

Вінницький державний технічний університет

На правах рукопису

**Лазарєв Олександр Олександрович**

УДК 621.3.016.35;621.3.088.3

**ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ ТА  
ЧУТЛИВОСТІ ЕЛЕМЕНТІВ  
АВТОМАТИКИ НА БАЗІ  
L-, C-НЕГАТРОНІВ**

Спеціальність 05.13.05 - Елементи та пристрої обчислювальної  
техніки та систем керування

Дисертація на здобуття наукового ступеня  
кандидата технічних наук

Науковий керівник:  
Філінюк Микола Антонович  
д.т.н., професор

Вінниця-2003

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	5
<b>РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ МЕТОДІВ ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ ТА ЧУТЛИВОСТІ ЕЛЕМЕНТІВ АВТОМАТИКИ НА БАЗІ НЕГАТРОНІВ</b> .....	12
1.1. Аналіз фізико-технічних рішень побудови негatronів.....	12
1.1.1. Фізичні негatronи.....	13
1.1.2. Схемотехнічні аналоги негatronів.....	22
1.2. Аналіз методів дослідження стійкості та чутливості негatronів і елементів автоматики на їх основі.....	26
1.2.1. Аналіз методів дослідження стійкості негatronів і елементів автоматики на їх основі.....	26
1.2.2. Аналіз методів дослідження чутливості негatronів і елементів автоматики на їх основі .....	34
Висновки та постановка задач досліджень .....	39
 <b>РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ ТА ЧУТЛИВОСТІ НАВАНТАЖЕНИХ С-НЕГАТРОНІВ</b> .....	 41
2.1. Визначення С-негatronа .....	41
2.2. Дослідження енергетичних властивостей С-негatronів.....	42
2.3. Аналіз видів годографів С-негatronів.....	47
2.4. Дослідження стійкості навантажених С-негatronів .....	49
2.4.1. Аналіз стійкості навантаженого С-негatronа N-типу.....	50
2.4.2. Аналіз стійкості навантаженого С-негatronа S-типу .....	59
2.5. Аналіз чутливості електронних кіл з С-негatronами .....	67
Висновки.....	74

<b>РОЗДІЛ 3. ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ ТА ЧУТЛИВОСТІ НА-</b>	
<b>ВАНТАЖЕНИХ L-НЕГАТРОНІВ .....</b>	<b>76</b>
3.1. Визначення L-негатрона .....	76
3.2. Дослідження енергетичних властивостей L-негатронів.....	78
3.3. Аналіз видів годографів L-негатронів .....	83
3.4. Дослідження стійкості навантажених L-негатронів .....	85
3.4.1. Аналіз стійкості навантаженого L-негатрона N-типу .....	86
3.4.2. Аналіз стійкості навантаженого L-негатрона S-типу.....	91
3.5. Аналіз чутливості електронних кіл з L-негатронами.....	98
Висновки.....	107
<b>РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕМЕНТІВ АВТО-</b>	
<b>МАТИКИ НА БАЗІ L-, C-НЕГАТРОНІВ .....</b>	<b>109</b>
4.1. Розробка та дослідження сенсорів на базі L-, C-негатронів.....	109
4.1.1. Розробка та дослідження ємнісних сенсорів з C-	
негатроном .....	110
4.1.2. Розробка та дослідження індуктивних сенсорів з L-	
негатроном .....	121
4.2. Дослідження коливальних контурів з L-, C-негатронами .....	127
4.2.1. Дослідження послідовного коливального контуру з L-,	
C-негатронами .....	128
4.2.2. Дослідження паралельного коливального контуру з L-,	
C-негатронами .....	135
4.3. Дослідження динамічних негатронів.....	142
4.3.1. Дослідження динамічного негатрона на біполярному	
транзисторі.....	142
4.3.2. Дослідження динамічного негатрона на польовому тран-	
зисторі .....	152
4.4. Розробка та дослідження аналогових високочастотних ключів	

на С-негатронах .....	161
4.4.1. Розробка та дослідження ключів з послідовним включенням керуючого елемента на С-негатроні N-типу .....	162
4.4.2. Розробка та дослідження ключа з паралельним включенням керуючого елемента на С-негатроні N-типу .....	178
Висновки.....	185
<b>ОСНОВНІ ВИСНОВКИ ТА РЕЗУЛЬТАТИ РОБОТИ.....</b>	<b>188</b>
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....</b>	<b>193</b>
<b>ДОДАТКИ .....</b>	<b>210</b>
Додаток А. Результати чисельного експерименту дослідження енергетичних властивостей С-негатронів N-, S-типів .....	210
Додаток Б. Результати чисельного експерименту дослідження енергетичних властивостей L-негатронів N-, S-типів .....	214
Додаток В. Дослідження послідовного коливального контуру з L-, С-негатронами з урахуванням активного опору еквівалентної схеми L-негатрона .....	218
Додаток Д. Математичні вирази для визначення відносних чутливостей вихідного опору динамічного негатрона на біполярному транзисторі.....	222
Додаток Е. Математичні вирази для визначення відносних чутливостей вихідного опору динамічного негатрона на польовому транзисторі .....	226
Додаток Ж. Розробка та дослідження аналогового ключа на С-негатроні S-типу .....	233
Додаток З. Визначення часу перемикання аналогових ключів на С-негатронах.....	240
Додаток И. Акти впровадження .....	243

## ВСТУП

Ефективність сучасних елементів автоматики базується на ряді факторів, таких як наявність нових алгоритмів, використання досягнень технології, використання нових принципів, і т.д. Одним із перспективних шляхів підвищення ефективності елементів автоматики є використання при їх розробці сучасних досягнень нових напрямків електроніки. Одним із таких напрямків є "Негатроніка". Цей напрямок електроніки пов'язаний з теорією та практикою створення та використання негатронів – електронних приладів, що в деякому режимі роботи мають від'ємне значення основного диференційного параметра (від'ємні активний опір, індуктивність, ємність). Використання досягнень негатроніки вже на даний час дало результати, які визначають розвиток ряду електронних систем. Тільки напівпровідникових негатронів створено більше двох десятків різновидів. Серед них найпотужніші надвисокочастотні прилади – лавинно-пролітні діоди, найшвидкодіючі ключі на лавинних транзисторах, найпотужніші напівпровідникові струмові перемикачі на динисторах та тиристорах.

Науковий напрямок "Негатроніка" був вперше визначений д.т.н., професором М.А. Філінюком в 1985 році [1]. Цьому передувала публікація ряду робіт радянських та закордонних авторів, таких як О.В. Лосев, У. Шоклі (W. Shockle), Ганн (J.V. Gunn), Л. Есакі (L. Esaki), С.А. Гаряінов, І.Д. Абезгауз, Ф. Бенінг, В.П. Дьяконов, А.С. Тагер, Л.Н. Степанова, О.Н. Негоденко, Ф.Д. Касимов, В.С. Осадчук, П.А. Молчанов та ін., в яких узагальнені результати як теоретичних так і практичних досліджень. Кожна з цих публікацій внесла значний вклад в розвиток негатроніки. Однак необхідно зауважити, що більшість робіт присвячені R-негатронам, і значно менша частина – теорії та практиці створення та використання елементів на базі L-, C-негатронів. Деякі питання теорії електронних схем з від'ємними ємністю та індуктивністю частково розглянуті в [2] та дослідження опорів від'ємних ємності та інду-

ктивності з конверсією струму та напруги проведене в [3].

**Актуальність теми.** L-, C-негатрони являються багатофункціональними електронними приладами, використання яких дозволяє покращити техніко-економічні показники елементів автоматики, підвищити їх ефективність та створити якісно нові елементи на базі L-, C-негатронів. Проте на даний час відсутні систематичні теоретичні основи побудови елементів автоматики на базі L-, C-негатронів, зокрема не досліджені такі важливі питання як енергетичні властивості L-, C-негатронів, стійкість і чутливість електронних схем з L-, C-негатронами та елементів автоматики на їх основі. Проблеми стійкості та чутливості актуальні для елементів на базі L-, C-негатронів ще й тому, що вони є потенційно-нестійкими, і взагалі є більш чутливими до зміни різних параметрів схеми.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Робота виконувалася на кафедрі проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури Вінницького державного технічного університету згідно з планом наукових досліджень Вінницького державного технічного університету і Міністерства освіти і науки України в рамках держбюджетних тем: 50-Д-223 "Розробка теоретичних основ негатроніки та математичного моделювання електронних кіл обробки сигналів" (2000-2001рр.), номер державної реєстрації 0100U002932; 50-Д-259 "Дослідження фізико-технічних процесів в багатоелектродних потенційно-нестійких структурах і розробка методів та засобів моделювання енергетично-ефективних інформаційних пристроїв на базі принципів динамічної негатроніки" (2002р.), номер державної реєстрації 0102U002259, у виконанні яких автор брав безпосередню участь в якості відповідального виконавця, і відповідає пріоритетному напрямку розвитку науки та техніки в Україні "5. Нові комп'ютерні засоби та технології інформатизації суспільства".

**Мета і задачі досліджень.** Метою роботи є покращення технічних характеристик елементів автоматики за рахунок використання L-, C-негатронів.

Для досягнення поставленої мети розв'язуються наступні **задачі**:

1. Дослідження енергетичних властивостей L-, C-негатронів N- та S-типів та визначення взаємозв'язку між видом вебер-амперної, кулон-вольтової характеристик та еквівалентними схемами L-, C-негатронів.

2. Дослідження стійкості та визначення можливих режимів роботи електронних схем з L-, C-негатронами в залежності від співвідношення параметрів елементів еквівалентних схем L-, C-негатронів та параметрів навантаження.

3. Дослідження чутливості електронних схем з L-, C-негатронами в залежності від виду включення L-, C-негатронів в електронне коло та співвідношення параметрів елементів електронного кола та L-, C-негатронів.

4. Дослідження динамічних негатронів на базі біполярних і польових транзисторів як базових елементів при створенні ряду пристроїв автоматики на базі динамічних RLC-негатронів.

5. Дослідження коливальних контурів з L-, C-негатронами, що є базовими елементами при створенні ряду пристроїв автоматики.

6. Розробка та дослідження ряду елементів автоматики на базі L-, C-негатронів (індуктивних та ємнісних сенсорів на базі L-, C-негатронів, аналогових високочастотних ключів на C-негатронах).

**Об'єктом досліджень** є процес створення високоефективних елементів автоматики на базі L-, C-негатронів.

**Предметом досліджень** є стійкість та чутливість елементів автоматики на базі L-, C-негатронів.

**Методи досліджень.** Використані в дисертаційній роботі методи базуються на: теорії апроксимації для апроксимації вебер-амперних і кулон-вольних характеристик L-, C-негатронів N-, S-типів; теорії стійкості для визначення умов стійкості та можливих режимів роботи навантажених L-, C-негатронів та елементів автоматики на їх основі; теорії чутливості для визначення абсолютних та відносних чутливостей електронних схем з L-, C-

негатронами та елементів автоматики на їх основі; теорії аналізу електронних схем для визначення основних параметрів елементів автоматики на базі L-, C-негатронів; теорії планування експерименту та комп'ютерному моделюванні для експериментальної перевірки одержаних теоретичних положень.

**Наукова новизна одержаних результатів.** В роботі отримані наступні наукові результати:

1. Вперше визначенні енергетичні властивості L-, C-негатронів, що дозволило визначити взаємозв'язок між видом вебер-амперної, кулон-вольтної характеристик та еквівалентними схемами L-, C-негатронів.

2. Вперше визначені умови стійкості та можливі режими роботи навантажених L-, C-негатронів N-, S-типів, що дозволило показати, що L-, C-негатрони є універсальними багатофункціональними елементами, і в залежності від параметрів навантаження та положення робочої точки L-, C-негатронів можна одержати такі режими роботи електронних схем з L-, C-негатронами: генерація релаксаційних коливань, робота в якості нелінійного елемента (детектування, змішування, обмеження) з підсиленням, перемикання, підсилення.

3. Вперше визначена чутливість електронних схем з L-, C-негатронами в залежності від типу включення L-, C-негатронів та співвідношення параметрів елементів електронного кола та L-, C-негатронів, що дозволило показати, що наявність в колі від'ємної індуктивності (ємності) призводить до збільшення чутливостей сумарної індуктивності (ємності) схеми. Використання даної властивості електронних схем з L-, C-негатронами зокрема дозволяє підвищити чутливість індуктивних та ємнісних сенсорів, а відповідно і точність вимірювання неелектричних фізичних величин.

4. Дістало подальший розвиток дослідження впливу зворотного зв'язку на параметри динамічних негатронів на біполярному та польовому транзисторах в схемах включення з спільним емітером і спільним витоком, визначені умови стійкості та чутливості вихідного опору таких динамічних негатронів,



що дало необхідне теоретичне підґрунтя для використання їх як базових елементів при створенні ряду пристроїв автоматики на базі динамічних RLC-негатронів.

5. Вперше визначені характеристики послідовного та паралельного коливальних контурів з L-, C-негатронами, визначені умови стійкості та чутливості, що дозволяє створювати нові високоефективні пристрої автоматики на їх основі.

**Практичне значення одержаних результатів.** Використання одержаних результатів дозволяє покращити технічні характеристики існуючих елементів та пристроїв автоматики та розробити нові високоефективні пристрої на базі L-, C-негатронів.

На основі одержаних теоретичних положень розроблені схеми високочутливих індуктивних та ємнісних негасенсорів на схемотехнічних аналогах L-, C-негатронів, чутливість яких більша в 20 - 40 разів у порівнянні до прототипів. При цьому крутизна перетворення даних негасенсорів є частотонезалежною в широкому діапазоні частот.

В результаті проведених досліджень запропоновано схеми широкосмугових аналогових високочастотних ключів на C-негатронах, що характеризуються малими втратами сигналу в режимі “відкрито” або підсиленням, малими габаритами та вагою, електричним керуванням та надмалими керуючими потужностями, можливістю виготовлення в напівпровідниковій інтегральній схемі. Відносна смуга пропускання розроблених ключів становить понад 160% і якість понад 800. Залежність коефіцієнтів затухання ключів від напруги зміщення C-негатронів дозволяє використовувати їх в якості атенуаторів з електронним керуванням.

Результати досліджень проваджені та використовуються в НДІ “Гелій” (м. Вінниця), ВАТ "Укртелеком" – Центр інформаційних технологій та технічного забезпечення (м. Хмельницький), а також в навчальному процесі в Вінницькому державному технічному університеті на кафедрі проектування

комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури при вивченні дисциплін "Основи негatronіки" та "Електронні пристрої на елементах з негативним опором", в навчальному процесі Технологічного університету Поділля при вивченні дисципліни "Основи негatronіки". Впровадження підтверджуються відповідними актами.

**Особистий внесок здобувача.** Всі результати, що складають основний зміст дисертаційної роботи, отримані автором самостійно. У публікаціях, написаних у співавторстві, здобувачеві належить: визначення математичних виразів для оцінки впливу зворотного зв'язку на параметри багатокаскадних інформаційних пристроїв [4]; визначення математичних виразів для оцінки впливу кола зворотного зв'язку на параметри динамічних негatronів на біполярному [5] та польовому [6] транзисторах; дослідження енергетичних властивостей L- [7] та C-негatronів [8]; аналіз чутливості електронних кіл з L-, C-негatronами, схеми індуктивних та ємнісних негасенсорів, визначення їх чутливості та умов стійкості [9- 11]; схеми високочастотних аналогових ключів на C-негatronах, визначення їх основних параметрів, умов стійкості та чутливості [12, 13]; визначення основних параметрів параметричних стабілізаторів на негatronах [14].

**Апробація результатів дисертації.** Основні положення і наукові результати дисертаційної роботи обговорювалися на: міжнародних науково-технічних конференціях: "Контроль і управління в складних системах" (м. Вінниця, 1999р.); "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах" (м. Хмельницький, 2001р.); "Людина і космос" (м. Дніпропетровськ, 2001р.); "Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке" (м. Харків, 2001р.); "Optoelectronic Information-Energy Technologies" (м. Вінниця, 2001р.); "Микроэлектронные преобразователи и приборы на их основе" (Баку-Сумгаїт, Азербайджан, 2001р.); "Контроль і управління в складних системах" КУСС-2001 (м. Вінниця, 2001р.); щорічних конференціях професорсько-викладацького складу, співробітників і студентів ВДТУ (1999 - 2002рр.); нау-

кових семінарах кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури ВДТУ.

**Обсяг і структура дисертації.** Дисертаційна робота складається з вступу, чотирьох розділів, що містять 88 рисунків і 6 таблиць, основних висновків по роботі, списку використаних джерел (199 найменування) і 7 додатків. Загальний обсяг дисертації складає 246 сторінок, з яких основний зміст викладено на 153 сторінках.

**Публікації.** За матеріалами дисертації опубліковано 15 друкованих праць [4-18], з яких 5 статей у наукових журналах, що відповідають переліку ВАК України, 2 депоновані статті, 7 публікацій у збірниках наукових праць міжнародних науково-технічних конференцій, один патент України.

*Автор вважає своїм обов'язком висловити вдячність науковому керівнику та всім співробітникам кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури ВДТУ, які допомогли в вирішенні поставлених завдань.*

# РОЗДІЛ 1

## АНАЛІЗ МЕТОДІВ ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ ТА ЧУТЛИВОСТІ ЕЛЕМЕНТІВ АВТОМАТИКИ НА БАЗІ НЕГАТРОНІВ

Технічні параметри інформаційних систем та систем керування в значній мірі визначаються пристроями, що входять до їхнього складу. Ефективність цих пристроїв залежить від використаної елементної бази. Для подальшого вдосконалення елементів автоматики необхідна розробка теорії побудови та пошук якісно нових принципів реалізації елементів, що відрізняються малим споживанням енергії, високою чутливістю, точністю, підвищеною швидкодією та надійністю, відносно малим об'ємом елементів, широким робочим діапазоном. В багатьох випадках цим вимогам відповідають негatronи – електронні прилади, що в деякому режимі роботи мають від'ємне значення основного диференційного параметра (від'ємні активний опір, індуктивність, ємність). Пристрої на базі негatronів, внаслідок наявності від'ємного диференційного основного параметру негatronів, є потенційно-нестійкими і при їх розробці важливе місце займають питання стійкості та чутливості.

В даному розділі розглянуті фізико-технічні рішення побудови фізичних негatronів та їх схемотехнічних аналогів. Проаналізовані існуючі методи дослідження стійкості та чутливості електронних схем і визначені напрямки подальших досліджень.

### **1.1. Аналіз фізико-технічних рішень побудови негatronів**

На даний час розроблена велика кількість негatronів, класифікувати які можна за різними ознаками, такими як принцип одержання від'ємного опору, вид вольт-амперної характеристики, частотний діапазон, кількість виводів, тощо. Узагальнена класифікація негatronів приведена на рис. 1.1. [19]. Динамічні негatronи мають від'ємне значення основного диференційного параме-

тра в деякому визначеному діапазоні частот. У статичних негатронів на основній характеристиці (вольт-амперна для R-негатронів, кулон-вольтна для С-негатронів, вебер-амперна для L-негатронів) спостерігається падаюча ділянка, де значення основного диференційного параметра є від'ємним. Статичні негатрони за формою основної характеристики поділяються на негатрони N- та S-типів [19].



Рис. 1.1. Узагальнена класифікація негатронів

Необхідною умовою появи від'ємного диференційного опору на клеммах електронного приладу, як показано в [20], є наявність позитивного зворотного зв'язку. Зворотний зв'язок може бути внутрішнім, зовнішнім або комбінованим. При цьому розрізняють фізичні негатрони, комбіновані та схемотехнічні аналоги негатронів.

### 1.1.1. Фізичні негатрони

Відмінною особливістю фізичних негатронів є те, що зворотний зв'язок в них внутрішній, тобто створюється фізичними процесами, що мають місце в

середині приладу, а не за рахунок передачі сигналу з виходу на вхід за допомогою зовнішнього кола. Як підкреслено в [21], наявність внутрішнього зворотного зв'язку фактично робить ці прилади функціональними елементами.

Розвиток електроніки спричинив появу досить великої кількості фізичних негатронів, в основі роботи яких лежать різні фізичні ефекти в газі [22 - 25], вакуумі [26 - 28], напівпровіднику. Початком розвитку напівпровідникової негатроніки необхідно вважати відкриття в 1922 р. інженером Нижегородської лабораторії О.В. Лосєвим падаючої ділянки на вольт-амперній характеристиці (ВАХ) напівпровідникового точкового діода [29]. Молодий вчений не тільки вперше одержав на ВАХ діода падаючу ділянку, але й вперше реалізував за допомогою такого діода регенеративний приймач - кристадин. Саме ці перші роботи О.В. Лосєва необхідно вважати початком "Ери" напівпровідникової електроніки [19].

Опанування діапазону надвисоких частот (НВЧ) призвело до пошуку нових фізичних ефектів і напівпровідникових приладів з від'ємним опором. Початком пошуку шляхів створення таких НВЧ напівпровідникових приладів можна вважати статтю Шоклі [30], що була опублікована в 1954 році. В статті автор пропонує ідею двохелектродного приладу з від'ємним опором, який виникає внаслідок ефекту часу прольоту. В якості першого прикладу він розглядає "діод з затримкою неосновних носіїв". В запропонованій ним  $p^+$ - $n$ - $p$ - або  $n^+$ - $p$ - $n$ -структурі неосновні носії, які інжектуються з  $p^+$ - $n$ -переходу, дрейфують до іншого  $p$ - $n$ -переходу з затримкою, що дорівнює часу прольоту. Другий прилад, запропонований Шоклі, - це  $p$ - $n$ - $p$ -структура, яка використовується в режимі проколу для забезпечення її уніполярності. Запропоновані ним ідеї пізніше були реалізовані в інжекційно-пролітних діодах (ІПД).

В тій же статті Шоклі розглядає можливість створення двоелектродного приладу, який виготовлений з однорідного напівпровідника, в якому під дією сильного електричного поля можуть спостерігатися відхилення від закону Ома, що призводять до появи від'ємного диференційного опору. Відхилення від закону Ома проявляється в зниженні швидкості носіїв при збільшенні на-

пруженості електричного поля, тобто в появі області від'ємної диференційної рухливості. Однак практичної реалізації ця ідея не одержала внаслідок ряду теоретичних недоробок. І тільки в 1963 р. Ганном (J.V. Gunn) були одержані перші експериментальні дані про існування прольотних коливань, що пов'язані з даною властивістю, в *GaAs* та *InP* [31]. А прилади, які використовують цей ефект, одержали назву "діоди Ганна" [32].

В 1958 р. професором Токійського університету Лео Есакі (L. Esaki) при дослідженні дуже вузьких сплавних переходів, виготовлених на сильнолегованому електронному германію, була одержана вольт-амперна характеристика N-типу [33]. Прилади, що використовують такі p-n переходи одержали назву тунельних діодів в наслідок того, що механізм проходження носіями p-n переходу базується на тунельному ефекті [34]. Потрібно зауважити, що тунельний діод не виправдав усіх сподівань, оскільки від нього не вдалося одержати великої вихідної потужності. Останнім часом проводяться інтенсивні дослідження двохбар'єрних резонансно-тунельних діодів (РТД) [35 - 38] внаслідок перспективності їх використання на надвисоких частотах. Так в [35] була показана можливість використання резонансно-тунельних діодів (РТД) для детектування на частотах до 2,5 ТГц, а в роботах [36] і [37] вдалося одержати генерацію на частотах до 420 ГГц в РТД на *GaAs/AlAs* та до 712 ГГц в РТД на *InAs/AlSb* при кімнатній температурі.

В 1958 р. Рід (W.T. Read) [39] запропонував використовувати для генерації НВЧ потужності діод з складною  $n^+p^-$ -структурою. В цьому приладі використовується поєднання ефектів лавинного множення, що базується на ударній іонізації, та часу прольоту електронів. Тому прилад одержав назву ІМПАТТ-діод (Impact Avalanche and Transit Time). В СРСР ці прилади одержали назву "лавинно-пролітні діоди" (ЛПД) і були винайдені А.С. Тагером та його співробітниками в 1959 р. [40, 41]. В закордонних публікаціях перше повідомлення про практичну реалізацію ЛПД з'явилося в 1965 році [42].

Подальшим розвитком ЛПД є ТРАПАТТ-діод (Trapped Plasma Avalanche and Transit Time), що означає "лавинно-пролітний діод з захоплен-

ням плазми"). Для реалізації ТРАПАТТ-режиму, відкритого в 1966 р. [43], необхідна досить складна взаємодія між приладом та НВЧ схемою. Наприклад, ТРАПАТТ-підсилювач потребує налаштування за гармоніками та субгармоніками, а також використання ЛПД-режиму для запуску. Але, незважаючи на складність самого приладу та відповідної схеми, ТРАПАТТ-діоди відіграють провідну роль в фазових антенних ґратках, оскільки забезпечують можливість одержання високої імпульсної потужності на НВЧ ( $>100$  Вт), великого коефіцієнту заповнення (1-20%), високого коефіцієнту корисної дії ( $>25\%$ ) та ширину смуги пропускання в підсилювачах не менше 15%. Однак цим приладам притаманні й недоліки: процесу ударної іонізації властиві значні шуми, тому підсилювачі на їх основі також будуть мати великі шуми; процес ударної іонізації потребує великої потужності для одержання значних електричних полів.

В 1971 р. вперше була одержана генерація в НВЧ діапазоні за допомогою інжекційно-пролітних діодів [44], теоретичні основи роботи яких були обґрунтовані ще в 1954 році Шоклі (W. Shockley) [30]. В ряді публікацій ці діоди одержали назву "БАРІТ-діоди" (Barrier Injection Transit Time Diodes). Маючи, як і ЛПД, динамічний від'ємний опір в діапазоні НВЧ, в них не використовується режим лавинного множення носіїв і, як наслідок, відсутні недоліки, що притаманні ЛПД.

Всі вище розглянуті діоди з від'ємним активним опором призначені для роботи в діапазоні НВЧ і здатні працювати при відносно невеликих значеннях потужності сигналу та робочих струмах. На низьких частотах значне поширення одержали чотирьохшарові напівпровідникові структури типу р-п-р-п та їх різні модифікації, що мають від'ємний опір, в основі роботи яких лежить тиристорний ефект, обумовлений лавинним множенням носіїв в закритому середньому р-п переході. Найбільш широке застосування одержали двохелектродні (диністори) та трьохелектродні (тиристори) р-п-р-п структури. Крім того, відомі р-п-р-п структури з чотирма електродами (біністори [45]) та тиристори з чутливими та нечутливими електродами. Найбільш систематичне дослідження таких тиристорних негатронів проведені С.А. Гаряїновим та



Н.Д. Абезгаузом [20, 46, 47]. Ці прилади можуть працювати в режимі підсилення, генерування та перемикання. Їм притаманні велика економність за живленням при роботі в ключовому режимі, здатність комутувати сигнали великої потужності. Вони, теоретично, є багатофункціональними приладами за допомогою яких можна здійснювати широку уніфікацію радіоелектронних приладів. Але практична галузь їх застосування обмежується в основному пристроями імпульсної техніки, що пояснюється рядом суттєвих недоліків. До них відносяться: низька температурна стабільність, підвищена нестійкість та велика чутливість коефіцієнту перетворення пристрою до зміни від'ємного опору, низька економічність за живленням при роботі в лінійному режимі, високі напруги живлення та малий частотний діапазон.

Дослідження ефекту лавинного множення в колекторному переході біполярного транзистора призвело до створення лавинного транзистора, на ВАХ якого є ділянка від'ємного опору [48, 49], Теоретичні дослідження таких негатронів та імпульсних пристроїв на їх основі проведені В.П. Дьяконовим [50]. Наявність між емітером та колектором лавинного транзистора індуктивного імпедансу з від'ємною дійсною складовою стало передумовою використання його в якості високодобротного напівпровідникового аналогу індуктивності [51]. Але великі шуми таких негатронів, обумовлені лавинним ефектом та низька температурна стабільність зробили використання лавинних транзисторів в такій якості безперспективним.

Тепловий механізм появи від'ємного опору спостерігається в терморезисторах [52]: термісторах – приладах з вольт-амперною характеристикою S-типу; та позисторах – з ВАХ N-типу. В схемах з терморезисторами, внаслідок великих значень постійних часу, перехідні процеси протікають повільно, в них також виникають релейні ефекти та автоколивання.

Технологічні методи створення планарних напівпровідникових приладів досягли досить високої досконалості. Тому негатрони на n-p-переходах можуть мати відносно велику надійність та відтвореність. Але процес їх виготовлення є трудомістким, оскільки потребує від двох до чотирьох високотем-

пературних процесів окислення і дифузії та відповідної кількості процесів фотолітографії. З цієї точки зору більш перспективними є аморфні та полікристалеві напівпровідникові плівки, в яких разом з від'ємним опором спостерігається ще й ефект перемикання з запам'ятовуванням. При прикладенні до плівки деякої порогової напруги вона стрибком переходить в низькоомний стан і зберігає його навіть при відключеному живленні. Перше повідомлення в 1969 р. про спостереження від'ємного опору в склоподібних напівпровідниках [53] дало поштовх до створення різних негатронів на основі халькогенідних матеріалів. Дослідження в цьому напрямку активно ведуться під керівництвом професора Ф.Д. Касимова [54]. На даний час напівпровідникових негатронів створено більше двох десятків різновидів (рис. 1.2) [19].

Загальним суттєвим недоліком всіх розглянутих вище напівпровідникових негатронів є залежність їх від'ємного опору від фізичних властивостей напівпровідникових кристалів та фізичних процесів в них, а прагнення використовувати лише внутрішній позитивний зворотний зв'язок в кристалі накладає жорсткі вимоги до технології виготовлення таких негатронів, ускладнює виробництво ідентичних приладів та подальше їх використання. Ці недоліки при створенні транзисторних негатронів були частково подолані шляхом реалізації комбінованого зворотного зв'язку: частково внутрішнього – за рахунок часу затримки неосновних носіїв в базі транзистора; частково – за рахунок введення кола зовнішнього зворотного зв'язку.

Початком цього напрямку можна вважати 1956 р., коли Ямагучі (J. Yamaguchi) дослідив негатрон на транзисторі, включений за схемою з спільним колектором та індуктивним колом зворотного зв'язку між базою та колектором [55]. В подальшому були дослідженні різні модифікації такого негатрона, який одержав назву "індуктивний транзистор", так як він виявився перспективним для використання в якості напівпровідникового аналога індуктивності. Систематизація та подальший розвиток цього наукового напрямку зроблені професором М.А. Філінюком в роботах [54, 56, 57], де запропоновано розглядати транзистор як узагальнений перетворювач імітанса та вияв-



Рис. 1.2. Класифікація напівпровідникових негatronів

лено фізичний механізм появи динамічного від'ємного опору на його клеммах. Вагомий внесок в розвиток даного напрямку зроблений професором Осадчуком В.С. [58]. Слід відзначити успішне використання цього негатрона в різних аналогових НВЧ пристроях, напівпровідникових аналогах індуктивності, активних фільтрах, генераторах, перетворювачах, мільтиплексорах, активних антенах, мікроелектронних частотних перетворювачах, пристроях з оптоелектронним керуванням, тощо [18, 54 – 72].

На відміну від розглянутих вище R-негатронів, теорія та практика створення та використання L-, C-негатронів дістала значно менший розвиток. Першою систематичною роботою, в якій розглядаються деякі властивості L- та C-негатронів можна вважати монографію Ф. Бенінга [2]. Використання приладів з від'ємною диференційної ємністю дозволяє: збільшити крутизну фронтів імпульсів [2]; компенсувати паразитні додатні ємності; збільшити смугу пропускання підсилювачів [73]; покращити характеристики активних фільтрів; одержати надчутливі сенсори [3]; створити новий клас напівпровідникових елементів електронної техніки з індуктивним характером імпедансу, технологічний процес виготовлення яких сумісний з технологічним процесом виготовлення інтегральних мікросхем [74]; одержати нові схемотехнічні рішення для елементів і пристроїв аналогової та цифрової техніки.

Ефект від'ємної ємності спостерігається в різних напівпровідникових структурах в різних умовах [75-86]. Проте, не зважаючи на інтенсивні дослідження, що ведуться в цьому напрямку, механізм появи від'ємної ємності ще остаточно нез'ясований. Так, дослідженню властивостей від'ємної ємності, що реалізована на тунельному діоді, присвячена робота [76]. В [77] розглянута від'ємна ємність кремнієвого діода з глибоким рівнем пасток з домішками золота, показана відмінність даного явища від аналогічного в діодах без домішок та дається пояснення на основі ефектів заряду та розряду глибоких пасток. Від'ємна ємність спостерігається в різних гетероструктурах на основі кремнію [78]. В діодах з бар'єром Шоткі  $NiSi_2-n-Si$  [79],  $NiSi_2-n-Si$ ,  $Pd-n-Si$ ,  $Pd-n-GaAs$  [80],  $WN_x-n-GaAs$  [81],  $Al-n-GaAs$  [82] від'ємна ємність спостерігається

при прямих напругах зміщення. В гетероструктурі  $Ni-TiO_2-p-Si$  ефект від'ємної ємності спостерігається при зворотній напрузі на бар'єрі Шоткі  $Ni-TiO_2$  [74]. В структурі типу метал-діелектрик-метал, виготовленої з  $ZnS$  з домішкою  $Mn$ , від'ємна ємність спостерігається при відносно високих електричних полях в умовах ударної іонізації, незалежно від полярності прикладеної напруги [83]. Ефект від'ємної ємності в однорідних (без бар'єрів) напівпровідникових структурах досліджується в [84], де показано, що від'ємна ємність виникає, якщо провідність в структурі має інерційний характер і реактивна компонента струму перевищує максвелівський струм зміщення. Від'ємна ємність спостерігається в аморфних напівпровідниках поблизу порогової напруги та в області від'ємного опору [85]. Наявність поряд з індуктивним, за знаком, імпедансом від'ємного активного опору дозволяє суттєво підвищити добротність. Окрім цього, значення індуктивного імпедансу в значній мірі залежить від режиму за постійним струму, та ним можна керувати, наприклад, впливом світла. Але аморфні напівпровідники мають такі суттєві недоліки як нестабільність та деградація параметрів. Тому з точки зору підвищення стабільності та надійності характеристик більш перспективними є полікристалічні напівпровідники. Ефект від'ємної ємності в тонких плівках полікристалічного кремнію розглядається в роботах [54, 86].

Публікацій по створенню фізичних L-негатронів практично не існує. Проте можливість фізичної реалізації від'ємної диференційної індуктивності можна показати на такому простому прикладі. Візьмемо котушку індуктивності, намотану без каркаса високоомним проводом. В нормальних умовах збільшення струму через котушку індуктивності призведе до збільшення її потокощеплення, при цьому значення індуктивності залишається постійним. При подальшому збільшенні струму, провід котушки почне нагріватися, міжвиткова відстань збільшуватися і, як наслідок, зменшуватися потокощеплення. Тобто на вебер-амперній характеристиці такої котушки індуктивності ми отримаємо падаючу ділянку, на якій значення диференційної індуктивності буде від'ємним.

Проведений аналіз фізичних негатронів показав наявність досить розвинутої теорії та практики створення та використання фізичних R-негатронів, на відміну від L- та C-негатронів. Тільки напівпровідникових R-негатронів розроблено більше двох десятків. Досягнення напівпровідникової негатроніки знаходять широке застосування в різноманітних електронних системах. Проводяться інтенсивні дослідження по вдосконаленню існуючих негатронів, створенню нових та вивченню різних фізичних процесів, що лежать в основі їх роботи. Фактично RLC-негатрони є багатофункціональними приладами. Розробка елементів та пристроїв автоматики на базі негатронів в багатьох випадках дозволяє значно покращити їх техніко-економічні показники, чим пояснюється значна увага до цих приладів.

### **1.1.2. Схемотехнічні аналоги негатронів**

Недоліки, притаманні фізичним негатронам, можна в значній мірі зменшити шляхом створення аналогів негатронів на базі різних схемотехнічних комбінацій активних приладів. В таких схемотехнічних аналогах негатронів наявність від'ємного диференційного опору обумовлена дією зовнішніх позитивних зворотних зв'язків. Однією з перших фундаментальних робіт в цьому напрямку можна вважати монографію С.А. Гаряїнова та І.Д. Абезгауза [20]. Подальший розвиток цей напрямок негатроніки одержав в відомих роботах Х. Стедлера [87], Л.Н. Степанової з співавторами [88], О.Н. Негоденко [89], Нільсона, Уїлсона та інших. Розвинута в роботах цих авторів теорія синтезу аналогів статичних негатронів N- та S-типу дозволила створити значну кількість різноманітних схемотехнічних рішень для широкого класу як аналогових, так і ключових електронних пристроїв різного функціонального призначення [88 - 93].

Весь клас схемотехнічних аналогів негатронів, виконаних на транзисторах, можна умовно поділити на декілька груп [90]. До першої групи відносяться аналоги, побудовані на біполярних транзисторах одного типу провід-

ності. До другої групи – аналоги на транзисторах різного типу провідності, але які не утворюють еквівалент р-п-р-п-структури. До третьої – транзисторні еквіваленти р-п-р-п-структури. До четвертої – аналоги на польових або МОН (метал-окисел-напівпровідник) транзисторах, до п'ятої групи – схмотехнічні аналоги, виконані на польових та біполярних транзисторах, до шостої – на операційних підсилювачах (рис. 1.3.).

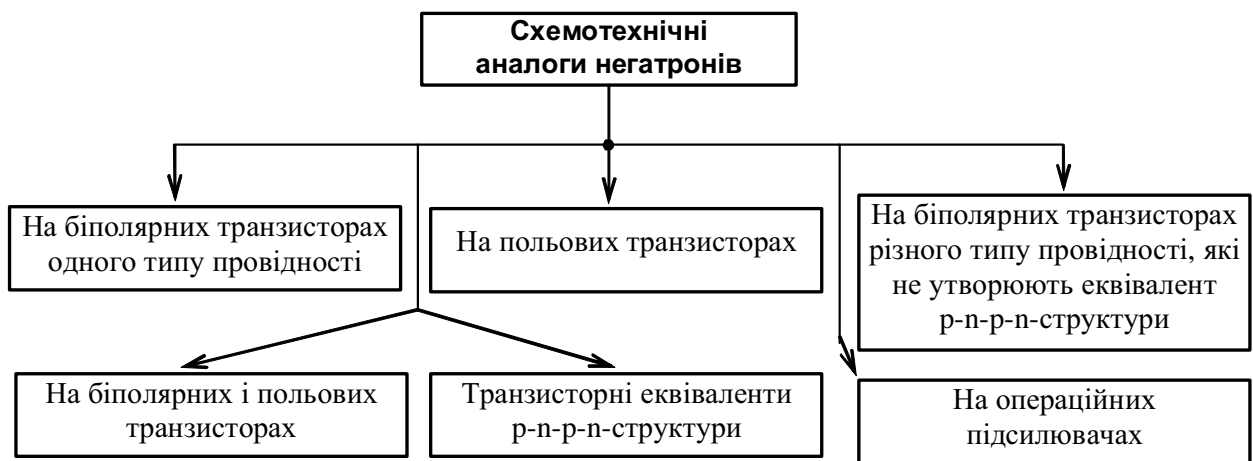


Рис. 1.3. Узагальнена класифікація схмотехнічних аналогів негатронів

Аналоги негатронів, побудовані на транзисторах одного типу провідності, утворюють відносно невелику групу. Вони, в більшості, мають вольт-амперну характеристику N-типу. Регулюванням опорів резисторів в колах зворотних зв'язків можна змінювати ВАХ цих пристроїв. Питання синтезу таких негатронів розглянуті в роботах [91-94] та інших. Недоліками цих негатронів є обмежений діапазон зміни ВАХ та невисокий запас стійкості.

Для синтезу аналогів з вольт-амперною характеристикою S-типу використовують методи синтезу, в основу яких покладено принцип струмового дзеркала [90, 95-97]. Синтез таких негатронів може здійснюватися як на транзисторах одного, так і на транзисторах різного типу провідності. Окрім того, відома група аналогів, побудованих на комплементарних транзисторах, які не утворюють еквіваленти р-п-р-п-структури [90]. Необхідно відмітити симетрію

побудови таких негатронів, а також ту обставину, що в якості активних елементів використовуються біполярні, польові та МДН (метал-діелектрик-напівпровідник)-транзистори. Такі аналоги ефективно працюють як в області низьких, так і високих частот.

Поміж схмотехнічних аналогів негатронів, побудованих на транзисторах різного типу провідності, можна виділити одну велику групу, основу якої складає транзисторний еквівалент р-п-р-п-структури [90, 98-102]. Чотирьохшарову структуру р-п-р-п-типу мають тиристори і динистори. Але відмінність між транзисторними еквівалентами р-п-р-п-структури та цими приладами суттєва як за енергетичними, так і за часовими показниками. Загальним для них є наявність позитивного зворотного зв'язку, індуктивного характеру реактивності, а також ВАХ S-типу. За рахунок використання різних схмотехнічних рішень та введення негативного зворотного зв'язку в еквівалент р-п-р-п-структури можна значно покращити технічні характеристики таких негатронів. В цих пристроях, за рахунок зміни глибини позитивних та негативних зворотних зв'язків, найпростіше всього здійснюється незалежне керування умовами включення та виключення, можна в значній мірі змінювати ВАХ, одержувати від'ємний, нульовий та додатний диференційний опір. На їх основі створені не тільки імпульсні, але й аналогові пристрої (підсилювачі, стабілізатори напруги, напівпровідникові аналоги індуктивності, фільтри, генератори і т.д. [88, 93, 103, 104]).

Серед відомих пристроїв з від'ємним опором особливе місце, за практичним значенням, займають каскодні аналоги негатронів з зміщеною вздовж вісі струмів ВАХ [90], а також пристрої з динамічним від'ємним опором. У відомих каскодних аналогів негатронів ВАХ S-типу спостерігається між двома визначеними клемми при подачі загального живлення на інші дві клемми. При цьому ділянка від'ємного опору на ВАХ перетинає вісь напруг при нульовому струмі. Тому каскодні аналоги негатронів (КАН), як правило, не потребують використання резисторів навантаження або джерел струму для переведення робочої точки на ділянку від'ємного опору. Всі КАН є конверторами



від'ємного опору, що значно розширює галузь їх застосування. В свою чергу, пристрої з динамічним від'ємним опором відрізняються простотою побудови та високими робочими частотами.

Основою для побудови КАН було каскодне ввімкнення двох електронних ламп, що використовувалися для реалізації автогенератора [105]. Поява біполярних та польових транзисторів дозволила створити більше тридцяти варіантів КАН. В них використовуються емітерні та витоківі повторювачі як на транзисторах одного, так і різних типів провідності. Теорія синтезу та використання каскодних аналогів негатронів докладно висвітлена в роботах [89, 90, 106, 107].

Використання різних схемотехнічних рішень дозволяє також створювати негатрони, що мають на ВАХ декілька ділянок від'ємного диференційного опору. В літературі такі негатрони одержали назву "багатостабільні" або "багатостійкі" [108]. На основі таких негатронів можна створювати прості та надійні схеми лічильників, пристрої, що поєднують у собі функції стабілізатора струму та напруги, генератори декількох частот, підсилювачі з змінним коефіцієнтом підсилення, запам'ятовуючі пристрої з підвищеною інформаційною ємністю [98].

Від'ємний опір, від'ємну ємність та від'ємну індуктивність схемотехнічно досить легко одержати за допомогою підсилювача, охопленого позитивним зворотним зв'язком [52, 109], перетворювачів імітанса: конверторів та інверторів [110].

Проведений аналіз показав наявність досить великої кількості схемотехнічних транзисторних аналогів негатронів, розвинутої теорії їх створення та використання. В схемотехнічних аналогах негатронів вдалося зменшити, а в ряді випадків виключити недоліки, які властиві фізичним негатронам, синтезувати пристрої з від'ємним опором та необхідними параметри ВАХ. Але схемотехнічні аналоги негатронів є більш громіздкими, в порівнянні з фізичними негатронами, так як в них використовується більша кількість елементів. Ряд технічних параметрів синтезованих пристроїв з від'ємним опором (на-

приклад, таких як верхня робоча частота, динамічний діапазон та інші) обмежується параметрами транзисторів, що використовуються та паразитними зв'язками. Так використання перехресних зв'язків обмежує діапазон використання схемотехнічних аналогів негatronів частотами до 1 ГГц.

