

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку
надвисокочастотного діапазону»

Виконав: студент 2-го курсу,
групи ТСМ-23м
спеціальності 172 – Електронні
комунікації та радіотехніка
Сотв Градов І.В.

Керівник: д.т.н., професор каф. ІКСТ
[підпис] Кичак В.М.
« 16 » 12 2024 р.

Опонент: д.т.н., професор зав. каф. ІРТС
[підпис] Осадчук О.В.
« 16 » 12 2024 р.

Допущено до захисту
Завідувач кафедри ІКСТ
д.т.н., проф. Кичак В.М.
« 16 » 12 2024 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань - 17- Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
(шифр і назва)
Спеціальність - 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., професор В.М. Кичак

"24" 09 2024 року

З А В Д А Н Н Я **НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Градову Іллі Вячеславовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону

керівник роботи Кичак Василь Мартинович, докт. техн. наук, професор

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від "17" 09 2024 року № 310

2. Строк подання студентом роботи 09 грудня 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: діапазон робочих частот 1-2 ГГц; технологія побудови – надпровідні структури на базі джозефсоновських переходів; вхідний опір підсилювача – 2-5 Ом; вихідний опір підсилювача – 50 Ом; напруга на виході – 3 мВ.

4. Зміст текстової частини: Вступ; Аналіз проблемної зони; Методи лінеаризації структур на базі переходів Джозефсона; Методи побудови інтерфейсних підсилювачів на основі ланцюгів НКВІД; Економічна частина; Висновок

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) Модель та ВАХ джозефсонівського переходу ; Структурна схема НКВІД ПТ із замкнутим контуром зворотного зв'язку; Схема диференціального з'єднання двох НКВІД та його відгук напруги; Схема диференційного з'єднання паралельних ланок НКВІД та її відгуки напруги; Схема та характеристики бі-НКВІД; Принципова схема інтерфейсного підсилювача; Моделювання підсилювача.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Кичак В.М., професор кафедри ІКСТ	24.09.2024	16.12.2024
Економічна частина	Буреннікова Н.В., д.е.н., професор каф. ЕПВМ	24.09.2024	16.12.2024

7. Дата видачі завдання 02 вересня 2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Прим.
1.	Розробка технічного завдання	09.09.2024р.	
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	16.09.2024р.	
3.	Аналіз джозефсоновських структур	12.10.2024р.	
4.	Методи лінеарізації структур на базі переходів Джозефсона	30.10.2024р.	
5.	Методи побудови інтерфейсних підсилювачів на основі ланцюгів НКВІД	11.11.2024р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	22.11.2024р.	
7.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини	02.12.2024р.	
8.	Нормоконтроль МКР	06.12.2024р.	
9.	Попередній захист МКР, опонування МКР	14.12.2024р.	
10.	Захист МКР ЕК	18.12.2024р.	

Студент

Керівник роботи

(підпис)

(підпис)

Градов І.В.

Кичак В.М.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.335

Градов І.В. Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2024. 117 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 24 назв; рис.: 34; табл. 16.

Робота присвячена аналізу та синтезу НВЧ елементів для обробки інформації з використанням переходів Джозефсона.

Мета роботи спрямована на розробку методів розрахунку надпровідних інтерферометричних кіл на основі контактів Джозефсона та підходів до створення елементної бази пристроїв прийому сигналів та обробки інформації на їх основі..

Основними завданнями наукової роботи є розробити аналітичний опис функції перетворення магнітного потоку в напругу двоконтактного НКВІД з практичними параметрами приладу та аналітичний опис залежності критичного струму НКВІД від магнітного потоку; розробити методи лінеаризації характеристики напруги на магнітний потік джозефсонівських структур на основі НКВІД; розробити підходи до побудови інтерфейсних підсилювачів на основі кіл НКВІД, оптимізованих для передачі одноквантового сигналу в напівпровідниковому електронному ланцюзі на різних частотах.

Робота містить чотири розділи. У першому розділі проведено техніко-економічне обґрунтування доцільності проведення науково-дослідної роботи.

У другому розділі виконано аналіз і синтез методів лінеаризації структур на основі переходів Джозефсона.

У третьому розділі дослідженні методи побудови інтерфейсних підсилювачів на основі ланцюгів НКВІД.

У четвертому розділі виконано економічне обґрунтування доцільності реалізації даної науково-дослідної роботи.

ANNOTATION

Hradov I.V. Development of an Information Processing Device for Ultra-High Frequency Communication Systems. Master's Qualification Work in Specialty 172 – Electronic Communications and Radio Engineering, Educational Program – Telecommunication Systems and Networks. Vinnytsia: VNTU, 2024. 117 pages.

In Ukrainian. Bibliography: 24 titles; Figures: 34; Tables: 16.
The work is dedicated to the analysis and synthesis of ultra-high-frequency (UHF) elements for information processing using Josephson junctions.

The purpose of the study is aimed at developing methods for calculating superconducting interferometric circuits based on Josephson contacts and approaches to creating a component base for signal reception and information processing devices on their basis.

The main objectives of the scientific work include developing an analytical description of the magnetic flux-to-voltage conversion function of a two-contact superconducting interferometer with practical device parameters and an analytical description of the dependence of the critical current of the interferometer on the magnetic flux; developing methods for linearizing the voltage-to-magnetic flux characteristics of Josephson structures based on the interferometer; and developing approaches to constructing interface amplifiers based on interferometer circuits optimized for transmitting single-quantum signals in a semiconductor electronic circuit at various frequencies.

The work comprises four sections.
The first section presents a technical and economic justification for conducting the research work.

The second section analyzes and synthesizes methods for linearizing structures based on Josephson junctions.

The third section explores methods for constructing interface amplifiers based on interferometer circuits.
The fourth section provides an economic justification for implementing the research work.

Зміст

1. АНАЛІЗ ПРОБЛЕМНОЇ ЗОНИ	9
1.1. Фізичні основи функціонування досліджуваних приладів.....	9
1.2. Надпровідні квантові інтерферометри та кола на їх основі	13
1.3. Застосування інтерферометрів постійного струму в детекторах, підсилювачах і зчитувальних пристроях	23
1.4. Фізичні основи цифрових надпровідних кіл	26
1.5. Надпровідні аналого-цифрові перетворювачі на базі НКВІД.....	30
2. МЕТОДИ ЛІНЕАРИЗАЦІЇ СТРУКТУР НА ОСНОВІ ПЕРЕХОДІВ ДЖОЗЕФСОНА.....	37
2.1 Теоретичні викладки.....	37
2.2 Диференціальне з'єднання НКВІД	43
2.3 Диференціальне з'єднання ланцюгів НКВІД.....	58
2.4 Бі-НКВІД.....	60
2.5 Основні підсумки розділу	66
3. МЕТОДИ ПОБУДОВИ ІНТЕРФЕЙСНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ НА ОСНОВІ ЛАНЦЮГІВ НКВІД.....	67
3.1 Аналіз існуючих методів	67
3.2 Структура інтерфейсного підсилювача	70
3.2.1 Режими роботи.....	70
3.2.2 Принципова схема.....	71
3.2.3 Зв'язок вхідного ланцюга з підсумовувальною ланцюжком НКВІД.....	73
3.2.4 Підсумовувальна ланка НКВІД	78
3.3 Моделювання підсилювача	82
3.4 Основні підсумки розділу	85
4. ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	87
4.1 Оцінювання наукового ефекту	87
4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	90
4.2.1 Витрати на оплату праці.....	90
4.2.2 Відрахування на соціальні заходи	93
4.2.3 Сировина та матеріали.....	94
4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі.....	95

4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт	95
4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт	96
4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень	97
4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей	98
4.2.9 Службові відрядження.....	99
4.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації.....	100
4.2.11 Інші витрати.....	100
4.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати.....	100
4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи	101
4.4 Висновок до розділу 4.....	103
ВИСНОВОК.....	104
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	106
Додаток А ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА.....	108
Додаток Б ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ МАГІСТЕРСЬКОЇ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ.....	117

ВСТУП

Актуальність теми дослідження. Велике практичне значення має ефект макроскопічної квантової інтерференції між двома джозефсонівськими переходами, з'єднаними в надпровідний контур, вперше продемонстрований в 1964 році [1]. Надпровідні квантові інтерферометри (НКВІД) в даний час використовуються в широкому спектрі аналогових [2-4], аналогово-цифрових [5] і цифрових [6, 7] приладів надпровідної електроніки.

Аналіз досліджень. Використання НКВІД в аналогових пристроях в таких різних областях, як медицина, геофізика, вивчення мезоскопічних і мікроскопічних об'єктів, неруйнівна діагностика технічних пристроїв, обумовлено можливістю перетворення магнітного сигналу в напругу з енергетичною роздільною здатністю, що досягає квантової межі [8]. Унікальні характеристики приладів отримані за допомогою НКВІД на основі низькотемпературних надпровідників (НТSC) і тунельних SIS-контактів Джозефсона. Параметри системи детектора можуть бути поліпшені шляхом об'єднання НКВІД в кола [9, 10], підвищуючи таким чином коефіцієнт перетворення магнітного потоку в напругу і динамічний діапазон. Однак, незважаючи на те, що з часу першої експериментальної демонстрації надпровідного двоконтактного інтерферометра пройшло вже більше півстоліття, аналітичного виразу залежності перетворення магнітного потоку в напругу НКВІД DC (PT) для практичних параметрів інтерферометра не отримано, що ускладнює оптимізацію багатoelementних структур, що містять сотні і тисячі клітин.

Аналого-цифрове застосування НКВІД засноване на ефекті квантування магнітного потоку в надпровідних ланцюгах. У сукупності з високою чутливістю НКВІД цей ефект дозволив створити широкий спектр надпровідних аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) [5], що відрізняються високою лінійністю (до ~ 100 дБ) і великим динамічним діапазоном (до ~ 90 дБ) [11]. Завдяки високим характеристичним частотам контактів Джозефсона (порядку сотень гігагерц)

надпровідні АЦП можуть безпосередньо оцифровувати сигнал (без аналогового перетворення сигналу в низькі частоти) в широкому діапазоні частот до десятків гігагерц [12]. В даний час характеристики надпровідних високочастотних приймальних систем на базі АЦП обмежені недостатньою лінійністю і динамічним діапазоном вхідного тракту, який включає в себе антену і підсилювач з низьким рівнем шуму. У той час як завдання прийому і посилення магнітного сигналу може бути виконана за допомогою ланцюгів НКВІД, нелінійність їх передавальних характеристик [13] виключає їх використання в такій системі. Варто зазначити, що така нелінійність ускладнює використання НКВІД у ряді практичних завдань, наприклад, при зчитуванні матриць нанорозмірних сенсорів, таких як фотонні детектори або наноелектромеханічні системи (NEMS), з поділом каналів за частотами.

Висока чутливість і низькі робочі температури дозволяють зчитувати квантові стани об'єктів за допомогою структур НКВІД. Наприклад, вимірювання магнітного потоку безпосередньо надпровідних кубітів або пов'язаних з ними ланцюгів (наприклад, фотонних помножувачів Джозефсона), проведене в часовій області за допомогою балістичних розповсюджуваних льозонів [14], дає можливість як руйнівного, так і неруйнівного зчитування в режимі безперервного або одиночного вимірювання. Принцип вимірювання заснований на впливі розсіювання льону на ефективний потенціал, створюваний вимірюваним об'єктом. Однак відсутність теоретичного опису процесу релятивістського розсіювання перешкоджає оптимізації та застосуванню цієї універсальної схеми.

Цифрові схеми на основі НКВІД характеризуються високими тактовими частотами і високою енергоефективністю. Ці переваги роблять їх особливо привабливими для використання у високопродуктивних обчислювальних пристроях, таких як суперкомп'ютери та центри обробки даних [15]. До числа найбільш просунутих підходів до обчислень на основі надпровідних схем можна віднести швидку одноквантову логіку, а також адіабатичну надпровідну логіку. традиційно високі тактові частоти (порядку 50 ГГц [16]), адіабатична логіка є

найбільш енергоефективною. Енергія, що витрачається на передачу одного біта інформації в адіабатичних ланцюгах на частоті 5 ГГц, становить всього близько $\sim 10^{-20}$ Дж [17]. На основі адіабатичної логіки можна реалізувати фізично і логічно оборотні схеми, для яких енергію, відповідну логічній операції, можна зробити як завгодно малою [18]. Поряд з відносно високим рівнем розвитку цифрових логічних схем (число контактів Джозефсона в схемі досягає декількох сотень тисяч [19]), кріогенні схеми пам'яті відносно слабо розроблені [20] через низький ступінь інтеграції основних елементів, що перешкоджає практичній реалізації цифрової надпровідної технології. Вихід з цієї ситуації може бути знайдений за допомогою впровадження спітронних елементів в надпровідну електроніку.

Слід зазначити, що у зв'язку з відносно низькою характеристичною напругою контактів Джозефсона (≤ 1 мВ) передача інформації з цифрових логічних схем на основі НКВІД в схемі напівпровідникової електроніки вимагає спеціальних підсилювачів з цифровим інтерфейсом. Ці підсилювачі також можуть бути побудовані на

Кола НКВІД і оптимізовані під вимоги конкретного застосування.

Аналіз останніх досліджень. Протягом останніх років дослідження у сфері обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного (НВЧ) діапазону з використанням надпровідних квантових інтерферометрів (НКВІД) та переходів Джозефсона зазнали суттєвого розвитку. Зокрема, актуальними стали розробки, спрямовані на покращення точності, чутливості та лінеаризації характеристик цих пристроїв. Одним із ключових напрямів досліджень є вдосконалення аналітичних моделей, що описують функціональні залежності критичного струму та напруги від магнітного потоку в НКВІД. Наприклад, у сучасних роботах запропоновано розширені моделі, які враховують вплив асиметрії критичних струмів контактів Джозефсона та параметри індуктивності контуру. Такі підходи дозволяють досягти більшої точності у моделюванні й оптимізації пристроїв. Порівняно з попередніми дослідженнями, сучасні розробки акцентують увагу на оптимізації конструкції НКВІД з урахуванням практичних

параметрів. Наприклад, використання надпровідних матеріалів із низьким рівнем шуму та впровадження нових методів побудови інтерферометричних ланцюгів сприяють збільшенню динамічного діапазону та зниженню впливу зовнішніх збурень.

Мета роботи. Дана робота спрямована на розробку методів розрахунку надпровідних інтерферометричних кіл на основі контактів Джозефсона та підходів до створення елементної бази пристроїв прийому сигналів та обробки інформації на їх основі.

В рамках роботи були поставлені наступні задачі:

1. Розробити аналітичний опис функції перетворення магнітного потоку в напругу двоконтактного НКВІД з практичними параметрами приладу та аналітичний опис залежності критичного струму НКВІД від магнітного потоку.
2. Розробити методи лінеаризації характеристики напруги на магнітний потік джозефсонівських структур на основі НКВІД.
3. Розробити підходи до побудови інтерфейсних підсилювачів на основі кіл НКВІД, оптимізованих для передачі одноквантового сигналу в напівпровідниковому електронному ланцюзі на різних частотах.

Об'єкт дослідження. Методи побудови пристроїв обробки інформації в НВЧ області з використанням джозефсоновських переходів.

Предмет дослідження. У роботі розглядаються моделі, методи, алгоритми та прийоми побудови НВЧ елементів на основі джозефсоновських переходів..

Новизна одержаних результатів:

1. Удосконалено отримано аналітичні вирази, що описують характеристику напруги двоконтактного НКВІД з петлевою індуктивністю L в діапазоні $0 \leq L \leq \Phi_0/I_C$, в апроксимації нульової ємності контактів Josephson і відсутності коливань.
2. Отримано аналітичні вирази, що описують критичний струм НКВІД з кінцевою індуктивністю та довільною асиметрією критичних струмів контактів Джозефсона, апроксимуючи відсутність коливань.
3. Удосконалено отримано аналітичні вирази, що описують струм, що

циркулює в НКВІД NTSC з довільною індуктивністю в надпровідному стані.

4. Наведено методи лінеаризації характеристики напруги на магнітний потік структур Джозефсона на основі НКВІДs, які дозволяють знизити сумарні гармонійні спотворення сигналу до рівня менше тисячних відсотків.

5. Розроблено схему компактного інтерфейсного підсилювача, що перетворює одноквантовий сигнал, що слідує з частотою 1 ГГц, на рівень 2 мВ на основі ланцюга, що складається з 8 НКВІД з мультиквантовим відгуком на одноквантовий сигнал.

Методи дослідження

Виведення аналітичних виразів та розрахунків чисельних залежностей характеристики напруги, струмової характеристики та залежності критичного струму НКВІД NTSC від магнітного потоку були виконані в рамках резистивної моделі контактів Josephson в апроксимації нульової ємності та відсутності коливальних. На основі отриманих аналітичних виразів проведено оптимізацію лінійності реакції джозефсонівських структур на основі НКВІДs. Розрахунок характеристик інтерфейсних підсилювачів проводився в рамках резистивної моделі контактів Джозефсона з ємністю.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на LIII науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2024 році.

1. АНАЛІЗ ПРОБЛЕМНОЇ ЗОНИ

1.1. Фізичні основи функціонування досліджуваних приладів

Функціонування надпровідних квантових інтерферометрів засноване на використанні ефектів надпровідності, квантування магнітного потоку і ефектів Джозефсона. Явище надпровідності – перехід деяких металів при зниженні температури нижче критичної температури, T_c , в стан з нульовим електричним опором і ідеальним діамagnetизмом – було відкрито більше ста років тому [1]. Відповідно до феноменологічної теорії надпровідності Гінзбурга, запропонованої в 1950 р – Ландау [2] це явище обумовлено фазовим переходом другого роду з виникненням параметра порядку, який використовується як деяка макроскопічна функція $\Psi(r, t) = \Psi(r, t) e^{i\theta(r, t)}$ (аналог хвильової функції), яка, описує сукупність електронів, що відповідають недисипативному потоку струму. Модуль параметра порядку цієї функції $\Psi(r, t) = n_s/2$ відповідає щільності електронів n_s в надпровідному стані. Розроблені в 1960 році мікроскопічна теорія надпровідності Бардіна, Купера, Шріффера [3] показала, що надпровідний стан електронів обумовлений макроскопічною співзв'язністю носіїв надструму, тобто утворенням пар електронів Купера. Утворення когерентних пар електронів, яке відбувається за рахунок електрон-фононої взаємодії, супроводжується їх конденсацією в бозеподобному стані у вузькій енергетичній щілині Δ біля поверхні Фермі. Ця енергетична щілина, звана параметром порядку надпровідника, відповідає застосовності теорії Гінзбурга-Ландау (при температурі $T \rightarrow T_c$) макроскопічної хвильової функції Ψ з певним коефіцієнтом пропорційності [4].

Одним із проявів когерентності носіїв заряду на макроскопічному рівні є макроскопічний ефект квантування магнітного потоку в надпровідниках. Передбачене Ф. Лондоном [5], квантування потоку було експериментально спостерігалось в 1961 р Б. Дівером і В. Вербанком [6], а незалежно Р. Доллом і М. Небауером [7]. Макроскопічна хвильова функція надпровідних електронів по

замкнутій надпровідній схемі з сумарним магнітним потоком Φ , охоплюється цією схемою, дорівнює: $\Phi = (\hbar / 2e) \oint \nabla \theta dl$, де $\hbar$ – постійна Планка, e – заряд електрона. З огляду на унікальність функції Ψ , зміна фази θ під час обходу петлі має бути кратною 2π . Це означає, що сумарний магнітний потік у надпровідному контурі може приймати тільки кратні $\Phi = n\Phi_0$ (де n — ціле число) кратні кванту магнітного потоку $\Phi_0 = \hbar / 2e \approx 2 \cdot 10^{-15}$ Вб.

Роком раніше І. Живер продемонстрував ефект тунелювання одиночних електронів між надпровідником (S) і нормальним металом (N), розділеним шаром ізолятора (I) - SIN переходом [8], а також між двома надпровідниками, розділеними ізолятором - SIS-переходом [9]. В останньому випадку він спостерігав різке збільшення струму, що протікає через контакт з напругою, що відповідає подвоєній енергії щілини. Д. Джозефсон передбачив ефект когерентного тунелювання електронів через бар'єр, що розділяє два надпровідники [10]. Структура, про яку йде мова, стала відома як перехід Джозефсона або контакт. Дисипативний струм, що протікає в джозефсонівському переході, відповідає антисиметричній функції різниці фаз макроскопічної хвильової функції $\phi = \delta\theta$ надпровідних електродів по обидва боки бар'єру, який називається фазою Джозефсона. У більшості випадків залежність струму і фази добре описується виразом

$$I_s(\phi) = I_c \sin(\phi), \quad (1.1)$$

де I_c - максимальний недисипативний струм (або критичний струм), який може протікати через бар'єр - область слабого зв'язку надпровідників. Це співвідношення характеризує звичайний тунельний контакт при всіх температурах і інших типах слабких зв'язків (при відсутності феромагнітних прошарків) при температурі, близькій до критичної T_c .

Наявність напруги V на джозефсонівському переході визначає еволюцію джозефсонівської фази:

$$V = \frac{\Phi_0}{2\pi} \frac{\partial \varphi}{\partial t}. \quad (1.2)$$

Видно, що коливання джозефсонівської фази, званої джозефсонівським поколінням, відбуваються з частотою ω пропорційною середній напрузі V на переході,

$$2e\bar{V} = \hbar\omega. \quad (1.3)$$

Вирази (1.1), (1.2) описують стаціонарні і динамічні властивості контакту Джозефсона.

Незважаючи на те, що слабкий зв'язок між надпровідниками може бути реалізований різними способами (точкові контакти, товщинні містки, локальні звуження і т. Д.), В силу точності, що характеризує технологію тунельних контактів, їх високих характеристичних частот і відносно невеликих характеристичних розмірів саме контакти SIS отримали найбільш широке застосування. Оскільки SIS-переходи мають велику пропускну здатність, для зниження його ефекту зазвичай використовується контактне шунтування. В цьому випадку резистивний шунт визначає нормальний опір переходу $R_n \approx R_s$.

Динаміка тунельного контакту добре описується так званою резистивною моделлю з ємністю – моделлю RSJC (Resistive Shunted Junction with Capacitance) [11]. В рамках цієї моделі джозефсонівський перехід представляється у вигляді паралельного з'єднання (див. Рис. 1.1а) власне джозефсонівського елемента, який несе тільки надпровідний струм I_s - опір, через який протікає нормальна складова

струму $I_n = V/R_n$, і ємності з відповідною складовою струму $I_d = C (\partial V/\partial t)$ (де C - ємність контакту), так що загальний струм I задається виразом

$$I/I_c = \sin \varphi + \omega_c^{-1} \dot{\varphi} + \beta_c \omega_c^{-2} \ddot{\varphi}, \quad (1.4)$$

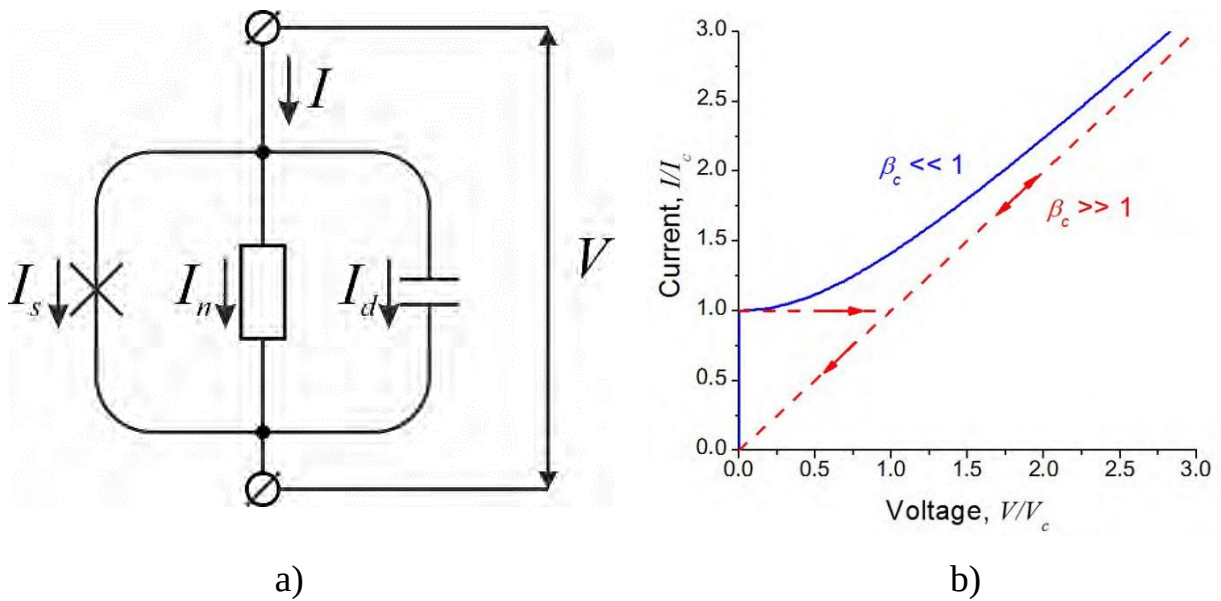


Рисунок 1.1. а) Резистивна модель джозефсонівського переходу з ємністю (модель RSJC). Хрест вказує на контакт Джозефсона. б) ВАХ контакту Джозефсона для випадків малих і великих значень параметра Стюарта-Маккамбера.

де $\omega_c = (2\pi / \Phi_0) I_c R_n$ – характерна частота контакту Джозефсона, $\beta_c = \omega_c R_n C$ – параметр Стюарта-Маккамбера, який відображає вплив ємності; крапками позначають диференціацію за часом.

У разі невеликої ємності $\beta_c \rightarrow 0$ інтегрування рівняння (1.4) дозволяє отримати залежність напруги від переходу Джозефсона в часі:

$$V(t) = R_n \frac{I^2 - I_c^2}{I + I_c \cos \omega t}, \quad (1.5)$$

де частота генерації Джозефсона

$$\omega = \frac{2\pi}{\Phi_0} R_n \sqrt{I^2 - I_c^2}. \quad (1.6)$$

Згідно з (1.3), (1.6) вираз для вольт-амперної характеристики (I-A) контакту Джозефсона має вигляд:

$$\bar{V}(I) = R_n \sqrt{I^2 - I_c^2}, \quad (1.7)$$

показаний на рис. 1.1б з суцільною лінією.

У протилежному випадку $\beta_c \rightarrow 1$ ВАХ має форму гістерезису. Пряма гілка – крок струму від 0 до I_c при нульовій напрузі з подальшим зривом на зворотну гілку з появою напруги, що дорівнює характеристичній напрузі контакту Джозефсона $V_c = I_c R_n$. Зворотна частина ВАХ в цій межі лінійна $V(I) = IR_n$ (пунктирна лінія на рис. 1.1б). Оскільки параметр Стюарта-Маккамбера має вигляд відношення провідності ємнісного елемента до провідності опору в моделі RSJC $\beta_c = \omega_c C / G_n$ (де $G_n = 1 / R_n$), при $\beta_c \gg 1$ ємність повністю шунтує змінний струм Джозефсона за рахунок обнулення надпровідної частини в повному транспортному струмі.

При проміжних значеннях ємності середнє значення часу складової надпровідного струму не дорівнює нулю, тому напруга в діапазоні від нуля до декількох V_c нижче, ніж в разі нормального тунельного контакту. Гістерезис на ВАХ зникає при $\beta_c \leq 1$. Вимога до однозначності ВАХ контакт Джозефсона диктує використання шунтів, що забезпечують цей діапазон для аналогового застосування інтерферометрів. Нижче буде показано, що в цифрових схемах опір шунта підбирається так, щоб параметр Стюарта-Маккамбера був порядку одного $\beta_c \approx 1$.

1.2. Надпровідні квантові інтерферометри та кола на їх основі

При розгляді одиночного контакту Джозефсона вище передбачалося, що до нього підключено джерело струму, тобто він включений в ненадпровідну замкнуту ланцюг. Коли контакт Джозефсона замикається надпровідним кільцем, рис. На рис. 1.2а ефекти Джозефсона пов'язані з ефектом квантування магнітного потоку в надпровідному ланцюзі. Згідно з останньою, випередження фазового параметра порядку по контуру пропорційно сумарному магнітному потоку,

охопленому контуром. Вважаючи, що розмір джозефсонівського перехрестя незначний в порівнянні з довжиною контуру, замість випередження фаз параметра порядку можна підставити фазу Джозефсона:

$$\varphi = \frac{2\pi}{\Phi_0} \Phi . \quad (1.8)$$

Отримана пропорційність фази Джозефсона магнітному потоку називається макроскопічною квантовою інтерференцією за аналогією зі звичайною хвильовою інтерференцією (різниця фаз відповідає різниці курсів). За структурою пов'язана назва НКВІД (Superconducting Quantum Interference Device), що представляє собою надпровідне кільце з включеним в нього одним або декількома контактами Джозефсона.

Сумарний магнітний потік Φ в одноконтактному НКВІД (рисунки 1.2а) відрізняється від прикріпленого Φ_e за рахунок потоку, створюваного захисним струмом I_{scr} в надпровідному кільці:

$$\Phi = \Phi_e - I_{scr} L , \quad (1.9)$$

де L - індуктивність кільця. Використовуючи вираз (1) для струму через джозефсонівський перехід, вираз (1.9) можна перевести у вигляді

$$\Phi = \Phi_e - LI_c \sin(\phi) . \quad (1.10)$$

Вираз (1,10) зручно представляти в безрозмірних величинах шляхом множення лівої і правої частини на $2\pi/\Phi_0$,

$$\phi + l \sin(\phi) = \phi_e , \quad (1.11)$$

де $\phi_e = 2\pi\Phi_e/\Phi_0$ - нормований прикладений магнітний потік, а $l = 2\pi LI_c / \Phi_0$ -

безмірна індуктивність НКВІД. Видно, що при $I > 0$ одноконтактний інтерферометр виконує нелінійне перетворення прикладеного магнітного потоку в повний потік (фаза Джозефсона), а відповідно і струм екранування. При цьому контакт Джозефсона працює як нелінійна індуктивність. Залежність сумарного магнітного потоку в одноконтактному НКВІД від застосовуваного для цього прикладеного потоку показано на рис. 1.2б. Перетворення нелінійності $\Phi(\Phi_e)$ Використовується для детектування високочутливого магнітного сигналу шляхом підключення НКВІД до коливального контуру з підсилювачем. Отриманий прилад отримав назву ВЧ НКВІД. Функціонування такого пристрою описано в книзі [12].

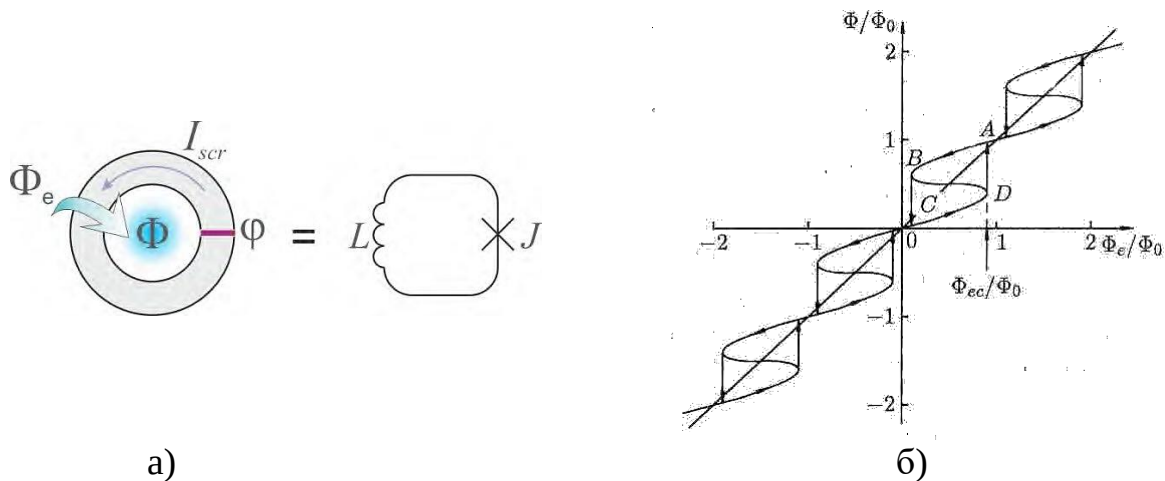


Рисунок 1.2. а) Одноконтактний НКВІД і його еквівалентна схема. б)

Залежність сумарного магнітного потоку в одноконтактному інтерферометрі від прикладеного магнітного потоку.

