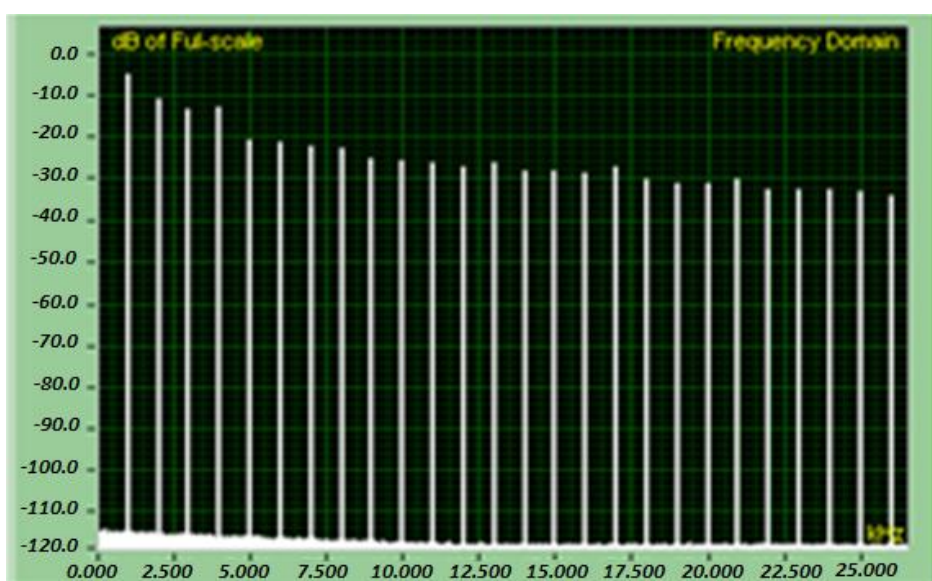


б)

Рисунок 1.1 – Осцилограма (а) та спектрограма (б) напруги несиметричної пилкоподібної модулюючої функції

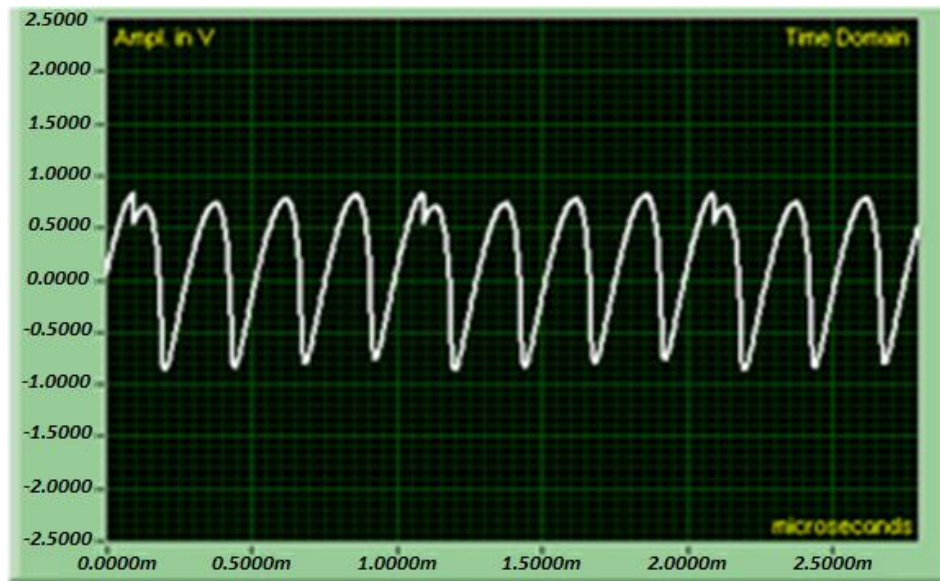


a)

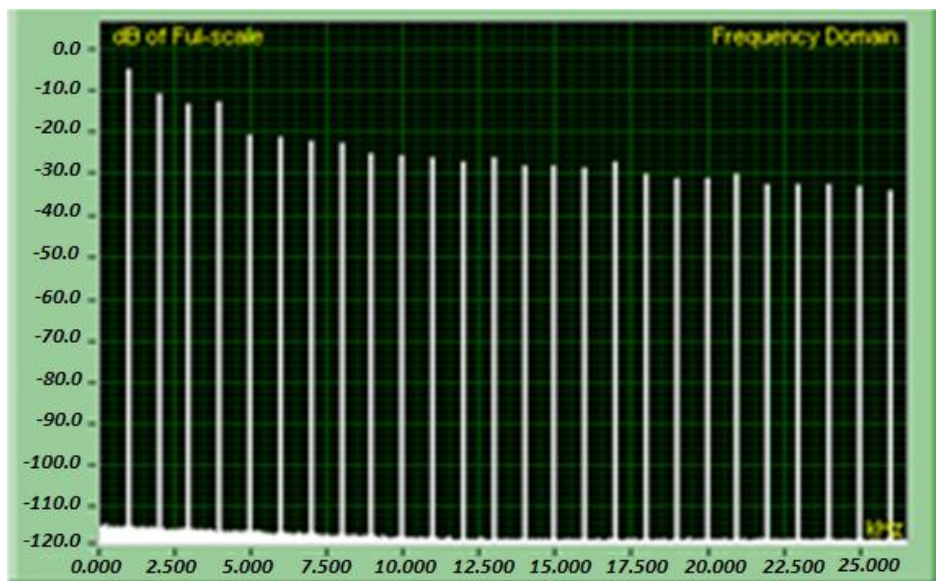


б)

Рисунок 1.2 – Осцилограма (а) та спектрограма (б) напруги вихідних сигналів автодина з ПАМ



a)



б)

Рисунок 1.3 – Осцилограма (а) та спектрограма (б) напруги на виході диференціального підсилювача після первинного придушення ПАМ

Високий рівень складових ПАМ значно звужує динамічний діапазон системи і ускладнює подальшу обробку корисного сигналу [20].

Аналіз результатів досліджень автодинів з ЧМ наведених в [20] показав, що для успішного їх використання в СБРЛ потрібно розробити більш ефективні методи зниження рівня ПАМ у вихідних сигналах автодинних приймально-передавальних пристроях (СБРЛ) з ЧМ і забезпечити необхідну лінійність закону ЧМ в широкій смузі варіювання частоти.

В плані вирішення цієї проблеми представляється доцільним використання в автодинних СБРЛ, як аналогових методів, так і цифрових методів зниження рівня ПАМ на етапі обробки автодинних сигналів.

З цією метою в даній роботі пропонується разом з аналоговими методами використовувати цифрові методи зниження рівня ПАМ на етапі обробки автодинних сигналів. Для забезпечення необхідної лінійності закону ЧМ в широкій смузі перестроювання пропонується формувати модулюючу функцію за допомогою методів цифрової обробки сигналів.

1.4.3 Особливості формування сигналів автодинних радіолокаторів з лінійною частотною модуляцією

Аналізу особливостей формування автодинних сигналів АСБРЛ з ЧМ присвячена велика кількість робіт, в яких для опису використовуються різні математичні моделі автодинів та різні способи подання функцій впливу власного відбитого випромінювання на генератор. У ранніх роботах, що вийшли переважно в період становлення теорії автодинів, функція впливу представлялася змінним навантаженням, яке змінюється з частотою формованого сигналу [53]. У більш пізніх роботах ця функція описувалася еквівалентним генератором струму (або напруги), що має відносне зміщення частоти, обумовлене ЧМ випромінювання і часовою затримкою відбитого радіосигналу [54-56]. В рамках описаних підходів частота і амплітуда коливань генератора змінюються з різницевої частотою, а вихідні сигнали, як результат детектування цих змін, виявляються гармонійними.

У роботах останнього часу при дослідженні сигналів АСБРЛ з ЧМ міліметрового діапазону встановлено наявність їх ангармонічних спотворень

[20, 57]. В основу моделі, що враховує вказане явище, покладено фазову затримку відбитого випромінювання. При цьому показано, що спотворення сигналів обумовлені автодинними змінами частоти, що викликають нелінійність фазового набігу відбитого випромінювання. Однак рішення рівнянь із запізненням в цих роботах отримано тільки для першого наближення, яке справедливо за умови, що час затримки відбитого випромінювання значно менше періода сформованого сигналу. У реальних умовах при великих значеннях девіації частоти і високих швидкостях ЧМ (що властиво системам міліметрового діапазону) дана нерівність може порушуватися. Наприклад, у 8-мм діапазоні довжин хвиль при девіації частоти 500 МГц, модуляції частоти за несиметричним пилкоподібним законом 10 кГц і відстані до об'єкта 75 м час запізнювання τ складає $0.5 \cdot 10^{-6}$ с, а період автодинного сигналу T_a дорівнює $0.4 \cdot 10^{-6}$ с [58]. Застосування сигналів з широкою смугою перестроювання дозволило значно підвищити роздільну здатність по дальності автодинного радіолокатора [5].

Для таких умов функціонування АСБРЛ з ЧМ особливості формування автодинного відгуку у відомій нам літературі не розглядалися.

Таким чином, розгляд особливостей формування сигналів в автодинах з ЧМ в разі довільного співвідношення часу затримки τ відбитого випромінювання і періоду T_a сигналу становлять інтерес не тільки з точки зору розгляду фізики цих процесів. Вони також можуть бути затребувані при розробці автодинних систем ближньої радіолокації з великою девіацією частоти і високими швидкостями ЧМ.

У АСБРЛ, також як і в СБРЛ з гомодинною схемою прийомо-передавача, широко використовуються лінійні і синусоїдальні закони частотної модуляції випромінювання. Для лінійних законів ЧМ характерна наявність відносно протяжних в часі ділянок модуляційної характеристики, на яких швидкість зміни частоти коливань генератора постійна. До таких законів належать пилкоподібні закони трьох видів: нерівнобедрений, несиметричний і симетричний. Перший з них використовується рідко, а два останніх знаходять

саме широке застосування, що пояснюється рядом позитивних властивостей вихідних сигналів. До їх достоїнств відносяться сталість миттєвої частоти автодинного сигналу протягом майже всього періоду модуляції (або його частини) та досить компактний спектр цього сигналу. Аналізу особливостей формування сигналів АСБРЛ, виконаних на основі НВЧ генераторів з різними законами ЧМ, присвячені роботи [20, 54, 55, 57]. Дані особливості останнім часом також активно обговорюються в публікаціях, присвячених вивченню напівпровідникових лазерних автодинів з ЧМ.

Для створення перспективних АСБРЛ з ЧМ і грамотного їх застосування знання про властивості сигналів автодинів з лінійними законами модуляції безсумнівно затребувані.

1.5 Цифрові методи формування та спектральної обробки ЧМ сигналів в автодинних СБРЛ

Поряд з питанням вибору виду модулюючої функції (форми модулюючого сигналу) для ЧМ - автодинів не менш важливими є питання вибору способів формування і обробки сигналів.

У автодинних вимірювальних і радіолокаційних системах минулих років використовувалися аналогові схеми формування та обробки сигналів. Однак, як показано в розділі 1.2, застосування аналогових методів виділення і обробки корисного сигналу в ряді випадків не дозволяє реалізувати граничні значення динамічного діапазону і обмежує функціональні можливості автодинних СБРЛ.

В останні роки, у зв'язку зі значним прогресом у створенні швидкодіючих цифрових пристроїв (АЦП, ЦАП і мікропроцесорів) такі пристрої стали використовуватися і в системах ближньої радіолокації, в тому числі і для реалізації цифрових способів формування і спектральної обробки сигналів. Однак в автодинних системах вони доки не знайшли широкого застосування.

У зв'язку з цим становить інтерес застосування методів цифрової спектральної обробки сигналів ЧМ – автодинів. Публікацій з даної тематики

мало, хоча інтерес до таких робіт все більше зростає, як у нас в країні, так і за кордоном.

В даний час з робіт присвячених цьому напрямку відомі роботи, виконані в МЕІ під керівництвом проф. С.М. Смольського [59-62] і в УРФУ під керівництвом проф. В.Я. Носкова [49-51].

В роботі [60] описано автоматизований вимірювальний пристрій з дослідження спектрів і параметрів високочастотних і низькочастотних сигналів в автодинах. Пристрій дозволяв проводити експериментальне дослідження з вимірювання основних характеристик ЧМ-автодинів, включаючи рівень ПАМ, при варіації частоти модуляції і різних видів модулюючих сигналів.

Обробка сигналу і виділення інформації про об'єкт здійснювалася в блоці обробки сигналів, що був реалізований на базі налагоджувальних плат фірми Analog Device і плати управління АЦП за допомогою комп'ютера (AD Control board BRD3). Пристрій дозволяв керувати параметрами АЦ-перетворення сигналів і спостерігати оцифровані сигнали на екрані монітора, а також обчислювати і спостерігати спектри сигналів завдяки програмному забезпеченню, що входить в комплект до налагоджувальних плат.

В роботі [20] наведені експериментальні дослідження і аналіз сигналів автодинного відгуку генераторів з ЧМ. Для цього використовувалася установка комплексного дослідження форми і спектра сигналу автодинного відгуку зі зміни амплітуди і частоти коливальних і напруги автозміщення автодинів з ЧМ. Режим роботи пристрою передбачав можливість реєстрації автодинного відгуку при зміні відстані до відбивача-імітатора, швидкості його переміщення, рівня відбитого сигналу і інших чинників.

З метою первинного придушення сигналів ПАМ вихідний сигнал автодина спочатку підсилювався, за допомогою диференціального підсилювача, на другий вхід якого подавався «оригінал» ПАМ – частина модулюючої напруги.

Результати експериментів показали, що повного придушення ПАМ, за допомогою віднімання з вхідної сукупності сигналів оригіналу ПАМ з використанням диференціального підсилювача в даному експерименті досягти

не вдалося. Величина цього придушення становила від 40 до 60 дБ, в залежності від ступеня нелінійності характеристик генератора в околиці обраної робочої точки.

Проведені дослідження показали, що застосування цифрових методів обробки сигналів значно розширює можливості методів реєстрації та аналізу вихідних сигналів автодинних ППП. Однак для застосування таких методів в малогабаритних автодинних датчиках і радіолокаторах потрібна розробка спеціалізованих цифрових систем формування та обробки сигналів.

Висновки до розділу 1

Виконано огляд робіт присвячених дослідженням і застосуванню автодинів на електронно-вакуумних і твердотільних генераторах НВЧ і міліметрового діапазонів в системах ближньої радіолокації.

Проведено аналіз методів формування зондувальних сигналів в автодинах з імпульсною і частотною модуляцією для вирішення завдань виявлення відбиваючих об'єктів, а також вимірювання дальності і швидкості об'єктів. Аналіз результатів досліджень автодинів з ЧМ наведених в [20] показав, що в таких системах залишаються проблеми пов'язані з наявністю паразитної амплітудної модуляції і, що для успішного використання ЧМ в СБРЛ потрібно розробити більш ефективні методи зниження рівня ПАМ в вихідних сигналах автодинних ППП з ЧМ і забезпечити необхідну лінійність закону ЧМ в широкій смузі перестроювання частоти.

Проведено аналіз робіт по особливостям формування автодинних сигналів АСБРЛ з різними законами лінійної частотної модуляції, в яких для опису використовуються різні математичні моделі автодинів та різні способи подання функцій впливу власного відбитого випромінювання на генератор. Показано, що при розробці автодинних систем високої роздільної здатності з великою девіацією частоти і високими швидкостями ЧМ необхідно досліджувати особливості формування сигналів в автодинних генераторах з ЧМ в разі

довільного співвідношення часу затримки τ відбитого випромінювання і періоду модуляції T_a .

Визначено проблемні питання, що обмежують, як технічні характеристики, так і функціональні можливості автодинних СБРЛ з ЧМ. Показано, що у зв'язку з тим, що в автодинних системах цифрові методи формування та спектральної обробки ЧМ сигналів доки не знайшли широкого застосування потрібне подальше вдосконалення, як самих методів формування і спектральної обробки сигналів, так і застосування сучасних цифрових пристроїв для їх реалізації.

Показано, що на основі твердотільних автодинних генераторів з різними законами ЧМ, можливе створення малогабаритних приймально-передавальних пристроїв для радіолокаційних датчиків і радіолокаційних систем ближньої радіолокації, що дозволяють вимірювати дальність до нерухомих і рухомих цілей з можливістю виключення впливу паразитних сигналів від цілей, розташованих на певних відстанях.

РОЗДІЛ 2

МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ АВТОДИНА З ЛІНІЙНО- ЧАСТОТНОЮ МОДІЛЯЦІЄЮ

У розділі 2 розглянуто побудову математичної моделі автодинного генератора з варакторним перестроюванням частоти, проведено моделювання режимів роботи автодина з частотною модуляцією.

Результати, представлені в даному розділі, були частково опубліковані у роботах [2-4, 6, 8, 17, 63, 64].

2.1 Функціональна та еквівалентна схема автодинного генератора з варакторним перестроюванням частоти

Для побудови математичної моделі автодинного генератора (АГ) з варакторним перестроюванням частоти розглянемо функціональну і відповідну еквівалентну схему, представлену на рис. 2.1. АГ складається з декількох основних частин:

- активного елементу (АЕ), який являє собою діод Ганна;
- джерела напруги зсуву E ;
- опору R_0 ;
- ємності C_0 ;
- коливального контуру, що складається з ємності C_r , провідності G_r (що пов'язані з власними втратами в контурі) і індуктивності L_r ;
- провідності зовнішнього навантаження G_l ;
- джерела струму $j_s = j_s(t, \tau)$, що описує вплив на генератор власного відбитого випромінювання, де t - поточний час і τ - час затримки відбитого сигналу, щодо поточного часу.

Автодинний генератор пов'язаний з навантаженням (антенною системою) без будь-якої гальванічної розв'язки. Робоче зміщення напруги на активному елементі автодинного генератора подається від джерела живлення E .

Електромагнітні коливання генеруються на частоті коливального контуру і подаються на антенну систему, після чого випромінюються у вільний простір у вигляді електромагнітної хвилі. При цьому частотна модуляція випромінювання здійснюється шляхом перестроювання власної частоти коливального контуру за рахунок зміни ємності контуру, що у свою чергу змінюється при варіюванні керуючої напруги на варакторі.

У розглянутій схемі реєстрація автодинного ефекту проводиться шляхом реєстрації зміни амплітуди сигналу на активному елементі. При цьому передбачається, що напруга живлення активного елемента U_0 стабілізована за допомогою високочастотного стабілізатора напруги. Таким чином, фактично, реалізована схема зовнішнього автодинного детектування. Еквівалентна схема одноконтурного автодина представлена на рис. 2.1.

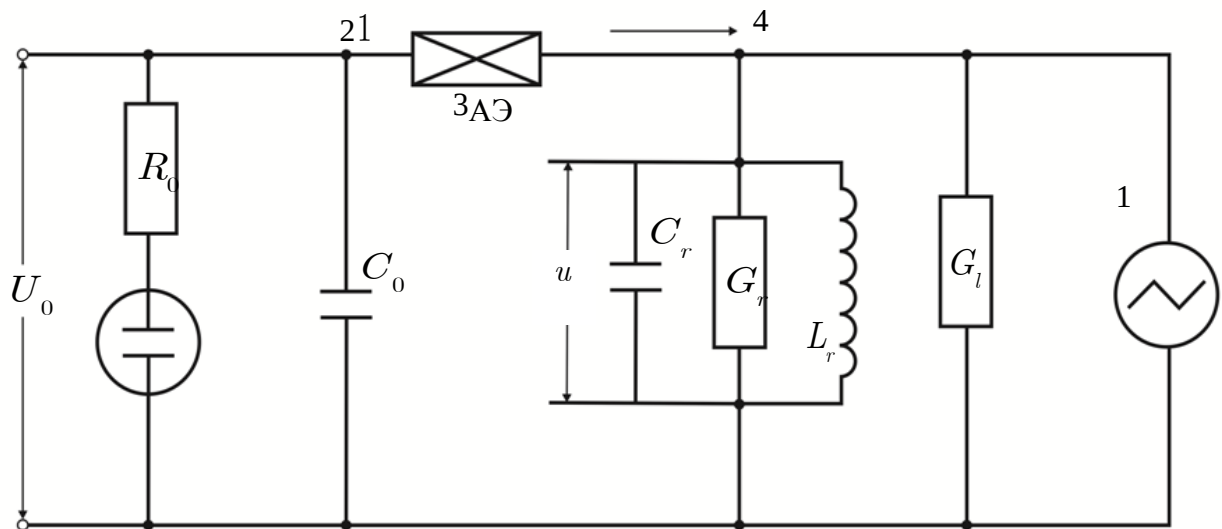


Рисунок 2.1 – Еквівалентна схема одноконтурного автодина

2.2 Основне рівняння збуреного генератора, система неоднорідних диференціальних рівнянь із запізненням.

Для опису процесів, що протікають в збуреному автодинному генераторі з еквівалентною схемою, зображеної на рис. 2.1, встановимо систему диференціальних рівнянь.

В якості першого рівняння системи випишемо рівняння балансу струмів для вузла 1:

$$\frac{dU_0}{dt} = \frac{1}{R_0 C_0} \cdot (E - U_0 - R_0 I_0), \quad (2.1)$$

де I_0 – постійна складова струму через активний елемент, а U_0 – напруга на ньому.

Для опису процесів в коливальному контурі G_r - L_r - C_r запишемо наступне нелінійне диференціальне рівняння:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \omega^2 u = F(u, \dot{u}, t, \tau), \quad (2.2)$$

де

$$F(u, \dot{u}, t, \tau) = -\frac{\omega_c}{Q_l} \left(\left(1 + \frac{1}{G_l} \frac{di_a(u, \dot{u})}{dt} \right) \frac{du}{dt} - \frac{1}{G_l} \frac{dj_s(t, \tau)}{dt} \right); \quad (2.3)$$

$\omega_c = \sqrt{L_r C_r}$; $Q_l = \omega_c C_r / (G_l + G_r)$ – навантажена добротність, u – миттєва напруга на коливальному контурі та i_a – миттєвий струм активного елемента (АЕ).

У випадку, коли навантажена добротність резонатора Q_l досить велика, так що величина $1/Q_l$ може розглядатися в якості малого параметра, рівняння (2.2) відноситься до типу диференціальних рівнянь із запізненням, що описують власні коливання в системах близьких до лінійних, тобто може бути приведено до наступного вигляду:

$$\ddot{u} + \omega^2 u = \varepsilon f(u, \dot{u}, t, \tau) \quad (2.4)$$

Зведемо систему диференціальних рівнянь (2.2) – (2.4) до системи неоднорідних лінеаризованих рівнянь з запізненням. Для цього скористаємося методикою описаною в [65, 66], яка полягає у наступному:

1. У припущенні, що навантажена добротність генератора Q_l досить велика, рішення рівняння (2.4) будемо шукати у квазігармонійному вигляді відносно невідомих амплітуди $A(t)$ та фази $\psi(t)$ [65, 67]:

$$u(t) = A(t)\cos(\psi(t)) \quad (2.5)$$

2. Зведемо диференціальне рівняння другого порядку (2.4) до системи з двох диференціальних рівнянь першого порядку для шуканих функцій амплітуди і фази.
3. Застосуємо метод побудови асимптотичного наближення до вирішення нелінійного диференціального рівняння з запізненням. При цьому врахуємо тільки перше наближення до вирішення [67].
4. Отримаємо скорочені диференціальні рівняння для середніх значень відносних амплітуди і фази, усереднивши їх по періоду коливань [67-69].
5. Лінеарізуємо скорочені диференціальні рівняння, використовуючи розкладання в ряд Тейлора в околиці точки стаціонарності незбуреного автономного генератора [65].

У результаті отримаємо систему лінеаризованих диференціальних рівнянь з запізненням у матричному вигляді [65]:

$$\begin{bmatrix} \tau_0(da_0/dt) \\ \tau_p(da_1/dt) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha_{00} & \alpha_{01} & \varepsilon_0 \\ \alpha_{10} & \alpha_{11} & \varepsilon_1 \\ \beta_{10} & \beta_{11} & \xi_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \chi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ B_C \\ B_S \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

де $\tau_0 = R_0 C_0$ – постійна часу ланцюга автозміщення, $\tau_p = 2Q_n / \omega_c$ – постійна часу резонатора; R_0 та C_0 – величини ємності і опору в ланцюзі автозміщення; $\alpha_{00}, \alpha_{01}, \alpha_{10}, \alpha_{11}, \beta_{10}, \beta_{11}, \varepsilon_0, \varepsilon_1, \xi_1$ – диференційні параметри активного

елемента генератора [65]; $a_0 = u_0 / U_0$ – відносна зміна автодинного автозміщення; $a_1 = a / A_0$ та $\chi = \Delta\omega / \omega_0$ – відносні зміни амплітуди і частоти автоколивань, де $u_0 = u - U_0$, $a = A - A_0$ та $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ – абсолютні зміни автозміщення u , амплітуди A та частоти ω від їх стаціонарних значень U_0 , A_0 та ω_0 ;

$$B_C = 2\Gamma(t, \tau)(Q_l / Q_e) \cos \delta(t, \tau), \quad (2.7)$$

$$B_S = 2\Gamma(t, \tau)(Q_l / Q_e) \sin \delta(t, \tau), \quad (2.8)$$

де Q_l та Q_e – навантажена і зовнішня добротності генератора; $\Gamma(t, \tau)$ – модуль миттєвого коефіцієнта відбиття; $\delta(t, \tau) = \psi(t) - \psi(t, \tau)$ – миттєва різниця фази коливання в даний момент часу і фази електромагнітної хвилі, що повернулася від об'єкта локації; $\tau = 2l/c$ – час впродовж якого електромагнітна хвиля проходить відстань від генератора до об'єкта і назад; l – відстань до об'єкта.

При цьому залежність модуля миттєвого коефіцієнта відбиття від поточного часу і часу запізнювання визначається наступним чином:

$$\Gamma(t, \tau) = \Gamma \cdot (P(t) / P(t - \tau))^{1/2}, \quad (2.9)$$

де Γ – коефіцієнт згасання випромінювання при його поширенні до об'єкта і назад і $P(t)$ – вихідна потужність автодина в поточний момент часу на зовнішньому навантаженні генератора.

2.3 Ітераційна схема рішення неоднорідних диференціальних рівнянь, в наближенні квазістаціонарних автоколивань

Припустимо, що частота коливань автогенератора у відсутності відбитого випромінювання змінюється в часі за наступним законом:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) = \omega_0[1 + (\Delta\omega_{FM} / \omega_0) f(t)], \quad (2.10)$$

де $\Delta\omega(t)$ – зміна частоти коливань, що пов'язана з частотною модуляцією; $f(t)$ – нормована функція модуляції, з періодом $T_M = 2\pi / \Omega_M$; $\Delta\omega_{FM}$ – девіація частоти модуляції.

Як показано в роботі [70], для того, щоб автоколивання вважати квазістаціонарним, необхідно, щоб була справедлива наступна нерівність.

$$\Delta\omega_{FM}\Omega_M \ll \omega_0^2 \quad (2.11)$$

Легко показати [46], що для НВЧ генераторів, ця умова виконується, і процес встановлення коливань в НВЧ автогенераторі можна вважати безінерційним. Дане припущення значно спрощує аналіз автодинної системи і дозволяє в рівнянні (2.6) покласти $da_0/dt = 0$ та $da_1/dt = 0$.

Ще одним припущенням може бути незмінність миттєвого коефіцієнта відбиття протягом одного періоду коливання, тобто $\Gamma(t, \tau) = \Gamma$. Як показано в роботі [46], якщо значення періоду T_M значно більше часу запізнювання τ дане припущення цілком справедливе.

Розв'язуючи систему рівнянь (2.6) методом Крамера, враховуючи (2.10) і прийняті допущення, отримаємо систему рівнянь:

$$a_0(t) = \frac{\Delta\omega_{FM}}{\omega_0} C_{FM,0} f(t) + \Gamma C_{SM,0} \cos[\delta(t, \tau) - \psi_0], \quad (2.12)$$

$$a_1(t) = \frac{\Delta\omega_{FM}}{\omega_0} C_{FM,1} f(t) + \Gamma C_{SM,1} \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1], \quad (2.13)$$

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t) - \Delta\omega_{SM} \sin[\delta(t, \tau) + \theta], \quad (2.14)$$

де $\Delta\omega_{SM}$ – девіація частоти автоколивань, що визначається виразом:

$$\Delta\omega_{SM} = \Gamma \omega_0 / Q_e (\alpha_{00}\alpha_{11} - \alpha_{01}\alpha_{10}) / \Lambda \cdot \cos\theta \quad (2.15)$$

ψ_0 , ψ_1 та θ – фазові кути змішування автодинних відгуків a_0 , a_1 та ω , що задані наступними виразами:

$$\psi_0 = \arctan\left(\frac{\alpha_{00}\varepsilon_0 - \alpha_{01}\varepsilon_1}{\varepsilon_0\beta_{11} - \alpha_{01}\xi_1}\right), \quad (2.16)$$

$$\psi_1 = \arctan\left(\frac{\alpha_{00}\varepsilon_1 - \alpha_{10}\varepsilon_0}{\alpha_{00}\xi_1 - \varepsilon_0\beta_{10}}\right), \quad (2.17)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{\alpha_{00}\beta_{11} - \alpha_{01}\beta_{10}}{\alpha_{00}\alpha_{11} - \alpha_{01}\alpha_{10}}\right), \quad (2.18)$$

$C_{FM,0}$ та $C_{FM,1}$ – коефіцієнти перетворення частоти в зміну автозміщення і амплітуди коливань при модуляції частоти зміною напруги на варакторі; $C_{SM,0}$ – коефіцієнт автодетектування; $C_{SM,1}$ – коефіцієнт автодинного посилення сигналу, заданий наступними виразами:

$$C_{FM,0} = (\alpha_{10}\varepsilon_1 - \alpha_{11}\varepsilon_0) / \Lambda, \quad (2.19)$$

$$C_{FM,1} = (\alpha_{10}\varepsilon_0 - \alpha_{00}\varepsilon_1) / \Lambda, \quad (2.20)$$

$$C_{SM,0} = 2(Q_l / Q_e)(\varepsilon_0\beta_{11} - \alpha_{01}\xi_1) / \Lambda \cdot \cos\psi_0 \quad (2.21)$$

$$C_{SM,1} = 2(Q_l / Q_e)(\alpha_{00}\xi_1 - \varepsilon_0\beta_{10}) / \Lambda \cdot \cos\psi_1 \quad (2.22)$$

де Λ – визначник системи (2.6).

Як видно з рівнянь (2.12)-(2.14), в разі частотної модуляції, автодинний відгук буде містити не тільки корисний сигнал, але і складову, що повторює закон модуляції, так звану паразитну амплітудну модуляцію (ПАМ). ПАМ є

небажаною компонентою автодинного відгуку, її зазвичай намагаються відфільтрувати, або позбутися від неї у будь-який інший спосіб.

Оскільки величина $\delta(t, \tau)$ є різницею фаз сигналів, то її можна також визначити, як набіг фази на поточній частоті $\delta(t, \tau) = 2l/c \cdot \omega(t)$. Тоді, помноживши (2.14) на $2l/c$, отримаємо трансцендентне рівняння для відшукування функції $\delta(t, \tau)$, як функції від змінної часу t :

$$\delta(t, \tau) = 2l/c(\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t)) - p \sin[\delta(t, \tau) + \theta], \quad (2.23)$$

де $p = \Delta\omega_{SM} \cdot 2l / c$ – параметр спотворень автодинного сигналу.

Відшукування рішення рівняння (2.23) можливо проводити рекуррентно з використанням формули

$$\begin{aligned} \delta(t, \tau) = & [\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t)](2l/c) - \\ & - p \sin\{[\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t)](2l/c) + \theta - \\ & - p \sin\{[\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t)](2l/c) + \theta - \dots \\ & - p \sin\{[\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t)](2l/c) + \theta\} \dots\} \end{aligned}, \quad (2.24)$$

але при цьому слід перевіряти відповідність такої схеми. Як було показано в роботах [20, 46] ключовим для збіжності є значення параметра p . Так, наприклад, показано, що для значень $p \leq 0,98$ збіжність рекуррентної схеми побудови рішення (2.24) забезпечується.

Для отримання частотної і амплітудної характеристик автодина (ЧХА і АХА) з відфільтрованою ПАМ, скористаємося наступними формулами:

$$\chi(t, \tau) = -\Delta\omega_{SM}/\omega_0 \cdot \sin[\delta(t, \tau) + \theta] = -\Gamma\tilde{C}_{SM} \cdot \sin[\delta(t, \tau) + \theta], \quad (2.25)$$

$$a_1(t, \tau) = \Gamma C_{SM,1} \cdot \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1], \quad (2.26)$$

де $\tilde{C}_{SM}$ – деяка константа введена лише для того, щоб підкреслити явну залежність ЧХА від параметра Γ .

2.4 Моделювання сигналу автодинного відгуку від одиночної цілі в генераторах з варакторним перестроюванням частоти

У генераторах з варакторним перестроюванням частоти, одним з основних параметрів, що визначають значення вихідної частоти, є напруга на варакторі V . Частотна модуляція випромінювання здійснюється шляхом її варіації (див. параграф 2.1). Крім зазначеного, існує ще один спосіб впливати на частоту сигналу генерації шляхом зміни напруги живлення генератора. Проте такий спосіб (для розглянутих в даній роботі автодинів) має істотні недоліки, такі як: перестроювання частоти можливе лише у відносно невеликих межах; від напруги живлення генератора сильно залежить амплітуда вихідного сигналу. Виходячи із зазначеного, впливати на генератор для отримання частотно-модульованого випромінювання потрібно переважно варіацією керуючої напруги на варакторі.

При моделюванні процесів детектування в ЛЧМ-радіолокації, часто використовують послідовність зонduючих імпульсів «строого-лінійної» пілоподібної форми (відображена на рис. 2.4). При цьому припускають, що для формування зонduючого імпульсу слід використовувати керуючу напругу на варакторі автодина – $V(t)$, що змінюється у часі за таким же «строого-лінійним» законом. Також неявно передбачається, що залежність частоти сигналу генерації від напруги на варакторі (тобто перестроювальна характеристика $F(V)$) – лінійна.

Однак перестроювальна характеристика реального генератора на основі напівпровідникового діода Ганна має залежність відмінну від лінійної. Типовий приклад такої характеристики для генератора на основі напівпровідникового діода 3А320Г представлено на рис. 2.2.

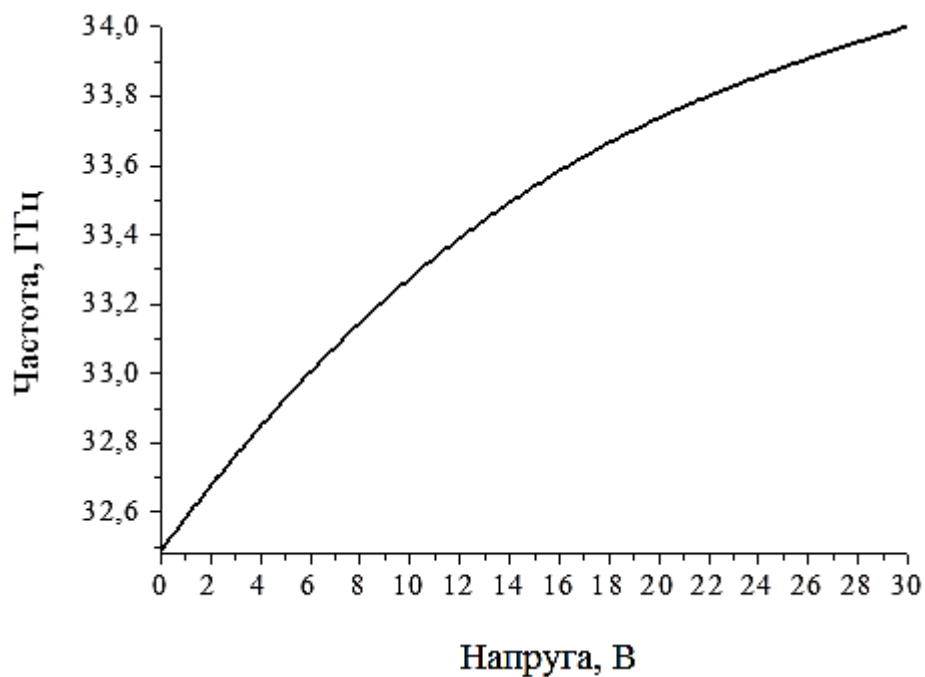


Рисунок 2.2 – Перестроювальна характеристика $F(V)$ реального генератора

Отже, послідовність зондуючих імпульсів реального автодина, при «строго-лінійній» залежності від часу напруги на варакторі, матиме вигляд представлений на рис. 2.3.

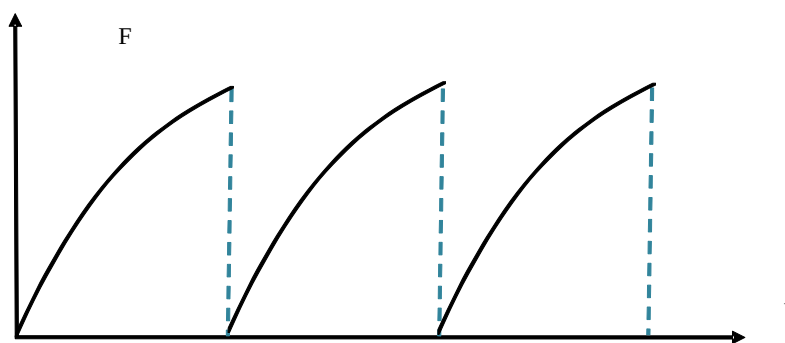


Рисунок 2.3 – Схематичне представлення часової залежності частоти вихідного сигналу неідеального ЛЧМ генератора

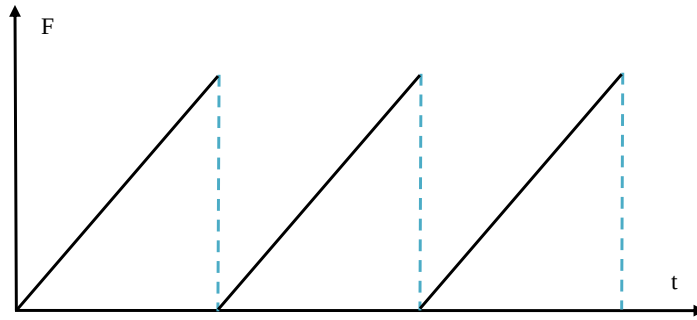


Рисунок 2.4 – Схематичне представлення часової залежності частоти вихідного модельного ЛЧМ-сигналу автодинного генератора

Для ілюстрації впливу нелінійності, побудуємо спектральні діаграми вихідного сигналу (рис. 2.5), для реального випадку (з урахуванням нелінійності характеристики $F(V)$ зображеної на рис. 2.2) і «ідеального» випадку. Для їх чисельного моделювання скористаємося формулою (2.24) наведеної в попередньому параграфі. При побудові діаграм були задані значення наступних параметрів: тривалість зондуючого ЛЧМ-імпульсу $T_M = 0.05$ с; амплітуда варіювання напруги на варакторі (амплітуда модуляції) $\Delta V = 15$ В, коефіцієнт автодинних спотворень $p = 1,00069 \cdot 10^{-4}$, коефіцієнт неізохронності $\theta = 1$, центральна частота генерації $\omega_0 = 2\pi \cdot 32,48646 \cdot 10^9$ рад/с, відстань до цілі $l = 2,38$ м, ширина спектра зондуючого імпульсу $\Delta\omega_{FM} = 2\pi \cdot 1,051386 \cdot 10^9$ рад/с, кількість ітерацій $N = 10$, величина автодинної девіації частоти $\Delta\omega_{SM} = 2\pi \cdot 10^3$ рад/с. Перестроювальна характеристика реального генератора апроксимувалася наступним поліномом 5-ого порядку:

$$F(V) = 3,2486 \cdot 10^{10} + 9,7381 \cdot 10^7 \cdot V - 1,9104 \cdot 10^6 \cdot V^2 - 1,0098 \cdot 10^3 \cdot V^3 + 5,1844 \cdot 10^2 \cdot V^4 - 2,2283 \cdot V^5, \quad (2.27)$$

при цьому похибка апроксимації складала не більше 0,01 %.