## **1.2. Аналіз методів дослідження стійкості та чутливості негatronів і елементів автоматики на їх основі**

Питання стійкості та чутливості є одними з головних в теорії аналізу та синтезу електронних схем. Для елементів автоматики на базі негatronів ці питання важливі ще й тому, що вони є потенційно-нестійкими, і їх характеристики є більш чутливими до зміни різних параметрів.

### **1.2.1. Аналіз методів дослідження стійкості негatronів і елементів автоматики на їх основі**

Наявність в електричному колі R-, L-, C-негatronів ставить задачу визначення умов стійкості, так як режим роботи електронної схеми в даному випадку може бути як стійким, так і нестійким.

Основи загальної теорії стійкості були закладені видатним російським математиком О.М. Ляпуновим, який в 1892 р. випустив книгу "Общая задача об устойчивости движения", що неодноразово перевидавалася [111]. В теорії стійкості розрізняють стійкість "в малому", стійкість "в великому", стійкість "в цілому", стійкість за Ляпуновим, асимптотичну, орбітальну, робастну, абсолютну та умовну стійкості [52, 112-114]. В більшості практичних задач виконують дослідження стійкості "в малому".

Процеси в реальних системах в більшості випадків описуються нелінійними диференціальними рівняннями. Проте часто дослідження стійкості "в малому" здійснюється за рівняннями першого наближення. У відповідності до теорем О.М. Ляпунова [115], якщо хоча б один корінь характеристичного рів-

няння (при дійсних коренях) буде додатним або буде додатною дійсна частина комплексних коренів, то це буде свідчити проте, що виниклий приріст буде не зменшуватися, а збільшуватися з часом, тобто рух, який досліджується, буде нестійким. Якщо ж всі дійсні корні характеристичного рівняння будуть від'ємними, а всі комплексні корені будуть мати від'ємні дійсні частини, то рух, який досліджується, буде стійким. При наявності нульового кореня та (або) чисто уявних коренів для дослідження стійкості необхідно враховувати також і другу степінь приросту, тобто відкинуті при лінеаризації члени.

Так як не всі нелінійні рівняння можуть бути лінеаризовані, то, відповідно, і метод лінеаризації, або перший метод Ляпунова, не завжди можна застосовувати. Зокрема, цей метод не можна застосовувати до систем з суттєво нелінійними ланками. В даному випадку дослідження стійкості "в великому" та орбітальної стійкості виконують, в основному, шляхом аналізу ходу інтегральних кривих на фазовій площині або шляхом використання прямого (другого) методу Ляпунова. Питання дослідження стійкості нелінійних систем розглянуті в роботах [118 - 120] та інших.

Дослідження стійкості здійснюють аналітичним шляхом, на математичних чи фізичних моделях. Аналітичний аналіз стійкості лінійних (лінеаризованих) систем шляхом прямого знаходження коренів характеристичного рівняння зустрічається з практичними складнощами, що пов'язані з відсутністю аналітичних виразів для коренів рівнянь степені вище четвертої, для рівнянь третього та четвертого порядків існуючі вирази малозручні. Тому використовують критерії стійкості, котрі дозволяють робити висновки про розташування коренів, а відповідно, й про стійкість системи без розв'язку характеристичного рівняння. Опис різних критеріїв стійкості приведений в відомій літературі [114, 115, 118, 121, 122]. Всі вони математично еквівалентні, так як відповідають на питання – чи всі корені характеристичного рівняння розміщені в лівій напівплощині. Практичне використання того чи іншого критерію визначається характером задачі та засобами, що має дослідник.

Існуючі критерії стійкості поділяються на дві групи: алгебраїчні та час-

тотні критерії. Алгебраїчні критерії стійкості дозволяють робити висновок про стійкість системи за коефіцієнтами характеристичного рівняння. Створення алгебраїчних критеріїв пов'язано з іменами англійського математика Рауса (1877 р.) та швейцарського математика Гурвіца (1895 р.) - критерій Рауса-Гурвіца [115]. Алгебраїчні критерії застосовують для систем з кінцевим числом зосереджених параметрів. В випадку комплексних коефіцієнтів характеристичних рівнянь про стійкість системи можна судити за допомогою критерію Ерміта-Гурвіца [123]. Використання цифрових обчислювальних машин призвело до появи специфічного алгебраїчного критерію стійкості В.І. Зубова [124, 125].

До недоліків алгебраїчних критеріїв слід віднести значний об'єм обчислювальних операцій та складність виразів, що мають місце при встановленні впливу зміни параметрів системи на її стійкість в тих випадках, коли порядок рівнянь високий.

Частотні критерії стійкості дозволяють робити висновок про стійкість систем за видом їх частотних характеристик. Ці критерії є графоаналітичними і знайшли широке використання, так як дозволяють відносно легко досліджувати стійкість систем високого порядку, а також мають просту геометричну інтерпретацію та наочність. Частотні критерії стійкості можна застосовувати для систем з розподіленими параметрами. Поміж частотних критеріїв стійкості можна виділити критерій Михайлова [126, 127], критерій Найквіста та імітансний критерій стійкості [122].

В теорії підсилювальних пристроїв найбільш часто використовують імітансний критерій стійкості. Імітансний критерій стійкості відноситься до групи частотних критеріїв, за допомогою яких висновок про стійкість кола робиться шляхом аналізу характеристичного багаточлена кола або функції, що виражається через нього, в області дійсних частот ( $p = j\omega$ ). В якості такої функції в імітансному критерії стійкості розглядається імітанс  $W(p)$ , який визначається між деякими двома полюсами кола. Імітансний критерій стійкості можна сформулювати як наслідок, що витікає з більш загального критерію

Михайлова [122]. Використання цього критерію доцільно в тих випадках, коли складання характеристичного рівняння кола або визначення таких функцій кола, як зворотна різниця або зворотне відношення є важко здійсненим, а функція імітанса кола розраховується або вимірюється з високою точністю.

Імітансний критерій стійкості був запропонований ще до появи критеріїв Найквіста (1932 р.) та Михайлова (1938 р.) і застосовувався в роботах В.І. Сифорова (1931 р.) [128], Н.І. Чистякова [129] та інших. В роботі Куликовського А.А. [122] було обґрунтовано використання даного критерію для дослідження стійкості активних лінеаризованих кіл. Імітансний критерій стійкості можна застосовувати для кіл, у яких раціональна функція  $W(j\omega)$  не має полюсів в правій напівплощині  $p$ , а степінь полінома чисельника  $W(j\omega)$  відрізняється від степені полінома знаменника не більше ніж на одну одиницю [130].

При дослідженні стійкості систем часто необхідно не тільки встановити факт існування стійкості або нестійкості системи, але й визначити межі зміни значень одного або декількох параметрів в області, у межах якої система є стійкою або нестійкою. Знання області стійкості або нестійкості системи (особливо, якщо ці параметри можливо налаштувати) має велике практичне значення, так як дозволяє в процесі проектування або налаштування правильно вибрати параметри системи.

Для дослідження впливу різних параметрів системи на її стійкість розроблені спеціальні методи:

а) аналіз переміщення коренів характеристичного рівняння в площині коренів та побудова кореневих годографів – метод кореневого годографа [131-133];

б) побудова областей стійкості в просторі параметрів системи або коефіцієнтів характеристичного рівняння.

До переваг методу кореневого годографа можна віднести наочність та простоту дослідження впливу окремих параметрів системи на її динамічні властивості. До недоліків метода можна віднести те, що для знаходження ко-

ренів замкнутої системи необхідно знати корені розімкнутої системи та хоча б один корінь замкнутої системи, що не завжди є зручним. Даний метод добре розроблений для характеристичних рівнянь з дійсними коефіцієнтами.

При побудові областей стійкості в просторі параметрів системи або коефіцієнтів характеристичного рівняння для знаходження границь областей можна використовувати будь-який критерій стійкості. Використання критерію стійкості Гурвіца вважається доцільним, якщо характеристичне рівняння замкнутої системи має невисокий порядок, тобто  $n \leq 4$ . В іншому випадку обчислення можуть виявитися занадто складними. Критерій Михайлова можна використовувати при будь-якому порядку характеристичного рівняння. Метод побудови областей стійкості для одного та двох параметрів, які входять лінійно в характеристичне рівняння, був запропонований Ю.І. Неймарком [134, 135] і названий ним метод D-розбиття. Цінність D-розбиття як методу побудови границь стійкості в тому, що він дозволяє відразу визначити точні границі області стійкості на площині параметрів, тобто метод не потребує будь-якої спрямованої процедури для знаходження першої точки границі. Побудова D-розбиття та виділення області стійкості справедливе як у випадку дійсних, так і комплексних коефіцієнтів (параметрів) характеристичного рівняння. Але властивості методу такі, що окрім дійсних кривих, з'являються додаткові, котрі ускладнюють визначення потрібної області. Недоліком методу є також його недостатня універсальність, змінні параметри повинні входити в коефіцієнти характеристичного рівняння лінійно. Метод D-розбиття може бути в значній мірі вдосконалений та орієнтований на використання ЕОМ. Одним з можливих шляхів вдосконалення методу є використання поліномів Чебишева [112]. Використання ЕОМ також дозволяє виконувати побудову областей стійкості простим перебиранням великої кількості точок на площині параметрів та визначенням числа коренів в правій напівплощині на основі критерію Рауса [121].

Використання сучасної обчислювальної техніки для аналізу стійкості систем дозволяє значно спростити та прискорити процедуру одержання кін-

цевих результатів, підвищити інформаційну цінність як багатьох традиційних методів, так і нових, поширити їх на системи більшої розмірності, виконувати дослідження не тільки за одним, але й за декількома параметрами, здійснити сервісне представлення результатів у вигляді графіків, таблиць, розрахункових даних. При цьому можна використовувати також і методи безпосереднього знаходження коренів (Ньютона, Мюлера, Берстоу) [136]. Судити про стійкість деякої системи можна також шляхом комп'ютерного моделювання її роботи. Для моделювання роботи електронних схем можна використовувати такі відомі програми як PSpice, MicroCap, Electronics WorkBench та інші [137].

Використання приведених критеріїв стійкості дозволяє зробити висновок, чи всі нулі лежать в лівій напівплощині  $p$ , але ці критерії не показують наскільки віддалені нулі від границі правої напівплощини (від вісі дійсних частот  $j\omega$ ), тобто наскільки віддалена система від нестійкого стану. Таку віддаленість системи від нестійкого стану можна характеризувати ступенем стійкості  $\xi$ , поняття про яку ввів Я.З. Ципкін [138, 139].

При використанні частотного критерію стійкості Найквіста для оцінки ступеня стійкості системи вводять поняття запасів стійкості за фазою та за модулем, під якими розуміють відстань між годографом  $W(j\omega)$  та критичною точкою  $(-1; j0)$  [115]. Відзначимо простоту та наочність визначення запасу стійкості системи в даному випадку.

При використанні імітансного критерію стійкості для оцінки запасу стійкості системи використовують коефіцієнт стійкості, який характеризує відносну віддаленість  $\text{Re}W_{\Sigma}$  від точки перетворення в нуль. Форма коефіцієнта може бути різною в залежності від міркувань, що покладені в основу його визначення [122, 140-146]. Найбільш зручним є коефіцієнт внутрішньої стійкості активного чотириполосника в формі, що запропонував Роле [145]:

$$K_{\text{с.вн}} = \frac{2 \text{Re}W_{11} \text{Re}W_{22} - \text{Re}(W_{12}W_{21})}{|W_{12}W_{21}|}.$$

Індекс при  $K_{\text{с.вн}}$  вказує на те, що цей коефіцієнт залежить тільки від внутрішніх параметрів самого активного чотириполосника. Величини  $K_{\text{с.вн}}$

лежать в межах інтервалу  $(-1; +\infty)$ . Активний чотириполіусник є потенційно стійким, якщо  $K_{с.вн} > 1$  і потенційно нестійким при  $K_{с.вн} < 1$ . Границі потенційної стійкості відповідає значення  $K_{с.вн} = 1$ .

В такій формі коефіцієнт внутрішньої стійкості чотириполіусника  $K_{с.вн}$  має простий зв'язок з максимально досяжним коефіцієнтом передачі активного чотириполіусника за потужністю та, що є дуже важливим, є інваріантним до виду  $W$ -матриці [130]. Останнє означає, що числове значення  $K_{с.вн}$  не залежить від вибору системи параметрів: при використанні будь-якої системи, наприклад  $y$ -,  $z$ -,  $h$ - або  $g$ -параметрів, чисельна величина  $K_{с.вн}$  для даного чотириполіусника (за однакових інших умов) буде однаковою.

Визначення коефіцієнта внутрішньої стійкості  $K_{с.вн}$  чотириполіусника можна здійснити декількома методами та засобами: вимірюванням  $W$ -параметрів чотириполіусника [145]; вимірюванням коефіцієнтів прямої  $K_{ном21}$  та зворотної  $K_{ном12}$  передач чотириполіусника в режимі двостороннього узгодження [147]; або вхідного імпеданса  $W_{вх}$  чотириполіусника при зміні в широких межах його реактивного навантаження  $\text{Im}W_{н}$  [148].

При використанні першого методу, для виміру  $W$ -параметрів чотириполіусника можна використовувати відомі методи та вимірювальну апаратуру [149-151]. При цьому виникають складності при виконанні в широкому частотному діапазоні умов короткого замикання та холостого ходу, а також в забезпечені стійкості вимірювальної установки при дослідженні потенційно-нестійких чотириполіусників. Дані складнощі можуть бути усунені при використанні нестандартної системи  $W$ -параметрів чотириполіусника [90, 152, 153].

Другий метод визначення коефіцієнта внутрішньої стійкості чотириполіусника припускає, що  $K_{с.вн} > 1$ , що не завжди вірно для потенційно-нестійких чотириполіусників.

При використанні третього методу визначення  $K_{с.вн}$  будується коло геометричного місця складових вхідного імпеданса  $W_{вх}$  чотириполіусника на комплексній площині в залежності від величини уявної складової імпеданса на-



вантаження  $\text{Im}W_H$ . Інваріантний коефіцієнт стійкості визначається за формулою:

$$K_{c.vh} = \frac{\text{Re}W_{0vx}}{\rho_{vx}},$$

де  $\text{Re}W_{0vx}$  – відстань від уявної вісі координат до центру кола  $W_{vx} = f(\text{Im}W_H)$ ;  $\rho_{vx}$  - радіус цього кола.

Недолік цього методу полягає в необхідності проведення великої кількості вимірів вхідного імітанса для побудови кола  $W_{vx} = f(\text{Im}W_H)$ , при цьому можливий захід в область від'ємних значень  $\text{Re}W_{vx}$ , що може призвести до втрати стійкості вимірювальної установки.

В [90, 154, 155] запропоновані нові методи та засоби визначення  $K_{c.vh}$  чотириполіусників, де відсутні недоліки вище перерахованих методів, та які забезпечують стійке вимірювання  $K_{c.vh}$  чотириполіусників на НВЧ в усьому діапазоні їх потенційної нестійкості.

Для оцінки стійкості нелінійних систем автоматичного керування, які допускають лінеаризацію, в роботах [120, 156] запропоновано ряд алгоритмів та пристроїв на основі Фур'є-інтегрального методу ідентифікації. Встановити факт нестійкості електронного пристрою можна також за допомогою електронного осцилографа за осцилограмами сигналів на вході та виході пристрою.

Критеріям та умовам стійкості електронних кіл приділено багато уваги також в роботах закордонних авторів [157 - 162] та інших.

Проведений аналіз показав наявність досить великої кількості методів, що можуть бути використанні для дослідження стійкості електронних пристроїв. Вибір того чи іншого методу виконуються з урахуванням специфіки задачі, умов її вирішення, засобами, які має дослідник, зручністю використання, тощо. Бажано, щоб метод був як можна простіше, але при цьому забезпечував вирішення всіх поставлених задач. Так дослідження стійкості простих електронних схем з L-, C-негатронами, визначення умов стійкості та можливих режимів роботи найбільш зручно виконувати за допомогою критерію

стійкості Рауса-Гурвіца з застосування його для визначення границь областей стійкості в площині параметрів системи. Для аналізу стійкості електронних схем з R-негатронами вказані вимоги, в більшості випадків, задовольняє імітансний критерій стійкості, який широко використовується при аналізі таких схем. Для аналізу елементів автоматики на базі L-, C-негатронів імітансний критерій стійкості не підходить, так як він враховує лише наявність від'ємного активного опору, і не враховує від'ємні ємності та індуктивності.

### **1.2.2. Аналіз методів дослідження чутливості негатронів і елементів автоматики на їх основі**

При точній відповідності розрахункових та реальних параметрів елементів, характеристики електронних схем реалізуються точно. Однак на практиці при виготовленні схеми використовуються компоненти з параметрами, відмінними від номінальних значень; в процесі експлуатації на параметри компонентів електронної схеми впливають різні дестабілізуючі фактори, що призводить до невідповідності розрахункових та експериментальних характеристик схеми. Оцінити ступінь впливу цих відхилень на характеристики схеми та врахувати їх на етапі проектування можна використовуючи апарат теорії чутливості. Функції чутливості є одними з найважливіших характеристик схеми, та разом з схемними функціями визначають її поведінку в цілому. Чутливість часто є основним критерієм вибору варіанта схеми з множини еквівалентних реалізацій схеми. Проблема чутливості актуальна для елементів та пристроїв автоматики на базі негатронів ще й тому, що характеристики потенційно-нестійких пристроїв взагалі є більш чутливими до зміни різних параметрів елементів схеми, ніж абсолютно стійких [163].

Під чутливістю розуміють властивість схеми реагувати відхиленням вихідних характеристик на відхилення параметрів компонентів [164].

Питання чутливості досліджені в літературі з теорії автоматичного керування [165, 166] та інших. Однак методи аналізу чутливості, що при цьому

використовуються, часто не можна безпосередньо застосувати до аналізу електронних схем, так як вони в основному зводяться до дослідження чутливості параметрів об'єкта з класичним зворотним зв'язком, при цьому не враховуються інші види чутливості та структури схеми. Ці методи, в своїй більшості, формулюються в застосуванні до часової області.

Дослідженню чутливості електронних схем присвячені роботи [110, 163, 164, 167] та інші.

В теорії чутливості розрізняють такі види чутливості [168]:

- чутливість до малих відхилень параметрів елементів відносно номінальних значень;
- чутливість до великих відхилень параметрів елементів від номінальних значень;
- чутливість до пониження порядку математичної моделі;
- чутливість до переходу від аналогових до дискретних математичних моделей;
- структурна чутливість.

В більшості практичних задач аналізу електронних схем враховують перші два види чутливості, так як саме за допомогою них враховується вплив виробничих та зовнішніх факторів в процесі проектування.

В загальному випадку схемна функція є функцією  $m$  параметрів її елементів:  $F = F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)$ . Абсолютна зміна  $\Delta F$  значення схемної функції при абсолютній зміні  $\Delta\alpha_i$  її схемного елементу визначається виразом [110]:

$$\Delta F(\alpha_i, \Delta\alpha_i) = \frac{dF}{d\alpha_i} \Delta\alpha_i \Bigg|_{\substack{\Delta\alpha_1=0 \\ \dots \\ \Delta\alpha_m=0}},$$

де  $S(F, \Delta\alpha_i) = \frac{dF}{d\alpha_i}$  - абсолютна чутливість першого порядку функції  $F$  за елементом  $\alpha_i$ .

Використовують також інші функції чутливості, наприклад напівлога-рифмічні (напіввідносні) функції чутливості:

$$S^{F,\alpha_i} = \frac{d \ln F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)}{d\alpha_i} = \frac{1}{F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)} \frac{dF(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)}{d\alpha_i},$$

$$S_{F,\alpha_i} = \frac{dF(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)}{d \ln \alpha_i} = \alpha_i \frac{dF(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)}{d\alpha_i},$$

та логарифмічну (відносну) функцію чутливості (класична чутливість):

$$S_{\alpha_i}^F = \frac{d \ln F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)}{d \ln \alpha_i} = \frac{\alpha_i}{F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)} \frac{dF(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)}{d\alpha_i} \quad (1.1)$$

за елементом  $\alpha_i$  [110].

За допомогою перерахованих вище функцій чутливості оцінюють вплив на характеристики схеми зміни її окремих елементів. На практиці змінюють одночасно багато елементів. При цьому зміни їх відносно номінального значення порівняно невеликі. Враховуючи цю обставину, використовують метод лінеаризації. Застосувавши розклад в ряд Тейлора функції  $F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)$  поблизу точки, що визначається елементами  $\alpha_{10}, \dots, \alpha_{i0}, \dots, \alpha_{m0}$ , та обмежуючись величинами першого порядку (для оцінки чутливості першого порядку), абсолютне відхилення функції визначається виразом:

$$\Delta F = \sum_{i=1}^m S_{\alpha_i}^F \Delta \alpha_i. \quad (1.2)$$

В цьому вирази всі похідні та прирости беруться поблизу точки  $F = F_0$ . Вираз (1.2) є одним з основних в сучасній теорії чутливості. На його основі будуються всі методи, що використовують апарат теорії чутливості в процесі проектування електронних схем [164]. Чим більше членів враховувати в розкладі в ряд Тейлора, тим більш точно апроксимується залежність між відхиленням схемної функції та відхиленням параметрів елементів, і тим для більших величин відхилень він дійсний.

В більшості практичних задач використовують диференційну чутливість першого порядку, головним чином із міркувань зручності. При цьому не враховуються ефекти більш високого порядку, які іноді можуть бути визначними. Тому в випадку, коли чутливість першого порядку мала, доцільно перевірити функції чутливості другого порядку.

Якщо функція  $F$  є функцією комплексної частоти  $p = j\omega$ , то відносна чутливість також є функцією комплексної частоти  $p$ , що характеризується модулем і фазою та визначається формулою [110]:

$$S_{\alpha_i}^{F(j\omega)} = S_{\alpha_i}^{|F(j\omega)|} + jS_{\arg F(j\omega), \alpha_i} = \left| S_{\alpha_i}^{F(j\omega)} \right| \exp j \arg S_{\alpha_i}^{F(j\omega)}.$$

Дана відносна чутливість дозволяє визначити вплив зміни елементів на амплітудну та фазові характеристики схеми в будь-якій точці частотного діапазону.

При малих змінах параметра  $\alpha_i$  відносну чутливість можна визначити за формулою [169]:

$$S_{\alpha_i}^{F(j\omega)} \approx \frac{\Delta F(j\omega)/F(j\omega)}{\Delta \alpha_i/\alpha_i}, \quad (1.3)$$

тобто за відношенням відносної зміни схемної функції до відносної зміни параметра.

Поряд з кількісною оцінкою інколи необхідно визначити й деякі якісні показники електричного кола. Для цього були введені чутливості нулів і полюсів передаточної та вхідної функцій кола [170]. Вони дозволяють одержати інформацію про рух полюсів (нулів) схемної функції при зміні елементів. Інший шлях оцінки впливу зміни елементів на зміну характеристик схем виходить з поняття покоефіцієнтної чутливості передаточної функції [171].

Обчислення диференційної відносної чутливості  $S_{\alpha_i}^F$  за формулою (1.1) не викликає принципових складнощів, коли відомий аналітичний вираз для схемної функції схеми. Однак існує ряд методів і теорем, які часто допомагають в розрахунках [163, 164], багато які з них дозволяють уникнути використання операції диференціювання. Методи визначення чутливості, що використовуються при аналізі електронних схем, умовна можна поділити на дві групи [164]. До першої відносяться методи, основані на побудові допоміжних схем. В цих методах функції чутливості виражаються в вигляді добутків струмів і (або) напруг початкової схеми та допоміжної, яка побудована з початкової за допомогою спеціальних правил. Різні методи цієї групи відрізняють друг від друга способом побудови допоміжної схеми [172-174]. Ці мето-

ди дозволяють уникнути операції диференціювання. Вони можуть бути також застосовані для експериментального визначення чутливості. До другої групи відносяться методи, основані на прямому диференціюванні рівнянь рівноваги або схемних функцій, виражених через сумарні алгебраїчні доповнення [175-177].

Для реальних кіл максимально допустимі значення  $\Delta\alpha_{i \max}$  утворюють технологічні допуски елементів. Якщо знаки зміни всіх доданків однакові, то відносний приріст функції максимальний, що відповідає задачі найгіршого випадку. Використання формул для розрахунку максимального відхилення характеристик не завжди виправдано, так як вони дають завищені значення відхилення схемної функції. Це пояснюється тим, що в більшості практичних задач мало ймовірно, щоб елементи  $\alpha_i$  прийняли такі значення, котрі б призвели до екстремальної величини  $F$ . Більш реалістичними є методи розрахунків, що базуються на положеннях теорії ймовірності. Ці методи можна поділити на дві групи [164]. До першої групи відносяться методи, основані на наближеному представленні випадкових аргументів  $\alpha_1, \dots, \alpha_m$ . Причому ці аргументи можна моделювати як статистично - метод Монте-Карло [178], так і детерміновано - метод статистичних досліджень, при якому значення параметрів елементів задаються в відповідності з жорсткою програмою [179]. Найбільшого поширення набув метод Монте-Карло, який зручно використовувати при застосуванні обчислювальної техніки. До другої групи відносяться методи, основані на апроксимації реальної функції розподілу функцією розподілу, що наближується до неї, та обчисленням її числових характеристик. Найбільш часто використовують нормальний закон розподілу та метод моментів [180].

Для експериментального визначення чутливості в загальному випадку використовують апаратуру для вимірювання основного параметру електронної схеми, чутливість якого необхідно дослідити, та засоби для вимірювання та зміни параметрів компонентів схеми, та імітації впливу зовнішніх факторів, як то температури, тощо. При цьому вимірявши приріст схемної функції  $\Delta F$

та приріст змінного параметра  $\Delta\alpha_i$ , при малих змінах параметра відносно чутливість першого порядку можна визначити за формулою (1.3), тобто використовуючи метод збурення [181].

Вибір того чи іншого виду чутливості та методу її визначення, визначається задачею, яку необхідно вирішити. Для аналізу чутливості елементів автоматики на базі L-, C-негатронів будемо використовувати поняття абсолютної та відносної чутливостей. Для визначення чутливості будемо використовувати метод прямого диференціювання рівнянь рівноваги або схемних функцій та метод збурення з використання ЕОМ і програм для моделювання роботи електронних схем PSpice, MicroCap [137] та вимірювальних приладів для визначення основних параметрів схем на базі L-, C-негатронів для проведення експериментальної перевірки одержаних теоретичних даних.

### **Висновки та постановка задач досліджень**

Проведений аналіз показав наявність великої кількості фізичних R-негатронів та їх схемотехнічних аналогів, досить розробленої теорії та практики створення та використання R-негатронів, методів дослідження стійкості та чутливості елементів та пристроїв автоматики на базі R-негатронів. Ведуться інтенсивні дослідження з створення та використання C- та L-негатронів, внаслідок перспективності використання їх в якості нової елементної бази для створення більш ефективних елементів та пристроїв автоматики. Проте, як показав огляд літератури, на даний час не існує систематизованих теоретичних основ побудови елементів автоматики на базі L-, C-негатронів. Зокрема недосліджені такі важливі питання, як енергетичні властивості, стійкість та чутливість електронних кіл з L-, C-негатронами, що ускладнює ефективну розробку пристроїв на цих елементах.

У відповідності до результатів аналізу сформулюємо наступні задачі досліджень:

1. Дослідити енергетичних властивостей L-, C-негатронів N- та S-типів

та визначити взаємозв'язок між видом вебер-амперної, кулон-вольтної характеристик та еквівалентними схемами L-, C-негатронів.

2. Дослідити стійкість та визначити можливі режими роботи електронних схем з L-, C-негатронами в залежності від співвідношення параметрів елементів еквівалентних схем L-, C-негатронів та параметрів навантаження.

3. Дослідити чутливість електронних схем з L-, C-негатронами в залежності від виду включення L-, C-негатронів в електронне коло та співвідношення параметрів елементів електронного кола та L-, C-негатронів.

4. Дослідити динамічні негатрони на базі біполярних і польових транзисторів в схемах включення з спільним емітером і спільним витоком як базових елементів при створенні ряду пристроїв автоматики на базі динамічних RLC-негатронів.

5. Дослідити коливальні контури з L-, C-негатронами, що є базовими елементами при створенні ряду пристроїв автоматики.

6. Розробити та дослідити ряд елементів автоматики на базі L-, C-негатронів (індуктивні та ємнісні сенсори на базі L-, C-негатронів, аналогові високочастотні ключі на C-негатронах).



## РОЗДІЛ 2

### ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ ТА ЧУТЛИВОСТІ НАВАНТАЖЕНИХ С-НЕГАТРОНІВ

Перспективним шляхом підвищення ефективності сучасних елементів автоматики є використання нової елементної бази, зокрема С-негатронів. Фактично С-негатрони є багатофункціональними елементами, що дозволяє розробляти на їх основі різноманітні як аналогові, так і цифрові електронні пристрої, як то перемикачі, генератори, перетворювачі, активні фільтри, надчутливі сенсори та інші, причому на базі С-негатронів можливо створити функціональні елементи автоматики, що керуються не напругою або струмом, а зарядом. Для ефективного проектування елементів автоматики на базі С-негатронів необхідні методи, які б враховували особливості цих приладів. Однак, як показав проведений аналітичний огляд публікацій в галузі негатроніки, відсутня загальна систематизована теорія кіл з С-негатронами, деякі важливі теоретичні питання зовсім не розглянуті, або розглянуті лише частково. Тому в даному розділі досліджені такі важливі питання як енергетичні властивості С-негатронів; розглянутий взаємозв'язок між видом кулон-вольтної характеристики, типом керування та еквівалентною схемою С-негатрона; визначені умови стійкості та можливі режими роботи навантажених С-негатронів, проаналізована чутливість електронних кіл з С-негатронами.

#### 2.1. Визначення С-негатрона

Існує клас електронних елементів та їх схемотехнічних аналогів, у яких значення диференційної ємності є від'ємним ( $C^{(-)} = \frac{dq}{du} < 0$ ). Такі елементи одержали назву С-негатрони [182]. Як і R-негатрони, їх можна поділити на статичні та динамічні. Статичні С-негатрони мають кулон-вольтні характеристики N- та S-типів (рис. 2.1, а, б) [182].

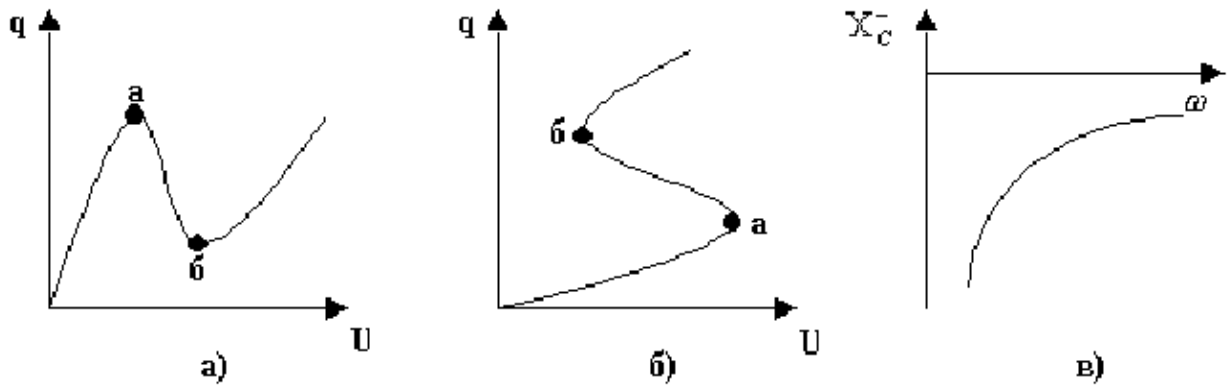


Рис. 2.1. Кулон-вольтні характеристики N- (а) та S-типу (б) та частотна залежність ємнісного опору С-негатрона (в)

Ємнісний опір такого негатрона є від'ємним ( $X_{C^{(-)}} = 1/\omega C^{(-)} < 0$ ) і його модуль зменшується з ростом частоти (рис. 2.1, в).

Таким чином для С-негатрона повинні виконуватися умови [182]:

- для статичного С-негатрона:

$$C^{(-)} = \frac{dq}{du} < 0, \quad X_{C^{(-)}} = \frac{1}{\omega C^{(-)}} < 0, \quad \frac{dX_{C^{(-)}}}{d\omega} > 0;$$

- для динамічного С-негатрона:

$$X_{C^{(-)}} = \frac{1}{\omega C^{(-)}} < 0, \quad \frac{dX_{C^{(-)}}}{d\omega} > 0.$$

З практичної точки зору реалізації таких елементів і проектування пристроїв автоматики на їх основі виникає задача представлення С-негатронів еквівалентними схемами. Це можливо зробити шляхом аналізу енергетичних властивостей таких елементів.

## 2.2. Дослідження енергетичних властивостей С-негатронів

Вид кулон-вольтної характеристики С-негатрона визначає його енергетичні властивості. Як видно з рис. 2.1, а, б, для С-негатрона N-типу заряд  $q$  є однозначною функцією напруги  $U$ , тобто С-негатрон N-типу необхідно віднести до елемента, що керується напругою. Для С-негатрона S-типу – навпаки, напруга  $U$  є однозначною функцією заряду  $q$ , тобто його необхідно вважати

елементом, що керується зарядом. Так як заряд є функцією струму та часу ( $q = \int_0^t idt$ ) [183], то С-негатрон S-типу можна вважати елементом, що керується струмом.

Розглянемо, як впливає вид кулон-вольтної характеристики С-негатрона на його енергетичні властивості.

Застосувавши кусочно-лінійну апроксимацію (рис. 2.2, а), кулон-вольну характеристику С-негатрона N-типу представимо в такій аналітичній формі [8]:

$$q(u) = \begin{cases} k_1 u, & \text{якщо } u < U_{\Pi}; \\ -k_2 u + (k_2 U_{\Pi} + Q_{\Pi}), & \text{якщо } U_{\Pi} \leq u \leq U_3; \\ k_3 u - (k_3 U_3 - Q_3), & \text{якщо } u > U_3, \end{cases} \quad (2.1)$$

де  $k_1$ ,  $k_2$  і  $k_3$  - модулі кутових коефіцієнтів прямих, що апроксимують кулон-вольтну характеристику N-типу відповідно на ділянках 1, 2 і 3;  $Q_{\Pi}$  - піковий заряд, тобто заряд в точці максимуму кулон-вольтної характеристики N-типу;  $Q_3$  - заряд западини, тобто заряд в точці мінімуму кулон-вольтної характеристики N-типу;  $U_{\Pi}$  - напруга піка - напруга, що відповідає піковому заряду  $Q_{\Pi}$ ;  $U_3$  - напруга западини - напруга, що відповідає заряду западини  $Q_3$ .

Враховуючи, що значення диференційної ємності визначається за формулою  $C_{\sim} = dq/du$  [52], здійснивши диференціювання виразу (2.1), одержимо:

$$C_{\sim} = \begin{cases} k_1, & \text{якщо } u < U_{\Pi}; \\ -k_2, & \text{якщо } U_{\Pi} < u < U_3; \\ k_3, & \text{якщо } u > U_3. \end{cases} \quad (2.2)$$

Виходячи з (2.2), залежність диференційної ємності С-негатрона N-типу від напруги зображена на рис. 2.2,б. В інтервалі значень напруги ( $U_{\Pi}, U_3$ ) диференційна ємність даного елемента від'ємна.

Енергія нелінійної ємності визначається за формулою [52]:

$$W_C = \int_0^q u dq. \quad (2.3)$$

З врахуванням (2.3), проінтегрувавши вираз (2.1), одержимо:

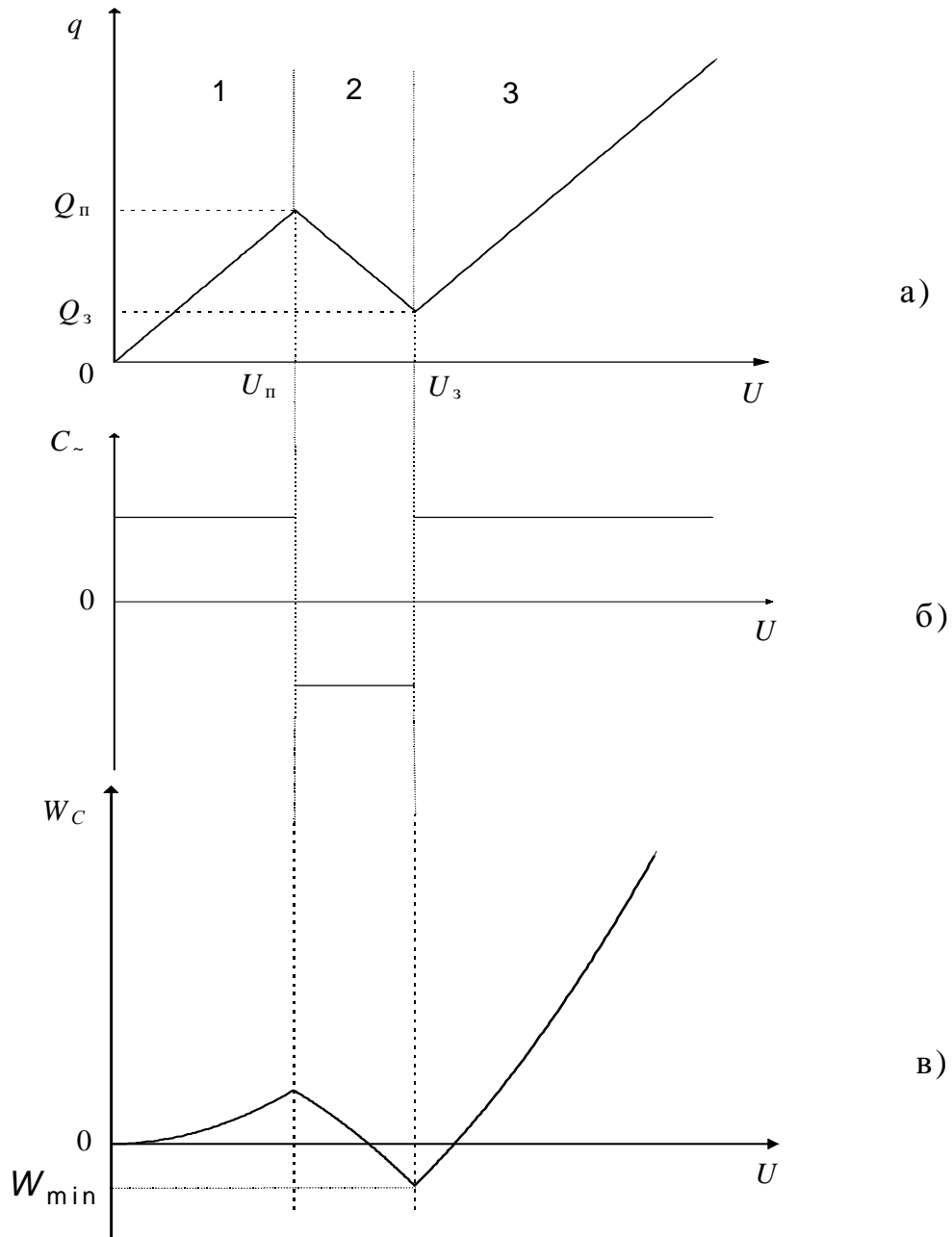


Рис. 2.2. Апроксимація кулон-вольтової характеристики N-типу (а); залежність диференційної ємності від напруги (б) та залежність енергії С-негатрона N-типу від напруги (в)

$$W_C = \begin{cases} \frac{1}{2}k_1u^2, & \text{якщо } u < U_\pi; \\ -\frac{1}{2}k_2u^2 + \frac{1}{2}U_\pi^2(k_1 + k_2), & \text{якщо } U_\pi \leq u \leq U_3; \\ \frac{1}{2}k_3u^2 - \frac{1}{2}U_\pi^2(k_1 + k_2) - \frac{1}{2}U_3^2(k_2 + k_3), & \text{якщо } u > U_3. \end{cases} \quad (2.4)$$

Виходячи з (2.4), залежність енергії С-негатрона N-типу від напруги буде мати вигляд, представлений на рис. 2.2,в. З графіків видно, що в інтервалі значень напруги ( $U_{\Pi}, U_3$ ) енергія С-негатрона N-типу зменшується і може стати від'ємною за виконання умови

$$k_2(U_3^2 - U_{\Pi}^2) > k_1 U_{\Pi}^2. \quad (2.5)$$

Тобто при цьому С-негатрон віддає енергію в зовнішнє коло, для чого він має містити внутрішнє джерело живлення, і таким чином є активним елементом.

Для С-негатрона S-типу кулон-вольтна характеристика може бути апроксимована виразом:

$$u(q) = \begin{cases} k_1 q, & \text{якщо } q < Q_{\Pi}; \\ -k_2 q + (k_2 Q_{\Pi} + U_{\Pi}), & \text{якщо } Q_{\Pi} \leq q \leq Q_3; \\ k_3 q - (k_3 Q_3 - U_3), & \text{якщо } q > Q_3, \end{cases} \quad (2.6)$$

де  $k_1$ ,  $k_2$  і  $k_3$  - модулі кутових коефіцієнтів прямих, що апроксимують кулон-вольтну характеристику S-типу відповідно на ділянках 1, 2 і 3;  $U_{\Pi}$  - напруга піка, тобто напруга в точці максимуму кулон-вольтної характеристики S-типу;  $U_3$  - напруга западини, тобто напруга в точці мінімуму кулон-вольтної характеристики S-типу;  $Q_{\Pi}$  - піковий заряд - заряд, що відповідає піковій напрузі  $U_{\Pi}$ ;  $Q_3$  - заряд западини - заряд, що відповідає напрузі западини  $U_3$ .

Враховуючи, що  $dU / dq = 1 / C_{\sim}$ , після диференціювання (2.6), одержимо:

$$\frac{1}{C_{\sim}} = \begin{cases} k_1, & \text{якщо } q < Q_{\Pi}; \\ -k_2, & \text{якщо } Q_{\Pi} < q < Q_3; \\ k_3, & \text{якщо } q > Q_3. \end{cases} \quad (2.7)$$

Виходячи з (2.7), залежність оберненої диференційної ємності  $1/C_{\sim}$  від заряду зображена на рис. 2.3,б. В інтервалі значень заряду ( $Q_{\Pi}, Q_3$ ) диференційна ємність С-негатрона S-типу є від'ємною.