Оскільки більшість розглянутих в даній роботі інтерферометричних структур засновані на двоконтактному інтерферометрі, то на його функціонуванні зупинимося докладніше. Схема двоконтактного СВІДЧ показана на рис.1.3а. Якщо порахувати фази джозефсонових переходів $J1, J2$ таким же чином у напрямку струму живлення I_b , то сумарне падіння фаз на обох контактах в контурі інтерферометра дорівнює різниці фаз $\phi_1 - \phi_2$, і відповідно (1,8), сумарний магнітний потік в цьому випадку буде дорівнює

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \frac{2\pi}{\Phi_0} \Phi. \quad (1.12)$$

При відсутності напруги на СКВІДі струм живлення I_b дорівнює сумі надпровідних струмів, що протікають через контакти Джозефсона:

$$I_b = I_{c1} \sin(\varphi_1) + I_{c2} \sin(\varphi_2), \quad (1.13)$$

де $I_{c1,2}$ – критичні струми джозефсонівських переходів. Якщо вони рівні, то $I_{c1} = I_{c2} = I_c$, вираз (1.13) спрощується:

$$I_b = 2I_c \sin\left(\frac{\varphi}{2} + \varphi_2\right) \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right). \quad (1.14)$$

Максимальний струм, який може протікати через НКВІД без розсіювання, зручно шукати для випадку нескінченно малої індуктивності $L = 0$.

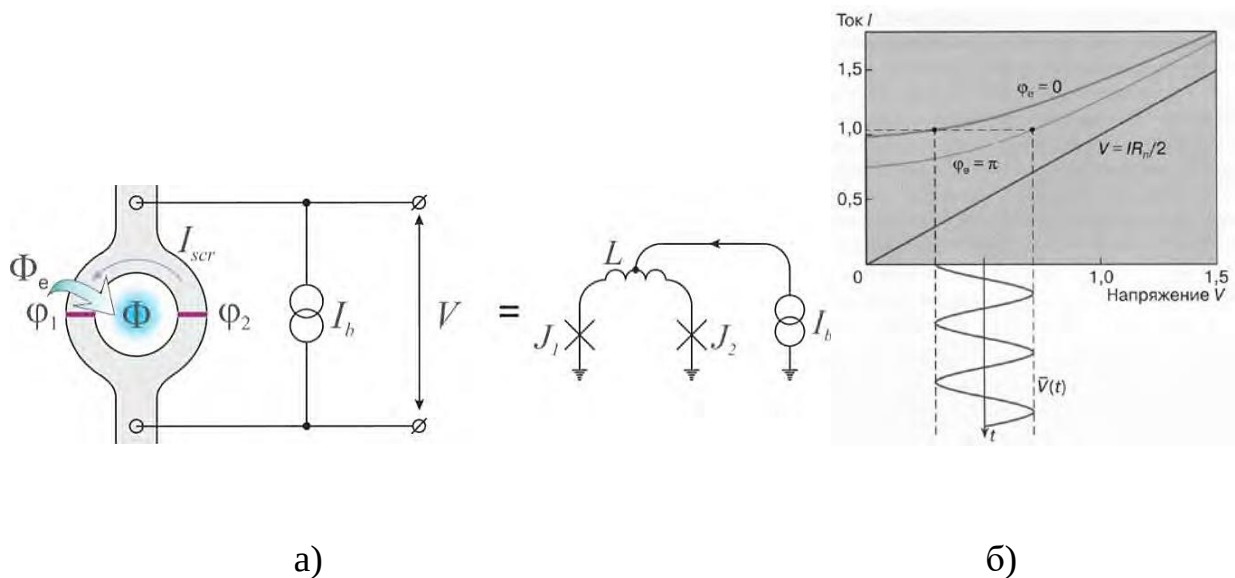


Рисунок 1.3 – а) Двоконтактний НКВІД і його еквівалентна схема з підключеним джерелом живлення I_b . б) Генерація напруги НКВІД характеристики: модуляція VAC при лінійному підйомі прикладеного потоку в часі і відповідна залежність усередненої напруги від НКВІД $V(t)$. Максимальний надпровідний струм, який називається критичним струмом НКВІД за аналогією з одиночним джозефсоновським контактом, дорівнюватиме:

$$I_{cSQ} = 2I_c \left| \cos \left(\frac{\pi \Phi_e}{\Phi_0} \right) \right|. \quad (1.15)$$

ВАХ двоконтактного інтерферометра відрізняється від ВАХ одиночного контакту Джозефсона по нахилу асимптоти, $I = V/P$, а також тим, що за виразом (1.15) критичний струм інтерферометра - це не постійна величина, а періодична функція зовнішнього магнітного потоку Φ_e з періодом Φ_0 . Отже, при зміні Φ_e відбувається також періодична модуляція всієї ВАХ. В межах малої ємності $\beta_C \rightarrow 0$ залежність середньої напруги на НКВІД від струму живлення аналогічно виразу (1.7) для одноконтактного ВАХ з критичною заміною струму I_{cSQ} (1.15) [13], див. рис.1.3б:

$$\bar{V}(I_b, \Phi_e) = R \sqrt{I_b^2 - 4I_c^2 \cos^2(\pi \Phi_e / \Phi_0)}. \quad (1.16)$$

Умови резистивного шунтування для кожного контакту Джозефсона обумовлює наявність шуму Найквіста зі спектральною щільністю струму $S_I(f) = 4 k_B T / R_n$, де k_B – постійна Больцмана. Цей шум призводить до згладжування ВАХ області малих напруг, що призводить до зменшення критичного струму [14]. При високих напругах коливання струму призводять до шуму напруги. Параметр, що визначає відношення енергії теплових коливань до енергії джозефсонівського зв'язку, виглядає наступним чином:

$$\Gamma = 2\pi k_B T / I_c \Phi_0. \quad (1.17)$$

При розгляді інтерферометричних структур в даній роботі практично скрізь мається на увазі вплив теплового шуму на характеристики інтерферометрів незначним $\Gamma \ll 1$. Це має місце при використанні низькотемпературного технології контактів Джозефсона (робочі температури

порядку температури кипіння рідкого гелію $T = 4,2$ К) при критичних струмах помітно великих, тому називається ефективним шумовим струмом

$$I_T = (2\pi / \Phi_0) k_B T. \quad (1.18)$$

При постійному струмі живлення двоконтактний НКВІД видає нелінійне перетворення прикладеного магнітного потоку в напругу: $\Phi_e \rightarrow V$. Такий пристрій називається ПТ НКВІД. Залежність $V(\Phi_e)$ називається сигнальною характеристикою двоконтактного інтерферометра або реакція напруги інтерферометра на зовнішній магнітний потік. Формування характеристики напруги при лінійному збільшенні прикладеного потоку в часі показано на рис. 1.3б. Оскільки ВАХ є усередненою за часом характеристикою НКВІД, то для функціонування інтерферометра в режимі перетворювача магнітного потоку в напругу необхідно, щоб частота зміни прикладеного потоку була значно менше частоти лазера Джозефсона.

Крутизна перетворення магнітного потоку в напругу, визначається як співвідношення малих кроків напруги і потоку $V\Phi = (\partial V / \partial \Phi_e)_I$, максимум в районі $\Phi_e = (2n + 1)\Phi_0 / 4$. Поблизу цієї точки напруга відгукується $\delta V = V_\Phi \delta \Phi_e$ лінійний по $\delta \Phi_e$. Розрахунки показали [15], що напруга відгуку є максимальною при значеннях параметра Стюарта-Маккамбера поблизу одиниці $\beta_c \leq 1$ і безрозмірній індуктивності кільця інтерферометра $l = 1$. При цих параметрах критичний струм НКВІД у $\Phi_e = (2v + 1)\Phi_0 / 2$ приблизно вдвічі менше, ніж коли $\Phi_e = n\Phi_0$. Відповідна крутизна перетворення (при $\beta_c = 1, l = 1$) означає:

$$V_\Phi \approx R_n / L \approx 1 / \sqrt{\pi L C} \quad (1.19)$$

Спектральну щільність шуму магнітного потоку можна отримати у вигляді відношення спектральної щільності шуму напруги до квадрата передавальної функції $S_\Phi = S_V / V^2$, що при оптимальних параметрах призводить до виразу [15]:

$$S_{\Phi} = 16k_B TL^2 / R_n. \quad (1.20)$$

Для опису чутливості НКВІД часто використовується термін «енергія шуму»:

$$\varepsilon = S_{\Phi} / 2L \approx 9k_B TL / R_n \approx 16k_B T \sqrt{LC}, \quad (1.21)$$

що зазвичай виражається в термінах постійної Планка $\hbar$. Варто зазначити, що в енергія шуму не враховує внесок струму шуму в контурі НКВІД і шуму в $1/f$.

Крім теплових коливань, на характеристики НКВІД впливає і технологічна дисперсія параметрів контактів Джозефсона. Як вже говорилося вище, передбачається, що розглянуті інтерферометричні структури виготовляються на основі низькотемпературної технології, в якій в якості стандарту використовуються тонкі полікристалічні плівки Nb -Nb, що утворюється шляхом послідовного осадження шарів і окислення Al без розриву вакууму. Контакт утворюється шляхом травлення реактивними іонами з подальшим анодуванням країв. Розкид критичних струмів джозефсонівських переходів в рамках такої технології становить лише кілька відсотків. Резистивні шунти виготовляються з тонких плівок Mo, Pd, W або AuCu.

У разі відносно низькочастотних додатків (частоти порядку і нижче МГц) ПТ НКВІД в основному використовуються в поєднанні з контуром зворотного зв'язку, див. Рис. 1.4, що включає в себе малошумний підсилювач, синхронний детектор і інтегратор. Зворотний зв'язок утримує задану робочу точку уздовж магнітного потоку, що дозволяє лінеаризувати характеристику напруги НКВІД, виявляти сигнал, що перевищує період відгуку, а також точно відстежувати зміни, що відповідають часткам кванта потоку.

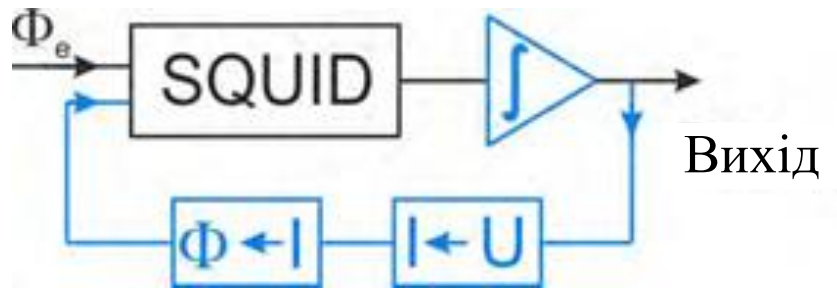


Рисунок 1.4 – Структурна схема НКВІД ПТ із замкнутим контуром зворотного зв'язку.

Зворотний зв'язок дає незначний внесок у внутрішні шуми НКВІД при робочій температурі $T = 4,2$ К. Коливальна вихідна напруга на НКВІД подається на передпідсилювач через коливальний контур або імпедансний трансформатор, який узгоджує динамічний опір НКВІД (зазвичай порядку 10 Ом) з вхідним опором передпідсилювача (порядку декількох КО) для оптимізації шумової температури. Так як температура шуму оптимально зв'язаного підсилювача зазвичай становить близько 1 К на частотах в кілька кГц, передпідсилювач не вносить істотного внеску в загальний шум системи. Типове значення білого шуму за магнітний потік РТ НКВІД при $T = 4,2$ К становить $10^{-6}\Phi_0 / (\text{Hz})^{1/2}$, з $1/f$ налаштування шуму нижче 1 Гц, динамічний діапазон D (відношення максимального вихідного сигналу до мінімального рівня шуму) більше 120 дБ, максимальна швидкість зворотного зв'язку $10^6 - 10^7 \Phi_0/\text{с}$.

Для збільшення кута нахилу прикладеного магнітного поля B в напругу $\partial V / \partial B$, покращити узгодження імпедансу, збільшення динамічного діапазону і лінійність, що особливо важливо у високочастотних додатках, де ефективна реалізація зворотного зв'язку утруднена, використовуються кола НКВІД.

Напруга на послідовному ланцюзі ПТ НКВІД (див. рис. 1.5а) зростає пропорційно збільшенню загального нормального опору, що відповідає числу СКВІДів, N . Так як спектральна щільність шуму зростає пропорційно (враховуючи, що переходи Джозефсона є не синхронізовані джерела коливань), зростання динамічного діапазону пропорційно .

При об'єднанні НКВІД в ланцюжок з'являється можливість змінювати

форму реакції за рахунок застосування інтерферометрів з різними ділянками. Як прикладений магнітний потік Φ_e є добутком магнітного поля і площі контуру НКВІД S , $\Phi_e = BS$, дисперсія областей інтерферометра забезпечує різницю в періодичності окремих НКВІД по магнітному полі що при підсумовуванні в послідовному ланцюзі призводить до отримання сигнальної характеристики з єдиним глобальним мінімумом при нульовому магнітному потоці, див. 1.5б.

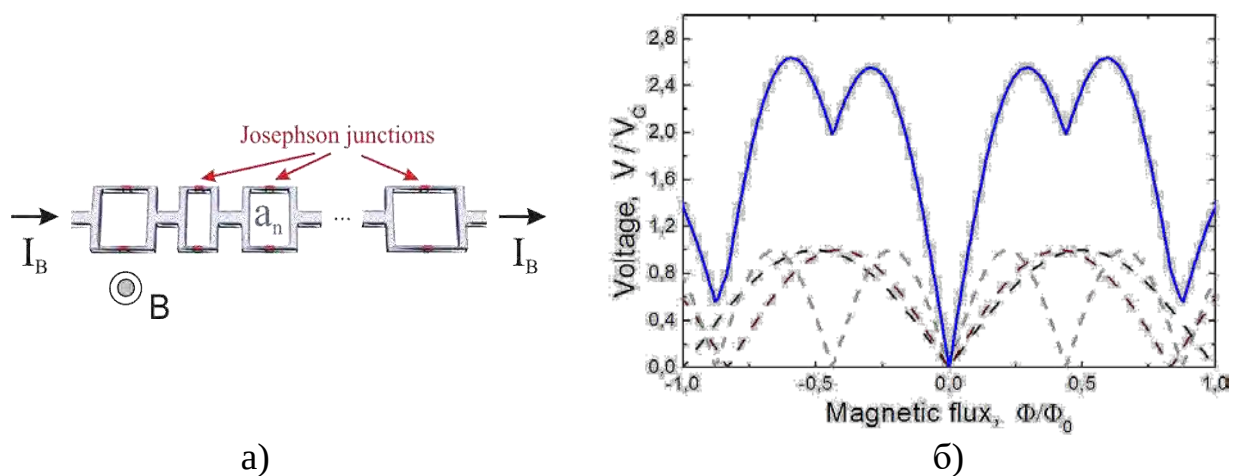


Рисунок 1.5. а) Послідовний ланцюг ПТ НКВІД з нерегулярним розподілом областей - послідовний НКВІД. б) Формування напруги характеристики серії СКІФ. Пунктирними лініями показані реакції напруги трьох окремих інтерферометрів, а суцільна лінія показує їх сумарну характеристику. За шкалою абсциси наноситься магнітний потік, що прикладається до клітини із середньою площею в ланцюзі.

Ланцюг (послідовна або паралельна) з нерівномірним розподілом площ інтерферометра, що дозволяє не тільки підвищити чутливість до магнітного поля, але і однозначно визначити його абсолютний нуль, була запропонована в 2001 році і названа SKIF (Superconducting Quantum Interference Filter) [16]. Ця назва походить від схожості типу відгуку з амплітудно-частотними характеристиками смугових фільтрів.

У разі паралельного об'єднання інтерферометрів, тобто створення паралельного ланцюга контактів Джозефсона (рис. 1.6а), відбувається також

збільшення коефіцієнта перетворення магнітного поля в напругу за рахунок збільшення загальної площі конструкції. При цьому діапазон спрацьовування напруги не змінюється, зменшення шумів по напрузі пропорційно $1/N^{1/2}$ відповідно зменшення загального нормального опору ланцюга збільшення динамічного діапазону пропорційно послідовному ланцюжку. $1/N$, в результаті чого, аналогічно випадку послідовного ланцюжка.

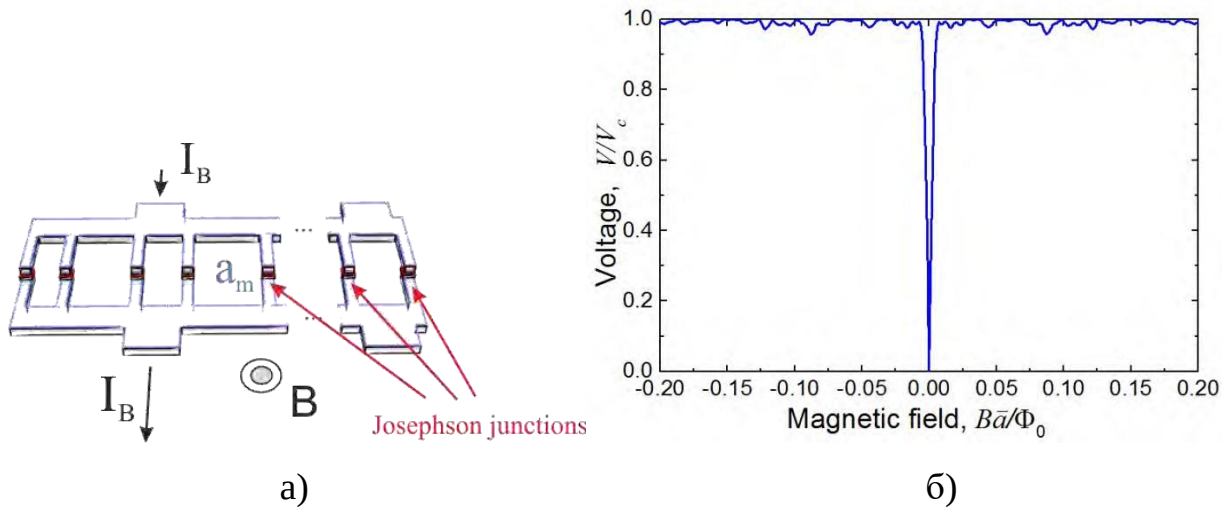


Рисунок 1.6 – (а) Паралельний ланцюг контактів Джозефсона з нерівномірним розподілом площ інтерферометра - паралельний СКІФ. б) Відгук паралельного НКВІД з $M = 30$ петлями інтерферометрів з випадковим рівномірним розподілом площ.

Використовуючи нерівномірний розподіл площ інтерферометра, а також в послідовному випадку, можна контролювати форму відгуку ланцюга [16]. Підсумовуючи вираз (13) для випадку паралельного НКІФ, що складається з N контактів Джозефсона в межах нескінченно малих індуктивностей інтерферометрів $L = 0$, отримаємо так званий структурний фактор,

$$S(B) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{I_{cn}}{I_{\bar{c}}} \exp \left[i \frac{2\pi}{\Phi_0} \sum_{m=1}^{n-1} (B, a_m) \right] \quad (1.22)$$

(де a_m — площа контуру m -го інтерферометра), добуток якого на середній критичний контактний струм $I_{\bar{c}}S(B)$, $I_{\bar{c}} = \sum I_{cn}/N$, I_{cn} — критичний струм n -го контакту) є складним аналогом критичного струму (1.15). Аналогічно виразу (1.16), ВАН і відповідь паралельного SKIF визначаються виразом:

$$\bar{V}(I_b, B) = RN \sqrt{I_b^2 / N^2 - I_{\bar{c}}^2 S^2(B)}, \quad (1.23)$$

де сумарний опір SKIF становить: $R^{-1} = \sum R_n^{-1}$ (R_n — нормальний опір n -го переходу). Відгук паралельного SKIF, що складається з $M = 30$ інтерферометрів з випадковим рівномірним розподілом областей, при однакових критичних струмах і нормальних опорах контактів Джозефсона, розрахованих за допомогою виразів (1.22), (1.23), показаний на рис. 1.6б.

1.3. Застосування інтерферометрів постійного струму в детекторах, підсилювачах і зчитувальних пристроях

Завдяки високій чутливості до магнітних полів, ПТ НКВІД широко використовуються в магнітометрії. У той час як абсолютне магнітне поле можна виміряти за допомогою SKIF, один НКВІД може вимірювати лише зміни поля.

У більшості випадків НКВІД (ланцюг НКВІД) підключається до вхідного надпровідного магнітного потоку трансформатора (концентратора). Так як шум Найквіста резистивних шунтів контактів Джозефсона накладає обмеження на верхнє значення індуктивності НКВІД, $L \ll \Phi_0^2 / 2\pi kT$ на практиці індуктивність одиночного інтерферометра і відповідна йому площа досить малі ($10^{-4} - 10^{-2} \text{ мм}^2$). Незважаючи на те, що шум магнітного потоку у НКВІД дуже малий Φ_N , шум магнітного поля $B_N = \Phi_N / A_{SQ}$ (де A_{SQ} — площа петлі НКВІД) виявляється надмірним для багатьох застосувань. Одним з основних завдань при конструюванні магнітометра є збільшення ефективної площі приймальної зони петлі $A_{eff} = \Phi_S / B$ (Φ_S — магнітний потік, що надходить в СКВІД з

трансформатора), який може бути на два-три порядки більшим, ніж власна площа НКВІД, що призводить до зменшення шуму магнітного поля.

Як було описано вище, одним із способів зробити це є ланцюг НКВІД. У разі використання одиночного інтерферометра проблема може бути вирішена за рахунок збільшення зовнішніх розмірів приймального контуру, так званої вошера. Ефективна площа в цьому випадку пропорційна добутку розміру отвору в шайбі на її зовнішній розмір. Однак ще більш ефективним є застосування багатоконтурних трансформаторів магнітного потоку, сформованих у вигляді одиночної багатовиткової котушки або паралельного з'єднання шлейфів [12].

Трансформатор магнітного потоку може бути сформований в магнітометричній або радіометричній топології. Останній варіант, який виступає в ролі просторового фільтра, виявляється практично універсальним, наприклад, для біомагнітних вимірювань. Так як магнітне поле диполя зменшується з відстанню як $1/r^3$, градіометр з базою b ефективно пригнічує шуми на відстані $r \gg b$, покращуючи чутливість до джерела сигналу на відстані $r \ll b$.

Енергетична чутливість низькотемпературних ПТ НКВІД в одиничному діапазоні становить близько 10^{-31} Дж/Гц, чутливість ВЧ НКВІД – 10^{-28} Дж/Гц. У той же час поріг чутливості при вимірюваннях електричного поля для напівпровідникових детекторів близько $k_B T \approx 10^{-22}$ Дж. Ця перевага робить використання ПТ НКВІД привабливим для цілого ряду застосувань.

Завдання, що вирішуються магнітометрами НКВІД [12], зазвичай полягають у визначенні джерел магнітного поля, наприклад, розподілу електричних струмів. При цьому вирішуються обернені і прямі задачі: визначення розподілу і амплітуд струмів по вимірюваному розподілу магнітного поля, і подальший розрахунок розподілу поля з отриманим раніше розподілом струмів з порівнянням отриманих результатів з даними вимірювань. Цей тип задач включає використання НКВІД в магнітоенцелографії. Шолом, що одягається на голову пацієнта, містить кілька сотень переходів, налаштованих у вигляді радіометрів, які виявляють сигнал мозкової активності на рівні декількох fTl. Ще одним біомагнітним застосуванням є магнітокардіографія – неінвазивна

характеристика діяльності серцевого м'яза. Пристрої на основі НКВІД дають можливість записати, наприклад, кардіограму ембріона в утробі матері. Широко відомі методи використання НКВІДs (з магнітними наночастинками) для виявлення невеликих кількостей антигенів або антитіл – маркерів захворювань у біологічних розчинах. Є роботи з діагностики надлишку заліза в печінці людини або гастремагнітометрії, при якій магнітні маркери розносяться по шлунково-кишковому тракту.

Ще однією сферою застосування магнітометрів НКВІД є геофізика. Детектори на основі НКВІД (SKIFs) дозволяють з високою точністю вимірювати намагніченість і магнітну сприйнятливість зразків гірських порід. Магнітні та електричні вимірювання земної поверхні дають інформацію про провідність на глибинах від декількох метрів до десятків кілометрів. Наприклад, наявність і глибина залягання рудного шару або нафтового родовища можна визначити по місцевій аномалії провідності.

Нарешті, ще одним застосуванням є неруйнівна діагностика електронних і технічних пристроїв, наприклад, мікроелектронних компонентів або авіаційних двигунів/шасі тощо.

Описані вище додатки відносяться до детектування низьких частот. У високочастотній області (гігагерцові частоти) в якості активних електрично малих антен запропоновано використовувати спеціально налаштовані ланцюги НКВІД з лінеаризованою характеристикою [23А – 30А]. Такі антени в майбутньому можуть успішно використовуватися в додатках, де радіочастотна система обмежена чутливістю приймача. Наприклад, для зв'язку між Марсом і Землею, в супутниковому зв'язку, в пристроях радіоелектронної боротьби.

Крім магнітометрії, існує ще один великий клас застосувань, в яких в якості підсилювачів використовуються НКВІД [12]. Квазістатичну напругу можна виміряти, підключивши джерело напруги до входного шлейфу НКВІД послідовно з резистором. У порівнянні з твердотільними підсилювачами, підсилювачі НКВІД мають низький рівень шуму і помітно нижчий рівень розсіювання потужності. На частотах нижче 1 ГГц коефіцієнт посилення

температури шуму досягає 50 разів. У цьому діапазоні частот рівень шуму лише трохи перевищує квантову межу [12].

В якості зчитувальних пристроїв [12] НКВІД використовуються, наприклад, в таких додатках, як детектування ядерного магнітного резонансу, при виявленні вибухових речовин, кріогенні аксіонні детектори, як зчитувачі датчиків TES (transition edge sensor), що використовуються в сучасних телескопах, в схемах зчитування надпровідних однофотонних детекторів, в зчитувальній електроніці надпровідних кубітів.

Також необхідно згадати про широке використання переходів в самих різних наукових експериментах. Наприклад, при демонстрації динамічного ефекту Казимира в якості параметричної індуктивності в залежності від прикладеного магнітного потоку використовувався НКВІД [33]. Нанорозмірні НКВІД [14] використовуються для виявлення магнітних полів при мікроскопічних розмірах, наприклад, при вивченні спінових систем, таких як магнітні наночастинки, молекулярні магніти і т.д.

НКВІД також широко використовуються в інтерфейсних схемах, які перетворюють сигнали надпровідної цифрової електроніки в сигнали напівпровідникової електроніки. Наступні параграфи даної роботи присвячені використанню інтерферометрів в цифрових надпровідних ланцюгах.

1.4. Фізичні основи цифрових надпровідних кіл

Логічні надпровідні схеми керуються тими ж фундаментальними фізичними ефектами, на яких базуються НКВІД: надпровідністю, квантуванням магнітного потоку та ефектами Джозефсона. Надпровідність забезпечує можливість передачі балістичного сигналу, який, на відміну від напівпровідникових схем, не пов'язаний з енергією, необхідною для перезарядки ємностей сполучних ліній. Надпровідні мікросмужкові лінії здатні передавати пікосекундні хвильові пакети без спотворень, зі швидкостями, близькими до швидкості світла, на відстані, помітно більші, ніж типові розміри чіпів,

практично без перешкод між лініями [15]. Ці властивості надпровідних мікросмужок дозволяють реалізувати швидкий зв'язок на далекі відстані в надпровідних ланцюгах.

Варто відзначити, що відсутність опору $R = 0$ призводить до відсутності напруги $V = 0$ в надпровідних ланцюгах в нерухомому стані. Проходження надпровідного струму в ланцюзі відповідає не різниці електричних потенціалів, а різниці фаз надпровідного параметра порядку. За законом збереження імпульсу магнітний потік Φ в надпровідному контурі індуктивності L викликає фазовий градієнт параметра порядку, в результаті чого існування постійного надпровідного циркулюючого струму $I_s = \Phi / L$. Це співвідношення аналогічно закону Ома $I = V/R$. Це дозволяє застосовувати лінійні правила Кірхгофа в надпровідних колах.

Представлення інформації в надпровідних колах засноване на квантуванні магнітного потоку в замкнутому надпровідному контурі. Наприклад, наявність або відсутність кванта магнітного потоку в надпровідному контурі можна розглядати як логічні «1» і «0». Таке представлення призводить до фізичної локалізації інформації, яка принципово відрізняється від представлення інформації в напівпровідникових схемах. Локалізація інформації створює глибоку аналогію між сучасними семами надпровідної логіки і клітинними автоматами Неймана [15], в схемах яких в основному використовується короткочасна взаємодія.

Стаціонарний ефект Джозефсона (1.1) вносить нелінійність в надпровідні ланцюги. Перехід контакту Джозефсона в резистивний стан, при цьому струм, що протікає через нього, перевищує критичне значення, відкриває можливість за перехідним ефектом Джозефсона (1,2) зміни фази Джозефсона на 2π , що супроводжується виникненням одноквантового імпульсу напруги, інтеграл якого за часом дорівнює $\int V dt = \Phi_0$. Таким чином, одноконтантне перемикання в резистивний стан відповідає переходу через нього кванту магнітного потоку. Енергія, що виділяється при цьому процесі, вкрай мала $E_J = I$

$\Phi_0 \sim 2 \times 10^{-19}$, беручи до уваги пипове критичне значення струму $I_c \sim 0,1$ мА. Ця величина обумовлена робочою температурою $T = 4,2$ К, при якій струм шуму (1.18) $I_T \approx 0,18$ мкА.

Як вже говорилося вище, найбільш поширеними є ніобієві тунельні контакти SIS, шунтовані за допомогою зовнішнього резистора для демфування паразитних LC-резонансів в колах. Характерна частота (1,4) перемикання таких контактів є $\omega_c / 2\pi \sim 100 - 350$ ГГц так що характерна напруга що виникає на виводі $V_c = I_c R_n \sim 0,2 - 0,7$ мВ.

Варто зауважити, що рівняння резистивної моделі контакту Джозефсона з ємністю (1.4) еквівалентно рівнянню механічного маятника з моментом інерції (роль маси тут грає ємність), коефіцієнт в'язкості $1/\omega$ (опір визначає демпфірування), і крутним моментом I/I_c . Ця проста аналогія дає можливість розглядати надпровідні схеми як ланцюги маятників.

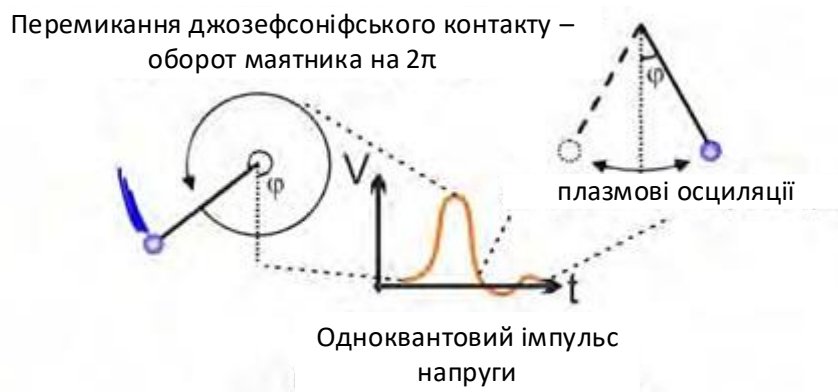


Рисунок 1.7 – Одноквантовий імпульс напруги в контакті Джозефсона, що відповідає переходу через нього кванту магнітного потоку, і його механічна аналогія з обертанням маятника.