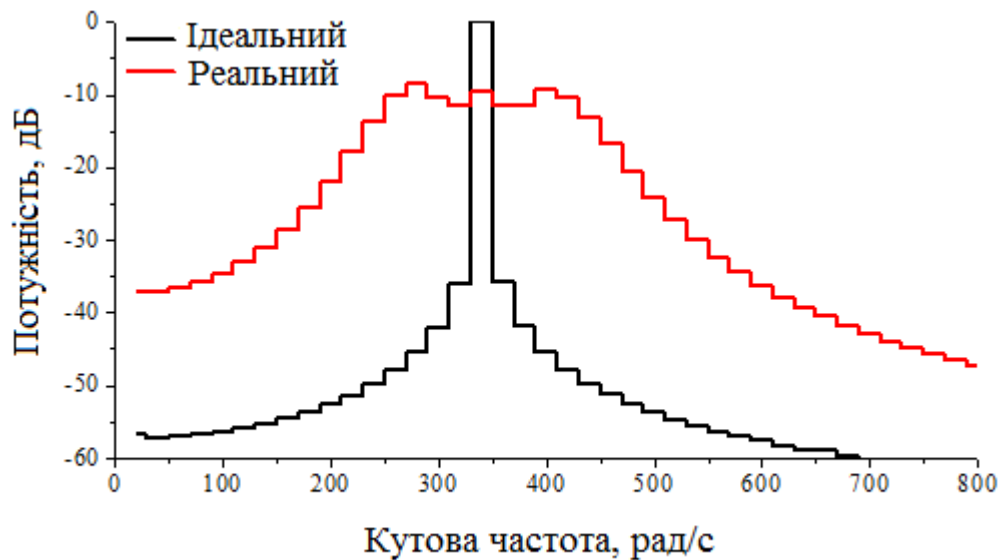


Рисунок 2.5 – Спектральні діаграми вихідного сигналу автодинного генератора

З рис. 2.5 видно що, наявність нелінійності $F(V)$ призводить до розширення спектра автодинного відгуку. Більш детально, вивченню ефекту розширення спектра буде присвячений один з наступних параграфів.

Відзначимо, що при моделюванні спектральних діаграм сигналу різницевої частоти автодинного відгуку, використовувалося $N = 10$ ітерацій, що, швидше за все, є надлишковим. Питання вибору оптимальної кількості членів ітерацій у формулі (2.24) пов'язане з вивченням збіжності ітераційного процесу.

2.5 Дослідження збіжності ітераційного процесу при побудові рішення для сигналу автодинного відгуку

Дослідимо збіжність ітераційного процесу. Під ітераційним процесом будемо розуміти процес послідовного наближення до отримання точного рішення рівняння (2.24) або рішення прийнятної точності. Для оцінки точності рішення будемо розраховувати похибки побудови наближень – нев'язки. Під нев'язкою будемо розуміти відносну помилку обчислення сигналу автодинного відгуку, яку будемо шукати, порівнюючи значення сумарної і спектральної потужностей сигналу автодинного відгуку (ЧХА), розрахованих з

використанням формули (2.24) з різною кількістю ітераційних членів. Інтегральну нев'язку будемо розраховувати за наступною формулою:

$$\delta_n^{\text{integral}} = \frac{\int_0^F |W^{n-1}(f) - W^n(f)| df}{\int_0^F |W^{n-1}(f)| df}, \quad (2.28)$$

де, $W^n(f)$ — спектр автодинного сигналу, розрахований з використанням n членів в ітераційній формулі (2.24).

«Поточечну» нев'язку обчислення спектра автодинного відгуку будемо розраховувати за формулою:

$$\delta_n^{\text{point}}(f) = \frac{|W^{n-1}(f) - W^n(f)|}{W^{n-1}(f)} \quad (2.29)$$

Обчислення інтегральної нев'язки дозволяє оцінити вплив кількості перших членів в ітераційній формулі (2.24) на результати моделювання, а також охарактеризувати кількісний вклад кожного наступного члена формули в результуючу точність обчислення. Поточечна нев'язка дає якісну оцінку впливу кількості ітераційних членів і дозволяє оцінювати точність розрахунку вищих гармонік спектра автодинного відгуку.

Наведемо приклад обчислення спектральних і вищезазначених характеристик (інтегральну і поточечну нев'язку) для випадка моделювання сигналу автодинного відгуку від відбивача розташованого на відстані $l = 160$ м. При цьому покладемо, що параметри моделювання сигналу автодинного відгуку будуть наступними: $T_M = 0.05$ с, $\Delta V = 15$ В, $p = 1,66782 \cdot 10^{-1}$, $\theta = 1$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 32,48646 \cdot 10^9$ рад/с, $\Delta\omega_{FM} = 2\pi \cdot 1,051386 \cdot 10^9$ рад/с, $\Delta\omega_{SM} = 2\pi \cdot 10^3$ рад/с.

На рис. 2.6 представлені результати моделювання сигналу автодинного відгуку. Як видно з графіків, спектр сигналу відгуку має кілька сплесків (основний спостерігається на нульовій гармоніці, але при цьому збуджуються і вищі кратні їй). Це обумовлено характерним спотворенням форми автодинного сигналу генератора з ЧМ.

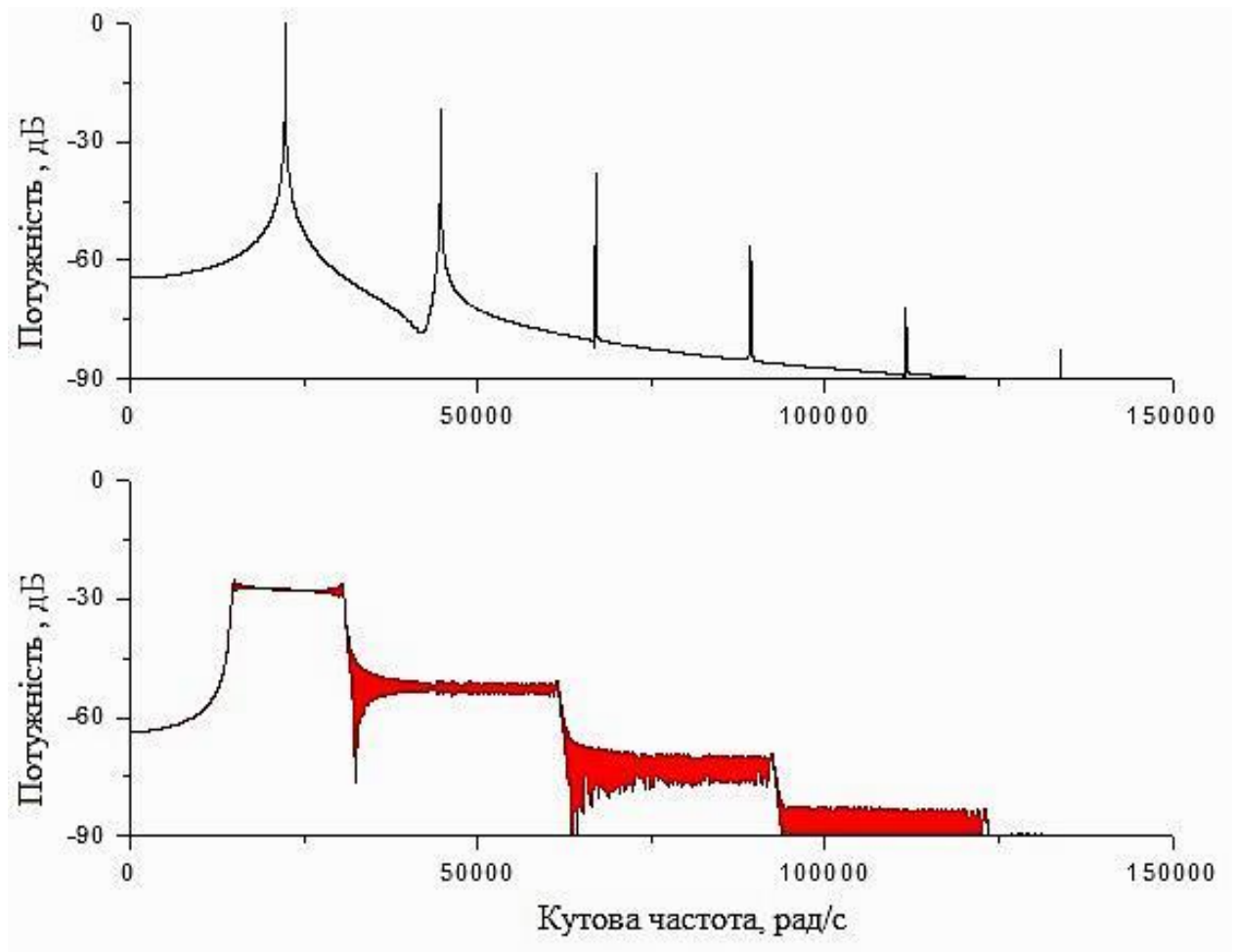


Рисунок 2.6 – Спектр сигналу автодинного відгуку в ідеальному (верхній) та неідеальному (нижній) випадку

На рис 2.7 наведено графік залежності величини інтегральної нев'язки від кількості врахованих ітераційних членів. Як видно з графіка, в даному випадку спостерігається ітераційна збіжність, тобто облік кожного наступного члена в рівнянні (2.24), при моделюванні сигналу автодинного відгуку, привносить

добавку меншу, ніж попередній член (залежність спадаюча). Відзначимо, що для забезпечення прийнятної точності моделювання, ми можемо обмежитися 3-4 ітераційними членами.

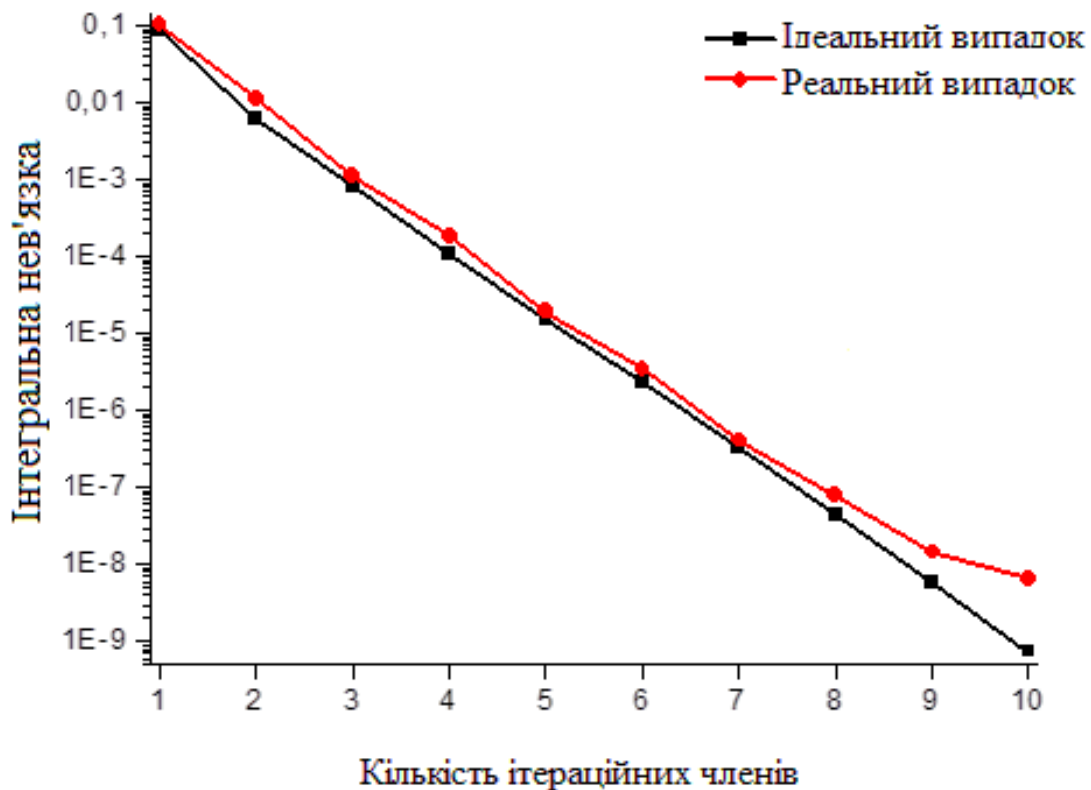


Рисунок 2.7 – Залежність інтегральної нев'язки від кількості врахованих в моделі ітераційних членів

На рис. 2.8 зображено сімейство кривих поточної нев'язки обчислення спектра автодинного відгуку для ідеального випадку, побудованих за формулою (2.29) для декількох перших значень $n = 1, \dots, 5$.

З графіків можна зробити висновок, що в цьому випадку, для відновлення спектра сигналу поблизу нульової гармоніки досить обмежитися лише нульовим ітераційним наближенням. Однак для відновлення першої і вищих гармонік із заданою або прийнятною точністю необхідно враховувати вищі ітераційні члени у формулі (2.29). Так, наприклад, для відновлення першої гармоніки автодинного відгуку досить використовувати нульовий і перший

ітераційний член, так як функції $\delta_2^{\text{point}}(f)$ в околиці першої гармоніки $\omega_1 = 44631$ рад/с має досить малі значення.

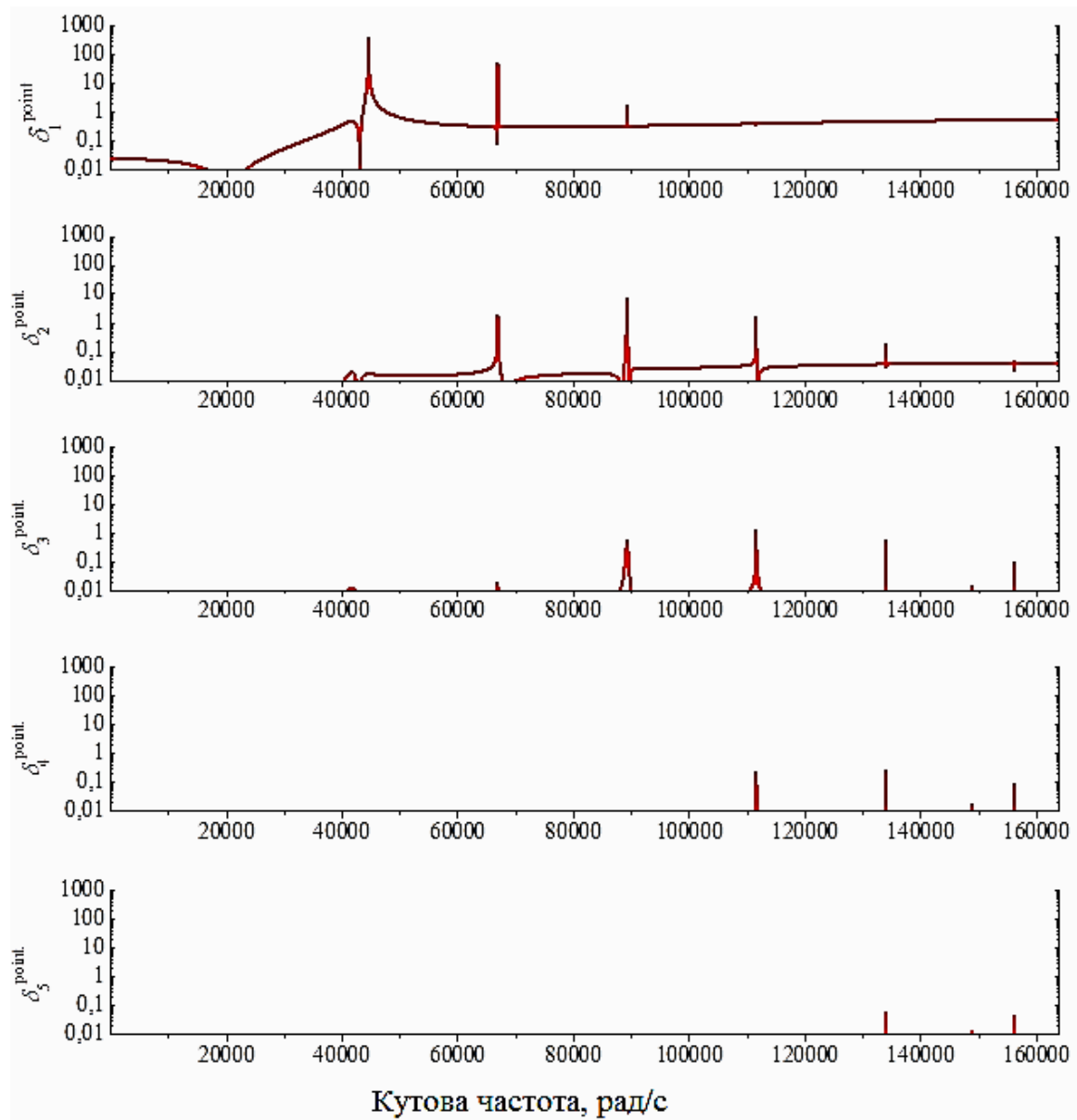


Рисунок 2.8 – Сімейство кривих поточної нев'язки

2.6 Вплив дальності до цілі на частотну характеристику сигналу автодинного відгуку

Для вивчення впливу дальності до об'єкта, на характеристику сигналу автодинного відгуку, проведемо чисельне моделювання. При цьому будемо

враховувати нелінійний характер залежності частоти генератора від напруги на варакторі (рис. 2.3). При моделюванні приймемо наступні значення для параметрів: $T_M=0,05$ с, $\Delta V=15$ В, $p=1,66782 \cdot 10^{-2} \div 1,66782 \cdot 10^{-1}$, $\theta=1$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 32,48646 \cdot 10^9$ рад/с, $l=16 \div 160$ м, $\Delta\omega_{FM} = 2\pi \cdot 1,051386 \cdot 10^9$, $\Delta\omega_{SM} = 2\pi \cdot 25 \cdot 10^3$ рад/с, $N_{iteration} = 10$.

На рис. 2.9 представлені результати моделювання спектра сигналу автодинного відгуку від одиночного об'єкта, що знаходиться на різних відстанях. Як видно з графіків, збільшення відстані до об'єкта призводить не тільки до зміщення частоти сигналу автодинного відгуку в сторону більш високих частот, але також і до розширення спектра. Також цікаво відзначити, що залежність зміни ширини спектра від відстані до об'єкта носить лінійний характер. Графік такої залежності (для обраного набору параметрів) наведено на рис. 2.10.

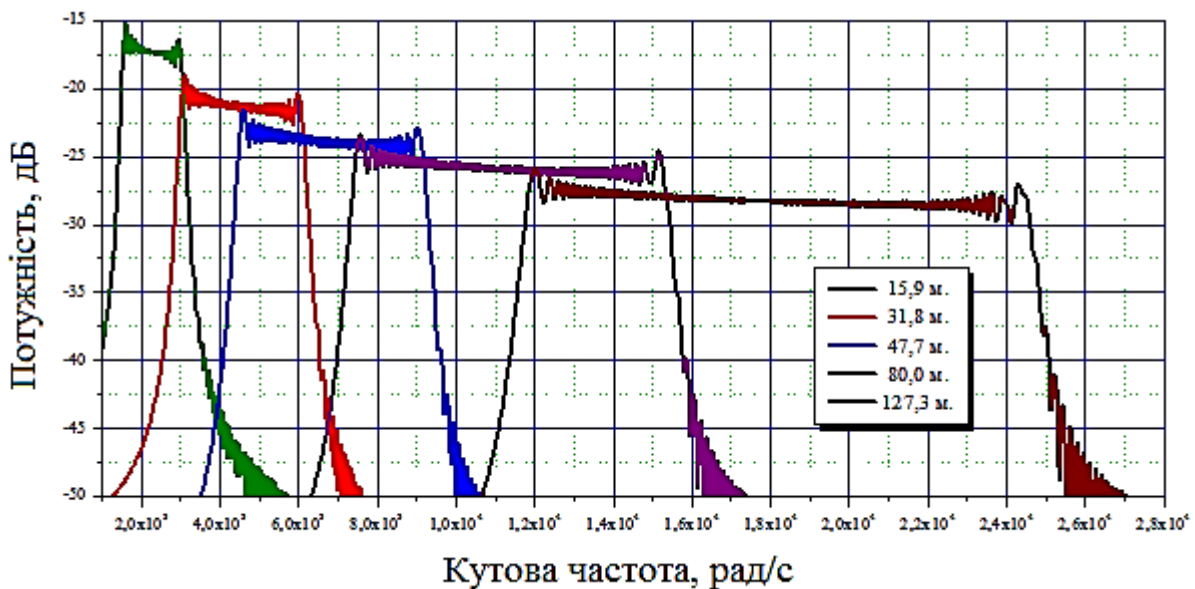


Рисунок 2.9 – Спектри автодинного відгуку для різних відстаней до відбиваючого об'єкта

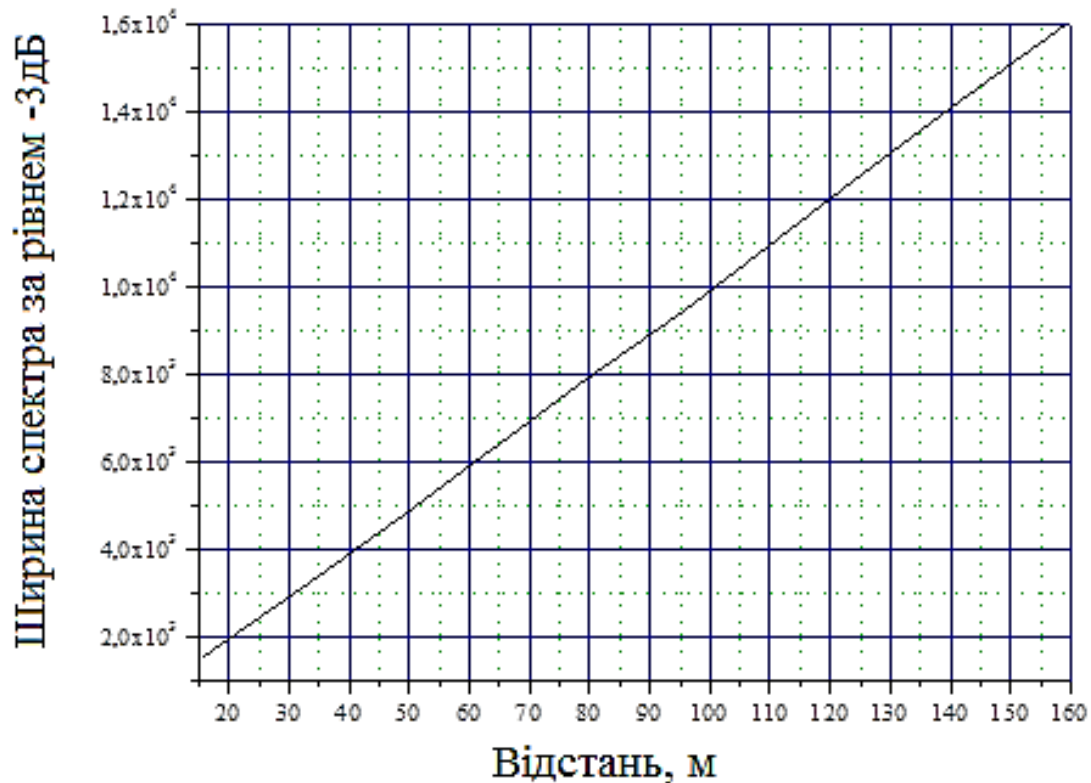


Рисунок 2.10 – Графік залежності ширини спектра від відстані до об'єкта локації

2.7 Вплив діапазону перестроювання частоти генератора на частотну характеристику сигналу автодинного відгуку

Дослідимо вплив діапазону перестроювання частоти генератора, на характеристику сигналу автодинного відгуку, при цьому, так само, як і в попередньому параграфі, врахуємо нелінійний характер залежності частоти генератора від напруги на варакторі (рис. 2). Також при моделюванні покладемо заданими значення для наступних параметрів: $T_M = 0,003 \div 0,045$ с, $\Delta V = 1 \div 15$ В, $\theta = 1$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 32,48646 \cdot 10^9$ рад/с, $\Delta\omega_{FM} = 0.59985 \div 6.60605$ рад/с, $p = 1,66782 \cdot 10^{-1}$, $l = 160$ м, $\Delta\omega_{SM} = 2\pi \cdot 25 \cdot 10^3$ рад/с и $N_{iteration} = 10$.

На рис 2.11 представлені результати моделювання спектра сигналу автодинного відгуку від одиночного об'єкта, що знаходиться на відстані l , при різній амплітуді модулюючої напруги.

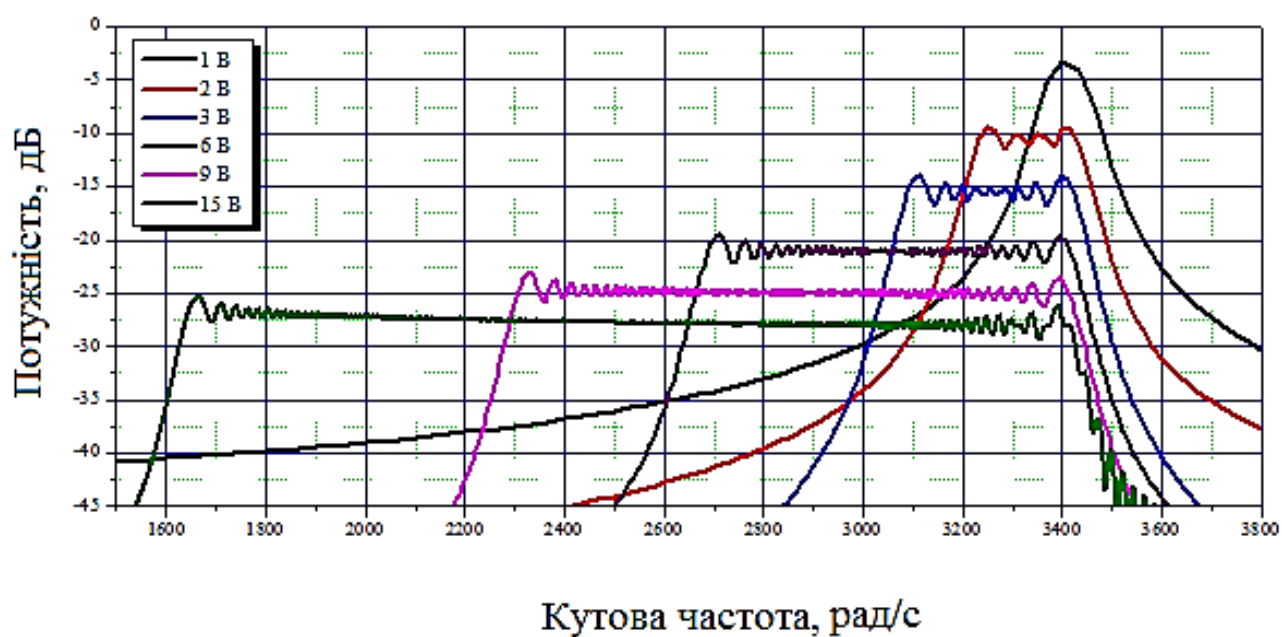


Рисунок 2.11 – Спектр автодинного відгуку при різних амплітудах модулюючої напруги

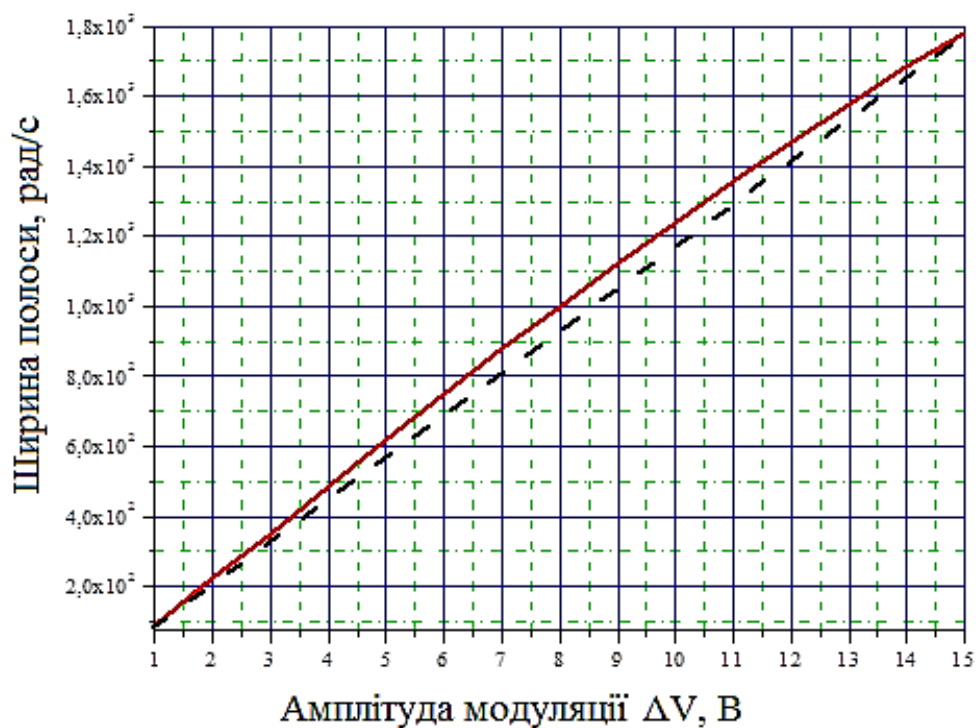


Рисунок 2.12 – Залежність ширини спектра автодинного відгуку від амплітуди модуляції

Як видно з графіків, вплив нелінійності на сигнал автодинного відгуку виражається в розширенні його спектра, що як наслідок, може призводити до погіршення співвідношення сигнал-шум на практиці.

На рис. 2.12 наведено графік залежності ширини спектра автодинного відгуку від амплітуди моделюючої напруги за рівнем -3дБ (суцільна лінія). З графіка видно, що розглянута залежність близька до лінійної (наведеної, для порівняння, на графіку пунктиром).

2.8 Моделювання сигналу автодинного відгуку з урахуванням шумів джерела живлення і внутрішніх шумів генератора

Для оцінки впливу шумів на спектральні характеристики сигналу відгуку розглянемо дещо іншу функціональну схему пристрою автодинного ЛЧМ генератора. А саме, розглянемо автодинний генератор з варакторним варіюванням частоти і внутрішнім детектуванням [17]. При цьому під детектуванням будемо розуміти вимір зміни відносної величини струму в ланцюзі живлення одноконтурного НВЧ генератора. Відзначимо, що зміна схеми детектування не впливає суттєво на фізичні процеси і явища, які спостерігаються при роботі автодинного генератора [71].

Не вдаючись в подробиці побудови математичної моделі автодинного генератора з внутрішнім детектуванням, а зазначивши лише схожість схеми відповідно до схеми описаної вище, наведемо кінцеві вирази для розрахунку нормованих значень частотної і амплітудної характеристик автодина χ та a_1 , а також для характеристики автодетектування $i = \Delta I / I_0$ (ХАД) – струму зміщення в ланцюзі АЕ. Для цього запишемо відповідні вирази зі складовими, що описують вплив ПАМ на розглянуті характеристики – перші доданки в правих частинах (2.30)-(2.32) (ними надалі нехтуємо, вважаючи, ПАМ відфільтрованою).

$$\chi(t, \tau) = -K_{fm} e_{fm} f(t) - \Gamma L_a \cdot \sin[\delta(t, \tau) + \theta] - \chi_n(t) - K_{fm} e_n(t), \quad (2.30)$$

$$a_1(t, \tau) = -K_{am} e_{fm} f(t) + \Gamma K_a \cdot \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1] + a_n(t) - K_{am} e_n(t), \quad (2.31)$$

$$i(t, \tau) = -K_d e_{fm} f(t) + \Gamma K_0 \cdot \cos[\delta(t, \tau) - \psi_0] + i_n(t) - K_d e_n(t). \quad (2.32)$$

Тут e_{fm} – відносна ЕРС модулюючого впливу зі зміни напруги зсуву ДГ генератора; K_a – коефіцієнт автодинного підсилення (відношення амплітуди коливань до амплітуди відбитого сигналу), L_a та K_0 – коефіцієнти автодинної девіації частоти і автодетектування відповідно:

$$L_a = \frac{\eta \sqrt{1 + \gamma^2}}{Q_l (1 - \gamma \rho)} \quad (2.33)$$

$$K_a = \frac{\eta \sqrt{1 + \rho^2}}{\alpha_{11} (1 - \gamma \rho)} \quad (2.34)$$

$$K_0 = \frac{\eta \sqrt{1 + \kappa_{dif}^2} \alpha_{01} (1 - \kappa_{fd} \gamma)}{\alpha_{11} (1 - \gamma \rho)} \quad (2.35)$$

K_{am} , K_{fm} , K_d – коефіцієнти амплітудної модуляції, частотної модуляції і прямої передачі відповідно, що характеризують процес перетворення шумових і модуляційних змін напруги зсуву у варіацію амплітуди і частоти коливань генератора, а також середнього значення струму ДГ:

$$K_{am} = \alpha_{10} / \alpha_{11} \cdot k_{fb}, \quad (2.36)$$

$$K_{fm} = (\beta_{10} - \gamma \alpha_{10}) / Q_L (1 - \gamma \rho), \quad (2.37)$$

$$K_d = \alpha_{01} K_{am} + \varepsilon_{01} K_{fm} - \alpha_{00}, \quad (2.38)$$

де $\eta = Q_l / Q_e$, $\rho = \varepsilon_{11} / Q_l$ – коефіцієнт неізодромності, $\gamma = \beta_{11} / \alpha_{11}$ – коефіцієнт неізохронності, $\kappa_{fd} = \varepsilon_{01} \alpha_{11} / \alpha_{01} Q_l$ – коефіцієнт частотного детектування автодинних змін частоти у зміну середнього значення струму АЕ,

$\kappa_{div} = (\rho - \kappa_{fd}) / (1 - \kappa_{fd}\gamma)$ – коефіцієнт амплітудно-частотного зсуву характеристики автодетектування автодинного НВЧ генератора;
 $k_{fb} = (1 - \gamma_{10}\rho) / (1 - \gamma\rho)$ – коефіцієнт зворотного зв'язку, що характеризує вплив внутрішнього зворотного зв'язку генератора на процес перетворення шумових і модуляційних змін напруги зсуву в зміни амплітуди коливань. Крім того, у вище приведених співвідношеннях використані наступні позначення: α_{01} – безрозмірний параметр, що враховує явище автодетектування варіації амплітуди коливань (залежність величини постійного струму АЕ від амплітуди коливань в сталому режимі); α_{10} – параметр, що враховує процес перетворення відносних змін напруги зсуву в зміни амплітуди коливань; α_{11} – наведена крутизна інкремента НВЧ генератора, яка обумовлює ступінь регенерації і потужність його граничного циклу; β_{11} – параметр, що визначає неізохронність НВЧ генератора; β_{10} – параметр, що враховує процес перетворення змін напруги зсуву в зміни частоти коливань; ε_{01} – параметр, так званого, "частотного детектування", що визначає внесок змін частоти генерації у варіацію струму живлення активного елемента; ε_{11} – параметр, що визначає неізодромність НВЧ генератора, іншими словами, що враховує вплив варіації частоти на амплітуду коливань через зміни параметрів резистивної провідності АЕ; $\gamma_{10} = \beta_{10} / \alpha_{10}$; Q_l та Q_e – навантажена і зовнішня добротності коливальної системи відповідно; Γ – коефіцієнт згасання НВЧ випромінювання за амплітудою при його поширенні до об'єкта і назад. Кути зсуву автодинних змін амплітуди, частоти і сигналу автодетектування визначені наступними виразами: $\psi_1 = \arctg(\rho)$, $\theta = \arctg(\gamma)$, $\psi_0 = \arctg(\kappa_{div})$.

Вирази (2.30)-(2.32) містять складові, що описують вплив внутрішніх шумів джерела живлення $e_n(t)$ на вихідний відгук генератора, а також функції $\chi_n(t)$, $a_n(t)$, $i_n(t)$ і описують вплив шумів АЕ на основні автодинні характеристики. Тут $\chi_n(t)$, $a_n(t)$, $i_n(t)$ складові відносного рівня амплітудних і

частотних флуктуацій і флуктуацій струму ДГ, що визначаються наступними виразами:

$$\chi_n(t) = [a_s(t) + \gamma a_c(t)] / L_{SNR}, \quad (2.39)$$

$$a_n(t) = [a_c(t) + \rho a_s(t)] / K_{SNR}, \quad (2.40)$$

$$i_n(t) = [a_c(t) + \kappa_{div} a_s(t)] / M_{SNR}, \quad (2.41)$$

де L_{SNR} , K_{SNR} та M_{SNR} коефіцієнти, що характеризують відношення сигнал/шум автодинних змін частоти і амплітуди, а також сигналу автодетектування відповідно:

$$L_{SNR} = Q_l(1 - \gamma\rho), \quad (2.42)$$

$$K_{SNR} = \alpha_{11}(1 - \gamma\rho), \quad (2.43)$$

$$M_{SNR} = \frac{\alpha_{11}(1 - \gamma\rho)}{\alpha_{01}(1 - \kappa_{fd}\gamma)} \quad (2.44)$$

Вважаючи, що функції $a_c(t)$ та $a_s(t)$ є синфазною і ортогональною складовими внутрішнього білого шуму НВЧ генератора, будемо вважати, що шум є стаціонарним нормальним процесом з нульовим середнім значенням. Функція $e_n(t)$ описує фліккерні флуктуації напруги на джерелі живлення.

У розглядаємому випадку трансцендентне рівняння для розрахунку залежності функції $\delta(t, \tau)$ від змінної часу t буде виглядати наступним чином:

$$\delta(t, \tau) = 2l/c(\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t) - \chi_n(t) - K_{fm} e_n(t)) - p \sin[\delta(t, \tau) + \theta], \quad (2.45)$$

де, як і раніше, $p = \Delta\omega_{SM} \cdot 2l/c = \Gamma \omega_0 L_a \cdot 2l/c$ – параметр зовнішнього зворотного зв'язку.