Проінтегрувавши (2.6) з урахуванням (2.3), одержимо аналітичний вираз для енергії С-негатрона S-типу:

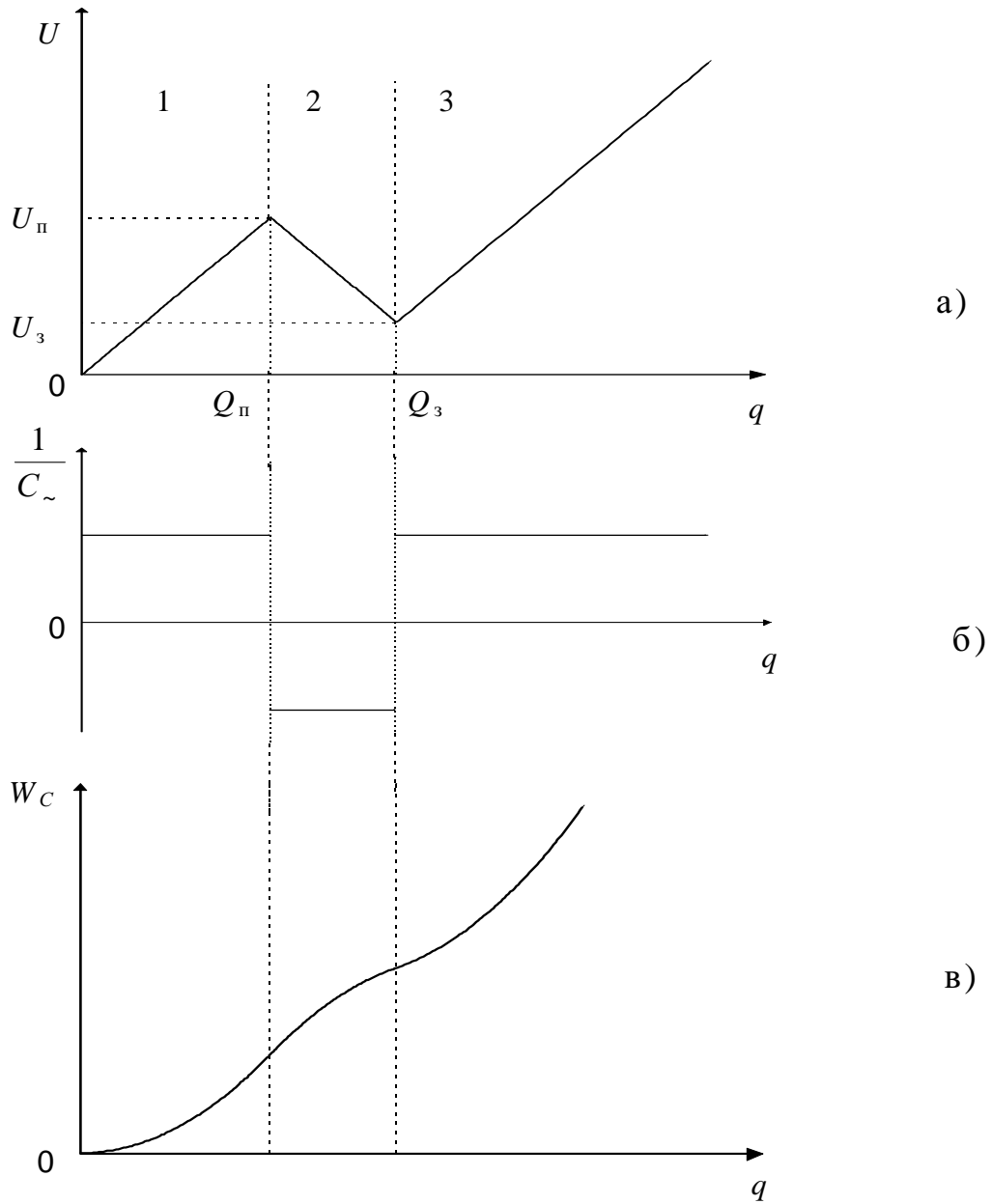


Рис. 2.3. Апроксимація кулон-вольтної характеристики S-типу (а); залежність оберненої диференційної ємності від заряду (б) та енергії C-негатрона S-типу від заряду (в)

$$W_C = \begin{cases} \frac{1}{2}k_1q^2, & \text{якщо } q < Q_{\Pi}; \\ -\frac{1}{2}k_2q^2 + (k_2Q_{\Pi} + U_{\Pi})q + \frac{1}{2}k_1Q_{\Pi}^2 - \frac{1}{2}k_2Q_{\Pi}^2 - Q_{\Pi}U_{\Pi}, & \text{якщо } Q_{\Pi} \leq q \leq Q_3; \\ \frac{1}{2}k_3q^2 - (k_3Q_3 - U_3)q + Q_3\left(\frac{1}{2}k_3Q_3 - U_3 - \frac{1}{2}k_2Q_3 + U_{\Pi}\right) + \\ \quad + Q_{\Pi}\left(Q_3k_2 + \frac{1}{2}k_1Q_{\Pi} - \frac{1}{2}k_2Q_{\Pi} - U_{\Pi}\right), & \text{якщо } q > Q_3. \end{cases}$$

Графік залежності енергії С-негатрона S-типу від заряду зображено на рис. 2.3,в. З графіку видно, що енергія С-негатрона S-типу зростає на всьому проміжку значень заряду, тобто при цьому С-негатрон S-типу споживає енергію з зовнішнього кола, тоді як С-негатрон N-типу на ділянці від'ємної диференційної ємності віддає накопичену енергію в зовнішнє коло. Виходячи з чого впливає, що С-негатрон S-типу є пасивним елементом електронного кола, на відміну від С-негатрона N-типу, який при виконанні умови (2.5) є активним елементом, тобто містить внутрішнє джерело живлення, що віддає свою енергію в зовнішнє коло.

Проілюструємо одержані теоретичні положення чисельним експериментом, результати якого наведені в додатку А.

За результатами дослідження енергетичних властивостей С-негатронів можна зробити висновки, що С-негатрон N-типу є активним приладом і його еквівалентна схема для ділянки кулон-вольтної характеристики, де диференційна ємність є від'ємною, складається з послідовного з'єднання від'ємної ємності  $C^{(-)}$  та від'ємного активного опору  $R^{(-)}$ . С-негатрон S-типу є пасивним елементом і його еквівалентна схема для ділянки кулон-вольтної характеристики, де значення диференційної ємності є від'ємним, складається з послідовного з'єднання від'ємної ємності  $C^{(-)}$  та додатного активного опору  $R$ .

### 2.3. Аналіз видів годографів С-негатронів

Аналіз енергетичних властивостей С-негатронів, проведений у попередньому параграфі показав, що в залежності від виду кулон-вольтної характе-

ристики, він може бути активним або пасивним приладом і мати відповідну еквівалентну схему.

Виходячи з закону причинності [20], для С-негатрона з N-подібною характеристикою (рис. 2.1, а), струм (наслідок) залежить від напруги (причина). Оскільки напруга випереджає струм, то фазовий кут від'ємної ємності позитивний і дорівнює  $90^\circ$  (рис. 2.4, а). Із ростом частоти, годограф повного опору такого негатрона переходить у другий квадрант комплексної площини. Таким же напрямком переміщення годографа володіє електричне коло, що складається з послідовно з'єднаних від'ємної ємності  $C^{(-)}$  і від'ємного активного опору  $R^{(-)}$ . Повний опір такого кола дорівнює  $Z_{C_N^{(-)}} = 1/pC^{(-)} + R^{(-)}$ .

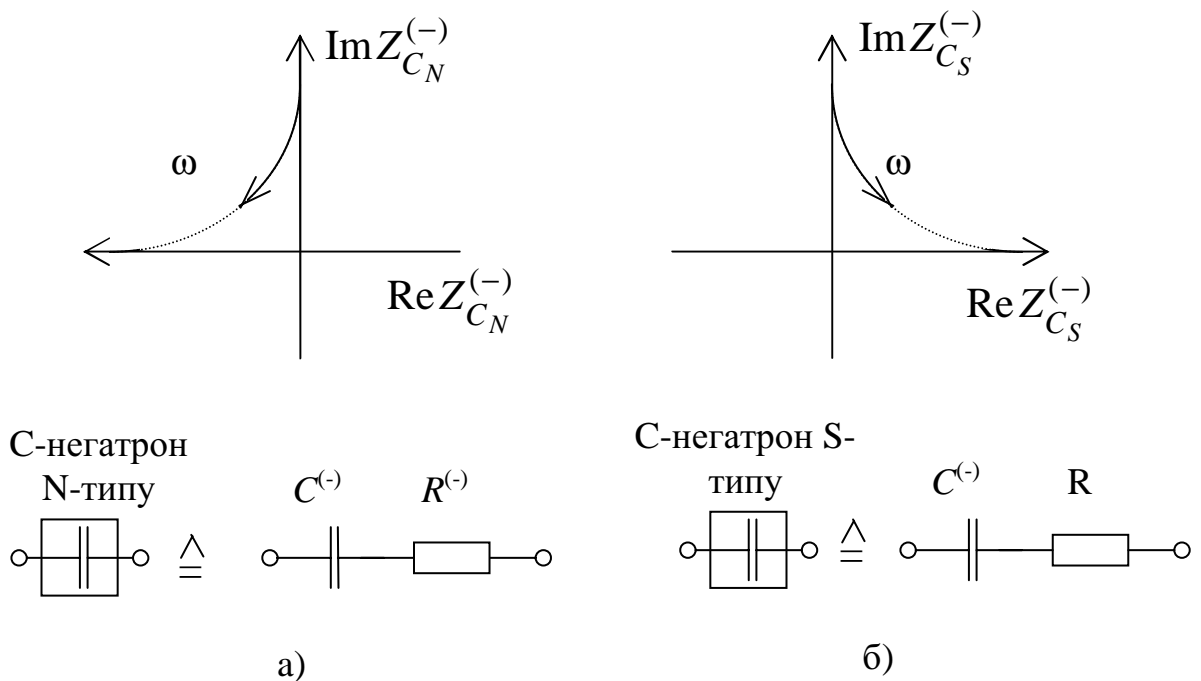


Рис. 2.4. Напрямок годографів і схеми заміщення для С-негатрона N-типу (а) і С-негатрона S-типу (б)

Для С-негатрона S-типу, керованого струмом (причина), напруга (наслідок) відстає від струму на  $90^\circ$ . Тому при зростанні частоти годограф його повного опору на комплексній площині відхиляється від позитивної уявної вісі та має позитивну дійсну складову, переміщуючись в перший квадрант комплексної площини (рис. 2.4, б). Така зміна годографа зумовлена законом причинності та його можна відтворити електричним колом, що складається з



послідовного з'єднання від'ємної ємності  $C^{(-)}$  і позитивного активного опору  $R$ . Повний опір такого кола дорівнює:  $Z_{C^{(-)}} = 1/pC^{(-)} + R$ .

Таке представлення еквівалентних схем, виходячи з закону причинності, для С-негатронів, що керуються напругою та струмом було запропоновано Ф. Бенінгом, а допоміжні елементи, що при цьому приєднуються до від'ємної ємності, одержали назву “допоміжні елементи Баркгаузена” [2]. Таким чином аналітичні результати дослідження енергетичних властивостей С-негатронів, одержані в попередньому параграфі, збігаються з результатами одержаними Ф. Бенінгом евристичним шляхом з використанням допоміжних елементів Баркгаузена, що підтверджує їх коректність. Але на відміну від Ф. Бенінга, знайдено зв'язок виду кулон-вольтової характеристики з енергетичними властивостями С-негатрона та встановлено умови, коли С-негатрон є активним чи пасивним елементом, що аналітично визначає вид його еквівалентної схеми.

Отже С-негатрони S-типу керуються струмом, є пасивними приладами і їх узагальнена еквівалентна схема для падаючої ділянки кулон-вольтової характеристики представляє собою послідовне з'єднання від'ємної ємності та позитивного активного опору. С-негатрони N-типу керуються напругою, є активними приладами і їх узагальнена еквівалентна схема для падаючої ділянки кулон-вольтової характеристики представляє собою послідовне з'єднання від'ємної ємності та від'ємного активного опору, що дозволяє провести дослідження стійкості та чутливості навантажених С-негатронів та елементів автоматики на їх основі.

## 2.4. Аналіз стійкості навантажених С-негатронів

Одним з центральних питань теорії кіл з С-негатронами є визначення умов стійкості, так як наявність від'ємної ємності робить такі кола потенційно нестійкими.

Задача визначення умов стійкості С-негатрона без наявності інших додаткових елементів схеми немає сенсу. Проблема стійкості виникає тільки

тоді, коли С-негатрон працює разом із зовнішнім колом, тобто є навантаженим. У цьому випадку необхідно з'ясувати при яких опорах навантаження схема з С-негатроном залишається стійкою.

Умови стійкості електронних схем з від'ємною ємністю були визначені Ф. Бенінгом в роботі [2]. При цьому враховувалися тільки від'ємна ємність  $C^{(-)}$  та ємність джерела живлення (навантаження)  $C_r$ . Для електронного кола з від'ємною ємністю, що керується напругою, була визначена умова стійкості  $C_r > |C^{(-)}|$ . Для електронного кола з від'ємною ємністю, що керується струмом - умова стійкості  $C_r < |C^{(-)}|$  [2]. Але такий аналіз стійкості є неповним, так як невраховані допоміжні елементи еквівалентної схеми для С-негатрона та додаткові елементи електронної схеми, як то активний опір джерела живлення та загальна індуктивність схеми, що в реальній схемі завжди в тій чи іншій мірі присутні, і також впливають на умови стійкості та визначають можливі режими роботи електронної схеми з С-негатроном.

Аналіз стійкості та визначення можливих режимів роботи навантажених С-негатронів виконаємо за аналогією до аналізу стійкості та визначення можливих режимів роботи електронних кіл з R-негатронами С.А. Гаряїнова та І.Д. Абезгауза [20] шляхом визначення коренів характеристичного рівняння схеми.

#### 2.4.1. Аналіз стійкості навантаженого С-негатрона N-типу

Найпростішу еквівалентну схему навантаженого С-негатрона N-типу можна представити в вигляді рис. 2.5, де враховані:  $R_n$  - загальний активний опір навантаження та внутрішнього опору джерела живлення;  $C_n$  - ємність навантаження;  $L$  - сумарна індуктивність навантаження та С-негатрона;  $C^{(-)}$  - від'ємна диференційна ємність С-негатрона;  $R^{(-)}$  - від'ємний диференційний активний опір С-негатрона N-типу,  $E_r$  - електрорушійна сила (ЕРС) джерела живлення.

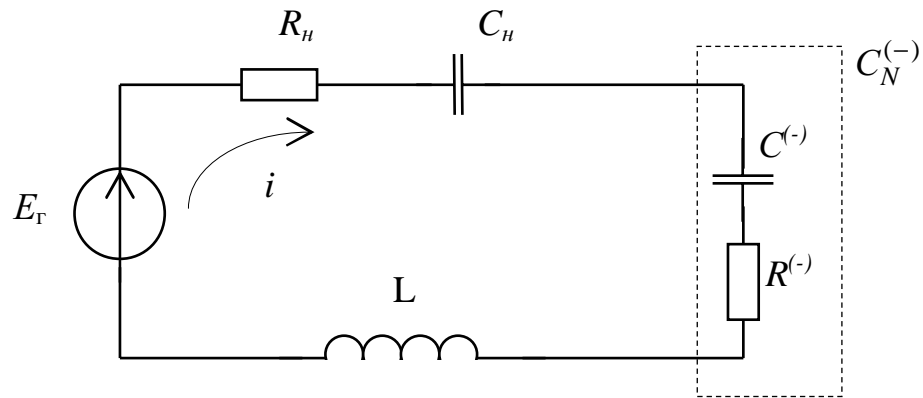


Рис. 2.5. Еквівалентна схема навантаженого С-негатрона N-типу

Схема на рис. 2.5 описується таким рівнянням Кірхгофа:

$$E_{\Gamma} = iR + u_C + L \frac{di}{dt}, \quad (2.8)$$

де  $R = R_{\text{н}} + R^{(-)}, \quad (2.9)$

$$u_C = u_{C_{\text{н}}} + u_{C^{(-)}},$$

$$i = C \frac{du_C}{dt}, \quad (2.10)$$

$$C = \frac{C_{\text{н}} \cdot C^{(-)}}{C_{\text{н}} + C^{(-)}}, \quad (2.11)$$

$u_{C_{\text{н}}}$  - напруга на ємності навантаження,

$u_{C^{(-)}}$  - напруга на від'ємній диференційній ємності С-негатрона.

З урахуванням (2.9) - (2.11), та припустивши, що  $C^{(-)}$  і  $R^{(-)}$  є лінійними елементами, що справедливо для режиму малого сигналу, рівняння (2.8) запишемо в вигляді:

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{R_{\text{н}} + R^{(-)}}{L} \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{L \frac{C_{\text{н}} \cdot C^{(-)}}{C_{\text{н}} + C^{(-)}}} = \frac{E_{\Gamma}}{L \frac{C_{\text{н}} \cdot C^{(-)}}{C_{\text{н}} + C^{(-)}}}. \quad (2.12)$$

В цьому випадку характеристичне рівняння для (2.12) запишемо як:

$$\lambda^2 + \sigma \lambda + p = 0, \quad (2.13)$$

де  $\sigma = \frac{R_{\text{н}} + R^{(-)}}{L}, \quad (2.14)$

$$p = \frac{C_{\text{н}} + C^{(-)}}{LC_{\text{н}}C^{(-)}}, \quad (2.15)$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\sigma}{2} \pm \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p}, \quad (2.16)$$

$\lambda_{1,2}$  - корені характеристичного рівняння.

Розв'язок неоднорідного диференційного рівняння (2.12) буде мати вигляд

$$u_C = Ae^{\lambda_1 t} + Be^{\lambda_2 t} + E_T. \quad (2.17)$$

Напруга на від'ємній ємності  $C^{(-)}$  буде визначитися виразом

$$u_{C^{(-)}} = \frac{u_C C_H}{C^{(-)} + C_H}.$$

Для аналізу стійкості схеми, що зображена на рис. 2.5, необхідно визначити положення рівноваги та їх стійкість. В положенні рівноваги фазові швидкості струму та напруги дорівнюють нулю, тобто

$$\frac{di}{dt} = 0 \text{ і } \frac{du}{dt} = 0. \quad (2.18)$$

Поклавши в (2.8) вираз (2.18), одержимо

$$E_T = u_C \text{ або } u_{C^{(-)}} = E_T - u_{C_H}.$$

Так як  $u_{C_H} = \frac{q_{C_H}}{C_H}$ , де  $q_{C_H}$  - заряд ємності навантаження, і при послідовному з'єднанні ємностей їх заряди однакові, тобто  $q_{C^{(-)}} = q_{C_H}$ , де  $q_{C^{(-)}}$  - заряд ємності С-негатрона, то рівняння прямої навантаження запишеться в вигляді:

$$q(u) = (E_T - u)C_H.$$

Таким чином, положення рівноваги є точками перетину кулон-вольтної характеристики С-негатрона N-типу з прямою навантаження. Таких точок перетину може бути або одна, або три (рис. 2.6). Для випадку, коли  $|C^{(-)}| > C_H$ , пряма навантаження (рис. 2.6, а) перетинає кулон-вольтну характеристику в трьох точках (три положення рівноваги). Якщо  $|C^{(-)}| < C_H$ , маємо тільки одне положення рівноваги (рис. 2.6, б).

Про стійкість в цих точках можна судити за значеннями коренів  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  характеристичного рівняння (2.13). Якщо  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  дійсні, то з (2.17) видно, що для  $\lambda_{1,2} < 0$  будь-які початкові відхилення в системі будуть затухати за експоненціальним законом, а для  $\lambda_{1,2} > 0$  - збільшуватися.

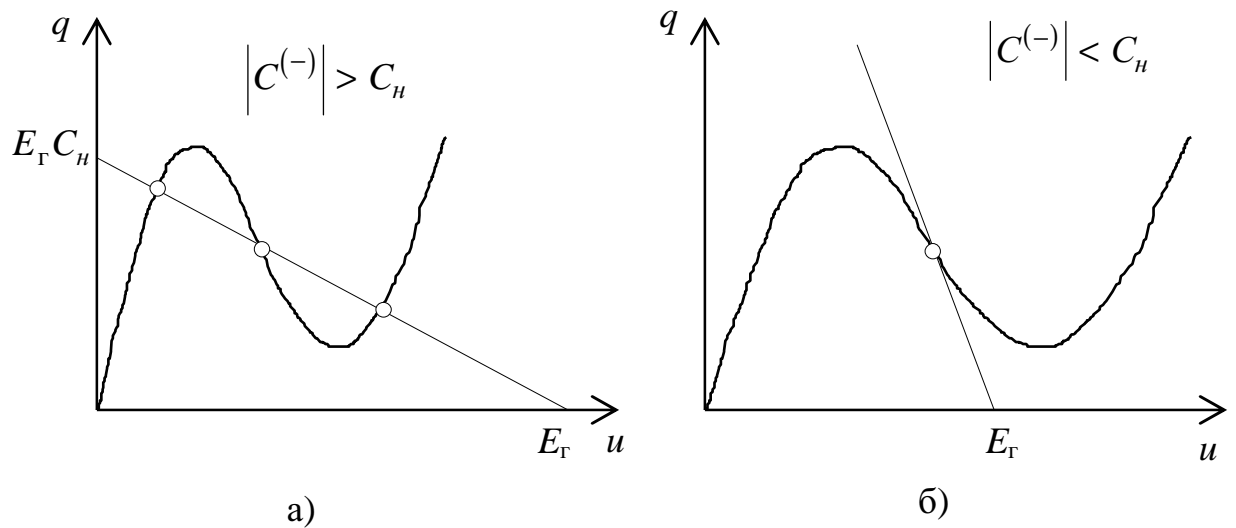


Рис. 2.6. Можливі положення рівноваги навантажених С-негатронів N-типу

Якщо корені характеристичного рівняння - комплексні величини ( $\lambda_{1,2} = a + jb$ ), то в системі можливі синусоїдальні коливання, причому для  $a > 0$  виниклі коливання будуть збільшуватися, а для  $a < 0$  - зменшуватися з часом.

Отже, положення рівноваги системи буде стійким, якщо дійсні частині коренів характеристичного рівняння (2.13) будуть від'ємними. Для цього за теоремою Рауса-Гурвіца [115] для систем другого порядку необхідно та достатньо, щоб виконувалися одночасно дві умови:

$$\sigma > 0; \quad p > 0. \quad (2.19)$$

Значення коефіцієнтів  $\sigma$  і  $p$  залежать від параметрів елементів схеми. З (2.14) і (2.15) видно, що для постійного значення  $L$  виконання або невиконання умов (2.19) залежить від  $R_n$ ,  $C_n$ ,  $R^{(-)}$  і  $C^{(-)}$ . Диференційна від'ємна ємність  $C^{(-)}$  і активний від'ємний опір  $R^{(-)}$  С-негатрона змінюються при зміні напруги зміщення. Тому при зміні активного опору та ємності навантаження або напруги зміщення С-негатрона N-типу змінюється режим роботи схеми.

Нас буде цікавити тільки інтервал напруг зміщення, в якому диференційна ємність та активний опір С-негатрона від'ємні ( $C^{(-)} < 0$ ,  $R^{(-)} < 0$ ), тобто тільки положення рівноваги на ділянці від'ємної ємності кулон-вольтової характеристики С-негатрона N-типу.

Розглянемо положення рівноваги схеми для різних співвідношень  $\sigma$  і  $p$ , тобто в залежності від співвідношення величин  $C_n$ ,  $R_n$ ,  $C^{(-)}$ ,  $R^{(-)}$ . З виразів (2.13) - (2.16) видно, що можна записати чотири граничних умови, для яких доданки рівняння (2.13) та підкореневий вираз в (2.16) звертаються в нуль:

$$1) \quad p = \frac{C_n + C^{(-)}}{LC_n C^{(-)}} = 0, \quad (2.20)$$

якщо  $C_n = -C^{(-)}$ .

$$2) \quad \sigma = \frac{R_n + R^{(-)}}{L}, \quad (2.21)$$

якщо  $R_n = -R^{(-)}$ .

$$3) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (2.22)$$

якщо  $C_n = \frac{4L}{(R_n + R^{(-)})^2 - 4L/C^{(-)}}$ .

$$4) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (2.23)$$

якщо

$$R_{n1,2} = -R^{(-)} \pm 2\sqrt{\frac{L(C_n + C^{(-)})}{C_n C^{(-)}}}. \quad (2.24)$$

Для граничних умов (2.22) і (2.23) існує рішення тільки в випадку, коли  $p \geq 0$ .

Так як виконання або невиконання умов стійкості (2.19) залежить від співвідношення двох пар параметрів:  $C_n$ ,  $C^{(-)}$  и  $R_n$ ,  $R^{(-)}$ , то діаграми стійкості будуть відображені також на двох площинах параметрів.

На графіку (рис. 2.7, а) з осями координат  $C_n$  і  $C^{(-)}$  рівнянню (2.20) відповідає пряма, що виходить з початку координат під кутом  $45^\circ$ , рівнянню (2.22) - гіпербола, що проходить через початок координат. На графіках з осями координат  $R_n$  і  $R^{(-)}$  рівнянню (2.21) відповідає пряма, що виходить з початку координат під кутом  $45^\circ$  (рис. 2.7, б, в), рівнянню (2.23) - дві прямі, що ви-

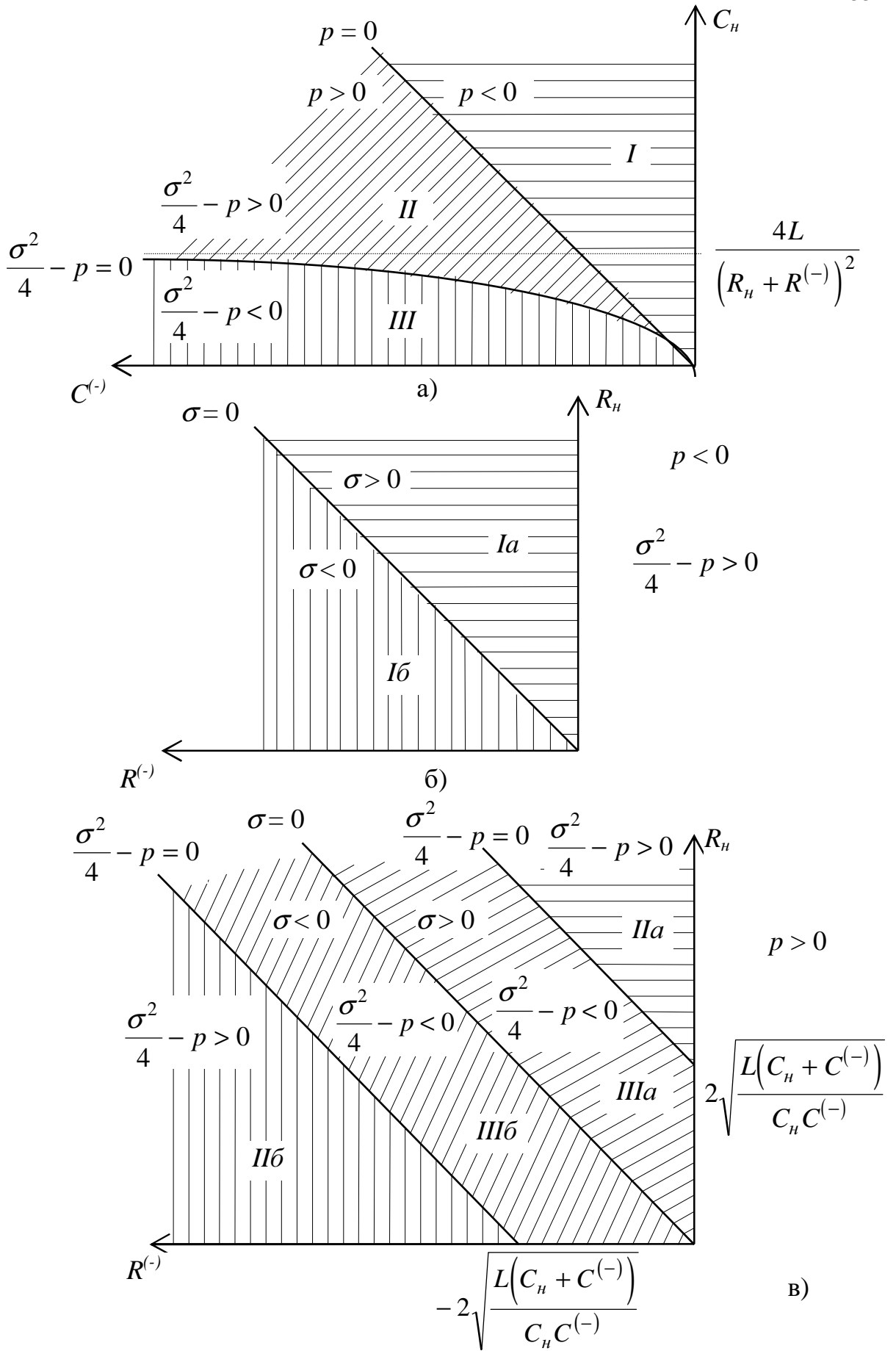


Рис. 2.7. Діаграми стійкості, що визначають режим роботи навантаженого С-негатрона N-типу

ходять під кутом  $45^\circ$  з точок  $(0; 2\sqrt{\frac{L(C_n + C^{(-)})}{C_n C^{(-)}}})$  і  $(-2\sqrt{\frac{L(C_n + C^{(-)})}{C_n C^{(-)}}}; 0)$  (рис.

2.7, в).

Для співвідношення величин  $R_n$  і  $R^{(-)}$  можливі два випадки:

1) Для  $p < 0$ , що справедливо, якщо  $|C^{(-)}| < C_n$ , підкореневий вираз в (2.16)  $\left(\frac{\sigma^2}{4} - p\right)$  завжди більше нуля, при цьому гранична умова (2.23)

розв'язку немає. Даний випадок зображено на рис. 2.7, б.

2) Для  $p > 0$ , що справедливо, якщо  $|C^{(-)}| > C_n$ , гранична умова (2.23) має розв'язок (2.24). Даний випадок зображено на рис. 2.7, в.

Області  $I$  на площині параметрів  $C^{(-)}C_n$  відповідають дві області на площині параметрів  $R^{(-)}R_n$  -  $Ia$  і  $Iб$ . Області  $II$  на площині параметрів  $C^{(-)}C_n$  відповідають дві області ( $IIa$  і  $IIб$ ) на площині параметрів  $R^{(-)}R_n$ . Області  $III$  на площині  $C^{(-)}C_n$  відповідають дві області ( $IIIa$  і  $IIIб$ ) на площині  $R^{(-)}R_n$ .

Таким чином на діаграмі стійкості С-негатрона N-типу (рис. 2.7) є шість різних областей ( $Ia$ ,  $Iб$ ,  $IIa$ ,  $IIб$ ,  $IIIa$ ,  $IIIб$ ), що визначають режим роботи С-негатрона.

$$\begin{aligned} \text{Область } Ia. \quad & \sigma > 0 \text{ або } R_n > |R^{(-)}|, \\ & p < 0 \text{ або } C_n > |C^{(-)}|, \\ & \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} > \frac{\sigma}{2}. \end{aligned}$$

Корені характеристичного рівняння  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  - дійсні числа, причому  $\lambda_1 > 0$ , а  $\lambda_2 < 0$ . Відповідно, перший член рівняння (2.17) буде збільшуватися за експоненціальним законом, а другий - зменшуватися. Оскільки в цій області  $C_n > |C^{(-)}|$ , то можливе тільки одне положення рівноваги (див. рис. 2.6). Так як один з коренів характеристичного рівняння позитивний, то це положення рівноваги буде нестійким. Схема буде працювати в режимі генерації релаксаційних коливань.

*Область Iб.*



$$\begin{aligned} \sigma < 0 \text{ або } R_n < |R^{(-)}|, \\ p < 0 \text{ або } C_n > |C^{(-)}|, \\ \frac{\sigma^2}{4} - p > 0. \end{aligned}$$

Корені характеристичного рівняння  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  - дійсні числа, причому  $\lambda_1 > 0$ , а  $\lambda_2 < 0$ . Відповідно, перший член рівняння (2.17) буде збільшуватися за експоненційним законом, а другий - зменшуватися. Оскільки в цій області  $C_n > |C^{(-)}|$ , то можливе тільки одне положення рівноваги. Так як один з коренів характеристичного рівняння позитивний, то це положення рівноваги є нестійким. Схема буде працювати в режимі генерації релаксаційних коливань.

*Область Па.*

$$\begin{aligned} \sigma > 0 \text{ або } R_n > |R^{(-)}|, \\ p > 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|, \\ \frac{\sigma^2}{4} - p > 0. \end{aligned}$$

Корені характеристичного рівняння  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  - дійсні та від'ємні числа. Обидва експоненційні члени рівняння (2.17) зменшуються в часі. Так як  $C_n < |C^{(-)}|$ , то можливі три положення рівноваги, причому на ділянці від'ємної ємності положення рівноваги стійке. Схема може працювати в якості нелінійного елемента (детектора, перетворювача, змішувача, обмежувача) з підсиленням.

*Область Пб.*

$$\begin{aligned} \sigma < 0 \text{ або } R_n < |R^{(-)}|, \\ p > 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|, \\ \frac{\sigma^2}{4} - p > 0. \end{aligned}$$

Корені  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  - дійсні додатні числа. Два перших члена рівняння (2.17) збільшуються в часі за експоненційним законом. Так як  $C_n < |C^{(-)}|$ , то можливі три положення рівноваги, причому положення рівноваги на ділянці

від'ємної ємності є нестійким. Два інших положення рівноваги будуть стійкими, так як в них  $C^{(-)} > 0$  і обидва коефіцієнти  $\sigma$  і  $p$  додатні. Таким чином, в області *Іб* схема буде працювати в режимі перемикання.

$$\begin{aligned} \text{Область IIIa.} \quad & \sigma > 0 \text{ або } R_n > |R^{(-)}|, \\ & p > 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|, \\ & \frac{\sigma^2}{4} - p < 0. \end{aligned}$$

Корені  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  - комплексні числа з від'ємною дійсною частиною. Це свідчить про те, що у відповідності до (2.17), в системі буде мати місце коливальний процес, який затухає за експоненціальним законом. Так як  $C_n < |C^{(-)}|$ , то можливі три положення рівноваги, причому положення рівноваги на ділянці від'ємної ємності є стійким. Схема буде працювати в режимі підсилення.

$$\begin{aligned} \text{Область IIIб.} \quad & \sigma < 0 \text{ або } R_n < |R^{(-)}|, \\ & p > 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|, \\ & \frac{\sigma^2}{4} - p < 0. \end{aligned}$$

Корені  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  - комплексні числа з позитивною дійсною частиною. Відповідно, два перших члени в рівняння (2.17) описують періодичний процес, амплітуда якого збільшується за експоненціальним законом. Так як  $C_n < |C^{(-)}|$ , то можливі три положення рівноваги, причому положення рівноваги на ділянці від'ємної ємності є нестійким. Схема буде працювати в режимі перемикання.

Таким чином, режим роботи схеми з С-негатроном N-типу залежить від ємності та активного опору навантаження, величини від'ємної ємності та від'ємного активного опору С-негатрона. Вибираючи відповідним чином ємність і активний опір навантаження та напругу зміщення, що визначає величини  $C^{(-)}$  і  $R^{(-)}$ , можна одержати будь-який з таких режимів роботи:

- 1) генерація релаксаційних коливань - області *Ia* і *Iб*;
- 2) робота в якості нелінійного елементу (детектування, змішування, обмеження) з підсиленням - область *IIa*;

- 3) перемикання - області *IIб* і *IIIб*;
- 4) підсилення - область *IIIа*.

З наведеного вище аналізу стійкості видно, що схема буде стійкою при одночасному виконанні умов:

$$C_n < |C^{(-)}|, \quad (2.25)$$

$$R_n > |R^{(-)}|. \quad (2.26)$$

При невиконанні умови (2.25), незалежно від того, виконується чи не виконується умова (2.26), схема буде працювати в режимі генерації релаксаційних коливань. При виконанні умови (2.25) та невиконанні умови (2.26), схема буде працювати в режимі перемикання. Робота в режимі генерації синусоїдальних коливань є неможливою.

#### 2.4.2. Аналіз стійкості навантаженого С-негатрона S-типу

Найпростішу еквівалентну схему навантаженого С-негатрона S-типу можна представити в вигляді рис. 2.8, де враховані:  $C_n$  - ємність навантаження;  $R_n$  - загальний активний опір навантаження з урахуванням внутрішнього опору джерела живлення;  $L$  - сумарна індуктивність навантаження та С-негатрона;  $C^{(-)}$  - від'ємна диференційна ємність С-негатрона;  $R$  - активний диференційний опір С-негатрона S-типу,  $I_T$  - джерело струму.

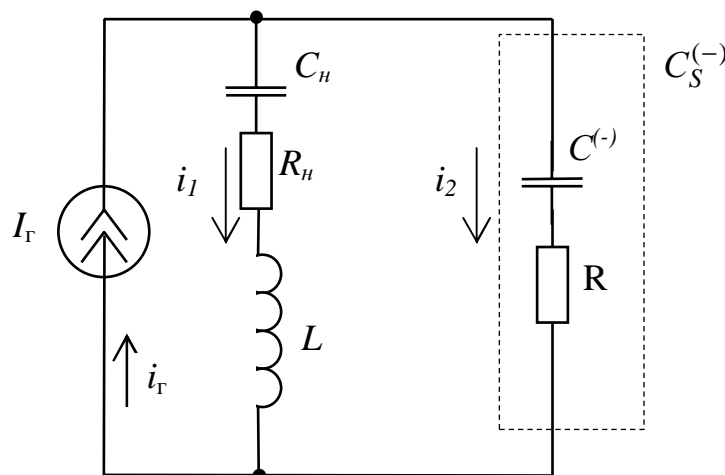


Рис. 2.8. Еквівалентна схема навантаженого С-негатрона S-типу

Зробивши припущення, що  $C^{(-)}$  і  $R$  є лінійними елементами, що є справедливим для режиму малого сигналу, та застосувавши операторний метод розрахунку електронних схем, знайдемо характеристичне рівняння кола:

$$p^2 + p \frac{R_n + R}{L} + \frac{C_n + C^{(-)}}{C_n C^{(-)} L} = 0. \quad (2.28)$$

Для зручності подальшого аналізу, представимо одержане характеристичне рівняння (2.28) в формі:

$$\lambda^2 + \sigma \lambda + p = 0, \quad (2.29)$$

де

$$\sigma = \frac{R_n + R}{L}, \quad (2.30)$$

$$p = \frac{C_n + C^{(-)}}{L C_n C^{(-)}}, \quad (2.31)$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\sigma}{2} \pm \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p}, \quad (2.32)$$

$\lambda_{1,2}$  - корені характеристичного рівняння (2.29).

Розв'язок рівняння (2.29) будемо шукати в вигляді:

$$i_{C^{(-)}} = A e^{\lambda_1 t} + B e^{\lambda_2 t}. \quad (2.33)$$

Для аналізу стійкості схеми, що приведена на рис. 2.8, необхідно визначити положення рівноваги та їх стійкість. В положенні рівноваги фазові швидкості дорівнюють нулю, тобто

$$\frac{di}{dt} = 0 \text{ і } \frac{du}{dt} = 0. \quad (2.34)$$

Схема на рис. 2.8 описується такими рівняння Кірхгофа:

$$u_{C_n} + i_1 R_n + L \frac{di_1}{dt} = u_{C^{(-)}} + i_2 R; \quad (2.35)$$

$$i_1 + i_2 = i_T,$$

де  $i_1 = C_n \frac{du_{C_n}}{dt};$

$$i_2 = C^{(-)} \frac{du_{C^{(-)}}}{dt}.$$

Підставив в (2.35) умови рівноваги (2.34), одержимо:

$$u_{C_n} = u_{C^{(-)}}.$$

З урахуванням того, що  $u_{C_n} = \frac{q_{C_n}}{C_n}$ , де  $q_{C_n}$  - заряд ємності навантаження, і при паралельному з'єднанні ємностей їх заряди сумуються, одержимо рівняння прямої навантаження:

$$u(q) = \frac{Q_\Gamma - q}{C_n},$$

де  $Q_\Gamma = q_{C_n} + q_{C^{(-)}}$  - заряд, що створюється джерелом живлення (сумарний заряд ємності навантаження та С-негатрона). При застосуванні для керування С-негатроном S-типу джерела струму, то  $Q_\Gamma = \int_0^t I_\Gamma dt$  [183].

Таким чином, положеннями рівноваги є точки перетину кулон-вольтної характеристики С-негатрона S-типу з прямою навантаження. Таких точок може бути або одна, або три (рис. 2.9).

В випадку, коли  $C_n > |C^{(-)}|$  (рис. 2.9, а), пряма навантаження перетинає кулон-вольтну характеристику в трьох точках - маємо три положення рівноваги. Якщо  $C_n < |C^{(-)}|$ , то маємо тільки одне положення рівноваги (рис. 2.9, б).

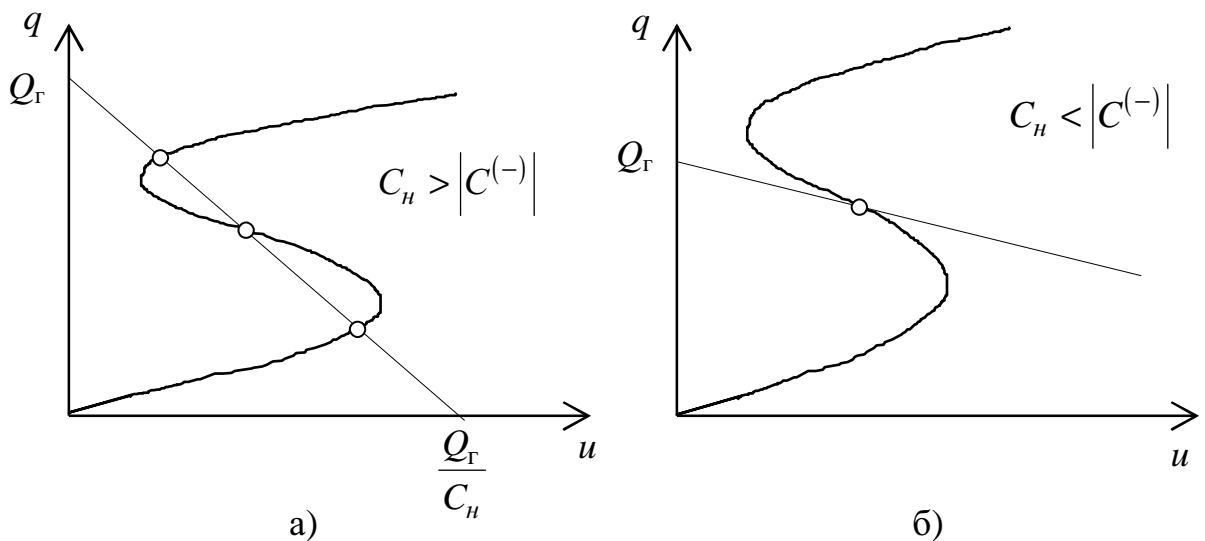


Рис. 2.9. Можливі положення рівноваги навантаженого С-негатрона S-типу

Положення рівноваги будуть стійкими, якщо дійсні частини коренів ха-

рактичного рівняння (2.29) будуть від'ємними. Для цього за теоремою Рауса-Гурвіца для систем другого порядку необхідно та досить, щоб виконувалися одночасно дві умови [115]:

$$\sigma > 0; \quad p > 0. \quad (2.36)$$

Коефіцієнти  $\sigma$  і  $p$  залежать від параметрів елементів схеми. З (2.30) і (2.31) видно, що для постійного значення  $L$  виконання або невиконання умов (2.36) залежить від значень ємності навантаження  $C_n$  і диференційної від'ємної ємності  $C^{(-)}$  С-негатрона S-типу. Коефіцієнт  $\sigma$ , як видно з (2.30), завжди більше нуля ( $\sigma > 0$ ), так як активний диференційний опір С-негатрона S-типу більше нуля ( $R > 0$ ). Диференційна від'ємна ємність  $C^{(-)}$  С-негатрона змінюється при зміні заряду зміщення. Тому при зміні ємності навантаження та заряду зміщення буде змінюватися режим роботи схеми.

Нас буде цікавити тільки інтервал заряду зміщення, в якому диференційна ємність від'ємна ( $C^{(-)} < 0$ ), так як тільки в цьому інтервалі положення рівноваги схема може бути нестійким.

Розглянемо положення рівноваги схеми для різних співвідношень коефіцієнтів  $\sigma$  і  $p$ , тобто в залежності від співвідношення величин  $C_n$ ,  $R_n$ ,  $C^{(-)}$ ,  $R$ . З виразів (2.29) - (2.32) видно, що можна записати три граничних умови, при яких коефіцієнт  $p$  і підкореневий вираз в (2.32) звертаються в нуль:

$$1) \quad p = \frac{C_n + C^{(-)}}{LC_n C^{(-)}} = 0, \quad (2.37)$$

якщо  $C_n = -C^{(-)}$ .

$$2) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (2.38)$$

якщо  $C_n = \frac{4L}{(R_n + R^{(-)})^2 - 4L/C^{(-)}}$ .

$$3) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (2.39)$$

якщо

$$R_{H1,2} = -R^{(-)} \pm 2\sqrt{\frac{L(C_H + C^{(-)})}{C_H C^{(-)}}}.$$

Для граничних умов (2.38) і (2.39) розв'язок існує тільки в випадку, коли  $p \geq 0$ .

На графіку з осями координат  $C_H$  і  $C^{(-)}$  (рис. 2.10, а) рівнянню (2.37) відповідає пряма, що виходить з початку координат під кутом  $45^\circ$ , а рівнянню (2.38) - гіпербола, що проходить через початок координат. На графіку з осями координат  $R_H$  і  $R^{(-)}$  рівнянню (2.39) відповідає пряма, що виходить під кутом  $45^\circ$  з точки  $(0; 2\sqrt{\frac{L(C_H + C^{(-)})}{C_H C^{(-)}}})$  (рис. 2.10, в).

Області *I* на площині параметрів  $C^{(-)}C_H$  відповідає вся площина параметрів  $RR_H$  (рис. 2.10, б). Області *II* на площині  $C^{(-)}C_H$  відповідає область *II* на площині  $R^{(-)}R_H$  (рис. 2.10, в). Області *III* на площині  $C^{(-)}C_H$  відповідає область *III* на площині  $RR_H$ .

Таким чином на діаграмі стійкості С-негатрона S-типу (рис. 2.10) можна виділити три різних області (*I*, *II*, *III*), що визначають режим роботи схеми з С-негатроном S-типу.