Поворот маятника на 2π супроводжується наступними коливаннями поблизу положення балансу (рис. 1.7), називається в цьому випадку «Плазмовими осциляціями». Частота коливань плазми становить $\omega_p = \omega_c / \sqrt{\beta_c} = \sqrt{2\pi I_c / \Phi_0 C}$.

Для правильного виконання логічних операцій, ці коливання повинні бути

ослаблені перед наступним переключенням контакту Джозефсона. Цю обов'язкову вимогу можна задовольнити значенням параметра Стюарта-Маккамбера $\omega_c \approx \omega_p$ $\beta_c \approx 1$. Тому на практиці тактові частоти кіл нижчі 100 ГГц.

Складність надпровідних кіл, які можуть бути розміщені на мікросхемі, визначається розміром контакту Джозефсона. Площа джозефсонівського переходу тісно пов'язана з критичною щільністю струму j_c . Цей параметр j_c є одним з найважливіших в стандартній технології тунелювання ніобію. Він визначається властивістю ізоляційного шару Al_2O_3 між надпровідними електродами, а також його товщиною $d \sim 1$ нм. Типова критична щільність струму становить в діапазоні $j_c = 10 - 100$ мкА/мкм². Відповідна їй ємність джозефсонівського контакту $c = 40 - 60$ фФ/мкм². Варіація критичного струму контакту Джозефсона $I_c = aj_c$ реалізується за рахунок зміни своєї площі a . Це супроводжується зміною ємності контакту $C = ac$. Величина опору шунта вибирається відповідно до зазначеної умови $\beta_c = 1$ як $R_n = \sqrt{\Phi_0 / 2\pi j_c c} / a$.

Площа шунта визначається за допомогою площі контакту a , мінімальним просторовим кроком в технологічному процесі ($\sim 0,5 - 1$ мкм) [16], і погонним опором використовуваних резистивних матеріалів (Mo, MoN_x, $r = 2 - 6$ Ом на квадрат) [16].

У той час як відповідна зона контакту Джозефсона зазвичай складає $a = 1$ мкм² для $j_c = 100$ мкА/мкм², загальна площа контакту з шунтом виявляється на порядок більше - $a_{RSJ} = 10$ мкм². Відповідна густина контактів Джозефсона на мікросхемі мають розмір $10^7/\text{см}^2$. Оцінка максимальної складності надпровідного контуру - 2,5 млн контактів на 1 см² - може бути отримана з припущення, що тільки чверть доступної площі може бути зайнята контактами Джозефсона з урахуванням проводки [16]. Цьому ступеню інтеграції відповідають процесори Pentium Pro, Pentium II (оцінюється в кількості транзисторів на 1 см²) середини 1990-х рр. Однак цього достатньо для створення функціональних обчислювальних макроблоків, які потім можуть бути

підключені в більш складну схему за допомогою «мультичіпової» технології.

1.5. Надпровідні аналого-цифрові перетворювачі на базі НКВІД

Надпровідна електроніка дозволяє створювати високолінійні аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) для прямого оцифрування сигналу в широкому діапазоні від низьких частот до десятків гігагерц [9]. АЦП є прикладом електронного пристрою, який працює з сигналами змішаного типу. Як правило, залежна від часу амплітуда вхідного сигналу (напруга) перетворюється в послідовності N двійкових вибірок при частоті дискретизації f . Високі характеристичні частоти контактів Джозефсона стали основою для початкового інтересу до реалізації надпровідних додатків АЦП. Перші АЦП на основі кріотронів (тонких плівок надпровідника, здатних перестрибувати з надпровідного стану в нормальний під впливом прикладеного критичного магнітного поля) були запатентовані в 1960 році, всього через кілька років після появи перших цифрових приладів на цій технологічній основі. Очікувана швидкість у кілька мікросекунд за операцію на той час здавалася дуже значною. Надалі вдалося збільшити швидкість за рахунок використання контактів Джозефсона в якості основних комутаційних елементів. Перший АЦП Джозефсона (з послідовним наближенням сигналу) був розроблений в 1974 році в компанії IBM. Цей пристрій складався з системи дискретизації і зберігання (що забезпечує незмінність вхідної напруги протягом часу перетворення) і чотирьох компараторів на основі послідовно з'єднаних елементів Джозефсона, які переходять в резистивний стан при заданому рівні сигналу.

Перші варіанти надпровідних АЦП були створені як більш швидкі аналоги напівпровідникових перетворювачів. Надпровідні АЦП розвинулися завдяки унікальним властивостям надпровідних інтерферометрів, описаним вище:

- квантова точність перетворення напруга в частоту за рахунок нестационарного ефекту Джозефсона (1.2);

- квантування магнітного потоку в надпровідних колах;
- висока чутливість надпровідних джозефсонівських інтерферометрів до зміни прикладеного магнітного потоку;
- низький рівень шуму (при температурі $T = 0,9$ К для НКВІД рекордна роздільна здатність енергії $\delta E \approx h$, що лише вдвічі перевищує межу квантової чутливості);
- висока енергоефективність.

У надпровідних АЦП на основі НКВІД інформація представлена у вигляді наявності/відсутності кванту магнітного потоку в надпровідному ланцюзі інтерферометра. З'єднавши паралельно кілька контактів Джозефсона (рис. 1.8), можна створити передавальну лінію Джозефсона (DPL), по якій за рахунок сили Лоренца буде передаватися біт інформації (квант магнітного потоку) Перехід контакту в резистивний стан супроводжується перерозподілом циркулюючого струму льону в сторону наступного контакту. Процес перерозподілу закінчується переходом чергового контакту в резистивний стан, при цьому розглянутий контакт повертається в надпровідний стан.

Важливо підкреслити, що рух квантів магнітного потоку можливо тільки в тому випадку, якщо величина силової сили, що діє на струм живлення I_b , перевищує деяке порогове значення (значення якого задається потенційним бар'єром Пейерлса-Набарро). Цей факт дозволяє побудувати найпростіший надпровідний "квантувач": компаратор Джозефсона, схема роботи якого показана на рис. 1.9. Кванти магнітного потоку надходять в ланцюг компаратора через лінію передачі Джозефсона "Вхід" (з правильно підібраними струмами живлення I і I_{COMP}). Залежно від співвідношення між величиною сигналу (I_{signal}) і критичним струмом контактів (I_c) ці кванти, проходячи через виділену рамкою «пару рішень», з'являються (або не з'являються) в рядку Josephson «Output».

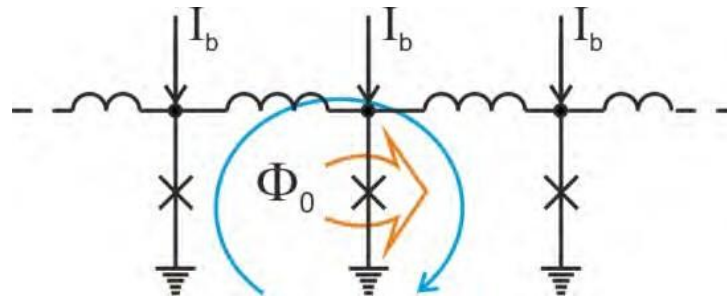


Рисунок 1.8 – Лінія передачі I_b - струм живлення. Синя стрілка показує циркулюючий струм, що відповідає кванту магнітного потоку. Помаранчева стрілка вказує на перехід контакту Джозефсона в резистивний стан.

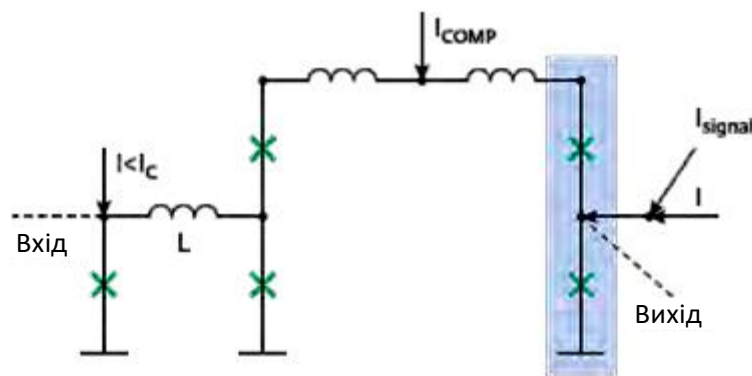


Рисунок 1.9 – Принципова схема балансного компаратора Джозефсона.
Позначення: I і I_{COMP} - струми живлення, I_{signal} - струм аналогового сигналу, I_c - критичний струм контакту.

Пристрої, що продаються сьогодні, помітно складніші. Серед принципово нових надпровідних АЦП можна виділити два типи пристроїв. Перший тип - це паралельні АЦП з великою кількістю компараторів-квантувачів, які в ідеалі мають вдвічі більшу частоту дискретизації Найквіста, а другий – дельта- і дельта-сигма-АЦП з одним компаратором, які працюють з частотою дискретизації в багато разів вище необхідної, і шляхом фільтрації залишають в сигналі тільки потрібну спектральну смугу (в традиційних назвах корені «дельта» (Δ) і «сигма» (Σ) позначають, відповідно, різницю і суму, тобто «цифрові» аналоги підсумовування і інтегрування).

Перший тип пристроїв добре підходить для оцифровки широкосмугових

сигналів із середніми вимогами до роздільної здатності (до 8 біт). Другий тип АЦП, завдяки можливості створення майже ідеального інтегратора в ланцюзі зворотного зв'язку, дозволяє оцифрувати вузькосмуговий сигнал з високою роздільною здатністю.

Коротко розглянемо історію розвитку надпровідних паралельних АЦП. У 1975 році компанія ІВМ створила перші паралельні АЦП "Nyquist", в яких досить повно використовувалися унікальні властивості надпровідних систем: залежність F_0 -періодична вольт-протікання двоконтактного НКВІД РТ дозволяє створити n -бітний флеш АЦП, використовуючи лише n компараторів, тоді як для звичайних напівпровідникових технологій вимагають $(2n-1)$ однопорогових компараторів.

У боротьбі за підвищення компактності надпровідних АЦП проривними ідеями стали:

- перехід до використання квазіодноконтактних надпровідних кіл в якості основної елементної бази. На рис.1.10 показано, як одноконтактний інтерферометр з Φ_0 – періодичною залежністю струму через контакт від вхідного струму підключається до пари джозефсонівських компараторів;
- удосконалення схем, що з'єднують «холодну» частину системи з електронікою, що працює при кімнатній температурі.

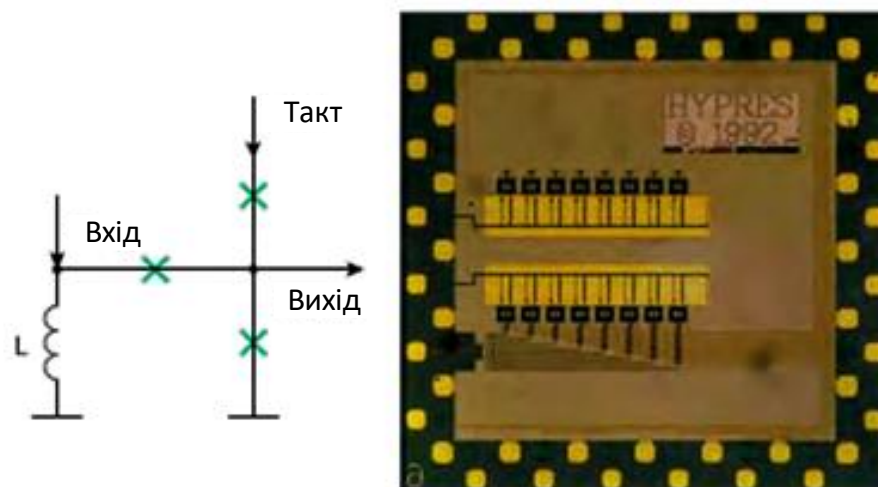


Рисунок 1.10. Принципова схема квазіодноконтактного компаратора і фотографія компактного спалаху АЦП на основі такої архітектури

В результаті в 2010 році експериментальні дослідження, проведені в ISTECS (Японія), продемонстрували успішну роботу основних елементів АЦП зі швидкістю до 15 Гбіт/с. Одним з недоліків, що стримують розвиток технології паралельного надпровідного АЦП, є необхідність одночасного застосування аналогового сигналу і тактових імпульсів до всіх використовуваних компараторів.

Тепер перейдемо до АЦП з наддискретизацією. Найпростішим базовим елементом такого АЦП (використовуючи, як уже згадувалося, тільки один компаратор) може бути одиночний контакт Джозефсона (з паралельно підключеним опором). На цей елемент прикладена напруга (під впливом струму вхідного сигналу) перетворюється в пакети одноквантових імпульсів з характерною частотою $f = 2eV/h = V/\Phi_0$. Число одноквантових імпульсів, що надходять від контакту Джозефсона (або від ПТ НКВІД, що замінює контакт (рис. 1.11) для більшої чутливості перетворення $V \rightarrow f$ на лічильник протягом певного «тактового» інтервалу, і визначає результуюче «оцифроване» значення сигналу. Максимальна продемонстрована частота перемикання в такій системі може досягати 100 ГГц.

У іншій структурі перехід Джозефсона замінений на НКВІД ПТ, індуктивність якого безпосередньо пов'язана з вхідним сигналом. Він генерує одноквантові імпульси кожен раз при збільшенні/зменшенні потоку через його надпровідний контур на Φ_0 .

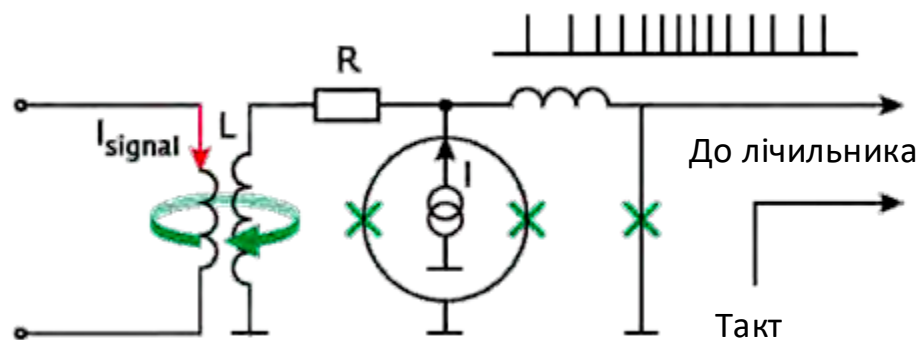


Рисунок 1.11 – Принципова схема роботи АЦП на перетворення $V \rightarrow f$ (в якості перетворювального елемента використовується НКВІД РТ, робоча точка якого

визначається струмом живлення I і аналоговим сигналом $I_{\text{сигналу}}$).

Недоліком цієї архітектури є характерний для «квантора» гістерезису на основі НКВІД, коли знак похідної потоку змінюється з часом. Ця задача була вирішена в АЦП з фазовою модуляцією-демодуляцією, принципова схема основного елемента якого представлена на рис. 1.13. У цій комірці джерело напруги (або фаза) «нагнітає» магнітний потік у надпровідне коло з одним джозефсонівським переходом з постійною швидкістю. При цьому швидкість, з якою кванти магнітного потоку залишають ланцюг у вигляді одноквантових імпульсів, визначається аналоговим входним сигналом. Експериментально продемонстровано АЦП при на основі цього підходу, він характеризувався 14,5 ефективними бітами і швидкістю до 46×10^9 циклів в секунду.

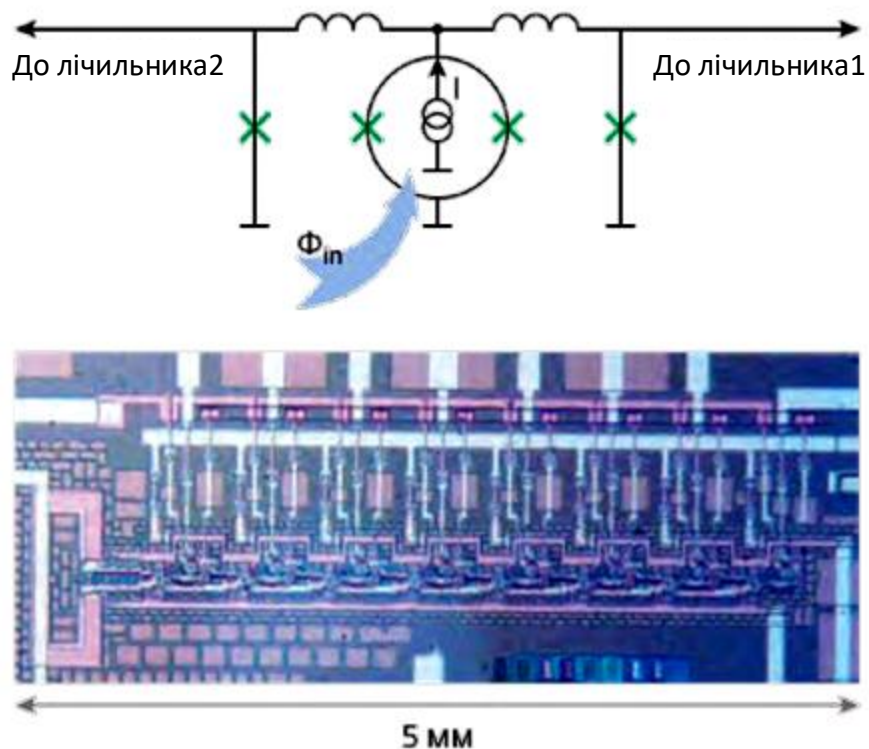


Рисунок 1.12 – Фотографія першого АЦП з двома лічильниками імпульсів (аналоговий сигнал $\Phi_{\text{в}}$ «входить» безпосередньо в геометричну індуктивність ПТ НКВІД) і принципова схема квантора.

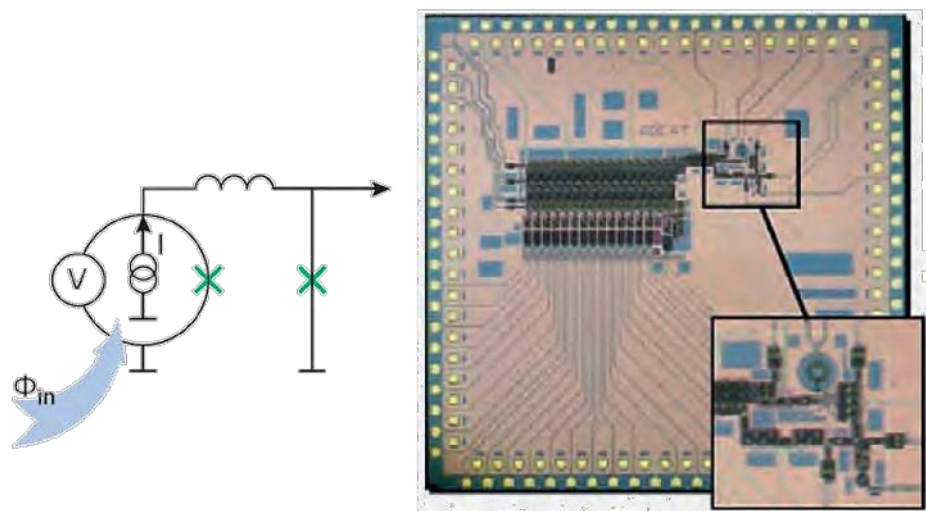


Рисунок 1.13 – Принципова схема базової комірки АЦП з фазовою модуляцією-демодуляцією і фото мікросхеми АЦП (HYPRES).

Успіхи в створенні надпровідних АЦП дозволяють створювати ефективні повністю цифрові приймачі космічного зв'язку аж до Х-діапазону (7,5 – 8,5 ГГц) і розраховувати на створення програмно-керованих систем зв'язку нового покоління з тактовою частотою до 20 ГГц і більше.

2. МЕТОДИ ЛІНЕАРИЗАЦІЇ СТРУКТУР НА ОСНОВІ ПЕРЕХОДІВ ДЖОЗЕФСОНА

2.1 Теоретичні викладки

Як було показано в розділі 1, крутість перетворення магнітного потоку в напругу НКВІД максимумальна в районі $\delta v = 2\pi (2n + 1)/4$, де n – ціле число. Поблизу цієї точки вигук напруги $\delta v = v_\phi \delta \phi_e$ лінійний на $\delta \phi_e$. Відгук НКВІД є періодичним з періодом квантового магнітного потоку, а при значеннях вхідного потоку порядку $\Phi_0/2$ його форма стає сильно нелінійною. Для роботи з сигналами, що значно перевищують Φ_0 , практично у всіх низькочастотних додатках НКВІД використовується негативний зворотний зв'язок, щоб утримувати робочу точку НКВІД щодо магнітного потоку поблизу оптимальної. Однак з технологічних міркувань використання зворотного зв'язку обмежується частотою в кілька МГц [3]. На вищих частотах використовуються НКВІД без зворотного зв'язку, що обмежує амплітуду прикладеного магнітного потоку ϕ_a до часток кванта, $\phi_a < 2\pi/4$. У міру наближення амплітуди прикладеного сигналу до значення $\Phi_0/4$ нелінійність відгуку проявляється в зменшенні коефіцієнта перетворення магнітного потоку в напругу, і генерації спотворень в спектрі вихідного сигналу.

Доступна вихідна потужність і динамічний діапазон обмежені діапазоном вихідного сигналу, який становить близько 100 мкВ для ПТ НКВІД. Типова вихідна потужність становить кілька десятків пВт. У разі використання НКВІД в якості основного елемента малошумного підсилювача, за характерним співвідношенням підсилювача НКВІД ~ 15 дБ, потужність вхідного сигналу може бути на рівні пВт (для запобігання зниження коефіцієнта посилення).

Незважаючи на низьку вхідну потужність, через вкрай низький рівень шуму ($\Phi_N = 10^{-6}\Phi_0/\text{Гц}^{1/2}$) динамічний діапазон (відношення максимального сигналу до мінімального) все ще досить великий: близько 105 дБ в діапазоні 1 Гц або 25 дБ в діапазоні 100 МГц. Це підходить для таких застосувань, як виявлення

елементарних частинок [4, 5] або зчитування кубітів [6, 7]. У той же час для використання НКВІД в радіочастотних приймальних системах, наприклад, в якості підсилювачів проміжної частоти, такий динамічний діапазон є недостатнім.

У той час як проблема низького динамічного діапазону може бути вирішена за допомогою ланок НКВІД або шляхом паралельного підключення декількох підсилювачів НКВІД, спотворення вихідного спектра сигналу є ще однією перешкодою на шляху реалізації таких високочастотних, а особливо широкосмугових радіопристроїв.

При струмі живлення, що помітно перевищує критичний, відгук НКВІД можна апроксимувати як гармонічну функцію $v(\varphi) = a \bar{\cos}(\varphi) + b$ (де a, b - константи). Якщо припустити, що НКВІД знаходиться в оптимальній робочій точці для магнітного потоку, то $\varphi_e = \pi/4$ ($\Phi_e = \Phi_0/4$), а вхідний сигнал є гармонічною функцією, залежною від часу

$$\varphi_e = \phi_a \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

($\omega \ll \omega_J$), вихідна напруга на НКВІД можна представити у вигляді:

$$v = a \sin[\phi_a \cos(\omega t)] + b = a \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} J_{2n-1}(\phi_a) \cos[(2n-1)\omega t] + b, \quad (2.2)$$

де J — функція Бесселя першого роду. З отриманого виразу видно, що відгук містить тільки непарні гармоніки $(2n-1)\omega$ основного тону. Потужність вихідного сигналу на основному тоні буде максимальною при амплітуді вхідного сигналу порядку $\sim 0,3 \Phi_0$, а на вхідному сигналі амплітуда дорівнює нулю при вхідній $\sim 0,6 \Phi_0$.

Сумарні гармонійні спотворення (КГС) вихідного сигналу можна оцінити як відношення кореня з суми квадратів амплітуд вищих гармонік по відношенню до амплітуди першої гармоніки:

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} J_{2n-1}^2(\phi_a)} / J_1(\phi_a). \quad (2.3)$$

На практиці третій гармоніка зазвичай вносить найбільший внесок, а тому для забезпечення достатньої лінійності перетворення (КГС менше 1%) досить забезпечити виконання нерівності $J_3(\phi_a) < 0,01J_1(\phi_a)$, що призводить до обмеження максимальної амплітуди вхідного сигналу $\phi_a < 0,1\pi$ або $\Phi_a < 0,1\Phi_0$. Таке обмеження має простий математичний сенс, оскільки зазначена амплітуда відповідає області аргументів синусоїдальної передавальної функції $\phi_e \in [-\pi/6 \dots \pi/6]$, в якому ця функція добре апроксимована лінійною залежністю. Цей діапазон відповідає приблизно третині робочого нахилу відгуку. Отримане обмеження визначає значення динамічного діапазону $D = 100 \text{ дБ/Гц}^{1/2}$, припускаючи, що $\Phi_N = 10^{-6}\Phi_0/\text{Гц}^{1/2}$.

Слід зазначити, що генерація виключно непарних гармонік відповідає робочій точці магнітного потоку $\phi_e = \pi/4$, що забезпечує непарну симетрію передавальної функції. У реальних випадках при значеннях струму живлення, близьких до критичного струму НКВД, оптимальне магнітне зміщення в плані максимізації вихідного сигналу може відрізнятися від вибраного.

Залежність амплітуди вихідної напруги від амплітуди вхідного сигналу на основній частоті тону і амплітуди гармонік в спектрі вихідного сигналу, експериментально виміряної в [8], показані на рис.1. 2.1. Вдалий збіг експериментальних даних та аналітичних залежностей (відповідних функцій Бесселя) для гармонійних амплітуд доводить застосовність обраної моделі.

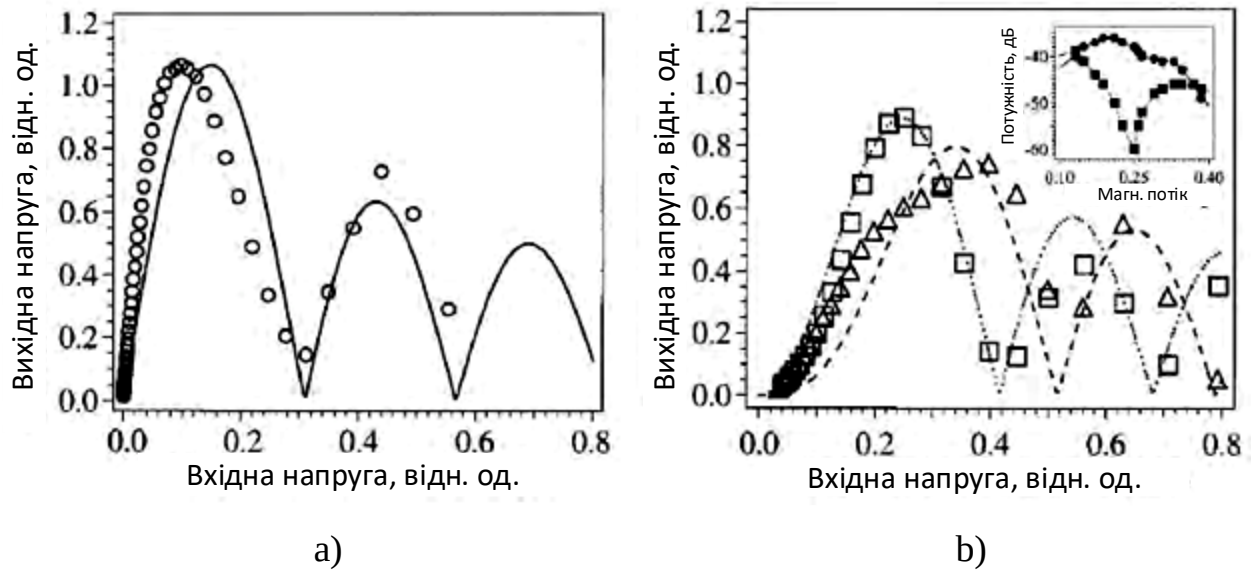


Рисунок 2.1. а) Експериментальна залежність амплітуди вихідної напруги від амплітуди вхідної напруги [8] на основній частоті тону, 461 МГц (балів).

Робоча точка магнітного потоку відповідає максимальному перетворенню магнітного потоку в напругу. б) Амплітуди другої і третьої гармонік (квадрати і трикутники відповідно). Вставка показує залежність амплітуди основного тону і другої гармоніки від величини постійного магнітного потоку, що визначає робочу точку. Лінії показують аналітичне наближення функцій Бесселя, з порядковий номер, що відповідає гармонічному номеру.

Вставка рис.2.1б показує потужність основного тону і другої гармоніки у вихідному сигналі як функцію робочої точки вздовж магнітного потоку. Видно, що зміщення магнітного потоку $\Phi_e = \Phi_0/4$ призводить до придушення другої гармоніки, але максимальна вихідна потужність на частоті вхідного сигналу досягається при трохи менших значеннях. Відповідно до наявності в спектрі другої гармоніки з амплітудою, порівнянною з амплітудою третьої гармоніки, максимальна амплітуда входу сигнал повинен бути обмежений до $\varphi_a < 0,1 \pi/\sqrt{2}$, що відповідає $D = 97 \text{ дБ}(\text{Гц})^{1/2}$ при $\Phi_N = 10^{-6}\Phi_0/\text{Гц}^{1/2}$. Таким чином, якщо гармонійні спотворення в спектрі небажані, вибір робочої точки по магнітному потоку може не відповідати вимозі максимізувати коефіцієнт перетворення магнітного потоку в напругу.

Наявність інтермодуляційних спотворень може призвести до ще більшого спотворення вихідного спектра. При подачі двох сигналів $\varphi_{e1} = \varphi_{a1}\cos(\omega_1 t)$ і $\varphi_{e2} = \varphi_{a2}\cos(\omega_2 t)$, їх змішування відбувається на нелінійності з появою паразитних сигналів на частотах $p\omega_1 \pm q\omega_2$, де p і q - цілі числа. Зазвичай найбільшою амплітудою володіють інтермодуляційні спотворення 3-го порядку, з $[p, q] = [1, 2]$ або $[2, 1]$. $\omega_1 \approx \omega_2$ ці спотворення будуть розташовуватися дуже близько по частоті до ω_1, ω_2 , створюючи паразитні сигнали в смузі прийому.

Амплітуду цих сигналів можна оцінити в межах однієї і тієї ж апроксимації форми відповіді НКВІД за допомогою гармонічної функції:

$$v = a \sin[\phi_{a1} \cos(\omega_1 t) + \phi_{a2} \cos(\omega_2 t)] + b. \quad (2.4)$$

За допомогою перетворення Якобі-Унгера легко показати, що бажані амплітуди інтермодуляційних спотворень виникають на частотах $p\omega_1 \pm q\omega_2$ дорівнюватиме $J_p(\varphi_{a1})J_q(\varphi_{a2})$.

На рис. 3.2а показано експериментальне вимірювання спектра вихідного сигналу НКВІД з прикладеними сигналами однакової амплітуди на близьких частотах 498,5955 МГц і 498,6035 МГц [8]. Виникнення інтермодуляційних спотворень 3-го і 5-го порядків (на вставці 3-го, 5-го і 7-го порядку) показано в міру зростання амплітуди вхідного сигналу (потужність паразитних сигналів перевищує рівень шуму). При цьому наявність помітної амплітуди спотворень 5-го порядку, яка відповідно до моделі повинна бути масштабована як $J_2 J_3$, свідчить про те, що в розглянутому випадку гармонійне наближення форми відповіді НКВІД не є повністю адекватним.