Дотримуючись описаної вище методики побудови рішення трансцендентного рівняння (2.45), наведемо наступну ітераційну формулу:

$$\begin{aligned}
\delta(t, \tau) = & [\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t) - \chi_n(t) - K_{fm} e_n(t)](2l/c) - \\
& - p \sin\{[\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t) - \chi_n(t) - K_{fm} e_n(t)](2l/c) + \theta - \\
& - p \sin\{[\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t) - \chi_n(t) - K_{fm} e_n(t)](2l/c) + \theta - \dots \\
& - p \sin\{[\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t) - \chi_n(t) - K_{fm} e_n(t)](2l/c) + \theta\} \dots\}
\end{aligned} \tag{2.46}$$

2.9 Вплив шумових складових на спектральні характеристики сигналу автодинного відгуку

Оцінимо вплив шумів джерела живлення і внутрішніх шумів генератора на спектр сигналу автодинного відгуку, використовуючи наведену вище схему. При цьому розглянемо випадок «ідеального» генератора (зі «строого-лінійним» частотним варіюванням), а у якості відбивача виберемо об'єкт, розташований на відстані $l = 27,58$ м від генератора. Також, при моделюванні, будемо використовувати наступні вхідні данні: $T_M = 0,05$ с, $\Delta V = 15$ В, $p = 1,66782 \cdot 10^{-2}$, $\theta = 1$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 32,48646 \cdot 10^9$ рад/с, $\Delta\omega_{FM} = 2\pi \cdot 1,051386 \cdot 10^9$, $\Delta\omega_{SM} = 2\pi \cdot 25 \cdot 10^3$ рад/с, $N_{iteration} = 10$.

Для моделювання шумових складових, що входять у вираз (2.46), а також амплітудних значень ХАД розглянемо наступні значення диференціальних параметрів автодина:

$$\alpha_{00} = -0,27; \alpha_{01} = 2,1; \alpha_{10} = 0,1; \alpha_{11} = 0,05;$$

$$\beta_{10} = 0,4; \beta_{11} = 0,15; \varepsilon_{01} = 0; \varepsilon_{11} = 0,7.$$

Значення навантаженої і внутрішньої добротностей виберемо рівними: $Q_l = 50$, $Q_e = 1$. Тоді обчислені значення основних параметрів автодинного генератора, в термінах яких наведені вирази для характеристик ЧХА, АХА і ХАД в попередньому параграфі, будуть мати значення:

$$\gamma = 3; \rho = 0,014; \psi_0 = \psi_1 = 0,014; \theta = 1,25; \eta = 50;$$

$$\kappa_{fd} = 0; \kappa_{div} = 0,014; k_{fb} \cong 0,985;$$

$$L_a \cong 3,301; K_a \cong 1043,944; K_0 \cong 2192,282;$$

$$K_{am} \cong 1,971; K_{fm} \cong 0,002; K_d \cong 4,409;$$

$$L_{SNR} = 47,9; K_{SNR} = 0,0479; M_{SNR} \cong 0,024;$$

при цьому значення коефіцієнта ослаблення сигналу виберемо $\Gamma \cong 2,33128 \cdot 10^{-7}$ (детальному розрахунку значень коефіцієнта ослаблення і його зв'язку з основними радіолокаційними параметрами присвячений один з пунктів наступної глави дисертаційної роботи).

Оцінимо амплітуду корисного сигналу характеристики автодетектування ХАД для розглянутого випадку. Для цього скористаємося формулою (2.32), що визначає залежність ХАД від основних параметрів автодинного генератора і відстані до відбивача. З виразу для ХАД слідує, що значення амплітуди корисного сигналу визначається добутком коефіцієнта згасання Γ і коефіцієнта автодетектування K_0 . В розглянутому випадку $\Gamma K_0 \cong 511 \cdot 10^{-6}$.

Відзначимо, що шумові складові, пов'язані з внутрішніми шумами автодинного генератора, в розглянутому випадку, лежать в області високих частот (другі доданки в виразах (2.30) - (2.32), а також відповідні члени виразу (2.46)). Найчастіше, конструктивні особливості автодинного генератора припускають наявність еквівалентного високочастотного фільтра в ланцюзі детектування і, отже, на практиці високочастотними шумовими складовими можна знехтувати. Амплітудні значення шумів джерела живлення визначаються наступними параметрами: N_{fn} постійна фліккер-шумів, що визначається експериментально та лежить в інтервалі значень від 10^{-8} до 10^{-10} на 1 Гц полоси; $\alpha = 0,7 \dots 1,2$ – коефіцієнт «форми» спектра фліккер-шумів; смугою спектра фліккер-шумів. Для моделювання фліккер-шумів джерела живлення скористаємося функцію спектральної щільності потужності шуму і розглянемо відповідну образ-функцію спектра Фур'є:

$$a_{fn}(f) = p(f) \cdot \sqrt{N_{fn}/f^\alpha} = p(f) \cdot \sqrt{10^{-10}/f^{0.7}}, \quad (2.47)$$

де $p(f) = \exp(2i \cdot \arccos(\text{rand}(-1..1)))$ – функція, яка визначає випадковим чином значення фази в кожній спектральній точці заданого діапазону частот $0.001 \div 10$ кГц. За межами заданого діапазону значення цієї функції дорівнює нулю.

Для відновлення часової залежності реалізації фліккер-шуму слід виконати зворотне синус (або косинус) перетворення Фур'є функції $a_{fn}(f)$. При цьому, як показує чисельне моделювання, максимальне по модулю значення залежності фліккер-шуму від змінної часу становить близько $0,4 \cdot 10^{-7}$. Відзначимо, що для розглянутого нами випадку, впливом фліккер-шумів на фазові залежності характеристик сигналу автодинного відгуку можна знехтувати через відносну малість їх миттєвої амплітуди (впливає з виразу (2.46)).

Таким чином, можна зробити висновок, що для розглянутого нами прикладу рівень корисного сигналу перевершує рівень шумів на 17 дБ.

На закінчення, для повноти моделі, наведемо одну з можливих схем моделювання ортогональних компонент білого шуму $a_c(t)$ та $a_s(t)$. Розглянемо образ-функцію $a(f)$ ортогональних компонент в комплексній спектральній області. З визначення білого шуму в заданому діапазоні частот (в нашому випадку в інтервалі $32,48646 \div 33,537846$ ГГц), як стаціонарного процесу, у якого функція спектральної щільності потужності постійна та визначена еквівалентною шумовою температурою діода Ганна T_n , його мірою шуму M_n та його опором R , впливає, що,

$$a_{wn}(f) = 2\sqrt{\frac{k_B T_n M_n}{R}} p(f),$$

де $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана.

Тоді ортогональні компоненти білого шуму $a_c(t)$ та $a_s(t)$ можуть бути знайдені за допомогою зворотного косинус та синус перетворення Фур'є, відповідно.

Висновки до розділу 2

Наведено математичну модель автодинного генератора з варакторним перестроюванням частоти і проведено моделювання спектрів сигналу автодинного відгуку. Проведено дослідження збіжності ітераційного процесу при розрахунку рішення для сигналу автодинного відгуку. Показано, що для відновлення спектра сигналу автодинного відгуку поблизу основної (нульової) гармоніки досить обмежитися лише нульовим ітераційним членом. Для досягнення прийнятної для практичного використання точності (-40 дБ) при моделюванні слід використовувати до чотирьох ітеративних членів. Наведена модель дозволяє також враховувати вплив шумів джерела живлення і внутрішніх шумів генератора на спектр сигналу автодинного відгуку.

Показано, що при наявності нелінійного характеру залежності частоти генератора від напруги на варакторі, вплив цієї нелінійності виражається в розширенні спектра сигналу автодинного відгуку. Це, на практиці, може призводити до погіршення співвідношення сигнал-шум. Показано, що збільшення відстані до об'єкта буде приводити до зсуву частоти сигналу автодинного відгуку в сторону більш високих частот, а наявність нелінійності – до розширення спектра.

РОЗДІЛ 3

ДОСЛІДЖЕННЯ СИГНАЛА АВТОДИННОГО ВІДГУКУ ПРИ РІЗНИХ ВИДАХ ЧМ. ОСОБЛИВОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ АВТОДИНІВ В СИСТЕМАХ БЛИЖНЬОЇ РАДІОЛОКАЦІЇ

В даному розділі розглянуті особливості СХА в генераторах з ЧМ за пилкоподібним законом з несиметричною формою та вказана специфіка застосування автодинних генераторів для вирішення завдань ближньої радіолокації. Розглянуто особливості ЧХА та АХА при ЧМ за пилкоподібним законом із симетричною формою та за гармонійним законом. На завершення виконано розрахунок для СХА при формуванні модулюючої функції за допомогою цифрового синтезатора.

У розділі також проведено аналіз зв'язку енергетичного потенціалу РЛС з дальністю дії РЛС, та співвідношенням потужності сигналу до потужності шумів в смузі частот ПЧ. Запропоновано спосіб підвищення енергетичного потенціалу автодинного генератора з ЛЧМ, а також спосіб приведення рівня корисного сигналу до динамічному діапазону АЦП.

Результати, представлені в даному розділі, були частково опубліковані в роботах [2-4, 6, 15, 17, 63, 64, 72, 73].

3.1 Дослідження властивостей сигналу автодинного відгуку від рухомих та нерухомих об'єктів при різних видах ЧМ

Аналізу особливостей формування автодинних сигналів АСБРЛ з ЧМ присвячена велика кількість робіт, в яких для їх опису використовуються різні математичні моделі автодинів та різні функції впливу власного відбитого випромінювання на генератор. У ранніх роботах, що вийшли переважно в період становлення теорії автодинів, функція впливу представлялася змінним навантаженням, яке змінюється з частотою формованого сигналу [53]. У більш пізніх роботах ця функція описувалася еквівалентним генератором струму (або

напруги), що має відносне зміщення частоти, обумовлене ЧМ випромінювання і запізненням відбитого радіосигналу [54-56]. В рамках описаних підходів частота та амплітуда коливань генератора змінюються з різницевої частотою, а вихідні сигнали, як результат детектування цих змін, виявляються гармонійними.

У роботах останнього часу при дослідженні сигналів АСБРЛ з ЧС міліметрового діапазону встановлено наявність їх ангармонічних спотворень [57]. В основу моделі, що враховує вказане явище, лежить фазове запізнювання відбитого випромінювання. При цьому показано, що спотворення сигналів обумовлені автодинними змінами частоти, що викликають нелінійність фазового набігу відбитого випромінювання. Однак рішення рівнянь із запізненням у відомих нам роботах отримано тільки для першого наближення, яке справедливо за умови, якщо час запізнювання відбитого випромінювання значно менше періоду формованого сигналу. У реальних умовах при великих значеннях девіації частоти і високих швидкостях ЧС, що властиво системам міліметрового діапазону, така нерівність може порушуватися. Для таких умов функціонування АСБРЛ з ЧМ особливості формування автодинного відгуку у відомій нам літературі не розглядалися.

Для створення перспективних АСБРЛ з ЧС і грамотного їх застосування знання про властивості сигналів в зазначених умовах, безсумнівно, затребувані. Тому вважаємо за необхідне розглянути особливості формування автодинного відгуку при різних параметрах ЧС і відстанях до об'єкта локації для різних законів модуляції.

3.1.1 Нормовані сигнальні характеристики АСБРЛ

На основі отриманих вище виразів в цьому розділі виконаємо аналіз детермінованих процесів, які протікають в АСБРЛ з ЧМ при формуванні в ній відгуку на вплив відбитого НВЧ випромінювання. Для цього в виразах (2.30)-(2.32) виключимо з розгляду складові, обумовлені ПАМ та шумові складові: $\chi_n(t)$, $a_n(t)$, $i_n(t)$ та $e_n(t)$. Тоді поклавши $t_N = t / T_M$, отримаємо вирази для

нормованих частотної $\chi_N(t_N, \tau)$ та амплітудної $a_N(t_N, \tau)$ характеристик автодина, нормованої характеристики автодетектування $i_N(t_N, \tau)$, а також фазової характеристики автодина $\delta(t_N, \tau)$ (ФХА):

$$\chi_N(t_N, \tau) = \chi(t_N, \tau) / \Gamma L_a = -\sin [\delta(t_N, \tau) + \theta], \quad (3.1)$$

$$a_{1N}(t_N, \tau) = a_1(t_N, \tau) / \Gamma K_a = \cos [\delta(t_N, \tau) - \psi_1], \quad (3.2)$$

$$i_N(t_N, \tau) = i(t_N, \tau) / \Gamma K_0 = \cos [\delta(t_N, \tau) - \psi_0], \quad (3.3)$$

У таких умовах рівняння (2.26) набуде вигляду:

$$\begin{aligned} \delta(t_N, \tau) = & [\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t_N)](2l/c) - \\ & - p \sin\{[\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t_N)](2l/c) + \theta - \\ & - p \sin\{[\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t_N)](2l/c) + \theta - \dots \\ & - p \sin\{[\omega_0 + \Delta\omega_{FM} f(t_N)](2l/c) + \theta\} \dots\} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Перші три характеристики при відповідному детектуванні змін частоти $\chi_N(t_N, \tau)$ генерації та амплітуди $a_{1N}(t_N, \tau)$ коливань та виділення відгуку $i_N(t_N, \tau)$ в ланцюзі живлення генератора визначають закономірності формування вихідних сигналів АСБРЛ. Тому в теорії автодинів вони називаються сигнальними характеристиками автодина (СХА). Останні дві відрізняються лише фазовим зміщенням, тому тут розглянемо особливості формування ЧХА $\chi_N(t_N, \tau)$ та АХА $a_{1N}(t_N, \tau)$ для різних законів ЧМ генератора.

3.1.2 СХА радіолокатора з ЛЧМ за пилкоподібним законом з несиметричною формою

Відмінною властивістю закону з несиметричною пилкоподібною модуляцією є сталість похідної протягом всього періоду модуляції. Даний

модуляційний закон цікавий не тільки для застосування в різних системах, але й для вивчення властивостей сигналів АСБРЛ з ЧМ.

Математичний запис пилкоподібного закону з несиметричною формою модулюючої функції $f(t_N)$ для зростаючої ЧМ має вигляд:

$$f(t_N) = (2/\pi) \arctg[\tg(2\pi \cdot t_N + \pi/2)]. \quad (3.5)$$

Наявність різкого зламу функції (3.5) значно збагачує спектр вихідного сигналу та створює проблеми придушенню ПАМ у вихідному сигналі. У цьому полягає основний недолік даного виду модуляції.

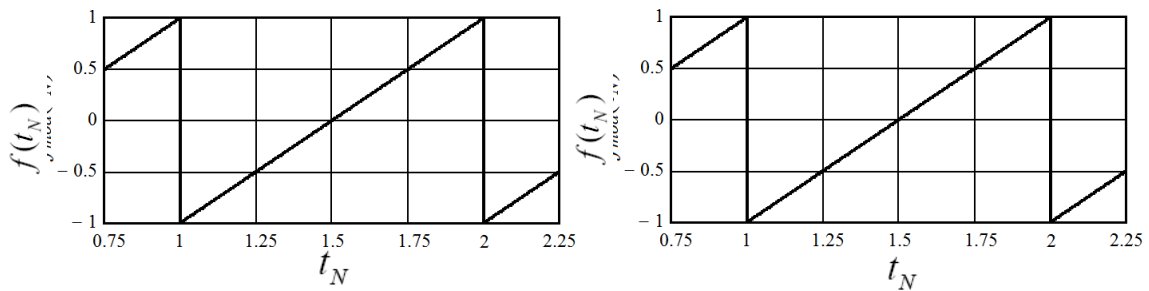
На рис. 3.1 представлені графіки модулюючої функції $f(t_N)$ (а) та результати розрахунків нормованих ЧХА $\chi_N(t_N, \tau)$ та АХА $a_{1N}(t_N, \tau)$ згідно (3.1), (3.2) з урахуванням (3.4) та (3.5) для наступних випадків: (б) нерухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м від генератора при $p = 0,08$ без урахування ПАМ; (в) нерухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м від генератора при $p = 0,8$ без урахування ПАМ; (г) нерухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м від генератора при $p = 0,8$ з урахуванням складової ПАМ (яка перевищує рівень сигналу в 10 разів); (д) рухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м у напрямку до генератора з радіальною швидкістю $V_r = 0,25$ м/с при $p = 0,8$ без урахування ПАМ; (е) рухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м у напрямку від генератора з радіальною швидкістю $V_r = 0,25$ м/с при $p = 0,8$ без урахування ПАМ.

Представлені на рис. 3.1 характеристики розраховувалися при наступних значеннях параметрів: $\omega_0 = 2\pi \cdot 37,5 \cdot 10^9$; $\Delta\omega_{FM} = 2\pi \cdot 300 \cdot 10^6$; $\Omega_M = 2\pi \cdot 1 \cdot 10^3$; кути $\theta = 0,985$ та $\psi_1 = -0,197$. Для моделювання рухомого об'єкту локації, використовувалася допоміжна функція виду:

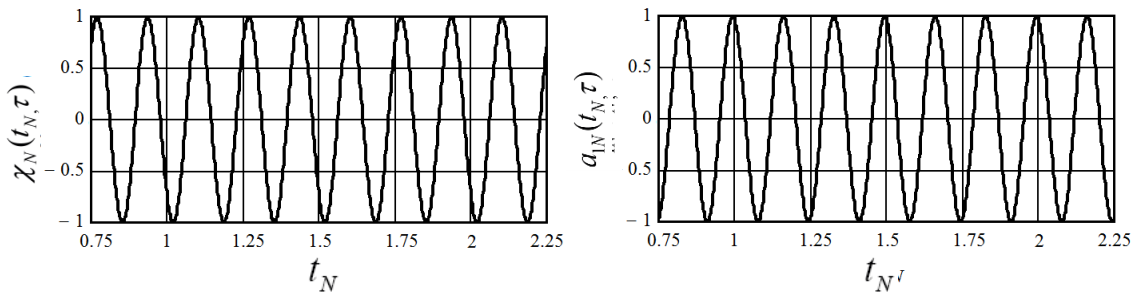
$$l(t_N) = l_0 + A_l \sin(b_l t_N), \quad (3.6)$$

де $A_l = 3,978 \cdot 10^{-2}$, $b_l = 6,283 \cdot 10^{-3}$.

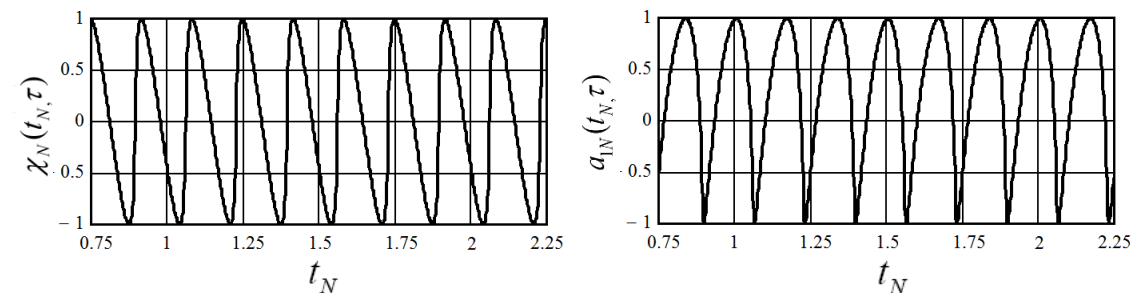
З виду отриманих характеристик (див. рис. 3.1) слідує, що в разі слабкого зовнішнього зворотного зв'язку, коли значення параметра $p \ll 1$, СХА – мають вигляд гармонійної функції (б). У випадку сильного зовнішньої зворотного зв'язку, коли величина параметра $p \approx 1$, СХА набувають характерних ангармонічних спотворень [74–76]. У випадку відбивача, що наближається, частота автодинного сигналу зростає (д), у разі ж відбивача, що віддаляється – спадає (е). У випадку спадаючої ЛЧМ результати розрахунків показали, що зміна знака ЧМ викликає лише зміну нахилу хвиль сигналу. Відмінності полягають у характері зміни частоти сигналів. Для об'єкта, що віддаляється, частота сигналу в даному випадку зменшується, а для об'єкта, що наближається, – збільшується.



(a)



(б)



(в)

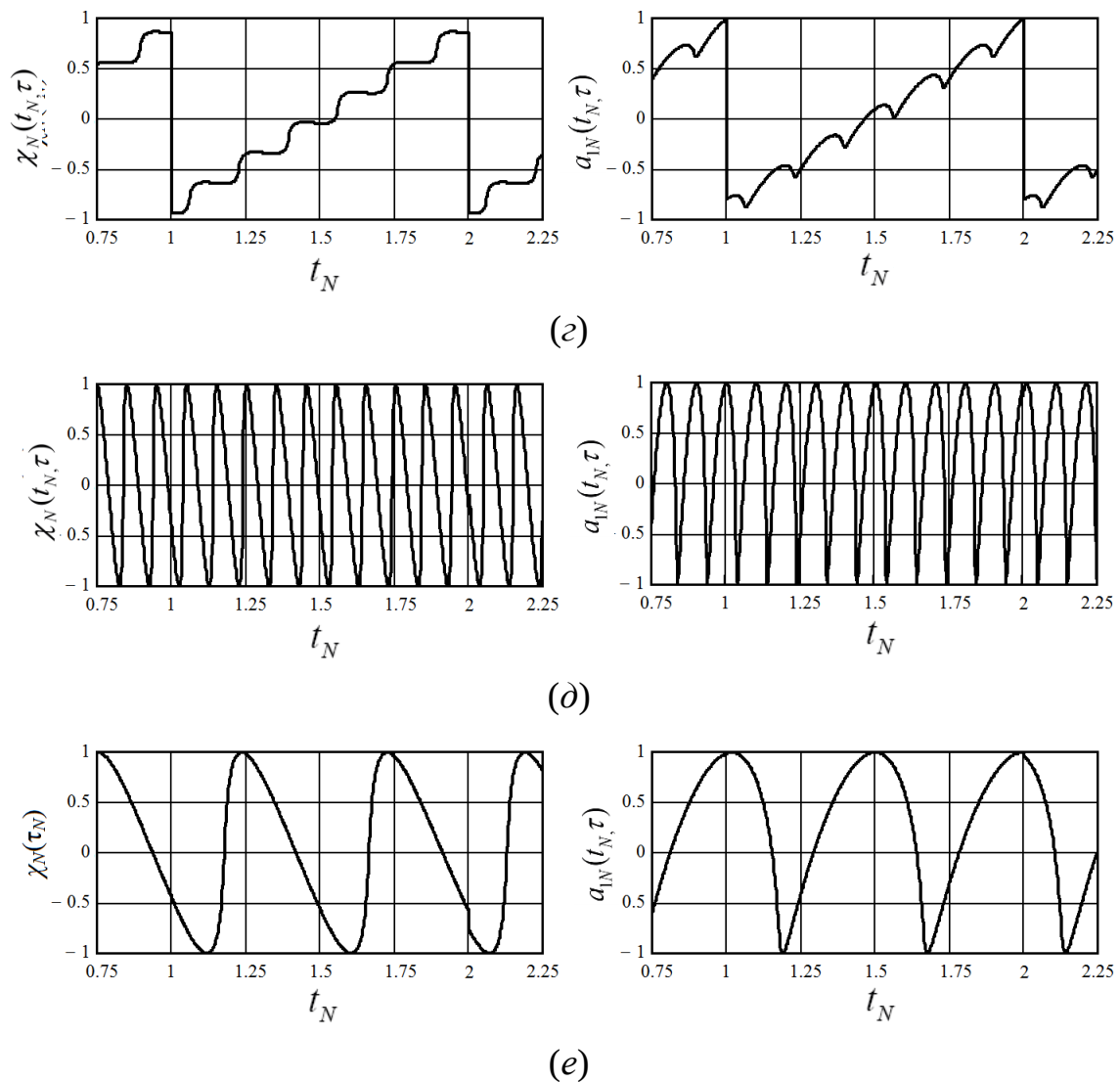


Рисунок 3.1 – Часові діаграми ЧХА $\chi_N(t_N, \tau)$ та АХА $a_{1N}(t_N, \tau)$ АСБРЛ з ЧМ за пилкоподібним законом з несиметричною формою: модулюючої функції (a), для нерухомого відбивача (б) – (c), при суперпозиції корисного та паразитного відгуків (c), для об'єктів, що наближаються (d), та для об'єктів, що віддаляються (e)

3.1.3 СХА радіолокатора з ЛЧМ за симетричним пилкоподібним законом

Розглянемо випадок використання в АСБРЛ з ЛЧМ за симетричним пилкоподібним законом. Для даного закону модуляції характерним є те, що кожному періоду модулюючої функції відповідають дві ділянки постійної похідної, але з різними знаками. Математичний запис цього закону у вигляді

зворотньої тригонометричної функції має вигляд:

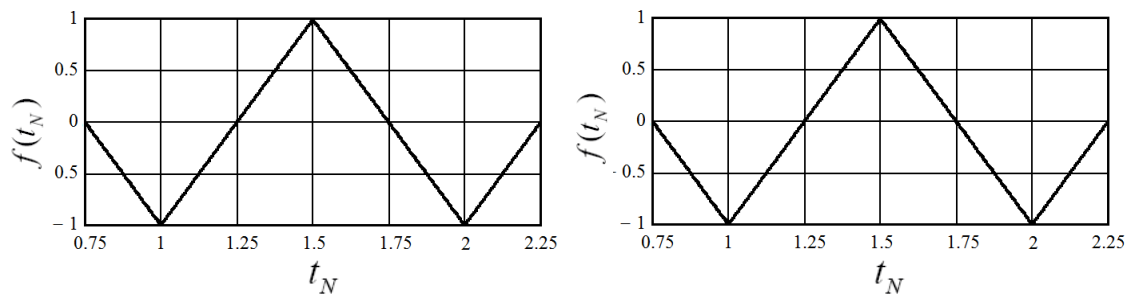
$$f(t_N) = (2/\pi) \arcsin\{\sin[2\pi \cdot t_N - (\pi/2)]\}. \quad (3.7)$$

Наявність зламу функції (3.7) збагачує спектр вихідного сигналу, але рівень вищих складових тут значно нижче, ніж при інших формах негармонійної модуляції. Тому цей закон модулюючої функції знаходить найбільш широке використання в АСБРЛ з ЧМ.

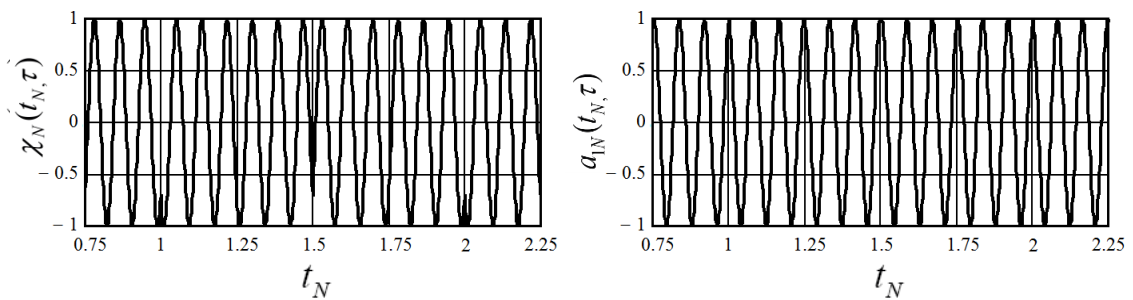
Часові діаграми модулюючої функції і вихідного сигналу автодина 8-міліметрового діапазону, розраховані аналогічно попередньому випадку згідно (3.1), (3.2) і (3.4), але з урахуванням виразів (3.6) і (3.7), наведені на рис 3.2 для наступних випадків: (б) випадок нерухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м від генератора при $p = 0,08$ без урахування ПАМ; (в) випадок нерухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м від генератора при $p = 0,8$ без урахування ПАМ; (г) випадок нерухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м від генератора при $p = 0,8$ з урахуванням складової ПАМ (яка перевищує рівень сигналу в 10 разів); (д) випадок рухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м, що рухається у напрямку генератора з радіальною швидкістю $V_r = 0,25$ м/с при $p = 0,8$ без урахування ПАМ; (е) випадок рухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м, що рухається у напрямку від генератора з радіальною швидкістю $V_r = 0,25$ м/с при $p = 0,8$ без урахування ПАМ.

З порівняння діаграм рис. 3.1 і рис. 3.2 видно, що форма автодинного відгуку внаслідок змін частоти також спотворена і «хвилі» сигналу мають нахил, обумовлений неізохронністю генератора, знаком і величиною похідної модулюючої функції. Кількість «хвиль» вихідного сигналу АСБРЛ за період ЧМ прямо пропорційна відстані до відбивача, причому для нерухомого об'єкта для спадаючої і зростаючої гілок ця кількість хвиль однакова. У разі рухомого відбивача спостерігається збільшення частоти автодинного сигналу в одному

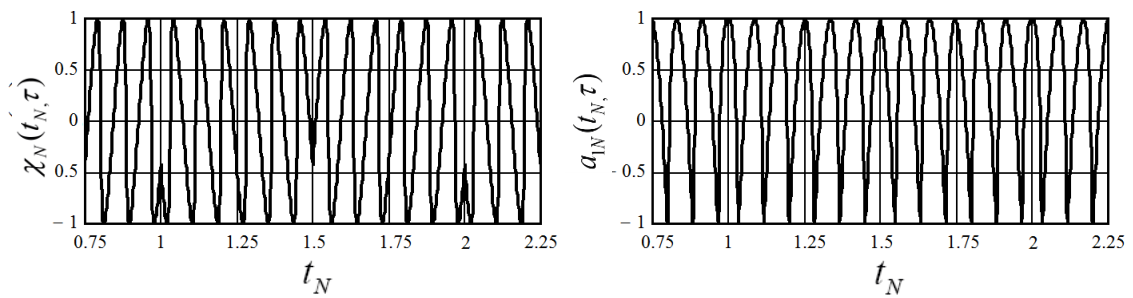
напівперіод ЧМ і зменшення його частоти в іншому напівперіоді. При зміні напрямку руху даний порядок змінюється на протилежний (див. рис. 3.2, *д*, *е*).



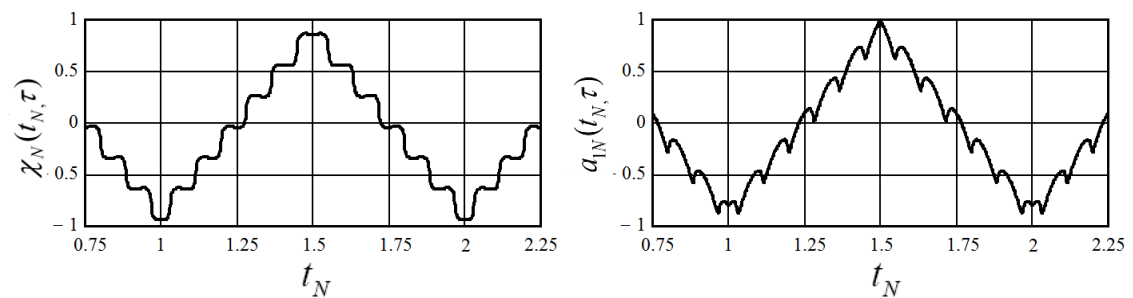
(a)



(б)



(в)



(г)

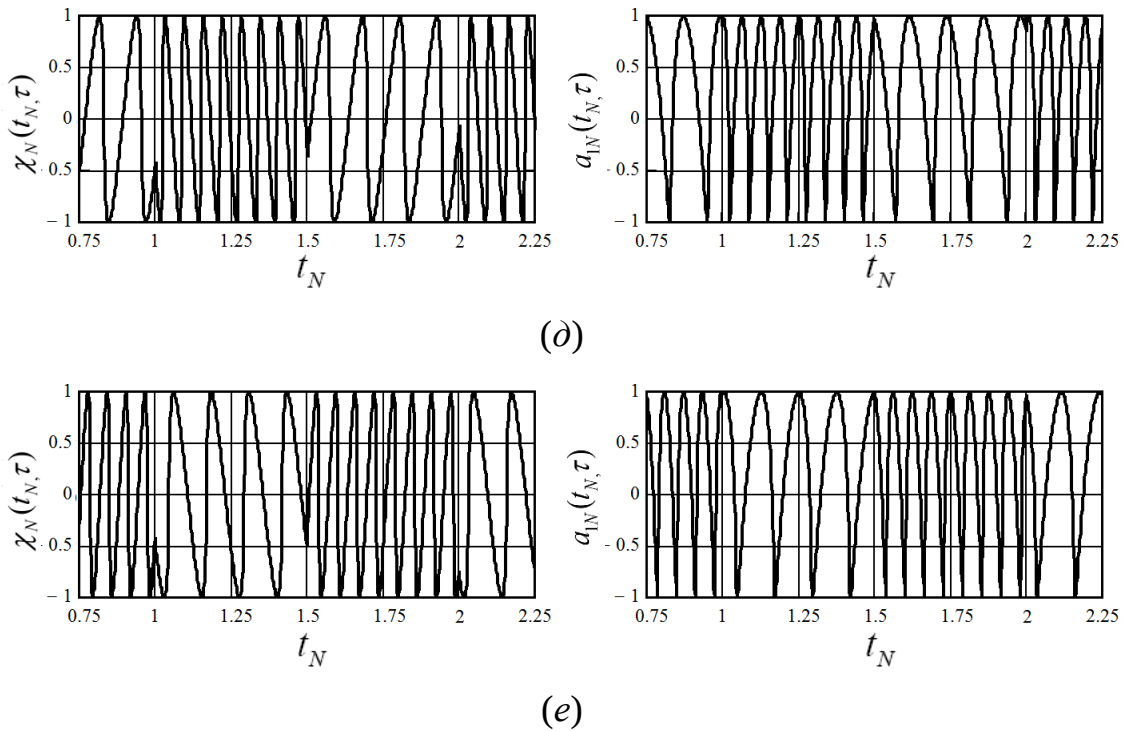


Рисунок 3.2 – Часові діаграми ЧХА $\chi_N(t_N, \tau)$ та АХА $a_{1N}(t_N, \tau)$ АСБРЛ з ЧМ за пилкоподібним законом з симетричною формою: модулюючої функції (а), для нерухомого відбивача (б) – (г), при суперпозиції корисного і паразитного відгуків (г), для об'єктів, що наближаються (д), та для об'єктів, що віддаляються (е)

Зазначені явища широко використовуються в алгоритмах обробки сигналів в різних СБРЛ з ЧМ для отримання інформації про дальність, швидкість і напрямок руху об'єкта. Отримані результати знаходяться в повній відповідності з теорією радіолокаційних систем [74, 77, 78].

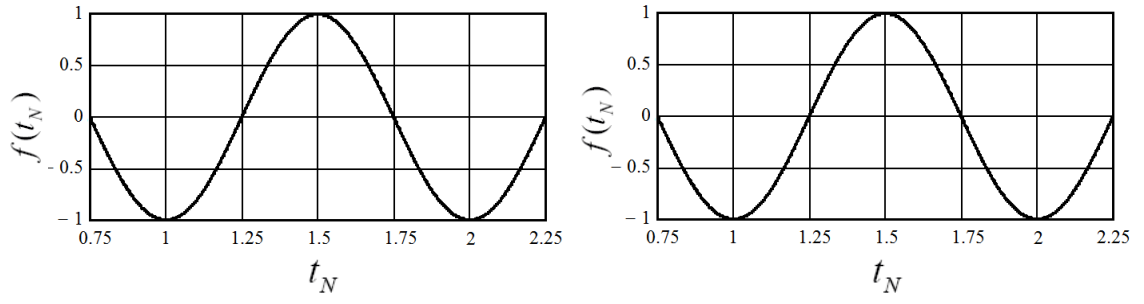
3.1.4 СХА радіолокатора з ЧМ за гармонійним законом

Основною перевагою гармонійного закону ЧМ є порівняно низький рівень вищих гармонік сигналу ПАМ. У зв'язку з цим, виділення слабких сигналів на тлі основних складових сигналу ПАМ виконується досить просто. Тому цей закон модулюючої функції знаходить широке використання в АСБРЛ з ЧМ [79-81].

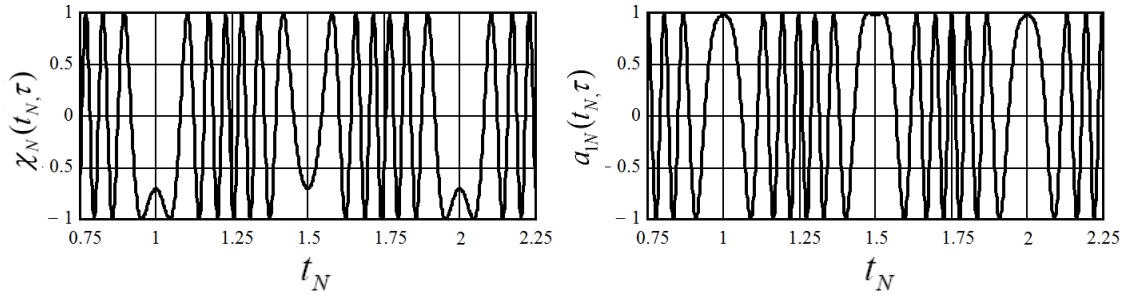
Часові діаграми нормованих щодо максимальних значень вихідних сигналів $a_{1N}(t_N, \tau)$ АСБРЛ 8-мм діапазону, розраховані відповідно до (3.1), (3.2) і (3.4) при значенні модулюючої функції $f(t_N) = -\cos(2\pi \cdot t_N)$ наведені на рис. 3.3 для наступних випадків: (б) для нерухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м від генератора при $p = 0,08$ без урахування ПАМ; (в) для нерухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м від генератора при $p = 0,8$ без урахування ПАМ; (г) для нерухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м від генератора при $p = 0,8$ з урахуванням складової ПАМ (яка перевищує рівень сигналу в 10 разів); (д) для рухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м у напрямку до генератора з радіальною швидкістю $V_r = 0,25$ м/с при $p = 0,8$ без урахування ПАМ; (е) для рухомого відбивача на відстані $l_0 = 1,5$ м у напрямку від генератора з радіальною швидкістю $V_r = 0,25$ м/с при $p = 0,8$ без урахування ПАМ.

З цих діаграм видно, що форма автодинних сигналів внаслідок змін частоти також спотворена ($p = 0,8$) і «хвилі» сигналу мають нахил, обумовлений неізохронністю генератора ($\theta = 1$).

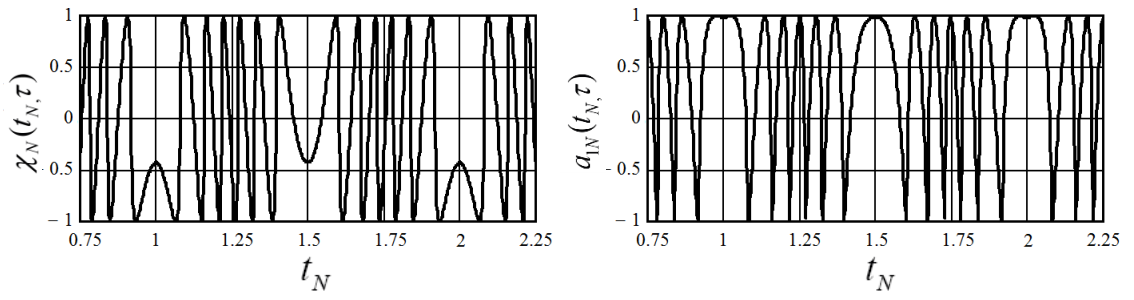
Як показали розрахунки, нахил хвиль залежить також від напрямку руху відбивача і знака швидкості зміни частоти, як і в разі ЛЧМ за симетричним пилкоподібним законом. При цьому спостерігається збільшення частоти сигналу протягом одного напівперіоду та її зменшення – у другому напівперіоді, а також фазова модуляція періоду сигналу. Дані результати також знаходяться в повній відповідності з теорією СБРЛ з гомодинним приймачем. На відміну від розглянутих вище лінійних законів, в даному випадку відсутні різкі скачки фази сигналу, а також період обернення модуляції.