*Область I.*

$$\begin{aligned} \sigma &> 0, \\ p < 0 \text{ або } C_H &> |C^{(-)}|, \\ \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} &> \frac{\sigma}{2}. \end{aligned}$$

Корені характеристичного рівняння (2.29)  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  - дійсні числа, причому  $\lambda_1 > 0$ , а  $\lambda_2 < 0$ . Отже, перший член рівняння (2.33) буде збільшуватися за експоненційним законом, а другий - зменшуватися. Оскільки в цій області  $C_H > |C^{(-)}|$ , то можливі три положення рівноваги (див. рис. 2.9), причому на ділянці від'ємної ємності положення рівноваги буде нестійким. Два інших положення рівноваги будуть стійкими, так як в них  $C^{(-)} > 0$  і обидва коефіцієнти  $\sigma$  і  $p$  додатні. Таким чином, в області *I* схема буде працювати в режимі перемикання.

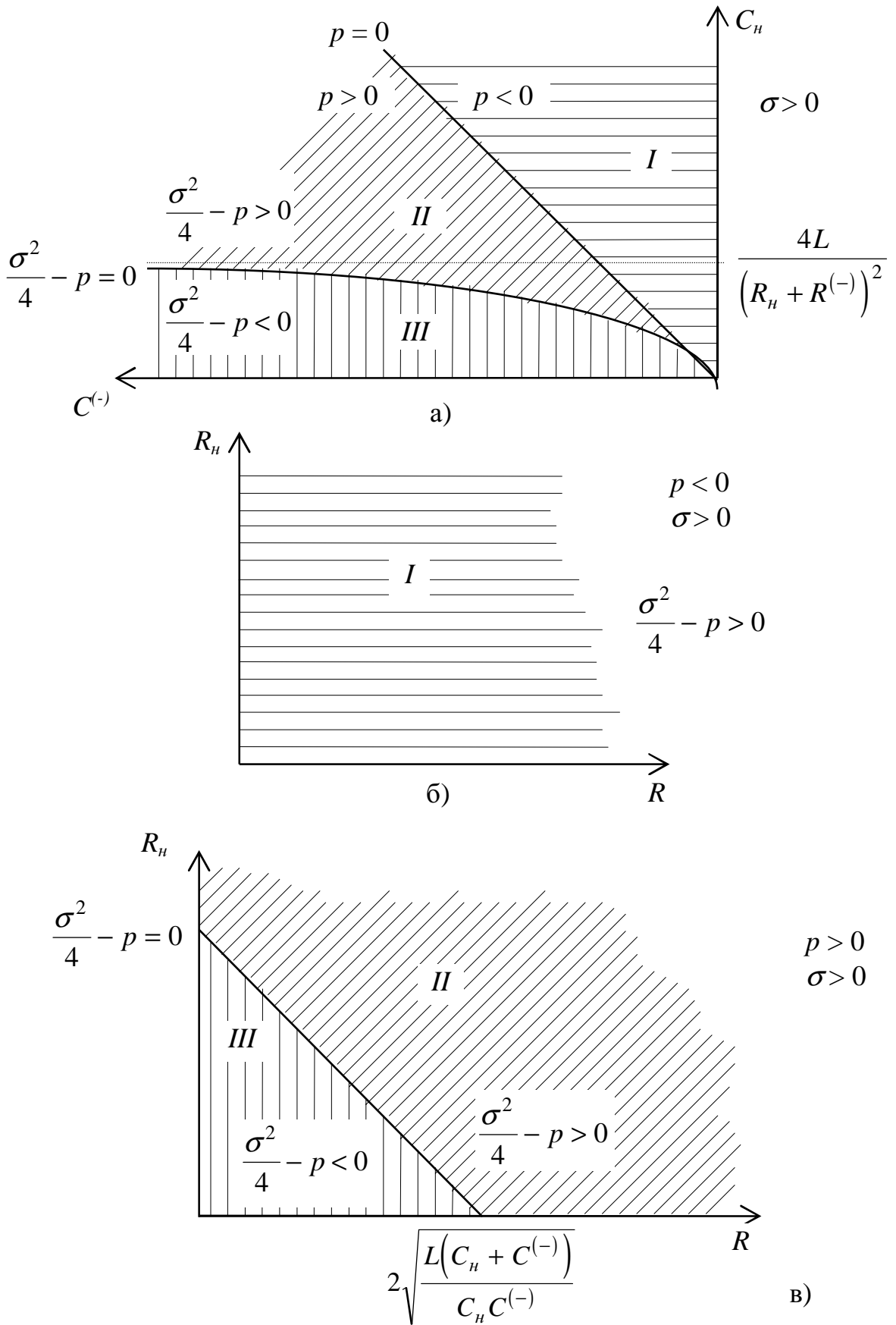


Рис. 2.10. Діаграми стійкості, що визначають режим роботи навантаженого С-негатрона S-типу



*Область II.*

$$\begin{aligned} \sigma &> 0, \\ p &> 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|, \\ \frac{\sigma^2}{4} - p &> 0. \end{aligned}$$

Корені  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  - дійсні і від'ємні числа. Обидва експоненційні члени рівняння (2.33) зменшуються в часі. Одне можливе положення рівноваги ( $C_n < |C^{(-)}|$ ) є стійким. Схема може працювати в якості нелінійного елемента (детектора, перетворювача, змішувача, обмежувача).

*Область III.*

$$\begin{aligned} \sigma &> 0, \\ p &> 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|, \\ \frac{\sigma^2}{4} - p &< 0. \end{aligned}$$

Корені  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  - комплексні числа з від'ємною дійсною частиною. Отже, в відповідності з (2.33), в системі буде мати місце коливальний процес, згасаючий за експоненційним законом. Одне можливе положення рівноваги ( $C_n < |C^{(-)}|$ ) є стійким. С-негатрон може працювати в якості нелінійного елемента.

Таким чином, режим роботи схеми з С-негатроном S-типу залежить від ємності та активного опору навантаження, величини від'ємної ємності та активного опору С-негатрона S-типу. Вибираючи відповідним чином ємність і активний опір навантаження та заряд зміщення, який визначає величини  $C^{(-)}$  і  $R$ , можна одержати один з таких режимів роботи:

- 1) перемикання - область I ;
- 2) робота в якості нелінійного елемента (детектування, перетворення, змішування, обмеження) - області II, III.

З приведенного вище аналізу видно, що схема з С-негатроном S-типу буде стійкою за виконання умови  $C_n < |C^{(-)}|$ .

Результати проведеного вище аналізу стійкості навантажених С-негатронів N- і S-типу зведені в таблицю 2.1.

Таблиця 2.1

## Умови стійкості та можливі режими роботи навантажених С-негатронів

Область	$p$	$\sigma$	$\frac{\sigma^2}{4} - p$	Режим роботи
1	2	3	4	5
С-негатрон N-типу				
1	2	3	4	5
<i>Ia</i>	$< 0$ $C_n >  C^{(-)} $	$> 0$ $R_n >  R^{(-)} $	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Генерація релаксаційних коливань
<i>Iб</i>	$< 0$ $C_n >  C^{(-)} $	$< 0$ $R_n <  R^{(-)} $	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Генерація релаксаційних коливань
<i>IIa</i>	$> 0$ $C_n <  C^{(-)} $	$> 0$ $R_n >  R^{(-)} $	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Робота в якості нелінійного елемента (перетворення, змішування) з підсиленням
<i>IIб</i>	$> 0$ $C_n <  C^{(-)} $	$< 0$ $R_n <  R^{(-)} $	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Перемикання
<i>IIIa</i>	$> 0$ $C_n <  C^{(-)} $	$> 0$ $R_n >  R^{(-)} $	$< 0$	Підсилення
<i>IIIб</i>	$> 0$ $C_n <  C^{(-)} $	$< 0$ $R_n <  R^{(-)} $	$< 0$	Перемикання
С-негатрон S-типу				
1	2	3	4	5
<i>I</i>	$< 0$ $C_n >  C^{(-)} $	$> 0$	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Перемикання
<i>II</i>	$> 0$ $C_n <  C^{(-)} $	$> 0$	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Робота в якості нелінійного елемента (перетворення, змішування)
<i>III</i>	$> 0$ $C_n <  C^{(-)} $	$> 0$	$< 0$	Робота в якості нелінійного елемента

Порівняння результатів аналізу стійкості навантажених С-негатронів N- та S-типів показує, що дані схеми є потенційно нестійкими і режим їх роботи буде визначатися параметрами навантаження та напруги (заряду) зміщення. С-негатрон N-типу є більш багатофункціональним приладом, так як електронна схема з С-негатроном N-типу, на відміну від С-негатрона S-типу, може працювати додатково в режимі генерації релаксаційних коливань та підсилення, що пояснюється наявністю в еквівалентній схемі даного приладу від'ємного активного опору.

## 2.5. Аналіз чутливості електронних кіл з С-негатронами

Чутливість є одним з основних питань синтезу електронних пристроїв. Визначення чутливості електронних кіл з С-негатронами дозволить в подальшому на етапі проектування ефективно враховувати вплив на характеристики елементів автоматики на основі С-негатронів розкиду параметрів компонентів та різних дестабілізуючих факторів навколишнього середовища (наприклад, температури, тощо), а також синтезувати схеми з потрібними значеннями чутливостей. Питання чутливості особливо важливо для приладів з від'ємним значенням основного диференційного параметру, так електронні схеми на їх основі є більш чутливими до зміни різних параметрів.

Основним параметром С-негатронів є величина від'ємної диференційної ємності  $C^{(-)}$ . Взагалі можливі два типи включення від'ємної ємності в електричне коло: паралельно та послідовно до додатної ємності кола  $C$  (рис. 2.11). Основний параметр, яким буде характеризуватися таке коло - це сумарна ємність  $C_{\Sigma}$ .

За відсутності в колі від'ємної ємності  $C^{(-)}$ , сумарна ємність кола дорівнює  $C_{\Sigma} = C$ , абсолютна та відносна чутливості [110] сумарної ємності кола в цьому випадку відповідно дорівнюють:

$$S(C_{\Sigma}, C) = \frac{dC_{\Sigma}}{dC} = 1, \quad S_C^{C_{\Sigma}} = \frac{dC_{\Sigma}}{dC} \frac{C}{C_{\Sigma}} = 1.$$

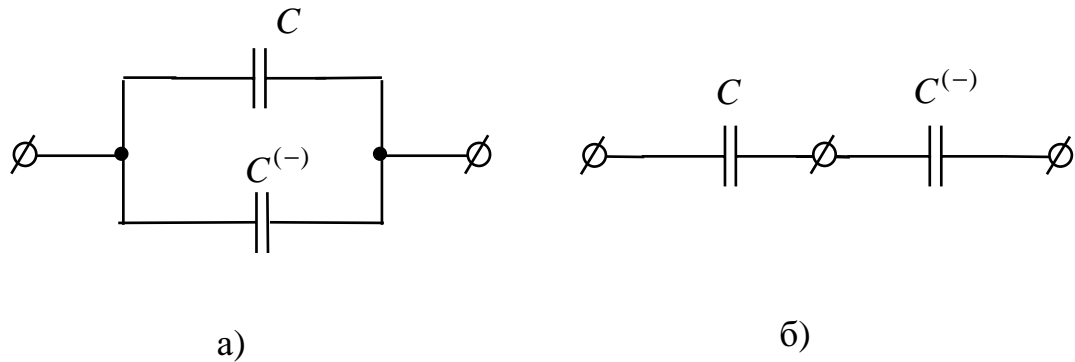


Рис. 2.11. Паралельне (а) та послідовне (б) з'єднання від'ємної ємності  $C^{(-)}$  з додатною ємністю  $C$  електронного кола

Визначимо вплив на чутливість сумарної ємності  $C_{\Sigma}$  кола включення послідовно або паралельно від'ємної ємності  $C^{(-)}$ .

Сумарна ємність паралельного з'єднання від'ємної та додатної ємностей (рис. 2.11, а) визначається за формулою:

$$C_{\Sigma} = C + C^{(-)}. \quad (2.40)$$

З виразу (2.40) видно, що, так як  $C^{(-)} < 0$ , то таке включення ємностей, за виконання умови  $|C^{(-)}| < 2C$ , дозволяє зменшити сумарну ємність кола в  $\frac{C}{C + C^{(-)}}$  разів. За умови, якщо  $C = |C^{(-)}|$ , то сумарна ємність кола дорівнює нулю, тобто  $C_{\Sigma} = 0$ . Отже таке включення від'ємної ємності  $C^{(-)}$  можна використовувати для повної або часткової компенсації небажаної паразитної додатної ємності кола  $C$ . Графік залежності сумарної ємності  $C_{\Sigma}$  кола від значення від'ємної ємності  $C^{(-)}$  зображений на рис. 2.12, а.

В цьому випадку абсолютна чутливість сумарної ємності кола, виходячи з (2.40), буде визначатися виразом

$$S(C_{\Sigma}, C) = \frac{dC_{\Sigma}}{dC} = 1, \quad (2.41)$$

а відносна:

$$S_C^{C_{\Sigma}} = \frac{C}{C_{\Sigma}} = \frac{C}{C + C^{(-)}}. \quad (2.42)$$

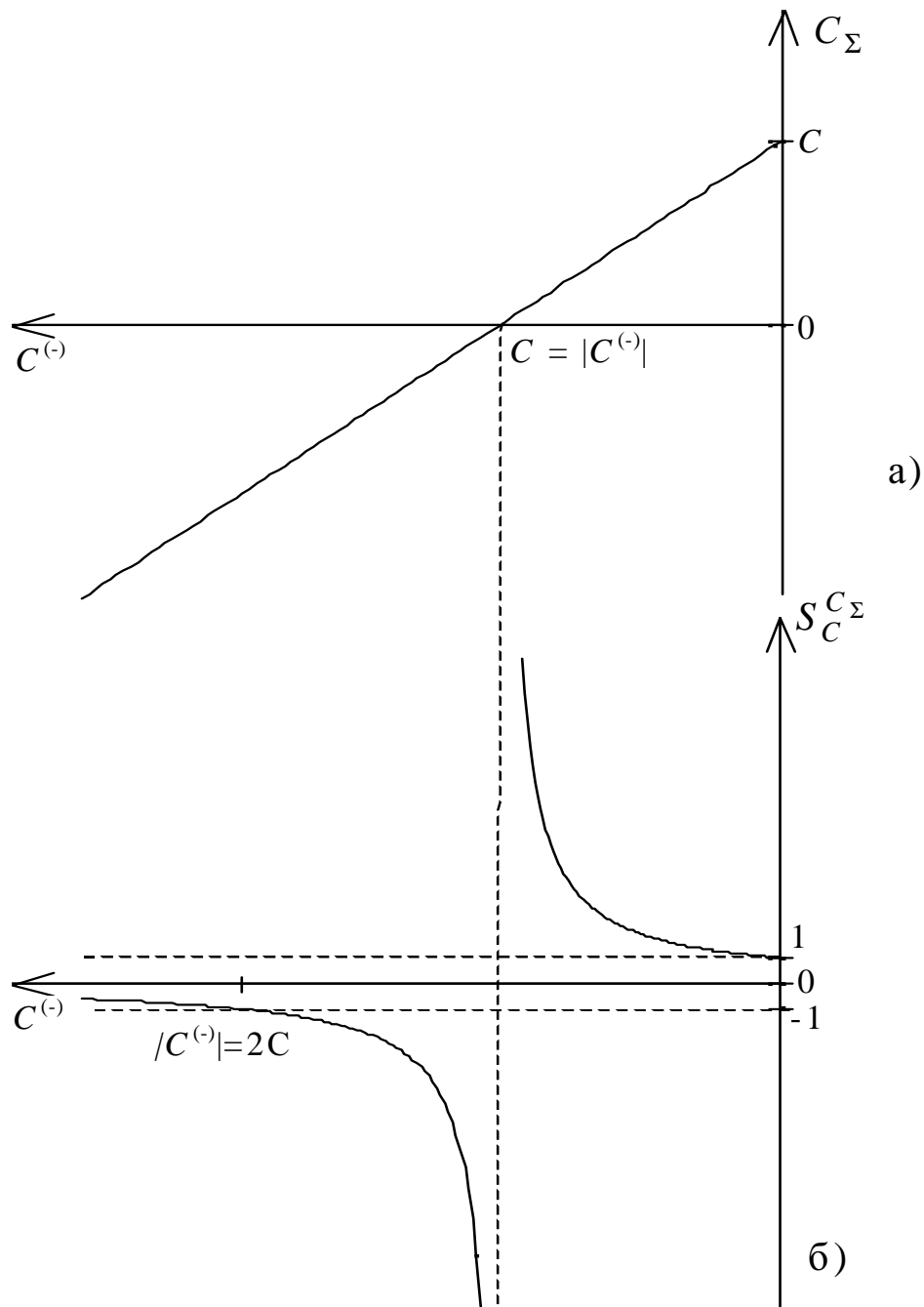


Рис. 2.12. Залежність сумарної ємності  $C_{\Sigma}$  паралельного з'єднання додатної  $C$  та від'ємної  $C^{(-)}$  ємностей (а) та залежність відносної чутливості сумарної ємності  $S_C^{C_{\Sigma}}$  (б) від значення  $C^{(-)}$

З (2.41) видно, що абсолютна чутливість в цьому випадку дорівнює 1, тобто дорівнює абсолютній чутливості сумарної ємності, коли від'ємна ємність  $C^{(-)}$  відсутня. Таким чином можна зробити висновок, що паралельне ввімкнення від'ємної ємності  $C^{(-)}$  до додатної ємності  $C$  кола не спричиняє зміни абсолютної чутливості кола. Тоді як відносна чутливість, як це впли-

ває з виразу (2.42), за виконання умови  $|C^{(-)}| < 2C$ , збільшується в  $\frac{C}{C + C^{(-)}}$  разів, тобто в стільки ж разів, в скільки відбулося при цьому зменшення сумарної ємності кола  $C_{\Sigma}$ . За виконання умови  $C = |C^{(-)}|$ , значення відносної чутливості прямує в нескінченність,  $S_C^{C_{\Sigma}} \rightarrow \infty$  (рис. 2.12, б). Практично це свідчить про те, що схема переходить в нестійкий режим роботи.

За умови, що  $|C^{(-)}| > 2C$ , маємо від'ємне значення сумарної ємності кола та його збільшення за модулем в  $\frac{C + C^{(-)}}{C}$  разів та зменшення в  $\frac{C}{C + C^{(-)}}$  разів відносної чутливості  $S_C^{C_{\Sigma}}$  (рис. 2.12). Що пояснюється тим, що в цьому випадку основний вклад в сумарну ємність кола буде вносити від'ємна ємність  $C^{(-)}$ .

Розглянемо послідовне з'єднання від'ємної  $C^{(-)}$  та додатної  $C$  ємностей (рис. 2.11, б). Сумарна ємність такого кола буде визначатися формулою:

$$C_{\Sigma} = \frac{C \cdot C^{(-)}}{C + C^{(-)}}. \quad (2.43)$$

З виразу (2.43) видно, що за умови  $|C^{(-)}| > C/2$  маємо збільшення сумарної ємності кола в  $\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}$  разів. В випадку, коли  $C = |C^{(-)}|$ , то значення сумарної ємності прямує до нескінченності,  $C_{\Sigma} \rightarrow \infty$ . Тобто послідовне з'єднання від'ємної та додатної ємностей можна використовувати для одержання надвеликих значень ємностей. Графік залежності сумарної ємності  $C_{\Sigma}$  кола від значення від'ємної ємності  $C^{(-)}$  зображений на рис. 2.13, а.

Абсолютна чутливість сумарної ємності до зміни значення додатної ємності, виходячи з (2.43), в цьому випадку дорівнює:

$$S(C_{\Sigma}, C) = \frac{dC_{\Sigma}}{dC} = \left( \frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}} \right)^2. \quad (2.44)$$

Відносна чутливість сумарної ємності, виходячи з (2.43), дорівнює:

$$S_C^{C_{\Sigma}} = \frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}. \quad (2.45)$$

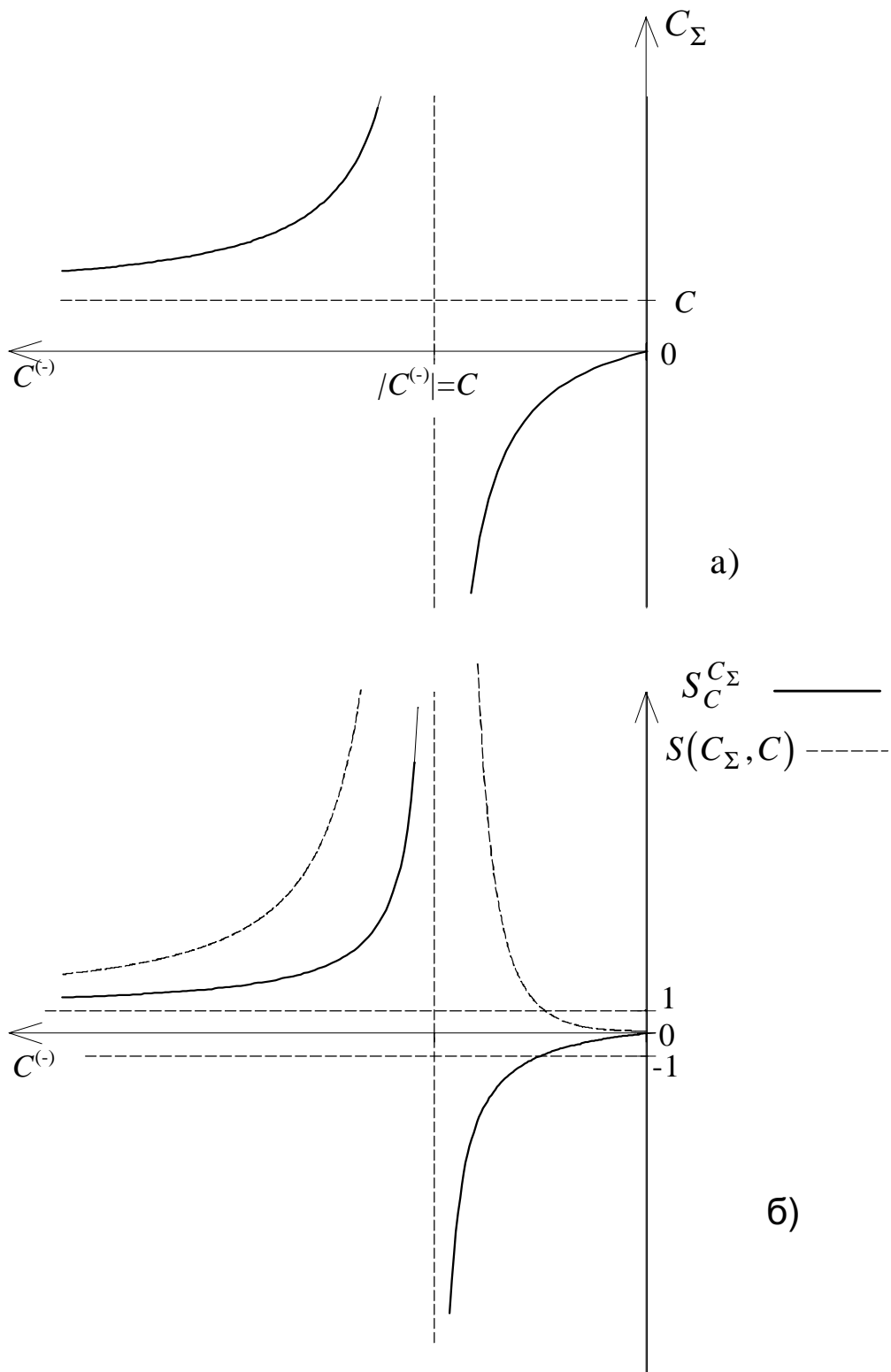


Рис. 2.13. Залежність сумарної ємності  $C_\Sigma$  послідовного з'єднання додатної  $C$  та від'ємної  $C^{(-)}$  ємностей (а) та залежність абсолютної  $S(C_\Sigma, C)$  та відносної  $S_C^{C_\Sigma}$  чутливостей сумарної ємності до зміни додатної ємності  $C$  (б) від значення від'ємної ємності  $C^{(-)}$

З виразів (2.44), (2.45) видно, що за виконання умови  $|C^{(-)}| > C/2$ , значення абсолютної та модуль відносної чутливостей сумарної ємності більше одиниці, тобто в цьому випадку абсолютна чутливість більша в  $\left(\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}\right)^2$  разів, а відносна - в  $\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}$  разів, ніж за відсутності від'ємної ємності  $C^{(-)}$  в колі. Таким чином при збільшенні сумарної ємності в  $k$  разів відбувається збільшення відносної чутливості сумарної ємності також в  $k$  разів, а абсолютної - в  $k^2$  разів. При рівності за модулем значень від'ємної та додатної ємностей ( $C = |C^{(-)}|$ ), значення абсолютної та відносної чутливостей прямує в нескінченність,  $S(C_{\Sigma}, C) \rightarrow \infty$ ,  $S_C^{C_{\Sigma}} \rightarrow \infty$  (рис. 2.13, б). Практично це свідчить про те, що схема переходить в нестійкий режим роботи.

За виконання умови  $|C^{(-)}| < C/2$  ми маємо зменшення сумарної ємності кола  $C_{\Sigma}$ , відносної  $S_C^{C_{\Sigma}}$  та абсолютної  $S(C_{\Sigma}, C)$  чутливостей у порівнянні до випадку без від'ємної ємності  $C^{(-)}$ . Що пояснюється тим, що в цьому випадку сумарна ємність  $C_{\Sigma}$  кола буде визначатися в основному значенням від'ємної ємністю  $C^{(-)}$ .

Проілюструємо одержані теоретичні положення результатами чисельного експерименту. Наприклад, ми маємо деяке коло (рис. 2.14, а), що містить ємність  $C=100$  пФ. Сумарна ємність даного кола  $C_{\Sigma} = C=100$  пФ, абсолютна чутливість  $S(C_{\Sigma}, C)=1$ , відносна чутливість  $S_C^{C_{\Sigma}}=1$ . Під'єднавши до  $C$  паралельно від'ємну ємність  $C^{(-)}=-90$  пФ одержимо коло, що зображено на рис. 2.14, б з сумарною ємністю, знайденою за виразом (2.40),  $C'_{\Sigma}=10$  пФ. Абсолютна на відносна чутливості сумарної ємності даного кола, у відповідності до виразів (2.41) і (2.42), дорівнюють:  $S(C'_{\Sigma}, C)=1$ ,  $S_C^{C'_{\Sigma}}=10$ . Таким чином відбулося зменшення сумарної ємності кола в 10 разів (з 100 пФ до 10 пФ), та збільшення відносної чутливості також в 10 разів (з 1 до 10).



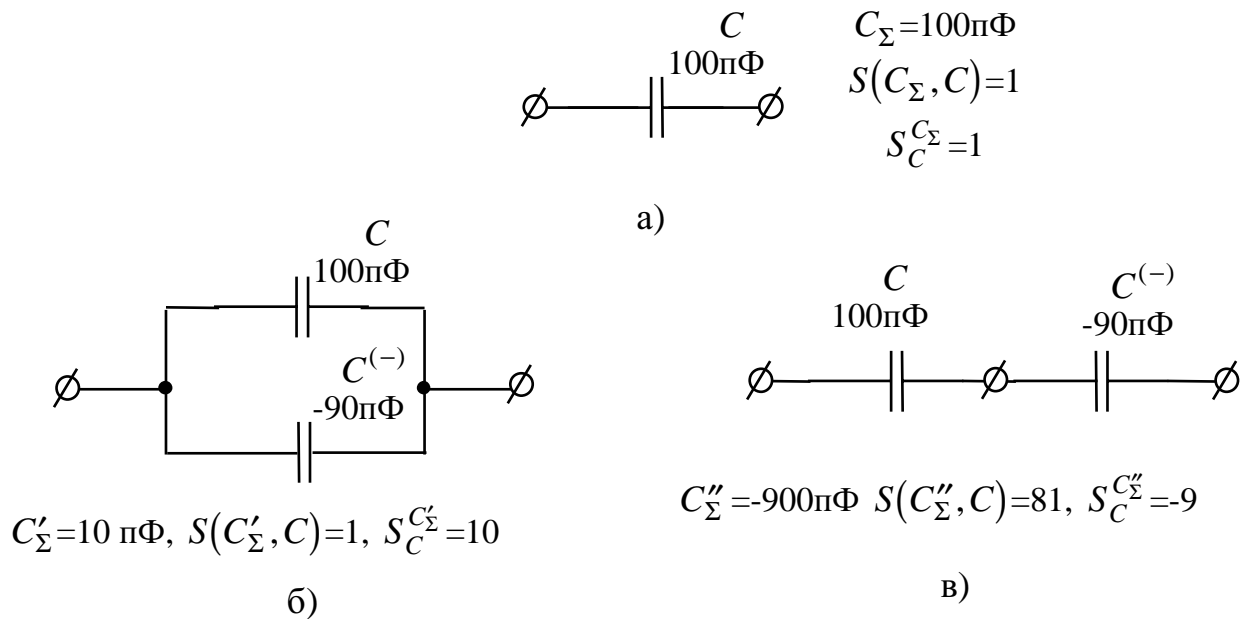


Рис. 2.14. Просте ємнісне коло (а), з паралельною від'ємною ємністю (б), з послідовною від'ємною ємністю (в)

Під'єднавши від'ємну ємність  $C^{(-)} = -90 \text{ пФ}$  послідовно до додатної ємності  $C$ , отримуємо коло, що зображене на рис. 2.14,в. Сумарна ємність даного кола, у відповідності з виразом (2.43), дорівнює:  $C''_{\Sigma} = -900 \text{ пФ}$ . Абсолютна та відносна чутливості, відповідно до виразів (2.44), (2.45), дорівнюють:  $S(C''_{\Sigma}, C) = 81$ ,  $S_C^{C''_{\Sigma}} = -9$ . Таким чином ввімкнення послідовно від'ємної ємності  $C^{(-)} = -90 \text{ пФ}$  призвело до збільшення сумарної ємності в -9 разів (з 100 пФ до -900 пФ), збільшення абсолютної чутливості в 81 раз, та відносної чутливості в -9 разів.

Проведений аналіз чутливості ємнісних електронних кіл показав, що ввімкнення в коло від'ємної ємності  $C^{(-)}$  призводить до збільшення відносної чутливості сумарної ємності кола  $S_C^{C_{\Sigma}}$  в  $\frac{C}{C + C^{(-)}}$  разів при паралельному включенні та в  $\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}$  разів відносної та в  $\left(\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}\right)^2$  разів абсолютної чутливостей  $S(C_{\Sigma}, C)$  при послідовному. Дану властивість кіл з C-негатронами можна використовувати для збільшення чутливості схем ємнісних сенсорів.

## Висновки

1. Дослідження енергетичних властивостей С-негатронів показало, що С-негатрон S-типу є пасивним елементом, тобто енергія, що споживається цим негатроном від електронного кола, є завжди додатною, і його еквівалентну схему для ділянки кулон-вольтної характеристики, де диференційна ємність С-негатрона є від'ємною, можна представити в вигляді послідовного з'єднання від'ємної ємності  $C^{(-)}$  та додатного активного опору  $R$ . С-негатрон N-типу може бути як пасивним, так і активним елементом, тобто містити внутрішнє джерело енергії, що визначається формою його кулон-вольтної характеристики. При виконанні умови  $k_2(U_3^2 - U_{II}^2) > k_1 U_{II}^2$  С-негатрон N-типу є активним елементом, тобто енергія, що споживається цим негатроном від електричного кола, стає від'ємною в деякому діапазоні напруги, прикладеної до С-негатрона. Еквівалентну схему даного негатрона для ділянки кулон-вольтної характеристики з від'ємною ємністю можна представити в вигляді послідовного з'єднання від'ємної ємності  $C^{(-)}$  та від'ємного активного опору  $R^{(-)}$ .

2. Умовою стійкості навантаженого С-негатрона N-типу є вирази:  $C_n < |C^{(-)}|$ ,  $R_n > |R^{(-)}|$ . Вибираючи відповідним чином ємність, активний опір навантаження та напругу зміщення С-негатрона N-типу, що визначає величини  $C^{(-)}$  і  $R^{(-)}$ , можна одержати будь-який з таких режимів роботи:

- генерація релаксаційних коливань;
- робота в якості нелінійного елемента (детектування, змішування, обмеження) з підсиленням;
- перемикання;
- підсилення.

3. Електронна схема з С-негатроном S-типу буде стійкою за умови  $C_n < |C^{(-)}|$ . Вибираючи відповідним чином ємність і активний опір навантаження та заряд зміщення, який визначає величини  $C^{(-)}$  і  $R$ , можна одержати

один з таких режимів роботи електронної схеми:

- перемикання ;
- робота в якості нелінійного елемента (детектування, перетворення, змішування, обмеження).

4. Ввімкнення в електронне коло від'ємної ємності призводить до збільшення чутливості сумарної ємності кола. Ввімкнення від'ємної ємності  $C^{(-)}$  паралельно до додатної ємності кола  $C$  призводить до зміни відносної чутливості сумарної ємності кола  $S_C^{C_\Sigma}$  в  $\frac{C}{C+C^{(-)}}$  разів. Абсолютна чутливість  $S(C_\Sigma, C)$  при цьому не змінюється. Включення від'ємної ємності  $C^{(-)}$  послідовно з додатною ємністю кола  $C$  призводить до зміни відносної чутливості  $S_C^{C_\Sigma}$  в  $\frac{C^{(-)}}{C+C^{(-)}}$  разів, а абсолютної чутливості  $S(C_\Sigma, C)$  - в  $\left(\frac{C^{(-)}}{C+C^{(-)}}\right)^2$  разів. За виконання умови  $C = |C^{(-)}|$  значення відносної чутливості прямує в нескінченність,  $S_C^{C_\Sigma} \rightarrow \infty$ . Фактично це свідчить про те, що схема переходить в нестійкий режим роботи.

## РОЗДІЛ 3

### ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ ТА ЧУТЛИВОСТІ НАВАНТАЖЕНИХ L-НЕГАТРОНІВ

Одним з перспективних шляхів підвищення техніко-економічних показників елементів автоматики є використання нової елементної бази, в тому числі й L-негатронів. Так використання L-негатронів дозволяє компенсувати небажані паразитні індуктивності, збільшити крутизну фронтів імпульсів струму, створити надчутливі індуктивні сенсори, тощо. Фактично L-негатрони є багатофункціональними приладами, що дозволяє розробляти на їх основі різні як аналогові, так і цифрові електронні пристрої, як то перемикачі, генератори, перетворювачі, активні фільтри, надчутливі сенсори та інші. Для ефективного проектування елементів автоматики на базі L-негатронів необхідні методи, які б враховували особливості цих приладів. Однак, як показав проведений аналітичний огляд публікацій в галузі негатроніки, відсутня загальна систематизована теорія кіл з L-негатронами, деякі важливі теоретичні питання зовсім не розглянуті, або розглянуті лише частково. Тому в даному розділі досліджені такі основні питання теорії кіл з L-негатронами, як то енергетичні властивості L-негатронів; розглянутий взаємозв'язок між видом вебер-амперної характеристики, типом керування та еквівалентною схемою L-негатрона; визначені умови стійкості та можливі режими роботи навантажених L-негатронів, проаналізована чутливість кіл з L-негатронами.

#### 3.1. Визначення L-негатрона

Існує клас елементів та їх схемотехнічних аналогів, у яких спостерігається від'ємне значення диференційної індуктивності [2]. Такі елементи одержали назву L-негатрони [182]. Як і R-негатрони, їх можна поділити на статичні та динамічні. Статичні L-негатрони мають вебер-амперні характеристики N- та S-типу, на яких спостерігається падаюча ділянка (а, б) (рис. 3.1 а, б),

де значення диференційної індуктивності є від'ємним, тобто  $L^{(-)} = \frac{d\psi}{di} < 0$ , де  $\psi$  - потокощеплення;  $i$  - струм, що протікає через індуктивність [182].

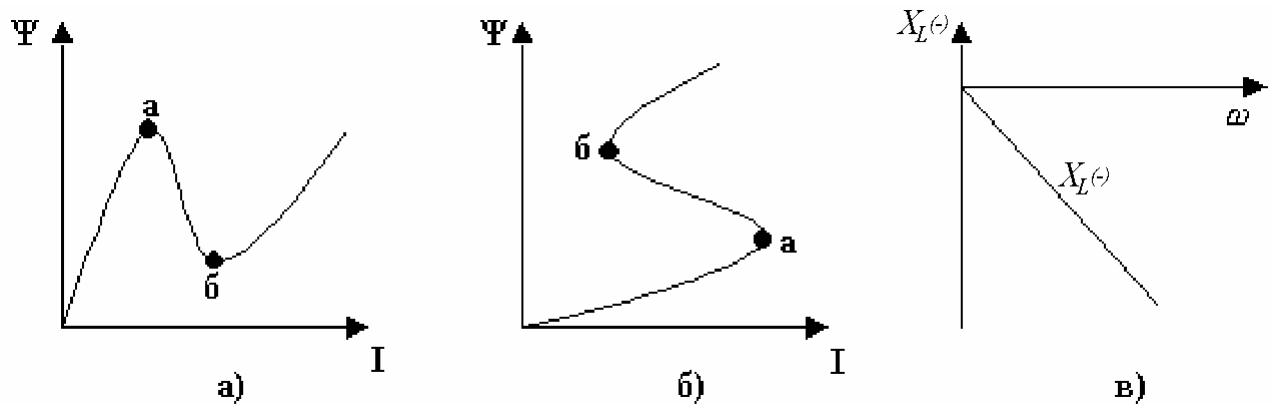


Рис 3.1. Вебер-амперні характеристики N- (а) і S- (б) типу та частотна залежність індуктивного опору L-негатрона (в)

Вид вебер-амперної характеристики визначає тип керування елементом. Як видно з рис. 3.1а, б, для L-негатрона N-типу потокощеплення  $\psi$  є однозначною функцією струму  $i$ , тобто L-негатрон N-типу потрібно віднести до елементів, що керуються напругою. Для L-негатрона S-типу навпаки - струм  $i$  є однозначною функцією потокощеплення  $\psi$ , тобто його потрібно розглядати як елемент, що керується потокощепленням. Так як потокощеплення можна виразити через функцію напруги та часу ( $\psi = \int_0^t u dt$  [183]), то L-негатрон S-типу можна вважати елементом, що керується напругою.

Індуктивний опір L-негатрона є від'ємним,  $X_{L^{(-)}} = \omega L^{(-)} < 0$ , і його модуль збільшується з збільшенням кутової частоти  $\omega$  (рис. 3.1, в).

Таким чином для L-негатрона повинні виконуватися такі умови [182]:

- для статичного L-негатрона:

$$L^{(-)} = \frac{d\psi}{di} < 0, \quad X_{L^{(-)}} = \omega L^{(-)} < 0, \quad \frac{dX_{L^{(-)}}}{d\omega} < 0;$$

- для динамічного L-негатрона:

$$X_{L^{(-)}} = \omega L^{(-)} < 0, \quad \frac{dX_{L^{(-)}}}{d\omega} < 0.$$

З практичної точки зору реалізації таких елементів та пристроїв автоматики на їх основі виникає задача представлення L-негатронів еквівалентними схемами. Це можливо зробити шляхом аналізу енергетичних властивостей таких елементів.

### 3.2. Дослідження енергетичних властивостей L-негатронів

Розглянемо як впливає вид вебер-амперної характеристики негатрона на його енергетичні властивості.

Застосувавши кусочно-лінійно апроксимацію (рис. 3.2а), вебер-амперну характеристику L-негатрона N-типу представимо в такій аналітичній формі [7]:

$$\psi(i) = \begin{cases} k_1 i, & \text{якщо } i < I_{\Pi}; \\ -k_2 i + (k_2 I_{\Pi} + \Psi_{\Pi}), & \text{якщо } I_{\Pi} \leq i \leq I_3; \\ k_3 i - (k_3 I_3 - \Psi_3), & \text{якщо } i > I_3, \end{cases} \quad (3.1)$$

де  $k_1$ ,  $k_2$  і  $k_3$  - модулі кутових коефіцієнтів прямих, що апроксимують вебер-амперну характеристику N-типу відповідно на ділянках 1, 2 і 3;  $\Psi_{\Pi}$  - пікове потокощеплення - значення потокощеплення в точці максимуму вебер-амперної характеристики N-типу;  $\Psi_3$  - потокощеплення западини, тобто значення потокощеплення в точці мінімуму вебер-амперної характеристики N-типу;  $I_{\Pi}$  - струм піка, тобто струм, що відповідає піковому потокощепленню  $\Psi_{\Pi}$ ;  $I_3$  - струм западини - струм, що відповідає потокощепленню впадини  $\Psi_3$ .

Враховуючи, що диференційна індуктивність визначається за формулою  $L_{\sim} = \frac{d\psi}{di}$  [55], продиференціювавши вираз (3.1), одержимо:

$$L_{\sim} = \begin{cases} k_1, & \text{якщо } i < I_3; \\ -k_2, & \text{якщо } I_{\Pi} < i < I_3; \\ k_3, & \text{якщо } i > I_3. \end{cases} \quad (3.2)$$

Виходячи з (3.2), залежність диференційної індуктивності L-негатрона N-типу від струму зображена на рис. 3.2,б. В інтервалі значень струму ( $I_{\Pi}$ ,  $I_3$ ) диференційна індуктивність даного елемента є від'ємною.

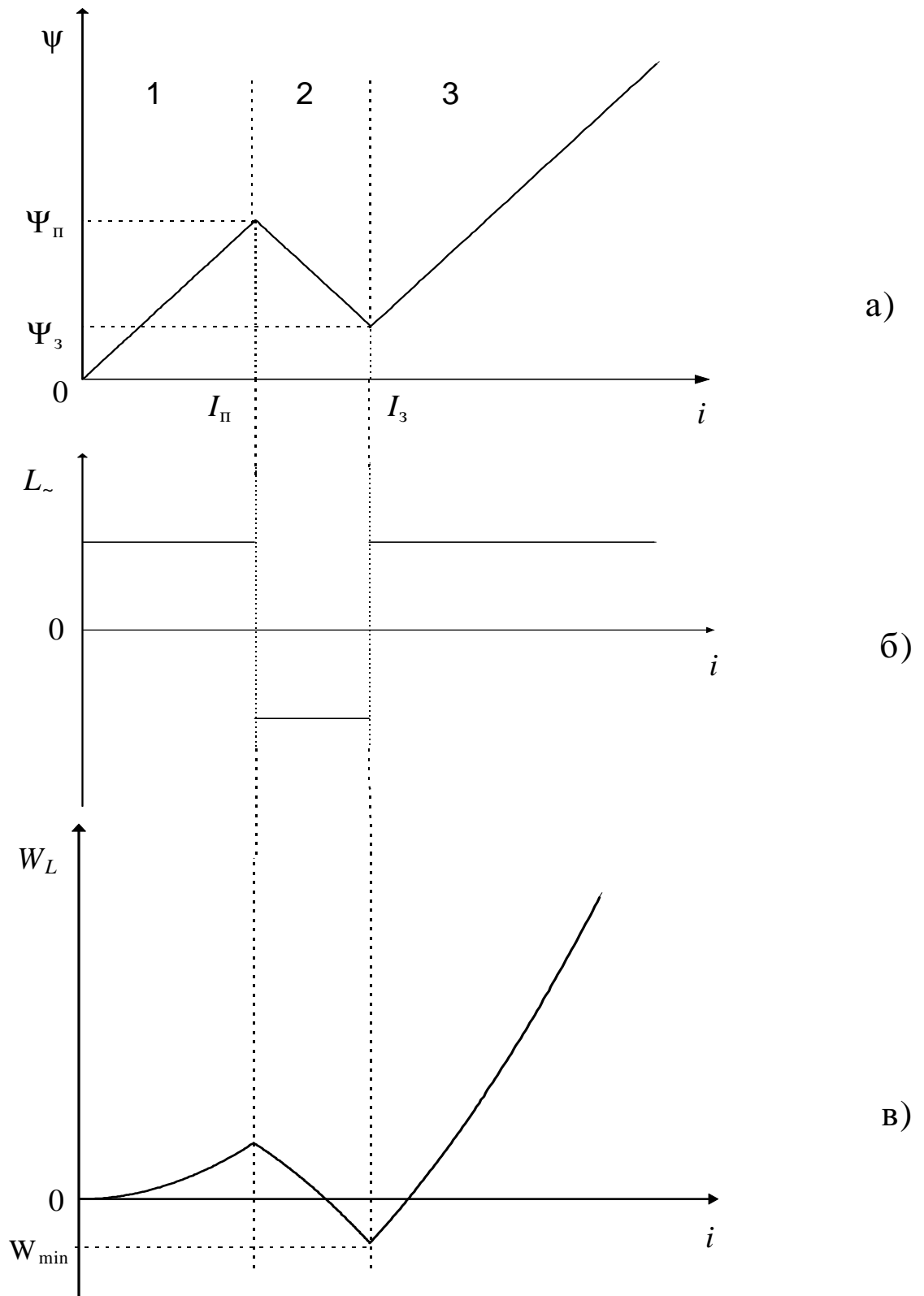


Рис. 3.2. Апроксимація вебер-амперної характеристики N-типу (а);  
 залежність диференційної індуктивності від струму (б);  
 залежність енергії L-негатрона N-типу від струму (в)

Виходячи з (3.2), залежність диференційної індуктивності L-негатрона N-типу від струму зображена на рис. 3.2,б. В інтервалі значень струму ( $I_{\Pi}, I_3$ ) диференційна індуктивність даного елемента від'ємна.