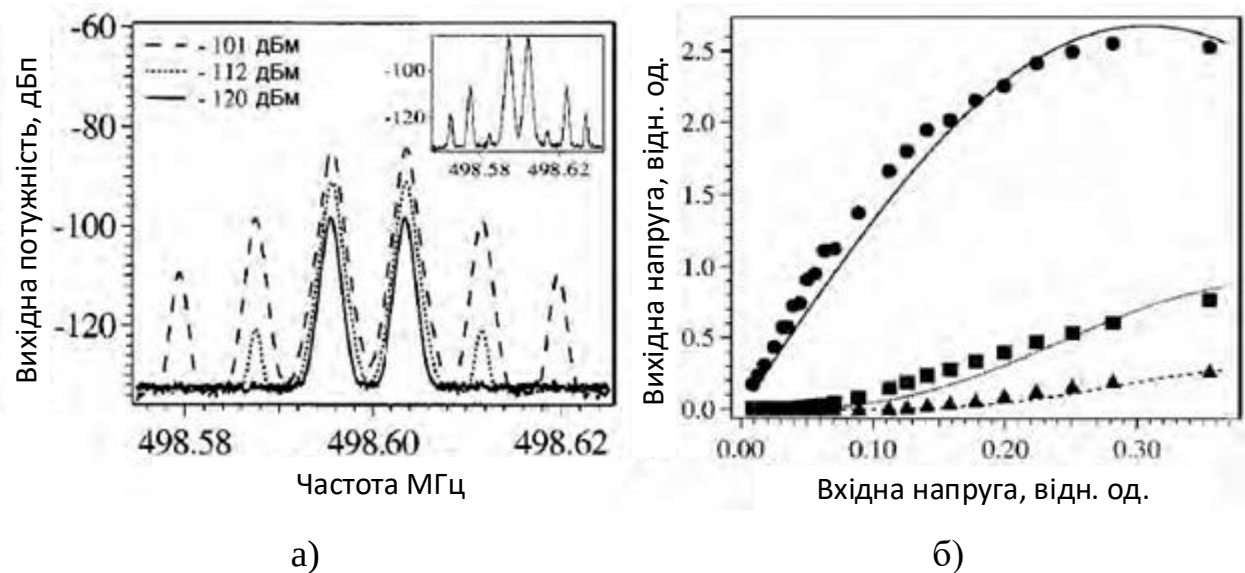


Рисунок 2.2. а) Спектр на виході двох близько розташованих сигналів на частотах 498,5955 МГц і 498,6035 МГц, що демонструють наявність інтермодуляційних спотворень 3-го і 5-го порядку [8]. У вставці показаний випадок вибору робочої точки магнітного потоку, що відповідає придушенню інтермодуляційних спотворень 3-го порядку. б) Амплітуди в спектрі вихідного сигналу: основні тонові (точкові) і інтермодуляційні спотворення 3-го (квадрати) і 5-го (трикутники) порядків в залежності від амплітуди вхідного сигналу. Суцільні лінії показують наближені аналітичні залежності (функції Бесселя J_1 , J_1J_2 і J_2J_3 відповідно).

На малюнку 2.2б показана залежність амплітуди базетону в вихідному спектрі сигналу і інтермодуляційних спотворень 3-го і 5-го порядку від амплітуди вхідного сигналу. Представлені дані ілюструють, що відношення сигналу у вихідному спектрі до максимальних спотворень через нелінійність, так званого вільного динамічного діапазону шпор (SFDR), може бути помітно менше, ніж динамічний діапазон D . При цьому SFDR становить не більше 15 дБ, що абсолютно недостатньо для реальних застосувань, наприклад, в радіочастотних, а особливо широкосмугових, приймальних системах.

У наступних параграфах цієї глави будуть описані два методи лінеаризації форми відповіді НКВІД і структур на основі НКВІД, а також надані

експериментальні дослідження, що демонструють реалізацію запропонованих підходів.

2.2 Диференціальне з'єднання НКВІД

Наближення гармонійної форми відгуку НКВІД справедливо тільки для струму живлення, який помітно перевищує критичний струм $i_b > 2$. При струмі живлення $i_b \cong 2$ форма відгуку інтерферометра з незначною індуктивністю $l \cong 0$ близька до $v(\varphi_e) = |\sin \varphi_e|$, так що в робочій точці $\varphi_e = \pi/4$ відгук вже не є чисто асиметричною функцією, а тому в ній присутні парні гармоніки. Для амплітуди гармонійного вхідного сигналу (2.1) $\varphi_a = 0,1\pi$ залежність гармонійних спотворень вихідного спектра, КГС (далі для і розрахунків використовувався для перших 10 гармонік спектра), від нормованого струму живлення НКВІД для параметрів $l = 0$, $\varphi_e = \pi/4$, показаних на рис. 2.3а.

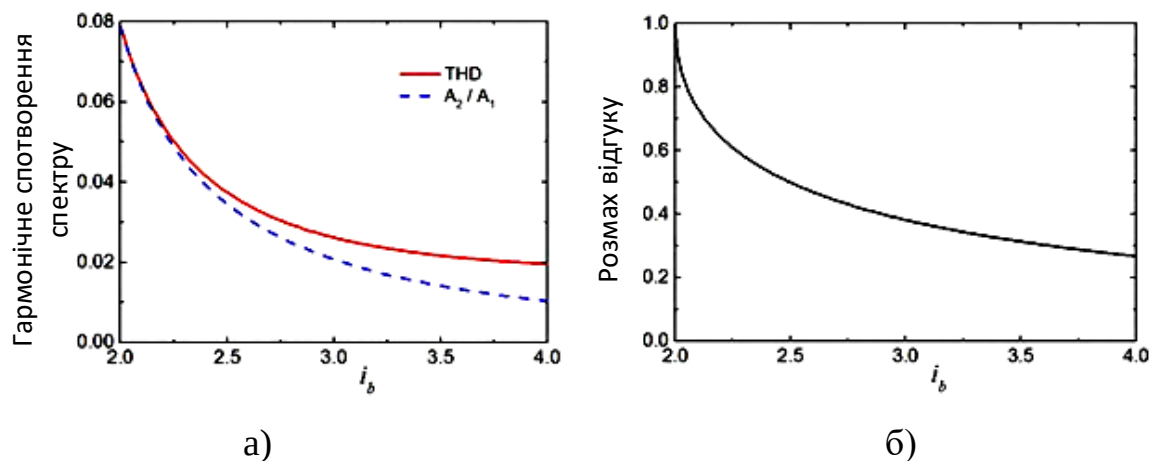


Рисунок 2.3. а) Гармонійні спотворення, КГС, спектра виходу РТ НКВІД з гармонійним вхідним сигналом з нормованою амплітудою $\varphi_a = 0,1 \pi$, і відношенням другої до першої гармоніки, A_2/A_1 , в цьому спектрі як функція струму живлення НКВІД. б) Залежність діапазону спрацьовування НКВІД від струму його живлення. Перші десять гармонік враховувалися при розрахунку КГС. Значення нормованої Індуктивність НКВІД, $l = 0$, робоча точка магнітного потоку, $\varphi_e = \pi/4$.

Видно, що при малих струмах живлення спотворення спектра в основному обумовлено наявністю другої гармоніки A_2 . Для забезпечення лінійності перетворення необхідно або зменшити значення нормованого магнітного потоку ϕ_e за рахунок зсуву робочої точки в області більш лінійної області відгуку ($\phi_e \rightarrow 0$), або збільшити струм живлення.

У першому випадку ($i_b = 2$) паралельно з незначним збільшенням нахилу перетворення магнітного потоку в напругу зсув робочої точки $\phi_e \rightarrow 0$ призводить до обмеження амплітуди вхідного сигналу. Недоліком другого способу є помітне зменшення розмаху вихідної напруги. Відношення гармонік $A_2/A_1 = 1\%$ (КГС = 2%) може бути досягнутий при $i_b = 4$, при діапазоні відгуку близько третини діапазону відгуку при $i_b = 2$ (рис. 2.3б, рис. 3.4). Пропорційно зменшується і крутизна перетворення. На практиці компроміс між крутизною перетворення, обмеженням вхідної амплітуди та лінійністю перетворення досягається шляхом оптимізації обох параметрів ϕ_e , i_b .

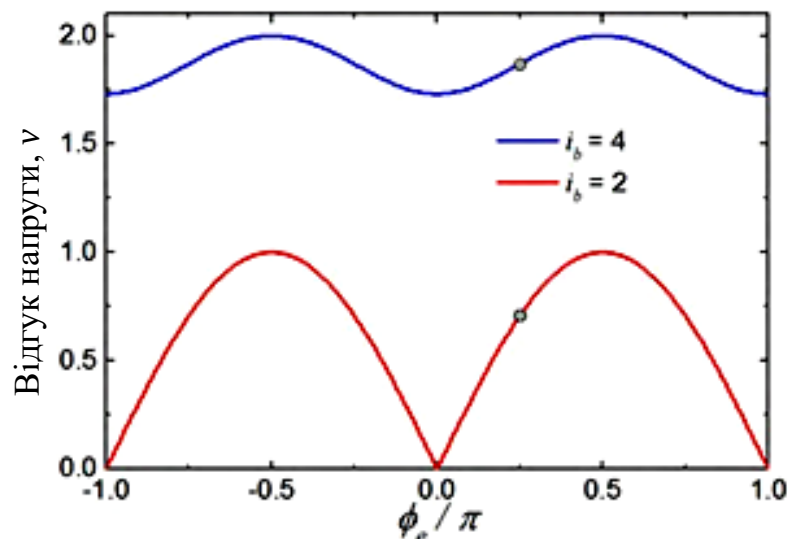


Рисунок 2.4 – Відгук напруги НКВІД ПТ в наближенні нульової індуктивності для значень струму живлення $i_b = 2, 4$. Крапками показаний робочий струм, $\phi_e = \pi/4$.

Простий схемний метод вирішення задачі задовольняє всі суперечливі

вимоги одночасно: зростаючої лінійності, крутизни перетворення і максимальної амплітуди вхідного сигналу, полягає в диференціації двох НКВІД з додатковим магнітним зміщенням одного з них протягом половини періоду відгуку, рис. 1). 2.5а, запропонована в [9А]. З математичної точки зору, при однаковому струмі живлення для кожного інтерферометра, $I_b = 2$, таке поєднання призводить до віднімання двох відгуків виду $v(\phi_e) = |\sin \phi_e|$ зі зсувом на $\pi/2$. Розгляд задачі в діапазоні нормованого магнітного потоку $\phi_e \in [0 \dots \pi/2]$, що відповідає робочому нахилу відгуку (половина від квантового $\Phi_0/2$), сумарний відгук схеми (рис. 3.5б) можна записати у вигляді:

$$v_\Sigma = \sin(\phi_e) - \sin(\phi_e + \pi/2) = \sqrt{2} \sin(\phi_e - \pi/4) \quad \text{для } \phi_e \in [0 \dots \pi/2]. \quad (3.5)$$

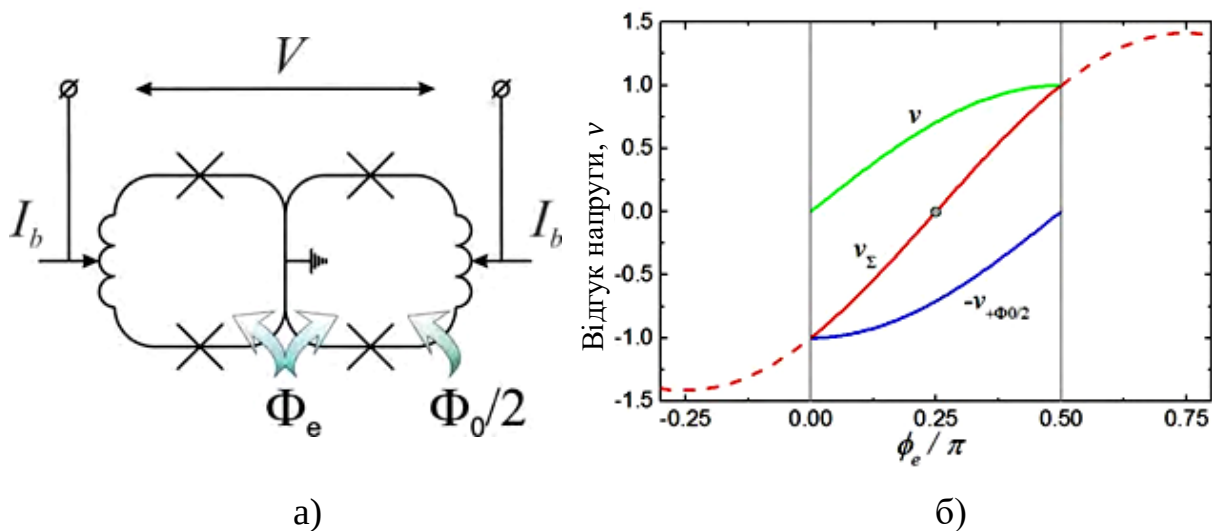


Рисунок 2.5 – а) Схема диференціального з'єднання двох НКВІД, один з яких додатково зміщений магнітним потоком на половину періоду спрацьовування.

б) відгуки НКВІД, v , $-v_{+\Phi_0/2}$, і сумарна реакція схеми, v_Σ , (суцільні лінії) в діапазоні вирішення задачі $\phi_e \in [0 \dots \pi/2]$, межі яких показані вертикальними сірими лініями. Для наочності пунктирною лінією показано продовження функції $\sqrt{2} \sin(\phi_e - \pi/4)$ за межами заданого діапазону. Сірою точкою вказана робоча точка на сумарному відгуку, що відповідає $\phi_e = \pi/4$.

Таким чином, при встановленні робочої точки на $\phi_e = \pi/4$ відгук схеми є

чисто гармонійною – антисиметричною функцією, що забезпечує відсутність рівних гармонік у вихідному спектрі. На відміну від відгуку одиничного НКВІД, що розглядається при великому струмі живлення (рис. 2.4, крива для $i_b = 4$), робочий нахил відгуку диференціального кола відповідає функції синуса в діапазоні його аргументів, не від $-\pi/2$ до $\pi/2$, а від $-\pi/4$ до $\pi/4$. При використанні лінійного перерізу функції синуса $\varphi_e \in [-\pi/6 \dots \pi/6]$ (для яких КГС менше 1%), це дозволяє вдвічі зменшити межу по амплітуді вхідного сигналу, $\Phi_a < 0,2\Phi_0$, і відповідно використовувати не третину, а дві третини ($\sim 60\%$) робочої зони. При цьому динамічний діапазон збільшується в $2\sqrt{2}$ рази або на 9 дБ, так як відповідно до послідовного з'єднання двох НКВІД нахил перетворення кола дорівнює подвоєному максимальному нахилу перетворення одного НКВІД. Максимальний розмах відгуку напруги відповідно також вдвічі більший.

Слід відзначити, що $\varphi_e = \pi/4$ є оптимальною робочою точкою, забезпечуючи при цьому максимальну лінійність, крутизну перетворення і найбільший робочий діапазон по магнітному потоку. Забезпечення необхідної зміни в магнітному потік можливий як шляхом додаткового намагнічування одного з НКВІД, так і шляхом намагнічування обох НКВІД з однаковим модулем, але різним за знаком магнітним потоком, або за допомогою магнітного рі-контакту, який автоматично задає зсув на половину кванту в ланцюзі.

Струм живлення можна встановити або окремо, як показано на рис. 2.5а, або на одній шині через резистивний дільник. Для зручності також є можливість змінити схему електроживлення, наприклад, можна поміняти місцями клему заземлення і один з джерел струму, але в цьому випадку полярність джерела струму, підключеного до середньої точки ланцюга, повинна бути зворотною, а задане їм значення струму має бути збільшено вдвічі.

У разі, коли індуктивність відмінна від нуля і струм живлення відрізняється від критичного, в диференціальній схемі оптимальним може виявитися магнітне зміщення одного НКВІД щодо іншого іншого з $\varphi_b = \pi/2$. Для діапазону параметрів $I \in [0 \dots 2\pi]$, $i_b \in [2 \dots 2.4]$ За допомогою чисельного рішення системи рівнянь, представленої в попередньому розділі, було знайдено оптимальне

значення магнітного зсуву ϕ_b , відповідне максимальному значенню лінійного динамічного діапазону відгуку SFDR диференціального контуру, при цьому максимальна амплітуда вхідного сигналу відповідала 30% робочого нахилу відгуку, $\phi_a = 0,3 \phi_b/2$ (величина робочого нахилу ϕ_b). Вхідний сигнал являв собою суму двох синусоїд близької частоти ($\omega_2 = 1,1\omega_1$) з однаковими амплітудами, максимальне значення яких дорівнює $\phi_a/2$. Робоча точка магнітного потоку відповідала середині робочого нахилу, $\phi_e = \phi_b/2$.

Чисельна схема знаходження середньої напруги НКВІД полягала у визначенні залежності різниці від повної фази $\psi(\theta)$ від чисельного рішення диференціального рівняння,

$$\frac{d\psi}{d\theta} = \frac{-2(\psi + \phi_e)/l - \sin \psi \cos \theta}{i_b/2 - \cos \psi \sin \theta},$$

з наступним знаходженням періоду осциляцій напруги інтегруванням виразу

$$T = \int_0^T dt = \int_0^{2\pi} \frac{d\theta}{i_b/2 - \cos \psi(\theta) \sin \theta},$$

Лінійний динамічний діапазон і гармонійні спотворення вихідного спектра для знайдених оптимальних значень ϕ_b магнітного зміщення НКВІД представлені на рисунку 2.6а,б. Видно, що для значень індуктивності $l \leq 1$ висока лінійність досягається тільки при наявності струму живлення порядку критичного струму $i_b \approx 2$. Відштовхуючись від значень індуктивності $l > 1$, діапазон значень струму живлення для високої лінійності починає збільшуватися аж до значення $i_b \approx 2,2$. У цих діапазонах параметрів лінійний динамічний діапазон перевищує SFDR > 90 дБ, а гармонійні спотворення сигналу становить тисячні частки відсотка.

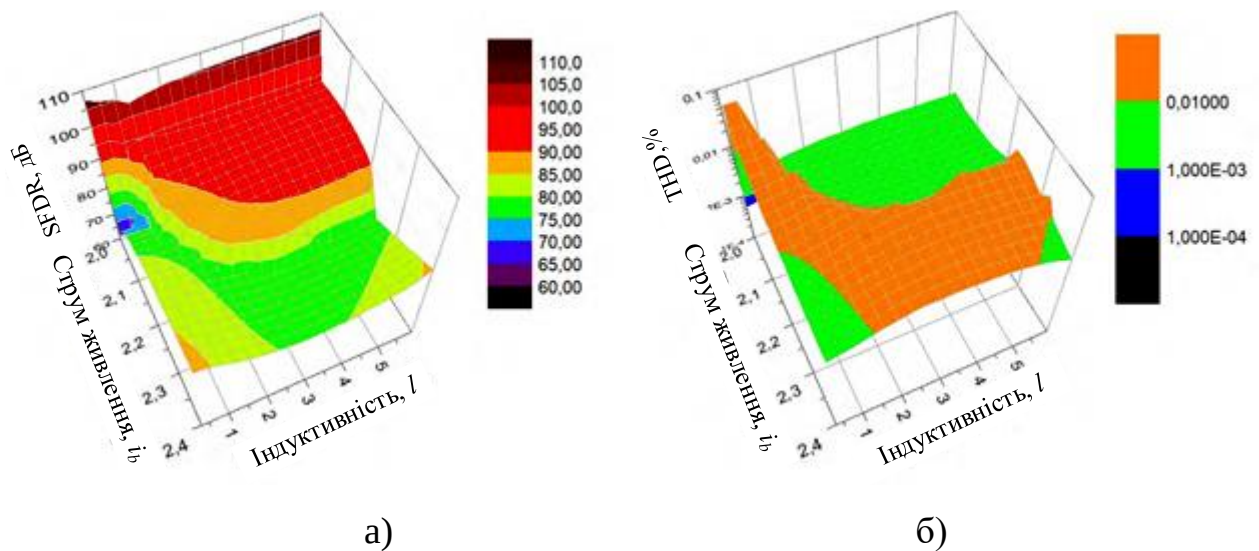


Рисунок 2.6. – а) Лінійний динамічний діапазон, SFDR, і б) гармонійні спотворення спектра сигналу, КГС, перетворені диференціальної схемою НКВІД з параметрами в діапазоні $l \in [0 \dots 2\pi]$, $i_b \in [2 \dots 2,4]$ і оптимально підібраним магнітним зміщенням. Вхідний сигнал складається з двох синусоїд з однаковими частотами $\omega_2 = 1,1 \omega_1$ і однаковими амплітудами, максимальне сумарне значення яких відповідає 30% від нахилу робочого відгуку ($0,3 \varphi_b/2$). Робоча точка за магнітним потоком він відповідає середині робочого нахилу $\varphi_e = \varphi_b/2$.

Для розрахунку дальності лінійного відрізка відгуку по відношенню до напруги v_{pp} , відповідно до обраного розміру лінійного перерізу по відношенню до магнітного потоку, $\varphi_{pp} = 0,3 \varphi_b$, а також коефіцієнта перетворення магнітного потоку в напругу, $dv/d\varphi$, зручно використовувати аналітичний вираз, який описує форму відповіді, отриманої в попередньому розділі. Варто зауважити, що вираз дозволяє отримати середню напруга, яка збігається з числовим рахунком з точністю до другого знаку після коми. Таким чином, в той час як аналітична апроксимація відповіді підходить для досить точного визначення шуканих значень v_{pp} , $dv/d\varphi$, для точного знаходження значень параметрів SFDR, THD, в області високої лінійності необхідно використовувати числовий підрахунок.

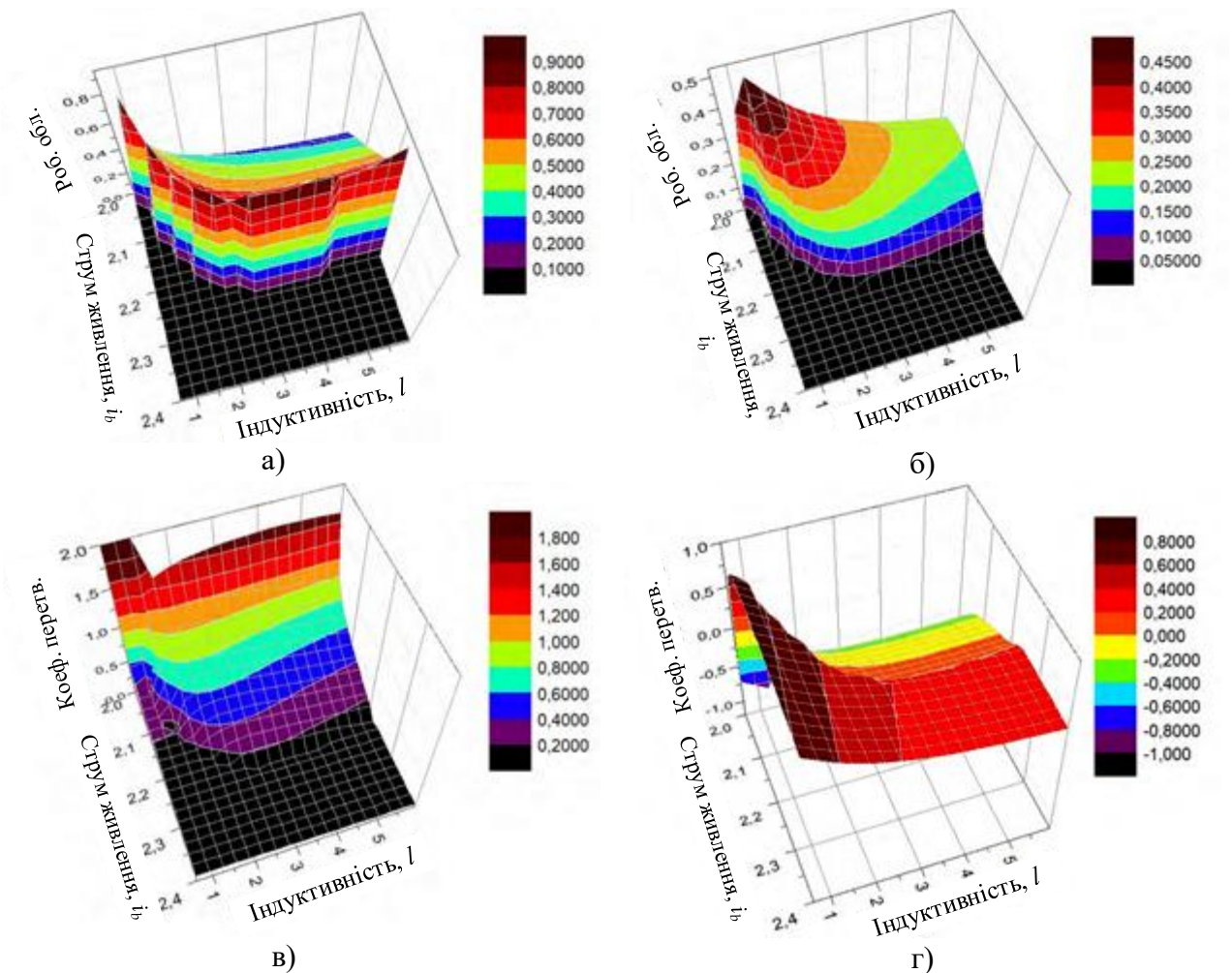


Рисунок 2.7 – Розмір ділянки лінійного відгуку диференціальної схеми НКВІД по магнітному потоку $2\varphi_{pp}/\pi$ (а), по напрузі v_{pp} (б) і відповідного коефіцієнта перетворення $dv/d\varphi$ (в), а також різниця коефіцієнті перетворення диференціального кола і звичайного послідовного з'єднання двох НКВІД (у разі послідовного з'єднання робоча точка щодо магнітного потоку $\varphi_e = \pi/4$) (г). Лінійний переріз відповідає 30% робочого нахилу диференціальної схеми, $\varphi_{pp} = 0,3 \varphi_b$.

Величина лінійного перерізу відгуку диференціального кола в термінах магнітного потоку, нормованого до величини робочого нахилу НКВІД, $\varphi_{pp}/(\pi/2)$, розмаху напруг лінійного перерізу v_{pp} і коефіцієнта перетворення $dv/d\varphi$ показані на рис. 2.7а, б, в відповідно. Оптимізація показує, що за вищевказаними межами параметри l , I_b Забезпечуючи високу лінійність, розмір лінійного перерізу прагне до нуля. Незважаючи на те, що лінійність (див. рис.

2.6а, б) і коефіцієнт перетворення магнітного потоку в напругу (рис. 3.7в) при струмі живлення $i_b \approx 2$ виявляється високою, розмір лінійного перерізу в цій області також прагне до нуля (рис. 2.7а, б), а це означає, що мінімальне зміщення НКВІД по магнітному потоку є оптимальним. З урахуванням цього, а також з огляду на те, що область поблизу нуля по напрузі може бути розмита внаслідок теплових коливань і розсіювання критичних струмів джозефсонівських переходів, вибір робочого значення струму живлення поблизу критичного струму представляється недоцільним.

Вибір струму живлення може бути зроблений виходячи з компромісу між необхідністю кінцевого розміру лінійного перерізу в плані магнітного потоку Φ_{pp} (рис. 2.7а) і його розмаху напруги v_{pp} (рис. 2.7б), і в той же час досить великого коефіцієнта перетворення $dv/d\phi$ (рис. 2.7в). З даних, представлених на рис. 2.7, випливає, що такому компромісу задовольняють значення в поблизу максимальної залежності розмаху напруги лінійної ділянки від струму живлення $v_{pp}(i_b)$ (див. рис. 2.7б). Так як обраний струм живлення $i_b > 2$ розмах по напрузі і разом з ним знижується коефіцієнт перетворення $dv/d\phi$, то оптимально вибирати найменше значення індуктивності, яке забезпечує вже високу лінійність відповідно до рис. 2.6. Наприклад, вибір значень параметрів $l = 2,2$, $i_b = 2,04$, $\phi_b = 0,3895\pi$ забезпечує лінійний динамічний діапазон, $SFDR \approx 92$ дБ при використанні 30% робочого ухилу диференціального контуру, і рівень гармонійних спотворень спектра сигналу, $KGS \approx 6 \cdot 10^{-3}\%$. Характеристика напруги диференціального кола при вибраних параметрах показана на рис. 2.8а. Розмір лінійного перерізу по магнітному потоку відповідає приблизно чверті, $\Phi_{pp}/(\pi/2) = 0,234$ робочого ухилу одного НКВІД (дорівнює половині кванту магнітного потоку $\Phi_0/2$), при цьому проміжок напруги лінійного перерізу, $v_{pp} \approx 0,38$, а коефіцієнт перетворення $dv/d\phi \approx 1,04$. Слід зазначити, що при звичайному послідовному з'єднанні двох НКВІД з аналогічними параметрами і використанні стандартної робочої точки для магнітного потоку відповідної чверті кванта потоку, коефіцієнт перетворення $dv/d\phi$ з використанням одного і того ж діапазону магнітного потоку (чверть робочого нахилу відгуку) складе

тільки $dv/d\varphi \approx 0,72$. Таким чином, запропонована оптимізація з'єднання НКВІД призводить не тільки до лінеаризації відгуку, але і до збільшення розмаху робочого діапазону за напругою, і до збільшення крутизни передаточної характеристики.

Різниця коефіцієнта передачі диференціального кола з обраним магнітним зміщенням φ_b (робоча точка відповідає $\varphi_e = \varphi_b/2$) і коефіцієнта передачі звичайного послідовного з'єднання двох НКВІД з робочою точкою магнітного потоку $\varphi_e = \pi/4$ показаний на рис.2.7.

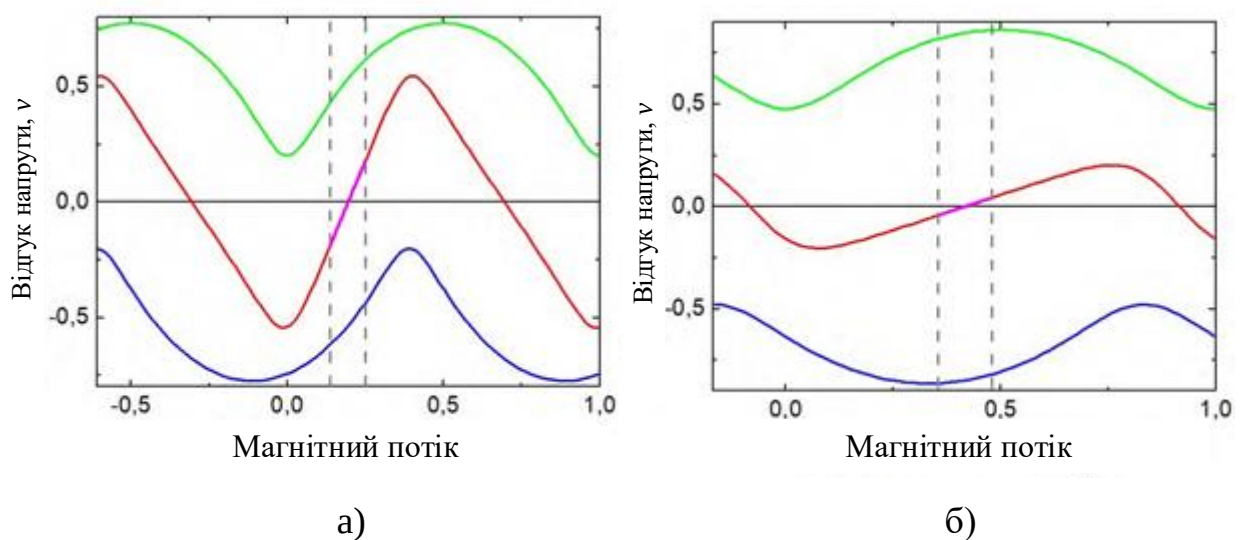


Рисунок 2.8 – Напруга характеристик СКВІДів і утвореної ними диференціальної схеми з параметрами $l = 2,2$, а) $i_b = 2,04$, $\varphi_b = 0,3895\pi$, б) $i_b = 2,216$, $\varphi_b = 0,8337\pi$. Вертикальними пунктирними лініями показані межі лінійної області.