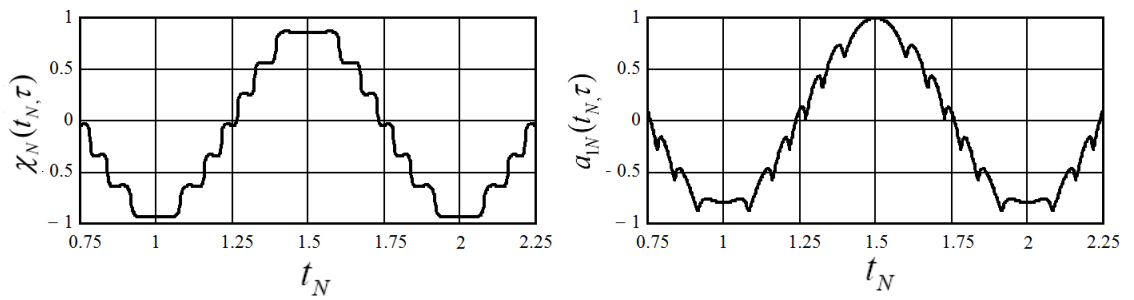
(a)



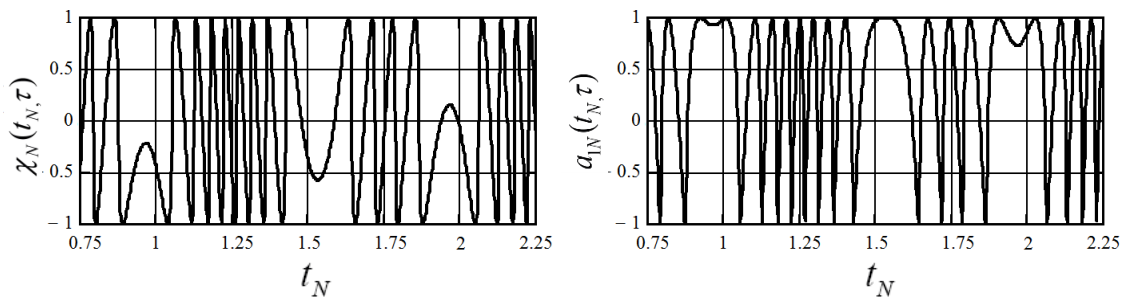
(b)



(c)



(d)



(e)

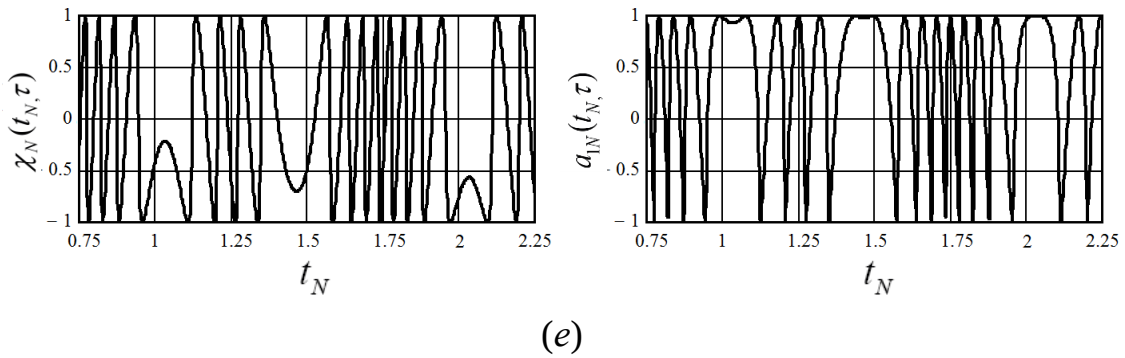


Рисунок 3.3 – Часові діаграми ЧХА $\chi_N(t_N, \tau)$ та АХА $a_{IN}(t_N, \tau)$ АСБРЛ з ЧМ за гармонійним законом: модулюючої функції (а), для нерухомого відбивача (б) – (в), при суперпозиції корисного і паразитного відгуків (г), для об'єктів, що наближаються (д), та для об'єктів, що віддаляються (е)

3.1.5 СХА радіолокатора з ЧМ при формуванні модулюючої функції за допомогою цифрового синтезатора

У ряді застосувань СБРЛ гостро стоїть завдання отримання максимально лінійної і стабільної модуляційної характеристики генератора [74]. Рішення даного завдання в сучасних умовах легко знаходиться з використанням синтезаторів частоти з цифровим управлінням. За допомогою синтезаторів можна здійснити практично ідеально точне переналаштування частоти за будь-яким законом. Наприклад, налаштовуючи частоту генератора через певний проміжок часу на постійну величину, можна отримати «ступінчасту» ЛЧМ. Особливість цього методу полягає в дискретності модуляційної характеристики, яка реалізується у вигляді «ступінчастої» функції.

Оскільки даний вид модуляції становить практичний інтерес, розглянемо особливості формування сигналів автодинної СБРЛ з ЛЧМ для несиметричного пилкоподібного закону. Математичний вираз, що описує ступінчасту пилкоподібну функцію, має вигляд:

$$f(t_N) = (2/\pi) \arctg[\tg(2\pi \cdot t_N + \pi/2)] - (2/\pi N_{num}) \arctg[\tg(2N_{num}\pi \cdot t_N + \pi/2)] \quad (3.8)$$

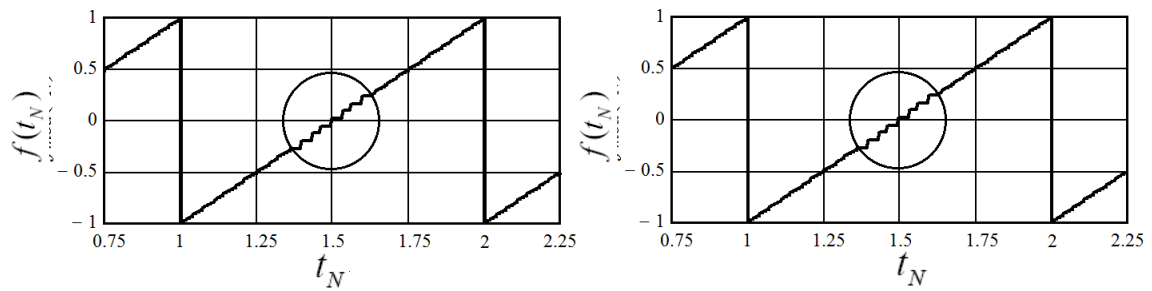
де N_{num} – кількість ступінок на період модуляції.

На рис. 3.4 наведені результати розрахунків ЧХА $\chi_N(t_N, \tau)$ та АХА $a_{1N}(t_N, \tau)$ у вигляді часових діаграм при $N_{num}=100$, отриманих згідно (3.1), (3.2) і (3.4) з урахуванням (3.8) для наступних випадків: (б) для нерухомого відбивача на відстані $l_0=1,5$ м від генератора при $p=0,08$ без урахування ПАМ; (в) для нерухомого відбивача на відстані $l_0=1,5$ м від генератора при $p=0,8$ без урахування ПАМ; (г) для нерухомого відбивача на відстані $l_0=1,5$ м від генератора при $p=0,8$ з урахуванням складової ПАМ (яка перевищує рівень сигналу в 10 разів); (д) для рухомого відбивача на відстані $l_0=1,5$ м, що рухається у напрямку до генератору з радіальною швидкістю $V_r=0,25$ м/с при $p=0,8$ без урахування ПАМ; (е) для рухомого відбивача на відстані $l_0=1,5$ м, що рухається у напрямку від генератора з радіальною швидкістю $V_r=0,25$ м/с при $p=0,8$ без урахування ПАМ.

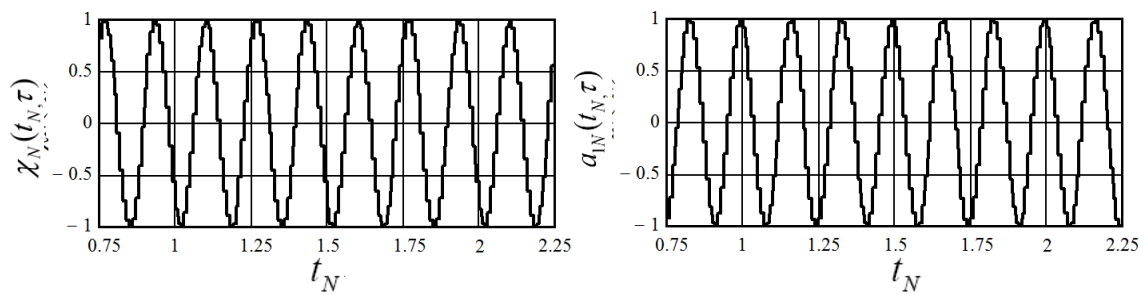
Відзначимо тут одну особливість сигналів. У разі нерухомого відбивача сходинки мають «горизонтальний майданчик», в разі відбивача, що віддаляється – нахил «назовні», а при наближенні – «всередину». З порівняння цих діаграм з відповідними діаграмами, наведеними на рис. 3.1 видно, що всі основні амплітудно-фазові і спектральні співвідношення сигналів і їх властивості («нахил» при $p \sim 1$) зберігаються і при дискретизації налаштування частоти. При цьому для виключення суттєвих викривлень сигналів частоту дискретного налаштування необхідно вибирати виходячи з виконання сильної нерівності: $N_{num}\Omega_M \gg \Omega_{cs}$.

Аналіз результатів виконаних розрахунків СХА АСБРЛ з ЧМ показав, що частота автодинного сигналу як для рухомого, так і нерухомого відбивача точно відповідає частоті перетвореного сигналу, який отримано у випадку гомодинної системи [74, 77, 78]. Однак наявність спотворень автодинних

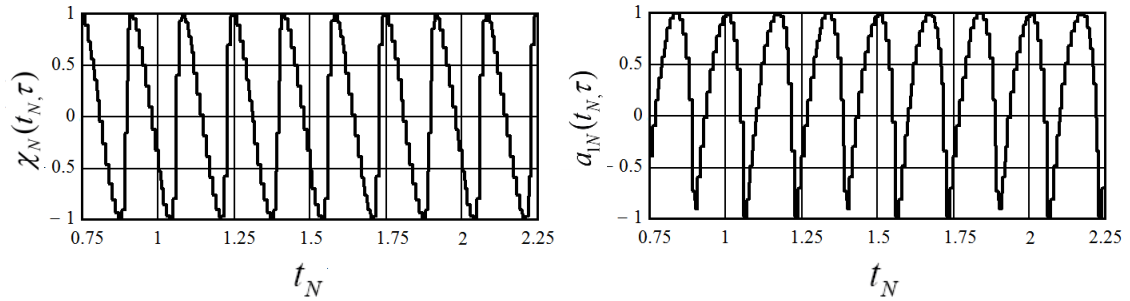
сигналів і значне збагачення спектру при величині параметра $p \sim 1$ вимагають додаткового обліку в пристроях обробки.



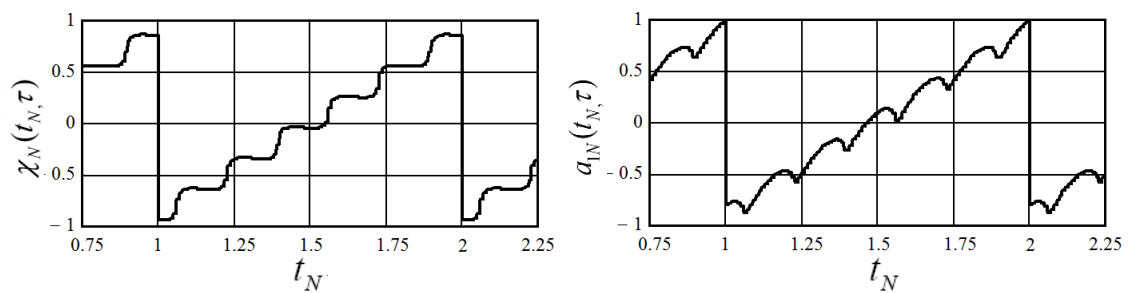
(a)



(б)



(в)



(г)

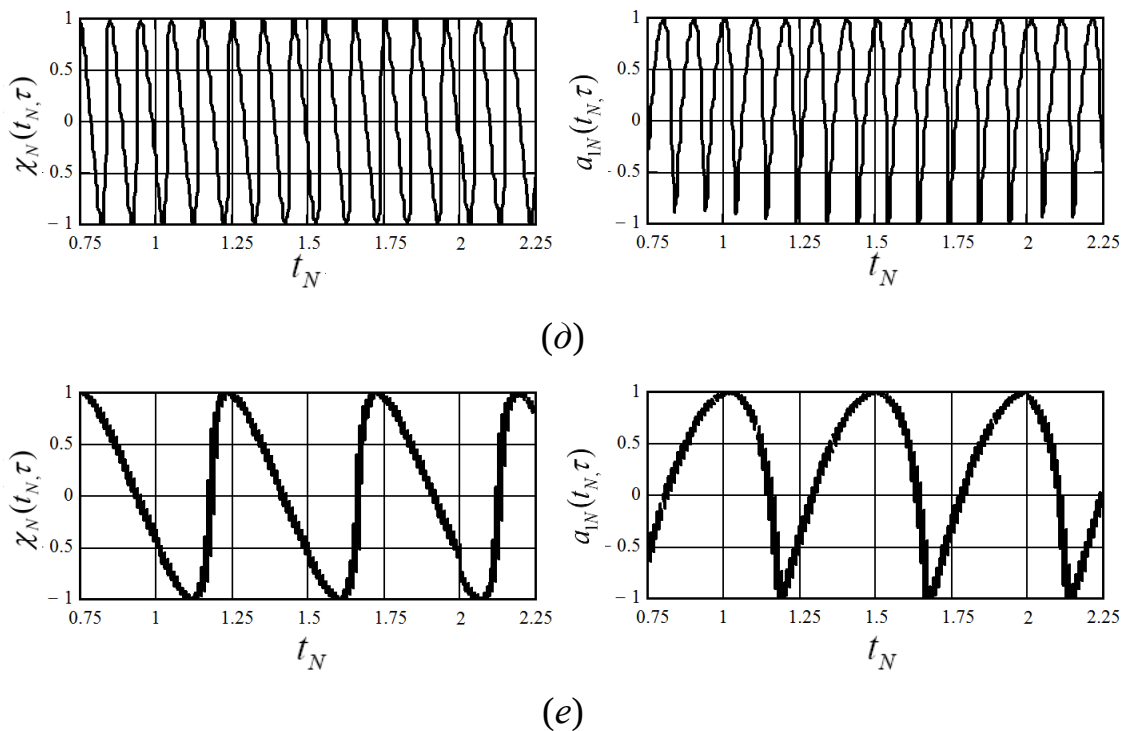


Рисунок 3.4 – Часові діаграми ЧХА $\chi_N(t_N, \tau)$ та АХА $a_{1N}(t_N, \tau)$ АСБРЛ з ЧМ за несиметричним пилкоподібним законом ступінчастої функції: модулюючої функції (а), для нерухомого відбивача (б) – (г), при суперпозиції корисного і паразитного відгуків (г), для об'єктів, що наближаються (д), та для об'єктів, що віддаляються (е)

3.2 Дослідження властивостей спектральних діаграм сигнальних характеристик автодина

На основі результатів побудови временних діаграм СХА отриманих в підпункті 3.1, побудуємо спектральні діаграми СХА, дослідимо їх особливості та порівняємо розрахункові дані з експериментальними.

3.2.1 Моделювання та дослідження спектральних діаграм сигнальних характеристик автодина

Спектральні діаграми $a_n(F_n)$ та $\chi_n(F_n)$ сигнальних характеристик при несиметричній пилкоподібній модуляції, розраховані при наступних параметрах генератора: $\theta=1$, $\psi=0.2$, $B_{FM}=5$, $p=0.8$, $k=M=50$, $\tau_n=0$ для

чотирьох значень нормованих відстаней $r_n = 0, 0.5, 1, 1.5$, наведено на рис. 3.5, де $r_n = \tau / T_a$ – параметр нормованої (відносно періоду T_a автодинного сигналу) відстані до об'єкту локації, а $B_{FM} = \Delta F_{FM} \tau$ – параметр «бази ЧМ» - визначає число періодів сигналу, що укладаються на періоді модулюючої функції при нерухомому відбиваючому об'єкті, де $\Delta F_{FM} = \Delta \omega_{FM} / 2\pi$ – девіація частоти, виражена в Гц.

Відзначимо, що при розрахунках використовувалася, на відміну від розглянутої раніше, модифікована модель сигналу автодинного відгуку, де $\Gamma = \Gamma(t, \tau)$ [2, 4, 6]. Надалі при аналізі автодинних характеристик будемо називати відрізки нормованої дальності r_n , кратні цілим числам, відповідними «робочими зонами», починаючи з першої, де $0 \leq r_n \leq 1$.

Результати розрахунків спектральних діаграм $a_n(F_n)$ та $\chi_n(F_n)$ сигнальних характеристик, розраховані при зазначених параметрах генератора і нормованих відстанях r_n (див. рис. 3.5, *a-d*), наведені на рис. 3.5. З приведених спектральних діаграм видно, що зі збільшенням нормованої відстані r_n ступінь ангармонічних спотворень діаграм АХА і ЧХА і, відповідно, рівень вищих гармонійних складових значно зменшується. Особливо виражена така тенденція для першій робочої зони, де $0 \leq r_n \leq 1$. У разі значень r_n , кратних цілому числу ($r_n = 1, 2, \dots$), а також при $p \ll 1$ ЧХА та АХА мають практично синусоїдальний вигляд, як у гомодинних СБРЛ з ЧМ.

Для більш наочного подання та оцінки виявлених залежностей надалі будемо використовувати узагальнений параметр, що характеризує ступінь спотворення квазіперіодичних коливань, коефіцієнт гармонік $K_{НС}$. Результати розрахунку цього коефіцієнта по десяти гармонікам, як функції нормованої відстані r_n , представлені на рис. 3.6 для різних значень параметра p .

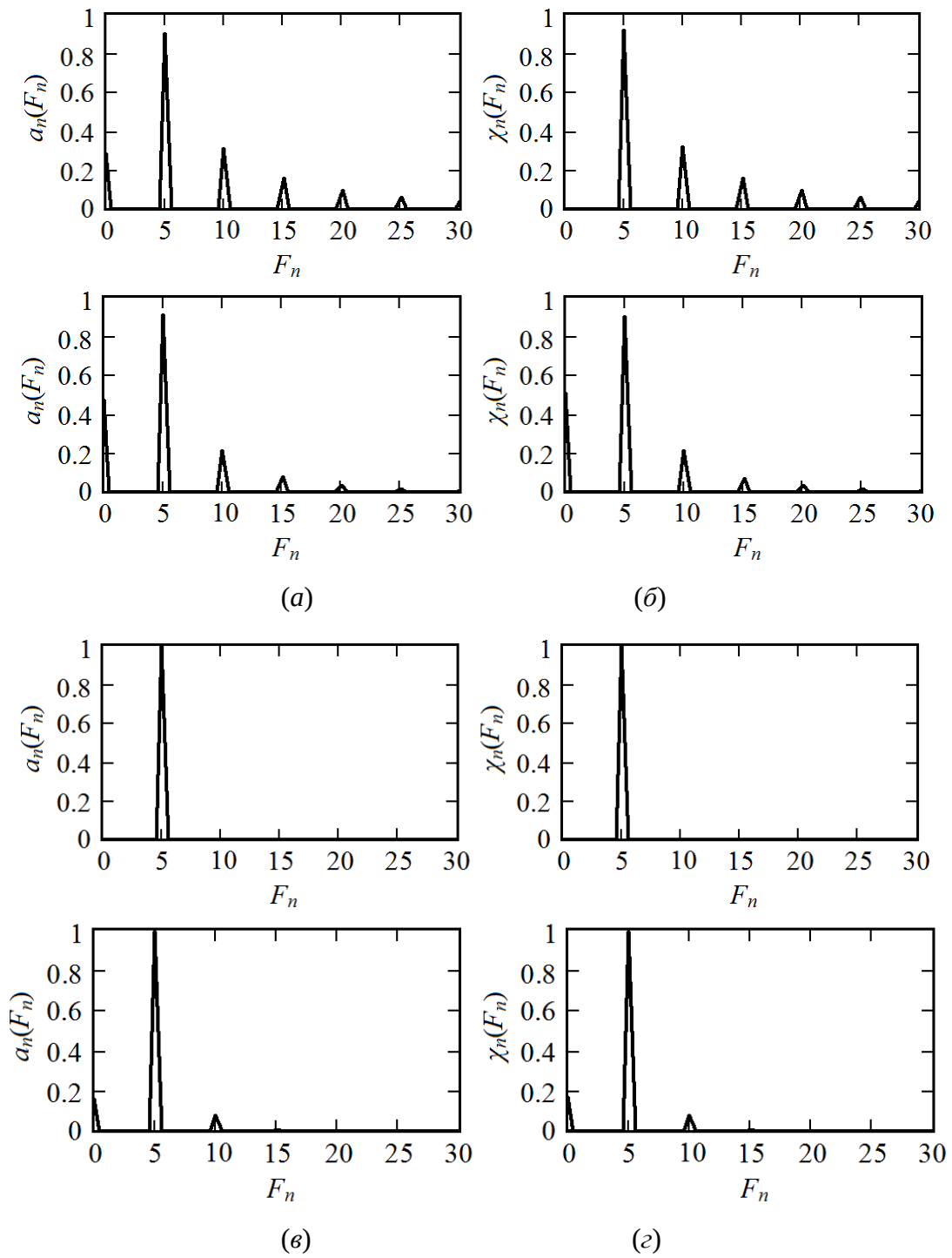


Рисунок 3.5 – Спектрограми $a_n(F_n)$ та $\chi_n(F_n)$, розраховані для нормованих значень діяльностей до об'єкту локації $r_n = 0$ (а), $r_n = 0.5$ (б), $r_n = 1$ (в) та $r_n = 1.5$ (г)

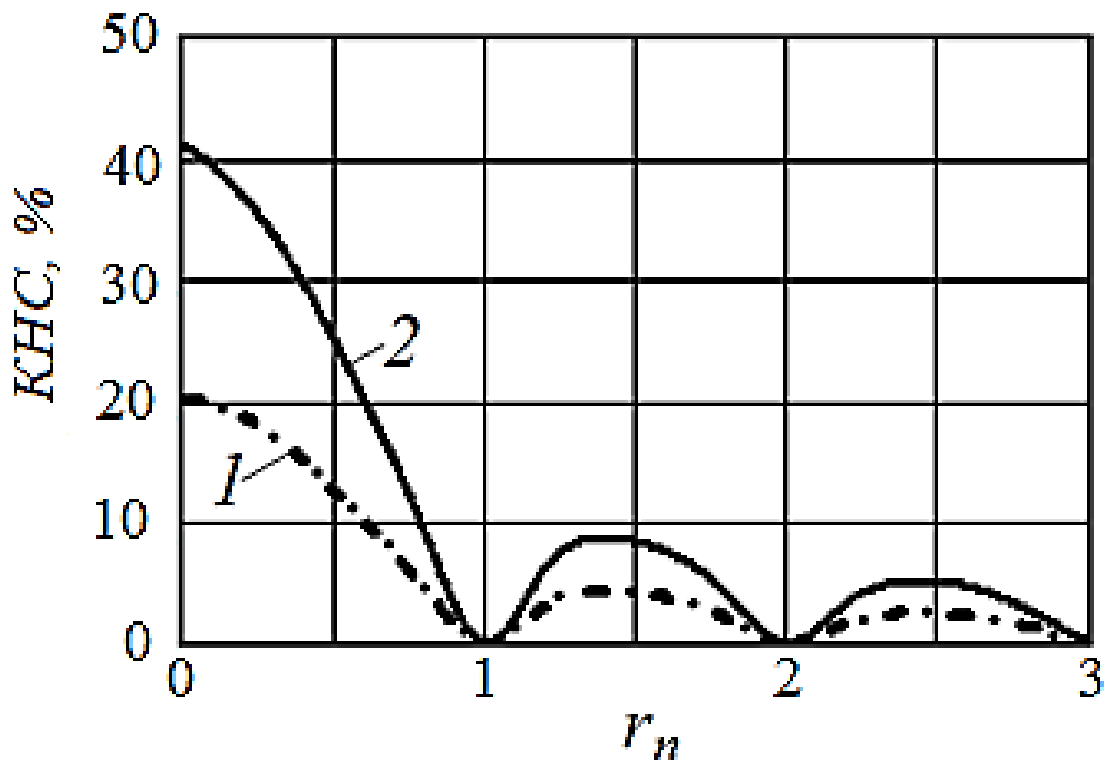


Рисунок 3.6 – Графіки залежності коефіцієнта нелінійних спотворень $K_{НС}(r_n)$ від нормованої відстані r_n , розраховані при значеннях параметра $p = 0.4$ (крива 1) та $p = 0.8$ (крива 2)

З графіків рис. 3.6 видно, що найбільші спотворення сигналів АСБРЛ з ЧМ спостерігаються в області малих значень нормованої відстані r_n першої робочої зони. При величині параметра $p = 0.8$ коефіцієнт гармонік в цій зоні досягає значення близько 40%. З подальшим переходом в робочі зони вищого порядку спотворення сигналів значно зменшуються, досягаючи мінімальних значень на нормованих відстанях r_n , кратних цілому числу ($r_n = 1, 2, \dots$).

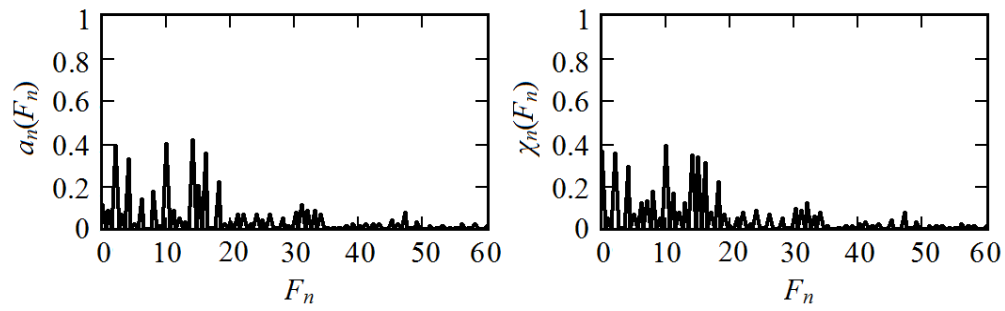
Отримані вище результати на перший погляд здаються такими, що суперечать усталеним уявленням [82, 83], але насправді мають цілком зрозумілий фізичний зміст. Для його розуміння досить звернутися до спрощеної моделі представлення процесу взаємодії автодинного генератора з власним відбитим випромінюванням, що описана у методі кроків [68].

З цієї моделі випливає, що з укороченням відносної тривалості радіоімпульсу (це еквівалентно збільшенню нормованої відстані), число парціальних відбиттів за час дії радіоімпульсу зменшується. Це веде до зменшення еквівалентного параметра зворотного зв'язку C_{eq} автодинної системи і, відповідно, рівня спотворень сигналу. При досягненні величиною нормованої відстані одиничного значення ($r_n=1$), коли вплив відбитого випромінювання стає однопарціальним, забезпечується формування практично гармонійних автодинних змін амплітуди і частоти коливань генератора, що і показано виконаним вище аналізом.

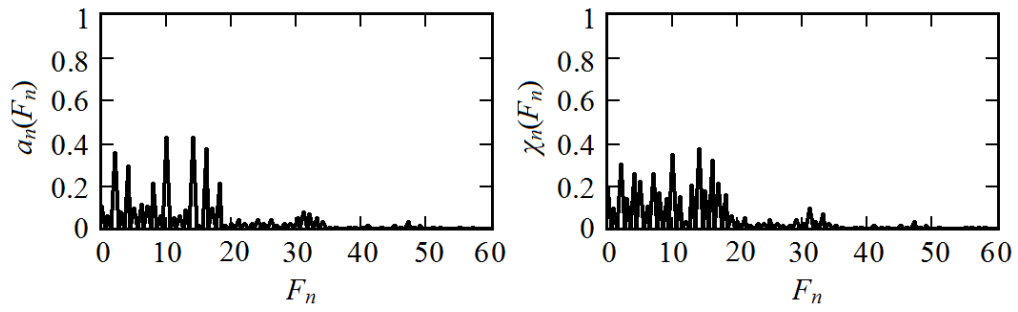
Для порівняння, виконаємо розрахунок спектральних діаграм $a_n(F_n)$ та $\chi_n(F_n)$ сигнальних характеристик при гармонійній модуляції, для значень модельних параметрів, що використовувалися для розрахунків у попередніх параграфах: $\theta=1$, $\psi=0.2$; $\tau_n=0$; $B_{FM}=5.3$; $p=0.8$, $k=M=50$.

Результати розрахунків спектральних діаграм $a_n(F_n)$ та $\chi_n(F_n)$ сигнальних характеристик, розраховані при зазначених параметрах генератора і нормованих відстанях r_n , наведені на рис. 3.7.

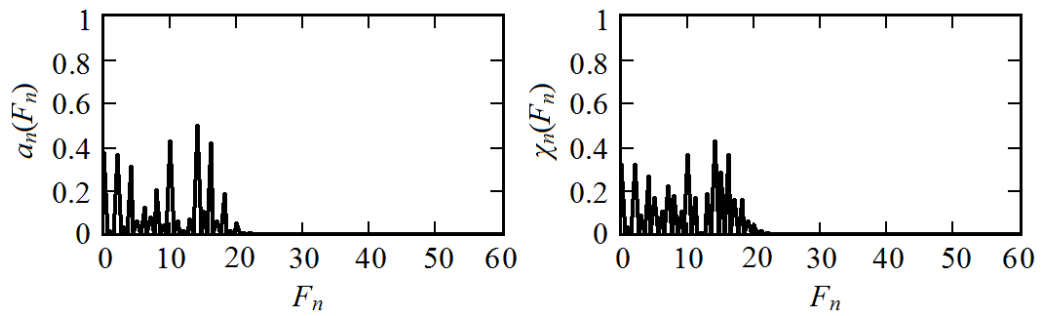
З аналізу часових і спектральних діаграм, наведених на рис. 3.7, а, виходить, що як і в попередньому випадку, зі збільшенням нормованої відстані r_n ступінь ангармонічних спотворень діаграм АХА і ЧХА істотно знижується. Аналогічно, така тенденція особливо помітна в першій робочій зоні, де $0 \leq r_n \leq 1$. У випадку ж значень r_n , кратних цілому числу ($r_n=1, 2, \dots$), ЧХА та АХА мають практично синусоїдальний вигляд без "нахилів хвиль" сигнальних характеристик, а в їх спектрах відсутні відповідні цим «нахилам» вищі гармоніки (див. рис. 3.7, в). У разі, коли $p \ll 1$, сигнальні характеристики $a_n(t_n)$ і $\chi_n(t_n)$ також не мають особливостей, оскільки у цьому випадку сформовані автодинні сигнали повністю відповідають сигналам гомодинних систем з ЧМ, що зазначалося вище.



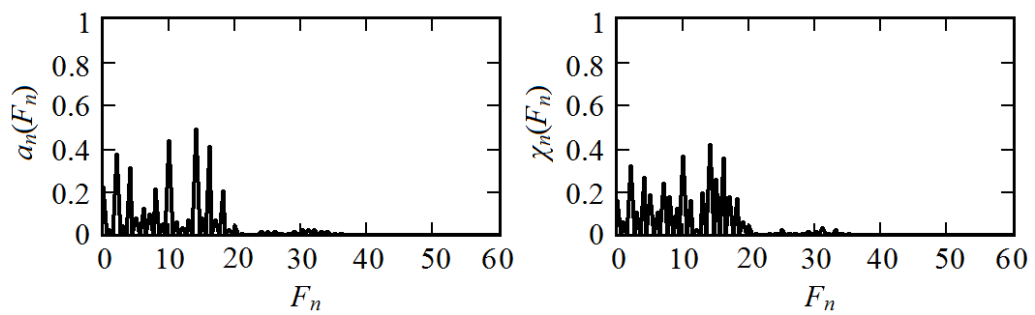
(a)



(б)



(в)



(г)

Рисунок 3.7 – Спектрограми $a_n(F_n)$ та $\chi_n(F_n)$, розраховані для різних значень нормованої відстані r_n : $r_n = 0$ (a), $r_n = 0.5$ (б), $r_n = 1$ (в) та $r_n = 1.5$ (г) при гармонійній модуляції

Для більш наочного подання та кількісної оцінки ангармонійних спотворень сигнальних характеристик АСБРЛ, як і в попередньому випадку, використовуємо коефіцієнт гармонік КНС. Графіки залежності КНС від нормованої відстані r_n для різних значень параметра p наведені на рис. 3.8, а. З графіків витікає, що найбільші спотворення сигналів спостерігаються в середині першої робочої зони. При величині параметра $p = 0.8$ коефіцієнт гармонік тут досягає значення 60%. З подальшим переходом в робочі зони вищого порядку спотворення сигналів значно зменшуються, досягаючи мінімальних значень на нормованих відстанях r_n , кратних цілому числу ($r_n = 1, 2, \dots$). Коефіцієнт гармонік КНС для розглянутого випадку помітно вище, ніж в разі лінійного закону ЧМ [84]. Вочевидь, дана відмінність обумовлена фазовою модуляцією сигналу.

Повертаючись до розгляду результатів розрахунку, представлених на рис. 3.7, необхідно відзначити присутність в спектрограмах сигналів постійних складових $a_0(F_n)$ та $\chi_0(F_n)$, що також заслуговує на особливу увагу при вивченні сигналів АГ з ЧМ. Наприклад, наявність постійної складової $\chi_0(F_n)$ у відгуку генератора зі зміни частоти $\chi_n(t_n)$ в певних робочих зонах вказує на деякий зсув середнього значення частоти коливань під дією відбитого сигналу. Врахування цього явища може знадобитися, наприклад, при обробці сигналів і аналізі завадостійкості систем. Результати розрахунків, виконаних у вигляді залежностей $a_0(r_n)$ та $\chi_0(r_n)$, представлені на рис. 3.8, б. З розрахованих кривих видно, що при досить великих значеннях параметра p , рівень постійної складової може досягати 10...15% від значення амплітуди нормованих сигнальних характеристик автодинних систем a_m та χ_m . У разі виконання умови $p \ll 1$ постійні складові в вихідних сигналах АГ з ЧМ практично відсутні.

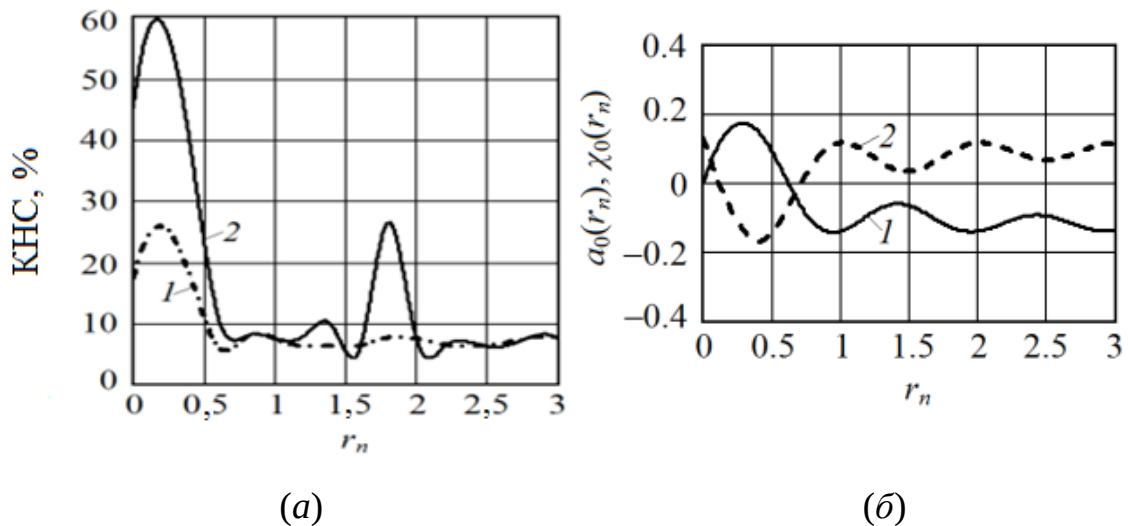
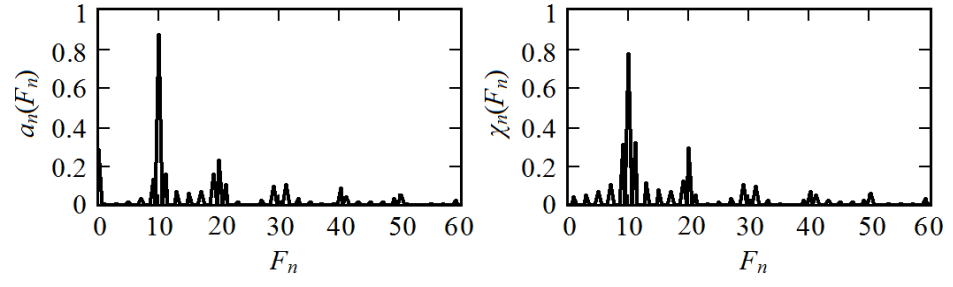
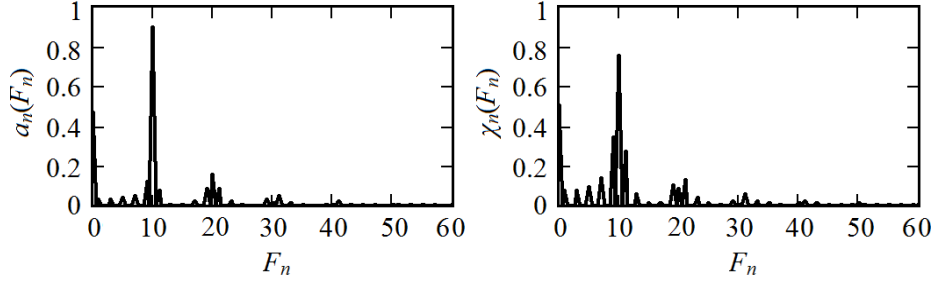


Рисунок 3.8 – Графіки залежності коефіцієнта нелінійних спотворень $K_{НС}(r_n)$, розраховані при значеннях параметра $p=0.4$ (крива 1) і $p=0.8$ (крива 2) та рівнів постійних складових $a_0(r_n)$ (крива 1) і $\chi_0(r_n)$ (крива 2)

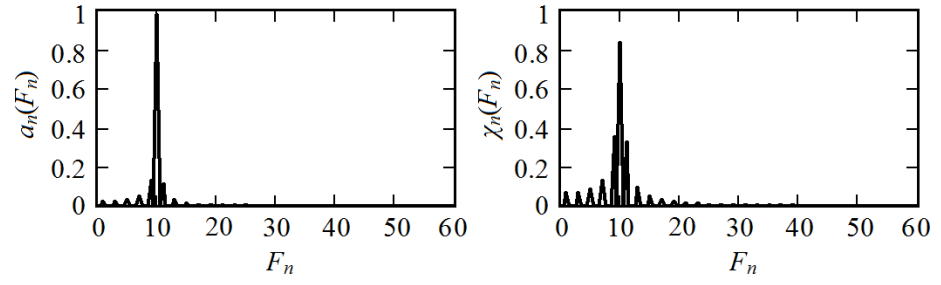
Наприкінці аналізу, виконаємо розрахунок спектрограм сигнальних характеристик $a_n(F_n)$ та $\chi_n(F_n)$ при симетричній пилкоподібній модуляції, що були розраховані для модельних параметрів, які використовувалися у розрахунках у попередніх параграфах: $\theta=1$, $\psi=0.2$; $\tau_n=0$; $B_{FM}=5.3$; $p=0.8$, $k=M=50$. Результати розрахунків спектральних діаграм $a_n(F_n)$ та $\chi_n(F_n)$, розраховані при зазначених параметрах генератора і нормованих відстанях r_n і B_{FM} приведені на рис. 3.9. Так само як і в двох попередніх випадках, з аналізу представлених на рис. 3.9, б–г і е–ж спектрограм видно, що зі збільшенням нормованої відстані r_n рівень вищих гармонійних складових значно зменшується. Найбільш важливий момент, який впливає з аналізу рис. 3.9, заключається у тому, що скачки фази сигналів в моменти перегину модулюючої функції у випадках, як кратного, так і некратного значень параметра B_{FM} викликають появу додаткових гармонійних спектральних складових.