Енергія нелінійної індуктивності визначається за формулою [52]:

$$W_L = \int_0^{\psi} id\psi. \quad (3.3)$$

З урахуванням (3.3), проінтегрувавши (3.1), одержимо вираз для енергії L-негатрона N-типу:

$$W_L = \begin{cases} \frac{1}{2}k_1i^2, & \text{якщо } i < I_{\Pi}; \\ -\frac{1}{2}k_2i^2 + \frac{1}{2}I_{\Pi}^2(k_1 + k_2), & \text{якщо } I_{\Pi} \leq i \leq I_3; \\ \frac{1}{2}k_3i^2 - \frac{1}{2}I_{\Pi}^2(k_1 + k_2) - \frac{1}{2}I_3^2(k_2 + k_3), & \text{якщо } i > I_3. \end{cases} \quad (3.4)$$

Виходячи з (3.4), залежність енергії L-негатрона N-типу від струму буде мати вигляд, зображений на рис. 3.2,в. Як видно з графіку, енергія L-негатрона N-типу в інтервалі значень струму ( $I_{\Pi}, I_3$ ) зменшується і може стати від'ємною за виконання умови

$$k_2(I_3^2 - I_{\Pi}^2) > k_1I_{\Pi}^2. \quad (3.5)$$

Мінімальне значення енергії спостерігається в точці  $I_3$  і дорівнює

$$W_{\min} = \frac{I_{\Pi}^2(k_1 + k_2) - I_3^2k_2}{2}.$$

Для L-негатрона S-типу вебер-амперна характеристика може бути апроксимована виразом:

$$i(\psi) = \begin{cases} k_1\psi, & \text{якщо } \psi < \Psi_{\Pi}; \\ -k_2\psi + (k_2\Psi_{\Pi} + I_{\Pi}), & \text{якщо } \Psi_{\Pi} \leq \psi \leq \Psi_3; \\ k_3\psi - (k_3\Psi_3 - I_3), & \text{якщо } \psi > \Psi_3, \end{cases} \quad (3.6)$$

де  $k_1, k_2$  і  $k_3$  - модулі кутових коефіцієнтів прямих, що апроксимують вебер-амперну характеристику S-типу відповідно на ділянках 1, 2 і 3 (рис. 3.3а);  $I_{\Pi}$  - піковий струм - струм в точці максимуму вебер-амперної характеристики S-типу;  $I_3$  - струм западини - струм в точці мінімуму вебер-амперної характеристики S-типу;  $\Psi_{\Pi}$  - пікове потокощеплення - потокощеплення, що відпові-



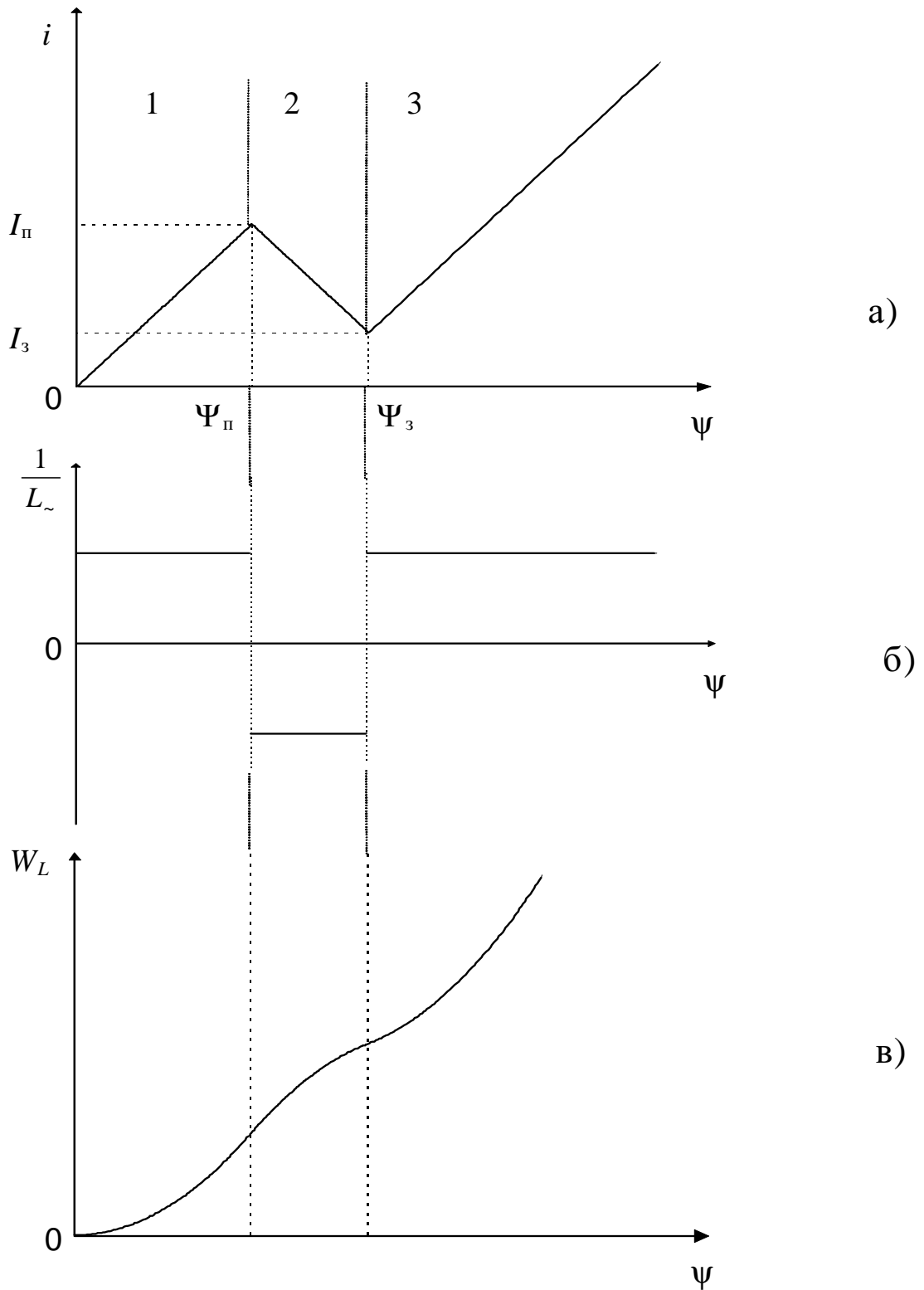


Рис. 3.3. Апроксимація вебер-амперної характеристики S-типу (а);  
 залежність оберненої диференційної індуктивності від потокощеплення (б);  
 залежність енергії L-негатрона S-типу від потокощеплення (в)

дає піковому струму  $I_{\Pi}$ ;  $\Psi_3$  - потокощеплення западини - потокощеплення, що відповідає струму западини  $I_3$ .

Враховуючи, що  $\frac{1}{L_{\sim}} = \frac{di}{d\psi}$ , після диференціювання (3.6) одержимо:

$$\frac{1}{L_{\sim}} = \begin{cases} k_1, & \text{якщо } \psi < \Psi_{\Pi}; \\ -k_2, & \text{якщо } \Psi_{\Pi} < \psi < \Psi_3; \\ k_3, & \text{якщо } \psi > \Psi_3. \end{cases} \quad (3.7)$$

Виходячи з (3.7), залежність оберненої диференційної індуктивності від потокощеплення зображена на рис. 3.3,б. В інтервалі значень потокощеплення ( $\Psi_{\Pi}$ ,  $\Psi_3$ ) диференційна індуктивність L-негатрона S-типу від'ємна.

За формулою (3.3) визначимо енергію L-негатрона S-типу. Проінтегрувавши вираз (3.6), одержимо:

$$W_L = \begin{cases} \frac{1}{2} k_1 \psi^2, & \text{якщо } \psi < \Psi_{\Pi}; \\ -\frac{1}{2} k_2 \psi^2 + (k_2 \Psi_{\Pi} + I_{\Pi}) \psi + \\ \quad + \frac{1}{2} k_1 \Psi_{\Pi}^2 - \frac{1}{2} k_2 \Psi_{\Pi}^2 - \Psi_{\Pi} I_{\Pi}, & \text{якщо } \Psi_{\Pi} \leq \psi \leq \Psi_3; \\ \frac{1}{2} k_3 \psi^2 - (k_3 \Psi_3 - I_3) \psi + \Psi_3 \left( \frac{1}{2} k_3 \Psi_3 - I_3 - \frac{1}{2} k_2 \Psi_3 + I_{\Pi} \right) + \\ \quad + \Psi_{\Pi} \left( \Psi_3 k_2 + \frac{1}{2} k_1 \Psi_{\Pi} - \frac{1}{2} k_2 \Psi_{\Pi} - I_{\Pi} \right), & \text{якщо } \psi > \Psi_3. \end{cases}$$

Графік залежності енергії L-негатрона S-типу від потокощеплення приведений на рис. 3.3,в. З графіку видно, що енергія L-негатрона S-типу зростає на всьому проміжку значень потокощеплення.

З приведенного вище аналізу енергетичних властивостей L-негатронів N-і S-типу видно, що L-негатрон S-типу є пасивним елементом електронного кола, на відміну від L-негатрона N-типу, який при виконанні умови (3.5) є активним елементом, тобто містить внутрішнє джерело живлення, яке віддає свою енергію в зовнішнє коло.

Проілюструємо одержані теоретичні положення чисельним експериментом, результати якого наведені в додатку Б.

За результатами дослідження енергетичних властивостей L-негатронів можна зробити висновки, що L-негатрон N-типу є активним приладом і його еквівалентна схема для ділянки вебер-амперної характеристики, де диференційна індуктивність є від'ємною, складається з паралельного з'єднання від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та від'ємного активного опору  $R^{(-)}$ . L-негатрон S-типу є пасивним елементом і його еквівалентна схема для ділянки вебер-амперної характеристики, де значення диференційної індуктивності є від'ємним, складається з паралельного з'єднання від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та додатного активного опору  $R$ .

### 3.3. Аналіз видів годографів L-негатронів

Аналіз енергетичних властивостей L-негатронів, проведений в попередньому параграфі, показав, що в залежності від виду вебер-амперної характеристики, вони можуть бути як активними, так і пасивними приладами. В відповідності до закону причинності [20] для L-негатрона S-типу, керованого напругою, струм (наслідок) відстає від напруги (причини). Так як напруга випереджає струм, то зсув фази між напругою та струмом додатний і дорівнює  $+270^\circ$ . Зі збільшенням частоти часовий зсув між напругою та струмом збільшується, і годограф повного опору переходить в четвертий квадрант (рис. 3.4, а). Така тенденція годографа може бути відтворена паралельним підключенням до від'ємної індуктивності допоміжного елемента в вигляді активного опору  $R$ , з урахуванням якого повний імпеданс L-негатрона дорівнює:

$$Z_{L_s^{(-)}} = \frac{pL^{(-)}R}{R + pL^{(-)}}.$$

Для L-негатрона N-типу, керованого струмом, напруга (наслідок) відстає від струму (причини). Зсув фаз між напругою та струмом від'ємний, дорівнює  $-90^\circ$  і збільшується зі збільшенням частоти. В результаті на комплексній площині годограф повного опору L-негатрона S-типу переміщується, як показано на рис. 3.4,б, в третій квадрант комплексної площині. Таку ж тенде-

нцію має годограф паралельного з'єднання від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та від'ємного активного опору  $R^{(-)}$  (рис 3.4,б). Годограф повного опору такого кола дорівнює:  $Z_{L_N^{(-)}} = \frac{pL^{(-)}R^{(-)}}{R^{(-)} + pL^{(-)}}$ .

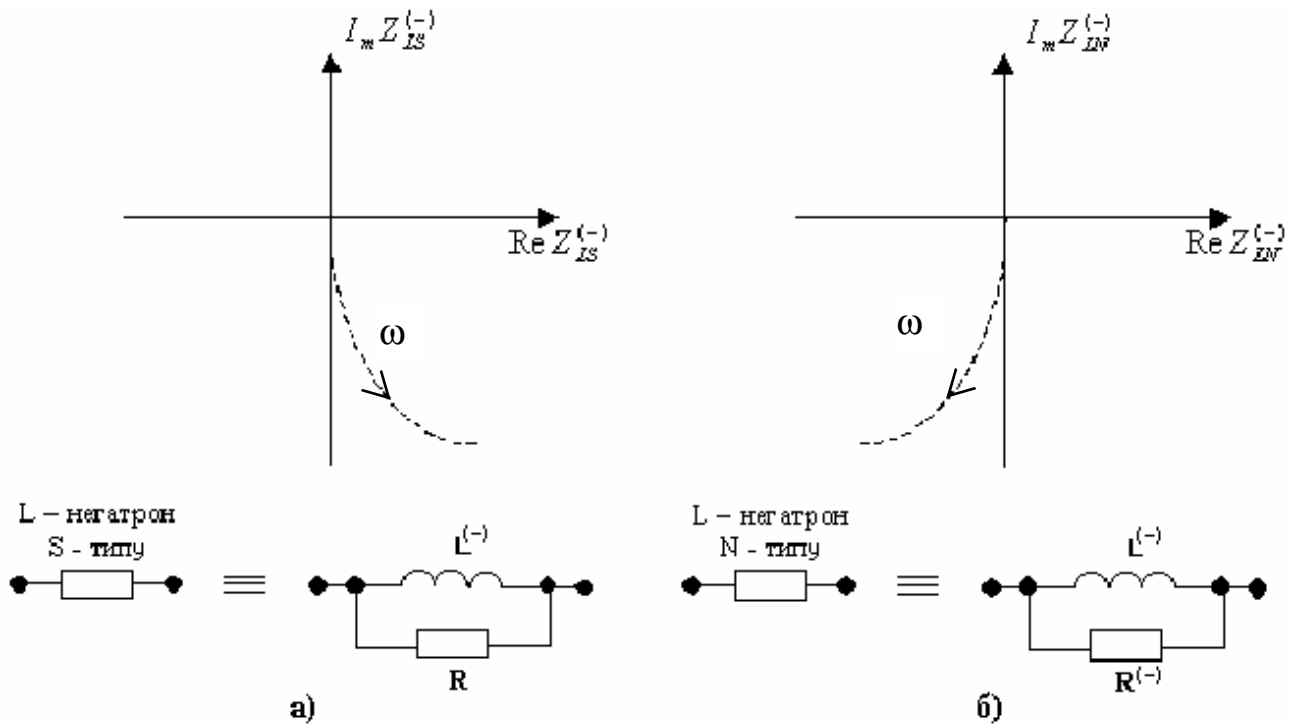


Рис. 3.4. Напрямок годографів і схеми заміщення для L-негатрона S-типу (а) та L-негатрона N-типу (б)

Таке представлення еквівалентних схем, виходячи з закону причинності, для від'ємної індуктивності, що керуються напругою та струмом було запропоновано Ф. Бенінгом, а допоміжні елементи, що при цьому приєднуються до від'ємної індуктивності, одержали назву “допоміжні елементи Баркгаузена” [2]. Таким чином аналітичні результати дослідження енергетичних властивостей L-негатронів, одержані в попередньому параграфі, збігаються з результатами одержаними Ф. Бенінгом евристичним шляхом з використанням допоміжних елементів Баркгаузена, що підтверджує їх коректність. Але на відміну від Ф. Бенінга, знайдено зв'язок виду вебер-амперної характеристики з енергетичними властивостями L-негатрона та встановлено умови, коли L-негатрон є активним чи пасивним елементом, що аналітично визначає вид йо-

го еквівалентної схеми.

Таким чином L-негатрони S-типу керуються напругою, є пасивними приладами, і їх узагальнена еквівалентна схема представляє паралельне з'єднання від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та позитивного активного опору  $R$ . L-негатрони N-типу керуються струмом, є активними приладами, та їх узагальнена еквівалентна схема представляє паралельне з'єднання від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та від'ємного активного опору  $R^{(-)}$ , що дозволяє провести дослідження стійкості та чутливості навантажених L-негатронів та елементів автоматики на їх основі.

### 3.4. Аналіз стійкості навантажених L-негатронів

Одним з центральних питань теорії кіл з L-негатронами є визначення умов стійкості, так як наявність від'ємної індуктивності робить такі кола потенційно-нестійкими. Задача визначення умов стійкості L-негатрона без наявності інших додаткових елементів схеми немає сенсу. Проблема стійкості виникає тільки тоді, коли L-негатрон працює разом із зовнішнім колом, тобто є навантаженим. У цьому випадку необхідно з'ясувати при яких опорах навантаження коло з L-негатроном залишається стійким.

Ф. Бенінгом були визначені умови стійкості електронного кола з від'ємною індуктивністю [2]. При цьому враховувалися лише від'ємна індуктивність  $L^{(-)}$  та індуктивність генератора напруги або струму  $L_T$ . Так для електронного кола з від'ємною індуктивністю, що керується напругою, була одержана умова стійкості  $L_T < |L^{(-)}|$ . Для електронного кола з від'ємною індуктивністю, що керується струмом, - умова стійкості  $L_T > |L^{(-)}|$ . Але такий аналіз стійкості є неповним, так як не враховані допоміжні елементи еквівалентної схеми L-негатрона та додаткові елементи електронної схеми, як то активний опір джерела живлення та активний опір та ємність навантаження, що в реальній схемі завжди в тій чи іншій мірі присутні і також впливають на умови стійкості та визначають режим роботи електронної схеми.

Аналіз стійкості та визначення можливих режимів роботи навантажених L-негатронів виконаємо шляхом визначення коренів характеристичного рівняння схеми за допомогою алгебраїчного критерію стійкості Рауса-Гурвіца, аналогічно до подібного аналізу навантажених R-негатронів [20].

### 3.4.1. Аналіз стійкості навантаженого L-негатрона N-типу

Використання принципу дуальності дозволяє спростити розрахунки електронних схем [184]. Так, якщо відомі рівняння для однієї схеми, то, використовуючи дуальні співвідношення, можна відразу записати закони зміни дуальних величин для дуальної схеми.

Використавши принцип дуальності від'ємної ємності та від'ємної індуктивності [185] та поширивши його на C- та L-негатрони, визначимо умови стійкості та можливі режими роботи навантаженого L-негатрона N-типу за дуальною аналогією до навантаженого C-негатрона N-типу. Еквівалентна схема навантаженого L-негатрона N-типу в цьому випадку зображена на рис. 3.5, де враховані:  $R_n$  - загальний активний опір навантаження з урахуванням внутрішнього опору джерела живлення;  $L_n$  - індуктивність навантаження;  $C$  - сумарна ємність кола;  $L^{(-)}$  - від'ємна диференційна індуктивність L-негатрона;  $R^{(-)}$  - від'ємний диференційний активний опір L-негатрона N-типу,  $I_r$  - джерело струму. Дана схема одержана шляхом дуального перетворення еквівалентної схеми навантаженого C-негатрона N-типу, яка зображена на рис. 2.5. Рівняння, що описує цю схему буде дуальним рівнянню (2.8). Його можна одержати з (2.8), зробивши за правилами дуального переходу таку заміну змінних і коефіцієнтів при них [185]:

$$\begin{aligned} u \rightarrow i, \quad R^{(-)} \rightarrow \frac{1}{R^{(-)}}, \quad R_n \rightarrow \frac{1}{R_n}, \\ C_n \rightarrow L_n, \quad C^{(-)} \rightarrow L^{(-)}, \quad L \rightarrow C. \end{aligned}$$

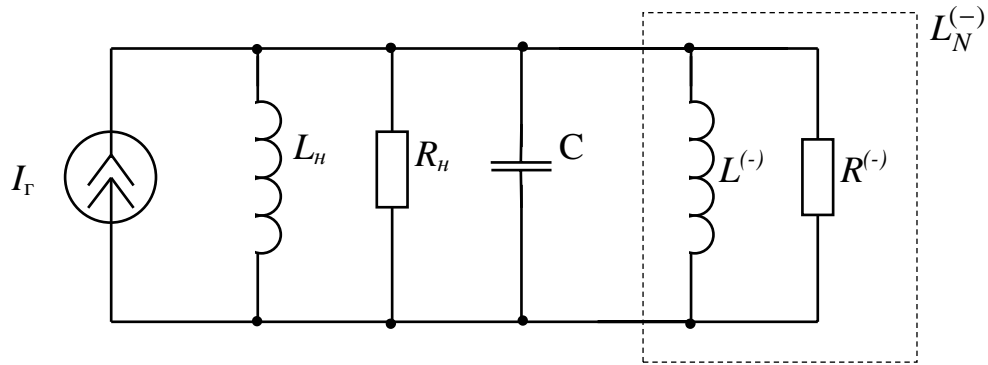


Рис. 3.5. Еквівалентна схема навантаженого L-негатрона N-типу

Розв'язувати нове рівняння будемо вважаючи  $L^{(-)}$  і  $R^{(-)}$  лінійними елементами, що справедливо для режиму малого сигналу.

Характеристичне рівняння (2.13) не зміниться, однак його коефіцієнти  $\sigma$  і  $p$ , звичайно, будуть дуальними попереднім, що визначаються виразами (2.14) і (2.15), тобто

$$\sigma = \frac{R_n + R^{(-)}}{CR_n R^{(-)}}, \quad (3.8)$$

$$p = \frac{L_n + L^{(-)}}{CL_n L^{(-)}}. \quad (3.9)$$

Розв'язок будемо шукати в вигляді:

$$i_L = Ae^{\lambda_1 t} + Be^{\lambda_2 t} + I_\Gamma, \quad (3.10)$$

де

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\sigma}{2} \pm \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p}, \quad (3.11)$$

$\lambda_{1,2}$  - корені характеристичного рівняння кола.

Граничні умови (2.20) - (2.23), при яких доданки характеристичного рівняння (2.13) та підкореневий вираз в (2.16) звертаються в нуль, запишуться в вигляді:

$$1) \quad p = \frac{L_n + L^{(-)}}{CL_n L^{(-)}} = 0, \quad (3.12)$$

якщо  $L_n = -L^{(-)}$ .

$$2) \quad \sigma = \frac{R_n + R^{(-)}}{CR_n R^{(-)}} = 0, \quad (3.13)$$

якщо  $R_H = -R^{(-)}$ .

$$3) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (3.14)$$

якщо  $L_H = \frac{4C}{\left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{R^{(-)}}\right)^2 - 4C/L^{(-)}}$ .

$$4) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (3.15)$$

якщо  $R_{H1,2} = \left[ -\frac{1}{R^{(-)}} \pm 2\sqrt{\frac{C(L_H + L^{(-)})}{L_H L^{(-)}}} \right]^{-1}$ .

Для граничних умов (3.14) і (3.15) розв'язок існує лише в випадку, якщо  $p \geq 0$ .

Коефіцієнти  $\sigma$  і  $p$  залежать від параметрів схеми. З (3.12) і (3.13) видно, що для постійного значення ємності  $C$  виконання або невиконання умови стійкості (2.19) залежить від опору  $R_H$  та індуктивності  $L_H$  навантаження, диференційного активного опору  $R^{(-)}$  та індуктивності  $L^{(-)}$  L-негатрона N-типу. Диференційна від'ємна індуктивність  $L^{(-)}$  і активний від'ємний опір  $R^{(-)}$  L-негатрона змінюються зі зміною струму зміщення. Тому зі зміною опору та індуктивності навантаження або струму зміщення L-негатрона N-типу змінюється режим роботи схеми.

Рівняння прямої навантаження для L-негатрона N-типу буде дуальним рівнянню прямої навантаження для C-негатрона N-типу і буде мати вигляд (заряд  $q$  і потокощелення  $\psi$  є дуальними величинами):

$$\psi(i) = (I_\Gamma - I)L_H.$$

За умови  $L_H < |L^{(-)}|$ , пряма навантаження перетинає вебер-амперну характеристику L-негатрона N-типу в трьох точках (три положення рівноваги) (рис. 3.6, а). За умови  $L_H > |L^{(-)}|$ , пряма навантаження перетинає вебер-амперну характеристику L-негатрона N-типу в одній точці, тобто існує тільки одне положення рівноваги (рис. 3.6, б).



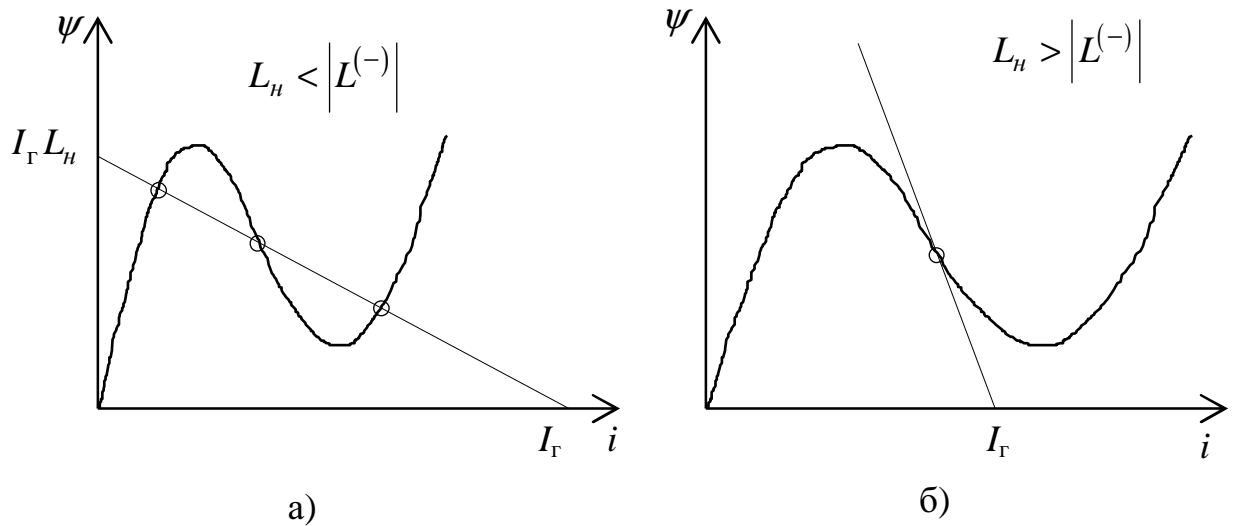


Рис. 3.6. Можливі положення рівноваги навантаженого L-негатрона N-типу

Розглянемо положення рівноваги схеми для різних співвідношень  $\sigma$  і  $p$ , тобто в залежності від співвідношення величин  $L_n, R_n, L^{(-)}, R^{(-)}$ .

Криві, які визначаються виразами (3.12) - (3.15), зображені на рис. 3.7. Вони ділять площину  $L_n L^{(-)}$  на три області (I, II, III) (рис. 3.7,а), площину  $R_n R^{(-)}$  за умови  $p < 0$  - на дві області (Iа, Iб) (рис. 3.7,б), площину  $R_n R^{(-)}$  за умови  $p > 0$  - на чотири області (IIа, IIб, IIIа, IIIб) (рис. 3.7,в). Таким чином на діаграмі стійкості L-негатрона N-типу є шість різних областей (Iа, Iб, IIа, IIб, IIIа, IIIб), в яких значення  $\sigma, p$  і  $\frac{\sigma^2}{4} - p$  розподілені аналогічно до того, як в випадку з C-негатроном N-типу. Так, в області Iа

$$\sigma > 0, \quad p < 0, \quad \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} > \frac{\sigma}{2}.$$

В області Iб

$$\sigma < 0, \quad p < 0, \quad \frac{\sigma^2}{4} - p > 0,$$

і т. д. Різниця міститься в тому, що в даному випадку: граничній умові (3.15) відповідають дві гіперболи, що проходять через початок координат (рис. 3.7,в); а умові  $\sigma < 0$  відповідає умова  $R_n > |R^{(-)}|$ , умові  $p < 0$  - умова

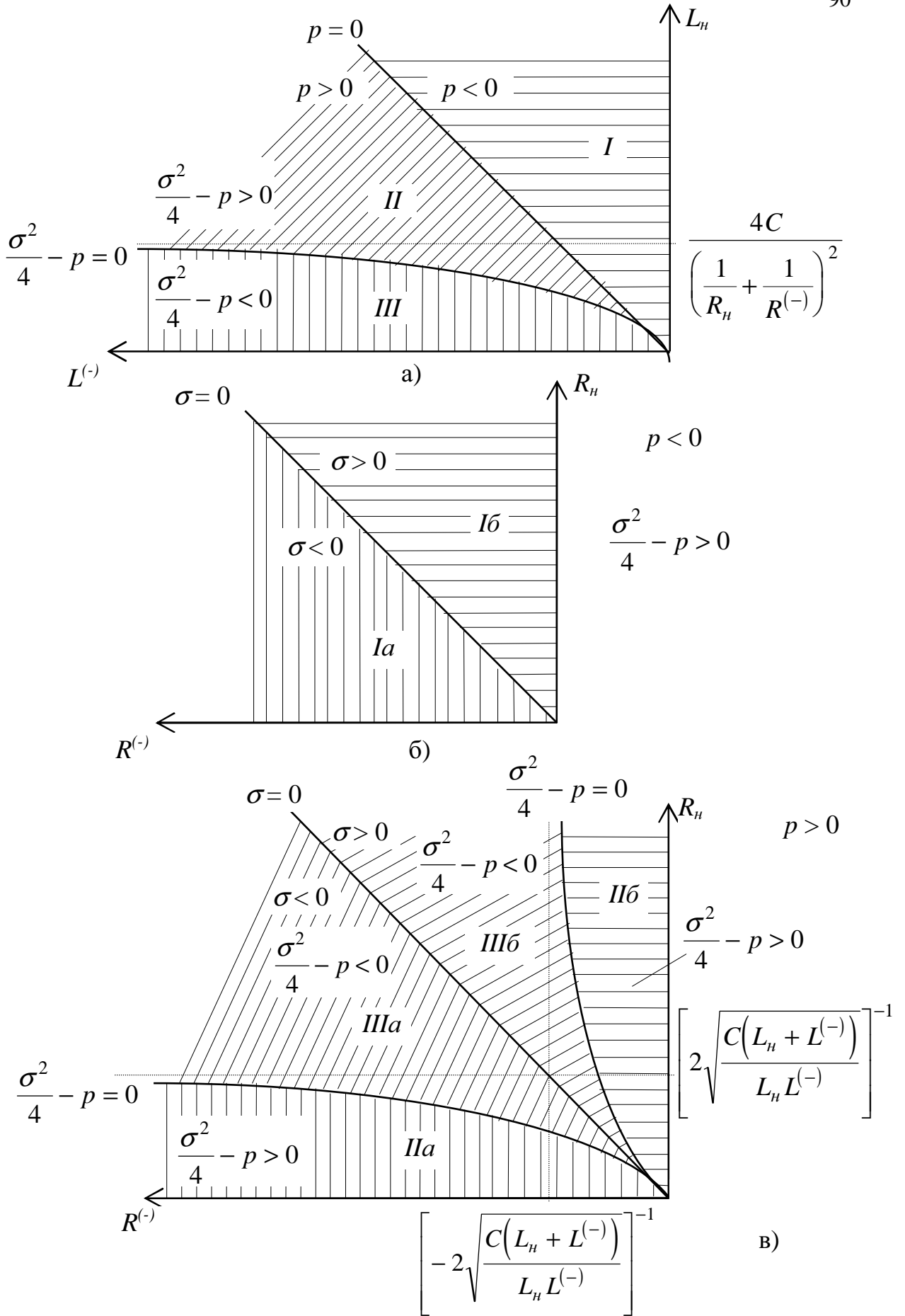


Рис. 3.7. Діаграми стійкості, що визначають режим роботи навантаженого L-негатрона N-типу

$L_n > |L^{(-)}|$  та, відповідно, умові  $p > 0$  відповідає  $L_n < |L^{(-)}|$ , а умові  $\sigma > 0$  - умова  $R_n < |R^{(-)}|$ .

З урахуванням цих відмінностей можна показати, що режими роботи L-негатрона N-типу, які відповідають областям *Ia* - *IIIб*, не відрізняються від режимів роботи C-негатрона N-типу в тих же областях, тобто

- 1) генерація релаксаційних коливань - області *Ia*, *Iб*;
- 2) детектування (зміщення, обмеження) з підсиленням - область *IIa*;
- 3) перемикання - області *IIб*, *IIIб*;
- 4) підсилення - область *IIIa*.

З наведеного вище аналізу стійкості випливає, що схема, приведена на рис. 3.5, буде абсолютно стійкою за одночасного виконання умов:

$$L_n < |L^{(-)}|, \quad R_n < |R^{(-)}|.$$

Робота в режимі генерації синусоїдальних коливань, як і для випадку з C-негатроном N-типу, є неможливою.

### 3.4.2. Аналіз стійкості навантаженого L-негатрона S-типу

Для аналізу стійкості L-негатронів S-типу в схемах скористуємося їх дуальною аналогією до C-негатронів S-типу. Еквівалентна схема навантаженого L-негатрона S-типу зображена на рис. 3.8, де враховані:  $L_n$  - індуктивність навантаження;  $R_n$  - загальний активний опір навантаження та внутрішнього опору джерела живлення;  $C$  - загальна ємність електронного кола з урахування ємності навантаження та L-негатрона;  $L^{(-)}$  - від'ємна диференційна індуктивність L-негатрона;  $R$  - диференційний активний опір L-негатрона S-типу,  $E_r$  - електрорушійна сила (ЕРС) джерела живлення. Дана схема одержана шляхом дуального перетворення еквівалентної схеми навантаженого C-негатрона S-типу, зображеної на рис. 2.8.

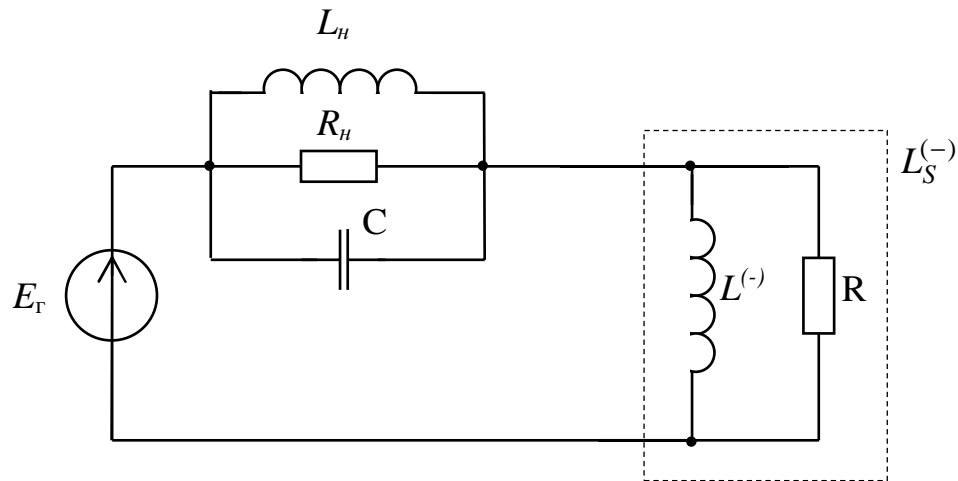


Рис. 3.8. Еквівалентна схема навантаженого L-негатрона S-типу

Характеристичне рівняння (2.29) не зміниться, однак його коефіцієнти  $\sigma$  і  $p$ , звичайно, будуть дуальними попереднім. Їх можна одержати з (2.30), (2.31) зробивши за правилами дуального переходу таку заміну змінних і коефіцієнтів при них [185]:

$$R \rightarrow \frac{1}{R}, \quad R_n \rightarrow \frac{1}{R_n},$$

$$C_n \rightarrow L_n, \quad C^{(-)} \rightarrow L^{(-)}, \quad L \rightarrow C.$$

В результаті одержимо:

$$\sigma = \frac{R_n + R}{CR_n R}, \quad (3.16)$$

$$p = \frac{L_n + L^{(-)}}{CL_n L^{(-)}}. \quad (3.17)$$

Одержані вирази справедливі для режиму малого сигналу, тобто коли  $L^{(-)}$  і  $R$  можна вважати лінійними елементами.

Розв'язок будемо шукати в вигляді:

$$u_{L^{(-)}} = Ae^{\lambda_1 t} + Be^{\lambda_2 t}, \quad (3.18)$$

де

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\sigma}{2} \pm \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p}, \quad (3.19)$$

$\lambda_{1,2}$  - корені характеристичного рівняння схеми.

Граничні умови, за яких коефіцієнт  $p$  і підкореневий вираз в (3.19) звертаються в нуль, запишуться в вигляді:

$$1) \quad p = \frac{L_H + L^{(-)}}{CL_H L^{(-)}} = 0, \quad (3.20)$$

якщо  $L_H = -L^{(-)}$ .

$$2) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (3.21)$$

$$\text{якщо } L_H = \frac{4C}{\left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{R}\right)^2 - 4C/L^{(-)}}.$$

$$3) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (3.22)$$

якщо

$$R_{H,1,2} = \left[ -\frac{1}{R} \pm 2\sqrt{\frac{C(L_H + L^{(-)})}{L_H L^{(-)}}} \right]^{-1}.$$

Для граничних умов (3.21) і (3.22) існує розв'язок лише для випадку, коли  $p \geq 0$ .

Рівняння прямої навантаження для L-негатрона S-типу буде дуальним до рівняння прямої навантаження для C-негатрона S-типу та запишеться в вигляді:

$$i(\psi) = \frac{\Psi_\Gamma - \psi}{L_H},$$

де  $\Psi_\Gamma$  - сумарне потокощеплення L-негатрона та індуктивності навантаження (потокощеплення, яке створюється джерелом живлення). За умови використання генератора напруги, то сумарне потокощеплення дорівнює  $\Psi_\Gamma = \int_0^t E_\Gamma dt$

[183].

Положення рівноваги є точками перетину вебер-амперної характеристики L-негатрона S-типу з прямою навантаження. Для випадку, коли  $L_H > |L^{(-)}|$ , пряма навантаження перетинає вебер-амперну характеристику в трьох точках (рис. 3.9,а), тобто маємо три положення рівноваги. Якщо

$L_n < |L^{(-)}|$ , то є лише одне положення рівноваги (рис. 3.9,б).

Криві, що визначаються виразами (3.20) - (3.22), зображені на рис. 3.10. Вони ділять площину параметрів  $L_n L^{(-)}$  на три області (I, II, III) (рис. 3.10,а), площину  $R_n R$  за умови  $p > 0$  - на дві області (II, III) (рис. 3.10,в). Якщо  $p < 0$ , то області I на площині  $L_n L^{(-)}$  відповідає вся площина параметрів  $R_n R$  (рис. 3.10,б). Таким чином на діаграмі стійкості L-негатрона S-типу є три різних області (I, II, III), в яких значення  $\sigma$ ,  $p$  і  $\frac{\sigma^2}{4} - p$  розподіляються аналогічно до випадку з C-негатроном S-типу.

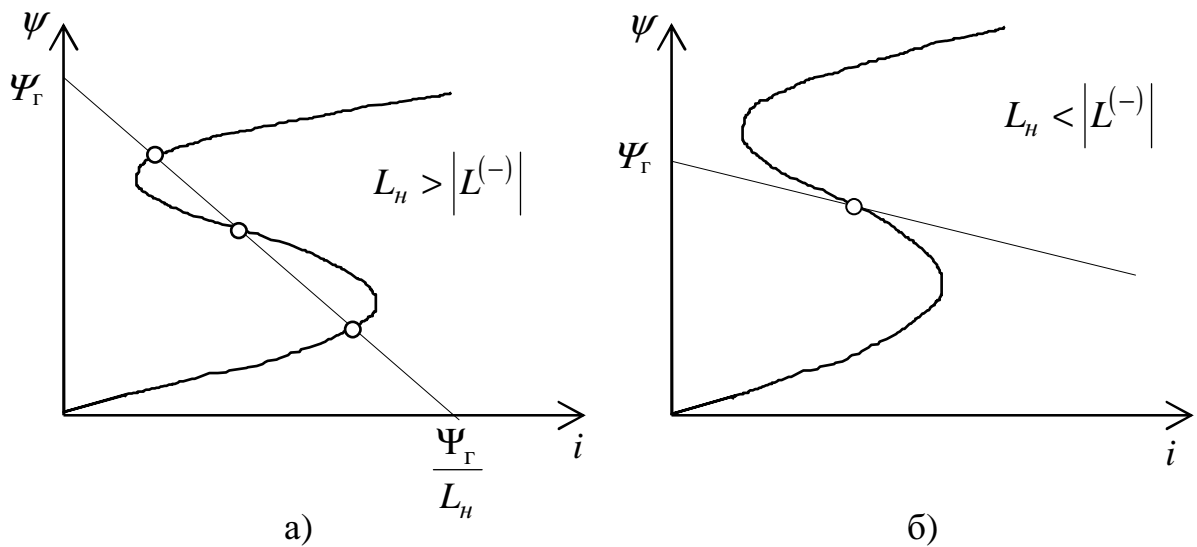


Рис. 3.9. Можливі положення рівноваги навантаженого L-негатрона S-типу

Так в області Ia

$$\sigma > 0, p < 0, \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} > \frac{\sigma}{2},$$

в області II

$$\sigma > 0, p > 0, \frac{\sigma^2}{4} - p > 0,$$

і т. д. Різниця міститься в тому, що в даному випадку: граничній умові (3.22) відповідає гіпербола (рис. 3.10, в); умові  $p > 0$  відповідає умова  $L_n < |L^{(-)}|$ , а умові  $p < 0$  – умова  $L_n > |L^{(-)}|$ .

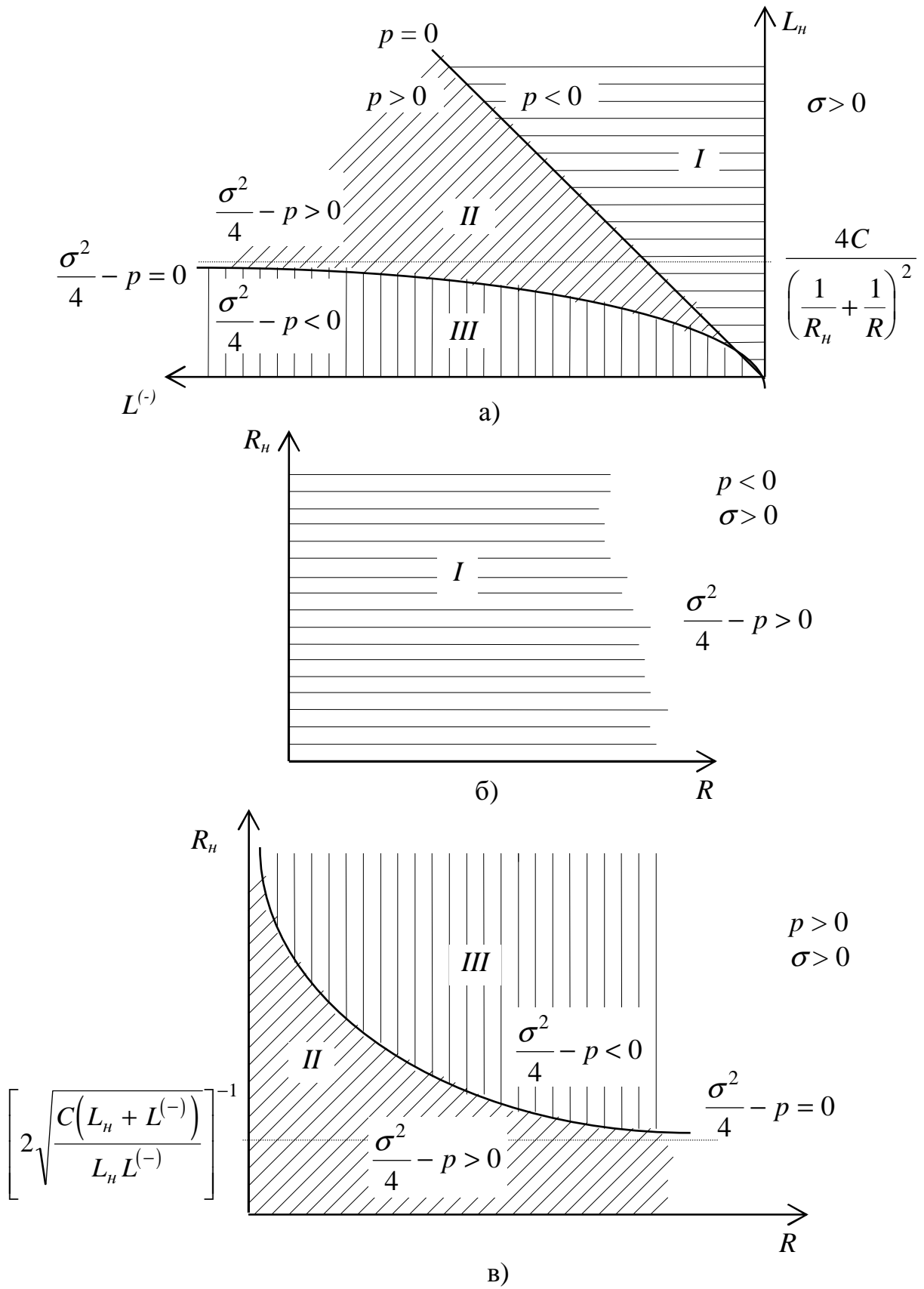


Рис. 3.10. Діаграми стійкості, що визначають режим роботи навантаженого L-негатрона S-типу

З урахуванням цих відмінностей видно, що режими роботи L-негатрона S-типу, які відповідають областям *I - III*, не відрізняються від режимів роботи S-негатрона S-типу в тих же областях, тобто:

- 1) перемикання - область *I*;
- 2) робота в якості нелінійного елемента (детектування, перетворення, змішування, обмеження) - області *II, III*.