Рисунок 3.9 – Залежність лінійного динамічного діапазону від максимальної амплітуди вхідного сигналу у відсотках від загального розміру робочого нахилу, для диференціального кола з параметрами $l = 2,2$, $i_b = 2,04$ і оптимально підібраним магнітним зміщенням φ_b (суцільна лінія; значення φ_b вказані у вставці), і фіксованим магнітним зміщенням $\varphi_b = 0,3895\pi$ (пунктирна лінія).

Додаткове збільшення лінійності можливо при зменшенні максимальної амплітуди сигналу. Однак при збереженні фіксованих значень параметрів l , i_b

магнітний зсув φ_b повинен бути додатково скоригований. Залежність лінійного динамічного діапазону від максимальної амплітуди вхідного сигналу (у відсотках від сумарного розміру робочого ухилу) з оптимально підібраним магнітним зміщенням для обраних значень параметрів $l = 2,2$, $i_b = 2,04$ показано на рис. 2.9. У вкладиші вказані оптимальні значення магнітного зміщення. Для порівняння пунктирною лінією показана залежність лінійного динамічного діапазону від максимальної амплітуди при фіксованому значенні $\varphi_b = 0,3895\pi$. Як бачимо, зі зменшенням максимальної амплітуди вхідного сигналу Φ_{pp} при оптимально підібраному магнітному зсуві φ_b лінійний динамічний діапазон помітно збільшується, а при $\varphi_{pp}/\varphi_b = 0,1$ досягає $SFDR \approx 130$ дБ.

Варто відзначити, що при обраному значенні індуктивності $l = 2,2$, а також при використанні фіксованої частини робочого ухилу диференціального ланцюга ($\varphi_{pp}/\varphi_b = 0,3$), згідно з даними, представленими на рис.2.6а, максимальний динамічний діапазон, $SFDR = 105$ дБ, досягається при струмі живлення, рівному критичному струму $i_b = 2$. У цьому випадку розмір ділянки лінії становить, $\varphi_{pp} = 0,202$ (приблизно 13% від робочого ухилу НКВІД), розмах напруги, $v_{pp} \approx 0,37$, а коефіцієнт перетворення, $dv/d\varphi \approx 1,62$. У разі задання обраного струму живлення $i_b = 2,04$, а оптимального зміщення $\varphi_b = 0,3895\pi$, той же магнітний потік перетину $\varphi_{pp} = 0,202$ відповідає використанню 16,5% робочого ухилу диференціального кола. У цьому випадку, згідно з рис.2.9, $SFDR = 113$ дБ. З урахуванням коефіцієнта перерахунку $dv/d\varphi \approx 1,04$ розмах напруги використовуваної ділянки стає меншою, $v_{pp} \approx 0,21$. Таким чином, в певному діапазоні індуктивностей для фіксованої індуктивності і фіксованого абсолютного розміру ділянки лінії лінійність поліпшується зі збільшенням струму живлення, але в той же час зменшуються коливання напруги на ділянці лінії і коефіцієнт перетворення.

Для ілюстрації зробленого висновку рис. 2.10 для вибраної індуктивності $l = 2,2$ показує залежності лінійного динамічного діапазону від розміру лінійного перерізу для двох струмів живлення $i_b = 2,04$ і $i_b = 2,2$ при оптимально

підібраних магнітних переміщеннях φ_b . Пунктирна лінія показує аналогічну залежність, що відповідає даним, наведеним на рис. 2.6а для обраних струмів індуктивності і живлення в діапазоні $i_b \in [2 \dots 2.22]$ (розмір лінійного перерізу $\varphi_{pp}/\varphi_b = 0,3$). Видно, що при обраній індуктивності і використанні лінійної ділянки, розмір якої відповідає приблизно четверті робочого нахилу НКВІД зі збільшенням струму живлення від $i_b = 2,04$ до $i_b = 2,2$ лінійність зростає від $SFDR \approx 90$ дБ до $SFDR \approx 110$ дБ. Найкраща лінійність для заданої індуктивності $I = 2,2$: $SFDR \approx 112$ дБ, КГС $\approx 6 \times 10^{-4} \%$ досягається при струмі живлення $i_b = 2,216$ і магнітному зсуві $\varphi_b = 0,8337\pi$, але коливання напруги становить лише $v_{pp} \approx 0,086$ і коефіцієнт перетворення $dv/d\varphi \approx 0,22$. Відповідна форма відгуку диференціального кола показана на рис. 2.8б.

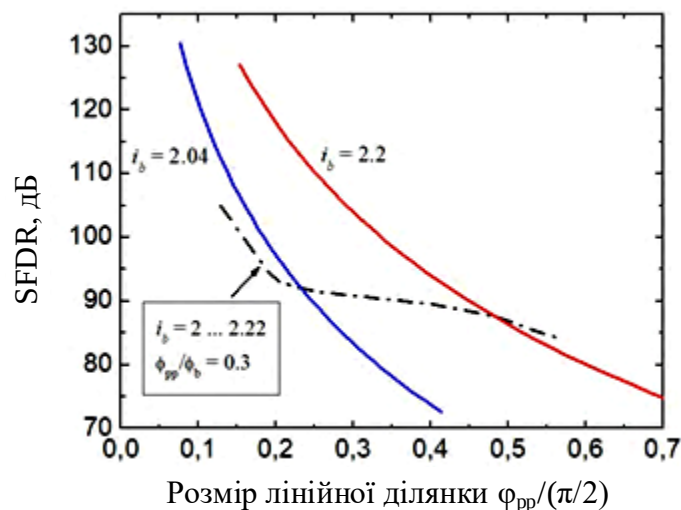


Рисунок 2.10. Залежність лінійного динамічного діапазону SFDR від розміру лінійного перерізу φ_{pp} (нормалізованого до величини робочого нахилу НКВІД) для двох струмів живлення $i_b = 2,04$ та $i_b = 2,2$ при оптимально підібраних магнітних переміщеннях φ_b . Пунктирною лінією показана залежність лінійного динамічного діапазону від розміру лінійної ділянки при фіксованому відношенні розміру перерізу лінії до розміру робочого нахилу, $\varphi_{pp}/\varphi_b = 0,3$, для струмів живлення в діапазоні $i_b \in [2 \dots 2.22]$ (дані відповідають рис. 2.6а).

Значення індуктивності: $I = 2,2$.

На рис. 2.11а,б показані залежності лінійного динамічного діапазону і гармонійних спотворень сигналу відповідно при оптимальному магнітному зміщенні (рис. 2.11в) для фіксованої максимальної амплітуди вхідного сигналу, що відповідає чверті робочого нахилу відгуку одного НКВІД, $\varphi_{pp} = \pi/4$. На рис.2.11д показаний відповідний коефіцієнт перетворення магнітного потоку в напругу $dv/d\phi$. З представлених даних видно, що з точки зору лінійності і коефіцієнта перетворення оптимальний діапазон параметрів знаходиться в районі значень $I \approx 0,9$, $i_b \approx 2,02$.

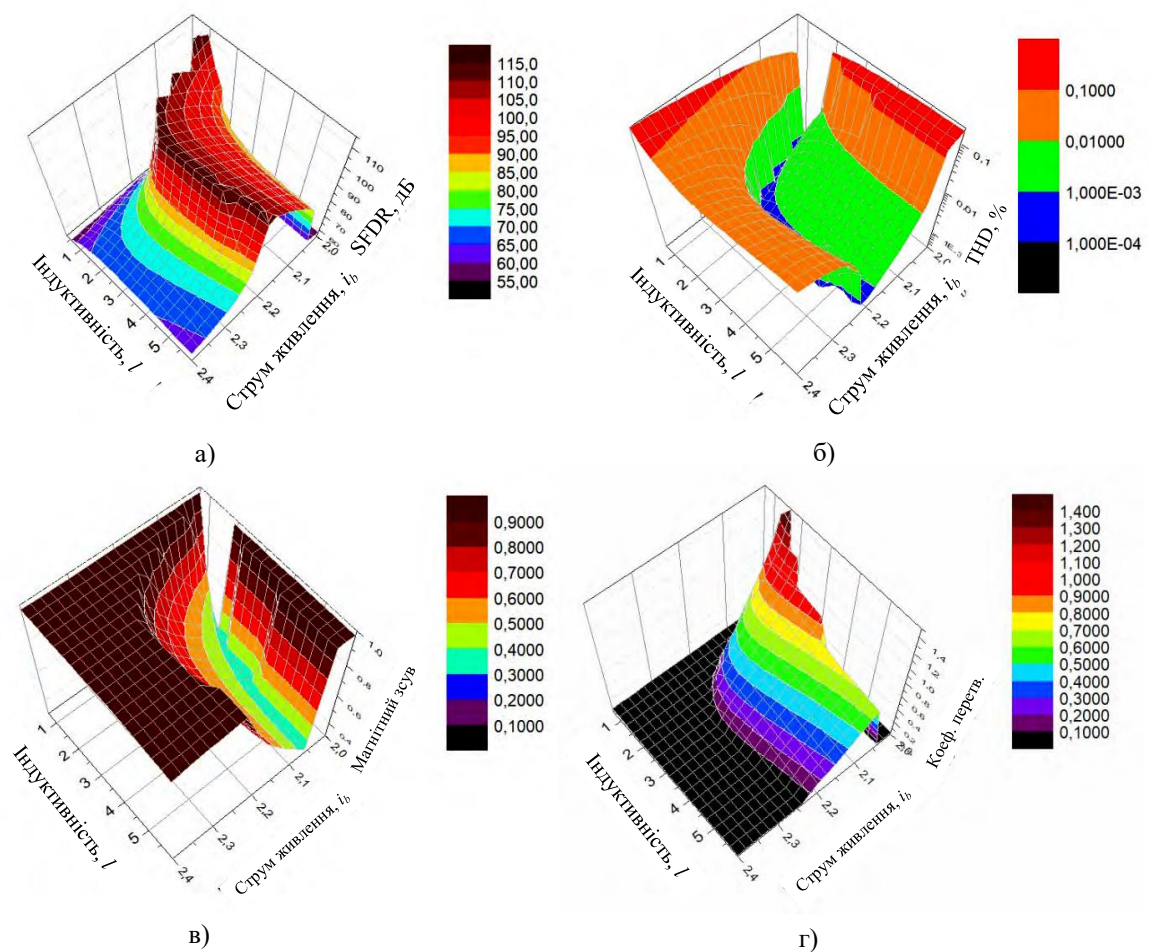


Рисунок 2.11 – а) Лінійний динамічний діапазон, SFDR, і б) гармонійні спотворення спектра сигналу, КГС, перетворені диференціальною схемою НКВІД з параметрами в діапазоні $I \in [0 \dots 2\pi]$, $i_b \in [2 \dots 2.4]$ і оптимально підібране магнітне зміщення ϕ_b (б), а також коефіцієнт перетворення магнітного зсуву в напругу, що відповідає нахилу лінійної ділянки (д) при

максимальній амплітуді вхідного сигналу, що відповідає чверті робочого нахилу відгуку одного НКВІД, $\varphi_{pp} = \pi/4$.

Залежності лінійного динамічного діапазону при вибраній індуктивності $I = 2,2$ відхилення параметрів ($\delta i_b / i_b = i_b^* / i_b - 1$, $\delta \varphi_b / \varphi_b = \varphi_b^* / \varphi_b - 1$) у відсотках з обраних значень $i_b = 2,04$, $\varphi_b = 0,3895\pi$ і $i_b = 2,216$, $\varphi_b = 0,8337\pi$ з відповідними розмірами лінійної ділянки $\varphi_{pp}/(\pi/2) = 0,234$ і $\varphi_{pp}/(\pi/2) = 0,25$ показані на рис. 2.12. Представлені дані ілюструють різке погіршення лінійності відгуку при відхиленні параметрів від обраних значень. При цьому зміна струму живлення впливає на порядок сильніше, ніж зміна магнітного зміщення. Таким чином, для збереження лінійності не гірше максимальної на 10 дБ при обраних параметрах допустимо відхилення струму живлення тільки на $\pm 0,1 - 0,2 \%$ (рис. 2.12а), в той час як магнітне зміщення може зберігатися з точністю до $\pm 1 - 2 \%$ (рис. 2.12б).

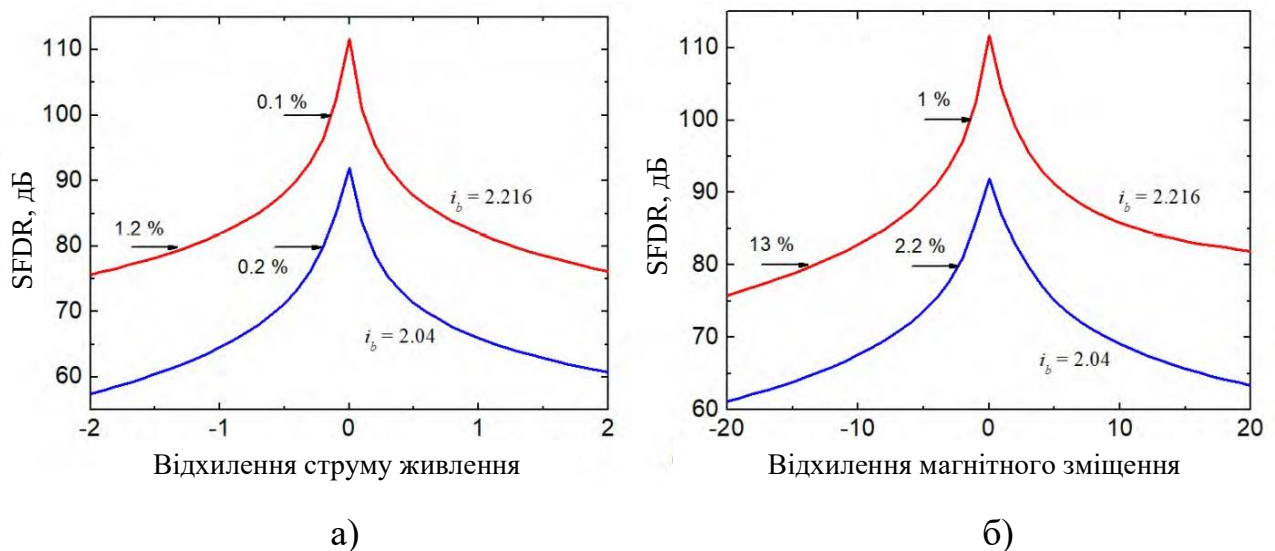


Рисунок 2.12. Залежність лінійного динамічного діапазону від відхилення (а) струму живлення і (б) магнітного зміщення від вибраних значень $i_b = 2,04$, $\varphi_b = 0,3895\pi$ і $i_b = 2,216$, $\varphi_b = 0,8337\pi$ для відповідних розмірів лінійного перерізу $\varphi_{pp}/(\pi/2) = 0,234$ і $\varphi_{pp}/(\pi/2) = 0,25$.

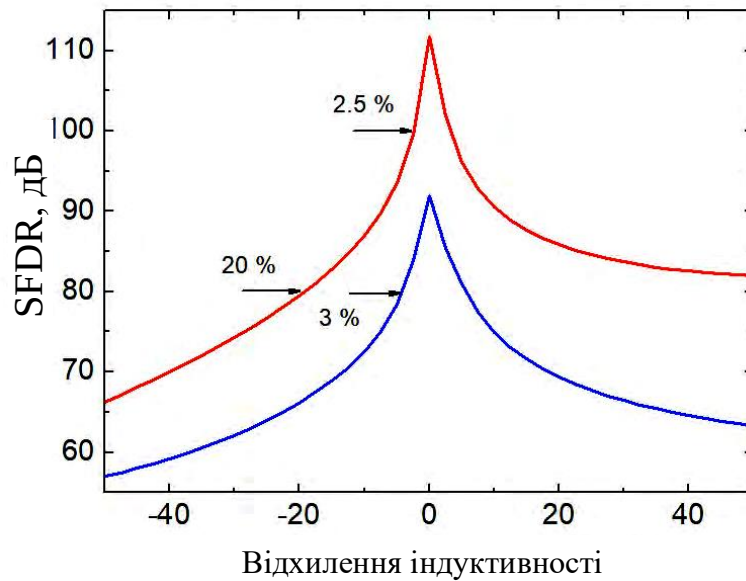


Рисунок 2.13 – Залежність лінійного динамічного діапазону від відхилення індуктивності від обраного значення $l = 2,2$ при $i_b = 2,04$, $\varphi_b = 0,3895\pi$ і $i_b = 2,216$, $\varphi_b = 0,8337\pi$ і відповідні розміри лінійного перерізу $\varphi_{pp}/(\pi/2) = 0,234$ і $\varphi_{pp}/(\pi/2) = 0,25$.

Аналогічна залежність лінійного динамічного діапазону від відхилення індуктивності від обраного значення $l = 2,2$ при фіксованих параметрах i_b , φ_b показана на рис. 2.13. Відхилення індуктивності від обраного значення впливає на лінійність відгуку приблизно так само, як і відхилення магнітного зміщення.

Дані, представлені на рис. 2.12, 2.13 вказують на високі вимоги до ідентичності параметрів НКВІД в диференціальній схемі. У той же час, оскільки форма відгуку сильно залежить від струму живлення, розкид критичних струмів контактів Джозефсона повинен бути мінімальним, а струм живлення повинен підтримуватися з високою точністю.

Варто зауважити, що найбільша лінійність досягається при використанні в диференціальній схемі області відгуку, близької до $\pi/2$. У цьому також легко переконатися з розкладання рішення поблизу магнітного потоку, що відповідає $\Phi_0 / 2$:

$$\lim_{\phi_e \rightarrow \pi/2} \bar{v}(\phi_e) \approx \frac{i_b}{2} - \frac{1}{i_b} \left[q + (1 - qp) \left(\phi_e - \frac{\pi}{2} \right)^2 \right], \quad (2.6)$$

де вирази для коефіцієнтів q, p мають вигляд

$$q = A \left[1 + \left(\frac{l_s i_b}{4} \right)^{-2} \right]^{-1}, \quad p = 1 - \left[\left(\frac{l_s i_b}{4} \right)^2 - 3 \right] \left(i_b^2 \left[1 + \left(\frac{l_s i_b}{4} \right)^2 \right] \right)^{-1}$$

Згідно з (2.6), ця область має форму, близьку до параболічної. При невеликому взаємному магнітному зсуві ϕ_b реакцій НКВІД результуюча відповідь поблизу $\phi_e = \pi/2$ приблизно відповідатиме лінійній функції:

$$\bar{v}_\Sigma(\phi_e) = \bar{v}(\phi_e - \phi_b / 2) - \bar{v}(\phi_e + \phi_b / 2) = \frac{2\phi_b(1 - qp)}{i_b} \left(\phi_e - \frac{\pi}{2} \right).$$

Робота в цій області, з одного боку, дозволяє знизити вимоги до точності параметрів схеми (рис. 2.12, 2.13), але з іншого - відповідає більш низькому коефіцієнту перетворення. Таким чином, вибір робочих параметрів є компромісною оптимізацією схеми.

Слід також зазначити, що результати, представлені в цьому пункті, були отримані в наближенні ізольованої робочої схеми. Підключення реального навантаження може змінити динаміку НКВІД і середню напругу. Тому отримані оптимальні параметри можуть бути використані в якості початкових значень для чисельного моделювання та оптимізації реальної схеми. При цьому закономірно очікувати, що аналогічні характеристики можна отримати при підключенні реального навантаження, як мінімум на порядок вище, ніж сумарний нормальний опір даного кола.

2.3 Диференціальне з'єднання ланцюгів НКВІД.

Як було зазначено в розділі 1, з метою поліпшення таких параметрів НКВІД, як нахил перетворення прикладеного магнітного поля в напругу, для поліпшення узгодження імпедансів інтерферометра і навантаження, а також для збільшення динамічного діапазону використовується з'єднання НКВІД ланками. У диференціальній схемі також можливе використання не поодиноких СКВІД, а послідовних або паралельних однакових ланок інтерферометрів, в загальному випадку з довільним розподілом їх площ.

При використанні послідовних SKIF лінеаризація відгуку може бути реалізована шляхом послідовного розрахунку відгуків окремих SKIF, що складають ланки. При цьому основним вирашем може бути збільшення коефіцієнта перетворення і розмаху лінійної ділянки напруг.

— Паралельне підключення НКВІД зручно за рахунок збільшення сумарного критичного струму ланцюга, за рахунок чого на практиці струм живлення може бути виставлений більш точно. Крім того, форма початкової відповіді більш лінійна в порівнянні з одиночним інтерферометром. Дійсно, лінійність спрацьовування одиночного інтерферометра при незначній індуктивності і струмі живлення дорівнює критичному струму, $v(\phi_e) = |\sin \phi_e|$, можна оцінити, розклавши його в самій лінійній області $\phi_e \approx 0$ в ряд:

$$\sin(\phi_e) = \phi_e - \frac{\phi_e^3}{6} + \frac{\phi_e^5}{120} + \dots O(\phi_e^7). \quad (2.7)$$

Залежність критичного струму паралельного кола з великим числом інтерферометрів з незначною індуктивністю від магнітного потоку прагне до функції $|\sin \phi_e| / \phi_e$. Розкладання напруги характеристики такого ланцюга при струмі живлення, що дорівнює критичному струму поблизу $\phi_e \approx 0$ послідовно дає наступний вираз:

$$\sqrt{1 - \frac{\sin(\phi_e)^2}{\phi_e^2}} = \frac{\phi_e}{\sqrt{3}} - \frac{\phi_e^3}{15\sqrt{3}} + \frac{4\phi_e^5}{1575\sqrt{3}} + \dots O(\phi_e^7). \quad (2.8)$$

Порівнюючи вирази (2.7) і (2.8), можна відзначити, що внесок нелінійних компонент у форму відгуку в області, що цікавить для паралельного ланцюга, дійсно помітно менший, за що можна поліпшити лінійність відгуку диференціальної структури за рахунок паралельного з'єднання інтерферометрів.

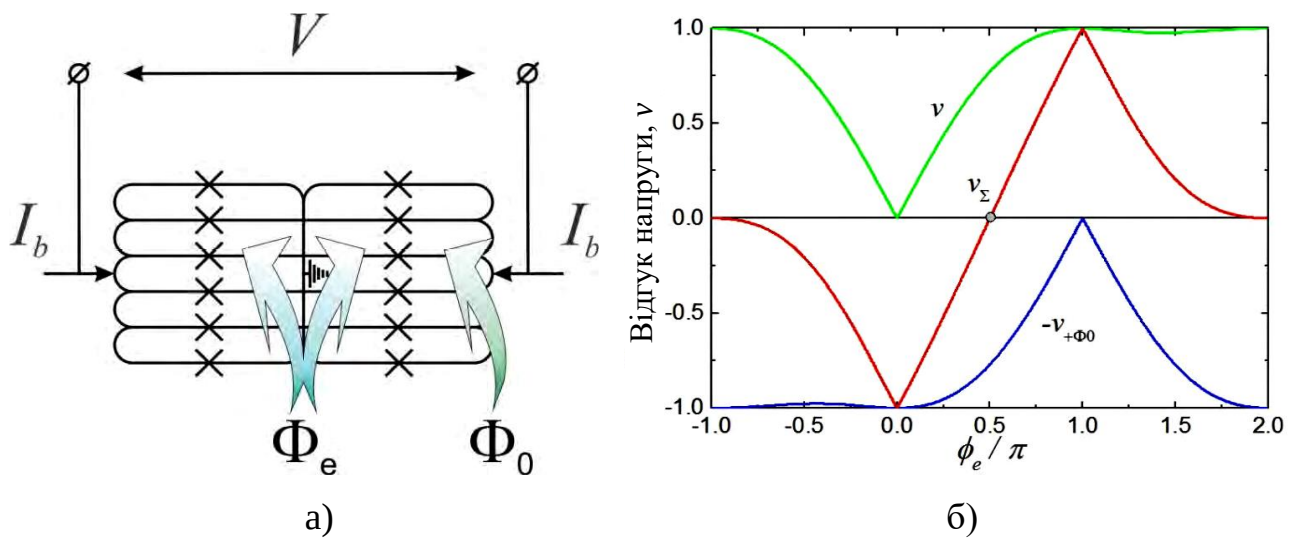


Рисунок 2.14. а) Схема диференціального з'єднання двох однакових паралельних ланок НКВІД, одна з яких додатково зміщена магнітним потоком на Φ_0 . б) Виклики паралельних ланок НКВІД з великим числом інтерферометрів незначної індуктивності при струмі живлення, рівному критичному струму, v , $-v+\Phi_0$, і сумарна характеристика схеми, v_Σ . Сіра точка показує робочу точку на сумарному відгуку, що відповідає $\phi_e = \pi/2$.

Варто відзначити, що на відміну від двоконтактного інтерферометра, перший мінімум критичного струму якого досягається при $\Phi_e = \Phi_0/2$, перший мінімум критичного струму ланцюга з великою кількістю контактів досягається при вказівці в ланцюзі цілого кванту потоку. Відповідно до обраного додаткового зсуву однієї з ланцюгів на квант потоку, робоча точка для диференціального кола вона відповідає $\phi_e = \pi/2$.

З розрахунку видно, що при використанні $2/3$ робочого нахилу відгуку диференціального кола, що складається з паралельних ланок з незначною індуктивністю, при $i_b = i_c$, КГС зменшується приблизно вдвічі в порівнянні з аналогічним випадком використання одиночних інтерферометрів.

У процесі чисельної оптимізації було отримано наступний розподіл площ контуру паралельного SKIF з незначною індуктивністю, що входить до складу диференціального контуру:

$$a_n = 2,5 - |\sin(\pi n/N)|^3, \quad (2.9)$$

де n – це номер НКВІД в ланці, що складається з N інтерферометрів. Лінійність відгуку диференціальної схеми SKIF при заданому розподілі областей може досягати КГС = 0,001 %.

2.4Бі-НКВІД.

Ще одна можливість підвищення лінійності відгуку НКВІД полягає в об'єднанні в одній схемі одноконтактного НКВІД, за допомогою якого задається магнітний потік, і двоконтактного НКВІД, який генерує характеристику напруги. Синтезована таким чином клітина була запропонована і названа бі-НКВІД рис. 2.15а.

Ідея лінеаризації відгуку полягає в нелінійному перетворенні магнітного потоку в одноконтактному контурі, утвореному індуктивністю L і переходом $J3$, 2.15а. Якщо нормована індуктивність цього кола не мала, то потік, проникаючи в коло і відповідно прикладається до двоконтактного кола ($J1 - L/J3 - J2$), так як перехідна фаза $J3$ відповідає різницевій фазі $\varphi J1 - \varphi J2 = 2\psi$, залишається малою аж до нелінійної області залежності $\psi_-(\varphi_e)$, рис. 2.15б. φ_e , див. 2.15в. Через нелінійність залежності $\psi_-(\varphi_e)$ нелінійна область характеристики напруги (в районі $\psi \approx \pi/2$) по осі φ_e , навпаки, стискається. Крім того, нелінійність залежності $\psi_-(\varphi_e)$ в районі $\psi_- = \pi/2$ призводить до додаткової лінеаризації

характеристики напруги. Зауважимо, що при великих значеннях індуктивності одноконтантного кола залежність $\psi_-(\phi_e)$, і відповідно $v(\phi_e)$, стає гістерезисом.

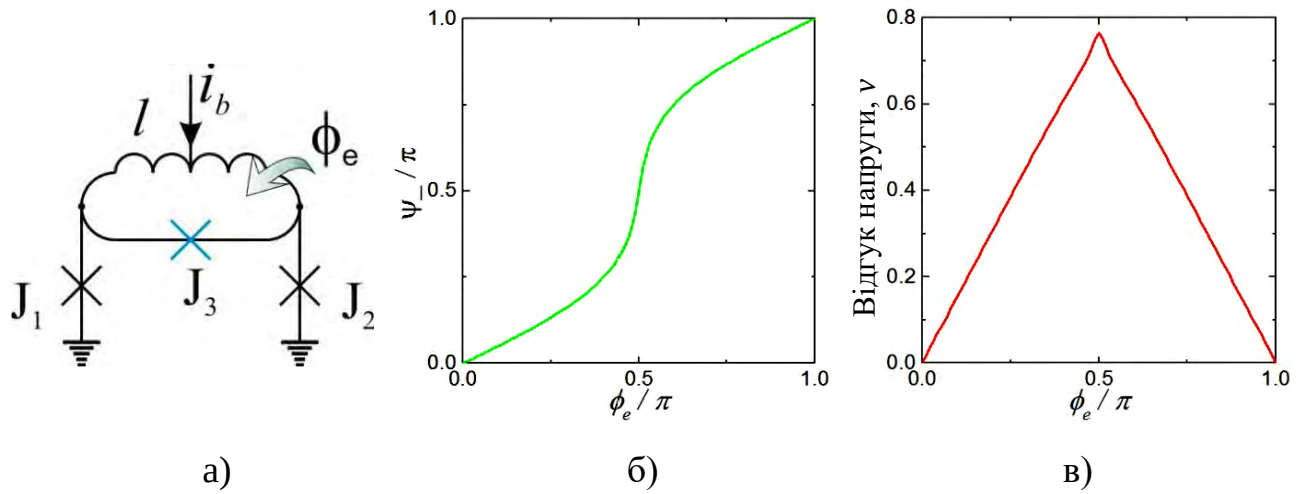


Рисунок 2.15 – а) Принципова схема Бі-НКВІД. б) залежність фази на контакті J3 (що відповідає різниці фаз ψ) від зовнішнього магнітного потоку ϕ_e . в) Відгук напруги бі-НКВІД. Параметри комірки: $i_b = 2$, $l = 1,3$, критичний струм 3-го контакту (J3) $i_{c3} = 0,8$.

При цьому рівняння для різницевої фази відрізняється множником похідної різницевої фази і додатковим членом в правій частині:

$$\frac{l}{2} \left(1 + \frac{2}{r_3} \right) \dot{\psi} = -(\dot{\psi} - \dot{\phi}_e) - \frac{l}{2} \sin \psi \cos \theta - \frac{l}{2} i_{c3} \sin 2\psi, \quad (2.10a)$$

$$\dot{\theta} = \frac{i_b}{2} - \cos \psi \sin \theta, \quad (2.10b)$$

де r_3 - опір шунта, а i_{c3} - критичний струм 3-го переходу (J3). Ці доданки виникають відповідно до шунтування струму, що циркулює в двоконтантному колі резистивної і надпровідної складової струму, що протікає через контакт J3. В (2.10a) для зручності запису подальших виразів знак магнітного потоку ϕ_e змінений.