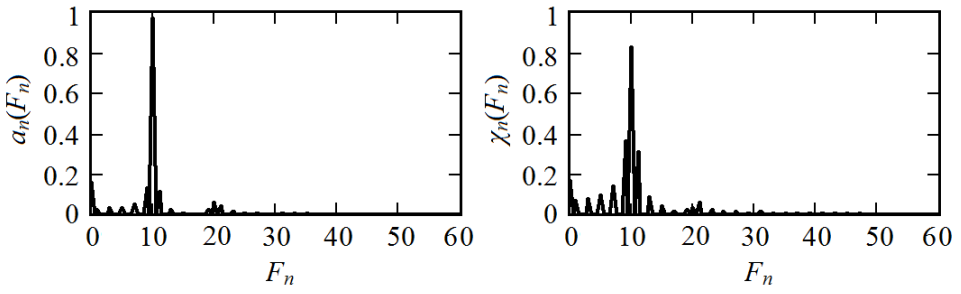
(a)



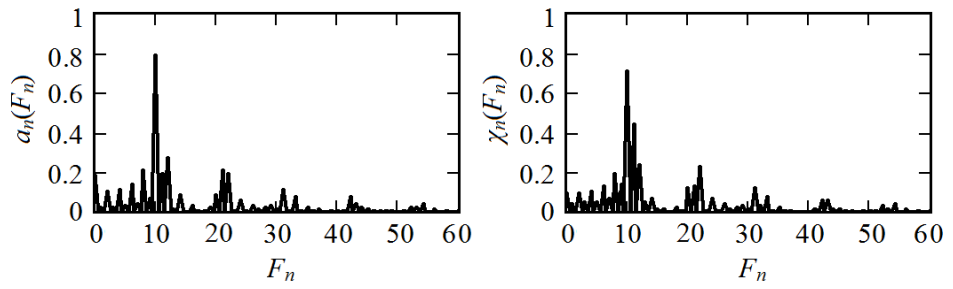
(b)



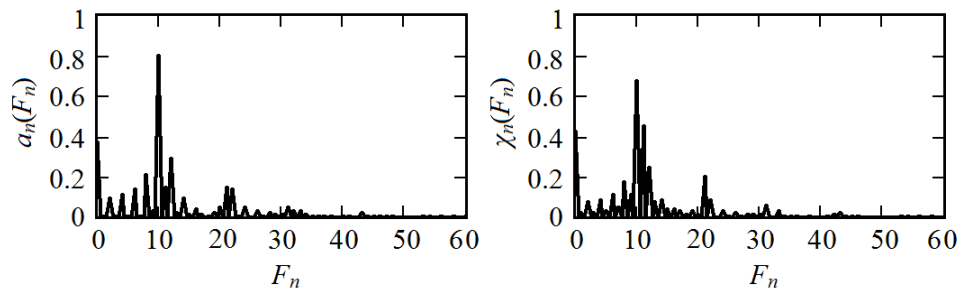
(c)



(d)



(e)



(f)

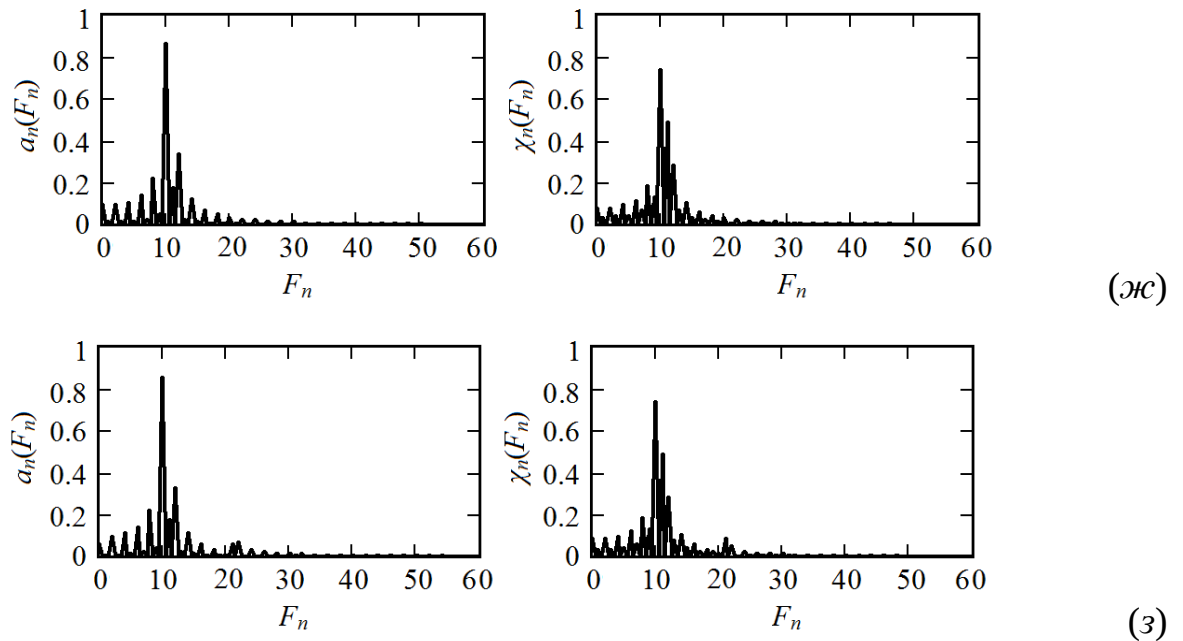


Рисунок 3.9 – Спектрограми $a_n(F_n)$ і $\chi_n(F_n)$, розраховані при $B_{FM} = 5$ (а–з), $B_{FM} = 5.3$ (д–з), різних значеннях нормованої відстані r_n : $r_n = 0$ (а), $r_n = 0.5$ (б), $r_n = 1$ (в) і $r_n = 1.5$ (з) та симетричній пілкоподібній модуляції

Ці складові, кратні частоті модуляції, групуються в околиці не тільки основної гармонійної спектральної складової сигналу, як у системах гомодинного типу, а також і в околиці кожної гармоніки більш високого порядку.

3.2.2 Експериментальне дослідження властивостей спектральних діаграм сигнальних характеристик автодина

Для встановлення ступеню адекватності розробленої математичної моделі результати моделювання порівнювалися з експериментальними результатами, що були отримані в умовах аналогічних до умов розрахунку. Нижче представлені експериментальні спектрограми сигналів автодинного відгуку встановлені для різних типів ЧМ – модуляції з якими порівнювалися результати математичного моделювання.

На рис. 3.10 представлені експериментальні спектрограми сигналів, для випадку несиметричної пилоподібної частотної модуляції, отримані від кутового відбивача (а) і від стіни п'ятиповерхового будинку (б). Кутовий відбивач з ефективною площею розсіювання близько 10 м^2 встановлювався на відстані $l = 3 \text{ м}$ (час затримки $\tau = 2 \cdot 10^{-8} \text{ с}$) від розтрубу антени АСБРЛ. Стіна будинку знаходилася на відстані $l = 60 \text{ м}$ ($\tau = 4 \cdot 10^{-7} \text{ с}$). Амплітуди сигналів (U_s) в обох випадках були практично однаковими. Частота перетвореного сигналу в першому випадку становила близько 100 кГц ($T_a = 1 \cdot 10^{-5} \text{ с}$), а в другому – 2 МГц ($T_a = 5 \cdot 10^{-7} \text{ с}$).

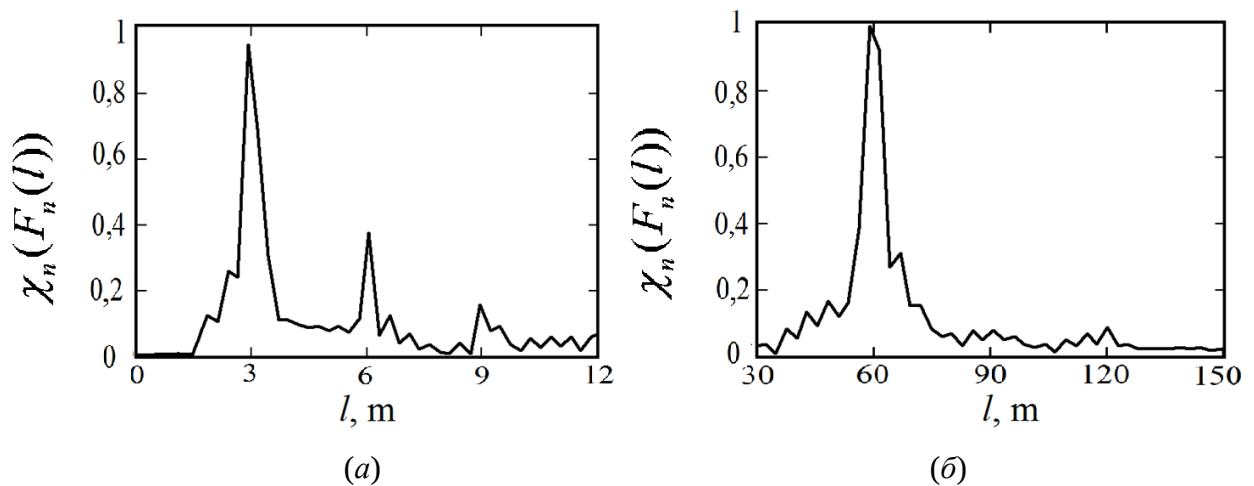


Рисунок 3.10 – Спектрограми сигналів автодинного відгуку, отриманих від кутикового відбивача (а) і від стіни п'ятиповерхового будинку (б)

У першому випадку (див. рис. 3.10, а) на спектрограмі видно помітний рівень другої і третьої вищих гармонік, характерний ангармонічним спотворенням автодинного сигналу. У другому випадку вищі гармонійні складові сигналу практично відсутні. З порівняння отриманих спектрограм рис. 3.10, а, б і спектрограм розрахованих на основі розробленої автором математичної моделі і представлених відповідно на рис. 3.5, а, б, видно їх якісну відповідність.

На рис. 3.11 представлені експериментальні спектрограми сигналів, для випадку гармонійної частотної модуляції, отриманих від кутикового відбивача

(а) і від стіни п'ятиповерхового будинку (б). Кутиковий відбивач з ефективною площею розсіювання близько 10 м^2 встановлювався на відстані $l = 3 \text{ м}$ (час запізнювання $\tau = 2 \cdot 10^{-8} \text{ с}$) від розтрубу антени. Стіна будинку знаходилася на відстані $l = 60 \text{ м}$ ($\tau = 4 \cdot 10^{-7} \text{ с}$). Найбільша частота перетвореного сигналу від кутикового відбивача становила близько 200 кГц ($T_a = 6 \cdot 10^{-6} \text{ с}$), а від стіни будівлі – 4 МГц ($T_a = 2.5 \cdot 10^{-7} \text{ с}$). Амплітуди сигналів (U_s) в обох випадках були практично однаковими.

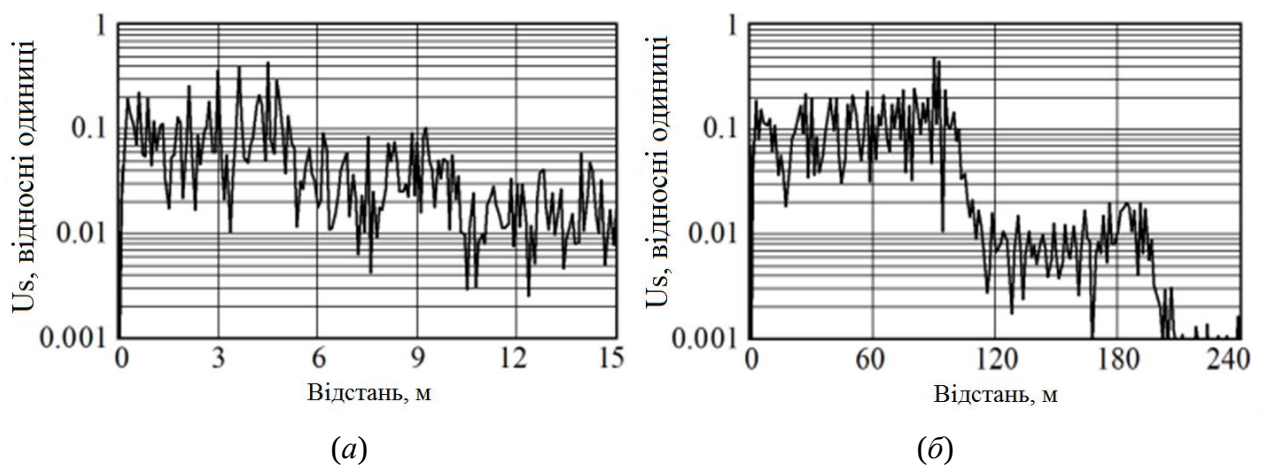


Рисунок 3.11 – Спектрограми перетворених автодином сигналів, отриманих від кутикового відбивача (а) і від стіни п'ятиповерхового будинку (б) при ЧМ за гармонійним законом

У першому випадку (див. рис. 3.11, а) на спектрограмі видно помітний рівень другої і третьої вищих гармонік, характерний у випадку ангармонійного спотворення автодинного сигналу. У другому випадку вищі гармонійні складові сигналу мають значно менший рівень, ніж в першому. З порівняння отриманих спектрограм рис. 3.11, а, б і спектрограм, розрахованих на основі розробленої автором математичної моделі і представлених відповідно на рис. 3.7, а, г, видно їх якісну відповідність.

На рис. 3.12 представлені експериментальні спектрограми сигналів, для випадку симетричної пилоподібної частотної модуляції, отриманих від кутикового відбивача (а) і від стіни п'ятиповерхового будинку (б). Кутиковий відбивач з ефективною площею розсіювання близько 10 м^2 встановлювався на відстані $l=3 \text{ м}$ (час запізнювання $\tau=2\cdot 10^{-8} \text{ с}$) від розтрубу антени АСБРЛ. Стіна будинку знаходилася на відстані $l=60 \text{ м}$ ($\tau=4\cdot 10^{-7} \text{ с}$). Амплітуди сигналів (U_s) в обох випадках були практично однаковими. Частота перетвореного сигналу в першому випадку становила близько 200 кГц ($T_a=6\cdot 10^{-6} \text{ с}$), а в другому – 4 МГц ($T_a=2.5\cdot 10^{-7} \text{ с}$).

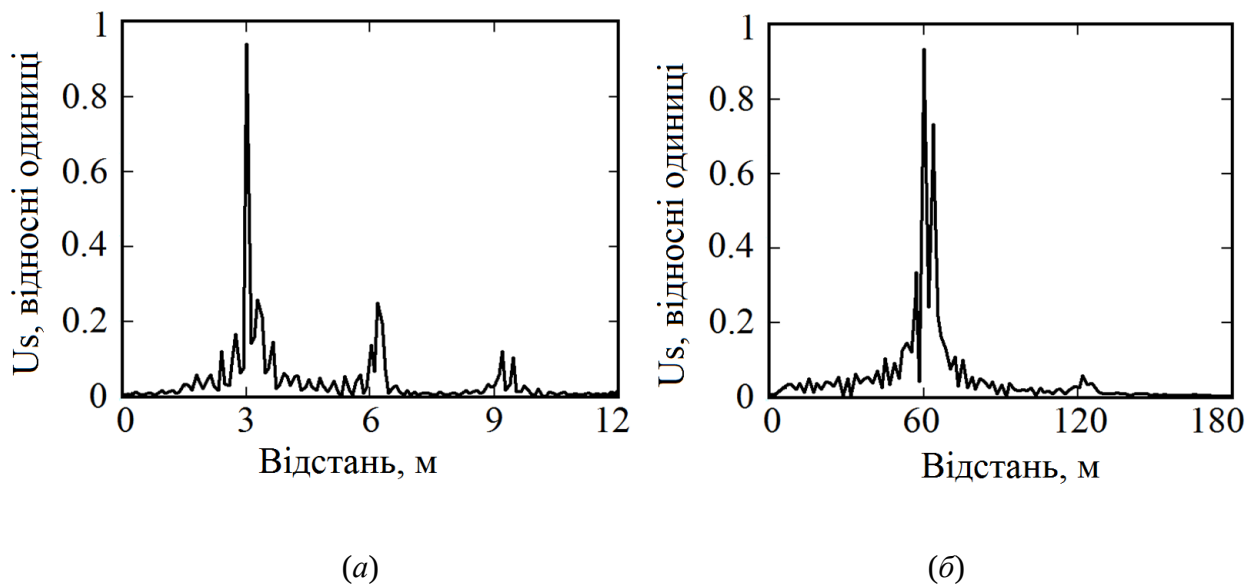


Рисунок 3.12 – Спектрограми перетворених автодином сигналів, отриманих від кутикового відбивача (а) і від стіни п'ятиповерхового будинку (б)

У першому випадку (див. рис. 3.12, а) на спектрограмі видно помітний рівень другої і третьої вищих гармонік, характерний ангармонічним спотворенням автодинного сигналу. У другому випадку вищі гармонійні складові сигналу практично відсутні. З порівняння отриманих спектрограм рис. 3.12, а, б і спектрограм, розрахованих на основі розробленої автором

математичної моделі і представлених відповідно на рис. 3.9, *a*, *г* и *д*, *к*, видно їх якісну відповідність.

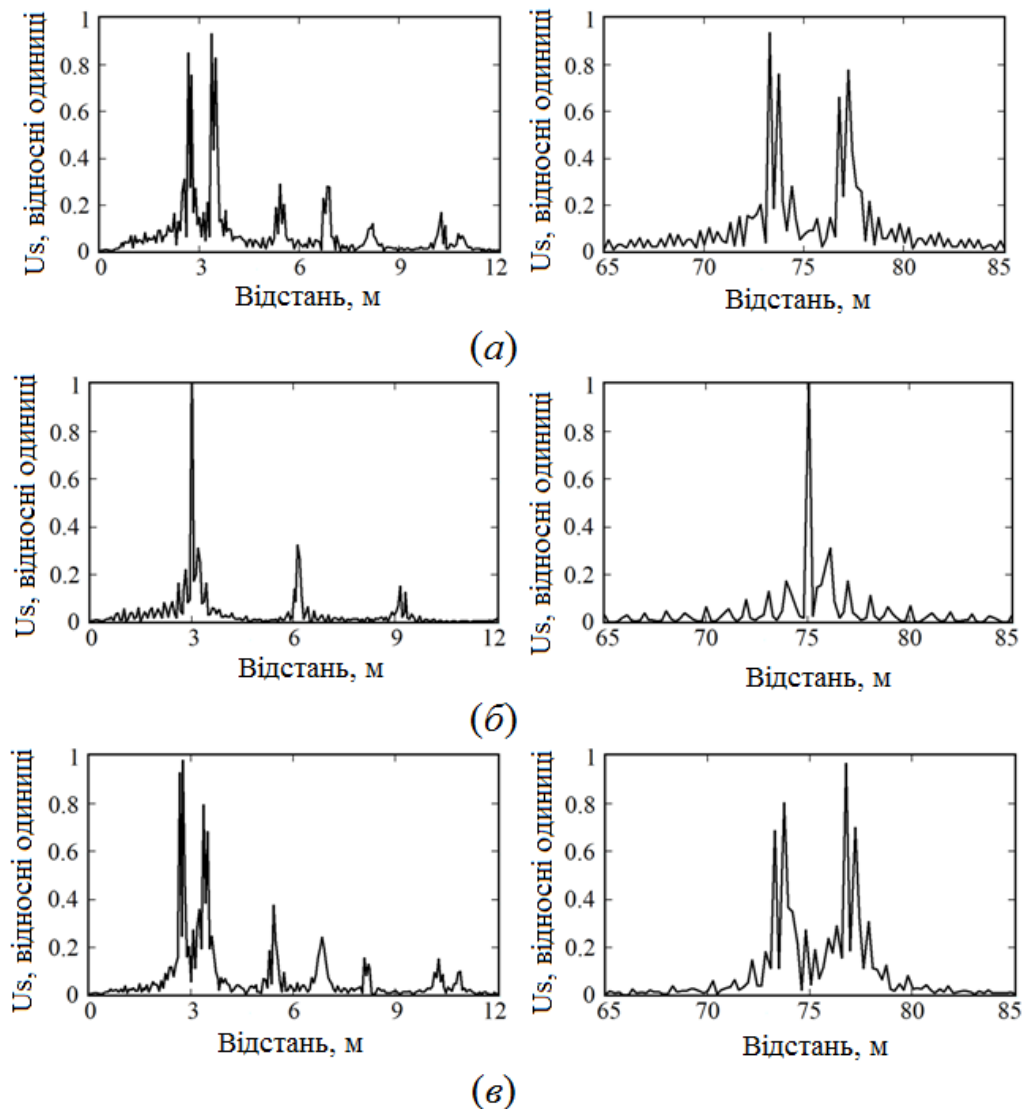


Рис. 3.13 – Спектрограммы преобразованных автодином сигналов, полученные от приближающегося (*a*), неподвижного (*b*) и удаляющегося (*c*) отражающего объекта (имитатора)

На рис. 3.13 представлені експериментальні спектрограми сигналів, для випадку симетричної пилкоподібної частотної модуляції, отриманих від відбиваючого об'єкту, що наближається (*a*), нерухомого (*б*) і такого, що віддаляється (*в*), в якості якого використовувався електромеханічний імітатор доплерівського сигналу. У першому експерименті відстань від АСБРЛ до імітатора була 3 м (див. спектрограми зліва), у другому – 75 м (див.

спектрограми праворуч). При цьому до НВЧ модулю та імітатора пристиковувалися рупорні антени з коефіцієнтами підсилення близько 25 дБ.

У другому досліді використовувалися дводзеркальні антени, які мають коефіцієнти підсилення близько 42 дБ. Амплітуди сигналів (U_s) в обох дослідях вирівнювалися за допомогою змінного аттенюатора, що вводиться між НВЧ модулем і антеною. При цьому загасання аттенюаторів у всіх дослідях встановлювалося такими, щоб забезпечувалася величина параметра $p \approx 0.8$.

У першому досліді (див. діаграми зліва рис. 3.13) на спектрограмах видно помітний рівень другої і третьої вищих гармонік, характерний ангармонійним спотворенням автодинного сигналу. У другому досліді (див. діаграми праворуч) рівень вищих гармонік значно нижче, ніж в попередньому досліді.

Порівняння експериментально встановлених спектрограм з аналогічними (розрахованими в аналогічних умовах) теоретично розрахованими залежностями дозволяє стверджувати, що експериментальні данні якісно співпадають з результатами теорії. Так графіки залежностей 3.10 – 3.12 добре корелюють з залежностями 3.5, 3.7, 3.9 відповідно. Таким чином отримані дані експерименту підтвердили адекватність розробленої вище математичної моделі для аналізу і розрахунків сигнальних і спектральних характеристик АД з ЧМ.

3.3 Дослідження особливостей застосування автодинних генераторів з ЛЧМ в системах ближньої радіолокації

Для створення перспективних АСБРЛ з ЧС і грамотного їх практичного застосування представляє інтерес розглянути деякі особливості застосування автодинних генераторів з ЛЧМ в системах ближньої радіолокації

3.3.1 Основне рівняння радіолокації, дальність дії і роздільна здатність РЛС з ЛЧМ

У теорії радіолокації важливе місце займає рівняння, що описує потужність прийнятого радіолокатором сигналу, та встановлює зв'язок між основними параметри радіолокатора, такими як параметри антенної системи,

відстань до цілі та ін. Це рівняння відоме в літературі як основне рівняння радіолокації [85] та має наступний вигляд:

$$P_{rec} = \frac{P_{tr} G_{tr}}{4\pi R^2} \frac{\sigma}{4\pi R^2} A_{rec} \quad (3.9)$$

де P_{rec} – потужність, що приймається, P_{tr} – потужність, що випромінюється, G_{tr} – коефіцієнт підсилення передавальної антени, A_{rec} – апертура приймальної антени, R – відстань до цілі, σ – ефективна площа розсіювання (ЕПР) цілі. З (3.9) слідує вираз для визначення максимально можливої дальності дії РЛС безперервного режиму (РЛС з ЛЧМ в тому числі):

$$D_{max}^{rad} = \sqrt[4]{\frac{G_{tr} G_{rec} \lambda^2 \sigma \cdot P_{tr}}{(4\pi)^3 \cdot P_{rec}^{min}}} \quad (3.10)$$

де D_{max}^{rad} – максимально можлива дальність дії РЛС, P_{rec}^{min} – мінімально детектована потужність або чутливість приймача, G_{rec} – коефіцієнт підсилення приймальної антени, λ – довжина хвилі випромінювання (для РЛС з ЛЧМ довжина хвилі визначається по центральній частоті випромінювання).

Відзначимо, що формула (3.10) відображає теоретичну межу дальності дії радіолокаторів безперервної дії, виходячи тільки з енергетичних співвідношень і без додаткових уточнень, формула (3.10) носить оціночний характер [85]. Насправді існують чинники, які додатково обмежують дальність дії реальних РЛС. Так для РЛС з ЛЧМ існує обмеження з дальності, пов'язане з параметрами ЛЧМ імпульсу, а саме в граничному випадку, дальність дії обмежується тривалістю зондуючого ЛЧМ-радіоімпульсу:

$$D_{max}^{LFM} = \frac{c_0}{2} T_d \quad (3.11)$$

де T_d – тривалість імпульсу, $D_{\max}^{LFM}$ – дальність дії РЛС з ЛЧМ. Отже, для РЛС з ЛЧМ максимально можлива дальність дії РЛС визначається як $D_{\max} = \min(D_{\max}^{rad}, D_{\max}^{LFM})$.

Крім дальності дії, для кількісного опису максимальних (граничних) можливостей радіолокаторів теорія РЛС використовує ще одну важливу для практичного застосування характеристику – роздільна здатність. Під роздільною здатністю, традиційно, розуміють здатність РЛС розрізняти дві близько розташованих цілі. Зауважимо, що при визначенні просторового положення цілі, роздільну здатність можливо визначити у два способи: з інформації про дальність до цілі, та з інформації про її кутові координати. Тут ми розглянемо тільки роздільну здатність, визначену з дальності, оскільки роздільна здатність, що визначається з кутових координат в основному пов'язана тільки з параметрами антеної системи. Роздільна здатність, що визначається з дальності до цілі для РЛС з ЛЧМ визначається за формулою:

$$\Delta D = \frac{c_0}{2\Delta F} \quad (3.12)$$

де ΔF – девіація частоти (величина варіювання частоти), c_0 – швидкість розповсюдження світла у вільному просторі.

Відзначимо, що в разі модуляції частоти імпульсу не за лінійним законом для визначення роздільної здатності РЛС вираз (3.12) не використовується.

3.3.2 Енергетичний потенціал автодинного радіолокатора

Повернемося до виразу (3.10) для визначення дальності дії РЛС. В ньому відношення $P_{tr}/P_{rec}^{\min} = \Pi$ називають граничним енергетичним потенціалом (ЕП) прийомо-передавача, яке також є однією з важливих характеристик РЛС. Так, при аналізі приймача, граничний ЕП має прикладне значення при розробці радіолокаційних систем і служить для порівняльної оцінки дальності дії радіолокаторів в лабораторних умовах. На практиці граничний енергетичний потенціал зручно розраховувати як відношення потужності випромінюваного

сигналу до потужності мінімально детектованого прийнятого сигналу. При цьому під мінімально детектованим сигналом розуміється сигнал при якому співвідношення сигнал-шум дорівнює одиниці. Енергетичний потенціал також можна визначити як відношення потужності випромінюваного сигналу до потужності власних шумів приймача.

Звідси випливає зв'язок енергетичного потенціалу з ще однією важливою характеристикою сигналу - співвідношенням сигнал-шум (SNR). Дійсно, якщо припустити, що шумові складові сигналу на вході приймача є тільки внутрішніми шумами приймача-передавача ($P_{noise}^{ext} = 0$), то можна отримати такий вираз для SNR:

$$SNR = \frac{P^{signal}}{P^{noise}} = \frac{P^{signal}}{P_{ext}^{noise} + P_{tr,rec}^{noise}} = \frac{P^{signal}}{P_{tr,rec}^{noise}} = \frac{P_{tr} \cdot P^{signal}}{P_{tr,rec}^{noise} \cdot P_{tr}} = \Pi \cdot \frac{P^{signal}}{P_{tr}}. \quad (3.13)$$

Узагальненим наслідком цього є тривіальне зауваження, що для двох однотипних РЛС, що формують однаковий по потужності сигнал на передавачі і приймають сигнал від одного і того ж об'єкта в однакових умовах (в заданій шумовій обстановці), співвідношення сигнал-шум на приймачі буде вище для сигналу на РЛС з більш високим ЕП. Це означає, що при побудові алгоритмів роботи РЛС з цифровим синтезом і обробкою сигналу, слід аналізувати і вибирати алгоритми, що максимізують значення граничного ЕП аналого-цифрового прийомо-передавача.

Розглянемо два можливих варіанти визначення граничного ЕП радіолокатора в лабораторних умовах. Традиційним є використання трьох приладів – генератора, осцилографа і ватметра. Генератор з атестованою шкалою потужності і осцилограф можуть бути використані для визначення граничної чутливості приймача, а ватметр, в свою чергу, для визначення потужності, що випромінюється передавачем. Однак, як неодноразово було відзначено вище, автодини мають свою специфіку, що унеможливорює використання такої методики. А саме, стає неможливим підключення

зовнішнього генератора на вхід приймача, оскільки автодин, за визначенням, взаємодіє тільки зі своїм власним випромінюванням. Таким чином, в разі використання автодина, слід скористатися іншою, єдино можливою на наш погляд, методикою [71]. Так, слід навантажити автодинний генератор, на атенюатор з короткозамикачем на виході так, щоб при повністю відкритому атенюаторі вся потужність, що випромінюється, повністю поверталася назад. Далі, для проведення вимірювання ЕП, слід закривати атенюатор до тих пір, поки співвідношення сигнал-шум не стане рівним одиниці, тобто $P_{rec} = P_{tr,rec}^{noise}$. Для такої схеми вимірювання, вираз для розрахунку ЕП можливо подати у вигляді:

$$\Pi = \frac{P_{tr}}{P_{tr,rec}^{noise}} = \frac{(P_{dis} / P_{rec})P_{rec} + P_{rec}}{P_{tr,rec}^{noise}} = \frac{(P^{ratio} + 1)P_{rec}}{P_{tr,rec}^{noise}} = (P^{ratio} + 1) \quad (3.14)$$

де P_{dis} – потужність розсіяна атенюатором, P^{ratio} – значення шкали атенюатора в разях, $P_{tr,rec}^{noise}$ – потужність власного шуму приймача.

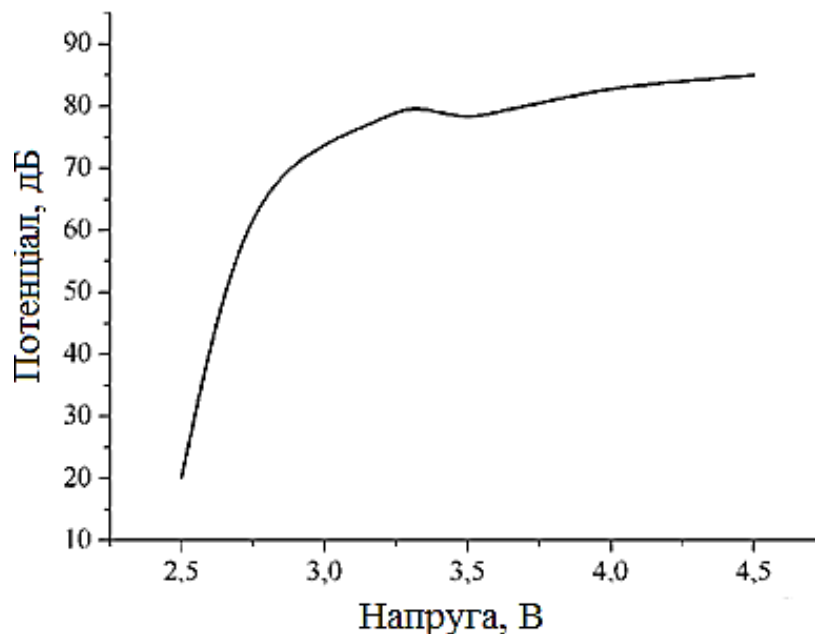


Рисунок 3.14. – Залежність потенціалу автодинного приймача-передавача від величини напруги живлення діода Ганна встановлена за результатами експерименту

На рис. 3.14. зображено графік залежності потенціалу автодинного приймача від положення робочої точки на вольтамперній характеристиці генератора на основі діода Ганна.

Для отримання графіка ми змінювали напруги живлення діода Ганна, і при кожному новому значенні, вимірювався ЕП автодинного приймача. Як видно з графіка, з підвищенням напруги живлення ЕП автодина зростає у діапазоні зміни напруги живлення $0 < U < 4.5\text{В}$. У зв'язку з тим, що гранично допустима напруга живлення для використаного нами діода Ганна становить 4.5 В, вимір ЕП при більш високих напругах не проводився.

3.3.3 Аналого-цифрова фільтрація сигналу ПЧ

Як було відзначено в розділах 1, 2 і в даному розділі вище, СХА містять, як корисний сигнал, так і ПАМ, наявність якої не бажана, тому що формально ПАМ відноситься до власних шумів прийомо-передавача. Традиційно сигнал ПАМ намагаються відфільтрувати за допомогою аналогових фільтрів високих частот.

Крім того, СХА містить високочастотні шумові складові, пов'язані з власними шумами діода Ганна (див. розділ 2). Для їх фільтрації слід використовувати аналоговий фільтр низьких частот, або смуговий фільтр, з пропускною здатністю, що узгоджена з частотами ПЧ автодина. Використання такого фільтра дозволяє звужити смугу сигналу автодинного відгуку і, отже, підвищити співвідношення сигнал-шум прийнятого сигналу.

У разі побудови цифрового приймача з використанням аналого-цифрового перетворювача (АЦП), важливим також є узгодження рівня сигналу ПЧ з динамічним діапазоном АЦП. Це необхідно для того, щоб знизити шуми квантування - помилки, що виникають при оцифровуванні аналогового сигналу і пов'язані з округленням (до певного розряду) сигналу або його урізанням (відкиданням молодших розрядів).

Окремої уваги заслуговує розгляд процесу фільтрації корисного сигналу від паразитних складових, що пов'язані з перехідними процесами при формуванні ЛЧМ імпульсу. На рис. 3.15. схематично наведено графік переналаштування автодинного генератора по частоті в разі несиметричного пилкоподібного ЛЧМ імпульсу, а також відповідна СХА, для випадку слабкого зворотного зв'язку (мінімального значення коефіцієнта p , коли достатньо розглянути лише основну гармоніку сигналу автодинного відгуку, тобто в разі, коли умовно можна сказати, що автодин працює «в режимі гомодина»).

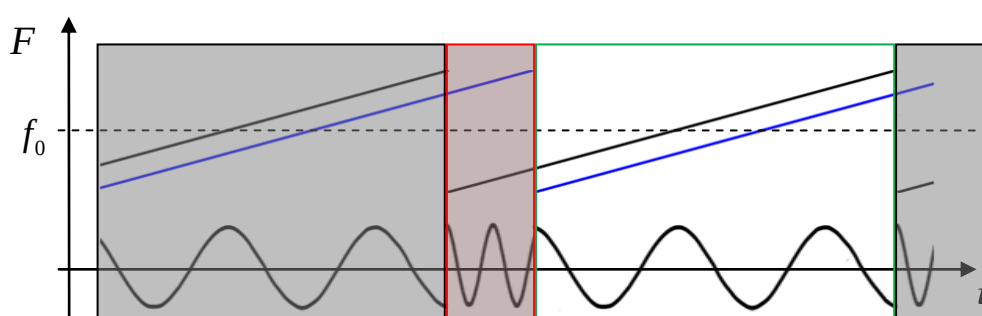


Рисунок 3.15 – Схематичні графіки переналаштування автодинного генератора по частоті і сигналу ПЧ для серії несиметричних пилкоподібних ЛЧМ імпульсів

З графіка видно, що час тривалості ЛЧМ імпульсу формально можна розділити на два інтервали: основний інтервал, коли сигнал ПЧ формується в результаті змішування сигналу на поточній частоті з затриманим у часі сигналом цього ж імпульсу, що повернувся від відбивача; і інтервал «невизначеності», коли сигнал ПЧ формується в результаті змішування затриманого у часі сигналу попереднього імпульсу з сигналом на поточній частоті. При цьому на інтервалі «невизначеності» сигнал ПЧ має більш високу частоту (ніж сигнал ПЧ від тієї ж цілі на основному інтервалі), а також в кінці і на початку інтервалу спостерігається стрибок фази у сигналі ПЧ.

Довжина часового інтервалу невизначеності визначається лише відстанню від радара до відбивача і не перевищує часу затримки сигналу, відбитого від

об'єкта, розташованого на максимальному віддаленні $D_{\max}$. Формально, сигнал ПЧ від одиночного відбивача на часовому інтервалі невизначеності детермінований і не є шумом, в той же час, скачки фази сигналу ПЧ на границі інтервалу можна вважати довільними.