Різниця між роботою схеми в областях *II*, і *III* міститься в тому, що будь-яке збудження в області *II* буде зменшуватися в часі за експоненціальним законом, тоді як в області *III* буде спостерігатися коливальний процес, амплітуда якого зменшується в часі за експоненціальним законом.

З наведеного вище аналізу стійкості випливає, що режим роботи навантаженого L-негатрона S-типу залежить від індуктивності та активного опору навантаження, величини від'ємної індуктивності та активного опору L-негатрона. Вибираючи відповідним чином індуктивність і активний опір навантаження та потокощеплення зміщення, яке визначає величини  $L^{(-)}$  і  $R$ , можна одержати необхідний режим роботи схеми.

Електричне коло, зображене на рис. 3.8, буде абсолютно стійким за виконання умови  $L_n < |L^{(-)}|$ .

Результати наведеного вище аналізу стійкості навантажених L-негатронів N- і S-типів зведені в таблицю 3.1.

Порівняння результатів аналізу стійкості навантажених L-негатронів N- та S-типів показує, що дані схеми є потенційно-нестійкими і режим їх роботи буде визначатися параметрами навантаження і струму (потокощеплення) зміщення. L-негатрон N-типу є більш багатофункціональним приладом, так як електронна схема з L-негатроном N-типу, на відміну від L-негатрона S-типу, може працювати додатково в режимі генерації релаксаційних коливань та підсилення, що пояснюється наявністю в еквівалентній схемі даного приладу від'ємного активного опору.



Таблиця 3.1

## Умови стійкості та режими роботи навантажених L-негатронів

Область	$p$	$\sigma$	$\frac{\sigma^2}{4} - p$	Режим роботи
1	2	3	4	5
<b>L-негатрон N-типу</b>				
1	2	3	4	5
<i>Ia</i>	$< 0$ $L_H >  L^{(-)} $	$> 0$ $R_H <  R^{(-)} $	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Генерація релаксаційних коливань
<i>Iб</i>	$< 0$ $L_H >  L^{(-)} $	$< 0$ $R_H >  R^{(-)} $	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Генерація релаксаційних коливань
<i>IIa</i>	$> 0$ $L_H <  L^{(-)} $	$> 0$ $R_H <  R^{(-)} $	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Детектування (перетворення, змішування, обмеження) з підсиленням
<i>IIб</i>	$> 0$ $L_H <  L^{(-)} $	$< 0$ $R_H >  R^{(-)} $	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Перемикання
<i>IIIa</i>	$> 0$ $L_H <  L^{(-)} $	$> 0$ $R_H <  R^{(-)} $	$< 0$	Підсилення
<i>IIIб</i>	$> 0$ $L_H <  L^{(-)} $	$< 0$ $R_H >  R^{(-)} $	$< 0$	Перемикання
<b>L-негатрон S-типу</b>				
1	2	3	4	5
<i>I</i>	$< 0$ $L_H >  L^{(-)} $	$> 0$	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Перемикання
<i>II</i>	$> 0$ $L_H <  L^{(-)} $	$> 0$	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Детектування (перетворення, змішування, обмеження)
<i>III</i>	$> 0$ $L_H <  L^{(-)} $	$> 0$	$< 0$	Робота в якості нелінійного елемента

### 3.5. Аналіз чутливості електронних кіл з L-негатронами

Чутливість є одним з основних питань синтезу електронних пристроїв. Визначення чутливості електронних кіл з L-негатронами дозволить в подальшому на етапі проектування ефективно враховувати вплив на характеристики елементів автоматики на основі L-негатронів розкиду параметрів компонентів та різних дестабілізуючих факторів навколишнього середовища, як то температури, тощо, а також синтезувати схеми з потрібними значеннями чутливостей.

Основним параметром L-негатронів є величина від'ємної диференційної індуктивності  $L^{(-)}$ . Всього можливі два способи включення від'ємної індуктивності в електронне коло: паралельно та послідовно до додатної індуктивності кола  $L$  (рис. 3.11 а, б). Основний параметр, яким буде характеризуватися таке коло - це сумарна індуктивність  $L_{\Sigma}$ . Необхідно зауважити, що внаслідок дуальності індуктивності та ємності, паралельного та послідовного з'єднань, результати аналізу чутливості індуктивних кіл з від'ємною індуктивністю будуть дуальними до аналогічного аналізу чутливості ємнісних кіл з від'ємною ємністю.

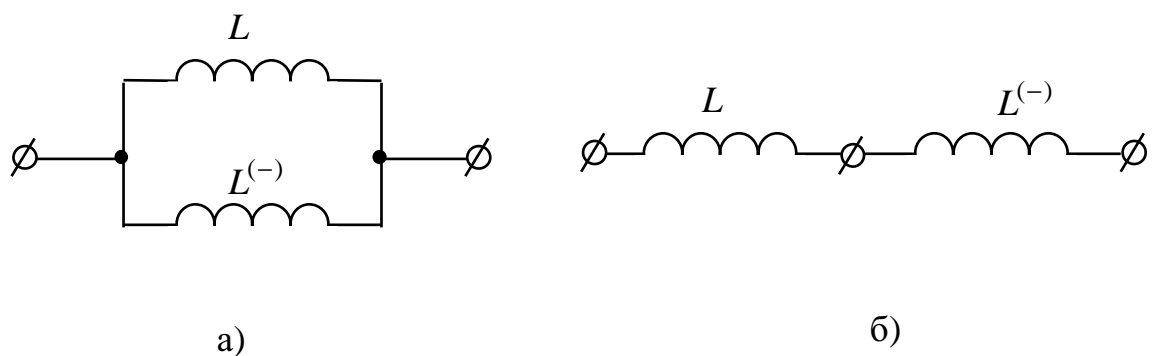


Рис. 3.11. Паралельне (а) та послідовне (б) з'єднання від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  з додатною індуктивністю  $L$  електронного кола

Проведемо аналіз чутливості сумарної індуктивності паралельного та послідовного з'єднань від'ємної та додатної індуктивностей до зміни значень

цих індуктивностей.

Сумарна індуктивність паралельного з'єднання від'ємної та додатної індуктивностей (рис. 3.11, а) визначається за формулою:

$$L_{\Sigma} = \frac{L \cdot L^{(-)}}{L + L^{(-)}}. \quad (3.23)$$

З формули (3.23) видно, що під'єднання паралельно до додатної індуктивності  $L$  від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$ , за виконання умови  $|L^{(-)}| > L/2$ , призведе до збільшення індуктивності кола в  $\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$  разів (за відсутності від'ємної індуктивності сумарна індуктивність кола  $L_{\Sigma} = L$ ). В випадку, коли  $L = |L^{(-)}|$ , то сумарна індуктивність кола прямує в нескінченність,  $L_{\Sigma} \rightarrow \infty$ .

Тобто паралельне з'єднання від'ємної та додатної індуктивностей дозволяє значно збільшити загальну індуктивність кола, що можна використовувати для одержання надвеликих значень індуктивних реактивностей. Графік залежності сумарної індуктивності кола від значень додатної та від'ємної індуктивностей зображено на рис.3.12, а.

З урахуванням виразу (3.23), абсолютна чутливість сумарної індуктивності такого кола до зміни значення додатної індуктивності дорівнює:

$$S(L_{\Sigma}, L) = \frac{dL_{\Sigma}}{dL} = \left( \frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}} \right)^2. \quad (3.24)$$

Тобто наявність від'ємної індуктивності призведе до збільшення абсолютної чутливості  $S(L_{\Sigma}, L)$  в  $\left( \frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}} \right)^2$  разів (без наявності від'ємної індуктивності абсолютна чутливість сумарної індуктивності кола до зміни значення додатної індуктивності кола дорівнює одиниці). За умови рівності за модулем значень від'ємної та додатної індуктивностей ( $L = |L^{(-)}|$ ), значення абсолютної чутливості прямує в нескінченність,  $S(L_{\Sigma}, L) \rightarrow \infty$ . Фактично це свідчить про те, що режим роботи кола стає нестійким.

З урахуванням виразів (3.23) та (1.1), відносна чутливість сумарної ємності до зміни значення додатної індуктивності дорівнює:

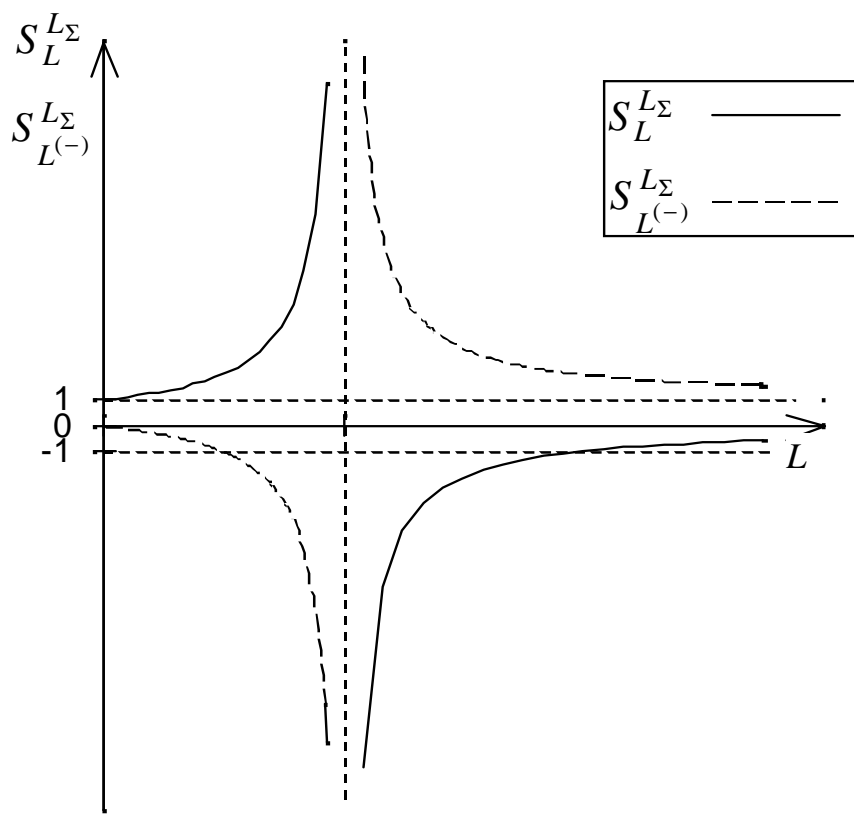
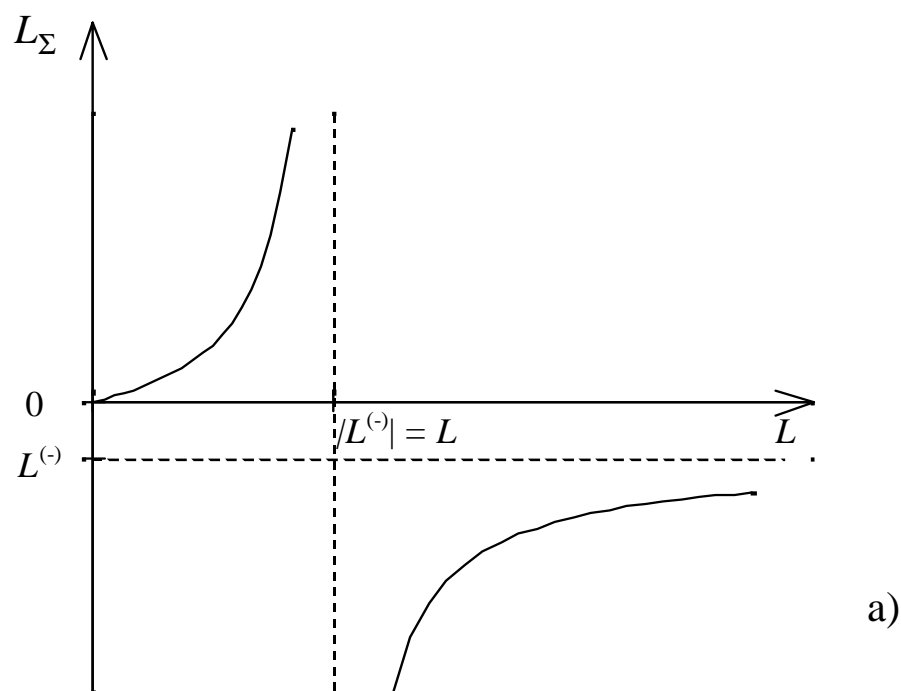


Рис. 3.12. Залежність сумарної індуктивності  $L_{\Sigma}$  паралельного з'єднання додатної  $L$  та від'ємної  $L^{(-)}$  індуктивностей (а) та залежність відносних чутливостей  $S_L^{L_{\Sigma}}$ ,  $S_{L^{(-)}}^{L_{\Sigma}}$  сумарної індуктивності до зміни додатної та від'ємної індуктивностей (б) від значень цих індуктивностей

$$S_L^{L_\Sigma} = \frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}. \quad (3.25)$$

З виразу (3.25) видно, що в цьому випадку відносна чутливість  $S_L^{L_\Sigma}$  збільшиться в  $\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$  разів (без наявності від'ємної індуктивності вона дорівнює одиниці). За умови рівності за модулем значень від'ємної та додатної індуктивностей ( $L = |L^{(-)}|$ ), значення відносної чутливості прямує в нескінченність,  $S_L^{L_\Sigma} \rightarrow \infty$ . Практично це свідчить про те, що схема переходить в нестійкий режим роботи. За виконання умови  $|L^{(-)}| < L/2$ , модуль відносної чутливості сумарної індуктивності кола до зміни додатної індуктивності менше одиниці і при подальшому зменшенні значення від'ємної індуктивності за модулем - зменшується. Якщо  $|L^{(-)}| \ll L$ , то  $S_L^{L_\Sigma} \rightarrow 0$ . Тобто в цьому випадку маємо зменшення відносної чутливості, але при цьому значення сумарної індуктивності в основному визначається від'ємною індуктивністю, чим й пояснюється зменшення чутливості сумарної індуктивності до зміни додатної індуктивності кола. Графік залежності відносної чутливості  $S_L^{L_\Sigma}$  від значення додатної індуктивності зображений на рис. 3.12, б.

Вирази для абсолютної та відносної чутливостей сумарної індуктивності кола  $L_\Sigma$  до зміни від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та графіки залежностей сумарної індуктивності та відносної чутливості від значення від'ємної індуктивності будуть аналогічні до розглянутих вище виразів та залежностей для додатної індуктивності. Для цього необхідно в виразах (3.24) і (3.25), а також на графіках поміняти місцями додатну та від'ємну індуктивності.

Проведений аналіз паралельного з'єднання додатної та від'ємної індуктивностей показав, що в даному випадку можливе значне збільшення сумарної індуктивності кола. При цьому відбувається збільшення абсолютної та відносної чутливостей сумарної індуктивності до зміни значень додатної та від'ємної індуктивностей. Так під'єднання паралельно до додатної індуктивності  $L$  від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  призводить до збільшення сумарної ін-

дуктивності кола в  $\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$  разів. Відносна чутливість  $S_{L_{\Sigma}}^{L_{\Sigma}}$  при цьому збільшується також в  $\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$  разів, а абсолютна чутливість  $S(L_{\Sigma}, L)$  - в  $\left(\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}\right)^2$  разів. Тобто при збільшенні в  $k$  разів сумарної індуктивності кола відбувається збільшення відносної чутливості також в  $k$  разів, а абсолютної чутливості - в  $k^2$  разів.

У випадку послідовного з'єднання додатної  $L$  та від'ємної  $L^{(-)}$  індуктивностей (рис. 3.11, б), сумарна індуктивність кола  $L_{\Sigma}$  визначається виразом:

$$L_{\Sigma} = L + L^{(-)}. \quad (3.26)$$

З виразу (3.26) видно, що так як  $L^{(-)} < 0$ , то таке включення індуктивностей дозволяє зменшити сумарну індуктивність кола. Так включення послідовно з додатною індуктивністю  $L$  від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$ , за виконання умови  $|L^{(-)}| < 2L$ , призведе до зменшення сумарної індуктивності кола в  $\frac{L}{L + L^{(-)}}$  разів. За виконання умови  $L = |L^{(-)}|$ , сумарна індуктивність кола дорівнює нулю,  $L_{\Sigma} = 0$ . Тобто таке включення від'ємної індуктивності можна використовувати для повної або часткової компенсації небажаної додатної індуктивності кола. Графік залежності сумарної індуктивності кола від значення додатної індуктивності, при сталому значенні  $L^{(-)}$ , зображено на рис. 3.13,а.

З урахуванням (3.26), абсолютна чутливість сумарної індуктивності такого кола до зміни значення додатної індуктивності дорівнює:

$$S(L_{\Sigma}, L) = \frac{dL_{\Sigma}}{dL} = 1. \quad (3.27)$$

З виразу (3.27) видно, що абсолютна чутливість в цьому випадку дорівнює одиниці. Тобто при послідовному з'єднанні додатної та від'ємної індуктивностей значення абсолютної чутливості сумарної індуктивності кола не змінюється.

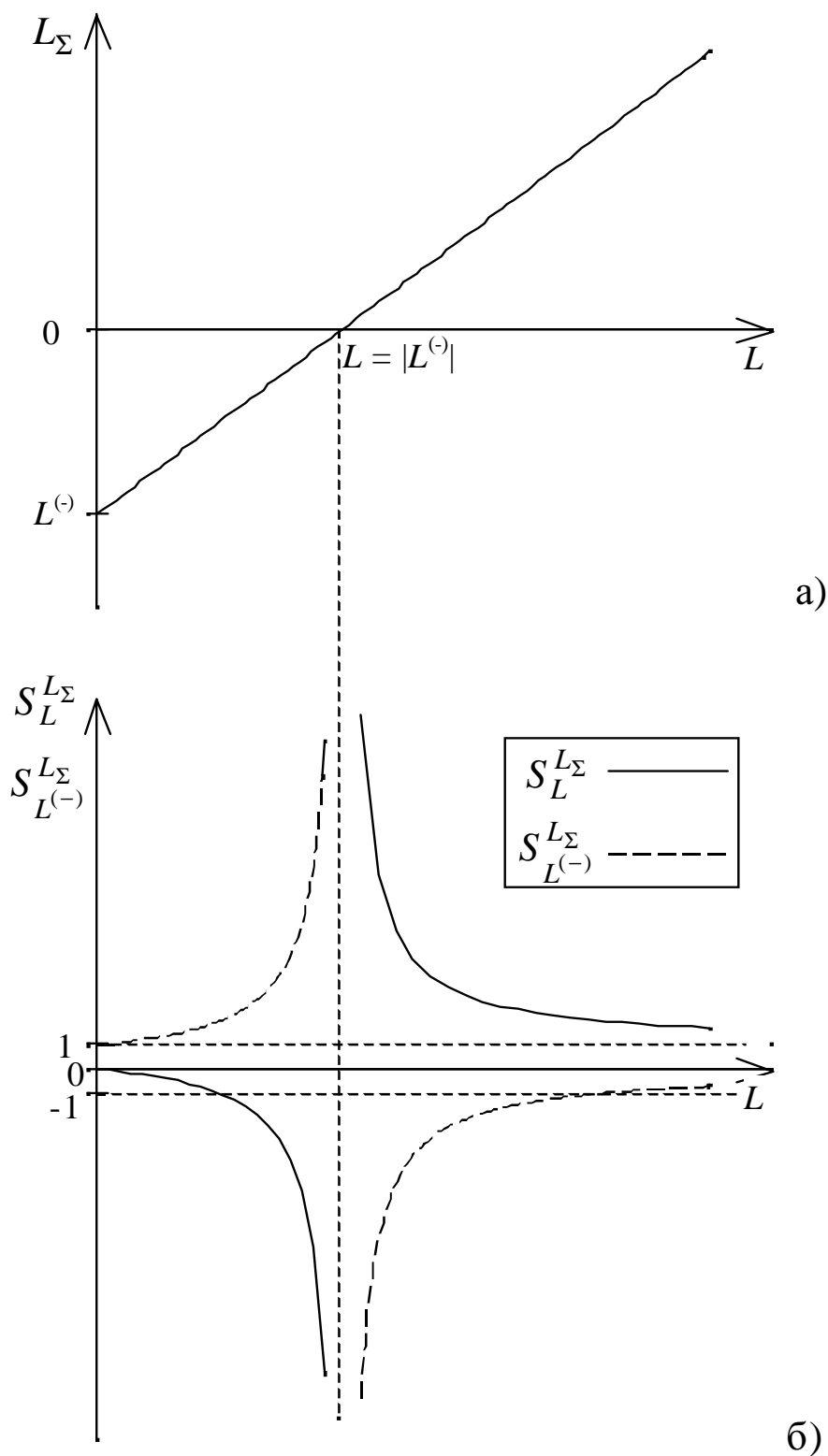


Рис. 3.13. Залежність сумарної індуктивності  $L_{\Sigma}$  послідовного з'єднання додатної  $L$  та від'ємної  $L^{(-)}$  індуктивностей (а) та залежність відносної чутливості сумарної індуктивності до зміни додатної  $S_L^{L_{\Sigma}}$  та від'ємної  $S_{L^{(-)}}^{L_{\Sigma}}$  індуктивностей (б) від значень цих індуктивностей

З урахуванням виразу (3.26) та (1.1), відносна чутливість сумарної індуктивності кола до зміни значення додатної індуктивності визначається виразом:

$$S_L^{L_\Sigma} = \frac{L}{L_\Sigma} = \frac{L}{L + L^{(-)}}. \quad (3.28)$$

З формули (3.28) видно, що відносна чутливість  $S_L^{L_\Sigma}$  збільшується в  $\frac{L}{L + L^{(-)}}$  разів (у випадку відсутності від'ємної індуктивності ця чутливість дорівнює одиниці). За умови рівності за модулем значень від'ємної та додатної індуктивностей ( $L = |L^{(-)}|$ ), значення відносної чутливості прямує в нескінченність,  $S_L^{L_\Sigma} \rightarrow \infty$ . Фактично, це свідчить про те, що схема переходить в нестійкий режим роботи. За виконання умови  $|L^{(-)}| > 2L$ , модуль відносної чутливості  $S_L^{L_\Sigma}$  менше одиниці і при подальшому збільшенні значення від'ємної індуктивності за модулем - зменшується. Якщо  $|L^{(-)}| \gg L$ , то  $S_L^{L_\Sigma} \rightarrow 0$ , але при цьому значення сумарної індуктивності в основному визначається від'ємною індуктивністю, чим й пояснюється незначна відносна чутливість сумарної індуктивності кола до зміни значення додатної індуктивності.

Графіки залежності відносних чутливостей  $S_L^{L_\Sigma}$ ,  $S_{L^{(-)}}^{L_\Sigma}$  від значень додатної індуктивності  $L$  зображені на рис. 3.13, б.

Вирази та графіки для абсолютної та відносної чутливостей сумарної індуктивності  $L_\Sigma$  до зміни значення від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  будуть аналогічними відповідним виразам та графікам залежностей чутливості від значення додатної індуктивності  $L$ , якщо поміняти місцями  $L$  і  $L^{(-)}$ .

Проведений аналіз показав, що при послідовному з'єднанні від'ємної та додатної індуктивностей можна зменшити значення сумарної індуктивності кола та збільшити відносні чутливості сумарної індуктивності до зміни значень від'ємної та додатної індуктивностей. Так при включенні послідовно з додатною індуктивністю  $L$  від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  сумарна індуктивність кола зменшиться в  $\frac{L}{L + L^{(-)}}$  разів, відносна чутливість  $S_L^{L_\Sigma}$  збільшиться

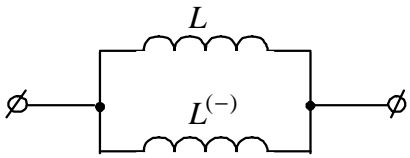
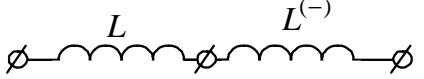
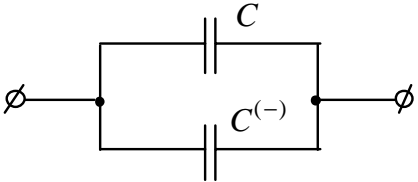
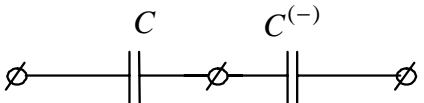


в  $\frac{L}{L+L^{(-)}}$  разів. Тобто при зменшенні в  $k$  разів сумарної індуктивності відбувається збільшення відносної чутливості також в  $k$  разів. Абсолютна чутливість при цьому не змінюється.

Результати аналізу чутливості електронних кіл з С-, L-негатронами зведені в таблицю 3.2.

Таблиця 3.2

Чутливість електронних кіл з L-, С-негатронами

	Паралельне коло	Послідовне коло
Схема електрична		
Сумарна індуктивність кола	$L_{\Sigma} = \frac{L \cdot L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$	$L_{\Sigma} = L + L^{(-)}$
Абсолютна чутливість	$S(L_{\Sigma}, L) = \frac{dL_{\Sigma}}{dL} = \left( \frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}} \right)^2$	$S(L_{\Sigma}, L) = \frac{dL_{\Sigma}}{dL} = 1$
Відносна чутливість	$S_L^{L_{\Sigma}} = \frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$	$S_L^{L_{\Sigma}} = \frac{L}{L_{\Sigma}} = \frac{L}{L + L^{(-)}}$
Схема електрична		
Сумарна ємність кола	$C_{\Sigma} = C + C^{(-)}$	$C_{\Sigma} = \frac{C \cdot C^{(-)}}{C + C^{(-)}}$
Абсолютна чутливість	$S(C_{\Sigma}, C) = \frac{dC_{\Sigma}}{dC} = 1$	$S(C_{\Sigma}, C) = \frac{dC_{\Sigma}}{dC} = \left( \frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}} \right)^2$
Відносна чутливість	$S_C^{C_{\Sigma}} = \frac{C}{C_{\Sigma}} = \frac{C}{C + C^{(-)}}$	$S_C^{C_{\Sigma}} = \frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}$

Проілюструємо одержані теоретичні положення результатами чисельного експерименту. Наприклад, ми маємо деяке індуктивне коло (рис. 3.14,а), що містить індуктивність  $L=10$  мкГн. Сумарна індуктивність даного кола  $L_{\Sigma} = L=10$  мкГн, абсолютна чутливість  $S(L_{\Sigma}, L)=1$ , відносна чутливість  $S_L^{L_{\Sigma}}=1$ .

Під'єднавши до  $L$  паралельно від'ємну індуктивність  $L^{(-)}=-9$  мкГн одержимо коло, що зображено на рис. 3.14,б з сумарною індуктивністю, знайденою за виразом (3.23),  $L'_{\Sigma}=-90$  мкГн. Абсолютна та відносна чутливості сумарної індуктивності даного кола, у відповідності до виразів (3.24) і (3.25), дорівнюють:  $S(L'_{\Sigma}, L)=81$ ,  $S_L^{L'_{\Sigma}}=-9$ . Таким чином ввімкнення послідовно від'ємної індуктивності  $L^{(-)}=-9$  мкГн призвело до збільшення сумарної індуктивності кола в  $-9$  разів (до значення  $-90$  мкГн), збільшення абсолютної чутливості в  $81$  раз, та відносної чутливості в  $-9$  разів.

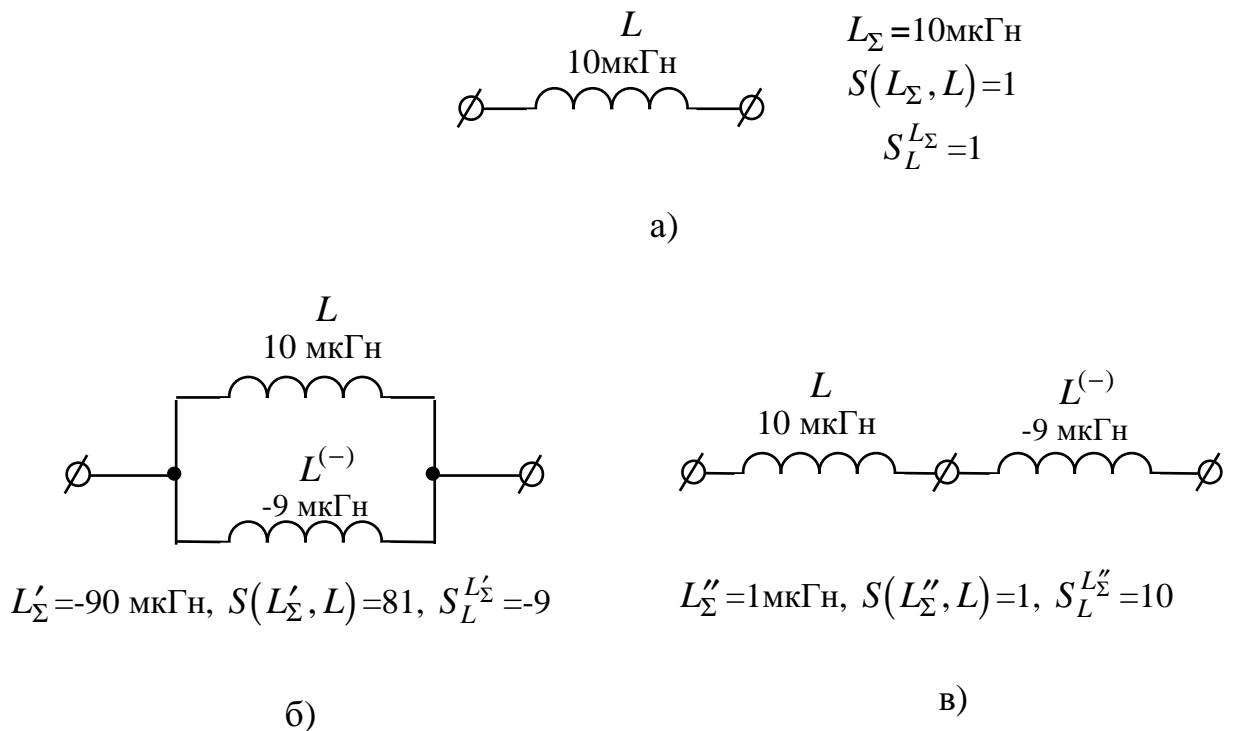


Рис. 3.14. Просте індуктивне коло (а), з паралельною від'ємною індуктивністю (б), з послідовною від'ємною індуктивністю (в)

Під'єднавши від'ємну індуктивність  $L^{(-)}=-9$  мкГн послідовно до додатної індуктивності  $L=10$  мкГн, отримаємо коло, що зображене на рис. 3.14, в.

Сумарна індуктивність даного кола, у відповідності до виразу (3.26), дорівнює  $L_{\Sigma}'' = 1 \text{ мкГн}$ . Абсолютна та відносна чутливості, відповідно до виразів (3.27), (3.28), дорівнюють:  $S(L_{\Sigma}'', L) = 1$ ,  $S_L^{L_{\Sigma}''} = 10$ . Таким чином відбулося зменшення сумарної індуктивності кола в 10 разів (до значення  $1 \text{ мкГн}$ ), та збільшення відносної чутливості також в 10 разів (до значення 10), абсолютна чутливість сумарної індуктивності кола до зміни значення додатної індуктивності  $L$  при цьому не змінилася.

Проведений аналіз чутливості індуктивних електронних кіл показав, що ввімкнення в коло від'ємної індуктивності призводить до збільшення відносної чутливості сумарної індуктивності кола  $S_L^{L_{\Sigma}}$  в  $\frac{L}{L + L^{(-)}}$  разів при послідовному ввімкненні та в  $\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$  разів відносною та в  $\left(\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}\right)^2$  разів абсолютної  $S(L_{\Sigma}, L)$  чутливостей при паралельному. Дану властивість кіл з L-негатронами можна використовувати для збільшення чутливості схем індуктивних сенсорів.

## Висновки

1. Дослідження енергетичних властивостей L-негатронів показало, що L-негатрон S-типу є пасивним елементом, тобто енергія, що споживається цим негатроном від електронного кола, є завжди додатною, і його еквівалентну схему для ділянки вебер-амперної характеристики, де значення диференційної індуктивності L-негатрона є від'ємним, можна представити у вигляді паралельного з'єднання від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та додатного активного опору  $R$ . L-негатрон N-типу може бути як пасивним, так і активним елементом, тобто містити внутрішнє джерело енергії, що визначається формою його вебер-амперної характеристики. За виконання умови  $k_2(I_3^2 - I_{\Pi}^2) > k_1 I_{\Pi}^2$ , енергія, що споживається L-негатроном N-типу є від'ємною, і він є активним елементом. Еквівалентну схему даного негатрона для ділянки з від'ємною

диференційною індуктивністю можна представити в вигляді паралельного з'єднання від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та від'ємного активного опору  $R^{(-)}$ .

2. L-негатрон N-типу є дуальним C-негатрону N-типу.

3. Умовою стійкості навантаженого L-негатрона N-типу є:  $L_{\text{н}} < |L^{(-)}|$ ,  $R_{\text{н}} < |R^{(-)}|$ . Вибираючи відповідним чином індуктивність і активний опір навантаження та струм зміщення L-негатрона N-типу, що визначає величини  $L^{(-)}$  і  $R^{(-)}$ , можна одержати один з таких режимів роботи: генерація релаксаційних коливань; робота в якості нелінійного елемента (детектування, змішування, обмеження) з підсиленням; перемикання; підсилення.

4. L-негатрон S-типу є дуальним C-негатрону S-типу.

5. Електронна схема з L-негатроном S-типу буде стійкою за виконання умови  $L_{\text{н}} < |L^{(-)}|$ . Вибираючи відповідним чином індуктивність і активний опір навантаження, а також потокощеплення зміщення, яке визначає величини  $L^{(-)}$  і  $R$ , можна одержати один з таких режимів роботи електронної схеми: перемикання ; робота в якості нелінійного елемента (детектування, перетворення, змішування, обмеження).

6. Ввімкнення в коло від'ємної індуктивності призводить до збільшення чутливості сумарної індуктивності кола. Ввімкнення від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  паралельно до додатної індуктивності кола  $L$  призводить до зміни відносної чутливості  $S_L^{L_{\Sigma}}$  в  $\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$  разів, а абсолютної чутливості  $S(L_{\Sigma}, L)$  - в  $\left(\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}\right)^2$  разів. Включення від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  послідовно до додатної індуктивності кола  $L$  призводить до зміни відносної чутливості сумарної індуктивності кола  $S_L^{L_{\Sigma}}$  в  $\frac{L}{L + L^{(-)}}$  разів. Абсолютна чутливість  $S(L_{\Sigma}, L)$  при цьому не змінюється. За виконання умови  $L = |L^{(-)}|$  значення відносної чутливості прямує в нескінченність,  $S_L^{L_{\Sigma}} \rightarrow \infty$ . Фактично це свідчить про те, що схема переходить в нестійкий режим роботи.

## РОЗДІЛ 4

### РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕМЕНТІВ АВТОМАТИКИ НА БАЗІ L-, C-НЕГАТРОНІВ

За результатами досліджень, проведених в попередніх розділах, видно, що L-, C-негатрони є перспективними універсальними багатофункціональними приладами, використання яких дозволяє збільшити ефективність елементів автоматики, покращити їх техніко-економічні показники.

Метою даного розділу є розробка елементів автоматики на базі L-,C-негатронів, використовуючи одержані теоретичні положення, дослідження їх параметрів, стійкості та чутливості.

#### **4.1. Розробка та дослідження сенсорів на базі L-, C-негатронів**

Сучасний стан розвитку автоматизованих систем контролю та керування різноманітними технологічними і фізичними процесами характеризуються широким використанням первинних засобів збору та обробки інформації. При цьому сенсори входять до складу будь-якої інформаційно-виміральної або керуючої системи і в значній мірі визначають її метрологічні характеристики.

Різні аспекти створення та застосування сенсорів висвітлені в багаточисельних працях вітчизняних та закордонних авторів [93, 186 -195].

Одним з основних параметрів сенсорів є їх чутливість. Проведений в попередніх розділах аналіз чутливості кіл з L-, C-негатронами показав, що наявність в електронному колі від'ємної ємності або індуктивності призводить до збільшення абсолютної та відносної чутливостей загальної ємності або індуктивності кола до зміни значень ємності або індуктивності кола. Цю властивість L-, C-негатронів можна використовувати для підвищення чутливості ємнісних та індуктивних сенсорів і, відповідно, точності вимірювання неелектричних фізичних величин. Однак наявність L-, C-негатронів робить схему сенсора потенційно-нестійкою, що ставить також задачу визначення умов

стійкості.

В даному параграфі досліджуються основні параметри, чутливість та стійкість індуктивних та ємнісних сенсорів на базі L-, C-негатронів.

#### 4.1.1. Розробка та дослідження ємнісних сенсорів з C-негатроном

Типова схема ємнісного сенсора з вимірювальним колом у вигляді подільника напруги зображена на рис. 4.1 [189]. Дану схему візьмемо в якості прототипу.

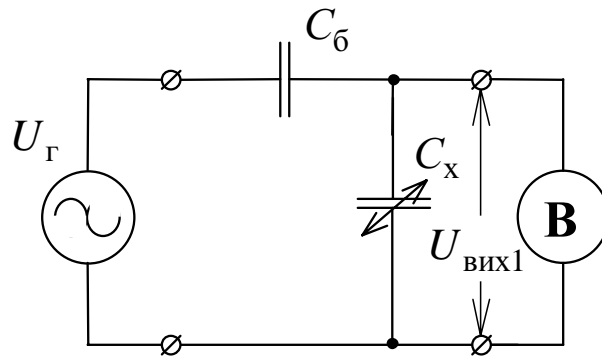


Рис. 4.1. Схема ємнісного сенсора з вимірювальним колом у вигляді подільника напруги:  $C_б$  - баластна ємність,  $C_x$  - ємність первинного ємнісного вимірювального перетворювача, **В** - вимірювальний блок,  $U_{вих1}$  - напруга на виході сенсора,  $U_Г$  - генератор вхідної змінної напруги

Даний сенсор буде характеризуватися такими основними параметрами: напруга на виході сенсора  $U_{вих1}$ , крутизна перетворення (абсолютна чутливість)  $K_{пер1}$ , відносна чутливість  $S_{1C_x}^{U_{вих1}}$ .

Виходячи з рис. 4.1, напруга на виході сенсора дорівнює:

$$U_{вих1} = U_Г \frac{C_б}{C_x + C_б}. \quad (4.1)$$

З (4.1) крутизна перетворення (абсолютна чутливість) сенсора дорівнює:

$$K_{\text{пер1}} = -U_{\Gamma} \frac{C_{\text{б}}}{(C_{\text{x}} + C_{\text{б}})^2}. \quad (4.2)$$

З урахуванням виразу (4.1), відносна чутливість сенсора дорівнює:

$$S_{C_{\text{x}}}^{U_{\text{вих1}}} = -\frac{C_{\text{x}}}{C_{\text{x}} + C_{\text{б}}}. \quad (4.3)$$

Таким чином, як видно з виразу (4.3), модуль відносної чутливості схеми сенсора прототипу завжди менше одиниці,  $|S_{C_{\text{x}}}^{U_{\text{вих1}}}| < 1$ .

Розглянемо схему аналогічного ємнісного сенсора, але з послідовним ввімкненням С-негатрона (рис. 4.2), яка містить:  $C_{\text{б}}$  - баластна ємність,  $C_{\text{x}}$  - ємність первинного ємнісного вимірювального перетворювача, **В** - вимірювальний блок,  $C^{(-)}$  - від'ємна ємність С-негатрона,  $U_{\Gamma}$  - генератор змінної напруги [10].

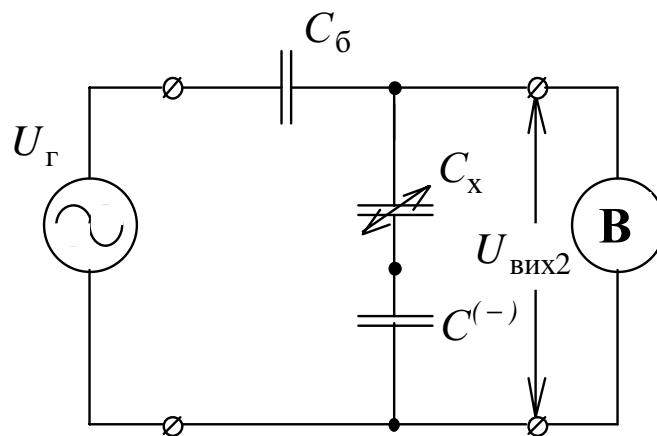


Рис. 4.2. Схема ємнісного сенсора з послідовним С-негатроном

Наявність в схемі сенсора від'ємної ємності робить схему потенційно-нестійкою. Для визначення умови стійкості схеми ємнісного сенсора, зображеного на рис. 4.2, скористуємося умовою стійкості для електронних схем з від'ємною ємністю, що керується напругою,  $|C^{(-)}| < C_{\text{навантаження}}$  [2]. При цьому умова стійкості даної схеми сенсора запишеться в вигляді:

$$|C^{(-)}| < (C_{\text{б}} \cdot C_{\text{x}}) / (C_{\text{б}} + C_{\text{x}}). \quad (4.4)$$

Визначимо основні параметри сенсора рис. 4.2.

Напруга на виході сенсора дорівнює:

$$U_{\text{вих2}} = U_{\text{r}} \frac{C_{\bar{6}}(C^{(-)} + C_x)}{C_{\bar{6}}(C^{(-)} + C_x) + C_x C^{(-)}}. \quad (4.5)$$

Визначимо коефіцієнт зміни напруги на виході сенсора в порівнянні до схеми прототипу:

$$\alpha_1 = \frac{U_{\text{вих2}}}{U_{\text{вих1}}} = \frac{(C^{(-)} + C_x)(C_x + C_{\bar{6}})}{C_{\bar{6}}(C^{(-)} + C_x) + C_x C^{(-)}}. \quad (4.6)$$

З виразу (4.6) видно, що за виконання умови стійкості (4.4), коефіцієнт  $\alpha_1 > 1$ , тобто в цьому випадку маємо збільшення напруги на виході сенсора. При наближенні до межі стійкості,  $|C^{(-)}| = (C_{\bar{6}} \cdot C_x) / (C_{\bar{6}} + C_x)$ , напруга на виході сенсора прямує до нескінченності,  $U_{\text{вих2}} \rightarrow \infty$ .