Щоб наблизити форму відгуку бі-НКВІД, ми можемо використовувати рішення знайдене в попередньому розділі. Так як при цьому не враховується

шунтування резистивного циркулюючого струму, то отриманий результат найбільш точно буде описувати лінійну частину відгуку і відрізнятися для значень $\psi_- \approx \pi/2$. Для того щоб пояснити шунтування надпровідною складовою струму, слід зазначити, що за усередненням рівняння (2.10а) повільно змінюється складова різницевої фази повинна бути визначена з трансцендентного рівняння

$$\psi_- + \frac{l}{2} i_{c3} \sin 2\psi_- = \phi_e. \quad (2.11)$$

Розв'язок цього рівняння можна знайти за допомогою методу, описаного в попередньому розділі. У цьому випадку в рівнянні $f(\psi) = 0$ трансцендентна функція буде дорівнювати

$$f(\psi_-) = \psi_- + \frac{l}{2} i_{c3} \sin 2\psi_- - \phi_e. \quad (2.12)$$

Похідною цієї функції є:

$$\frac{\partial f}{\partial \psi_-} = 1 + l i_{c3} \cos 2\psi_-. \quad (2.13)$$

Відповідно, екстремуми функції $f(\psi_-)$ досягаються при значеннях різницевої фази ψ_- :

$$\psi_-^{\uparrow\downarrow} = \frac{\pi}{2} \mp 0.5 \arccos[(l i_{c3})^{-1}] \quad (2.14)$$

Зміна верхньої границі може бути формалізована аналогічним чином:

$$b(\phi_e^{\uparrow\downarrow}) = b + H[-f(a)\hat{f}^{\uparrow\downarrow}(\phi_e)](\psi^{\uparrow\downarrow} - b), \quad (2.15)$$

де

$$\mathfrak{f}^{\uparrow\downarrow}(\phi_e) = f(\psi_-^{\uparrow\downarrow}; \phi_e) \text{ при } \psi_-^{\uparrow\downarrow} \neq \pi/2$$

$$\mathfrak{f}^{\uparrow\downarrow}(\phi_e) = \frac{\pi}{2} - \phi_e$$

В обох випадках зміни напрямку прикладеного магнітного потоку $\phi^{\uparrow} \in [0 \dots \pi]$ і $\phi^{\downarrow} \in [\pi \dots 0]$, розв'язки для ψ_- аналогічні:

$$\psi_-(\phi_e^{\uparrow}) = \int_0^{\pi+H[-f(0;\phi_e^{\uparrow})\mathfrak{f}^{\uparrow}(\phi_e)](\psi^{\uparrow}+\pi)} H[-f(\phi;\phi_e^{\uparrow})]d\phi, \quad (2.16a)$$

$$\psi_-(\phi_e^{\downarrow}) = \pi + \int_{\pi}^{H[-\mathfrak{f}^{\downarrow}(\phi_e)]\psi^{\downarrow}} H[f(\phi;\phi_e^{\downarrow})]d\phi. \quad (2.17b)$$

Для узагальнення отриманих рішень на довільні значення ϕ_e можна ввести проекцію ϕ_e на область $[0 \dots \pi]$. Таку проекцію можна отримати, наприклад, за допомогою наступної простої комбінації функцій: $\phi^{[0,\pi]} = \text{atan}(\tan \phi_e) + \pi H[-\text{atan}(\tan \phi_e)]$.

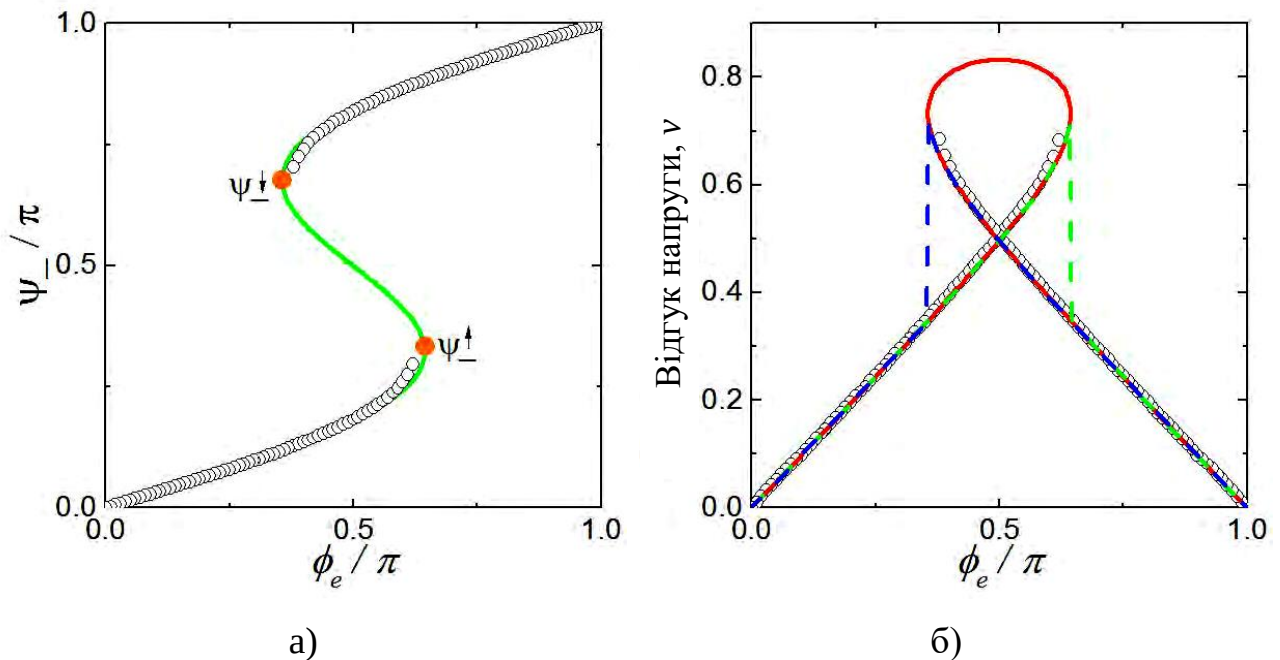


Рисунок 2.16 – а) Залежність повільно змінюваної складової різницевої фази двоконтактного контуру бі-НКВІД від зовнішнього магнітного потоку.

Помаранчевими точками позначені значення $\psi_-^{\uparrow\downarrow}$ (2.14). б) реакція бі-НКВІД.

На обох рисунках розімкнуті кола показують чисельне рішення системи (2.10), лінії - аналітичні рішення, отримані за допомогою виразів (2.11) (а) 2 (2.11) - суцільною червоною лінією (б), а (2.16) - пунктирними лініями (б). Параметри бі-НКВІД такі: $i_b = 2, l = 1,5, i_{c3} = 1,5$.

На рисунку 2.16 наведено порівняння чисельних і аналітичних розрахунків залежності різниці фаз ψ_- від зовнішнього магнітного потоку φ_e (рис. 2.16а) і характеристики напруги бі-НКВІД $v(\varphi_e)$ (рис. 2.16б) з параметрами $i_b = 2, l = 1,5, i_{c3} = 1,5$. Чисельне рішення системи (2.10) показано розімкнутими колами. Аналітичний розв'язок залежності $\psi_-(\varphi_e)$ побудовано за допомогою (2.11) і показано у вигляді суцільної лінії. Точки екстремуму $\psi_{-}^{\uparrow\downarrow}$ відповідають (2.14). Аналітична залежність характеристики напруги, показана суцільною червоною лінією на рис. 2.16б, була отримана шляхом побудови графіків залежностей $v(\psi_-)$ і $\varphi_e(\psi_-)$ уздовж відповідних осей за допомогою виразу (2.11), в яких параметр ψ_- змінювався в діапазоні $[0 \dots \pi]$. Аналітичні залежності характеристики напруги, показані пунктирними лініями на рис. 2.16б, $v[\psi_-(\varphi_{\uparrow\downarrow})]$ отримані підстановкою (2.16). Видно, що аналітичні криві досить добре збігаються з чисельним рішенням, особливо в області лінійного відгуку.

Індуктивність одноконтурного контуру бі-НКВІД l_{c3} визначає розтягнення початкової області спрацьовування НКВІД (а отже, і відношення перетворення магнітного потоку в напругу) і величину робочого нахилу. Для малих значень ψ_- ця напруга приблизно лінійна (див. (2.11)).

$$\psi_-(1 + l_{c3}) \approx \varphi_e, \quad (3.17)$$

щоб коефіцієнт перетворення магнітного потоку в напругу зменшувався пропорційно $(1 + l_{c3})^{-1}$. Розмір робочого нахилу обмежений $\psi_{-}^{\uparrow\downarrow}$ (2.14) $l_{c3} > 1$, і в $l_{c3} \leq 1, \psi_- = \pi/2$. При лінеаризації відповіді бі-НКВІД перше, що цікаво, коли добуток $l_{c3} \leq 1$, при якому коефіцієнт перетворення магнітного потоку в напругу

і коливання робочого нахилу в напругу дещо знижуються. Цей же діапазон виявляється оптимальним з точки зору лінійності.

При оцінці оптимального значення працює li_{c3} , забезпечуючи найбільшу лінійність відгуку, ми можемо розглянути випадок $i_b = 2$. Перш за все, нас буде цікавити область малих значень різницевої фази ψ_- , оскільки відгук індуктивності на форму відгуку зростає в міру наближення ψ_- до $\pi/2$, то при малих позитивних значеннях ψ_- форма відгуку може приблизно дорівнювати $v(\psi_-) = \sin \psi_-$. Щоб побудувати відповідь бі-НКВІД по осях графіка, необхідно побудувати графік залежностей $v(\psi_-)$ і $\phi_e(\psi_-)$ (2.11).

На відміну від отриманих виразів (2.16), оптимальне значення добутку li_{c3} зручно шукати, виразивши $\psi_-(\bar{v}) = a \sin(\bar{v})$, і підставляючи отриману функцію в (2.11):

$$\phi_e(\bar{v}) = a \sin(\bar{v}) + li_{c3} \bar{v} \sqrt{1 - \bar{v}^2}. \quad (2.18)$$

Розкладання першого і другого доданків (3.18) в ряд Тейлора виглядає наступним чином:

$$a \sin(\bar{v}) = \bar{v} + \frac{\bar{v}^3}{6} + \frac{3\bar{v}^5}{40} + \dots O(\bar{v}^7), \quad (2.19a)$$

$$li_{c3} \bar{v} \sqrt{1 - \bar{v}^2} = li_{c3} \left[\bar{v} - \frac{\bar{v}^3}{2} - \frac{\bar{v}^5}{8} + \dots O(\bar{v}^7) \right]. \quad (2.20b)$$

Видно, що при значенні $li_{c3} = 1/3$ кубічний член в (2.18) перетворюється на нуль, так що залежність $\phi_e(\bar{v})$ дорівнює:

$$\phi_e(\bar{v}) = \bar{v} + \frac{\bar{v}^5}{30} + \dots O(\bar{v}^7). \quad (3.20)$$

Відхилення функції (3,20) на 0,1% від лінійної залежності буде досягнуто при значенні $\bar{v} = 5\sqrt{0,03} \approx 0,5$, що відповідає $\psi_- = \pi/6$ або 1/3 робочого нахилу характеристики магнітного потоку. Згідно (2.19а), відношення $\phi_e(\bar{v})$ НКВІД відхиляється від лінійного співвідношення на однаковий відсоток при $\bar{v} = 3\sqrt{0,006} = 0,18$, що відповідає $\psi_- \approx 0,18$ або 0,11 робочого ухилу відгуку магнітного потоку. Оскільки кубічний член присутній при розкладанні відгуку паралельного кола НКВІД (2.8), то виявляється, що лінеаризація відгуку при бі-НКВІД може бути більш ефективною, ніж з ланками.

Діапазон реакції бі-НКВІД може бути збільшений шляхом об'єднання бі-НКВІД в ланки. У той же час розрахунки показують, що диференціальний спосіб з'єднання не дає значного приросту лінійності.

2.5 Основні підсумки розділу

Розроблені різні методи лінеаризації напруги характеристик структур на основі НКВІД, включаючи диференціальне з'єднання НКВІД, а також паралельні та послідовні кола НКВІД, та поєднання одноконтактних та двоконтактних ланок НКВІД – синтез схеми бі-НКВІД. Запропоновані методи досліджуються шляхом оцінювання гармонійних спотворень, що вводяться у вхідний сигнал, за нелінійністю передавальних характеристик розглянутих структур та розрахунку лінійного динамічного діапазону методом двотонального аналізу.

Показано, що в разі диференціального з'єднання СКВІД нелінійні спотворення сигналу для реалістичних значень параметрів схеми можуть становити менше тисячних часток відсотка. При цьому лінійний динамічний діапазон становить близько 110 дБ. Високої лінійності реагування можна досягти і за допомогою схеми бі-НКВІД.

3. МЕТОДИ ПОБУДОВИ ІНТЕРФЕЙСНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ НА ОСНОВІ ЛАНЦЮГІВ НКВІД

3.1 Аналіз існуючих методів

Головною перевагою цифрової надпровідної електроніки є її висока енергоефективність і високі тактові частоти. У першому розділі були детально описані різні варіанти надпровідної логіки. Їх спільною рисою є низький рівень розсіювання енергії, що відповідає переведенню логічних станів, порядку 10^{-19} – 10^{-20} Дж. Така низька енергія відповідає низькій напрузі, порядку часток мВ, на контактах Джозефсона, що є перешкодою для безпосереднього зв'язку надпровідних електронних схем з напівпровідниковою електронікою. У зв'язку з цією особливістю важливою складовою цифрових надпровідних пристроїв є інтерфейсні підсилювачі сигналу, що перетворюють одноквантові імпульси в імпульси напруги, які можуть оброблятися напівпровідниковими приладами (малошумними підсилювачами або компараторами).

На сьогоднішній день запропоновані різні підходи до створення підсилювачів надпровідного інтерфейсу. Поширеним підходом до підсилювачів на основі контактів Джозефсона є з'єднання джозефсонівських структур (зазвичай НКВІД) в послідовний ланцюг.

Одними з найбільш компактних підсилювачів (що вимагають меншої кількості елементів) є підсилювачі, що використовують змінну потужність [1-5]. У таких підсилювачах контакти Джозефсона характеризуються високою характерною напругою $I_c R_n$, так що їх параметр Маккамбера зазвичай дорівнює $\beta_c > 2$, і тому ВАХ гістерезисна. Якщо сигнал надходить на такий підсилювач під час позитивного напівперіоду задання струму живлення, то весь ланцюг переходить від надпровідного до резистивного стану з високою напругою порядку $N I_c R_n$, де N - число послідовно з'єднаних елементів. При негативному півперіоді струму живлення ланцюг повертається в надпровідний стан. До

недоліків таких підсилювачів можна віднести змінне живлення, що зазвичай представляє певну складність для проектування високочастотних багатоканальних систем.

Компактним варіантом підсилювача з використанням постійного струму є підсилювач на основі HUFFLE (Hybrid Unlatching Flip-Flop Logic Element) [6-7]. Він складається з двох НКВІД, з'єднаних послідовно зі слабо шунтованими контактами Джозефсона, і високою характерною напругою. Один з НКВІД додатково зміщується уздовж магнітного потоку, а весь ланцюг шунтується зовнішнім резистором таким чином, що в залежності від прикладеного магнітного потоку (зовнішній сигнал), тільки один з інтерферометрів може перебувати в резистивному стані. Вихідна напруга знімається з середньої точки кола (з одного з НКВІД). Недоліком такої конструкції є як обмеження вихідної напруги до значення $I_c R_n$ одного переходу, так і низька максимальна частота пристрою, близько 1 – 2 ГГц.

Ще одним варіантом підсилювача є ланцюг цифрових помножувачів напруги [8]. У такому підсилювачі сигнал послідовно подвоюється за напругою на кожному елементі. Завдяки такій конструктивній особливості час підйому (а потім і спаду) вихідного сигналу пропорційно числу осередків, що обмежує його швидкість (зазвичай на рівні 1 – 2 ГГц). Аналогічний принцип посилення реалізований і в роботі [9].

Найбільш швидкими з підсилювачів з постійним струмом живлення є ті, що спираються на послідовний ланцюг НКВІД [10] або логічні елементи на їх основі [11]. Контакти Джозефсона в ланцюгах НКВІД характеризуються невеликим значенням параметра Маккамбера, $\beta_c < 1$, що забезпечує безгістерезисний тип ВАХ. Але при цьому їх характерна напруга порівняно мала, що призводить до необхідності збільшення кількості ланок в структурі. Для установки магнітного потоку одночасно для всіх НКВІД зазвичай використовують дерево гілок [12], що множать вхідний одноквантовий імпульс. Іншою можливістю є використання одноквантових перетворювачів імпульсів в струм [13], які подаються в керуючу лінію, підключену до ланок ланцюга. Для забезпечення високої продуктивності

таких пристроїв потрібне ретельне проектування високочастотної топології. Наприклад, паразитні ємності між ланками НКВІД і надпровідним екраном можуть значно знижувати максимальну частоту приладу.

Аналогічним типом є підсилювач на стеку Suzuki [14], структура якого являє собою НКВІД, в якому кожен контакт замінений послідовним ланцюжком контактів Джозефсона для збільшення загального нормального опору. Лінія, по якій надходить сигнал, підключається до нижнього переходу одного з рукавів конструкції. Напруга знімається з верхньої точки конструкції, до якої підключений струм живлення. При переході нижнього переходу в резистивний стан шляхом установки сигналу весь струм живлення протікає з одного плеча в інше, за рахунок чого на ланцюзі утворюється висока напруга. Недоліком такого підсилювача є також обмеження швидкості через динаміку перемикання розподіленої системи Джозефсона.

Нарешті, останнім часом було запропоновано використовувати так званий n-Trop для передачі інформації до рівня напівпровідникової електроніки [15]. Цей прилад являє собою тонку надпровідну смужку з нанорозмірним звуженням посередині, до якої підключений керуючий електрод. У зв'язку з високою щільністю струму в точці звуження установка керуючого сигналу локально переводить надпровідну смужку в резистивний стан. Високий опір утвореної резистивної області (порядку кОм) забезпечує високу вихідну напругу [16,17], достатню для напівпровідникових схем [18]. Тривалі часи, що характеризують перехід між резистивним і надпровідним станами, обмежують швидкодію і цієї конструкції.

У даному розділі ми розглянемо різні аспекти проектування підсилювачів інтерфейсу з використанням постійного струму на основі послідовного ланцюга НКВІД і покажемо способи оптимізації параметрів пристроїв для досягнення роботи на високій частоті і найбільшій компактності.

3.2 Структура інтерфейсного підсилювача

3.2.1 Режими роботи

При використанні постійного джерела живлення є два режими роботи пристрою. У першому з них струм живлення менше критичного струму ланцюга. Застосування зовнішнього імпульсу магнітного потоку до кожного НКВІД призводить до переходу НКВІД у резистивний стан з відповідним проходженням кванту магнітного потоку через кожен НКВІД. Імпульс вихідної напруги відповідає сумі імпульсів на кожному НКВІД. У цьому підході можна відзначити дві основні проблеми. По-перше, існує потреба у високому коефіцієнті зв'язку між елементами вхідного кола і НКВІД, які відтворюють вхідні одноквантові імпульси в підсумовувальній ланці. По-друге, генерація імпульсів в НКВІД підсумовувальної ланки повинна бути досить синхронною, незважаючи на природну технологічну розсіювання параметрів. Таке функціонування підсилювача можна умовно позначити як "S-режим" (S - від англійського Superconductive).

У другому режимі струм живлення більше критичного струму кола, тому вона спочатку знаходиться в резистивному стані, що відповідає невеликій напрузі. Одноквантові імпульси вхідного сигналу зміщують ланки НКВІД по передатній характеристиці в область більш високої напруги. При цьому вимоги до коефіцієнта зв'язку не такі високі. Для досягнення необхідної амплітуди вихідного імпульсу при відносно низькому коефіцієнті зв'язку число НКВІД в ланцюзі може бути збільшено. Цей режим можна умовно позначити як «R-режим» (від англійського Resistive). Далі ми розглянемо дві схеми підсилювача, що працюють в R- і S-режимах відповідно, і порівняємо їх складові.

3.2.2 Принципова схема

Підсилювач, що працює в R-режимі, був детально вивчений в [16]. Його схема показана на рис. 3.1. Вхідний сигнал з одноквантових логічних схем потрапляє на дерево гілок, виходи яких магнітно з'єднані з ланками ланцюга. На кожному розгалуженому вузлі вхідного ланцюга вхідний сигнал множить на два виходи. Таким чином, на виході формуються 2^N каналів, що відтворюють вхідний сигнал, де N - число розгалужених каскадів (стовпців вхідного ланцюга гілок). Відповідно, ланцюг НКВІД, що виробляє коефіцієнт посилення, повинен містити 2^N НКВІД. Така структура вхідного ланцюга забезпечує одночасну установку вхідного сигналу на всі ланки підсумовуваного ланцюга, за рахунок чого досягається найбільша пропускна здатність. Слід відмітити, що підсумовуючий ланцюжок є SKIF, що дозволяє використовувати пристрій на більш високих частотах, як буде показано нижче. При бажанні вихідний сигнал може бути дискретизований через щільну лінію або фільтр, що пригнічує високочастотні коливання Джозефсона.

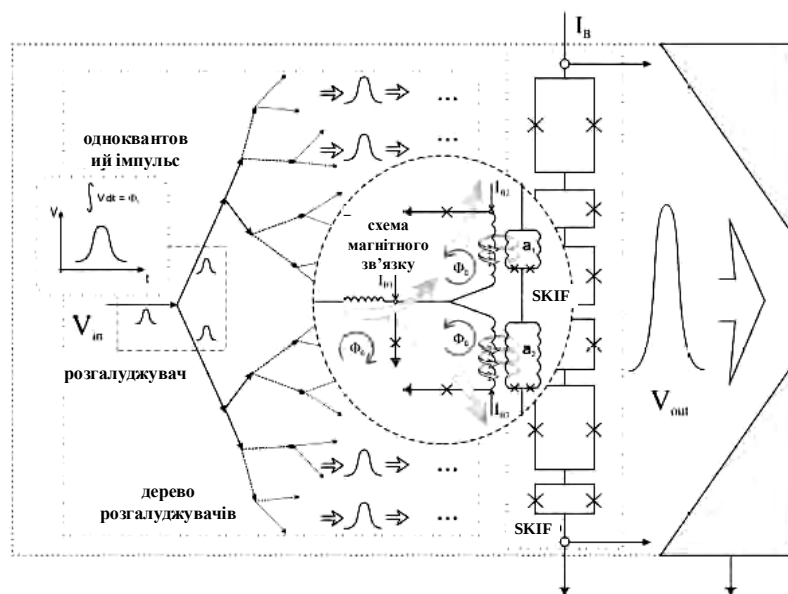


Рисунок 3.1 – Принципова схема інтерфейсного підсилювача, що працює в R-режимі. Вставка показує зв'язок між вихідним каскадом дерева гілок і НКВІД

підсумовуваного ланцюга.

Досліджувана схема підсилювача, що працює в S-режимі, показана на рис. 3.2. Для забезпечення синхронного приєднання імпульсів на вході пристрою встановлено перетворювач SFQ/DC, який під впливом вхідного одноквантового імпульсу перемикається між надпровідним і резистивним станами. За допомогою SFQ/DC пара вхідних одноквантових імпульсів перетворюється в неперервний ланцюг одноквантових імпульсів із загальною тривалістю, що відповідає часу між приходом вхідних імпульсів.

Сформована послідовність одноквантових імпульсів через узгоджувальний ДПЛ задається на ланцюжок гілок, з гілок яких сигнал передається на ДПЛ з підсиленням потужності. Можна відзначити, що використання ланцюжка гілок замість дерева з гілок робить схему більш компактною. У той же час використання перетворювача SFQ/DC і обраної структури розгалуження дещо обмежує максимальну частоту пристрою, що, тим не менш, на практиці достатньо для зв'язку з напівпровідниковими приладами, тактові частоти яких не перевищують кількох ГГц.

ДПЛ з підсиленням потужності містять контакти Джозефсона, критичний струм яких поступово збільшується таким чином, щоб останній перехід ДПЛ мав максимальний критичний струм, доступний у використовуваній технології. Кожен DPL закінчується LR ланцюгом, підключеним до НКВІД підсумовуваного ланцюга магнітним чином. Підсилення за потужністю необхідне для задання максимального струму в LR коло, що знижує вимоги до коефіцієнта зв'язку, необхідного для переходу НКВІД в резистивний стан. Для зменшення числа ланок в підсумовувальному ланцюжку НКВІД використовують слабо шунтовані контакти, про які докладніше піде мова нижче. Щоб узгодити опір ланцюга з навантаженням 50 Ом, її топологія спеціально оптимізована.

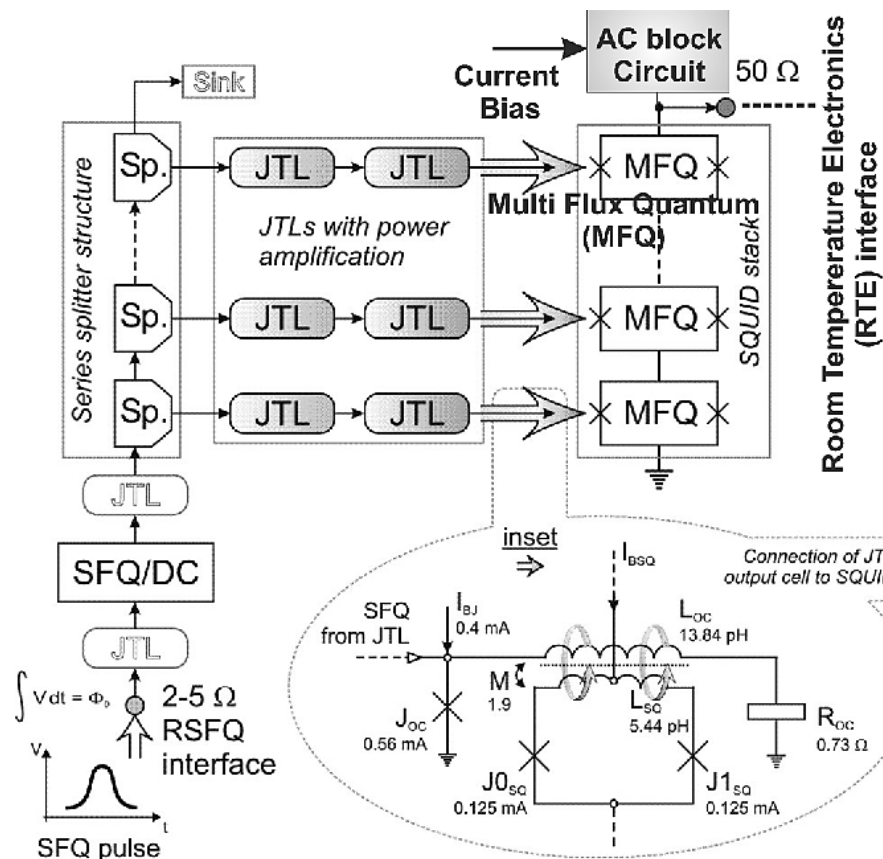


Рисунок 3.2 – Принципова схема інтерфейсного підсилювача, що працює в S-режимі. Вставка показує співвідношення між вихідною коміркою ДПЛ з коефіцієнтом пісилення потужності і НКВІД підсумовуючого ланцюга.

Позначення: JTL від англійської Josephson Transmission Line (DPL); Sp. - Розгалужувач (розгалужувач); MFQ – це мультиквантовий імпульс, SFQ/DC – перетворювач одноквантового імпульсу в постійну напругу.

3.2.3 Зв'язок вхідного ланцюга з підсумовувальною ланцюжком НКВІД

Одним з ключових моментів в конструкції підсилювача є зв'язок вхідного ланцюга з підсумовуючою ланкою. При виборі R-режиму підсилювача необхідно, щоб зворотний час зміни вхідного сигналу був менше частоти генерації Джозефсона, $d\Phi_{in}/dt < \omega_J$. Для виконання цієї умови вхідний імпульс у вихідній комірці дерева розгалужувача може бути розширений. Оскільки одноквантовий імпульс має постійну площу в координатах час-напруга, $\int V dt =$

Φ_0 , його розширення відповідає зменшенню його амплітуди напруги. Незважаючи на це, амплітуда відповідного імпульсу струму, що протікає через пластину трансформатора, і, відповідно, магнітного потоку, заданого в СКВІД підсумовувального ланцюга, не зменшується, а може, навпаки, збільшуватися зі збільшенням струму живлення (рис. 3.3а). гармонійна складова, рис. 3.3б. Таким чином, розширення імпульсів не тільки призводить до необхідного зниження $d\Phi_{in}/dt$, а й для додаткового підсилення сигналу.

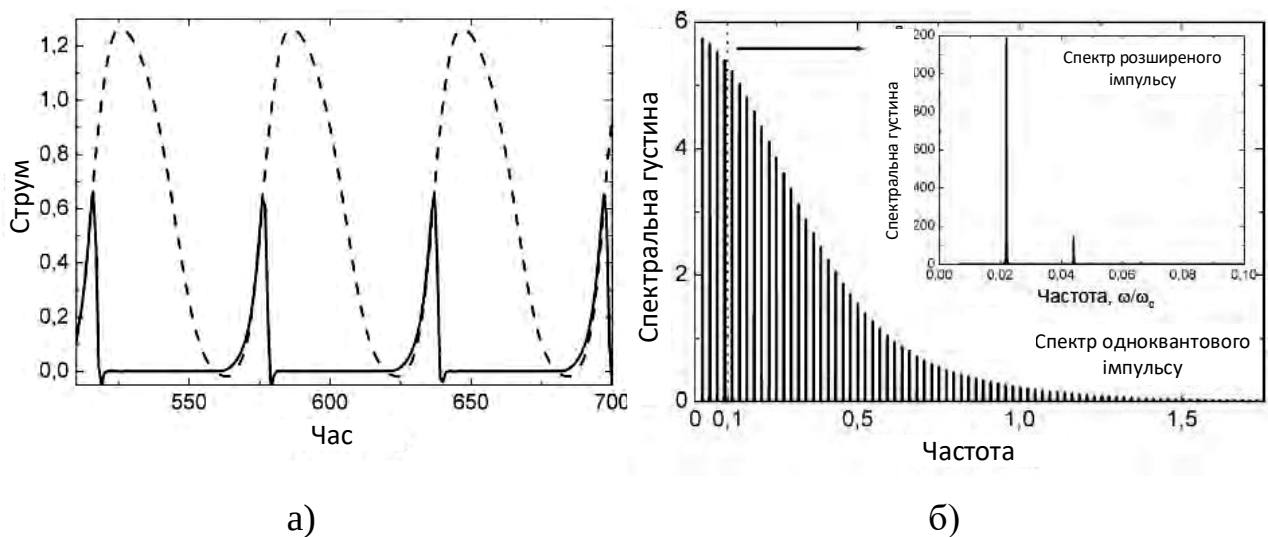


Рисунок 3.3. – а) Початковий імпульс струму, що відповідає одноквантовому імпульсу (суцільна лінія) і розширеному імпульсу (пунктирна лінія), що протікає по трансформаторній пластині вихідної ланки дерева розгалуження. б) Спектр початкового і розширеного імпульсів струму, показані на панелі (а).

Запропоноване розширення імпульсів реалізовано в конструкції підсилювача за рахунок зниження характерної напруги переходів ланок Джозефсона дерева розгалужувачів, магнітно з'єднаних з НКВІД підсумовуючого кола (рис. 3.4а).