У разі наявності кількох розподілених відбивачів в зоні дії радара, сигнал ПЧ на часовому інтервалі невизначеності має складну залежність від часу і близький до шуму. У тих випадках, коли $D_{\max} < D_{\max}^{LFM}$, одним з можливих способів придушення паразитних складових, пов'язаних зі стрибком частоти при її модуляції, є виключення з масиву оцифрованих даних перших відліків кожного імпульсу, накопичених протягом інтервалу невизначеності. Така реалізація синхронного збору сигналу автодинного відгуку дозволяє підвищити енергетичний потенціал прийомо-передавача.

Також, на закінчення, варто відзначити, що довжина інтервалу невизначеності залежить від величини коефіцієнта зворотного зв'язку і зростає з його збільшенням, і як, наслідок, скачки фази, пов'язані з запізненням відбитого сигналу від ближніх відбивачів, впливають на сигнал ПЧ сильніше (і довше у часі) ніж скачки фази, що пов'язані з далекими цілями. В цілому, коректне визначення довжини інтервалу невизначеності для автодинного радіолокатора аналітично – не просте завдання. На практиці ж, таке завдання можна вирішити за допомогою статистичного аналізу результатів серії лабораторних вимірювань і експериментів.

3.3.4 Підвищення співвідношення сигнал-шум і роздільної здатності РЛС ближньої дії шляхом статичної корекції зондуючого імпульсу

Як було продемонстровано в другому і третьому розділах даної роботи, спектр сигналу автодинного відгуку від одиночної цілі залежить від виду ЧМ імпульсу. Оптимальною є модуляція за лінійним законом, в той же час це не завжди вдається реалізувати на практиці, з огляду на використання напівпровідникових компонент з реальними, а не ідеальними

характеристиками. Як наслідок, на практиці спостерігається розширення (розповзання на кілька комірок Фур'є) спектра сигналу автодинного відгуку від одиночного відбивача і зниження потужності сигналу автодинного відгуку на частоті, що відповідає заданій дальності (зниження потужності спектра сигналу у відповідній комірці Фур'є). Це призводить до зменшення роздільної здатності автодинної РЛС та знижує рівень співвідношення сигнал-шум сигналу автодинного відгуку.

При формуванні зондуючого імпульсу за рахунок варіювання керуючої напруги на варакторі за допомогою цифрового сигнального процесора, проблему нелінійності характеристики налаштування частоти вдається вирішити за допомогою статичної корекції зондуючого імпульсу. Цей підхід полягає у формуванні (за допомогою цифрового сигнального процесора) керуючої напруги на варакторі за спеціально підібраним законом $V_{corr}(t)$, таким щоб перестроєчна характеристика $F(V_{corr}(t))$ була строго-лінійною функцією часу t . Фактично, вибір закону зміни керуючої напруги від часу може бути визначений наступним чином:

$$V_{corr}(t) = F_{ideal}^{-1}(F(V(t))), \quad (3.15)$$

де F_{ideal}^{-1} – функція обернена до строго-лінійної «ідеальної» (бажаної) перестроювальної характеристики.

На практиці функцію $V_{corr}(t)$ легко знайти графічно або за допомогою поліноміальної апроксимації, використовуючи табульовані значення функцій $V(t)$ та $F(V)$ у вузлах заданої сітки. Так, наприклад, на рис. 3.16. наведено графік функції $V_{corr}(t)$ для реального генератора і його перестроювальної характеристики, наведеної у другому розділі даної роботи (рис. 2.2).

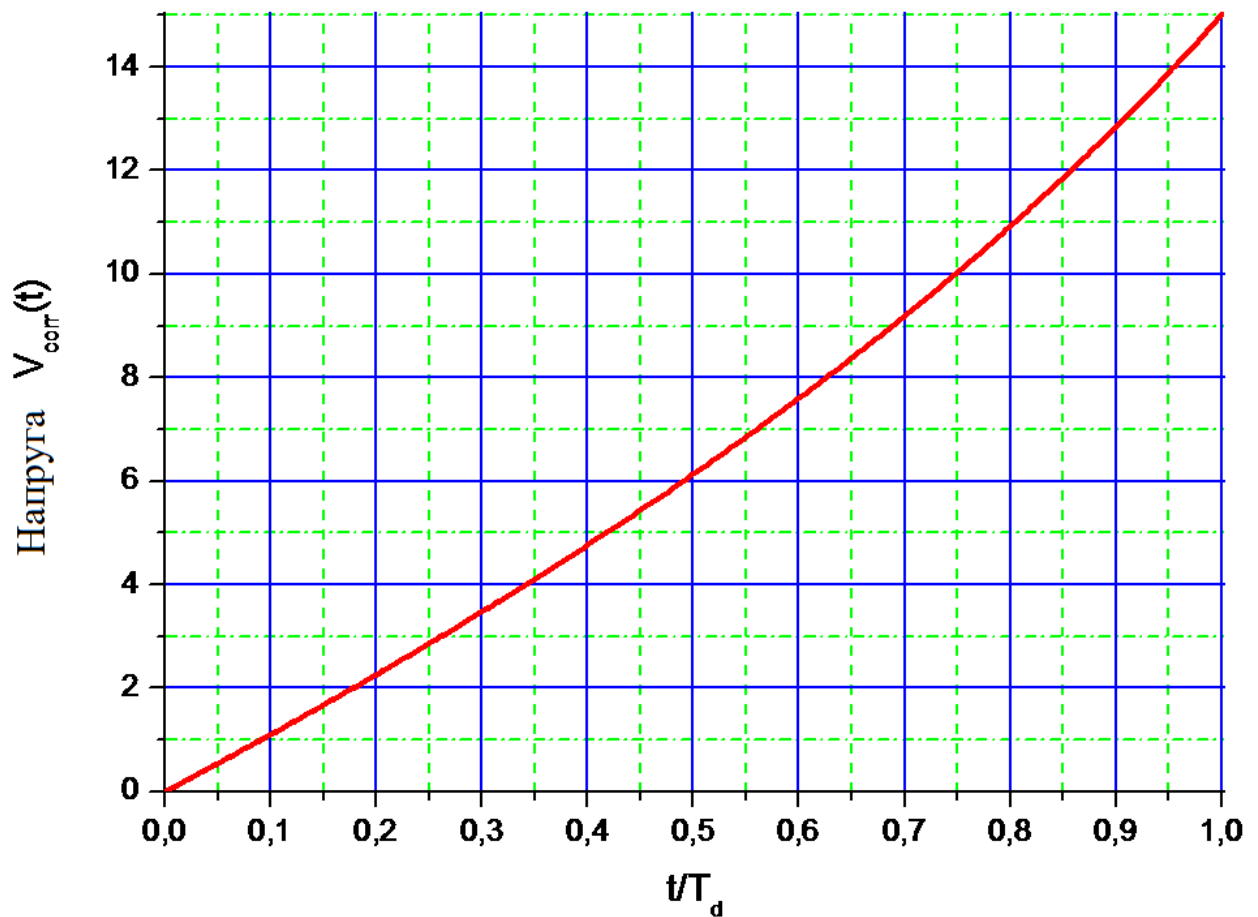


Рисунок 3.16 – Графік залежності керуючої напруги на варакторі, як функція нормованого часу у випадку статичної корекції зондуєчого імпульсу

Висновки до розділу 3

У цьому розділі наведені результати моделювання СХА в генераторах з ЧМ для чотирьох типів модуляції: симетричної і несиметричної пилкоподібної, гармонійної і для модуляції зі «ступінчастою» функцією. Показано, що у випадку сильного зовнішнього зворотного зв'язку ($p \approx 1$) СХА набувають характерних ангармонійних спотворень, які є нехтувано малими у випадку слабого зовнішнього зворотного зв'язку ($p \ll 1$). Нахил СХА, внаслідок таких спотворень, залежить від того, наростає чи спадає частота модуляції. Також показано, що ЧХА і АХА, в разі сильного зовнішнього зворотного зв'язку, нахилені в протилежні сторони.

Показано, що для рухомих об'єктів при наростанні частоти модуляції частота сигналу автодинного відгуку змінюється:

- у випадку відбивача, що наближається, частота автодинного сигналу зростає;
- у випадку відбивача, що віддаляється – частота спадає.

При зменшенні частоти модуляції, ситуація змінюється на протилежну:

- у випадку відбивача, що наближається - частота СХА спадає;
- у випадку відбивача, що віддаляється – частота СХА зростає.

Виявлено «зональний характер» поділу області зондування за дальністю (у залежності від значень величини нормованого радіуса) для АГ з ЧМ за пилкоподібним несиметричним законом. З використанням методів спектральної обробки сигналу показано, що для відбивачів, розташованих в околиці кордонів кожної із зон, сигнальні характеристики автодина мають квазігармонійний вигляд (автодин працює в «режимі гомодина»). Показано, на прикладі АГ з гармонійною модуляцією, що коефіцієнт гармонік СХА залежить, як від відстані до відбивача, так і від виду ЧМ, і в разі гармонійної модуляції явно виражена зональність відсутня.

Проведено якісне порівняння СХА, розрахованих на основі розробленої математичної моделі, з СХА, що отримані під час експериментальних досліджень. Отримані експериментальні дані підтвердили адекватність розробленої математичної моделі для аналізу і розрахунку сигнальних і спектральних характеристик АГ з ЧМ.

Також в даному розділі наведено аналіз зв'язку основного рівняння радіолокації і основних характеристик, що входять до нього з енергетичним потенціалом автодинної РЛС. Показано, що рівень співвідношення сигнал-шум корисного сигналу пропорційний енергетичному потенціалу автодина в разі відсутності зовнішніх перешкод і шумів. Наведено бюджет внутрішніх шумів автодинної РЛС з цифровою обробкою сигналу ПЧ і розглянуто можливі способи аналогової і цифрової фільтрації, що дозволяють підвищити співвідношення сигнал-шум корисного сигналу.

Запропоновано схему лінеаризації перестроювальної характеристики шляхом статичної корекції керуючої напруги на варакторі. Запропоновано підхід до формування такої нелінійної характеристики з використанням цифрового сигнального процесора. Знайдено закон зміни коригуючої керуючої напруги, як функції часу, для напівпровідникових діодів Ганна, які використовувалися для побудови експериментальних зразків: радіолокаційного датчика та оглядового радіолокатора, що описані в розділі 4 даної дисертаційної роботи.

РОЗДІЛ 4

СТРУКТУРНІ СХЕМИ, ПРИНЦИП РОБОТИ І ВИПРОБУВАННЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ЗРАЗКІВ АВТОДИННИХ РАДІОЛОКАТОРІВ З ЛЧМ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

В даному розділі описано розроблені автором дисертації дослідні зразки автодинного радіолокаційного датчика безперервної дії з лінійно-частотною модуляцією і оглядового автодинного радіолокатора 8-мм діапазону випромінювання. Радіолокаційний датчик розроблений в рамках цільової конкурсної НДР «УКГ РЛС-Горка», номер держ. реєстрації 0108U004035. Розглянутий радіолокаційний датчик дозволяє вимірювати дальність і швидкість спостережуваних об'єктів. Матеріали розділу опубліковані в статтях [1, 5, 7, 9, 10, 17, 86] і обговорювалися на конференціях [11-16, 87].

4.1 Структурна і функціональна схеми автодинного радіолокаційного датчика

За результатами чисельного моделювання, що проведено в попередніх розділах та показало ефективність компенсації нелінійності перестроювальної характеристики шляхом корекції керуючої напруги на варакторі автодинного генератора, автором дисертації, за участю колективу розробників ІРЕ НАНУ, було прийнято рішення про розробку автодинного радіолокаційного датчика для експериментального підтвердження теоретичних розрахунків.

Для реалізації приймально-передавального модуля радіолокаційного датчика було використано генератор на основі діода Ганна мм-діапазону розробки ІРЕ НАНУ, що має варакторне перестроювання частоти в широких межах (до 1 ГГц), відносно малі габарити і технологічне конструктивне виконання, що дозволяє здешевити виробництво радіолокаційного датчика у випадку серійного виробництва. Для цифрової обробки сигналу проміжної частоти, спектральної обробки і цифрової фільтрації, когерентного збору даних і синтезу керуючої напруги на варакторі, використовувався сучасний

сигнальний процесор TMS320F2808. Перевагою даного процесора є те, що його використання дозволяє створювати малогабаритні системи з високими обчислювальними можливостями.

Автор дисертації самостійно розробив програмне забезпечення (ПЗ) для сигнального процесора та сервісне ПЗ для персонального комп'ютера, яке використовувалося на етапі налагоджувальних робіт.

Структурна схема розробленого на основі автодинного приймально-передавального модуля радіолокаційного датчика представлена на рис. 4.1.

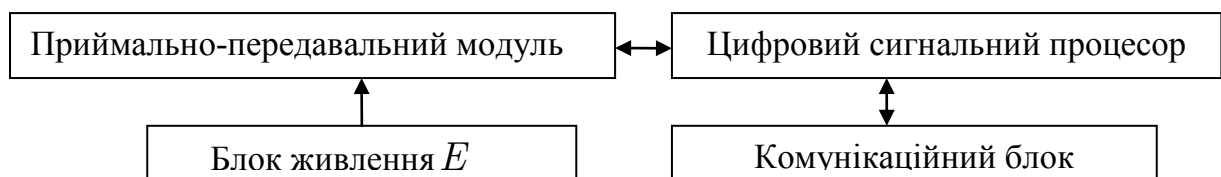


Рисунок 4.1 – Спрощена структурна схема радіолокаційного датчика

До складу розробленого радіолокаційного датчика входять наступні блоки:

- приймально-передавальний модуль, що складається з антени, автодинного НВЧ-генератора на основі діода Ганна 8-міліметрового діапазону та інших аналогових елементів, таких як активні фільтри і підсилювачі. Більш детально структура та принцип роботи цього блоку буде описано у розділі 4.1.1;
- блок цифрової обробки сигналу, що складається з сигнального процесора і реалізованих в ньому алгоритмів. Більш детально цей блок буде описаний в пункті 4.1.2;
- блок живлення, що містить лінійне джерело живлення і датчик струму трансформаторного типу. Більш детально цей блок буде описано у розділі 4.1.3;
- комунікаційний блок, що включає елементи, призначені для передачі сигналів управління і візуалізації результатів роботи радіолокаційного датчика. Більш детально цей блок буде описано в пункті 4.1.3.

Приймально-передавальний модуль, до складу якого входять рупорно-лінзова антена і НВЧ-генератор, забезпечує генерацію, випромінювання і

прийом зонduючого радіоімпульсу. Блок живлення, призначений для енергопостачання всіх елементів радіолокаційного датчика, і містить датчик струму в ланцюзі живлення НВЧ-генератора, що забезпечує внутрішнє детектування автодинного ефекту за допомогою виділення пульсацій струму на вимірювальному трансформаторі. Продетектований таким чином аналоговий сигнал надходить в блок сигнального процесора, де проводиться його АЦ-перетворення, обробка та інтерпретація. Після обробки результат передається в комунікаційний блок, для візуалізації і управління виконавчими пристроями. Оператор радіолокаційного датчика за допомогою комунікаційного блоку здатен керувати параметрами обробки сигналу в блоці сигнального процесора, а також характеристиками зонduючих НВЧ-імпульсів, що генеруються радіолокаційним датчиком.

Конструктивною особливістю радіолокаційного датчика є те, що він виготовлений в литому герметичному суцільнометалевому корпусі, у формі циліндра, зі стабілізацією внутрішньої температури (температура підтримується за допомогою терморегулятора). Таке конструктивне рішення забезпечує надійний захист елементів радіолокаційного датчика і незалежність його характеристик від несприятливих погодних умов.

4.1.1 Приймально-передавальний модуль

Функціональна схема автодинного приймально-передавального модуля 8-міліметрового діапазону з лінійною модуляцією частоти представлена на рис.4.2.

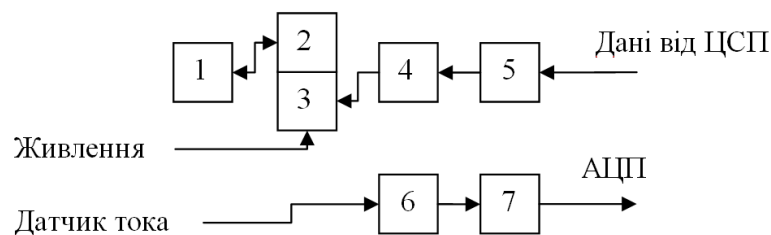


Рисунок 4.2 – Функціональна схема автодинного приймально-передавального модулю (ППМ)

До складу ППМ входять: 1 – антенна система, виконана у вигляді рупорно-лінзової антени; 2, 3 – генератор автодинного типу на діоді Ганна з варакторним перестроюванням частоти (2 – діод Ганна, 3 – варактор); 4 – підсилювач; 5 – цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП); 6 – смуговий фільтр; 7 – підсилювач різницевої частоти.

НВЧ-генератор був розроблений і виготовлений в ІРЕ НАН України на основі хвильовдної камери з площею перерізу хвильовода $7,2 \times 3,4 \text{ мм}^2$ з послідовним включенням діода Ганна і варакторного діода. Така конструкція дозволила зменшити розміри і вагу модуля. Діоди розташовані один проти одного на одній осі посередині внутрішньої порожнини, сформованої широкими стінками хвильоводу. На рис. 4.3 приведена фотографія експериментального зразка автодинного НВЧ-генератора із змонтованим на ньому елементом антенної системи – рупорною антеною.



Рисунок 4.3 – НВЧ-генератор з елементом антенної системи



Рисунок 4.4 – НВЧ-генератор (вид з боку розкриття хвильоводу)

Напруга живлення діода Ганна і керуюча напруга варактора подаються через струмопровідні смужкові лінії, виводи яких розташовані один проти одного на одній осі, посередині вузьких стінок хвильоводу (рис. 4.4).

Налаштування робочої частоти генератора Ганна проводиться шляхом зміни напруги на варакторі. Зв'язок між варактором і діодом Ганна забезпечується ємністю, яка утворюється в результаті перекриття

струмопровідних смужок. Підстроювання генератора на задану частоту проводилося шляхом підбору розмірів стрижневих тримачів, на яких було закріплено діоди, ширини смужкових ліній і положення короткозамикача хвилеводної камери.

В якості антенної системи радіолокаційного датчика обрана рупорно-лінзова антена, що складається з рупора, жорстко встановленого на автодинному приймачі-передавачі, діелектричної лінзи і поглинаючого кільця. Рупорний випромінювач формує електромагнітну хвилю, що падає на діелектричну лінзу, яка компенсує фазові набіги, пов'язані з неплоскостністю фазового фронту випромінювача. Зовнішній вигляд антенної системи представлений на рис. 4.5.

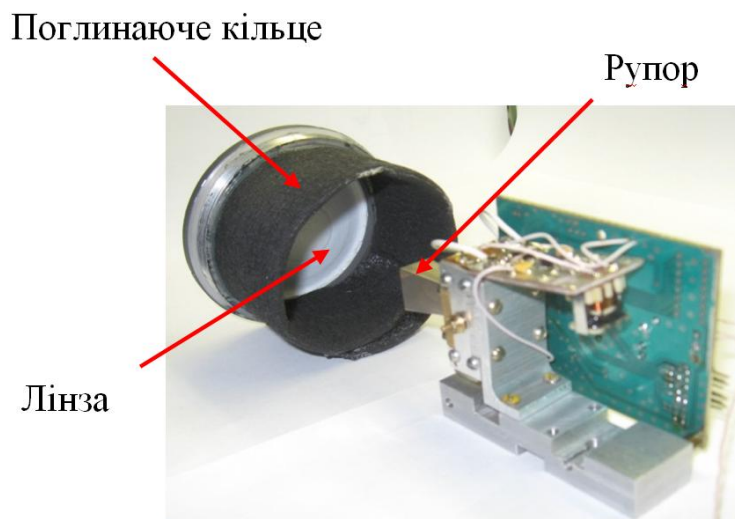


Рисунок 4.5 – Зовнішній вигляд антенної системи

Для формування необхідної «зони виявлення», наприклад в разі застосування в якості елемента залізничної автоматики, радіолокаційний датчик повинен мати діаграму спрямованості, симетричну в двох площинах з шириною менше ніж 15° . При таких умовах властивостей діаграми спрямованості достатньо для формування необхідного просторового роздільної здатності системи в цілому. Функціонально антенна система також повинна забезпечувати герметизацію радіолокаційного датчика і оптимальність роботи

автодинного приймача за рівнем зворотних відбиттів. Більш докладно про вимоги до розташування радіолокаційного датчика і способах формування робочих зон буде написано нижче.

На рис.4.5 показано приймально-передавальний модуль і антенна система в зборі, станина і плата системи цифрової обробки даних. Також зображена передня кришка (з можливістю гвинтової фіксації) радіолокаційного датчика зі встановленою на ній лінзою (яка виконує також функцію герметизуючого вікна) та поглинаючим кільцем.

Лінза приклеєна до кришки, а рупорний випромінювач прикріплено до приймача-передавача, який в свою чергу, кріпиться на корпус приладу. При монтажі антенної системи слід не допускати зміщення вузлів системи від розрахункового положення, так як таке зміщення може привести до розширення діаграми спрямованості або нахилу її відносно осі приладу. Такі дефекти налагодження можуть істотно ускладнити настройку приладу на місцевості.

В якості фокусуючої лінзи була обрана лінза з гіперболічним профілем. Така форма лінзи забезпечує амплітудний розподіл, що спадає до країв та зменшує вплив корпусу радіолокаційного датчика на параметри антени. Графік залежності товщини лінзи від радіуса наведено на рис. 4.6. На рис. 4.7 зображена готова лінза, встановлена в передній кришці радіолокаційного датчика.

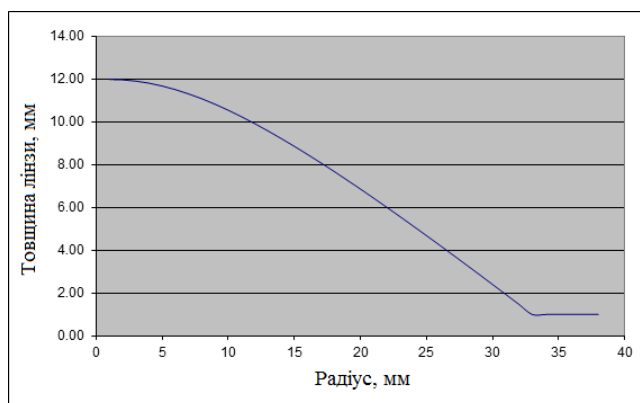


Рисунок 4.6 – Графік залежності товщини лінзи від радіуса



Рисунок 4.7 – Зовнішній вигляд лінзи з поглинаючим кільцем

Для виготовлення лінзи використовувався листовий полістирол товщиною 4 мм, склеєний у 3 шари. Отримані заготовки оброблялися на токарному верстаті відповідно до розрахованого профілю. При розрахунку лінзи точність виготовлення була не гірше 0,5 мм, що відповідає приблизно $1/8$ довжини хвилі в діелектрику. Високий рівень зворотного відбиття від поверхні лінзи і наявність металевого корпусу призводить до виникнення паразитних перевідбитків всередині корпусу і, як наслідок, виникнення в спектрі проміжної частоти паразитних складових. Для перешкодження виникненню паразитних перевідбитків до складу антенної системи входить поглинальне кільце, що поглинає частково відбите лінзою випромінювання та випромінення, що розповсюджується в напрямку бічних пелюсток рупорної антени. Зовнішній вигляд поглинального кільця і його кріплення до передньої кришки радіолокаційного датчика показаний на рис. 4.7.

4.1.2 Блок цифрового сигнального процесора

Сучасним напрямком розвитку мікроелектроніки є повсюдне заміщення традиційної аналогової обробки сигналів більш сучасною цифровою. У радіолокації яскравим проявом таких тенденцій може служити поява і все більш широке поширення SDR (англ. Software Defined Radio – програмно-обумовлена радіосистема), в якій закони модуляції-демодуляції сигналів і робочі радіочастотні параметри, задаються за допомогою програмного забезпечення. Тому, слідуючи сучасним стандартам, для створення автодинного радіолокаційного датчика нами був обраний цифровий сигнальний процесор (ЦСП) TMS320F2808 фірми Texas Instrument. Вибір даного ЦСП обумовлено відносно не високою для даного класу пристроїв ціною, достатньою для вирішуваної задачі продуктивністю, високою стабільністю роботи, невисокою вимогливістю до якості живлення і широким температурним діапазоном роботи. TMS320F2808 є представником «систем на чіпі» (в зарубіжній літературі SoC), в якій на одній кремнієвій підкладці

інтегровані кілька різних пристроїв. На рис. 4.8 зображено функціональну схему блоку цифрової обробки сигналів.

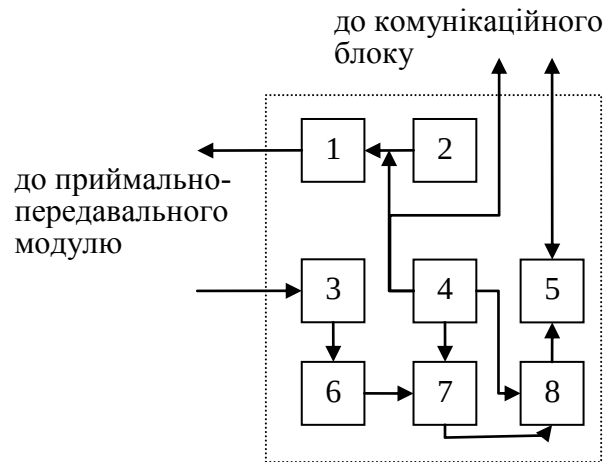


Рисунок 4.8 – Функціональна схема блоку цифрової обробки сигналу

Функціональна схема блоку цифрової обробки сигналів, що складається з наступних елементів:

1. Послідовний комунікаційний порт, призначений для передачі даних в режимі повного дуплексу, в зарубіжній літературі іменується «SPI». Даний порт працює за синхронним протоколом, в якому будь-яка передача синхронізована із загальним тактовим сигналом, що генерується головним (Master) пристроєм (процесором). Приймаюча периферія (в нашому випадку ЦАП в приймально-передавальному модулі) також синхронізує отримання бітової послідовності з тактовим сигналом. Розглянутий порт призначений для керування ЦАП і формуванні на його аналоговому виході необхідного значення напруги.

2. Постійно запам'ятовуючий пристрій (ПЗП) – енергонезалежна пам'ять, що використовується для зберігання незмінними даних і кодів виконуваних програм, так само містить масив даних, на основі яких проводиться синтез керуючої напруги на варакторі, більш детально цей процес буде описаний в п. 4.2.1.

3. Аналогово-цифровий перетворювач (АЦП), призначений для перетворення напруги на аналоговому вході у відповідне йому цифрове значення. Основні технічні характеристики АЦП: розрядність – 12 біт; діапазон входних напруг 0-3 В; частота дискретизації – 12.5 МГц; входний опір – 1 кОм.

4. Обчислювальне ядро (ОЯ) призначене для виконання арифметичних операцій, заданих програмами, і координації роботи всіх периферійних пристроїв блоку цифрової обробки сигналів. Дане ОЯ побудовано на основі «Гарвардської архітектури», відмінною особливістю якої є те, що програми і дані зберігаються в різних пристроях пам'яті – пам'яті програм і пам'яті даних. Завдяки даній особливості обчислювальне ядро може одночасно звертатися, як до пам'яті команд, так і до пам'яті даних, що, в свою чергу, призводить до збільшення швидкодії. Так, операція «множення-складання-збереження», яка лежить в основі використаних у даній розробці алгоритмів ШПФ і цифрової фільтрації, може бути виконана за один такт процесора. Основні технічні характеристики: робоча частота – 120 МГц; розрядність – 32 біта.

5. Універсальний асинхронний приймач-передавач (УАПП), призначений для передачі інформації між блоком цифрової обробки і комунікаційним блоком з наступними технічними характеристиками: стандарт EIA RS-232-C, CCITT V.24; швидкість передачі: 115 Кбіт/с; схема з'єднання: повний дуплекс, точка-точка; відстань до 15 м.

6. Оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП) динамічного типу – вид енергозалежної пам'яті, що дозволяє в будь-який момент часу отримати доступ на зчитування або запис до будь-якої комірки ОЗП за її адресою та призначено для запису, зберігання і зчитування інформації в процесі її обробки.

7. Програмний фільтр верхніх частот – призначений для фільтрації сигналу ПЧ від паразитних складових. Являє собою цифровий фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою (КИХ).

8. Програмний модуль дискретного швидкого перетворення Фур'є, реалізований на основі алгоритму ШПФ Radix-2, оптимальний для використовуваного нами обчислювального ядра.

4.1.3 Блок живлення і комунікаційний блок

Блок живлення (БЖ), призначений для забезпечення стабільного електроживлення діода Ганна, а також для детектування сигналу автодинного відгуку. БЖ складається з двох елементів: 1 – джерело живлення і 2 – датчик струму. Функціональна схема БЖ зображена на рис. 4.9.

Датчик струму БЖ виконаний у вигляді датчика струму трансформаторного типу і складається з вимірювального трансформатора та прецизійного резистора у якості навантаження. Принцип детектування пульсацій струму зображений схематично на рис. 4.10. Вихідна напруга $u_c(t)$, що реєструється на роз'ємах вторинної обмотки трансформатора TR (встановлений у ланцюзі живлення АЕ), пропорційна струму первинної обмотки.

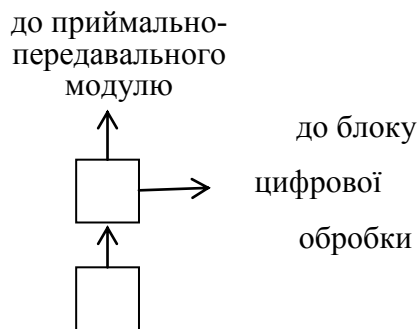


Рисунок 4.9 – Функціональна схема БЖ

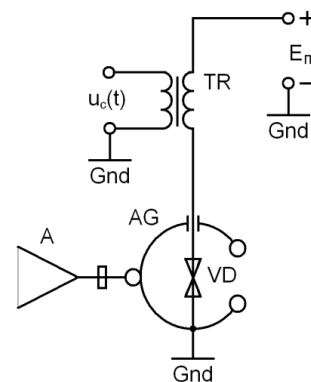


Рисунок 4.10 – Схема автодинного приймача-передавача на діоді Ганна, що використовує трансформатор для виділення сигналу автодинного відгуку у ланцюзі живлення АЕ

Датчик струму такого типу має ряд істотних переваг: вимірювальний трансформатор струму, в порівнянні з шунтом, що використовується в найпростішому датчику струму, працює при значно меншій різниці потенціалів

на вході і практично не споживає струм; забезпечує гальванічну розв'язку між обмотками; параметри трансформатора струму практично не змінюються в часі і не залежать від температури; такий датчик гасить імпульсні перешкоди у вимірювальному ланцюзі без застосування додаткових фільтрів.

Використання трансформатора дозволяє підвищити чутливість автодинної системи за рахунок збільшення еквівалентного опору (якщо розглядати систему реєстрації автодинного відгуку з якості чотириполіусника). Однак надмірне збільшення цього опору може привести до втрати стійкості автодина. Тому при проектуванні схеми реєстрації автодина слід вибирати компромісне значення опору, при якому забезпечується певний запас стійкості з одного боку, і достатня чутливість автодина – з іншого.

Комунікаційний блок (КБ) призначений (розроблений) для проведення пусконаладжувальних робіт, а також для діагностики роботи радіолокаційного датчика.

Функціональна схема КБ автодинного радіолокаційного датчика зображена на рис. 4.11, де цифрами позначені: 1 – перетворювач інтерфейсу RS-232 в RS-485; 2 – перетворювач інтерфейсу RS-485 в IEEE802.3i; 3 – точка віддаленого доступу 1 (ТВД-1); 4 – антена (ТВД-1); 5 – антена (ТВД-2); 6 – точка віддаленого доступу 2 (ТВД-2); 7 – персональний комп'ютер; 8 – виконавчий пристрій.

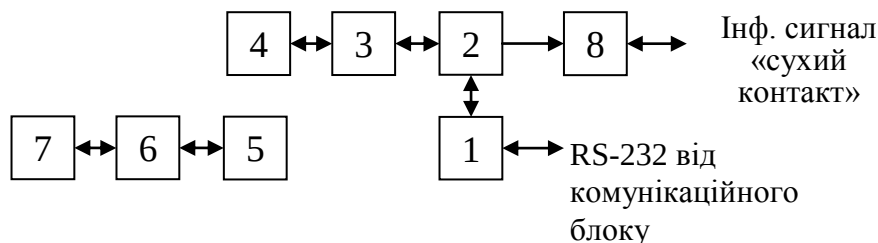


Рисунок 4.11 – Функціональна схема комунікаційного блоку

Перетворювач інтерфейсу 2 являє собою розроблений нами пристрій, зовнішній вигляд якого представлено на рис. 4.12 (а), створений на основі

мікропроцесора MSP430, з використанням мікросхеми W3100 апаратної реалізації TCP/IP стека і мікросхеми RTL8201 підтримки фізичного рівня для мереж IEEE802.3i.

Точки віддаленого доступу 3 і 6 з антенами 4 і 5 – пристрої, що серійно випускаються, зовнішній вигляд яких представлений на рис. 4.12 (а). Необхідність використання ТВД в процесі пусконаладжувальних і діагностичних робіт обумовлено тим, що наявність обслуговуючого персоналу в зоні експлуатації радіолокаційного датчика (наприклад, в разі використання в якості датчика системи безпеки залізничних гірок) в загальному випадку заборонено.

Антени 4 і 5 на рис. 4.11 виділені в окремі елементи в зв'язку тому, що показана на рис. 4.12 штатна штирєва антена, в умовах реальної експлуатації, для дотримання електромагнітної сумісності з об'єктами існуючої інфраструктури, повинна бути замінена на спрямовану.

Використання перетворювача 1 пов'язано з тим, що RS-485 є інтерфейсом передачі даних, що добре себе зарекомендував при використанні на об'єктах залізничної інфраструктури. Підвищена заводо захищеність, та відносно велика довжина (до 1200 м) каналу зв'язку забезпечується використанням диференціальних ліній передачі даних.

Персональний комп'ютер (ПК) 8 призначений для візуалізації одержуваної налагоджувальної інформації за допомогою розробленого автором програмного забезпечення. Крім того, ПК використовувався у циклі пуско - налагоджувальних робіт у якості терміналу для відправки команд зміни режиму роботи і тонких налаштувань радіолокаційного датчика.

При використанні радіолокаційного датчика на об'єктах залізничної інфраструктури, по закінченню пусконаладжувальних робіт, тобто в процесі експлуатації, не передбачається використання комунікаційного блоку в повному обсязі.

У штатному режимі експлуатації передбачається використання сигнального ланцюга типу «сухий контакт» і/або інтерфейсу RS-485, де за

допомогою RS-485 передається інформація про швидкість об'єкта, а стан сигнального ланцюга інформує про наявність об'єкта в «зоні відповідальності».



Рисунок 4.12 – Загальний вигляд конструктивного виконання ТВД з антеною

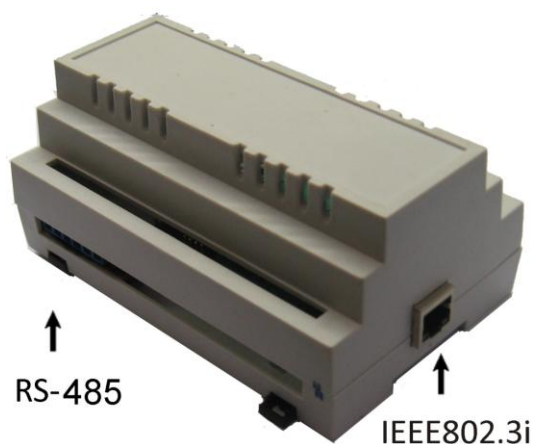


Рисунок 4.13 – Загальний вигляд конструктивного виконання комунікаційного модуля радіолокаційного датчика

4.2 Опис принципу роботи автодинного радіолокаційного датчика

Розглянемо принципи роботи радіолокаційної системи автодинного типу з безперервним випромінюванням і лінійною частотною модуляцією коливань: принцип цифрового формування (синтезу) зонduючого радіоімпульсу, принцип автодинного детектування і цифрової обробки сигналу проміжної частоти.

4.2.1 Формування сигналу зонduючого радіоімпульсу

Відомий алгоритм роботи ЛЧМ-радіолокаторів передбачає випромінювання у вільний простір складного широкосмугового сигналу з лінійною частотною модуляцією. Такі сигнали, як правило, мають періодичність, і в межах періоду частота випромінювання змінюється за лінійним законом. Якщо частота сигналу в межах періоду монотонно зростає, як в нашому випадку, то таку модуляцію прийнято називати «несиметричною пилкоподібною». Традиційно такий вид модуляції формували за допомогою різних аналогових схем, наприклад за допомогою LC-генераторів, однак такий

спосіб формування ЛЧМ сигналів має вкрай обмежені можливості при необхідності корекції форми генерованого імпульсу. Аналоговий спосіб робить практично неможливою реалізацію запропонованого в роботі алгоритму корекції перестроювальної характеристики генератора.

Цього недоліку повністю позбавлений цифровий спосіб формування ЛЧМ-радіоімпульсу, який полягає в синтезі сигналу за заздалегідь сформованою таблицею значень керуючої напруги. Більш детально цей процес можна описати наступним чином. На етапі виготовлення радіолокаційного датчика, відповідно до характеристик генератора, генерується таблиця цифрових кодів, яка записується в постійний запам'ятовуючий пристрій радіолокаційного датчика. В процесі роботи цифровий сигнальний процесор (ЦСП) вибирає з таблиці, що зберігається в його енергонезалежній пам'яті, черговий цифровий код і відправляє його по шині SPI в ЦАП, який формує на своєму аналоговому виході відповідну напругу. Напруга з виходу ЦАП подається на вхід смугового підсилювача і фільтра низької частоти (ФНЧ), де сигнал фільтрується. Слід зазначити, що сформований «сходи́нками» сигнал $U_{DCFM}(t) = U_{CFM}(t) + U_{SC}(t)$ (див. рис 4.14) містить крім бажаної складової $U_{CFM}(t)$, також і паразитну складову $U_{SC}(t)$, що має періодичність роботи ЦАП. При досить високій швидкості роботи і високій розрядності («бітності») ЦАП паразитна складова сигналу $U_{SC}(t)$, що пов'язана з наявністю «сходи́нок», має незначну амплітуду і частоту, яка може бути легко відфільтрована ФНЧ відносно не високих порядків. У нашому випадку, для отримання прийнятної лінійності, було достатньо застосувати фільтр 3-го порядку. Відфільтрований сигнал подається на варактор. Напруга на варакторі визначає миттєве значення частоти електромагнітного випромінювання.

4.2.2 Детектування і цифрова обробка сигналу проміжної частоти

Лінійно частотно-модульований радіосигнал, процес формування якого був описаний в попередньому параграфі, випромінюється антенною системою

приймально-передавального модуля у вільний простір. Випромінюваний сигнал відбивається від об'єкта і потрапляє назад в генератор через антенну систему. Фізичні процеси, що відбуваються в генераторі при взаємодії випромінюваного і прийнятого сигналу, виникнення автодинного ефекту, а також методи його реєстрації були докладно описані вище.