Виходячи з (4.5), крутизна перетворення (абсолютна чутливість) сенсора дорівнює:

$$K_{\text{пер2}} = \frac{dU_{\text{вих2}}}{dC_x} = -U_{\text{r}} \frac{C_{\bar{6}} C^{(-)2}}{(C_x C^{(-)} + C_{\bar{6}} C^{(-)} + C_{\bar{6}} C_x)^2}. \quad (4.7)$$

Визначимо коефіцієнт зміни крутизни перетворення у порівнянні до прототипу за використанням виразів (4.2) і (4.7):

$$\beta_1 = \frac{K_{\text{пер2}}}{K_{\text{пер1}}} = \frac{(C^{(-)}(C_x + C_{\bar{6}}))^2}{(C^{(-)}(C_x + C_{\bar{6}}) + C_{\bar{6}} C_x)^2}. \quad (4.8)$$

З виразу (4.8) видно, що за виконання умови стійкості (4.4) та, якщо  $|C^{(-)}| > (C_{\bar{6}} \cdot C_x) / (2 \cdot (C_{\bar{6}} + C_x))$ , то  $\beta_1 > 1$ , тобто в даному випадку маємо збільшення крутизни перетворення сенсора. За наближення до межі стійкості схеми,  $|C^{(-)}| = (C_{\bar{6}} \cdot C_x) / (C_{\bar{6}} + C_x)$ , крутизна перетворення сенсора з С-негатроном прямує до нескінченності,  $K_{\text{пер2}} \rightarrow \infty$ .

З (4.5) визначимо відносну чутливість сенсора:

$$S_{C_x}^{U_{\text{вих2}}} = \frac{dU_{\text{вих2}}}{dC_x} \frac{C_x}{U_{\text{вих2}}} = - \frac{C_x C^{(-)2}}{(C_x C^{(-)} + C_{\bar{6}} C^{(-)} + C_{\bar{6}} C_x)(C^{(-)} + C_x)}. \quad (4.9)$$

При цьому коефіцієнт зміни відносної чутливості сенсора у порівнянні до прототипу буде дорівнювати:



$$\gamma_1 = \frac{S_{C_x}^{U_{\text{вих2}}}}{S_{C_x}^{U_{\text{вих1}}}} = \frac{C^{(-)2}(C_x + C_{\bar{6}})}{(C^{(-)}C_x + C^{(-)}C_{\bar{6}} + C_x C_{\bar{6}})(C^{(-)} + C_x)}. \quad (4.10)$$

З виразу (4.10) видно, що модуль  $\gamma_1$  може бути як більше, так і менше одиниці. Тобто в даному випадку можливе як збільшення, так і зменшення відносної чутливості сенсора, що залежить від співвідношення елементів схеми. При наближенні до межі стійкості схеми, відносна чутливість сенсора з С-негатроном прямує до нескінченності,  $S_{C_x}^{U_{\text{вих2}}} \rightarrow \infty$ .

Проведене теоретичне дослідження ємнісного сенсора з послідовним С-негатроном показало, що в даному випадку збільшується напруга на виході сенсора, можливе значне збільшення відносної та абсолютної чутливостей сенсора. При цьому ці параметри сенсора є частотонезалежними.

Для перевірки одержаних теоретичних положень проведемо експериментальне дослідження роботи схеми сенсора з послідовним С-негатроном та моделювання за допомогою програми для моделювання роботи електронних схем Micro-Cap 6.0. Для цього від'ємну ємність реалізуємо за допомогою конвертора від'ємного опору мостового типу на операційному підсилювачі [2]. Співвідношенням резисторів  $R1$ ,  $R2$  задано коефіцієнт підсилення операційного підсилювача рівний двом. При цьому реалізована від'ємна ємність  $C^{(-)} = -C_k$ . Схема даного негасенсора (сенсора на базі негатрона) на базі схемотехнічного аналога С-негатрона зображена на рис. 4.3. Результати експериментальних досліджень роботи схеми зведені в табл. 4.1. На рис. 4.4 зображені графіки частотних залежностей параметрів негасенсора. На практиці максимально досяжна чутливість такого сенсора обмежується максимальною вихідною напругою операційного підсилювача. Так для даної схеми максимальна одержана крутизна перетворення склала  $-70,2$  мВ/пФ, тобто вдалося збільшити крутизну перетворення в 33,7 разів в порівнянні до прототипу. Для одержання більшої крутизни перетворення необхідно використовувати операційний з більшою максимальною вихідною напругою.

Невелика розбіжність між теоретичними даними та результатами експерименту, наведеними в табл. 4.1, пояснюється в першу чергу тим, що при

теоретичному аналізу, для більшою простоти, враховувалась тільки від'ємна ємність С-негатрона, проте як реальний С-негатрон містить також і інші додаткові елементи, як то активний опір та індуктивність виводів.

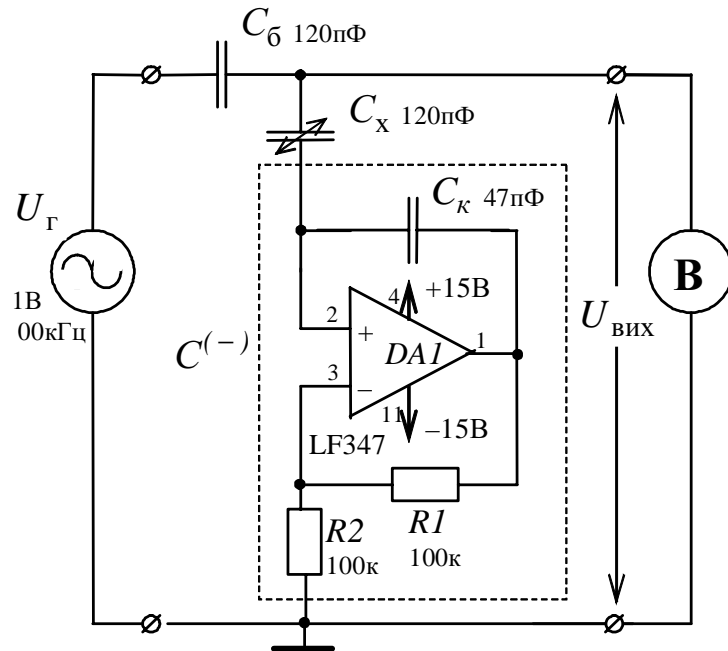


Рис. 4.3. Схема ємнісного негасенсора

Таблиця 4.1

Розрахункові та експериментальні дані дослідження основних параметрів ємнісного сенсора з послідовним С-негатроном

	$U_{\text{вих}}, \text{В}$	$K_{\text{пер}}, \text{мВ/пФ}$	$S_{C_x}^{U_{\text{вих}}}$
Для прототипу (схеми без С-негатрона)	0,5	-2,08	-0,5
Для негасенсора			
теоретично:			
якщо $C_k=33\text{пФ}$	1,61	-3,11	-0,23
$C_k=47\text{пФ}$	2,81	-27,23	-1,16
$C_k=53\text{пФ}$	4,76	-119,43	-2,99
експеримент:			
якщо $C_k=33\text{пФ}$	1,59	-3,01	-0,23
$C_k=47\text{пФ}$	2,61	-23,2	-1,07
$C_k=53\text{пФ}$	3,74	-70,2	-2,25

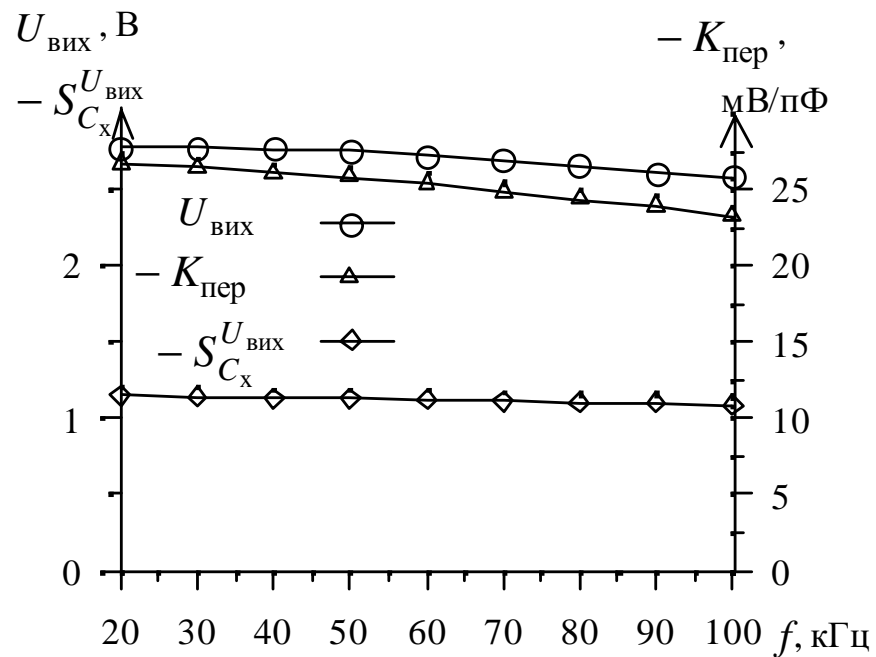


Рис. 4.4. Частотні експериментальні залежності основних параметрів негасенсора з послідовним С-негатроном

В даній схемі негасенсора використовується схемотехнічний аналог С-негатрона, що керується напругою, який реалізований на підсилювачі з додатним зворотним зв'язком за напругою. Як показали результати комп'ютерного моделювання, найбільш точно такий схемотехнічний С-негатрон описується еквівалентною схемою, зображеною на рис. 4.5, яка містить окрім від'ємної ємності  $C^{(-)}$  та від'ємного активного опору  $R^{(-)}$  також деяку від'ємну індуктивність  $L^{(-)}$  та додатну ємність  $C$ , появу яких можна пояснити впливом частотної залежності коефіцієнта підсилення операційного підсилювача.

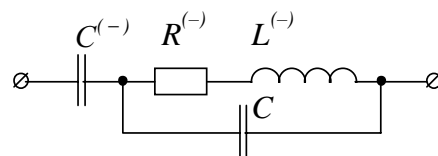


Рис. 4.5. Еквівалентна схема схемотехнічного С-негатрона, реалізованого на підсилювачі з додатним зворотним зв'язком за напругою

Для визначення умови стійкості даної схеми можна застосувати використаний вище вираз  $|C^{(-)}| < C_{\text{навантаження}}$ . Під навантаженням розуміється вся

зовнішня схема, що приєднується до клем С-негатрона. При цьому одержимо умову стійкості  $|C^{(-)}| < (C_{\text{б}} \cdot C_{\text{х}}) / (C_{\text{б}} + C_{\text{х}})$ . Дана умова буде дійсною умовою стійкості сенсора тільки в тому випадку, коли активний опір та індуктивність навантаження будуть меншими за від'ємний активний опір та індуктивність еквівалентної схеми С-негатрона (рис. 4.5). Для більш точного визначення умови стійкості та можливих режимів роботи схеми необхідно використовувати еквівалентну схему схемотехнічного аналога С-негатрона, зображену на рис. 4.5.

Таким чином результати експерименту підтвердили правильність вище наведених теоретичних розрахунків і показали, що послідовне включення від'ємної ємності в схему ємнісного сенсора дозволяє збільшити напругу на виході сенсора в 5...7 разів, крутизну перетворення (абсолютну чутливість) в 20...30 разів, відносну чутливість в 4 рази.

Розглянемо негасенсор з паралельно ввімкнутим С-негатроном, схема якого зображена на рис. 4.6, де:  $C_{\text{б}}$  - баластна ємність,  $C_{\text{х}}$  - ємність первинного ємнісного вимірювального перетворювача, **В** - вимірювальний блок,  $C^{(-)}$  - від'ємна ємність С-негатрона,  $U_{\text{вих3}}$  - напруга на виході давача,  $U_{\text{Г}}$  - генератор вхідної змінної напруги.

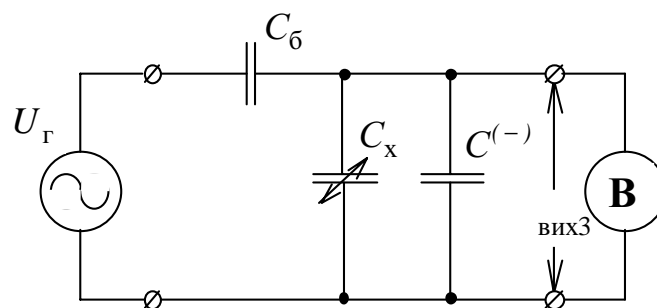


Рис. 4.6. Негасенсор з паралельним С-негатроном

З урахуванням того, що загальною умовою стійкості електронної схеми з від'ємною ємністю, що керується напругою, є вираз  $|C^{(-)}| < C_{\text{навантаження}}$  [2],

одержимо умову стійкості даного ємнісного негасенсора:

$$|C^{(-)}| < (C_{\bar{6}} + C_x). \quad (4.11)$$

Виходячи з рис. 4.6, напруга на виході негасенсора дорівнює:

$$U_{\text{вих3}} = U_{\Gamma} \frac{C_{\bar{6}}}{C_x + C_{\bar{6}} + C^{(-)}}. \quad (4.12)$$

З (4.1) і (4.12) визначимо коефіцієнт зміни напруги на виході сенсора у порівнянні до прототипу:

$$\alpha_2 = \frac{U_{\text{вих3}}}{U_{\text{вих1}}} = \frac{C_x + C_{\bar{6}}}{C_x + C_{\bar{6}} + C^{(-)}}. \quad (4.13)$$

Звідки видно, що за виконання умови стійкості (4.11)  $\alpha_2$  завжди більше одиниці, тобто в даному випадку маємо збільшення напруги на виході сенсора. При наближенні до межі стійкості,  $|C^{(-)}| = (C_{\bar{6}} + C_x)$ , напруга на виході сенсора прямує до нескінченності,  $U_{\text{вих3}} \rightarrow \infty$ .

Виходячи з (4.12), крутизна перетворення даного негасенсора дорівнює:

$$K_{\text{пер3}} = \frac{dU_{\text{вих3}}}{dC_x} = -U_{\Gamma} \frac{C_{\bar{6}}}{(C_x + C_{\bar{6}} + C^{(-)})^2}. \quad (4.14)$$

З (4.1) і (4.14) визначимо коефіцієнт зміни крутизни перетворення у порівнянні до прототипу:

$$\beta_2 = \frac{K_{\text{пер3}}}{K_{\text{пер1}}} = \frac{(C_x + C_{\bar{6}})^2}{(C_x + C_{\bar{6}} + C^{(-)})^2}. \quad (4.15)$$

З виразу (4.15) видно, що за виконання умови стійкості (4.11)  $\beta_2 > 1$ , тобто в даному випадку маємо збільшення крутизни перетворення сенсора. При наближенні до межі стійкості схеми,  $|C^{(-)}| = (C_{\bar{6}} + C_x)$ , крутизна перетворення сенсора з С-негатроном прямує до нескінченності,  $K_{\text{пер3}} \rightarrow \infty$ .

Виходячи з (4.12), визначимо відносну чутливість даного негасенсора:

$$S_{C_x}^{U_{\text{вих3}}} = -\frac{C_x}{C^{(-)} + C_{\bar{6}} + C_x}. \quad (4.16)$$

З (4.3) і (4.16) визначимо коефіцієнт зміни відносної чутливості сенсора у порівнянні до прототипу:

$$\gamma_2 = \frac{S_{C_x}^{U_{\text{вих3}}}}{S_{C_x}^{U_{\text{вих1}}}} = \frac{C_x + C_6}{C^{(-)} + C_6 + C_x}. \quad (4.17)$$

З виразу (4.17) видно, що  $\gamma_2$ , за виконання умови стійкості негасеносра (4.11), завжди більше одиниці, тобто в даному випадку маємо збільшення відносної чутливості сенсора. При наближенні до межі стійкості схеми, відносна чутливість сенсора з С-негатроном прямує до нескінченності,  $S_{C_x}^{U_{\text{вих3}}} \rightarrow \infty$ . Фактично це свідчить про те, що схема набуває значної чутливості і переходить в нестійкий режим роботи.

Проведене теоретичне дослідження ємнісного сенсора з паралельним С-негатроном показало, що в даному випадку збільшується напруга на виході сенсора, а також збільшується крутизна перетворення та відносна чутливість сенсора, на відміну від негасеносра з послідовним С-негатроном, коли наявність С-негатрона призводить до збільшення вихідної напруги сенсора, але крутизна перетворення та відносна чутливість сенсора можуть зменшитися, що залежить від співвідношення елементів схеми. В даному випадку такі параметри негасеносра, як вихідна напруга, крутизна перетворення та відносна чутливість також є теоретично частотнезалежними. На практиці частотні залежності цих параметрів будуть визначатися частотними залежностями використаних елементів схеми, як то операційного підсилювача, при використанні схемотехнічного аналога С-негатрона, реалізованого на операційному підсилювачі.

Для перевірки одержаних теоретичних положень проведемо експериментальне дослідження роботи схеми сенсора з паралельним С-негатроном та моделювання за допомогою програми моделювання роботи електронних схем Micro-Cap 6.0. Для цього від'ємну ємність реалізуємо за допомогою конвертора від'ємного опору мостового типу на операційному підсилювачі [2]. При цьому реалізована від'ємна ємність  $C^{(-)} = -C_K$ . Схема даного негасеносра на базі схемотехнічного аналога С-негатрона зображена на рис. 4.7. Результати експериментальних досліджень роботи схеми зведені в табл. 4.2. На рис. 4.8 зображені графіки частотних залежностей параметрів даного негасеносра.

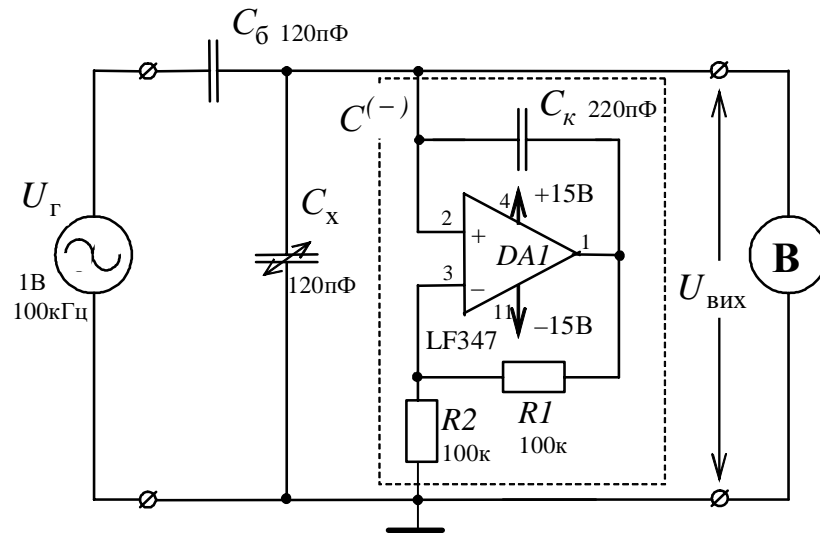


Рис. 4.7. Схема ємнісного негасенсора з паралельним включенням схемотехнічного аналога С-негатрона

Таблиця 4.2

Розрахункові та експериментальні дані дослідження основних параметрів ємнісного негасенсора з паралельним С-негатроном

	$U_{\text{вих}}, \text{В}$	$K_{\text{пер}}, \text{мВ/пФ}$	$S_{C_x}^{U_{\text{вих}}}$
Для прототипа (схеми без С-негатрона)	0,5	-2,08	-0,5
Для негасенсора			
теоретично:			
якщо $C_k = 50 \text{ пФ}$	0,63	-3,32	-0,63
$C_k = 120 \text{ пФ}$	1	-8,33	-1
$C_k = 220 \text{ пФ}$	6	-300	-6
експеримент:			
якщо $C_k = 50 \text{ пФ}$	0,63	-3,3	-0,63
$C_k = 120 \text{ пФ}$	0,99	-8,1	-0,98
$C_k = 220 \text{ пФ}$	4	-130	-3,9

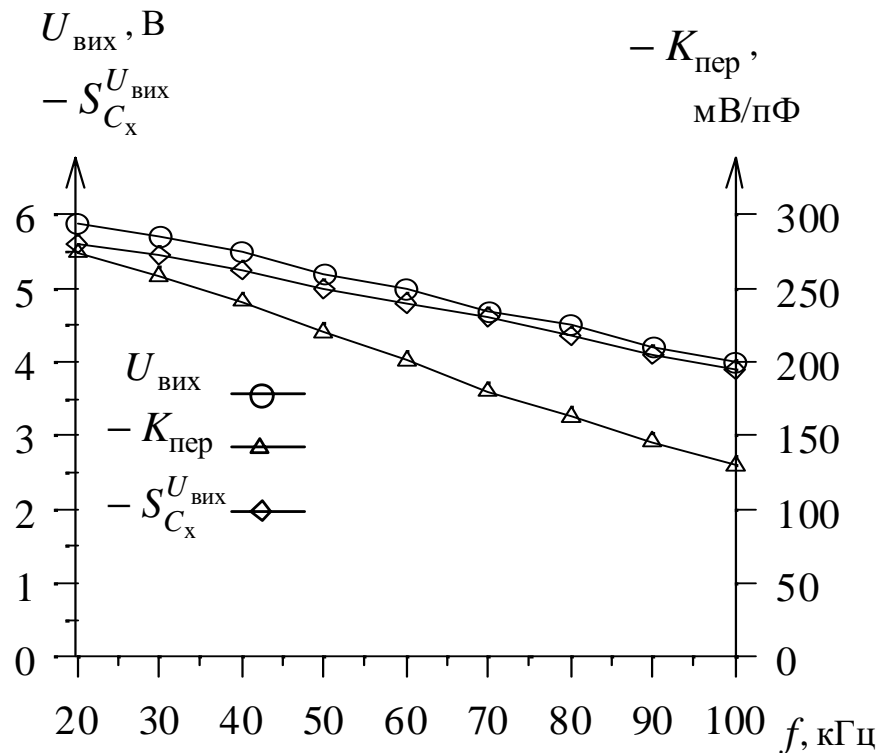


Рис. 4.8. Частотні експериментальні залежності основних параметрів ємнісного негасенсора з паралельним С-негатроном

З наведених вище результатів дослідження схеми негасенсора рис. 4.7 видно, що дана схема дозволяє отримати більшу крутизну перетворення, відносну чутливість та вихідну напругу, ніж схема з послідовним включенням схемотехнічного С-негатрона (рис. 4.3). Але при цьому використовується від'ємна ємність з більшим номінальним значенням, і, як наслідок, параметри негасенсора мають гіршу частотну залежність, як це видно з рис. 4.8, так як збільшується вплив таких неосновних елементів еквівалентної схеми схемотехнічного С-негатрона (4.5), як то додатна ємність і від'ємний активний опір. Ці елементи еквівалентної схеми С-негатрона не враховувалися при теоретичному аналізі роботи негасенсора, чим і пояснюється деяка розбіжність теоретичних і експериментальних результатів. Для визначення умов стійкості даної схеми негасенсора можна використовувати вираз (4.11), але цей вираз є дійсним лише за умови, що активний опір та індуктивність схеми негасенсора, що приєднується до С-негатрона є менші за від'ємний активний опір та від'ємну індуктивність еквівалентної схеми схемотехнічного С-негатрона. В



іншому випадку схема буде нестійкою. Для більш точного визначення умови стійкості та можливих режимів роботи схеми необхідно використовувати еквівалентну схему С-негатрона, зображену на рис. 4.5.

Проведене дослідження показало, що використання С-негатронів дозволяє в десятки разів збільшити чутливість ємнісних сенсорів. Так в розглянутій схемі негасенсора з паралельним включенням С-негатрона до ємності ємнісного первинного вимірювального перетворювача (рис. 4.7) вдалося збільшити крутизну перетворення сенсора в 62 рази, відносну чутливість та вихідну напругу сенсора в 8 разів, в порівнянні до прототипу (схеми без С-негатрона).

#### 4.1.2. Розробка та дослідження індуктивних сенсорів з L-негатроном

Типова схема індуктивного сенсора з вимірювальним колом у вигляді подільника напруги зображена на рис. 4.9 [189]. Вона містить:  $L_6$  - баластна індуктивність,  $L_x$  - індуктивність первинного індуктивного вимірювального перетворювача, **В** - вимірювальний блок,  $U_r$  - генератор змінної напруги Дану схему візьмемо в якості прототипу.

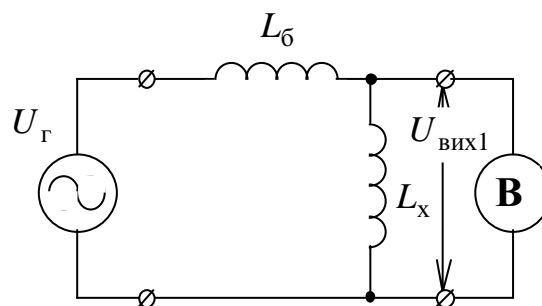


Рис. 4.9. Схема індуктивного сенсора з вимірювальним колом у вигляді подільника напруги

Даний сенсор буде характеризуватися такими основними параметрами: напруга на виході сенсора  $U_{\text{вих1}}$ , крутизна перетворення (абсолютну чутливість)  $K_{\text{пер1}}$ , відносна чутливість  $S_{1C_x}^{U_{\text{вих1}}}$  сенсора.

Виходячи з рис. 4.9, напруга на виході сенсора дорівнює:

$$U_{\text{вих1}} = U_{\Gamma} \frac{L_x}{L_x + L_{\delta}}. \quad (4.18)$$

З (4.18) крутизна перетворення (абсолютна чутливість) сенсора дорівнює:

$$K_{\text{пер1}} = U_{\Gamma} \frac{L_{\delta}}{(L_x + L_{\delta})^2}. \quad (4.19)$$

З урахування виразу (4.18), відносна чутливість сенсора дорівнює:

$$S_{L_x}^{U_{\text{вих1}}} = \frac{L_{\delta}}{L_x + L_{\delta}} < 1. \quad (4.20)$$

З (4.20) видно, що відносна чутливість даного сенсора завжди менше одиниці.

Розглянемо схему аналогічного індуктивного сенсора, але з L-негатроном, ввімкненим послідовно до індуктивності первинного вимірювального перетворювача (рис. 4.10). Дана схема містить:  $L_{\delta}$  - баластна індуктивність,  $L_x$  - індуктивність первинного індуктивного вимірювального перетворювача, **В** - вимірювальний блок,  $U_{\Gamma}$  - генератор вхідної змінної напруги,  $L^{(-)}$  - від'ємна індуктивність L-негатрона.

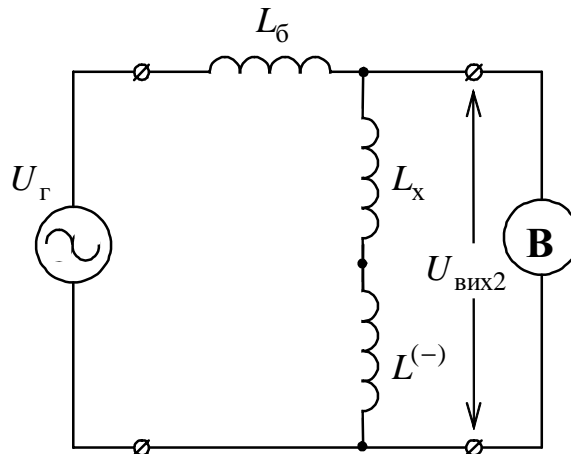


Рис. 4.10. Схема індуктивного негасенсора з послідовним включенням L-негатрона

Дана схема індуктивного негасенсора була частково досліджена в роботах [3, 196], де було показано, що дана схема негасенсора дозволяє збільшити

крутизну перетворення сенсора до 35 разів у порівнянні до прототипу. Від'ємна індуктивність була реалізована схмотехнічно за допомогою конвертора від'ємного опору на біполярних транзисторах.

Розглянемо аналогічний індуктивний негасенсор, але з паралельно включеним L-негатроном, схема якого зображена на рис. 4.11, де:  $L_{\text{б}}$  - баластна індуктивність,  $L_{\text{х}}$  - індуктивність первинного індуктивного вимірювального перетворювача, **В** - вимірювальний блок,  $U_{\text{г}}$  - генератор вхідної змінної напруги,  $L^{(-)}$  - від'ємна індуктивність L-негатрона.

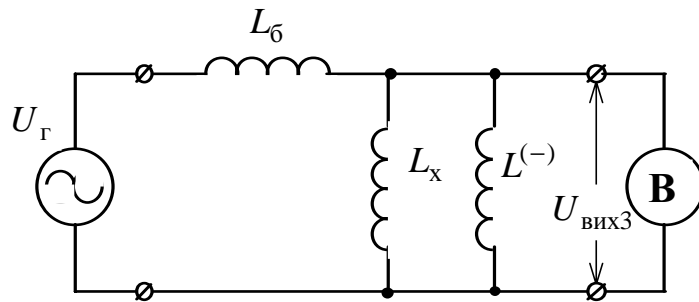


Рис. 4.11. Індуктивний негасенсор з паралельним L-негатроном

З урахуванням того, що загальною умовою стійкості електронної схеми з від'ємною індуктивністю, що керується напругою, є вираз  $|L^{(-)}| > L_{\text{навантаження}}$

[2], одержимо умову стійкості даного негасенсора:

$$|L^{(-)}| > (L_{\text{б}} \cdot L_{\text{х}}) / (L_{\text{б}} + L_{\text{х}}). \quad (4.28)$$

Визначимо основні параметри негасенсора.

Виходячи з рис. 4.11, напруга на виході негасенсора дорівнює:

$$U_{\text{вих3}} = U_{\text{г}} \frac{L_{\text{х}} L^{(-)}}{L_{\text{х}} L_{\text{б}} + L_{\text{б}} L^{(-)} + L_{\text{х}} L^{(-)}}. \quad (4.29)$$

З (4.18) і (4.29) визначимо коефіцієнт зміни напруги на виході сенсора в порівнянні до прототипу:

$$\alpha_2 = \frac{U_{\text{вих3}}}{U_{\text{вих1}}} = \frac{L^{(-)}(L_{\text{х}} + L_{\text{б}})}{L^{(-)}(L_{\text{х}} + L_{\text{б}}) + L_{\text{х}} L_{\text{б}}}. \quad (4.30)$$

З виразу (4.30) видно, що за виконання умови стійкості (4.28),  $\alpha_2$  завжди більше одиниці, тобто в даному випадку маємо збільшення напруги на виході сенсора. При наближенні до межі стійкості,  $|L^{(-)}| = (L_{\text{б}} \cdot L_{\text{х}}) / (L_{\text{б}} + L_{\text{х}})$ ,

напруга на виході сенсора прямує до нескінченності,  $U_{\text{вих3}} \rightarrow \infty$ .

Виходячи з (4.29), крутизна перетворення даного негасенсора дорівнює:

$$K_{\text{пер3}} = \frac{dU_{\text{вих3}}}{dL_x} = U_r \frac{L_6 L^{(-)2}}{(L_x L_6 + L_6 L^{(-)} + L_x L^{(-)})^2}. \quad (4.31)$$

З (4.19) і (4.31) визначимо коефіцієнт зміни крутизни перетворення в порівнянні до прототипу:

$$\beta_2 = \frac{K_{\text{пер3}}}{K_{\text{пер1}}} = \frac{(L^{(-)}(L_x + L_6))^2}{(L^{(-)}(L_x + L_6) + L_x L_6)^2} > 1. \quad (4.32)$$

Тобто в даному випадку маємо збільшення крутизни перетворення сенсора. При наближенні до межі стійкості схеми,  $|L^{(-)}| = (L_6 \cdot L_x)/(L_6 + L_x)$ , крутизна перетворення сенсора прямує до нескінченності,  $K_{\text{пер3}} \rightarrow \infty$ .

Виходячи з (4.29) визначимо відносну чутливість даного негасенсора:

$$S_{L_x}^{U_{\text{вих3}}} = -\frac{L_6 L^{(-)}}{L_6(L^{(-)} + L_x) + L_x L^{(-)}}. \quad (4.33)$$

З (4.33) видно, що при наближенні до межі стійкості схеми,  $|L^{(-)}| = (L_6 \cdot L_x)/(L_6 + L_x)$ , відносна чутливість сенсора прямує до нескінченності,  $S_{L_x}^{U_{\text{вих3}}} \rightarrow \infty$ . Фактично це свідчить про те, що схема набуває значної чутливості і переходить в нестійкий режим роботи.

Проведене теоретичне дослідження індуктивного негасенсора з паралельним L-негатроном показало, що в даному випадку збільшується напруга на виході сенсора, збільшується крутизна перетворення та відносна чутливість сенсора. При цьому ці параметри сенсора теоретично є частотнезалежними. На практиці частотні залежності цих параметрів будуть визначатися впливом паразитних елементів схеми та частотними залежностями використаних елементів схеми схмотехнічного аналога негatrona.

Для перевірки одержаних теоретичних положень проведемо експериментальне дослідження роботи схеми сенсора з паралельним L-негатроном та моделювання за допомогою програми для моделювання роботи електронних схем Micro-Cap 6.0. Для цього від'ємну індуктивність реалізуємо за допомогою конвертора від'ємного опору мостового типу на операційному підсилю-

вачі [2]. Схема даного негасенсора на базі схемотехнічного аналога L-негатрона зображена на рис. 4.12. При цьому реалізована від'ємна індуктивність  $L^{(-)} = -L_k$ . Результати експериментальних досліджень роботи схеми зведені в табл. 4.3. На рис. 4.13 зображені графіки частотних експериментальних залежностей основних параметрів негасенсора.

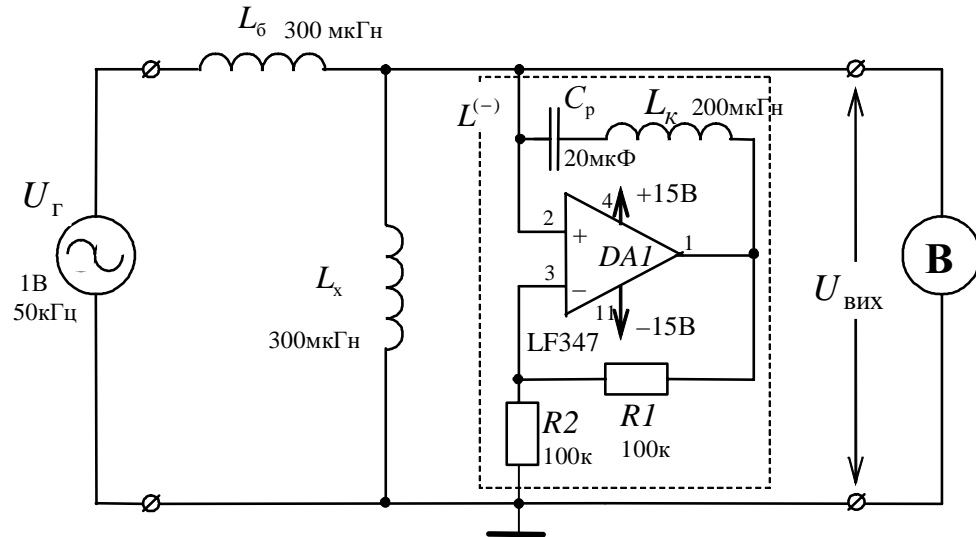


Рис. 4.12. Схема індуктивного негасенсора на базі схемотехнічного аналога L-негатрона

Таблиця 4.3

Розрахункові та експериментальні дані дослідження основних параметрів індуктивного негасенсора з паралельним L-негатроном

	$U_{\text{вих}}, \text{В}$	$K_{\text{пер}}, \text{мВ/мкГн}$	$S_{L_x}^{U_{\text{вих}}}$
Для прототипа (схеми без L-негатрона)	0,5	0,83	0,5
Для негасенсора			
теоретично:			
якщо $L_k = 180 \text{ мкГн}$	3	30	3
$L_k = 200 \text{ мкГн}$	2	13,3	2
$L_k = 300 \text{ мкГн}$	1	3,3	1
експеримент:			
якщо $L_k = 180 \text{ мкГн}$	2,46	20,3	2,48
$L_k = 200 \text{ мкГн}$	1,82	11,1	1,83
$L_k = 300 \text{ мкГн}$	0,98	3,2	0,99

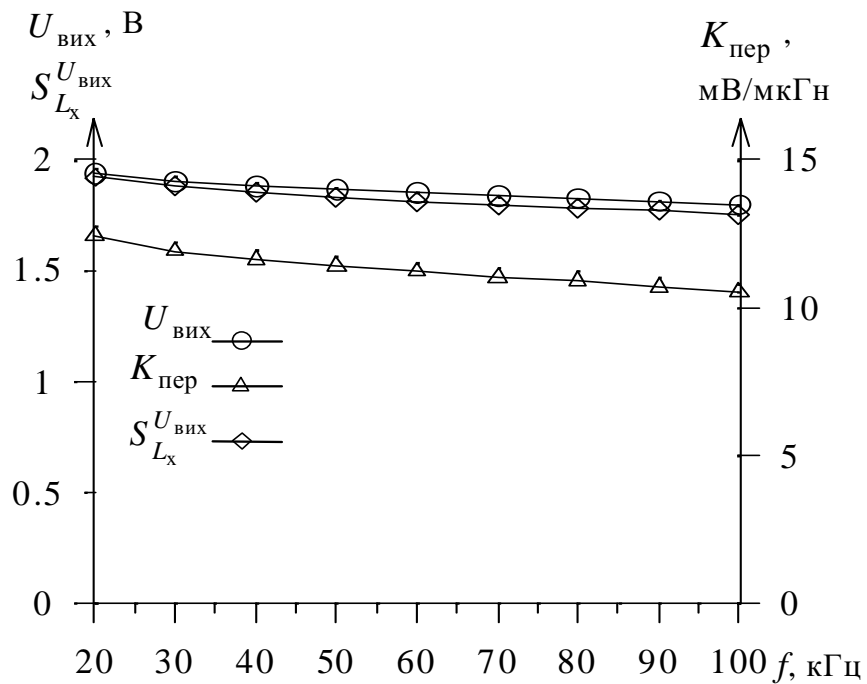


Рис. 4.13. Частотні експериментальні залежності основних параметрів індуктивного негасенсора з паралельним L-негатроном

З наведених результатів дослідження видно, що запропонована схема індуктивного сенсора з паралельним L-негатроном (рис. 4.12) дозволила збільшити крутизну перетворення сенсора до 24,5 рази, відносну чутливість і напругу - до 5 разів. Функція перетворення є практично частотно незалежною. Так при зміні частоти вхідного сигналу в діапазоні від 30 кГц до 90 кГц, зміна крутизни перетворення не перевищувала 5%.

Одержані експериментальні дані дослідження схеми негасенсора з паралельним L-негатроном підтвердило правильність отриманих вище теоретичних розрахунків. Деяка розбіжність теоретичних та експериментальних даних пояснюється тим, що при теоретичному аналізі враховувалася тільки від'ємна індуктивність L-негатрона, і не враховувався вплив активного опору, який входить до складу еквівалентної схеми L-негатрона.

Як показали результати моделювання, реалізований схемотехнічний аналог L-негатрона на операційному підсилювачі з додатним зворотним зв'язком за напругою (рис. 4.12) найбільш точно описується еквівалентною схемою, що зображена на рис. 4.14. Поява в еквівалентній схемі від'ємного активного опору пояснюється тим, що реальна котушка індуктивності  $L_K$  має

деякий активний опір, який конвертором від'ємного опору перетворюється в від'ємний активний опір  $R^{(-)}$ . При цьому до умови стійкості (4.28) добавляється ще одна умова стійкості негасенсора: активний опір схеми, що приєднана до схемотехнічного аналогу L-негатрона, повинен бути меншим за модуль від'ємного опору L-негатрона,  $R_H < |R^{(-)}|$ . Тільки в цьому випадку буде забезпечено стійкий режим роботи індуктивного негасенсора рис. 4.12.

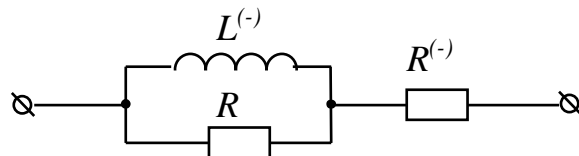


Рис. 4.14. Еквівалентна схема схемотехнічного аналога L-негатрона, реалізовано на операційному підсилювачі з індуктивним додатним зворотним зв'язком за напругою

Проведене дослідження показало, що використання L-, C-негатронів дозволяє в десятки разів збільшити чутливість індуктивних та ємнісних сенсорів, що дозволяє, відповідно, збільшити точність вимірювання неелектричних фізичних величин. Основні параметри запропонованих негасенсорів являються практично частотонезалежними в широкому діапазоні частот (до  $0,1 f_{zp}$ , де  $f_{zp}$  - гранична частота підсилювача), що, зокрема, дозволяє використовувати в якості джерела вхідного сигналу генератор змінної напруги, до якого не висуваються жорсткі вимоги щодо стабільності частоти.

## 4.2. Дослідження коливальних контурів з L-, C-негатронами

Коливальні контури і явище резонансу знаходять широке застосування в різноманітних елементах систем автоматики: частотно-вибіркових комутаторах, резонансних ключах, фільтрах, мультиплексорах, частотних сенсорах, генераторах і т.д. Визначення характеристик коливальних контурів з L-, C-негатронами, умов стійкості та чутливості дасть необхідну теоретичну базу для створення нових елементів і пристроїв автоматики на їх основі.

### 4.2.1. Дослідження послідовного коливального контуру з L-, C-негатронами

Схема послідовного коливального контуру з реактивними елементами:  $L^{(-)}$  - від'ємною індуктивністю L-негатрона,  $C^{(-)}$  - від'ємною ємністю C-негатрона, активним від'ємним опором  $R^{(-)}$  C-негатрона N-типу, та активним опором  $R$ , що характеризує втрати в контурі, зображена на рис. 4.15.

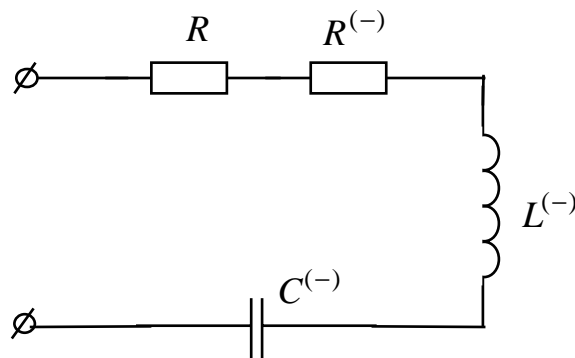


Рис. 4.15. Послідовний коливальний контур з L-,C-негатронами

Виходячи з рис. 4.15 визначимо основні характеристики даного контуру за аналогією до основних характеристик послідовного коливального контуру з додатними елементами [184]. В результаті одержимо:

$$\text{Резонансна частота } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L^{(-)}C^{(-)}}}. \quad (4.34)$$

$$\text{Характеристичний опір контуру } \rho = \sqrt{\frac{L^{(-)}}{C^{(-)}}}. \quad (4.35)$$

$$\text{Добротність } Q = \frac{\rho}{R + R^{(-)}} = \frac{\sqrt{L^{(-)}/C^{(-)}}}{R + R^{(-)}}. \quad (4.36)$$

Наявність в контурі від'ємного опору  $R^{(-)}$ , який компенсує опір втрат контуру  $R$ , дозволяє одержати великі значення добротності, але це, як відомо, призведе до наближення схеми до межі стійкості та збільшення чутливості [57]. Окрім того, як було показано в попередніх розділах, наявність в електронній схемі від'ємної ємності та від'ємної індуктивності також робить її потенційно-нестійкою, що ставить задачу визначення умов стійкості та чутливості.



З урахуванням відомого виразу для абсолютної чутливості [110] та одержаного виразу для резонансної частоти (4.34), абсолютна чутливість резонансної частоти контуру  $\omega_0$  до зміни значень від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та ємності  $C^{(-)}$  контуру дорівнює:

$$S(\omega_0, L^{(-)}) = \frac{d\omega_0}{dL^{(-)}} = -\frac{1}{2L^{(-)}\sqrt{L^{(-)}C^{(-)}}},$$

$$S(\omega_0, C^{(-)}) = \frac{d\omega_0}{dC^{(-)}} = -\frac{1}{2C^{(-)}\sqrt{L^{(-)}C^{(-)}}}.$$

З урахуванням відомого виразу для відносної чутливості (1.1) [110] та одержаного виразу для резонансної частоти (4.34), відносні чутливості резонансної частоти контуру  $\omega_0$  до зміни значень від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та ємності  $C^{(-)}$  контуру дорівнюють:

$$S_{L^{(-)}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}, \quad S_{C^{(-)}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}.$$

Тобто відносні чутливості резонансної частоти контуру  $S_{L^{(-)}}^{\omega_0}$ ,  $S_{C^{(-)}}^{\omega_0}$  не залежать від значень від'ємної індуктивності та ємності і завжди дорівнюють -0,5.