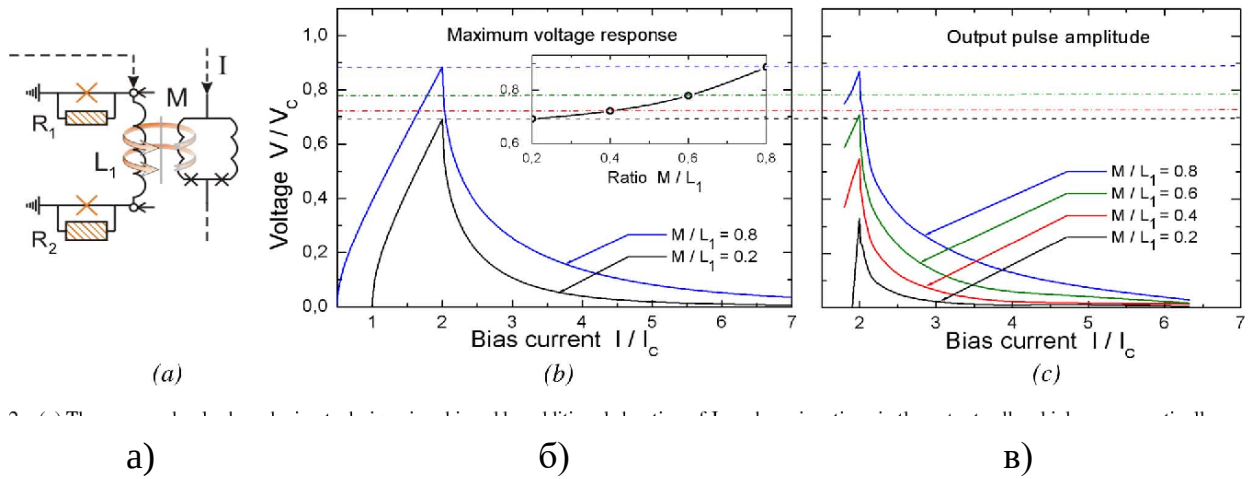
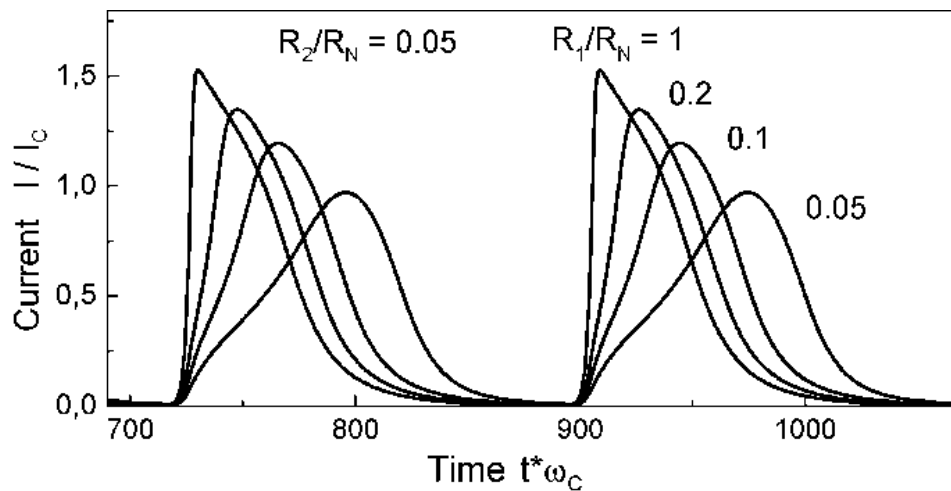


Рисунок 3.4 – а) Схема вихідної ланки дерева гілок магнітно-зв'язаного підсумовувального ланцюга НКВІД. L_1 , L_2 - це індуктивності розщеплювача і осередків НКВІД, відповідно, M - коефіцієнт взаємної індукції. б) Залежність максимальної напруги НКВІД відгуку підсумовуючого кола під впливом магнітного потоку, що передається з вихідної ланки дерева розгалуження при різних коефіцієнтах взаємної індукції від струму живлення. Врізка показує залежність максимальної реакції напруги від взаємного коефіцієнта індукції при нормованому значенні струму живлення, $i = 2$. в) Амплітуда імпульсу вихідної напруги на СКВІД підсумовуваного ланцюга як функція струму живлення при різних взаємних коефіцієнтах індукції. Нормалізуються індуктивності клітин дерева розгалужень і НКВІД $l_{1,2} = 3$.

Форма розширеного імпульсу показана на рис. 3.5. Резистор R_1 визначає край розширеного імпульсу, а резистор R_2 – форму загасання струму. Оптимальну форму імпульсу, близьку до симетричної, можна отримати при співвідношенні $R_1/R_2 = 2$.



Малюнок 3.5 – Форма розширеного імпульсу струму в індуктивності вихідної комірки дерева розгалуження рис. 3.4а, для різних значень нормованого опору резистивного шунта $R1$.

На рис.4.4б показана максимальна реакція напруги НКВІД підсумовуючого ланцюга на магнітний потік, що встановлюється з вихідної комірки дерева гілок, в залежності від нормованого струму живлення. Максимальне значення відповідає струму $i = 2$ і зростає зі збільшенням коефіцієнта зв'язку. Останнє можна пояснити зменшенням ефективної індуктивності НКВІД за рахунок магнітного зв'язку:

$$L_{\text{eff}} = L_2(1 - M^2/(L_1L_2)), \quad (3.1)$$

де L_1 - індуктивність комірки дерева розгалуження, L_2 - індуктивність НКВІД підсумовуваного ланцюга, M - коефіцієнт взаємної індуктивності. Зменшення ефективної індуктивності призводить до зменшення критичного струму НКВІД при додатку половини кванта магнітного потоку.

Залежність амплітуди вихідних імпульсів, що утворюються на СКВІД підсумовуючого ланцюга під впливом одноквантових імпульсів гілок, що проходять через дерево, від струму живлення підсумовуючого ланцюга показана на рис. 3.4в. Видно, що амплітуда зростає зі збільшенням коефіцієнта взаємної індукції. Варто зауважити, що наведені дані вірні аж до зворотного часу

тривалості розширеного імпульсу порядку $1/10$ характерної частоти Джозефсона.

З'єднання вхідного ланцюга з підсумовуючим ланцюгом в разі підсилювача, що працює в S-режимі, має схожі риси з наведеним вище описом. Схема підключення показана у вставці на рис. 3.2. Використовується також розширення вхідного імпульсу. Однак у зв'язку з особливостями підсумовуваного ланцюга асиметрична форма розширеного імпульсу більш краща, тому замість двох переходів Джозефсона у вихідній ланці дерева розгалужень використовують одне з'єднання з сіткою LR , магнітно пов'язаною зі схемою підсумовування НКВІД.

НКВІД схеми підсумовування містить нешунтований джозефсонівський перехід і критично шунтований перехід (з параметром Маккамбера $\beta_c \leq 1$). Нешунтований перехід генерує відразу два одноквантових імпульсу у відповідь на кожен вхідний одноквантовий імпульс, що подвоює коефіцієнт посилення на кожному НКВІД підсумовуючого ланцюга. величина струму живлення. Для підвищення чутливості НКВІД до даного сигналу критичні струми його контактів мають мінімальне значення, доступне в застосовуваній технології. Ключовим параметром, що визначає робочий діапазон струму живлення, є коефіцієнт зв'язку між осередками вхідного ланцюга і СВІДами підсумовуючого ланцюга. Отвір у надпровідному екрані під НКВІД дозволяє отримати коефіцієнт зв'язку $k = 0,75$. Індуктивності оптимізовані для максимізації відгуку НКВІД для врахування збільшення індуктивності в неекраниваних областях.

Частота повторення одноквантових імпульсів у ланцюзі, що генерується перетворювачем SFQ/DC, відповідає $\omega_{PT} = 0,337 \omega_c$, де ω_c — характерна частота джозефсонівських переходів. Постійна часу LR схеми на виході дерева розгалужень, $\omega_{L/R} = 0,22 \omega_c$. Ці частоти були спеціально підібрані для збільшення робочого діапазону за струмом живлення, щоб при більшій частоті повторення імпульсів НКВІД підсумовуючого ланцюга переходив у стабільний резистивний стан, а на більш низькій частоті струму живлення не вистачало для перемикання НКВІД.

Амплітуду вихідних імпульсів ланцюга, що складається з N НКВІД, можна оцінити як $V_{out} = 2NI_c R_n \omega_{PT} / \omega_c$. Для кола з $N = 10$ НКВІД при характерній джозефсонівській контактній напрузі $I_c R_n = 0,5$ мВ (що відповідає Nb технології HYPRES при критичній щільності струму $j_c = 4,5$ кА/см²), вихідним сигналом будуть являти собою прямокутні імпульси з амплітудою близько 3 мВ. Однак на практиці характеристики підсилювача обмежені паразитними ефектами, пов'язаними з топологією підсумовувального ланцюга НКВІД.

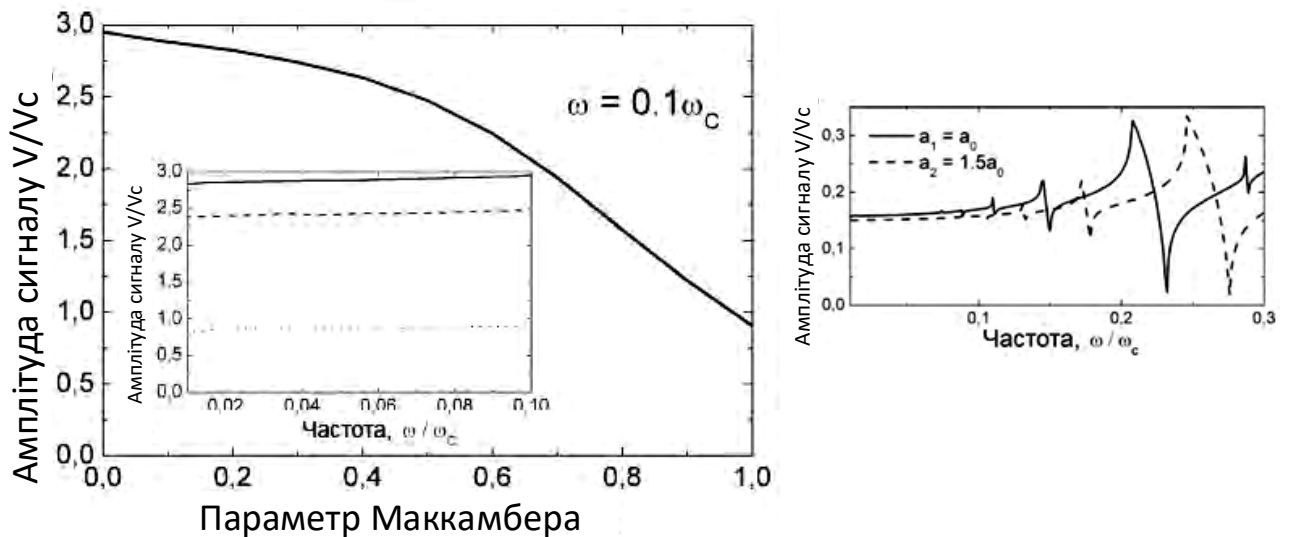
3.2.4 Підсумовувальна ланка НКВІД

У R-режимі роботи підсилювача підсумовуюча струна СКВІДів постійно знаходиться в резистивному стані, що визначає оптимізацію її параметрів. На малюнку 4.6а показана залежність амплітуди відгуку напруги СКІФ від значення параметра Маккамбера його джозефсонівських переходів при частоті повторення вхідного сигналу $\omega = 0,1\omega_c$. Видно, що коливання вихідного сигналу залишається приблизно постійним до $\beta_c \cong 0,5$. Подальше зменшення розмаху пов'язане зі зменшенням модуляції ВАХ.

На врізці рис.3.6а показана амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) СКІФ при різних значеннях параметра Маккамбера його контактів Джозефсона. АЧХ залишається постійною до $\omega = 0,1\omega_c$.

АЧХ двох НКВІД з різною площею, $a_1 = a_0$, $a_2 = 1,5a_0$, в ланцюжку підсумовування показана на рис.3.6б. На частотах $\omega > 0,1\omega_c$ видно формування ознак, пов'язаних із синхронізацією на інтермодуляційних частотах джозефсонівської генерації. У разі використання в підсумовуючому ланцюжку НКВІД однієї площі ці ознаки структурно поєднуються. Однак, коли застосовується SKIF, ланцюги SKIF з нерівномірним розподілом областей, з числом ланок $N \gg 1$, додавання ознак, що виникають на різних частотах відповідно до різних частот генерації Джозефсона окремих комірок, призводить до ефективного згладжування частотної характеристики, що відкриває можливість установки більш високочастотного сигналу. Зауважимо, що

поширення частот Джозефсона окремих НКВІД також може бути реалізовано за рахунок невеликого розкиду шунта опори переходів Джозефсона підсумовуючого кола НКВІД.



a)

b)

Рисунок 3.6. а) Залежність амплітуди вихідного сигналу СКІФ від параметра Маккамбера його джозефсонівських переходів від частоти вхідного сигналу $\omega = 0,1\omega_c$. Вставка показує частотну характеристику SKIF з різними значеннями параметра Маккамбера переходів Джозефсона, $\beta_c = 0$ (суцільна лінія), $\beta_c = 0,5$ (пунктирна лінія), $\beta_c = 1$ (пунктирна лінія). б) АЧХ НКВІД різних площ підсумовуваного ланцюга

Ефективність підсилювача може бути значно знижений через виникнення паразитних резонансів в підсумовуючому ланцюзі. Можна виділити два типи таких резонансів. Перший з них відноситься до резонансу всередині кожної комірки, який проявляється в ВАХ при прикладенні половини кванту магнітного потоку. Цей резонанс обумовлений індуктивністю НКВІД, ємністю джозефсонівських переходів і паразитною ємністю між НКВІД і надпровідним щитом. Для гасіння такого резонансу можна підключити паралельно індуктивності додатковий резистор до кожної комірки підсумовуваного ланцюжка.

Другий тип резонансу обумовлений збудженням стоячої хвилі в ланцюзі, розташованому над надпровідним екраном, на ділянці мікросмушкової лінії. Гасіння такого резонансу можливо за рахунок 1) аналогічного введення втрат, з'єднання резисторів послідовно з НКВІД ланцюга, 2) зняття напруги з ланцюга без підключення її до клеми загального заземлення і, нарешті, 3) утворення щілин в екранах.

Ще одним аспектом, який впливає на ефективність підсилення, є узгодження з вихідним навантаженням. Підключення підсумовувального ланцюга до вихідного опору за допомогою постійного струму призводить до його шунтування, а отже, зменшує коливання імпульсу вихідної напруги. Цей ефект стає значним, коли загальний опір ланцюга перевищує $50\ \Omega$ (опір навантаження). При використанні технології Nb HYPRES з критичною щільністю струму $j_c = 4,5\ \text{кА/см}^2$ цей ефект малий при числі клітин в SKIF $N = 32$, стає помітним при $N = 64$, сильно проявляється при $N = 128$ і більше.

Коли підсилювач працює в S-режимі, основне обмеження швидкості роботи також пов'язане з індуктивностями ланцюга, ємностями джозефсонівських переходів і паразитними ємностями між НКВІД і надпровідним екраном. У разі, коли ланцюг знаходиться над суцільним екраном і може розглядатися як мікросмушкова лінія, ємності, що визначаються площею НКВІД, виявляються занадто великими, тому постійна часу такої лінії складе близько 10 нс.

При цьому часові константи, пов'язані з іншими особливостями структури підсилювача, виявляються на кілька порядків менше. Поширення ланцюга одноквантових імпульсів, що генеруються перетворювачем SFQ/DC, по послідовному ланцюжку гілок (див. рис. 3.2) дає кінцевий час наростання і спаду імпульсу вихідної напруги. Однак для ланцюга, що складається з $N = 10$ комірок, ці часи становлять лише близько 0,05 нс. При цьому час релаксації НКВІД становить всього 0,01 нс.

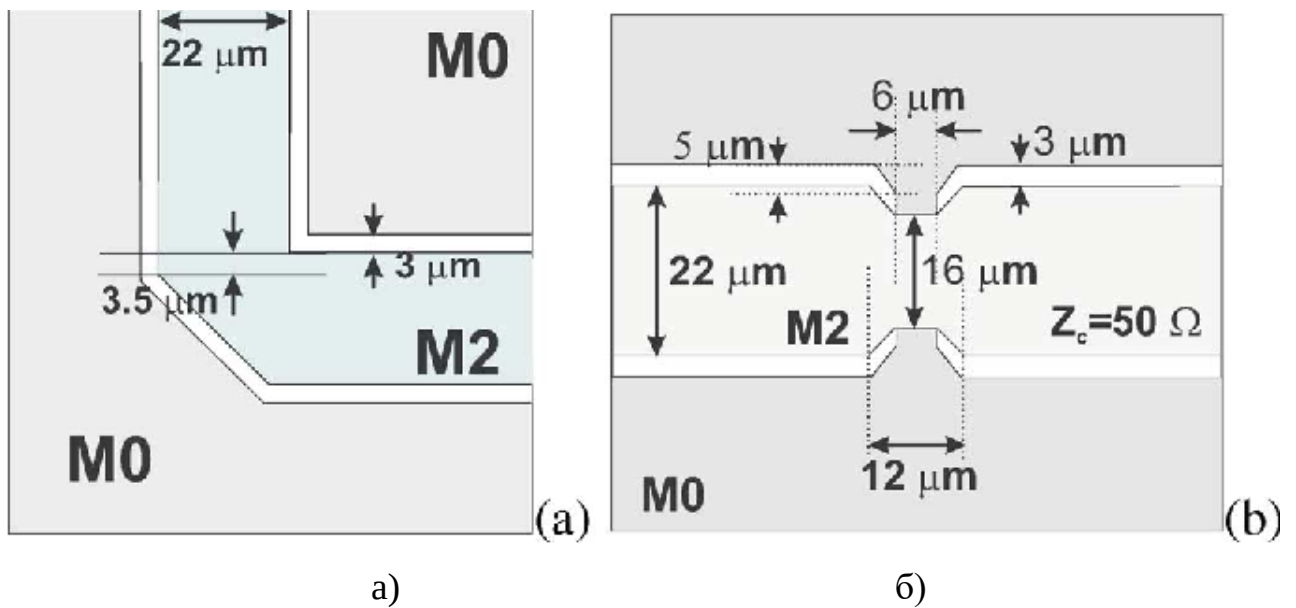


Рисунок 3.7 – Топологія оптимізованого згинання (а) та заземлення (б) колпанарної лінії 50 Ом. M2–Nb шар сигнальної лінії, M0 – Nb шар надпровідного екрану (землі). Позначення шарів відповідають опису стандартної технології Nb від HYPRES у Додатку 1.

Ці розриви дозволили зменшити постійну часу кола НКВІД і сформувати її у вигляді квазікомпланарної лінії з опором 50 Ом, що забезпечило узгодження імпедансів розробленого надпровідного підсилювача з малошумним напівпровідниковим підсилювачем Дільник. Для вихідного імпульсу 3 мВ при навантаженні 50 Ом витікання струму потужності становить до 0,06 мА, що відповідає приблизно чверті критичного струму НКВІД в ланцюзі. Перерозподіл струму живлення звужує межі робочого діапазону струму живлення до $\Delta I_{b_marg} = \pm 20\%$.

Однією з переваг розробленої схеми підсилювача є перетворення низькоомного опору цифрових одноквантових схем, що становить 3 - 5 Ом, в стандартний вхідний опір напівпровідникових кіл, 50 Ом, без застосування додаткового пасивного імпедансного трансформатора. Розмір пасивного перетворювача імпедансу зазвичай становить $\lambda/4$, що відповідає 4,49 см для частоти 1 ГГц, що на порядок більше стандартного розміру мікросхеми, 0,5 см.

Для поліпшення характеристик передачі ланки підсилювача на

навантаження були оптимізовані вигини копланарної лінії і з'єднання заземлення для створення опору 50 Ом. Оптимізовані лінії 18,5 мкм показаний на рис. 3.7а. Заземлення (рис. 3.7б) використовувалося для з'єднання площин заземлення мікросмужкової лінії, розташованої по обидва боки від сигнальної лінії. Наявність таких з'єднань через рівні проміжки часу згладжує розподіл струму, забезпечуючи постійну швидкість хвилі і характеристичний імпеданс. Коефіцієнт відбиття для оптимізованих ділянок показаний на рис. 3.8. Додаткові піки на кривій для згину пояснюються наявністю малої лінії передачі, підключеної до портів розрахункової моделі. Відображення втрат для обох структур становить менше 30 дБ на частоті 4 ГГц, що забезпечує майже 100% передачі вихідного сигналу від підсилювача. Оптимізація високочастотних характеристик елементів була проведена в програмному комплексі SONNET.

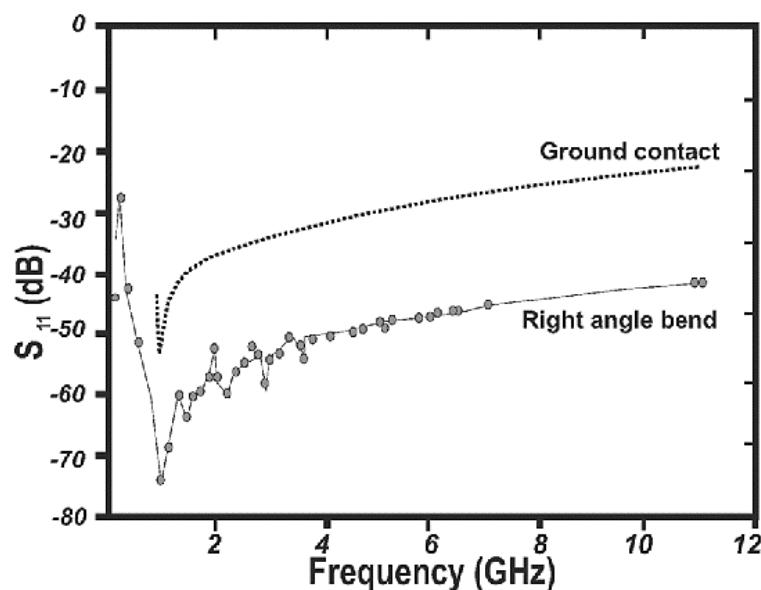


Рисунок 3.8 – Частота залежність коефіцієнта відбиття оптимізованих ділянок мікросмужкової лінії 50 Ом.

3.3 Моделювання підсилювача

Обчислювальна модель драйвера прототипу, що працює в R-режимі, містила SKIF з 16 комірками без зовнішнього навантаження. Результат моделювання представлений на рис. 3.9. Вхідні одноквантові імпульси напруги

позначаються V_{in} , імпульси струму у вихідній комірці дерева розгалужень - I_L , а вихідний імпульс, що генерується на SKIF, - V_{out} . Розширення імпульсу відповідає максимальній частоті повторення (випадок, показаний на рис. 3.9). Високочастотні коливання струму в індуктивності вихідної комірки дерева розгалужень обумовлені зворотним ефектом генерації Джозефсона в комірках SKIF.

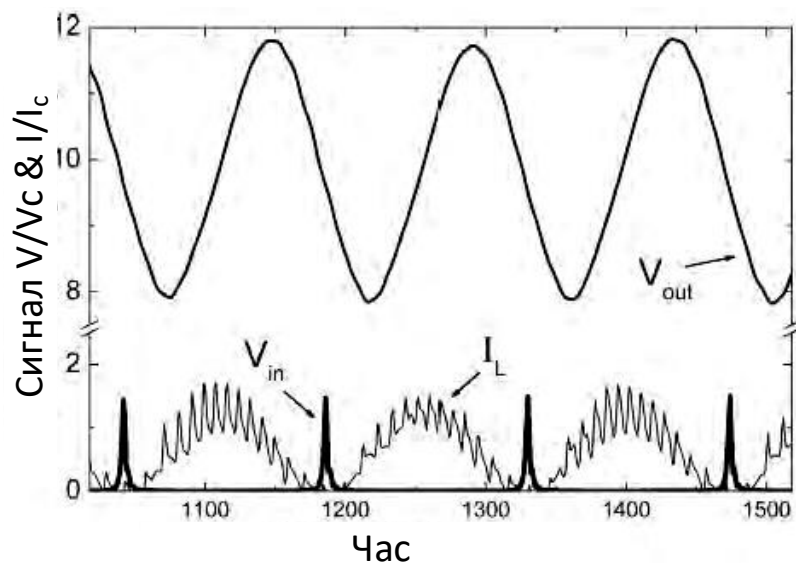
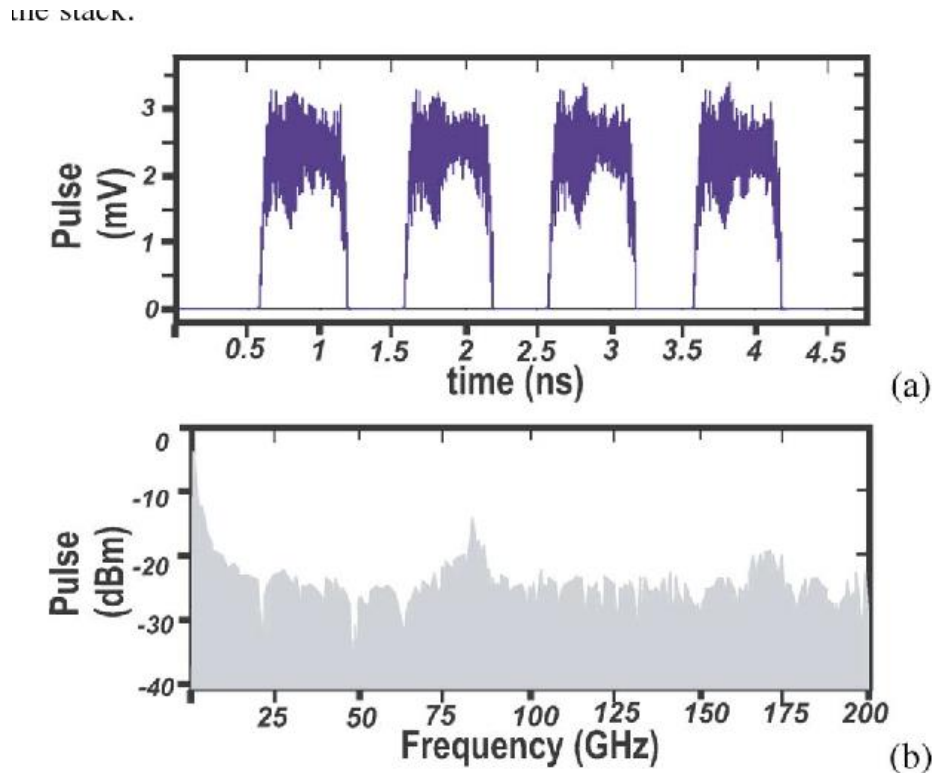


Рисунок 3.9 – Сигнал в різних частинах прототипу підсилювача, що працює в R-режимі. V_{in} - входні одноквантові імпульси, I_L - імпульси струму в індуктивності вихідної комірки дерева розгалужень, пов'язаних з осередком SKIF, V_{out} - сумарний імпульс вихідної напруги на SKIF. Кількість комірок SKIF, $N = 16$. Моделювання проводилося без урахування навантаження.

Для SKIF, що складається з 16 комірок, діапазон вихідного сигналу в моделюванні становив приблизно $4 V_c$. Використовуючи стандартну технологію Nb HYPRES, це забезпечує вихідний сигнал на рівні 1,2 мВ. З отриманих результатів, з урахуванням згаданих паразитних ефектів, було прийнято, що оптимальна кількість осередків SKIF, що забезпечують вихідний сигнал з розмахом більше 1 мВ на частоті 1 ГГц, буде відповідати $N = 32$.

імпульсу. Видно, що спектр містить компоненти на частоті 85 ГГц, що відповідають частоті SFQ/DC перетворювача, ω_{PT} , і його першій гармоніці на частоті 170 ГГц.



Малюнок 3.11. Розрахований вихідний імпульс прототипу підсилювача, що працює в S-режиму, з підсумовуванням ланцюжком з 8 НКВІД (а) і образом Фур'є цього імпульсу (б).

3.4 Основні підсумки розділу

Розроблено методи побудови інтерфейсних підсилювачів на основі кола НКВІД у надпровідному або резистивному режимі та з використанням джерела постійного струму. Показано, що для відносно низькочастотної функціонування (частота послідовності одноквантових імпульсів $f = 1$ ГГц) перевага віддається використанню надпровідного режиму. Перевагою такого підсилювача є його

компактність, для реалізації якої в схемах НКВІД можливе використання нешунтованого тунельного контакту Джозефсона, що забезпечує мультиквантову реакцію інтерферометра на вхідний одноквантовий сигнал. З урахуванням високочастотного узгодження з 50-омним навантаженням схеми підсилення НКВІД, що складається з 8 НКВІД і утвореної у вигляді 50-омної компланарної лінії, амплітуда вихідного сигналу прототипу моделі підсилювача на частоті 1 ГГц в розрахунку склала близько 2 мВ.

Для більш високочастотної роботи підсилювача можливе використання резистивного режиму. При цьому частота вхідного сигналу може досягати 0,1 характерної частоти контактів Джозефсона. Однак для справної роботи схеми посилення НКВІД необхідне сильне шунтування контактів Джозефсона (нормована ємність $\beta_C \cong 0.5$), в наслідок чого загальна кількість НКВІД в ланцюжку підсилення має бути досить велика.

4. ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

4.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 4.1 та 4.2.

Таблиця 4.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	0	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	50	0	58
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	0	40	0
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		49,3		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів.

Таблиця 4.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	65	0	70
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	0	55	0
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
Середнє значення балів експертів	63,3		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [Козловський, Лесько, Кавецький]:

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (4.1)$$

де $k_{нов}$, $k_{теор}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{нов} = 49,3$, $k_{теор} = 63,3$ балів;

0,6 та 0,4 – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{нау} = 0,6 \cdot k_{нов} + 0,4 \cdot k_{теор} = 0,6 \cdot 49,3 + 0,4 \cdot 63,33 = 54,93 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{нау}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону», даний рівень становить 54,93 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

4.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням

конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [Козловський, Лесько, Кавецький]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (4.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=22$ дні.

$$Z_o = 18800,00 \cdot 11 / 22 = 8500,03 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник науково-дослідної роботи з обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону	18800,00	772,73	11	8500,03
Науковий співробітник	18000,00	750,00	22	16500,00
Технік	8500,00	681,82	11	7500,02
Всього				32500,05

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (4.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (4.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo $M_M=8000,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) **[Козловський, Лесько, Кавецький]**;

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 22$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 8000,00 \cdot 1,10 \cdot 1,15 / (22 \cdot 8) = 57,50 \text{ грн.}$$

$$З_{pl} = 57,50 \cdot 8,00 = 460,00 \text{ грн.}$$

Таблиця 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Установка обладнання для проведення досліджень	8,00	2	1,10	57,50	460,00
Підготовка робочого місця дослідника	3,00	2	1,10	57,50	172,50
Встановлення програмного забезпечення ведення аналітичних досліджень	5,60	4	1,50	78,41	439,09
Підготовка бази даних	14,00	3	1,35	70,57	987,95
Всього					2059,55

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (4.5)$$

де $H_{\text{дод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 11%.

$$Z_{\text{дод}} = (32500,05 + 2059,55) \cdot 11 / 100\% = 3801,56 \text{ грн.}$$

4.2.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{дод}}) \cdot \frac{H_n}{100\%} \quad (4.6)$$

де H_n – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (32500,05 + 2059,55 + 3801,56) \cdot 22 / 100\% = 8439,45 \text{ грн.}$$

4.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (4.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{ej} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$$M_1 = 1,0 \cdot 1120,00 \cdot 1,08 - 0 \cdot 0 = 1209,60 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Картридж для принтера	1120,00	1,0	0	0	1209,60
Набір офісний	199,00	3,0	0	0	644,76
Органайзер офісний	210,00	4,0	0	0	907,20
Папір для записів 70 А5-500	96,00	3,0	0	0	311,04
Папір офісний багатофункціональний	183,00	2,0	0	0	395,28
Інші матеріали	260,00	1,0	0	0	280,80
Flesh-пам'ять 64 GB	269,00	1,0	0	0	290,52
Тека для паперів Buromax	46,00	4,0	0	0	198,72
Інше	170,00	1,0	0	0	183,60
Всього					4421,52

4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону» відсутні.