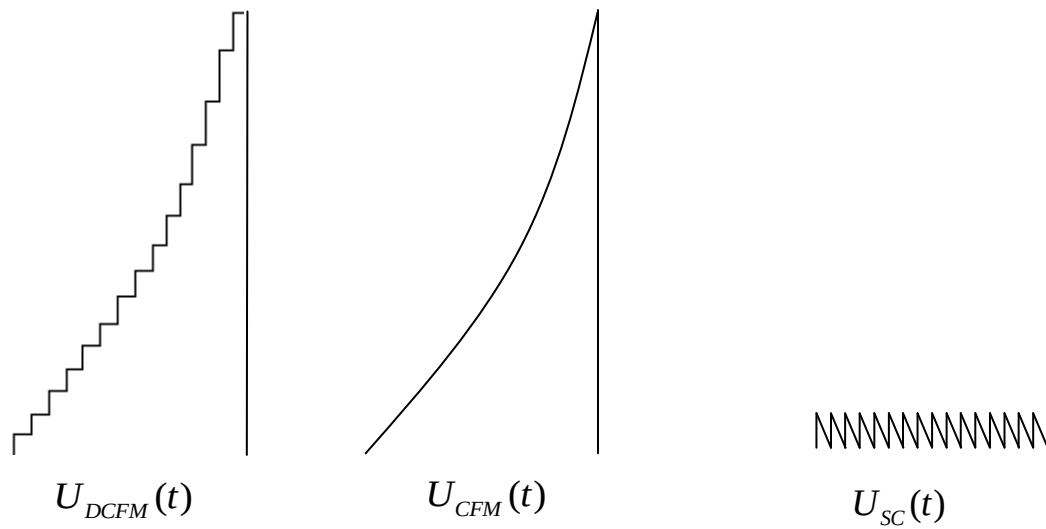


Рисунок 4.14 – Паразитна складова в керуючому сигналі

Автодинний ефект, виникаючий в генераторі, реєструється датчиком струму 2 (рис. 4.9), що вимірює зміну струму в ланцюзі живлення генератора Ганна. Це так звана схема «внутрішнього детектування» автодинного ефекту [71]. З аналізу рівнянь 2.12-2.14 можна побачити, що автодинний відгук є суперпозицією двох складових. Складова ПАМ (перший доданок) теоретично може бути відфільтрована і, отже, не впливає на корисний сигнал – другий доданок в рівнянні 2.14. У реальних умовах роботи ПАМ створює серйозні проблеми для досягнення граничних технічних параметрів автодинних локаторів з ЧМ. А саме, рівень складової ПАМ може значно перевищувати «корисні» автодинні зміни параметрів автоколивальника генератора, що значно звужує динамічний діапазон сигналу та ускладнює виділення його корисних складових і, як результат, його обробку. У нашому випадку фільтрація ПАМ

здійснювалася за допомогою смугового аналогового фільтра, який розташовувався після датчика струму (див. функціональну схему на рис. 4.2). Відзначимо, що крім наявності такого фільтра, фактично в системі також відбувалося придушення надвисокочастотних коливань струму (корисного сигналу) у підвідній мікросмужковій лінії живлення діода Ганна, а також придушення низькочастотних коливань за рахунок використання датчика струму трансформаторного типу (з характерною для цього типу передавальною функцією).

Обробка сигналу автодинного відгуку проводилася за допомогою ЦСП, алгоритм роботи обчислювального ядра якого, представлено на рис. 4.14 і можна описати наступним чином. У момент старту системи проводиться її ініціалізація, що включає в себе настройку периферійних пристроїв цифрового сигнального процесора, розподіл внутрішньої пам'яті, установку значень внутрішніх змінних, копіювання виконуваних інструкцій з низькопродуктивного ПЗП в високопродуктивне ОЗП. На наступному кроку алгоритму роботи обчислювального ядра проводиться формування значення пилкоподібної напруги шляхом передачі в ЦАП цифрового коду. Синхронно (що важливо) з формуванням напруги на ЦАП, проводиться вибірка результатів АЦ-перетворення (оцифровка вхідного сигналу) з наступним збереження результату в оперативну пам'ять процесора. Послідовне повторення наведених вище кроків, формує, таким чином, масив даних в пам'яті ЦСП, який представляє собою оцифрований сигнал автодинного відгуку.

На наступному етапі накопичений масив даних піддається цифровий фільтрації шляхом застосування фільтра верхніх частот з кінцевою імпульсною характеристикою, що покращує характеристики сигналу, дозволяє знизити вплив ПАМ і низькочастотних шумів. Після чого сигнал передається в програмний модуль швидкого перетворення Фур'є для обчислення його спектральних складових. Далі проводиться аналіз результату шляхом аналізу спектра і прийняття рішення в залежності від результату. Якщо потрібно, перед

аналізом результату, проводиться візуалізація (індикація) результату – відправка отриманого Фур'є-спектра на індикацію.

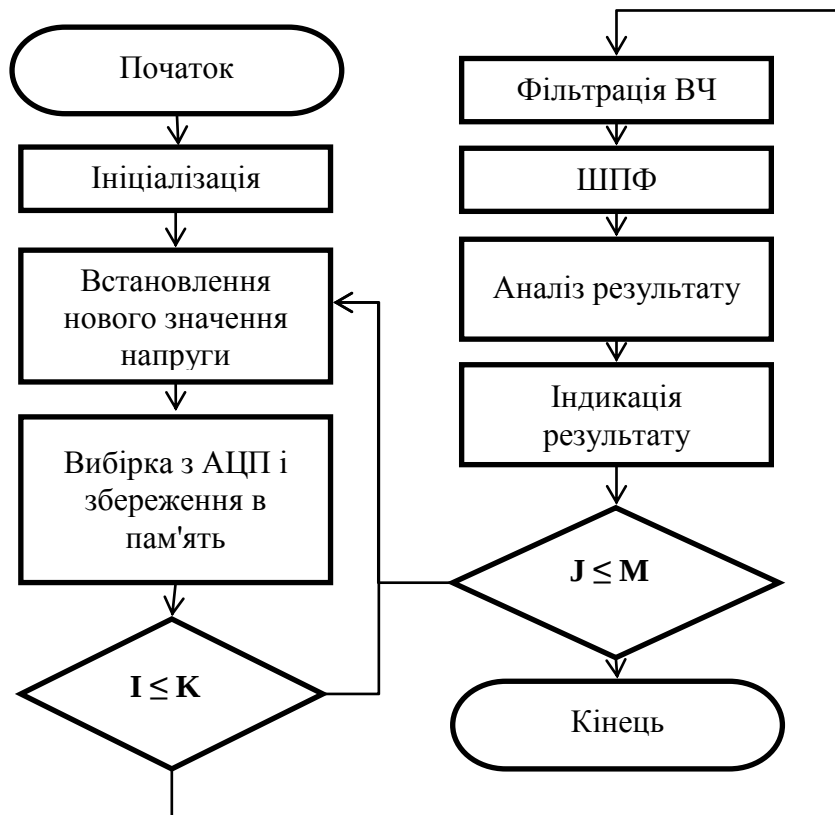


Рисунок 4.15 – Алгоритм роботи ЦСП

Таким чином, у випадку знаходження у зоні видимості антенної системи радіолокаційного датчика відбиваючого об'єкту, в одному з фільтрів аналізатора спектра буде спостерігатися сигнал, амплітуда якого характеризує відбивну здатність спостережуваного об'єкта, а номер фільтра, в якому спостерігається сигнал, визначає дистанцію від радіолокаційного датчика до об'єкта. Аналогічна ситуація буде в разі спостереження двох і більше об'єктів. У цьому випадку кожному з відбивачів буде відповідати своя спектральна складова.

4.2.3 Методика виявлення об'єктів в зоні дії радіолокаційного датчика

Отриманий спектр сигналу автодинного відгуку являє собою дані, які необхідно проаналізувати та інтерпретувати. Інтерпретація даних, в першу чергу, залежить від умов завдання, в якому радіолокатор використовується. Як було зазначено раніше, одним з таких завдань є автоматизація контролю зайнятості стрілочних переводів на залізничних сортувальних гірках і переїздах. Розглянемо обробку сигналу проміжної частоти для цього завдання.

В даному випадку, при контролі радіолокаційним датчиком стрілочного переводу (рис. 4.16), область, що охоплюється радіолокаційним датчиком, розділяється на три зони.

1. «Неконтрольована зона», номер 1 на рис 4.16. Ця зона характеризується тим, що наявність відбитків в ній повинна сигналізувати про нештатну ситуацію або неповну працездатність радіолокаційного датчика. Такі відбитки можуть виникати, наприклад, при наявності криги на лінзі радіолокаційного датчика, що, в свою чергу, може привести до неправильної роботи радіолокаційного датчика, або при наявності людини або тварини в даній «неконтрольованій» зоні, сигналізувати про небезпечну ситуацію.
2. «Зона відповідальності», номер 2 на рис 4.16. - основна робоча зона радіолокаційного датчика. Наявність відбиваючого об'єкту з великим рівнем відбиття у цій зоні, сигналізує про наявність рухомого складу на стрілочному переводі.
3. «Зона кутикового відбивача», номер 3 на рис 4.16. У даній зоні розташовується кутиковий відбивач, призначений для контролю працездатності радіолокаційного датчика.

Для настройки радіолокаційного датчика під конкретні умови експлуатації була розроблена комп'ютерна програма, інтерфейс користувача якої представлено на рис. 4.17.

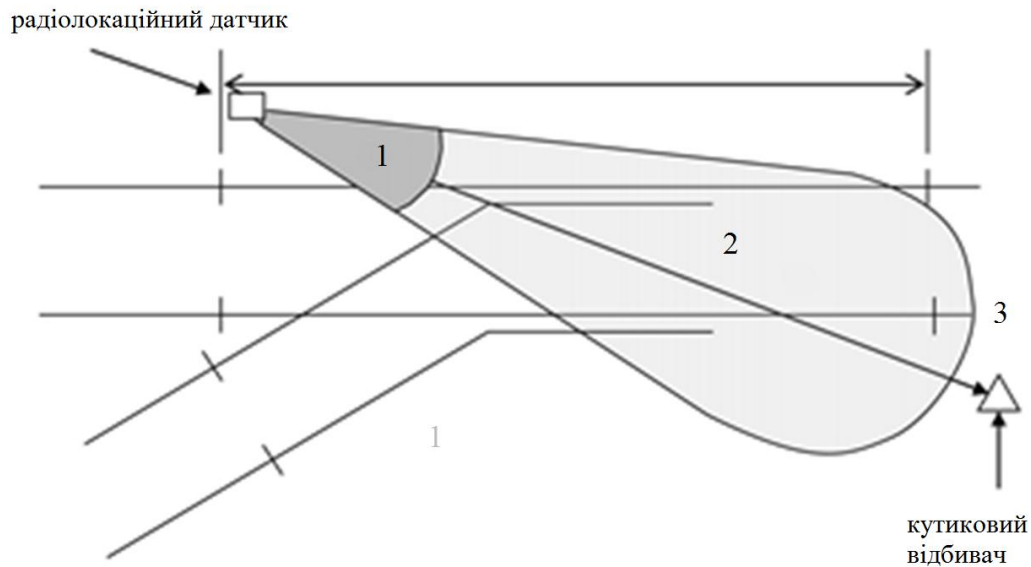


Рисунок 4.16 – Схема розміщення і робочі зони

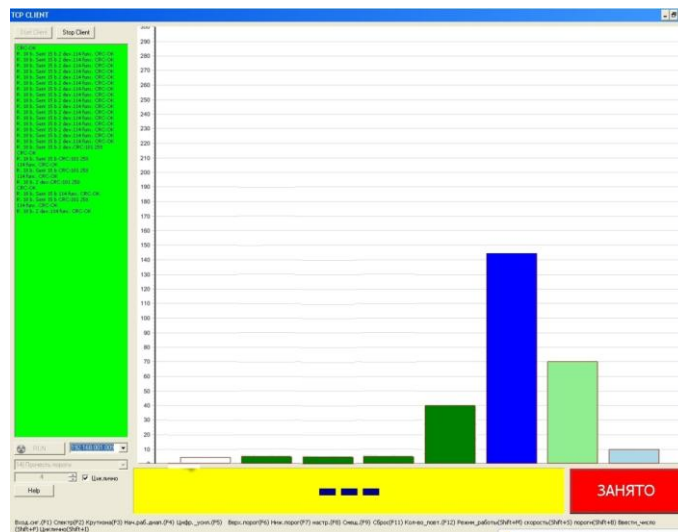


Рисунок 4.17 – Інтерфейс для користувача

Тут, синій стовпчик відповідає рівню відбиття від кутикового відбивача (зона 3), білий - відбиттю від об'єктів в зоні 1, а зелений відповідає відбиттю в зоні 2. При нормальному режимі функціонування в спектрі автодинного відгуку постійно присутня тільки складова, пов'язана з наявністю кутикового відбивача в зоні 3, складові, пов'язані з наявністю об'єктів в зонах 1 і 2, відсутні. Така

ситуація відповідає працездатному радіолокаційному датчику і вільності стрілочного переводу.

При попаданні рухомого складу в зону 2, у відповідній області спектра виникають потужні відгуки, пов'язані з відбиттям від локомотива або вагонів, при цьому кутиковий відбивач перекривається, і відгуки в спектрі, пов'язані з відбиттям від нього, відсутні. Ця ситуація відповідає зайнятості стрілочного переводу і нормальної працездатності радіолокаційного датчика.

Будь-які інші ситуації виникнення відбиття в зоні 1 або відсутність відбиття в зонах 2 і 3 одночасно, відповідають непрацездатному радіолокаційному датчику. В такому випадку радіолокаційним датчиком генерується сигнал помилки.

Крім дальності, радіолокаційний датчик здатний вимірювати швидкість рухомих об'єктів, що знаходяться в зоні його дії, що може бути важливо при використанні радіолокаційного датчика на сортувальних гірках.

Для вимірювання швидкості в радіолокаційному датчику відключається механізм генерації ЛЧМ-радіоімпульсів, і генератор працює в монохроматичному режимі, як класичний доплерівський локатор.

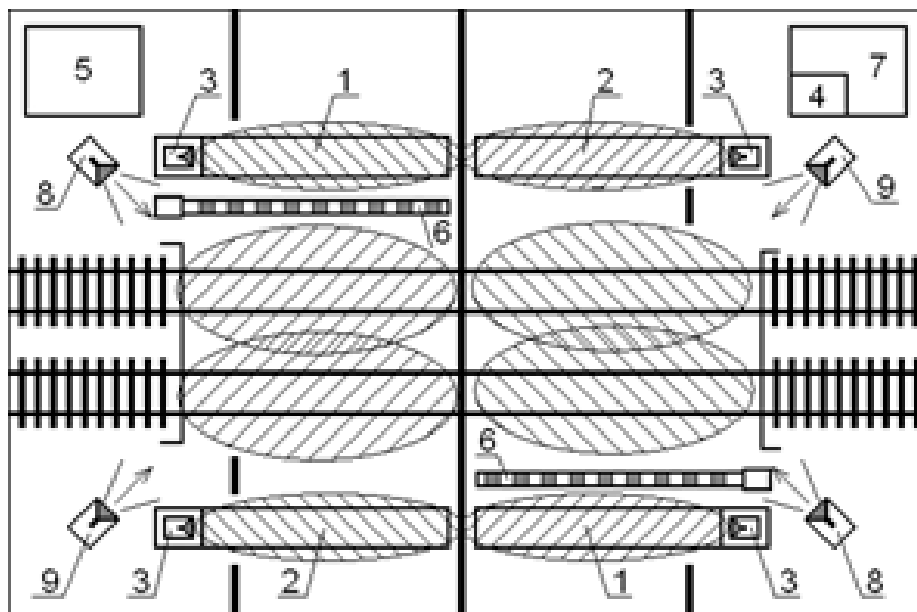


Рисунок 4.18 – Схема розміщення на залізничному переїзді

Для контролю переїздів схема розміщення та алгоритм роботи радіолокаційного датчика схожі (рис. 4.18), з тією лише різницею, що для повного контролю переїзду потрібна більша кількість радіолокаційних датчиків.

4.3 Структурна схема оглядової автодинної РЛС

Крім автодинного радіолокаційного датчика нами був розроблений лабораторний макет оглядової автодинної РЛС на основі автодинного приймально-передавального пристрою міліметрового діапазону довжин хвиль з лінійною модуляцією частоти і скануючою антеною дифракційного випромінювання. Структурна схема такого локатора приведена на рис. 4.19

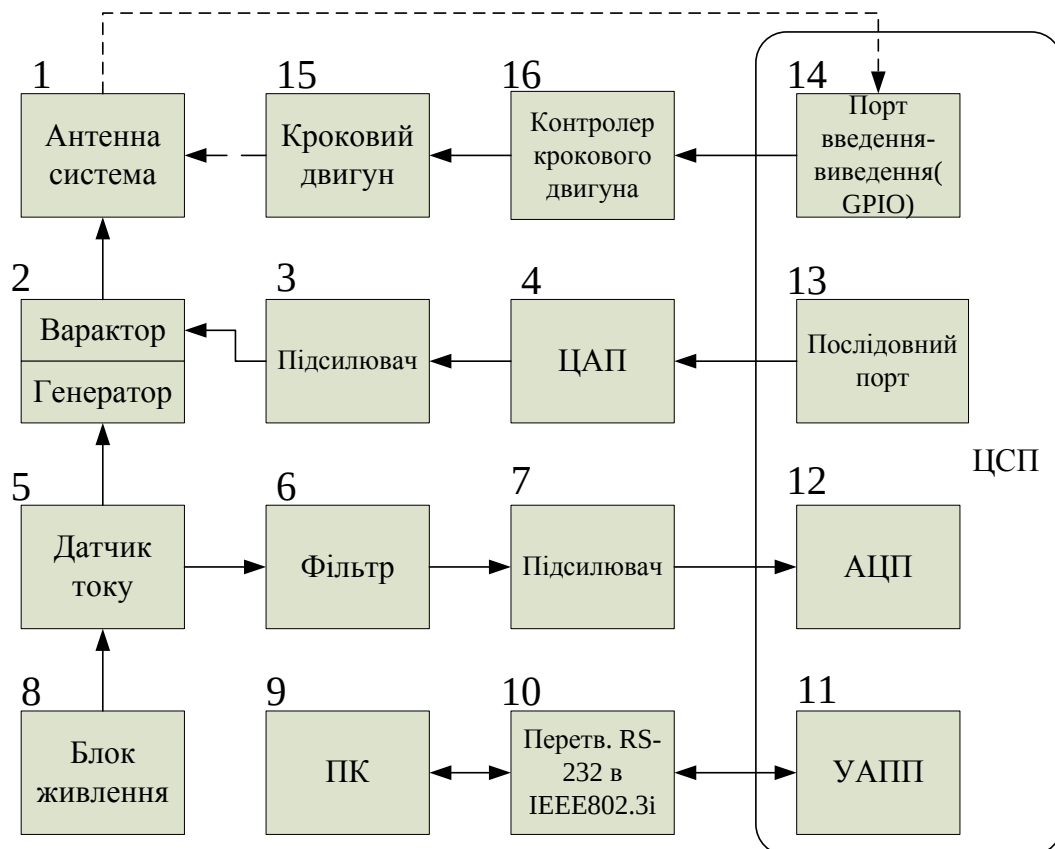


Рисунок 4.19 – Структурна схема оглядового автодинного локатора,

де 1 – антенна система; 2 – генератор автодинного типу на діоді Ганна з варакторним перестроюванням частоти; 3 – підсилювач; 4 – цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП); 5 – датчик струму в ланцюзі живлення генератора; 6 – смуговий фільтр; 7 – підсилювач різницевої частоти; 8 – блок живлення; 15 – кроковий двигун; 16 – контролер крокового двигуна; цифровий сигнальний процесор (ЦСП) до складу якого входять: порт вводу-виводу загального призначення 14; комунікаційний послідовний порт 13; аналогово-цифровий перетворювач 12 і універсальний асинхронний приймач-передавач 11, який можна підключити до персонального комп'ютера (ПК) 9 через перетворювач інтерфейсів 10.

Якщо порівняти структурну схему оглядової РЛС зі схемою радіолокаційного датчика, описаної вище, то можна помітити, що схеми досить схожі, за деякими відмінностями. В оглядовій РЛС, на відміну від датчика, змінена антенна система, засоби візуалізації, а також додатково з'явилася схема управління антенною системою у вигляді крокового двигуна і системи управління кроковим двигуном. Ці відмінні риси оглядової РЛС описано нижче.

4.3.1 Антенна система

У якості антенної системи оглядового локатора використовувалася планарна скануюча антена дифракційного випромінювання [6-8]. Антена складається з трьох основних частин: пристрою збудження поверхневої хвилі, планарного діелектричного хвилеводу і періодичної металевої сповільнюючої системи типу «гребінка» (дифракційна решітка). Принцип дії даного типу антен засновано на явищі перетворення поверхневої хвилі діелектричного хвилеводу в об'ємну хвилю за допомогою дифракційної решітки. Змінюючи характеристики елементів суповільнюючої системи і їх зв'язки з полем планарного діелектричного хвилеводу можна змінювати спрямованість випромінювання. Антена забезпечує лінійну поляризацію випромінювання при коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ) не гірше 1,25 і омичних втратах 0,7 дБ. Ширина

діаграми спрямованості в горизонтальній і вертикальній площині $2,2^\circ$, діаметр апертури 250 мм.

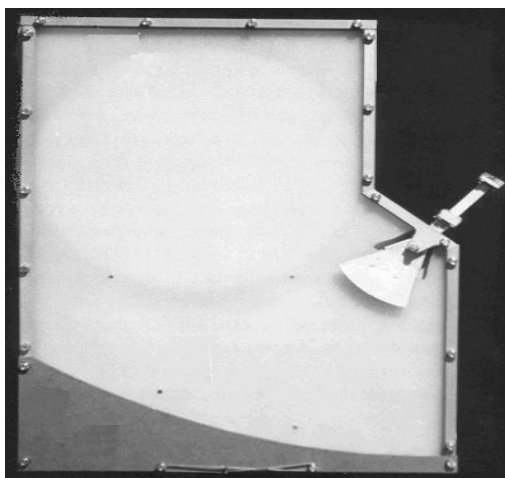


Рисунок 4.20 – Планарна скануюча антена

Перевагою застосування таких антен в оглядових локах є малий розмір уздовж осі випромінювання та відсутність рухомого (такого, що обертається) з'єднання для передачі випромінюваних і прийнятих сигналів.

4.3.2 Поворот скануючого променя

У використаній нами антенній системі (рис. 4.20) поворот променя сканування в межах до 120° здійснювався за рахунок повороту диска з дифракційною решіткою в полі планарного діелектричного опромінювача. У представленій розробці поворот диска решітки проводився за допомогою крокового двигуна.

Для керування кроковим двигуном додатково був розроблений контролер крокового двигуна, який управлявся сигналами з ЦСП. Також на антені співвісно з диском решітки, був встановлений цифровий датчик («енкодер»), який сигналізував в ЦСП (пунктирна лінія від антени з ЦСП на рис. 4.19) про поточний кут повороту диска дифракційної решітки.

4.3.3 Візуалізація радіолокаційного зображення

Оскільки оглядові локатори мають специфічну систему відображення по відношенню до вищеописаного датчика, в реєструючу систему були внесені відповідні зміни. Так, замість стовпчастої діаграми, як у випадку датчика, на екрані комп'ютера відображався індикатор типу «індикаторна електронно-променева трубка». Заповнення такого індикатора при роботі локатора відбувається наступним чином: отриманий в даний момент часу Фур'є-спектр сигналу автодинного відгуку наносився на діаграму радіально у вигляді сектора. При цьому кут нахилу сектора відповідає куту повороту диска з дифракційною решіткою, а яскравість точок з дальності, пропорційна значенню відповідної Фур'є-комірки спектра. Циклічна послідовність дій - спектральна обробка, поворот диска дифракційної ґратки кроковим двигуном і відображення на діаграмі сектора з відповідним кутом – призведе до формування на екрані монітора двовимірною зображення, де яскравість точки характеризує відбиття скануючого променя від певної області простору.

4.4 Натурні випробування автодинного радіолокаційного датчика

Основне застосування радіолокаційного датчика – використання в системі залізничної автоматики, зокрема, у гірковій автоматичній централізації, для автоматизації формування і розформування рухомих складів на сортувальних гірках.

Метою випробувань є перевірка функціонування радіолокаційного датчика в режимах, що визначають його основне призначення – режим контролю зайнятості ділянки (РКЗД) і режим контролю швидкості (РКШ), в умовах, що відповідають умовам його експлуатації.

4.4.1 Методика проведення випробувань

Місце установки радіолокаційного датчика (рис. 4.21) і відбивача вибиралося з урахуванням габариту навколишніх споруд, зони чутливості

(відповідальності) пристрою, розмірів необхідної зони охоплення відповідно до місця установки.

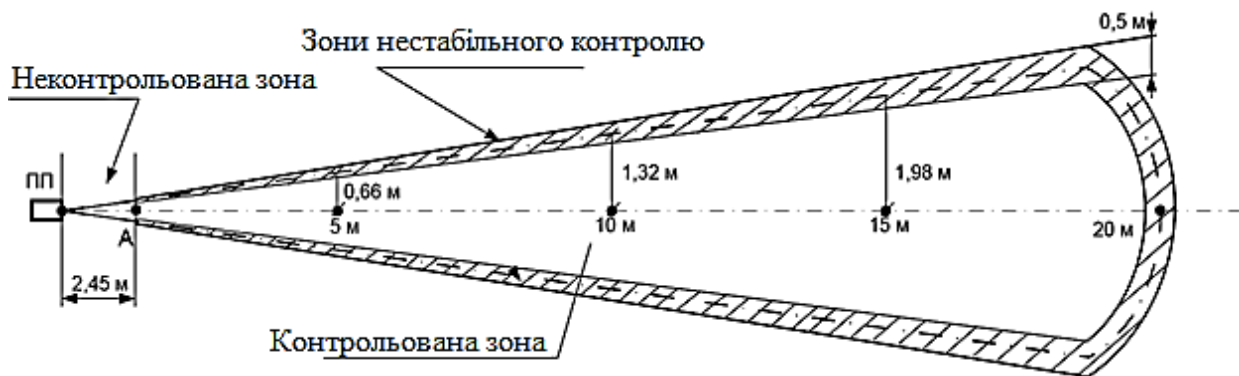


Рисунок 4.21 – Схема розміщення радіолокаційного датчика

Для проведення випробувань були проведені наступні підготовчі заходи:

1. У якості стійок радіолокаційного датчика і відбивача використовувалися фундаменти, на які встановлюються переїзні світлофори;
2. Датчик контролю зайнятості встановлювався перед головною стрілкою гірки, датчик контролю швидкості – в місці, що забезпечує контроль швидкості відчепу перед входом і при виході зі сповільнювача 1-ої гальмівної позиції;
3. Перевірка працездатності радіолокаційного датчика у режимі контролю зайнятості проводилась шляхом установки його поруч з пристроєм аналогічного призначення РТД-С (радіотехнічний датчик вільності стрілочної ділянки). В ході випробувань перевірялася ідентичність спрацювання обох пристроїв;
4. Перевірка працездатності радіолокаційного датчика у режимі контролю швидкості проводилась шляхом порівняння отриманих з радіолокаційного датчика результатів і показань еталонних пристроїв: спідометра локомотива, міліцейського радара «"ИСКРА-1"ДА/60», доплерівського вимірювача швидкості ВЧ діапазону (900 МГц) і т.п.

Випробування радіолокаційного датчика проводилися наступним чином:

1. Перевірка зони контролю радіолокаційного датчика здійснювалася за допомогою регульовального відбивача з урахуванням необхідної зони контролю. На екрані комп'ютера в якості індикатора стану радіолокаційного датчика використовувалися кольорово-буквені транспаранти «Зайнято», «Вільно». При знаходженні об'єкта в контрольованій зоні видавався сигнал «Зайнято», при перетині зони нестійкого контролю можливі короточасні зміни сигналу, а при виході в неконтрольовану зону видавався сигнал «Вільно».
2. Контролювався факт фіксації часу спрацювання і відпускання колійного реле, реле пристрою РТД-С і вихідного реле.
3. Контролювався стан датчика контролю зайнятості по цифровому каналу.
4. Контролювалася швидкість відчепів, що знаходяться в зоні відповідальності датчика контролю швидкості.
5. Контролювалася стійка робота датчиків і відсутність помилкових спрацювань.
6. Після закінчення процесу розпуску рухомого складу за допомогою накопиченого програмою архіва даних контролювався час спрацювання і відпускання, зазначених вище пристроїв, а також швидкість відчепів, що фіксуються датчиком контролю швидкості.

4.4.2 Випробування на Харківській малій південній залізниці

Для перевірки робочих характеристик радіолокаційного датчика були проведені натурні випробування на Харківській малій південній залізниці з використанням реальних об'єктів. У якості об'єкта дослідження виступав рухомий склад, що складався з локомотива або локомотива і різної кількості пасажирських вагонів (від 1 до 5).

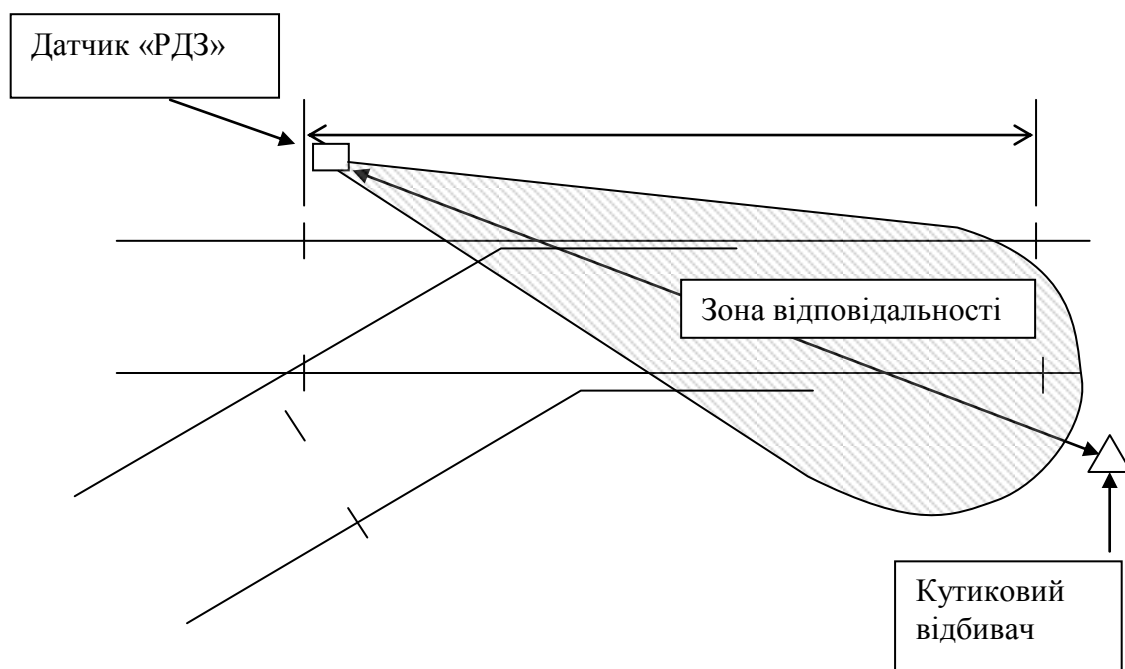


Рисунок 4.22 – Схема установки радіолокаційного датчика зайнятості шляхів на залізничній стрілі

Випробування радіолокаційного датчика проводилися для двох режимів функціонування, режим «датчик зайнятості» і режим «датчик швидкості».

Розглянемо спочатку режим «датчик зайнятості».

Тестованими параметрами для режиму «датчик зайнятості» були:

1. Відхилення часу спрацювання радіолокаційного датчика при входженні рухомого складу в зону відповідальності від номінального значення (не більше 0,1 с);
2. Відхилення часу спрацювання радіолокаційного датчика при виході рухомого складу із зони відповідальності від номінального значення (не більше 0,5 с);
3. Відсутність помилкових спрацювань при відсутності рухомого складу в зоні відповідальності;
4. Відсутність пропусків при знаходженні рухомого складу в зоні відповідальності.



Рисунок 4.23 – Розташування радіолокаційного датчика, кутикового відбивача та апаратури, необхідної для настройки і перевірки працездатності заявлених параметрів, на залізничній стрілці

На рис. 4.22. показана схема установки радіолокаційного датчика на залізничній стрілці із зазначенням місць установки радіолокаційного датчика, кутикового відбивача і зони його відповідальності. Датчик встановлювався на місці установки фотоприймача штатного оптичного датчика, а кутиковий відбивач - на місці, що відповідає місцю установки випромінювача штатного оптичного датчика (рис. 4.21).

Для оперативної настройки радіолокаційного датчика і відображення інформації про стан зони відповідальності був використаний переносний персональний комп'ютер з встановленою спеціальною програмою. Комп'ютер було з'єднано з радіолокаційним датчиком за допомогою бездротового мережевий інтерфейсу стандарту IEEE 802.11, точки віддаленого доступу стандарту IEEE 802.11 і стандартного перехідника інтерфейсів LAN - RS485.

Радіолокаційний датчик приймав керуючі команди і передавав на персональний комп'ютер стан налаштувань і спрощену радіолокаційну картину.

Дана інформація відображається на моніторі у вигляді стовпчастої діаграми:

- 1) рівень сигналу відбитого від об'єктів в зоні відповідальності (перші п'ять стовпців);
- 2) поточний рівень сигналу відбитого від кутикового відбивача (шостий стовпець);
- 3) поріг спрацювання за перевищенням рівня відбитого сигналу в зоні відповідальності (сьомий стовпець);
- 4) поріг спрацювання за зниженням рівня відбиття від кутикового відбивача (восьмий стовпчик).

Швидкість оновлення інформації, що виводиться на індикацію, склала 10 разів в секунду. Метою налаштування системи є досягнення більш стійкого і надійного функціонування радіолокаційного датчика. Налаштованими параметрами є: поріг спрацювання за перевищенням рівня відбитого сигналу в зоні відповідальності, поріг спрацювання за зниженням рівня відбиття від кутикового відбивача, крутизна перестроювання частоти. Регулювання крутизни частотного варіювання необхідно для отримання максимального рівня відгуку від кутикового відбивача, що відображується в шостому стовпці сервісної програми.



Рисунок 4.24 – Встановлений радіолокаційний датчик, персональний комп'ютер з індикацією на моніторі стовпчастої діаграми і реєстратор

Поріг спрацьовування за зниженням рівня відбиття від кутикового відбивача повинен бути встановлений в межах половини поточного рівня сигналу відбитого від кутикового відбивача. Поріг спрацьовування за перевищенням рівня відбитого сигналу в зоні відповідальності повинен бути встановлений на рівні не менше ніж в два рази більше поточного рівня відбитого сигналу в зоні відповідальності. Налаштування порогів проводиться у відсутності людей і рухомого складу в зоні відповідальності. Для більш точного налаштування слід домогтися максимального рівня відбиття від кутикового відбивача за допомогою позиціонування кутикового відбивача і радіолокаційного датчика.

Для підвищення достовірності результатів вимірювань проводилася фіксація часу замикання і розмикання контактів твердотільного реле («сухий контакт») у запам'ятовуючому пристрої реєстратора. Замикання контактів твердотільного реле відповідає входженню рухомого складу в зону відповідальності. Розмикання контактів твердотільного реле відповідає виходу рухомого складу із зони відповідальності. Запис проводився в режимі реального часу. Візуально проводився контроль входження – виходу рухомого складу із зони відповідальності за записом відеоінформації на цифрову фотокамеру. Фотоапарат встановлювався на «осі радіолокаційний датчик – радіолокаційний відбивач» над радіолокаційним датчиком в напрямку відбивача. Запис проводився з темпом 14 кадрів в секунду. Таймер фотоапарата дозволив здійснити синхронізацію фотознімків за часом з результатами вимірювань реєстратора. У результаті порівняння записів реєстратора і фотозйомки проведено статистичний аналіз на основі якого визначалися наступні параметри: 1) Відхилення часу спрацьовування радіолокаційного датчика при входженні рухомого складу в зону відповідальності від номінального значення; 2) Відхилення часу спрацьовування радіолокаційного датчика при виході рухомого складу із зони відповідальності від номінального значення; 3) Кількість помилкових спрацьовувань при відсутності рухомого

складу в зоні відповідальності; 4) Кількість пропусків при знаходженні рухомого складу в зоні відповідальності.

За результатами проведення випробувань радіолокаційного датчика в режимі «датчик зайнятості», були зафіксовані наступні параметри: відхилення часу спрацьовування радіолокаційного датчика при входженні рухомого складу в зону відповідальності від номінального значення ± 0.035 с; відхилення часу спрацьовування радіолокаційного датчика при виході рухомого складу із зони відповідальності від номінального значення ± 0.035 с; відсутність помилкових спрацьовувань при відсутності рухомого складу в зоні відповідальності і відсутність пропусків при знаходженні рухомого складу в зоні відповідальності.

Крім того, автором було проведено дослідження роздільної здатності по дальності радіолокаційного датчика.



Рисунок 4.25 – Дослідження роздільної здатності по дальності радіолокаційного датчика

Для надійної роботи радіолокаційного датчика в режимі «датчик зайнятості», як було описано вище, прийнято умовний поділ простору між радіолокаційним датчиком і кутиковим відбивачем на 3 зони: мертва зона (до 1 м від радіолокаційного датчика) – необхідна для запобігання помилкових спрацьовувань при обмерзанні радіолокаційного датчика і намоканні лінзової антени, зона виключається при формуванні рішення про зайнятість; інформація про рівень сигналу в цій зоні використовується для прийняття рішення про зайнятість елементу залізничної інфраструктури; зона кутикового відбивача (від 15 м до 17 м). Інформація про рівень сигналу в цій зоні використовується для самотестування радіолокаційного датчика при відсутності рухомого складу в зоні відповідальності, а також для формування сигналу зайнятості при перекритті променя рухомим складом.

Для визначення роздільної здатності радіолокаційного датчика за дальністю використовувалися кутикові відбивачі, що імітують цілі та інженерна програма налаштування параметрів радіолокаційного датчика і візуалізації рівня відбиття вздовж траси поширення сигналу. На рис. 4.25 видно розташування датчика, двох кутикових відбивачів і переносного персонального комп'ютера. На екрані монітора комп'ютера у вікні програми видно відбиття від двох кутикових відбивачів розташованих на відстані 7,5 і 15 метрів від радіолокатора, а також відбиття від підстильної поверхні (від ґрунту).

Вимірювання роздільної здатності радіолокатора за дальністю в умовах Дитячої південної залізниці дають дещо гірше значення в порівнянні з вимірами, проведеними в лабораторних умовах. Такий факт є очікуваним і пов'язаний з наявністю прийому відбитих від підстильної поверхні сигналів. Крім того присутність відбитих від підстильної поверхні сигналів на вході реєструючої системи радіолокатора призводить до розширення спектральних складових відбиття від кутикових відбивачів. Наявність відбитків від ґрунту призводить також до зменшення співвідношення сигнал/шум. Однак,

незважаючи на ці фактори, роздільна здатність радіолокатора по дальності була не гірше 1 м. Таким чином, випробування радіолокатора в умовах натурального експерименту продемонстрували можливість надійного просторового розділення зазначених вище зон дії між радіолокатором і кутиковим відбивачем при висоті підняття радіолокатора 1 м над поверхнею ґрунту.

Тепер розглянемо випробування радіолокаційного датчика в режимі «датчик швидкості». Тестованими параметрами для режиму «датчик швидкості» були похибка вимірювання швидкості та дальність дії.

Радіолокаційний датчик розташовувався на висоті 1 м в напрямку вздовж залізничного полотна (Рис. 4.26).



Рисунок 4.26 – Вимірювання параметрів радіолокаційного датчика в режимі «датчик швидкості»

Показання швидкості порівнювалися з показаннями спідометра локомотива. За результатами проведених випробувань радіолокаційного датчика в режимі «датчик швидкості», були встановлені наступні параметри

датчика: похибка вимірювання швидкості за показаннями спідометра локомотива ± 0.5 км/год, дальність дії не менше 20 м.

4.4.3 Випробування на сортувальній гірці «Південний пост»

Після проведення всебічних лабораторних випробувань було проведено цикл натурних випробувань на механізованій сортувальній гірці «Південний пост», м. Харків. Випробування проводилися відповідно до розробленої програми і методики випробувань (ПіМВ) при безпосередній участі осіб, які мають право на проведення робіт на об'єктах залізничного транспорту.

Метою випробувань була перевірка функціонування радіолокаційного датчика в режимах вимірювача швидкості і датчика зайнятості в реальних умовах. Перевірялася стабільність роботи датчика при виявленні різних типів рухомого складу.

Для проведення випробувань було підготовлено технологічне обладнання. До складу контролюючого обладнання увійшов персональний комп'ютер з LPT-портом, що замінив за своїм функціональним призначенням блок «WAD-DI-BUS – модуль введення дискретних сигналів». Заміна модуля введення проведена відповідно до ПіМВ. Комп'ютер використовувався для порівняльного аналізу сигналів, що приходять з датчика зайнятості і фотоелектронного датчика зайнятості, який є основним штатним пристроєм контролю проходження рухомого складу на механізованій сортувальній гірці. Порівняння показань датчика зайнятості з показаннями фотодатчика дало можливість зробити висновок про придатність радіолокаційного датчика в якості пристрою контролю рухомого складу.

Перед початком випробувань були проведені підготовчі заходи у відповідності до правил. Радіолокаційний датчик встановлювався та підключався до джерела живлення і пристрою порівняльного контролю. У зв'язку з тим, що випробування не носили постійний характер, облаштування капітальних фундаментів не проводилося.

На рис. 4.27 показано розміщення радіолокаційного датчика поблизу залізничної стрілки. Радіолокаційний датчик розміщувався на тимчасовому фундаменті з урахуванням габариту оточуючих споруд. Радіолокаційний датчик розміщувався таким чином, щоб зона його відповідальності збігалася із зоною контролю фотоелектронного перетворювача. Для перевірки ідентичності спрацювання проводилася порівняльна фіксація стану датчиків обох типів. Положення передавача фотоелектронного перетворювача вказано на рис. 4.28. З іншого боку залізничної стрілки було розташовано кутиковий відбивач для контролю працездатності радіолокаційного датчика.

У якості джерела живлення радіолокаційного датчика використовували акумулятор (вихідна напруга 12 В). Радіолокаційний датчик і кутиковий відбивач під час експериментів встановлювали на тимчасових основах, розташування вибиралося відповідно до схеми розміщення радіолокаційного датчика на місцевості.



Рисунок 4.27 – Розміщення радіолокаційного датчика на місцевості

Для підключення радіолокаційного датчика до апаратури порівняльного аналізу, встановленої на посту залізничної гірочної централізації використовувалися вільні пари проводів в раніше прокладених кабелях. З'єднання з кабельними парами проводилося в колійних коробках, рис. 4.28. При налаштуванні радіолокаційного датчика також використовувався радіоканал IEEE 802.11, що дозволило налаштовувати і контролювати зони дії радіолокаційного датчика рис. 4.28.



Рисунок 4.28 – Налаштування радіолокаційного датчика зайнятості

На рис. 4.28 позначено приймальний елемент фотоелектронного датчика зайнятості стрілочного переїзду. Сигнал, що формується цим датчиком, блокує перемикання стрілки. Сигнал блокування стрілки через колійне реле подавався на апаратуру порівняльного аналізу. Після перевірки функціонування пристрою порівняльного аналізу були проведені спостереження за проходженням рухомого складу з одночасною реєстрацією часу спрацьовування фотоелектронного датчика і радіолокаційного датчика.

У процесі спостережень контрольованою ділянкою пройшло 27 відцепів різного типу. Спостерігалось три типи рухомого складу: тепловоз, критий піввагон, відкритий піввагон (відкрита платформа). До особливостей варто віднести істотну різницю в відбивній здатності різних типів рухомих складів. Відкритий напіввагон має найнижчий рівень відбиття. Це пов'язано з відсутністю надбудов. Критий напіввагон має середній з описуваних рівень відбиття. Тепловоз має найвищу поверхню розсіювання. Це пов'язано з великою кількістю навісного обладнання, надбудов, бортів і інших елементів, що збільшують відбиття від цього виду рухомого складу.

Різниця в рівнях відбиттів від різних типів рухомого складу не вплинула на проведення вимірювань. Всі 27 відцепів, які пройшли через контрольовану ділянку, були стійко зареєстровані, показання фотодатчика і радіолокаційного датчика збіглися.



Рисунок 4.29 – Розташування вимірювачів швидкості поблизу гальмівної позиції

Випробування радіолокаційного датчика в режимі швидкостеміра проводилися поблизу гальмівної позиції. Гальмівна позиція складається з 2-х колійних сповільнювачів. Вона призначена для уповільнення рухомого складу і регулювання швидкісного режиму некерованого відцепу.

До складу вимірювального комплексу входили доплерівський вимірювач швидкості, два блоки перетворення інтерфейсів, радіолокаційний датчик, точка бездротового доступу, тимчасова опора.

Встановлення радіолокаційного датчика проводилося вздовж залізничних шляхів в напрямку колійних сповільнювачів на тимчасовій опорі (див. рис. 4.29).

Доплерівський датчик швидкості діапазону 900 МГц закріплювався на шпалі в міжрейковому просторі на виході з гальмівної позиції. У цьому місці сповільнювач вже не діє і швидкість рухомого складу стабільна. Доплерівський швидкостемір з'єднувався з блоком перетворення інтерфейсів, який у свою чергу з'єднувався з точкою бездротового доступу. Через точку бездротового доступу на комп'ютер передавалися показники датчика швидкості.

Контроль швидкості відбувався за прямими показаннями радіолокаційного датчика, що відображалися на екрані комп'ютера. Одночасно контроль швидкості проводився за показниками доплерівського датчика швидкості 900 МГц діапазону. Доплерівський датчик швидкості реєстрував швидкість проходження рухомого складу в момент його проходження над корпусом доплерівського датчика швидкості.

Тестові вимірювання проводилися за показаннями спідометра локомотива, вимірювача швидкості і радіолокаційного датчика швидкості. На тестових вимірах показання всіх трьох датчиків збіглися.

Порівняльні вимірювання для випадку некерованого рухомого складу, проводилися за показаннями доплерівського датчика швидкості і показниками радіолокаційного датчика в режимі швидкостеміру.

В процесі випробувань спостерігалися наступні типи рухомих складів: локомотив, критий піввагон, відкритий напіввагон. Для локомотиву виміри

проводилися 4 рази, а для некерованих відчепів різних типів - 12 разів. Різниця в ефективній поверхні розсіювання впливала тільки на дальність виявлення рухомого складу. У всіх випадках діапазони дальностей виявлення лежали в межах параметрів, зазначених в технічному завданні, і становили від 12 до 25 метрів. Діапазон швидкостей, що спостерігалися в експерименті, від 5 до 15 км/год. Збіг швидкостей, виміряних різними способами, лежить в діапазоні точності вимірювання.

В результаті проведених дослідів робота радіолокаційного датчика тестувалася в двох режимах: в режимі вимірювача швидкості і датчика зайнятості шляхів. Порівняльні випробування показали придатність радіолокаційного датчика для застосування в умовах сортувальної гірки, для контролю зайнятості колії і контролю швидкості відчепів при проходженні гальмівної позиції.

4.5 Лабораторні випробування оглядової автодинної РЛС

В процесі розробки автодинного оглядового радіолокатора був проведений цикл лабораторних випробувань, для визначення можливості застосування даного типу локаторів в задачах ближньої радіолокації, а також отримані тестові радіолокаційні зображення.

4.5.1 Умови проведення випробувань

Умови проведення випробувань представлені на рис. 4.30. Радіолокатор встановлювався на даху 2-х поверхової будівлі таким чином, що при скануванні промінь діаграми спрямованості ковзав над поверхнею даху будівлі. У зоні дії локатора розташовувалося кілька об'єктів: кутиковий відбивач 1, виходи розташованих на даху будівлі вентиляційних шахт 2, і дві будівлі різної висоти 3, 4.

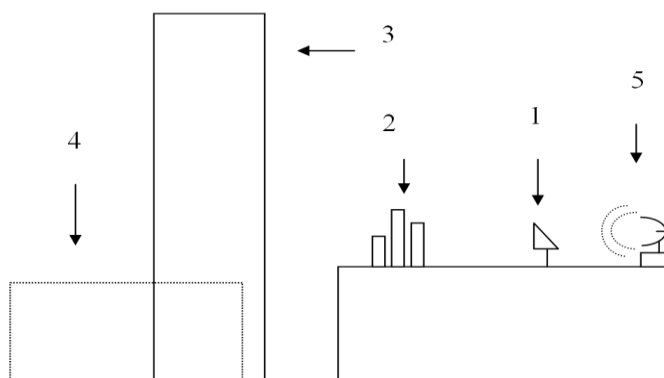


Рисунок 4.30 – Умови проведення випробувань

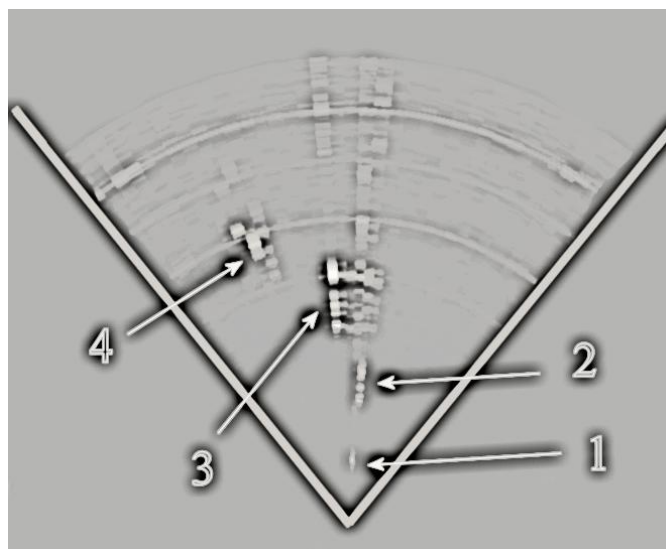


Рисунок 4.31 – Зображення на дисплеї системи відображення
радіолокаційної інформації

4.5.2 Приклад виявлення малорозмірних металевих об'єктів на тлі багатоповерхових будівель

На рис. 4.31 представлено радіолокаційне зображення на екрані персонального комп'ютера, отримане в результаті випробувань автодинного оглядового радіолокатора.

Цифрами позначені сигнали відбиті наступними об'єктами: 1 – кутиковим відбивачем, що розташований на відстані 20 м від розтрубу антенної системи

автодинного радіолокатора; 2 – виходами розташованих на даху будівлі вентиляційних шахт; 3 – відгук від розташованого на відстані 100 м від антенної системи 5-ти поверхового будинку; 4 – відгук від 2-го поверхового будинку, розташованого по азимуту – 20° градусів від нормалі антенної системи, 5 – оглядова автодинна РЛС.

Висновки до розділу 4

У розділі описана загальна структурна і функціональна схема розробленого експериментального зразка автодинного радіолокаційного датчика безперервної дії з лінійно-частотною модуляцією та функціональні схеми складових частин радіолокаційного датчика. Обґрунтовано вибір системи детектування сигналу автодинного відгуку та описані технологічні аспекти виготовлення експериментального зразка датчика.

Наведено методику виявлення об'єктів в зоні дії радіолокаційного датчика для вирішення завдань контролю зайнятості стрілочних переводів на залізничних сортувальних гірках і переїздах. Описано спосіб формування зондуючого ЛЧМ-радіоімпульса та метод детектування і наступної цифрової обробки сигналу проміжної частоти.

Наведено результати випробувань датчика на об'єктах діючої залізничної інфраструктури в режимі контролю зайнятості ділянки і режимі контролю швидкості. За результатами випробувань, експериментально підтверджені наступні параметри: відхилення часу спрацьовування радіолокаційного датчика при входженні рухомого складу в зону відповідальності від номінального значення не більше 0,1 с, а при виході рухомого складу із зони відповідальності не більше 0,5 с; відсутність помилкових спрацьовувань при відсутності рухомого складу в зоні відповідальності і відсутність пропусків при його наявності, роздільна здатність радіолокатора по дальності не гірше 1 м, похибка вимірювання швидкості ± 0.5 км/год. при дальності дії не менше 20 м. Показана можливість застосування радіолокаційного датчика в складі системи залізничної автоматики, зокрема, гірочної автоматичної централізації, для автоматизації формування і розформування складів на сортувальних гірках.

Наведено функціональну і структурну схему розробленого лабораторного зразка оглядової автодинної РЛС. Розглянуто її принципові відмінності від радіолокаційного автодинного датчика. Наведено результати лабораторних випробувань РЛС на прикладі виявлення малорозмірного кутикового відбивача, на тлі багатоповерхових будівель міської забудови.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішена актуальна задача поліпшення характеристик автодинних напівпровідникових ЛЧМ радіолокаторів ближнього радіусу дії мм-діапазону. Також в роботі проведено моделювання та дослідження формування та обробки сигналів автодинного відгуку від стаціонарних та рухомих об'єктів з наступними видами частотної модуляції: симетрична і несиметрична пилкоподібні, ступінчаста квазі-пилкоподібна і гармонійна. В ході виконання роботи, для верифікації результатів досліджень були побудовані експериментальний зразок автодинного радіолокаційного датчика і лабораторний зразок оглядової автодинної РЛС.

Основні наукові і практичні результати дисертаційної роботи полягають в наступному:

1. Розроблено і апробовано математичну модель напівпровідникового автодинного генератора з варакторним перестроюванням частоти мм-діапазону. Модель заснована на системі укорочених лінеаризованих диференціальних рівнянь з запізненням відносно наступних сигнальних характеристик автодина: ЧХА, АХА і ХАД;
2. Проведено моделювання СХА і вивчені особливості формування основних (нульових) і вищих гармонік сигналу автодинного відгуку для стаціонарних та рухомих об'єктів при наявності нелінійного характеру залежності частоти АГ від напруги на варакторі. В результаті проведеного моделювання показано, що вплив такої нелінійності виражається в розширенні спектра сигналу, що в результаті призводить до погіршення співвідношення сигнал-шум;
3. Виявлено «зональний характер» поділу області зондування за дальністю (від значень величини нормованого радіуса) для АГ з ЧМ за пилкоподібним несиметричним законом. З використанням методів спектральної обробки сигналу показано, що для відбивачів, розташованих в околиці меж кожної із

зон, сигнальні характеристики автодина мають квазігармонійний вигляд (автодин працює в «режимі гомодина»);

4. Запропоновано і апробовано метод лінеаризації перестроювальної характеристики напівпровідникового АГ на основі діода Ганна шляхом статичної корекції керуючої напруги на варакторі з використанням цифрового сигнального процесора;
5. Побудовано бюджет внутрішніх шумів автодинної РЛС з цифровою обробкою сигналу ПЧ і знайдені схеми аналогової і цифрової фільтрації, використання яких дозволяє підвищити співвідношення сигнал-шум;
6. Розроблено експериментальні та лабораторні зразки радіолокаційного напівпровідникового датчика і оглядового напівпровідникового АГ ближньої радіолокації мм-діапазону;
7. Розроблено та апробовано на об'єктах діючої залізничної інфраструктури Південної залізниці методику використання автодинного радіолокаційного датчика для контролю зайнятості стрілочних переводів та виявлення об'єктів на залізничних сортувальних гірках і переїздах.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Ермак Г. П. Разработка автодинных и гетеродинных полупроводниковых приемо-передающих устройств миллиметрового диапазона с линейной модуляцией частоты и цифровой обработкой сигналов для систем радиолокации ближнего действия / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, А. С. Васильев [и др.] // Отчет по НИР «Теразонд», ИРЭ НАН Украины. – N ГР 0111U010476. — 2014. — Р. 47.
2. Носков В. Я. Флуктуационные характеристики автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией / В. Я. Носков, А. С. Васильев, Г. П. Ермак [и др.] // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. — 2017. — Vol. 60, No. 3. — Р. 154–165.
3. Noskov V. Y. Peculiarities of signal formation of autodyne radars with linear frequency modulation / V. Y. Noskov, K. A. Ignatkov, A. P. Chupahin [et al.]// Вестник Национального технического университета Украины «КПИ». Серия Радиотехника, Радиоаппаратостроение. — 2016. — No. 67. — Р. 50–57.
4. Noskov V. Y. Signals of autodyne radars with frequency modulation according to symmetric saw-tooth law / V. Y. Noskov, K. A. Ignatkov, A. P. Chupahin [et al.] // Telecommunications and Radio Engineering. — 2016. — Vol. 75, No. 17. — Р. 1551–1566.
5. Ермак Г. П. Обзорный автодинный радиолокатор миллиметрового диапазона / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, А. С. Васильев [и др.] // Радиофизика и электроника. — 2010. — Vol. 4. — Р. 85–91.
6. Noskov V. Y. Output, signal and noise parameters of autodynes with a rigid conductance characteristic of an active element / V. Y. Noskov, A. S. Vasiliev, G. P. Ermak [и др.] // Telecommunications and Radio Engineering. — 2016. — Vol. 75, No. 20. — Р. 1857–1873.
7. Ермак Г. П. Багатофункціональний радіолокаційний датчик для дистанційного спостереження за наявністю рухомого складу на залізничних гірках, стрілках і переїздах та контролю його швидкості для забезпечення

- безпеки руху та диспетчерських функцій“ (шифр „РЛС-ГІРКА”) / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, И. В. Попов [и др.] // Звіт по інноваційному науково-технічному проекту.-N Госрегистрации 01080004035, 2008 г., 140 с. — 2008. — Р. 140.
8. Noskov V. Y. Parameters' calculation of autodyne sensors taking into account the noise of the power source / V. Y. Noskov, A. S. Vasilev, G. P. Ermak[et al.] // Telecommunications and Radio Engineering. — 2016. — Vol. 75, No. 5. — P. 441–454.
 9. Варавин А. В. Автодинный приёмо-передающий модуль на диоде ганна с внутреннем детектированием сигнала для радиолокационного датчика с линейной модуляцией частоты. / А. В. Варавин, А. С. Васильев, Г. П. Ермак, И. В. Попов // Радиофизика и электроника, Сб.науч.тр. — 2008. — Vol. 13, No. 3. — P. 546–551.
 10. Ермак Г. П. Радиолокационный датчик контроля занятости пути и скорости подвижного состава на территориях сортировочных горок / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, И. В. Попов [и др.] // Наука и инновации. — 2009. — Vol. 5. — P. 9–16.
 11. Varavin A. V. Improvement of range resolution of fmcw autodyne radar / A. V. Varavin, G. P. Ermak, A. S. Vasilev [et al.]. — IEEE, 2010.
 12. Varavin A. V. Range resolution improvement for low-cost FMCW self-mixing radar / A. V. Varavin, G. P. Ermak, A. S. Vasilev [et al.]. — 2010.
 13. Varavin A. V. The signal digital processing in the millimeter band FMCW radar. / A. V. Varavin, G. P. Ermak, A. S. Vasilev, I. V. Popov. — 2007.
 14. Vasilev A. S. KA-band fmcw radar sensor for remote control of presence and speed of railroad-cars and trains in territory of grading belts / A. S. Vasilev, A. V. Varavin, G. P. Ermak, I. V. Popov. — 2010.
 15. Ermak G. P. Radar sensors for hump yard and rail crossing applications / G. P. Ermak, A. S. Vasilev, A. V. Varavin [et al.]. — IEEE, 2013.
 16. Ermak G. P. Radar sensors for hump yard and rail crossing applications / G. P. Ermak, A. S. Vasilev, A. V. Varavin [et al.]. — IEEE, 2013.

17. Носков В. Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. ч. 9. радиолокационное применение автодинов / В. Я. Носков, А. В. Варавин, А. С. Васильев [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. — 2016. — Vol. 3. — P. 32–86.
18. Воторопин С. Д. Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. ч. 1. Конструкторско-технологические достижения // Успехи современной радиоэлектроники. 2006. № / С. Д. Воторопин, В. Я. Носков, С. М. Смольский // .
19. Воторопин С. Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 4. Исследования многочастотных автодинов / С. Д. Воторопин, В. Я. Носков, С. М. Смольский. — 2008.
20. Воторопин С. Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией / С. Д. Воторопин, В. Я. Носков, С. М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. — 2009. — No. 3. — P. 3–50.
21. Носков В. Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 6. Исследования радиоимпульсных автодинов / В. Я. Носков, С. М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. — 2009. — No. 6. — P. 3–51.
22. Носков В. Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 7. Динамика формирования автодинных и модуляционных характеристик / В. Я. Носков, К. А. Игнатков, С. М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. — 2013. — No. 6. — P. 3–52.

23. Носков В. Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 8. автодины со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором / В. Я. Носков, К. А. Игнатков, С. М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. — 2013. — No. 12. — Р. 3–42.
24. Воторопин С. Д. Обобщённая модель и основные уравнения автодинной ГИС КВЧ на основе мезапланарных ганновских структур / С. Д. Воторопин, В. Я. Носков // Известия вузов. Физика. — 2001. — Vol. 44, No. 12. — Р. 23–30.
25. Патент 7154432 b2 (США). Radar sensor (заявл. 12.11.2004) / Т. Nagasaku, Н. Kondoh, Н. Sinida.
26. Носков В. Я. Генри Раунд – «неизвестный гений» радиотехники, изобретатель автодина / В. Я. Носков. — 2013.
27. Пестриков В. М. Эра безламповых устройств беспроводной передачи информации: монография. – Севастополь: Вебер / В. М. Пестриков. — 2011.
28. Коган И. М. Ближняя радиолокация. Теоретические основы. М.: Советское радио / И. М. Коган. — 1973.
29. Алахов Е. К. Практика работы автодинных устройств и пути построения автодинных комплексов // Л.: ЛИТМО. Деп. рукопись № 5125-82. ВИНТИ / Е. К. Алахов. — 1982.
30. Кошелев Ю. Д. Доплеровский автодинный измеритель скорости // электронная техника. сер. Контрольно-измерительная аппаратура. 1966. № 3. с. 99–108. / Ю. Д. Кошелев.
31. Алахов Е. К. Применение суперрегенеративного режима отражательного клистрона-автодина для приёма вторичного излучения // Известия ВУЗов. Приборостроение. 1971. № 10. с. 5–9. / Е. К. Алахов.
32. Теоретическое и экспериментальное исследование ГДИ–автодина / Г.П. Ермак, А.Б. Лебедев, К.А. Лукин и др. // Харьков: Институт радиофизики и электроники АН УССР, 1984. Препринт № 262. / .

33. Шестопапов В. П. Экспериментальное исследование предельной чувствительности генератора дифракционного излучения в автодинном режиме работы // Сб. науч. тр. «Физика и техника миллиметровых волн». Киев: Наукова думка, 1983. с. 3–6. / В. П. Шестопапов, Б. К. Скрынник, Г. П. Ермак // .
34. В.С. Банников ГДИ автодины в радиофизических исследованиях / В.С. Банников, О.Ю. Веденский, Г.П. Ермак, А.Б. Лебедев, К.А. Лукин, О.Л. Колесник, Е.Б. Сенкевич, В.П. Шестопапов. Харьков: ИРЭ АН УССР. Препр. 90-15. / .
35. Шестопапов В. П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. т. 2. Источники. Элементная база. Радиосистемы. Киев: Наук. думка, 1985. / В. П. Шестопапов.
36. Генераторы дифракционного излучения / Под. ред. В.П. Шестопапова. Киев: Наук. думка, 1991. / .
37. Лукин К. А. Метод измерения расстояния на основе автодинного эффекта в генераторе хаотических колебаний, научные труды Международной конференции “Метрология и измерительная техника”. – 1999. - 5-7 октября. - с. 154-156. / К. А. Лукин, В. В. Кулик.
38. Кулик В. В. Автодинный эффект в генераторе обратной волны о-типа с хаотической динамикой // «Применение радиоволн миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов», Сб. научных трудов. – Харьков. - Ин-т радиофизики и электроники АН Украины. – 1991. - с. 95 100. / В. В. Кулик, К. А. Лукин, В. А. Ракитянский.
39. Komarov I.V. Fundamentals of short-range fm radar. Artech house, Norwood, MA, USA 2003. / Komarov I.V., S. S.M.
40. Комаров И. В. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний. М.: Горячая линия. Телеком. 2010. / И. В. Комаров, С. М. Смольский.
41. Туманов Б. Н. Особенности автоколебаний в автодинных генераторах СВЧ // Электронная техника. сер. электроника СВЧ. 1983. № 2. с. 3–9. / Б. Н.

- Туманов, В. Т. Бузыкин.
42. Калыгина В. М. Автодинная чувствительность генератора на лавинно-пролетном диоде // Электронная техника. сер. 1. Электроника СВЧ. 1978. № 3. с. 58–63. / В. М. Калыгина, Б. Н. Туманов.
 43. Туманов Б. Н. Автодинный эффект в газовых лазерах // Известия ВУЗов. Радиофизика. 1978. т. 21. № 9. с. 1260–1267. / Б. Н. Туманов, Б. И. Левит, А. С. Бабич.
 44. Туманов Б. Н. Импульсно-доплеровская автодинная система на диоде Ганна // Радиофизика и исследование свойств вещества. омск: ОГПИ, 1985. с. 41–46. / Б. Н. Туманов, Н. М. Закарлюк.
 45. Воторопин С. Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. ч. 1. конструкторско-технологические достижения / С. Д. Воторопин, В. Я. Носков, С. М. Смольский. — 2006.
 46. Воторопин С. Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 2. Теоретические и экспериментальные исследования // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 7. с. 3–33. / С. Д. Воторопин, В. Я. Носков, С. М. Смольский.
 47. Воторопин С. Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 3. Функциональные особенности автодинов // успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 11. с. 25–49. / С. Д. Воторопин, В. Я. Носков, С. М. Смольский // .
 48. Перегонов С. А. Перспективы массового применения СВЧ-устройств // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. 1987. № 9. с. 55–59. / С. А. Перегонов.
 49. Бузыкин В. Т. Автодины миллиметрового диапазона на слаботочных диодах Ганна // Малошумящие генераторы СВЧ. Состояние разработок и перспективы применения в метрологии. Тезисы докладов всесоюзного

- совещания. – Иркутск: НИИФТРИ, 1991. с. 44–45. / В. Т. Бузыкин, С. Д. Воторопин, В. Я. Носков.
50. Бузыкин В. Т. Автодинные характеристики свч генераторов на полупроводниковых диодах // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. 1992. № 7. с. 9–14. / В. Т. Бузыкин, В. Я. Носков.
 51. Воторопин С. Д. Приёмопередающие модули на слаботочных диодах Ганна для автодинных систем // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. 1993. № 4. с. 70–72. / С. Д. Воторопин, В. Я. Носков.
 52. Коган И. М. Теоретические основы радиолокации на малых расстояниях // итоги науки и техники. сер. Радиотехника. М.: ВИНТИ, 1976. т. 13. / И. М. Коган.
 53. Hinman W. S. Radio proximity-fuze development / W. S. Hinman, C. Brunetti // Proceedings of the IRE. — 1946. — Vol. 34, No. 12. — P. 976–986.
 54. Jefford P. A. Modulation schemes in low-cost microwave field sensors / P. A. Jefford, M. J. Howes // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1983. — Vol. 31, No. 8. — P. 613–624.
 55. Takayama Y. Doppler signal detection with negative-resistance diode oscillators / Y. Takayama // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1973. — Vol. 21, No. 2. — P. 89–94.
 56. Komarov I. V. Fundamentals of short-range FM radar. Norwood: Artechhouse / I. V. Komarov, S. M. Smolskiy. — 2003.
 57. Votoropin S. D. An analysis of the autodyne effect of oscillators with linear frequency modulation / S. D. Votoropin, V. Y. Noskov, S. M. Smolskiy // Russian Physics Journal. — 2008. — Vol. 51, No. 6. — P. 610–618.
 58. Varavin A. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor / A. V. Varavin, A. S. Vasiliev, G. P. Yermak, I. V. Popov // Telecommunications and Radio Engineering. — 2010. — Vol. 69, No. 5. — P. 451–458.
 59. Комаров И.В., Остапенков П.С., Смольский С.М. Базовые алгоритмы и проектирование на основе ПЛИС блока цифровой обработки сигналов

- высокоточного радиолокационного измерителя малых перемещений. // Новые биокрибернетические и телемедицинские технологии 21 века для диагностики и лечения заболеваний человека: Материалы междисциплинарной междунар. науч. конф. -Петрозаводск, ПТУ, 2003. - С. 53-54.
60. Смольский С. М. Применение ПЛИС для цифровой обработки сигналов в высокоточных радиолокационных измерителях с непрерывным излучением. // Радиотехнические тетради. – 2004. - № 28. – с. 45-51. / С. М. Смольский, П. С. Остапенков.
 61. Воторопин С. Д. Перспективные миллиметровые автодинные чм-локаторы с непрерывным излучением для задач обнаружения, измерения и управления. //информационно-телекоммуникационные технологии. Тез. докл. всерос. НТК. – М., МЭИ, 2004. – с. 154-156. / С. Д. Воторопин, И. В. Комаров, П. С. Остапенков [и др.] .
 62. Смольский С. М. Автодинные ЧМ-локаторы КВЧ-диапазона с непрерывным излучением. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. Украина. Одесса. – 2005. - №1(55). – с. 7-13. / С. М. Смольский, С. Д. Воторопин, Н. Н. Савков [и др.] .
 63. Ermak G. P. Autodyne effect application for stability analysis of the steady-state mode of UHF oscillating systems / G. P. Ermak, A. S. Vasiliev, V. Y. Noskov[et al.]. — IEEE, 2017.
 64. Vasiliev A. S. Influence of the autodyne oscillator coupling degree with antenna upon its transfer and noise characteristics / A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, V. Y. Noskov[et al.]. — IEEE, 2017.
 65. Воторопин С. Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 2. Теоретические и экспериментальные исследования / С. Д. Воторопин, В. Я. Носков, С. М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. — 2007. — No. 3. — Р. 3–33.
 66. Kurokawa K. Injection locking of microwave solid-state oscillators / K.

- Kurokawa // Proceedings of the IEEE. — 1973. — Vol. 61, No. 10. — P. 1386–1410.
67. Боголюбов Н. Н. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний, 3 изд., М. / Н. Н. Боголюбов, Ю. А. Митропольский. — 1963. — 407 р.
 68. Андреев В. С. Теория нелинейных электрических цепей. М.: Связь / В. С. Андреев. — 1972. — 328 р.
 69. Ланда П. С. Автоколебания в системах с конечным числом степеней свободы. - М.: Наука, 1980 / П. С. Ланда.
 70. Артым А.Д. Теория и методы частотной модуляции. – М.– Л.: Госэнергоиздат / Артым А.Д. — 1961. — 244 р.
 71. Носков В. Я. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания свч генераторов на полупроводниковых диодах // в сб.: Радиопромышленность.— 1993.— № 5–6.— с. 28–32. / В. Я. Носков.
 72. Vasiliev A. S. Moving object signal peculiarities of an autodyne radar with symmetric saw-tooth fm law / A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, V. Y. Noskov, K. A. Ignatkov. — IEEE, 2017.
 73. Vasiliev A. S. Signals from a moving object of autodyne radars with linear frequency modulation / A. S. Vasiliev, V. S. Kryzhanovskiy, G. P. Ermak [et al.]. — IEEE, 2017.
 74. Бычков С. И. Вопросы теории и практического применения приборов магнетронного типа. М.: Советское радио, 1967. 216 с. / С. И. Бычков.
 75. Лебедев И. В. Техника и приборы сверхвысоких частот. т. 1. Техника сверхвысоких частот / под ред. Н.Д. Девяткова. М.: Высшая школа, 1970. 440 с. / И. В. Лебедев.
 76. Kotani M. Load-variation detector characteristics of a detector-diode loaded Gunn oscillator // Electronics and communications in Japan. 1975. v. 58-b, № 5. p. 60–66. / M. Kotani, S. Mitsui, K. Shirahata.
 77. Bestwick P. R. Direct frequency modulation with CW Gunn and impatt oscillators / P. R. Bestwick, P. S. Drinan, G. S. Hobson[et al.] // IEEE Journal of Solid-State Circuits. — 1973. — Vol. 8, No. 1. — P. 37–43.

78. Касаткин Л. В. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн. Севастополь: Вебер. 2006. 319 с. / Л. В. Касаткин, В. Е. Чайка.
79. Lushev V. P. Microwave autodyne moving sensors for measurement of burning speed of high-energy composite materials / V. P. Lushev, S. D. Votoropin, Y. N. Deriabin[et al.]. — IEEE, 2005.
80. Usanov D. A. A microwave autodyne meter of vibration parameters / D. A. Usanov, A. V. Skripal, A. V. Skripal, A. E. Postelga // Instruments and Experimental Techniques. — 2004. — vol. 47, No. 5. — P. 689–693.
81. Usanov D. A. Reconstruction of complicated movement of part of the human body using radio wave autodyne signal / D. A. Usanov, A. E. Postelga // Biomedical Engineering. — 2011. — Vol. 45, No. 1. — P. 6–8.
82. Takayama Y. Doppler signal detection with negative resistance diode oscillators // IEEE transactions on microwave theory technique. 1973. v. MTT-21, № 2. p. 89–94. / Y. Takayama.
83. Nagano S. Behavior of gunn diode oscillator with a moving reflector as a self-excited mixer and a load variation detector // IEEE transactions on microwave theory technique. 1971. v. MTT-19, № 12. p. 906–910. / S. Nagano, Y. Akaiwa.
84. Носков В. Я. О применимости квазистатического метода анализа автодинных систем // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 2014. — т. 57, № 3 — с. 44–56. / В. Я. Носков, К. А. Игнатков.
85. Skolnik M. I. Radar handbook / M. I. Skolnik. — 2008. — 1328 p.
86. Yermak G. P. Autodyne millimeter band surveillance radar / G. P. Yermak, A. V. Varavin, A. S. Vasiliev[et al.] // Telecommunications and Radio Engineering. — 2011. — vol. 70, No. 18. — P. 1673–1683.
87. Vasilev A. S. Compact millimeter-wave distance and speed measurement sensor for railway applications / A. S. Vasilev, A. V. Varavin, G. P. Ermak, I. V. Popov. — IEEE, 2010.

ДОДАТОК А.

Список публікацій здобувача

1. Варавин А.В. Автодинный приёмо-передающий модуль на диоде Ганна с внутреннем детектированием сигнала для радиолокационного датчика с линейной модуляцией частоты / А. В. Варавин, А. С. Васильев, Г. П. Ермак, И. В. Попов // Радиофизика и электроника: сб.науч.тр./НАН Украины. ИРЭ им. А.Я.Усикова. –2008. – Т. 13, № 3.– С.546–551.
2. Ермак Г.П. Обзорный автодинный радиолокатор миллиметрового диапазона / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, А. С. Васильев, И. В. Попов, А. П. Евдокимов, В. В. Крыжановский // Радиофизика и электроника: сб.науч.тр./ НАН Украины. ИРЭ им. А.Я.Усикова / –2010. – Т. 1, № 4.– С. 85–91.
3. Ермак Г.П. Радиолокационный датчик контроля занятости пути и скорости подвижного состава на территориях сортировочных горок / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, И. В. Попов, А. С. Васильев, Л. С. Усов // Наука и инновации. – 2009. – Т. 5. – С.9–16.
4. Носков В.Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов / В. Я. Носков, А. В. Варавин, А. С. Васильев, Г. П. Ермак, Н. М. Закарлюк, К. А. Игнатков, С. М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – Т. 3. – С.32–86.
5. Носков В.Я. Флуктуационные характеристики автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией / В. Я. Носков, А. С. Васильев, Г. П. Ермак, К. А. Игнатков, А. П. Чупахин // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника – 2017. – Т. 60, № 3. – С.154–165.
6. Noskov V.Y. Signals of autodyne radars with frequency modulation according to symmetric saw-tooth law / V. Y. Noskov, K. A. Ignatkov, A. P. Chupahin, A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, S. M. Smolskiy // Telecommun. Radio Eng. – 2016. – Т. 75, № 17. – С.1551–1566.

7. Noskov V.Y. Parameters' calculation of autodyne sensors taking into account the noise of the power source / V. Y. Noskov, A. S. Vasilev, G. P. Ermak, K. A. Ignatkov, A. P. Chupakhin // Telecommun. Radio Eng. – 2016. – T. 75, № 5. – C.441–454.
8. Noskov V.Y. Output, signal and noise parameters of autodynes with a rigid conductance characteristic of an active element / V. Y. Noskov, A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, K. A. Ignatkov, D. Y. Mishin, S. M. Smolskiy, A. P. Chupahin // Telecommun. Radio Eng. – 2016. – T. 75, № 20. – C.1857–1873.
9. Yermak G.P. Autodyne millimeter band surveillance radar / G. P. Yermak, A. V. Varavin, A. S. Vasiliev, I. V. Popov, A. P. Yevdokimov, V. V. Kryzhanovsky // Telecommun. Radio Eng. – 2011. – T. 70, № 18. – C.1673–1683.
10. Vasiliev A.S. et al. Moving object signal peculiarities of an autodyne radar with symmetric saw-tooth FM law // 2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo). IEEE, 2017. P. 1–4.
11. Vasiliev A.S. et al. Signals from a moving object of autodyne radars with linear frequency modulation // 2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS). IEEE, 2017. P. 93–98.
12. Vasiliev A.S. et al. Influence of the autodyne oscillator coupling degree with antenna upon its transfer and noise characteristics // 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). IEEE, 2017. P. 348–353.
13. Noskov V.Y. Peculiarities of signal formation of autodyne radars with linear frequency modulation / V. Y. Noskov, K. A. Ignatkov, A. P. Chupahin, A. S. Vasiliev, G. P. Ermak, S. M. Smolskiy // Вестник Национального технического университета Украины «КПИ». Серия Радиотехника, Радиоаппаратостроение – 2016. – № 67. – С.50–57.