4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (4.8)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{np.i}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{spez} = 6800,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 7480,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 4.7 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Функціональна модель базової станції	1	6800,00	7480,00
Функціональна модель приймача	1	5600,00	6160,00
Функціональна модель передавача	1	8600,00	9460,00
Функціональна модель комутуючого устаткування	1	9200,00	10120,00
Маршрутизатор інтернет WiFi6 TP-Link Archer AX23	1	2599,00	2858,90
Всього			36078,90

4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{npz} = \sum_{i=1}^k C_{inpg} \cdot C_{npz.i} \cdot K_i, \quad (4.9)$$

де C_{inpg} – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{npz.i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу

тощо, $(K_i = 1, 10 \dots 1, 12)$;

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{npz} = 7646,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 8410,60 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 4.8 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Прикладний пакет моделювання процесів Mathcad 15	1	7646,00	8410,60
Всього			8410,60

4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{г}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.10)$$

де $Ц_{б}$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_{г}$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (45389,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 1260,81 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.9 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Електронний комплекс аналітичної системи ПК DELL OPTIPLEX 7010 MFF / I5-13500T (N007O7010MFF)	45389,00	3	1	1260,81
Персональний комп'ютер HP PRODESK 405 G6 SFF / RYZEN3 4300G (294D5EA)	19699,00	3	1	547,19
Спеціалізоване робоче місце дослідника	8699,00	5	1	144,98
Пристрій виводу текстової інформації	6899,00	5	1	114,98
Оргтехніка	8400,00	5	1	140,00
Приміщення лабораторії досліджень	399000,00	30	1	1108,33
ОС Windows 11	6500,00	3	1	180,56
Прикладний пакет Microsoft Office 2021	6540,00	3	1	181,67
Всього				3678,52

4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (4.11)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 10,98$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,32 \cdot 150,0 \cdot 10,98 \cdot 0,95 / 0,97 = 527,04 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.10 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Електронний комплекс аналітичної системи ПК DELL OPTIPLEX 7010 MFF / I5-13500T (N007O7010MFF)	0,32	150,0	527,04
Персональний комп'ютер HP PRODESK 405 G6 SFF / RYZEN3 4300G (294D5EA)	0,25	150,0	411,75
Спеціалізоване робоче місце дослідника	0,08	150,0	131,76
Пристрій виводу текстової інформації	0,25	4,5	12,35
Оргтехніка	0,50	2,0	10,98
Функціональна модель базової станції	0,08	100,0	87,84
Функціональна модель приймача	0,06	100,0	65,88
Функціональна модель передавача	0,06	100,0	65,88
Функціональна модель комутуючого устаткування	0,02	100,0	21,96
Всього			1335,44

4.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників

організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» відсутні.

4.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» відсутні.

4.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$I_{\text{с}} = (Z_{\text{o}} + Z_{\text{p}}) \cdot \frac{H_{\text{іс}}}{100\%}, \quad (4.12)$$

де $H_{\text{іс}}$ – норма нарахування за статтею «Інші витрати», приймемо $H_{\text{іс}} = 50\%$.

$$I_{\text{с}} = (32500,05 + 2059,55) \cdot 50 / 100\% = 17279,80 \text{ грн.}$$

4.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{нзв} = (З_o + З_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (4.13)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 105\%$.

$$B_{нзв} = (32500,05 + 2059,55) \cdot 105 / 100\% = 36287,58 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = З_o + З_p + З_{дод} + З_n + M + K_{\text{в}} + B_{\text{спец}} + B_{\text{прг}} + A_{\text{обл}} + B_e + B_{\text{св}} + B_{\text{сп}} + I_{\text{в}} + B_{нзв}. \quad (4.14)$$

$$B_{заг} = 32500,05 + 2059,55 + 3801,56 + 8439,45 + 4421,52 + 0,00 + 36078,90 + 8410,60 + 3678,52 + 1335,44 + 0,00 + 0,00 + 17279,80 + 36287,58 = 154292,96 \text{ грн.}$$

Загальні витрати $ЗВ$ на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою:

$$ЗВ = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (4.15)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta = 0,95$.

$$ЗВ = 154292,96 / 0,95 = 162413,64 \text{ грн.}$$

4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку

надвисокочастотного діапазону» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t}, \quad (4.16)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I = 3$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n = 1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n = 2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n = 3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n = 3$;

T_C – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_C = 2$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R = 4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R = 3$; якщо нижче відомих результатів, то $R = 1$. Прийmemo $R = 4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 162413,64$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,08$ років, (1 міс.).

Визначення показників I , n , T_C , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [Козловський, Лесько, Кавецький].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = 3^3 \cdot 2 \cdot 4 / 162,4 \cdot 0,08 = 15,96.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

4.4 Висновок до розділу 4

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону» складають 162413,64 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

ВИСНОВОК

У представленій магістерській роботі були отримані такі основні результати:

1. Розроблено аналітичний метод, що дозволяє розрахувати основні характеристики НКВІД у діапазоні значень індуктивності кола інтерферометра $0 \leq L \leq \Phi_0/I_C$, що виходить за межі відомих наближень ($L \ll \Phi_0/I_C$ або $L \gg \Phi_0/I_C$).

Зокрема, аналітичний підхід до опису усередненого за часом вольт-потокової характеристики симетричного НКВІД з безрозмірною індуктивністю, $I \ll 1$, підходить для аналізу практичних структур нано- та мікро-НКВІД. Вирази, що описують НКВІД з різними контактними параметрами Джозефсона та індуктивною асиметрією плеч, використовуються для оцінки впливу технологічної дисперсії на реакцію як окремого НКВІД, так і послідовного ланцюга інтерферометрів. Вирази для випадку $I \ll 1$ зручні у використанні для розрахунку кіл, що містять велику кількість НКВІД. Отримані вирази для залежності критичного струму асиметричного НКВІД від магнітного потоку використовуються для визначення індуктивності інтерферометра за експериментальними даними.

2. Запропоновано метод лінеаризації функції перетворення магнітного потоку в напругу НКВІД без використання зворотного зв'язку, що дозволяє знизити сумарні гармонійні спотворення сигналу до рівня менше тисячної частки відсотка.

Цей метод використовується для створення малошумних високолінійних детекторів і підсилювачів гігагерцового діапазону частот на основі НКВІД. Такі пристрої є компонентами таких систем, як схеми зчитування масивів детекторів з частотним поділом або аналого-цифрові перетворювачі, наприклад, з використанням сигма-дельта-модуляції порядку вище першого порядку.

3. Запропоновано конструкцію компактного інтерфейсного підсилювача, що передає цифровий сигнал від надпровідних ланок у ланки напівпровідникової

електроніки на гігагерцовій частоті на основі кола НКВІД з мультиквантовим відгуком на одноквантовий сигнал.

Схема підсилювача призначена для зв'язку надпровідних кіл цифрового сигнального процесора з напівпровідниковою електронікою і є універсальною. За рахунок збільшення критичної щільності струму контактів Джозефсона НКВІД можна ще більше зменшити число елементів підсумовуючої схеми, а також збільшити частоту передачі сигналу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. R. C. Jaklevic, J. Lambe, A. H. Silver and J. E. Mercereau, “Quantum interference effects in Josephson tunneling”, *Phys. Rev. Lett.*, 12, 159, 1964.
2. J. Clarke, A. I. Braginsky, *The SQUID Handbook vol 1*, Weinheim: Wiley-VCH, 2004.
3. C. Granata and A. Vettoliere, “Nano Superconducting Quantum Interference device: a powerful tool for nanoscale investigations”, *Phys. Rep.*, 614, 1–69, 2016
4. O. A. Mukhanov, “History of Superconductor Analog-to-Digital Converters”, in *100 Years of Superconductivity*, H. Rogalla and P. Kes, Ed., Taylor & Francis, London, UK, 440-458, 2011.
5. K. K. Likharev, “Superconductor digital electronics”, *Physica C*, 482, 6-18, 2012.
6. O. A. Mukhanov, “Digital Processing, Superconductor Digital Electronics” in *Applied Superconductivity: Handbook on Devices and Applications*, P. Seidel, Ed., Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, Germany, 1 – 28, 2015.
7. M. Schmelz, V. Zakosarenko, T. Schönau, S. Anders, S. Linzen, R. Stolz and H.-G. Meyer, "Nearly quantum limited nanoSQUIDs based on cross-type Nb/AlO_x/Nb junctions", *Supercond. Sci. Technol.* 30, 014001, 2017.
8. J. Oppenlaender, Ch. Haeussler, and N. Schopohl, “Non- π -periodic macroscopic quantum interference in one-dimensional parallel Josephson junction arrays with unconventional grating structure”, *Phys. Rev. B*, 63, 024511-1-9, 2001.
9. Ch. Haeussler, J. Oppenlaender, and N. Schopohl, “Nonperiodic flux to voltage conversion of series arrays of dc superconducting quantum interference devices”, *Journ. of Appl. Phys.*, 89(3), 1875 – 1879, 2001.
10. A. Inamdar, S. Rylov, A. Talalaevskii, A. Sahu, S. Sarwana, D. E. Kirichenko, I. V. Vernik, T. V. Filippov, D. Gupta “Progress in Design of Improved High Dynamic Range Analog-to-Digital Converters”, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, 19(3), 670-675, 2009.
11. O. A. Mukhanov, D. Kirichenko†, I. V. Vernik†, T. V. Filippov, A.

Kirichenko, R. Webber, V. Dotsenko, A. Talalaevskii, J. C. Tang, A. Sahu, P. Shevchenko, R. Miller, S. B. Kaplan, S. Sarwana, and D. Gupta, “Superconductor Digital-RF Receiver Systems”, *IEICE Trans. Electron.*, E91–C, 306, 2008.

12. M. Muck and J. Clarke, “Harmonic distortion and intermodulation products in the microstrip amplifier based on a superconducting quantum interference device”, *Appl. Phys. Lett.*, 78(23), 3666 – 3668, 2001.

13. D. V. Averin, K. Rabenstein, V. K. Semenov, “Rapid ballistic readout for flux qubits”, *Phys. Rev. B*, 73, 094504, 2006.

14. X. Peng, Q. Xu, T. Kato, Y. Yamanashi, N. Yoshikawa, A. Fujimaki, N. Takagi, K. Takagi, M. Hidaka, “High-Speed Demonstration of Bit-Serial Floating-Point Adders and Multipliers Using Single-Flux-Quantum Circuits”, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, 25, 1301106, 2015.

15. N. Takeuchi, Y. Yamanashi, N. Yoshikawa, “Energy efficiency of adiabatic superconductor logic”, *Supercond. Sci. Technol.* 28, 015003 (2015).

16. N. Takeuchi, Y. Yamanashi, N. Yoshikawa, “Reversible logic gate using adiabatic superconducting devices”, *Sci. Rep.*, 4, 6354, 2014.

17. V. K. Semenov, Y. A. Polyakov, S. K. Tolpygo, "AC-Biased Shift Registers as Fabrication Process Benchmark Circuits and Flux Trapping Diagnostic Tool", *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, 27(4), 1301409, 2017.

18. D. S. Holmes, A. L. Ripple, M. A. Manheimer, "Energy-Efficient Superconducting Computing—Power Budgets and Requirements", *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, 23(3), 1701610, 2013.

19. V. K. Kornev, I. I. Soloviev, A. V. Sharafiev, N. V. Klenov, and O. A. Mukhanov, “Active electrically small antenna based on superconducting quantum array” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, 23(3), 1800405, 2013.

20. <http://www.hypres.com/products/digital-rf-receiver/>

21. <https://www.iarpa.gov/index.php/research-programs/c3>

22. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

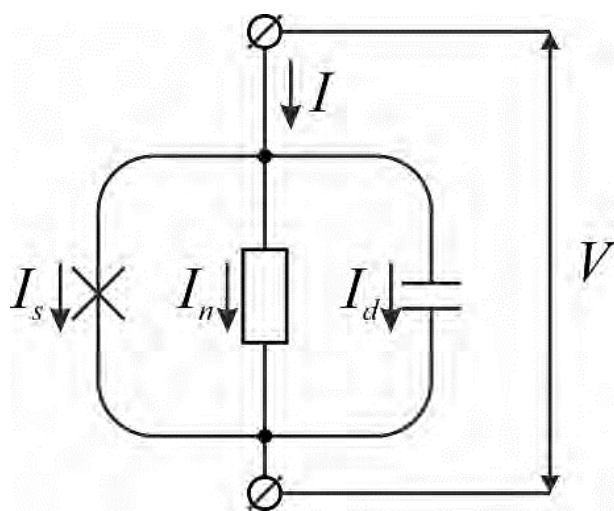
Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

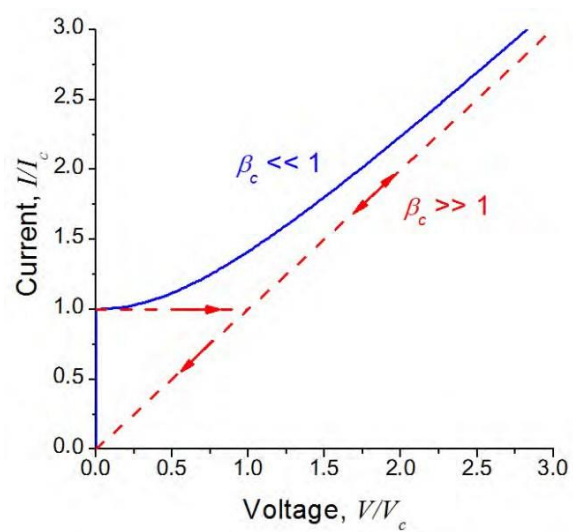
Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку
надвисокочастотного діапазону

назва магістерської кваліфікаційної роботи

Модель та ВАХ джозефсонівського переходу



a)



b)

Структурна схема НКВІД ПТ із замкнутим контуром зворотного зв'язку.

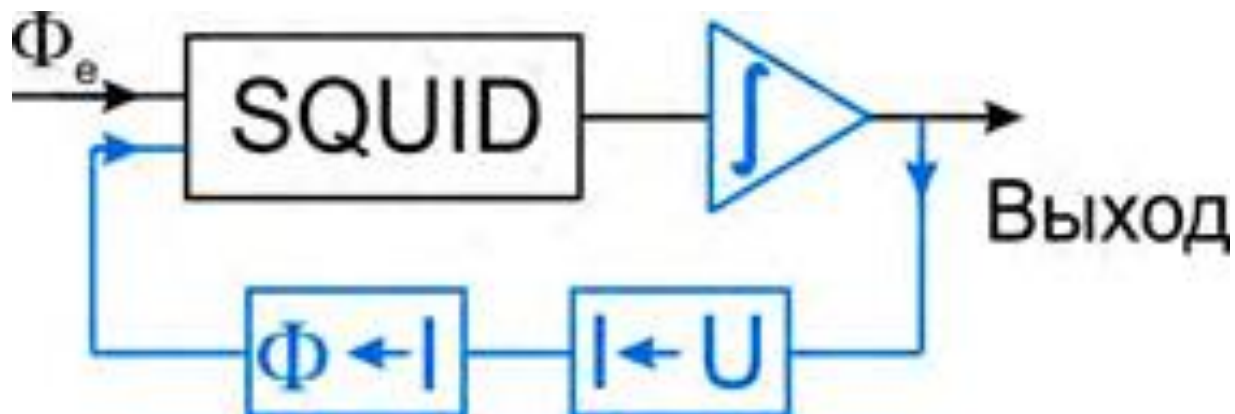


Схема диференціального з'єднання двох НКВІД та його відгук напруги

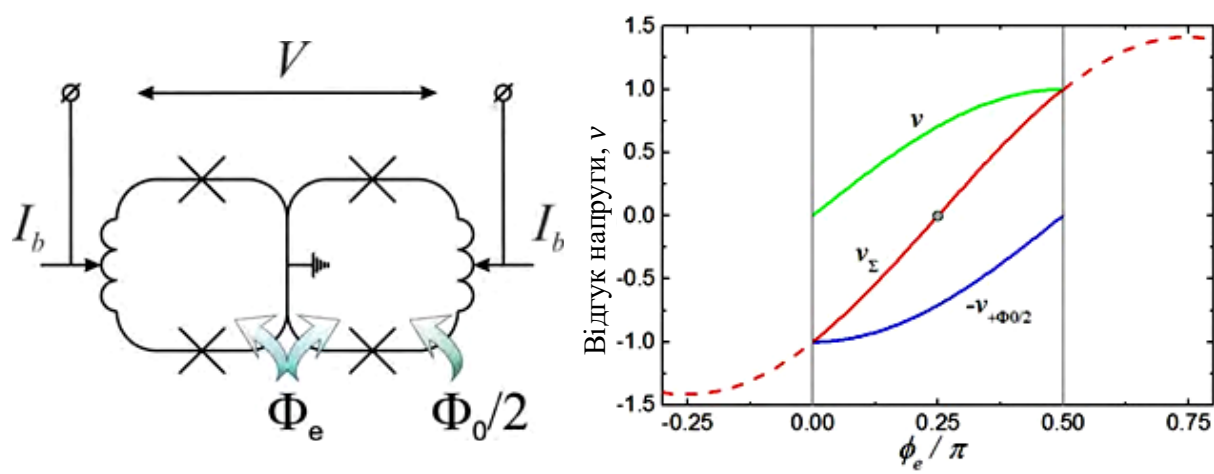


Схема диференційного з'єднання паралельних ланок НКВІД та її відгуки
напруги

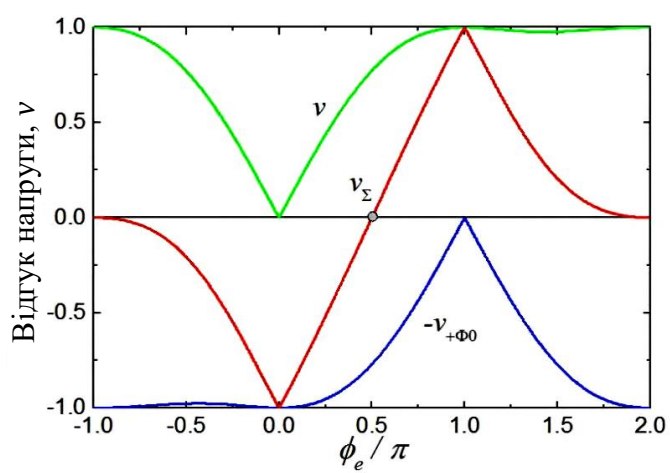
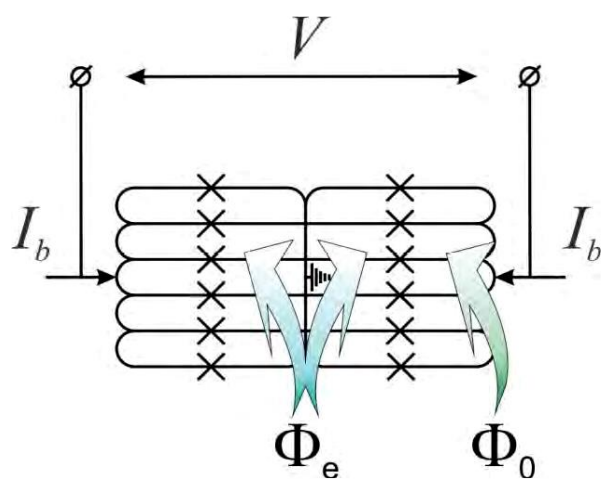
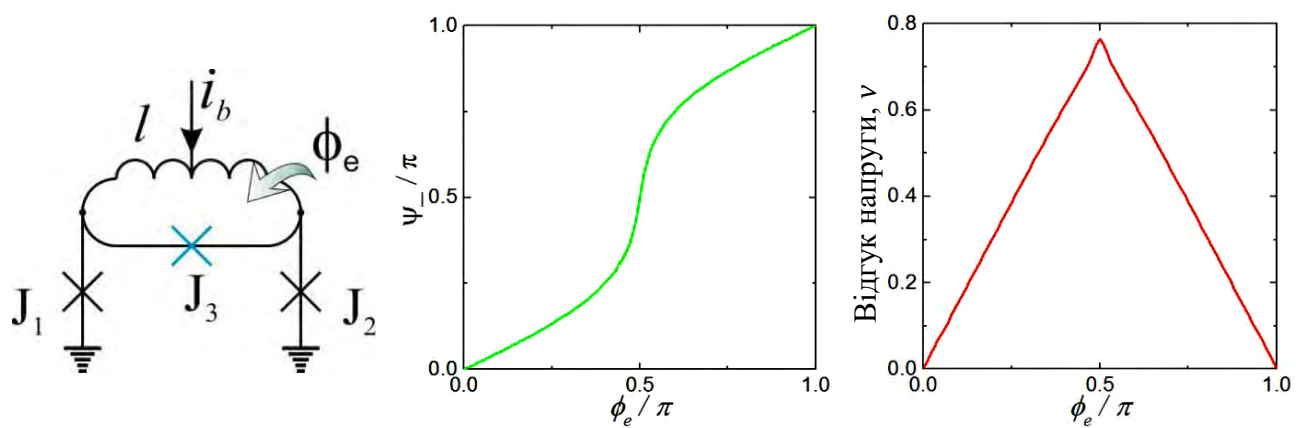
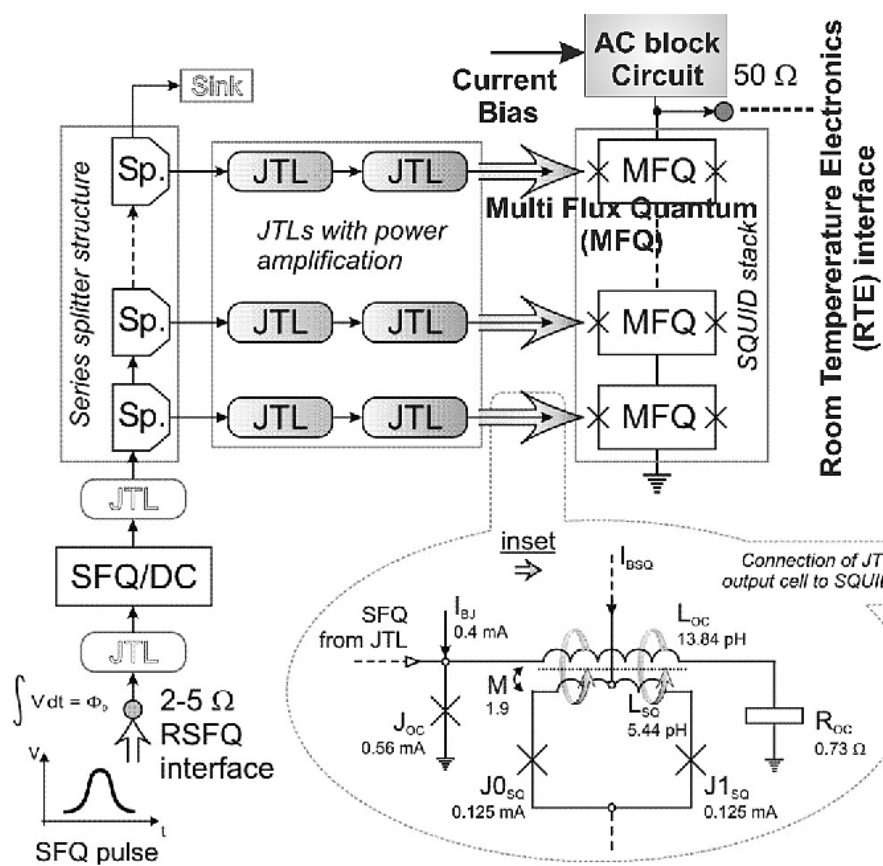


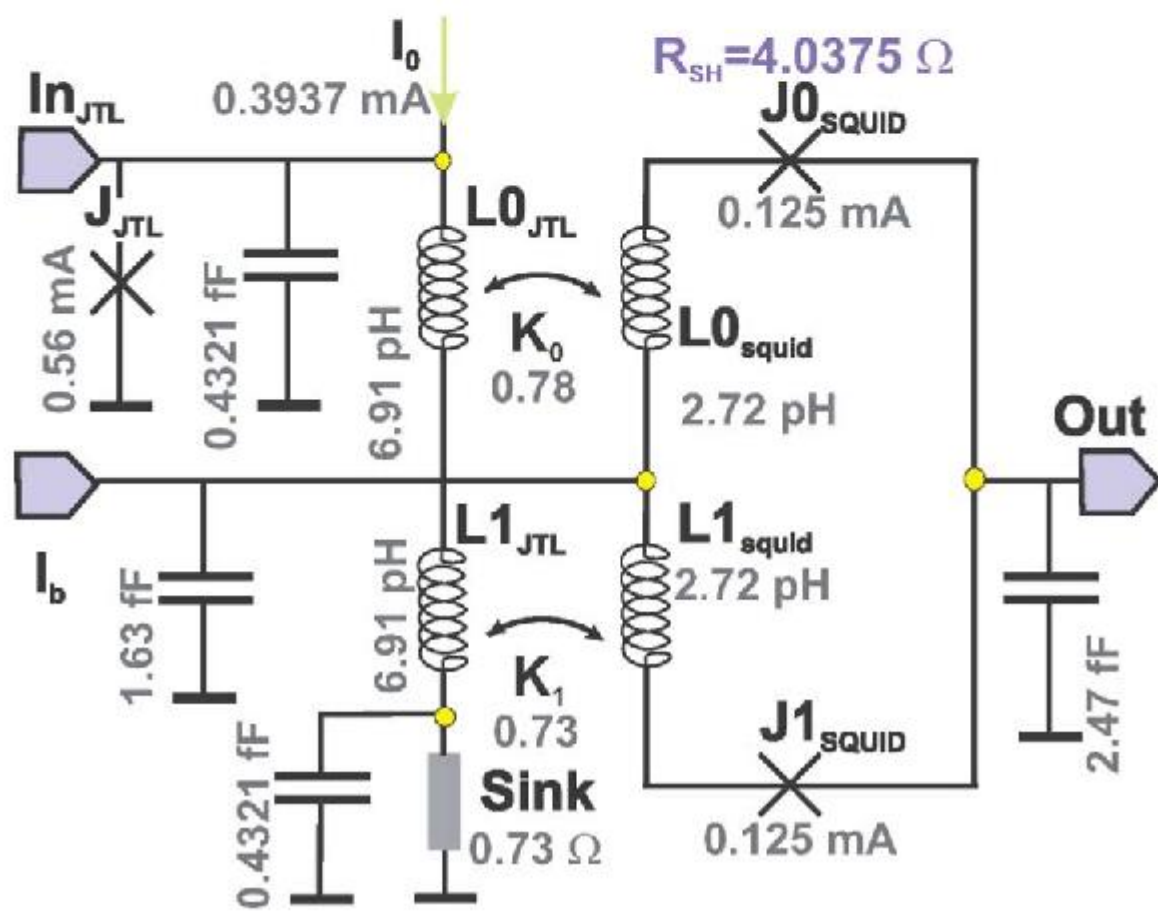
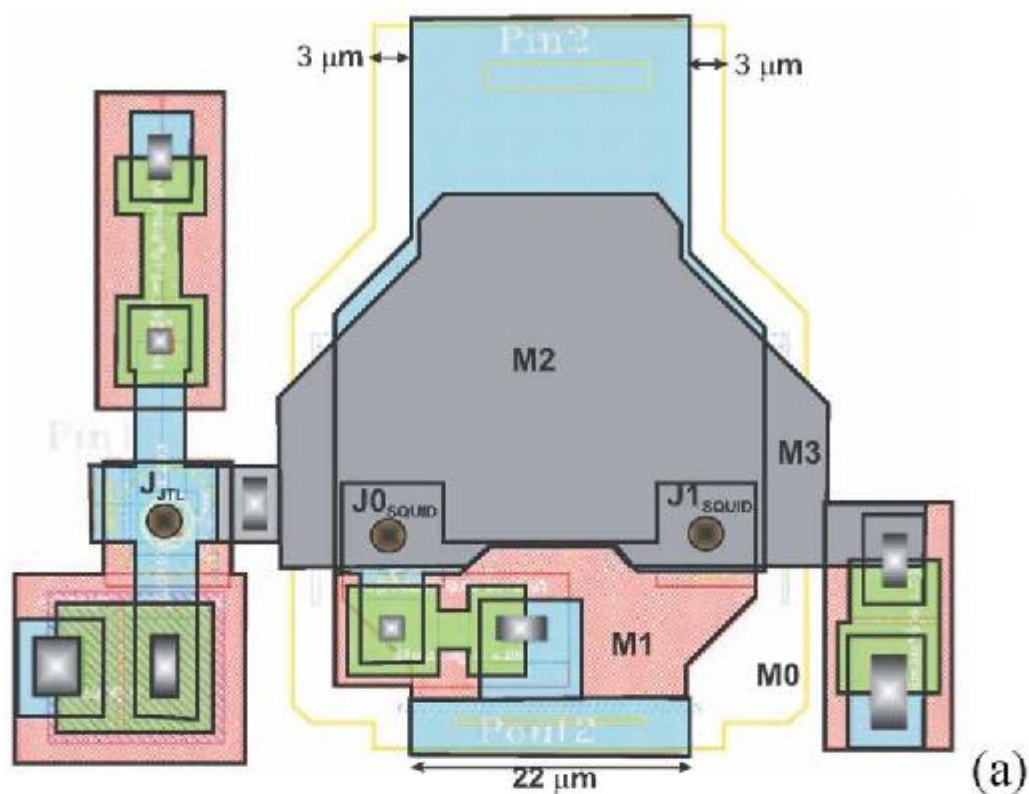
Схема та характеристики бі-НКВІД



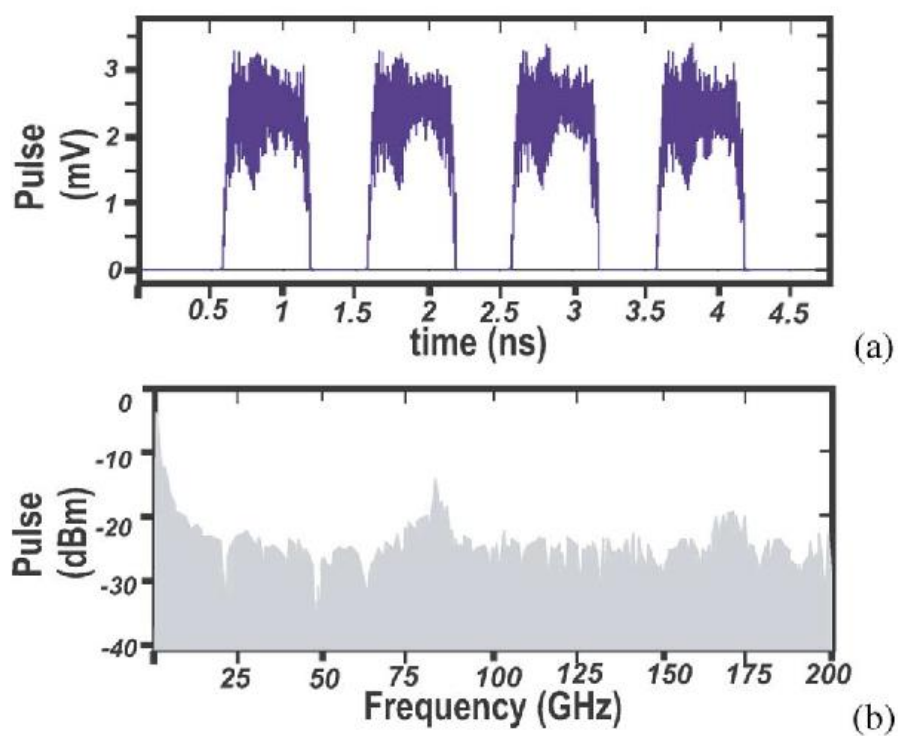
Принципова схема інтерфейсного підсилювача



Моделювання підсилювача



mic stack.



Додаток Б
ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ
МАГІСТЕРСЬКОЇ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Розробка пристрою обробки інформації для систем зв'язку надвисокочастотного діапазону

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС

Керівник Кичак В.М., д.т.н., професор

Показники звіту подібності

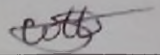
Turnitin	
Оригінальність	93%
Загальна схожість	7%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- ☐ Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її автора. Роботу направити на доопрацювання.
- ☐ Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Заявляю, що ознайомлений (-на) з повним звітом подібності, який був згенерований Системою щодо роботи (додається)

Автор
(підпис)

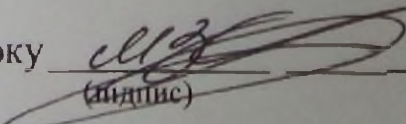


Градов І.В.

(прізвище, ініціали)

Опис прийнятого рішення

Особа, відповідальна за перевірку


(підпис)

Васильківський М.В.

(прізвище, ініціали)

Експерт

(за потреби) (підпис)

(прізвище, ініціали, посада)