Порівняння одержаних виразів для резонансної частоти, характеристичного опору та чутливостей резонансної частоти послідовного контуру з L-, C-негатронами з аналогічними виразами для послідовного контуру з додатними реактивними елементами  $L$  і  $C$  [184], показує, що ці вирази якісно не відрізняють, і, отже, значення даних параметрів для контурів будуть однаковими, за умови рівності за модулем відповідних від'ємних та додатних реактивних елементів. Значення абсолютних чутливостей будуть рівні за модулем, але мають протилежні знаки.

Виходячи з відомих виразів для відносної та абсолютної чутливостей [110] та одержаного виразу (4.36) для добротності послідовного коливального контуру з L-, C-негатронами, визначимо абсолютні та відносні чутливості добротності контуру  $Q$  до зміни значень параметрів елементів контуру.

Абсолютні чутливості дорівнюють:

$$S(Q, L^{(-)}) = \frac{1}{2(R + R^{(-)})\sqrt{L^{(-)}C^{(-)}}}, \quad S(Q, C^{(-)}) = \frac{1}{2(R + R^{(-)})\sqrt{L^{(-)}C^{(-)}}},$$

$$S(Q, R) = -\frac{\rho}{(R + R^{(-)})^2}, \quad S(Q, R^{(-)}) = -\frac{\rho}{(R + R^{(-)})^2}.$$

Відносні чутливості дорівнюють:

$$S_{L^{(-)}}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{C^{(-)}}^Q = -\frac{1}{2},$$

$$S_R^Q = -\frac{R}{R + R^{(-)}}, \quad S_{R^{(-)}}^Q = -\frac{R^{(-)}}{R + R^{(-)}}.$$

З порівняння одержаних виразів для чутливостей добротності  $Q$  контуру з  $L$ -,  $C$ -негатронами з аналогічними виразами для послідовного контуру з додатними  $R$ ,  $L$ ,  $C$  [184], видно, що наявність в контурі від'ємного активного опору  $C$ -негатрона призводить до збільшення чутливості добротності  $Q$ . Незмінними залишаються вирази лише для відносних чутливостей добротності до зміни значень індуктивності та ємності кола. За виконання умови  $|R^{(-)}| = R$ , значення добротності та чутливостей добротності прямують до нескінченності. Фактично це свідчить про те, що коло переходить в нестійкий режим роботи.

Наявність в контурі ще одного елемента, що впливає на значення добротності –  $R^{(-)}$ , призводить до додаткової появи відповідних чутливостей  $S(Q, R^{(-)})$ ,  $S_{R^{(-)}}^Q$  і, відповідно, до збільшення максимального приросту функції  $\Delta Q$  в розрахунку задачі найгіршого випадку у порівнянні до контуру з додатними елементами.

Наявність в контурі з  $L$ -,  $C$ -негатронами від'ємних індуктивності, ємності та активного опору робить його потенційно-нестійким, на відміну від контуру з додатними  $L$ ,  $C$ ,  $R$ , який є завжди стійким, що ставить задачу визначення умов стійкості.

Еквівалентна схема навантаженого послідовного коливального контуру з  $L$ -,  $C$ -негатронами зображена на рис. 4.16. Внутрішній опір генератора напруги  $E_r$  та активний опір котушки індуктивності  $L_n$  враховано в активному

опорі втрат контуру  $R$ .

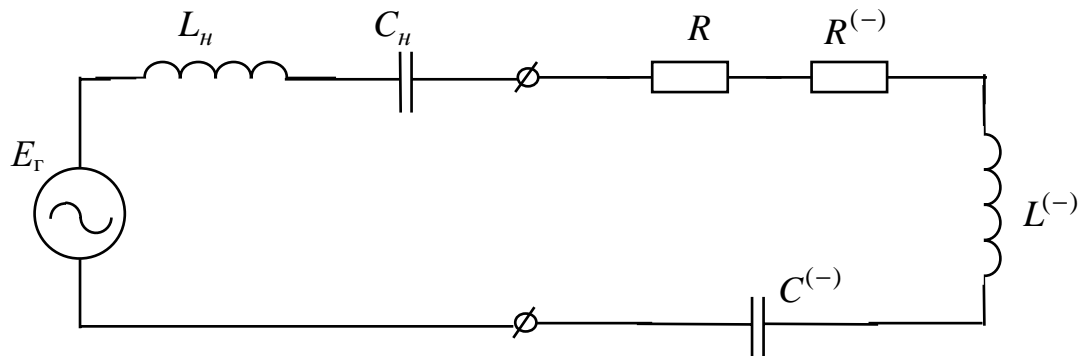


Рис. 4.16. Еквівалентна схема навантаженого послідовного коливально-го контуру з L-, C-негатронами:  $C^{(-)}$  - від'ємна ємність C-негатрона;  $L^{(-)}$  - від'ємна індуктивність L-негатрона;  $R^{(-)}$  - від'ємний активний опір C-негатрона N-типу,  $R$  - активний опір, що враховує втрати в контурі, активний опір котушки індуктивності  $L_n$  та внутрішній активний опір генератора напруги  $E_T$ ;  $L_n$ ,  $C_n$  - індуктивність та ємність зовнішнього кола (навантаження), що приєднане до коливального контуру

Повний операторний опір схеми, зображеної на рис. 4.16, дорівнює:

$$Z(p) = R + R^{(-)} + p(L^{(-)} + L_n) + \frac{1}{p \frac{C^{(-)} C_n}{C^{(-)} + C_n}}. \quad (4.34)$$

Прирівнявши одержаний вираз (4.34) до нуля, одержимо характеристичне рівняння схеми:

$$R + R^{(-)} + p(L^{(-)} + L_n) + \frac{C^{(-)} + C_n}{p C^{(-)} C_n} = 0. \quad (4.35)$$

Після відповідних перетворень характеристичне рівняння схеми (4.35) запишемо в вигляді:

$$p^2 + p \frac{R + R^{(-)}}{L^{(-)} + L_n} + \frac{C^{(-)} + C_n}{(L^{(-)} + L_n) C^{(-)} C_n} = 0.$$

У відповідності до критерію стійкості Рауса-Гурвіца [115], дане коло буде стійким, якщо

$$\frac{R + R^{(-)}}{L^{(-)} + L_n} > 0, \quad \frac{C^{(-)} + C_n}{(L^{(-)} + L_n)C^{(-)}C_n} > 0. \quad (4.36)$$

Для того, щоб зовнішнє коло, приєднане до резонансного контуру, не впливало на резонансну частоту та інші параметри контуру, необхідно, щоб виконувалися умови:  $L_n \ll |L^{(-)}|$ ,  $C_n \gg |C^{(-)}|$ . З урахуванням цього значеннями  $L_n$ ,  $C_n$ , для спрощення подальших розрахунків, можна знехтувати. Тоді, виходячи з (4.36), умовою стійкості послідовного коливального контуру з L-, C-негатронами буде вираз:

$$|R^{(-)}| > R. \quad (4.37)$$

У випадку, коли  $|R^{(-)}| < R$ , або використання пасивного C-негатрону S-типу, для якого  $R^{(-)} > 0$ , схема буде працювати в режимі генерації гармоній-

них коливань, якщо  $\frac{\left(\frac{R + R^{(-)}}{L^{(-)}}\right)^2}{4} < \frac{1}{L^{(-)}C^{(-)}}$ , інакше – релаксаційних коливань.

На рис. 4.17 зображені частотні характеристики контуру:  $X_{L^{(-)}}(\omega) = \omega L^{(-)}$ ,  $X_{C^{(-)}}(\omega) = \frac{1}{\omega C^{(-)}}$ ,  $X(\omega) = \omega L^{(-)} - \frac{1}{\omega C^{(-)}}$ ,

$Z(\omega) = \sqrt{(R + R^{(-)})^2 + X(\omega)^2}$ ; а на рис. 4.18 - фазочастотна характеристика

контуру  $\varphi(\omega) = \arctg\left\{\frac{X(\omega)}{(R + R^{(-)})}\right\} + \pi$  для стійкого режиму роботи контуру

( $|R^{(-)}| > R$ ). Необхідно зауважити, що відомий вираз для визначення фазового зсуву між напругою та струмом в електронному колі  $\varphi = \arctg\left(\frac{X}{R}\right)$  [184] є

дійсним лише для кіл, у яких повний активний опір кола є додатним. Для електронних кіл, у яких повний активний опір кола є від'ємним, необхідно використовувати вираз  $\varphi = \arctg\left(\frac{X}{R}\right) + \pi$ , так як в першому випадку вектори

напруг лежать в першому та четвертому квадрантах на комплексній площині, проте як в другому випадку – в другому та третьому квадрантах, що необхід-

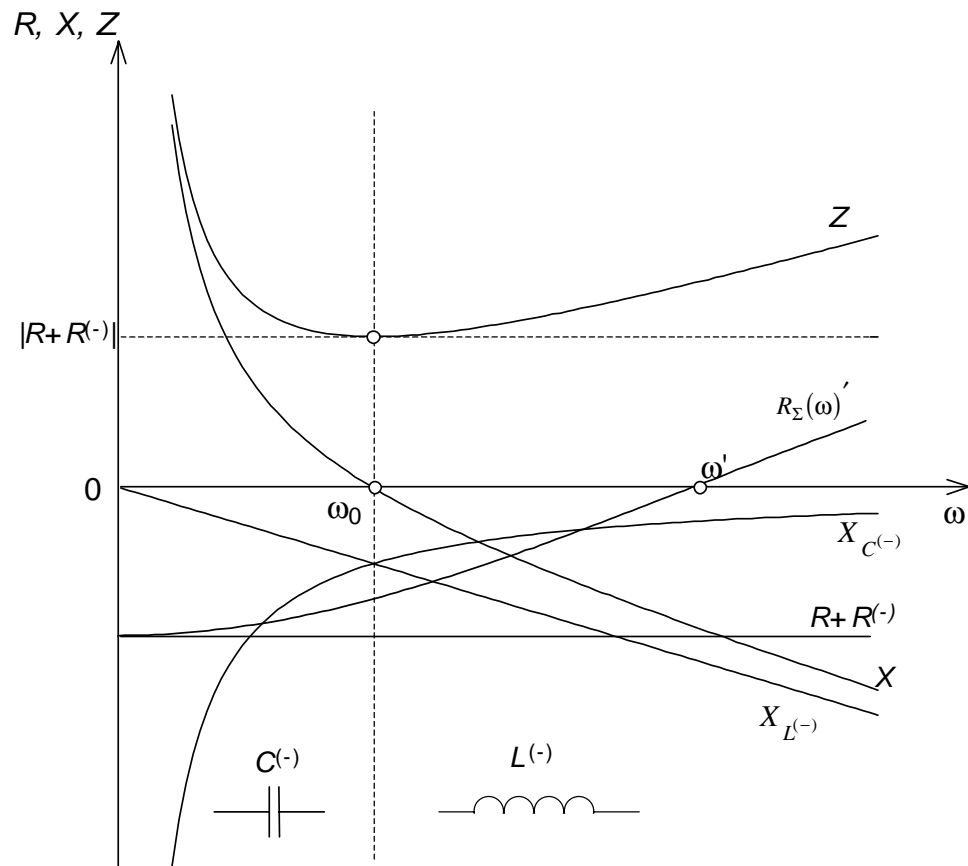


Рис. 4.17. Частотні характеристики послідовного коливального контуру з L-, C-негатронами

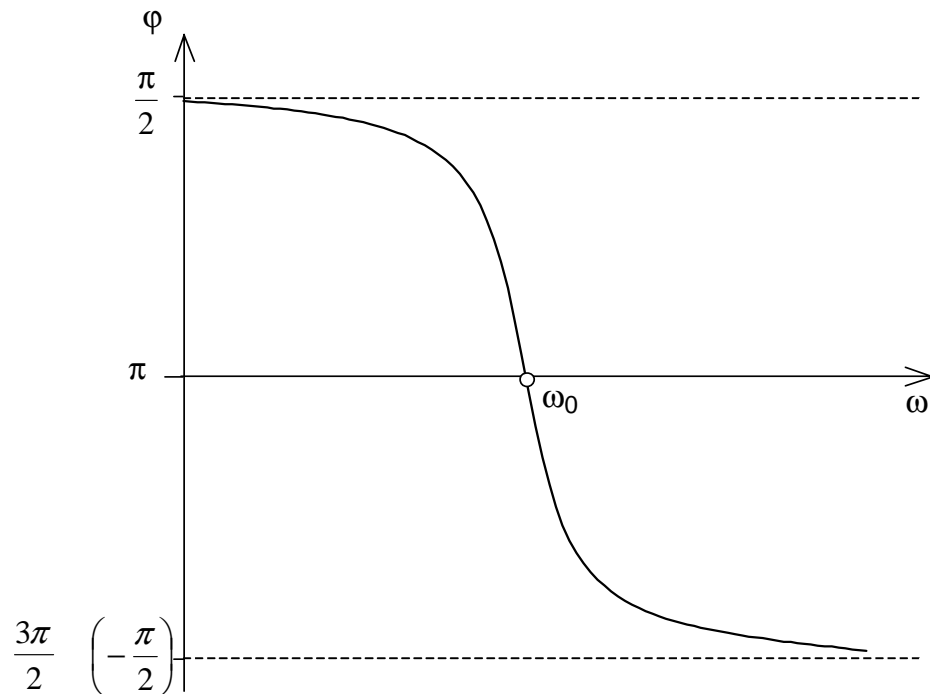


Рис. 4.18. Фазочастотна характеристика послідовного коливального контуру з L-, C-негатронами

но враховувати у відповідній формулі для визначення фазового зсуву між напругою та струмом в електронному колі. Або використовувати в загальному випадку відомий вираз для комплексних значень  $\varphi = \arg(\underline{Z})$  [184], де  $\underline{Z} = R + jX$  – повний комплексний опір кола.

З порівняння одержаних частотних та фазочастотної характеристик з аналогічними для послідовного коливального контуру з додатними  $L$ ,  $C$ ,  $R$  видно, що при  $\omega < \omega_0$  контур з  $L$ -,  $C$ -негатронами має характер від'ємної ємності ( $X > 0$ ,  $\varphi > 0$ ) і струм відстає за фазою від прикладеної напруги, а при  $\omega > \omega_0$  - характер від'ємної індуктивності ( $X < 0$ ,  $\varphi < 0$ ) і струм випереджає за фазою прикладену напругу. Тобто значення реактивних опорів для цих контурів мають протилежні знаки. При  $\omega = \omega_0$  настає резонанс напруг ( $X = 0$ ,  $\varphi = 180^\circ$ ), і струм є в протифазі з прикладеною напругою. Повний опір кола приймає при цьому мінімальне значення  $Z = |R^{(-)} + R|$ .

Вище був розглянутий послідовний коливальний контур з  $C$ -негатроном  $N$ -типу та  $L$ -негатроном  $S$ -типу. Було показано, що контур не буде стійким, в разі використання  $C$ -негатрона  $S$ -типу, еквівалентна схема якого не містить від'ємного активного опору. Додатний активний опір, що входить до еквівалентної схеми  $L$ -негатрона  $S$ -типу, ми вважали значно більшим характеристичного опору контуру  $\rho$ , при цьому його впливом можна знехтувати, що дозволило спростити розрахунки. Результати дослідження послідовного коливального контуру з  $L$ -,  $C$ -негатронами з урахуванням активного опору еквівалентної схеми  $L$ -негатрона наведені в додатку В.

Проведене дослідження послідовного коливального контуру з  $L$ -,  $C$ -негатронами, показало, що вирази для резонансної частоти, характеристичного опору та чутливостей резонансної частоти послідовного контуру з  $L$ -,  $C$ -негатронами є аналогічними до відповідних виразів для послідовного коливального контуру з додатними реактивними елементами  $L$  і  $C$ , у випадку, якщо активний опір  $L$ -негатрона значно більший за характеристичний опір контуру.

Наявність в контурі від'ємного опору  $R^{(-)}$ , який компенсує опір втрат контуру  $R$ , дозволяє одержати великі значення добротності. Збільшення доб-

ротності контуру супроводжується збільшенням її чутливості у відповідну кількість разів. Контур буде стійким за умови, що повний активний опір контуру є від'ємним на резонансній частоті. При  $\omega < \omega_0$  контур має характер від'ємної ємності ( $X > 0$ ,  $\varphi > 0$ ), а при  $\omega > \omega_0$  - характер від'ємної індуктивності ( $X < 0$ ,  $\varphi < 0$ ). Активний опір контуру є частотозалежним і дорівнює нулю на частоті  $\omega'$  (див. додаток В). У випадку використання L-негатрона S-типу  $\omega' > \omega_0$ , N-типу -  $\omega' < \omega_0$ . Якщо для послідовного коливального контуру з додатними L, C активний опір зовнішньої схеми не впливає на добротність контуру, то для послідовного контуру з L-, C-негатронами активний опір зовнішньої схеми суттєво впливає на добротність та визначає виконання умови стійкості та режим роботи контуру. На резонансній частоті, внаслідок наявності від'ємного активного опору, контур з L-, C-негатронами підсилює сигнал. Внаслідок чого, передавальні функції фільтрів, побудованих на послідовному LC-контурі, та контурі з L-, C-негатронами будуть суттєво відрізнятися.

#### 4.2.2. Дослідження паралельного коливального контуру з L-, C-негатронами

Паралельний коливальний контур з L-, C-негатронами зображено на рис. 4.19, де:  $L^{(-)}$  - від'ємна індуктивність L-негатрона,  $C^{(-)}$  - від'ємна ємність C-негатрона,  $R_C$  - активний опір еквівалентної схеми C-негатрона (для C-негатрона N-типу  $R_C < 0$ , для C-негатрона S-типу  $R_C > 0$ ),  $R_L$  - активний опір еквівалентної схеми L-негатрона (для L-негатрона N-типу  $R_L < 0$ , для L-негатрона S-типу  $R_L > 0$ ).

Виходячи з умови, що на резонансній частоті реактивна провідність контуру дорівнює нулю [184], знайдемо резонансну частоту паралельного коливального контуру рис. 4.19:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{L^{(-)}C^{(-)} - C^{(-)2}R_C^2}}. \quad (4.38)$$

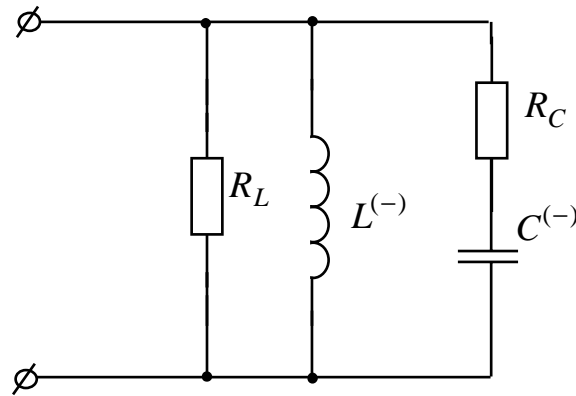


Рис. 4.19. Паралельний коливальний контур з L-, C-негатронами

З (4.38) видно, що резонанс в колі можливий за виконання умови  $|R_C| < \sqrt{\frac{L^{(-)}}{C^{(-)}}}$ . Якщо  $|R_C| \ll \sqrt{\frac{L^{(-)}}{C^{(-)}}}$ , то  $\omega_p \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L^{(-)}C^{(-)}}}$ , тобто в цьому випадку впливом опору  $R_C$  можна знехтувати.

Еквівалентна резонансна провідність контуру дорівнює:

$$G_{0e} = \frac{1}{R_L} + \frac{R_C C^{(-)}}{L^{(-)}} = \frac{1}{R_L} + \frac{R_C}{\rho^2}, \quad (4.39)$$

де  $\rho = \sqrt{\frac{L^{(-)}}{C^{(-)}}}$ ,

звідки еквівалентний резонансний опір контуру:

$$R_{0e} = \frac{R_L L^{(-)}}{L^{(-)} + R_C C^{(-)} R_L} = \frac{R_L \rho^2}{\rho^2 + R_L R_C}.$$

Виходячи з (4.38) та (4.39), добротність контуру дорівнює:

$$Q = \frac{L^{(-)} + R_C C^{(-)} R_L}{R_L \sqrt{L^{(-)} C^{(-)} - C^{(-)2} R_C^2}}. \quad (4.40)$$

З (4.39) видно, що за виконання умови  $|R_C| \ll \rho$ , то  $G_{0e} \approx \frac{1}{R_L}$ ,

$R_{0e} \approx R_L$ , і добротність контуру становить:

$$Q \approx \frac{L^{(-)} + R_C C^{(-)} R_L}{R_L \sqrt{L^{(-)} C^{(-)}}} = \frac{\rho}{R_L} + \frac{R_C}{\rho} \approx \frac{\rho}{R_L}.$$

Виходячи з рис. 4.19 комплексна еквівалентна провідність контуру виражається виразом:



$$\underline{Y}_e(\omega) = G_L + \frac{1}{j\omega L^{(-)}} + \frac{R_C \cdot j\omega C^{(-)}}{R_C + j\omega C^{(-)}}. \quad (4.41)$$

В режимі малих втрат ( $R_C \ll 1/(\omega C^{(-)})$ ) з (4.41) вираз для комплексного еквівалентного опору контуру запишемо в вигляді:

$$\underline{Z}_e(\omega) = \frac{j\omega R_L L^{(-)}}{R_L + j\omega L^{(-)} - \omega^2 R_L C^{(-)} L^{(-)}}. \quad (4.42)$$

Виділивши в (4.42) активну  $R_e$  і реактивну  $X_e$  складові, одержимо рівняння частотних характеристик контуру (рис. 4.20, а):

$$R_e = \frac{\omega^2 R_L L^{(-)2}}{\omega^2 L^{(-)2} + (R_L - \omega^2 R_L C^{(-)} L^{(-)})^2},$$

$$X_e = \frac{\omega R_L^2 L^{(-)} (1 - \omega^2 C^{(-)} L^{(-)})}{\omega^2 L^{(-)2} + R_L^2 (\omega^2 C^{(-)} L^{(-)} - 1)^2},$$

$$Z_e = \frac{\omega R_L L^{(-)}}{\sqrt{\omega^2 L^{(-)2} + R_L^2 (\omega^2 C^{(-)} L^{(-)} - 1)^2}}.$$

Фазочастотна характеристика (рис. 4.20, б) контуру буде визначатися виразом  $\varphi = \arg(\underline{Z}_e)$ .

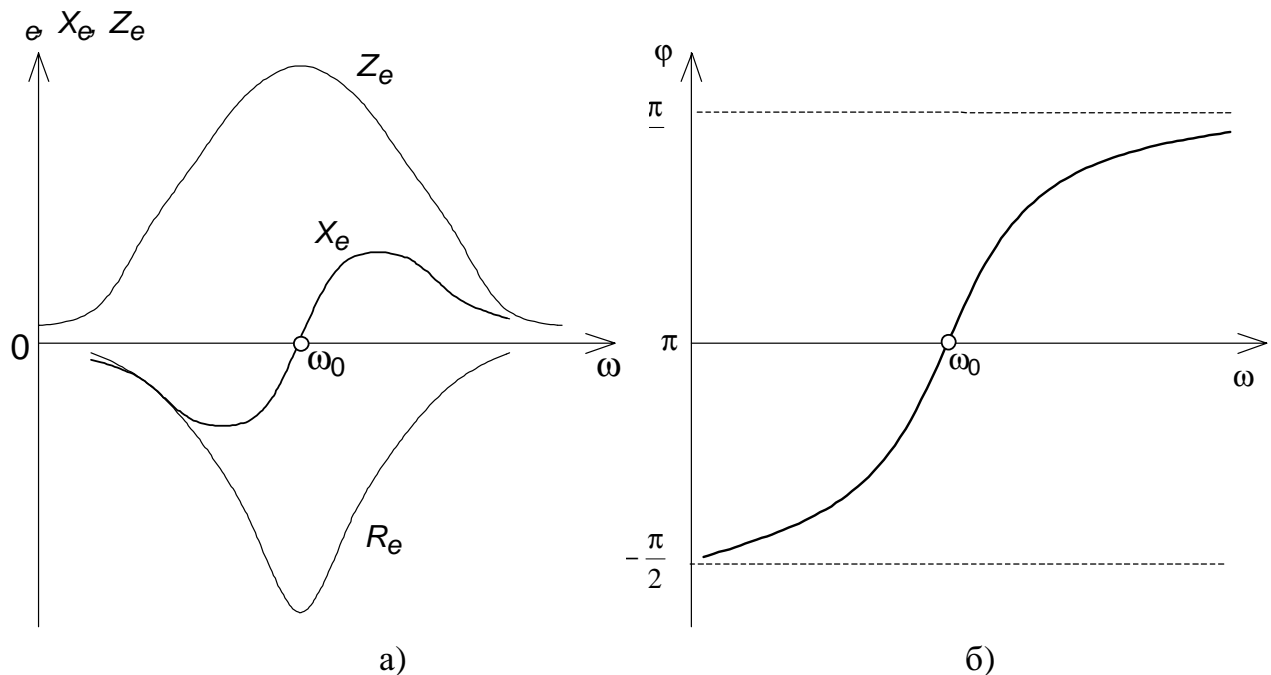


Рис. 4.20. Частотні (а) та фазочастотна (б) характеристики паралельного коливального контуру з L-, C-негатронами

З аналізу одержаних частотних характеристик (рис. 4.20) видно, що реактивний опір контуру з L-,C- негatronами змінюється протилежно за знаком до реактивного опору паралельного LC-контуру з додатними елементами. Активний опір контуру є від'ємним на резонансній частоті. На частоті резонансу реактивний опір контуру дорівнює нулю, а активний опір набуває свого максимального значення. Фазочастотна характеристика контуру з L-,C- негatronами відрізняється за знаком від фазочастотної характеристики паралельного LC-контуру з додатними елементами, змінюючись з  $-\frac{\pi}{2}$  до  $\frac{\pi}{2}$  і на резонансній частоті дорівнює  $\pi$ , що пояснюється від'ємним повним активним опором контуру.

Наявність в контурі L-, C-негатронів робить його потенційно-нестійким, що ставить задачу визначення умов стійкості.

Як відомо [184], для покращення вибіркової властивості паралельного контуру його необхідно збуджувати джерелом струму. Операторна провідність еквівалентної схеми навантаженого паралельного коливального контуру з L-, C-негатronами, зображеної на рис. 4.21, де враховані:  $I_r$  – джерело струму,  $G_n$  – провідність навантаження з урахуванням внутрішньої провідності джерела струму; дорівнює:

$$Y(p) = G_n + G_L + \frac{1}{pL^{(-)}} + \frac{1}{R_C + \frac{1}{pC^{(-)}}}$$

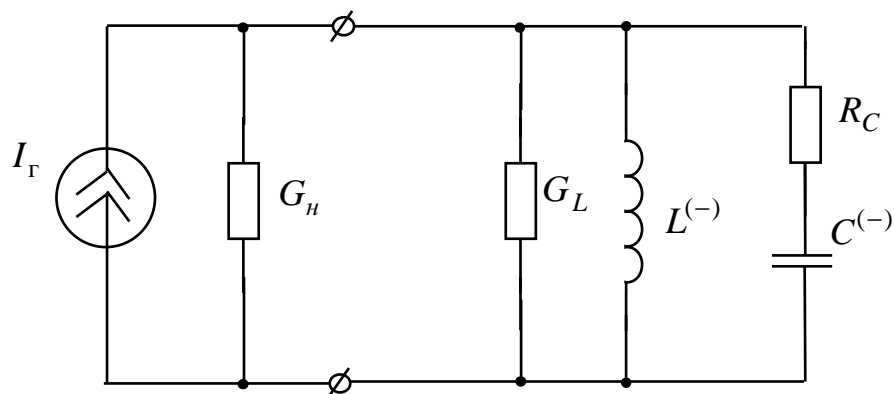


Рис. 4.21. Еквівалентна схема навантаженого паралельного коливального контуру з L-, C-негатronами

Прирівнявши операторну провідність схеми  $Y(p)$  до нуля, та після відповідних математичних перетворень, отримуємо характеристичне рівняння кола:

$$p^2 + p \frac{L^{(-)}(G_H + G_L) + C^{(-)}R_C}{L^{(-)}C^{(-)}(1 + R_C(G_H + G_L))} + \frac{1}{L^{(-)}C^{(-)}(1 + R_C(G_H + G_L))} = 0.$$

У відповідності до критерію стійкості Рауса-Гурвіца [115], дане коло буде стійким за виконання умови:

$$R_C(G_H + G_L) > -1; L^{(-)}(G_H + G_L) + C^{(-)}R_C > 0. \quad (4.43)$$

Виконання даної умови стійкості залежить від співвідношення елементів схеми. При цьому можливе використання L-, C-негатронів як N-, так і S-типів, але необхідною умовою залишається наявність від'ємного опорного в колі.

З (4.43) видно, що значення провідності навантаження  $G_H$  впливає на виконання умов стійкості контуру. При наближенні до межі стійкості добротність та її чутливість контуру збільшуються.

Для практичної реалізації розглянутих контурів можна використовувати схемотехнічні аналоги L-, C-негатронів, реалізовані на конверторах від'ємного опорного мостового типу на операційних підсилювачах [2]. Операційні підсилювачі можна розглядати як активні прилади універсального призначення, які з успіхом можуть замінити транзистори в ряді функціональних вузлів електронної апаратури, покращивши при цьому їх технічні, вагогабаритні характеристики та надійність. В області високих частот схемотехнічні аналоги L-, C-негатронів можна реалізовувати за допомогою інтегральних НВЧ підсилювачів [197], які мають високий коефіцієнт підсилення на частотах до 10 ГГц, рівномірну частотну характеристику, високу стабільність, надійність, малу вагу та габарити, невисоку вартість.

На рис. 4.22 зображена схема паралельного коливального контуру на схемотехнічних аналогах L-, C-негатронів, реалізованих на операційних підсилювачах. На операційному підсилювачі  $DA1$  за схемою конвертора від'ємного опорного мостового типу [2] реалізована від'ємна індуктивність з

значенням  $L^{(-)} = -L_k = -300$  мкГн. На операційному підсилювачі DA2 реалізована від'ємна ємність з значенням  $C^{(-)} = -C_k = -1$  нФ. У відповідності до виразу (4.38), знехтувавши активним опором С-негатрона, резонансна частота даного контуру дорівнює

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L^{(-)}C^{(-)}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{-300 \cdot 10^{-3} \cdot (-1 \cdot 10^{-9})}} = 209,6 \text{ кГц.}$$

На рис. 4.23 зображені експериментальні графіки частотних та фазочастотної характеристик даного коливального контуру.

Одержані експериментальні дані співпали з теоретичними, чим підтвердили адекватність вище одержаних теоретичних положень.

Проведені дослідження коливальних контурів з L-, С-негатронами показали, що реактивний опір контурів з L-, С-негатронами змінюється протилежним чином до реактивного опору контурів з додатними L, С. Фазочастотні характеристики розглянутих контурів з L-, С-негатронами є протилежними за знаком до аналогічних характеристик для контурів з додатними L, С, змінюючись з  $\frac{\pi}{2}$  до  $-\frac{\pi}{2}$  для послідовного та з  $-\frac{\pi}{2}$  до  $\frac{\pi}{2}$  для паралельного контурів і дорівнюючи  $\pi$  на частоті резонансу, що пояснюються від'ємним повним активним опором контуру на частоті резонансу. Наявність в контурі від'ємного активного опору дозволяє компенсувати додатний активний опір втрат контуру, і тим самим збільшити його добротність. Проте збільшення добротності призводить до відповідного збільшення її чутливості. На значення добротності контурів суттєво впливає активний опір зовнішньої схеми, який також визначає виконання умов стійкості контурів. Необхідною умовою стійкості контуру з L-, С-негатронами є від'ємність повного активного опору контуру на резонансній частоті. Активний опір контуру є частотнозалежним і на деякій частоті  $\omega'$  дорівнює нулю. Частота  $\omega'$  може бути розташована як нижче резонансної частоти контуру, так і вище, що визначається співвідношенням елементів контуру. Коливальний контур з L-, С-негатронами, внаслідок наявності від'ємного активного опору, підсилює сигнал на резонансній частоті, що призводить до суттєвої відмінності передавальних функцій фільтрів, реалізованих на LC-контурах з додатними елементами та контурах з L-, С-негатронами.

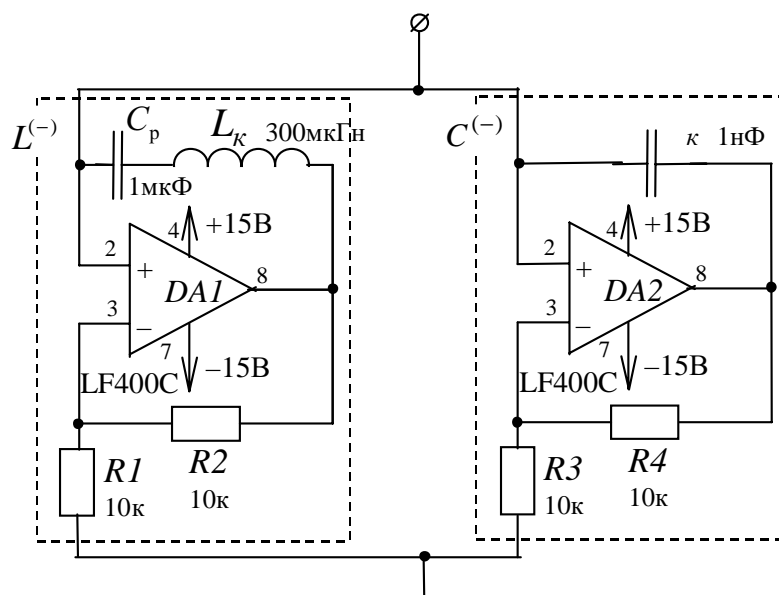


Рис. 4.22. Паралельний коливальний контур на схемотехнічних аналогах L-, C-негатронів

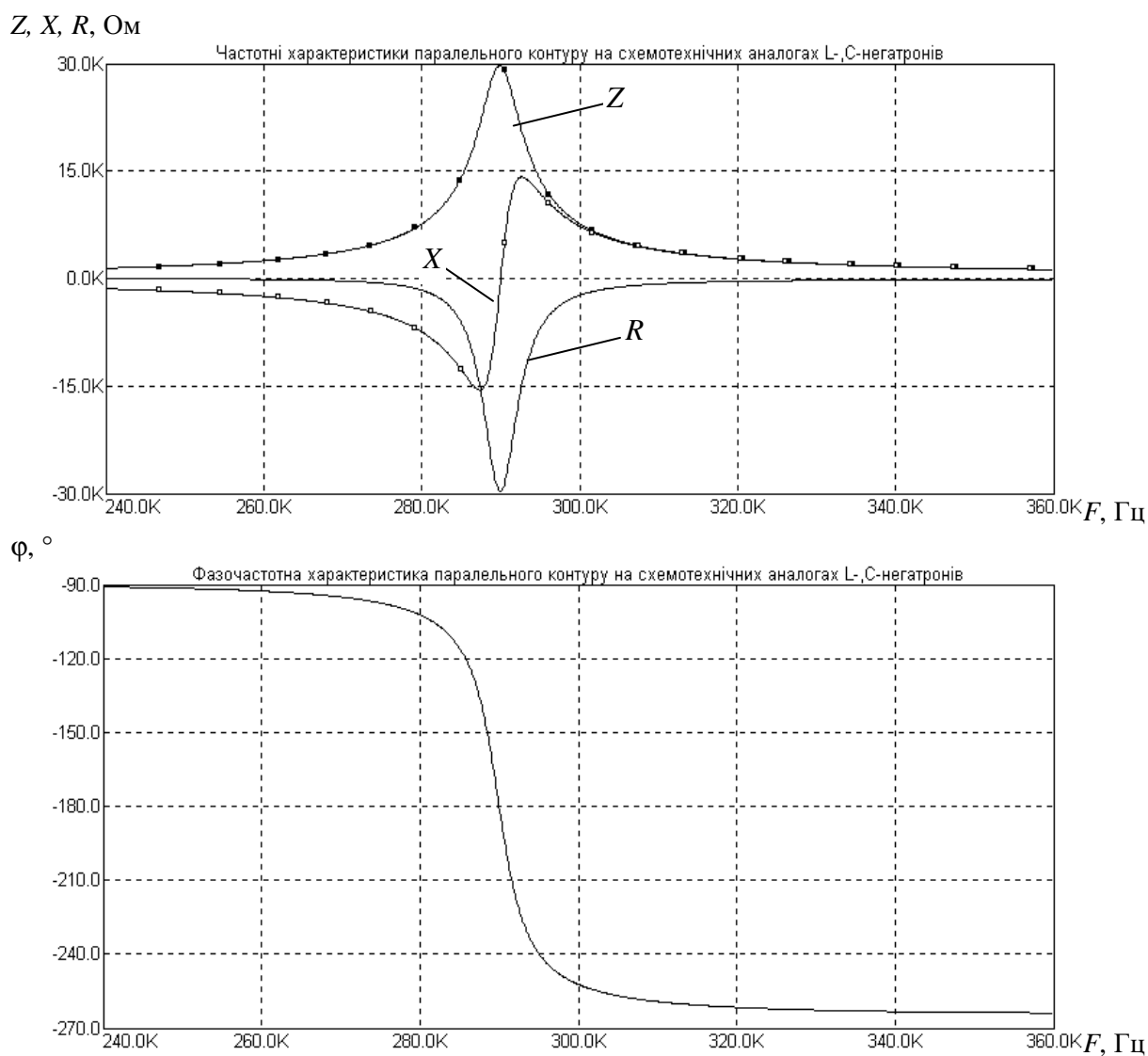


Рис. 4.23. Частотні характеристики паралельного коливального контуру

### 4.3. Дослідження динамічних негатронів

Динамічні негатрони одержали широке використання в якості базового елемента при створенні ряду пристроїв автоматики. В діапазоні НВЧ динамічні негатрони можна реалізувати на узагальнених перетворювачах імітанса, виконаних на біполярних або польових транзисторах [57]. Від'ємний активний опір в цьому випадку виникає внаслідок дії комбінованого зворотного зв'язку: частково внутрішнього за рахунок затримки неосновних носіїв в базі транзистора; частково за рахунок введення кола зовнішнього зворотного зв'язку. Слід відмітити успішне використання транзисторних динамічних негатронів в різних аналогових НВЧ пристроях, активних антенах, генераторах, перетворювачах, активних антенах, тощо [54-72].

Широке застосування одержали динамічні транзисторні негатрони на транзисторах з спільним колектором та спільним стоком [54, 61]. Недоліком цих схем є їх висока температурна та динамічна нестабільність. Більш кращі ці параметри в транзисторних схемах з спільним емітером та спільним витком. Метою даного параграфу є проаналізувати вплив зворотного зв'язку на параметри динамічного негатрона на біполярному та польовому транзисторах в цих схемах включення та визначити можливість реалізації на їх основі від'ємної ємності та індуктивності.

#### 4.3.1. Дослідження динамічного негатрона на біполярному транзисторі

Схема динамічного негатрона на біполярному транзисторі приведена на рис.4.24. Внутрішня структура транзистора може бути представлена схемою, що містить зосередженні елементи. Існує велика кількість таких схем різної складності [73, 130]. Але як показує практика, ускладнення еквівалентної схеми не забезпечує значного підвищення точності розрахунків, так як низька точність визначення параметрів її елементів. Крім того, розрахункові

формули, які одержанні на основі складної схеми, є громіздкими, ускладнюють розрахунки і не мають наочності. В зв'язку з цим доцільно вибрати відносно просту фізичну еквівалентну схему транзистора [57], параметри якої при необхідності можна узгодити з більш точними експериментальними характеристиками.

Еквівалентна схема транзисторного негатрона, з урахуванням рис. 4.24 та еквівалентної схеми транзистора для активної області кристала [57], приведена на рис. 4.25. На цій схемі:  $h_{21}$  - коефіцієнт передачі транзистора за струмом в схемі з спільною базою,  $r_{\bar{b}}$  - омичний опір бази,  $C_{\kappa 1}$  та  $C_{\kappa 2}$  - активна та пасивна ємності колекторного переходу,  $Z_e$  - повний опір емітерного переходу,  $I_e$  - струм емітера,  $L_{3.3}$  - індуктивність паралельного зворотного зв'язку за напругою. Елементи  $L_{3.3}$ ,  $r_{\bar{b}}$ ,  $C_{\kappa 2}$ ,  $C_{\kappa 1}$  можна представити в вигляді одного еквівалентного опору  $Z_{\bar{b}}$ .

За методом контурних струмів вихідний опір схеми  $Z_{\text{вих}}$  дорівнює [5]:

$$Z_{\text{вих}} = Z_e + Z_{\bar{b}}(1 - h_{21}), \quad (4.46)$$

де  $Z_e = \frac{r_e}{1 + j\omega r_e C_e}$  [57];

$$Z_{\bar{b}} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{\kappa 2}} \left( r_{\bar{b}} + \frac{\frac{1}{j\omega C_{\kappa 1}} \cdot j\omega L_{3.3}}{\frac{1}{j\omega C_{\kappa 1}} + j\omega L_{3.3}} \right)}{\frac{1}{j\omega C_{\kappa 2}} + r_{\bar{b}} + \frac{\frac{1}{j\omega C_{\kappa 1}} \cdot j\omega L_{3.3}}{\frac{1}{j\omega C_{\kappa 1}} + j\omega L_{3.3}}};$$

$$h_{21} = \frac{h_{21_0}}{1 + j \frac{f}{f_T}};$$

$h_{21_0}$  - модуль коефіцієнта передачі транзистора за струмом в схемі з загальною базою на низькій частоті (при  $\omega = 0$ );

$f_T$  - гранична частота коефіцієнта передачі струму емітера транзистора.

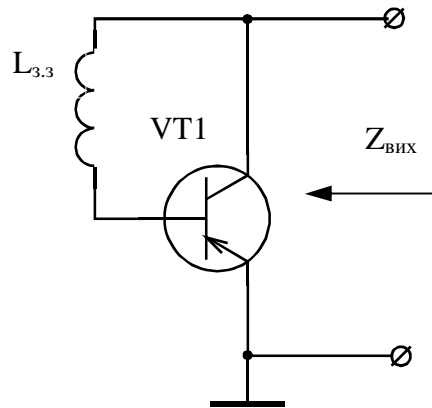


Рис. 4.24. Схема динамічного негатрона на біполярному транзисторі за схемою з спільним емітером

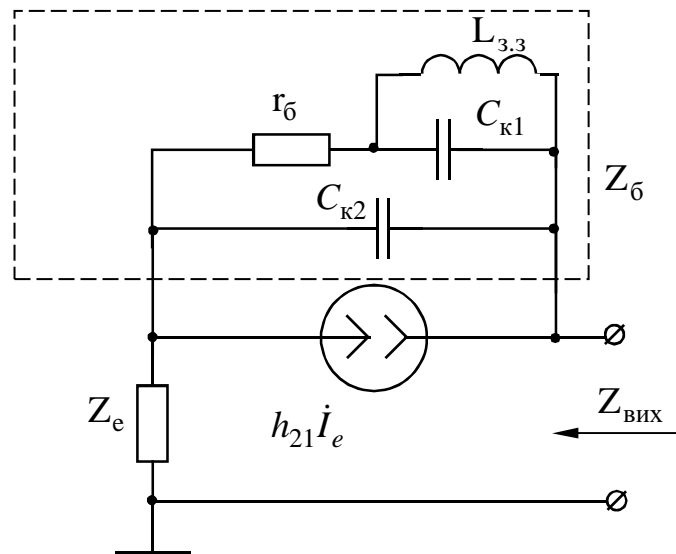


Рис. 4.25. Еквівалентна схема транзисторного негатрона

Прийmemo наступні початкові значення параметрів для транзистора КТ3115А:  $f_T=5$  ГГц,  $h_{21_0}=1$ ,  $r_b=10$  Ом,  $C_e=20$  пФ,  $r_e=5$  Ом,  $C_{к1}=0,1$  пФ,  $C_{к2}=0,2$  пФ,  $I_e=5$  мА,  $U_{ке}=5$  В.

Графіки залежності вихідного опору транзисторного негатрона від частоти для трьох різних значень індуктивності зворотного зв'язку приведені на



рис. 4.26 і рис. 4.27. На кривій активної складової вихідного опору можна виділити ділянки позитивного та від'ємного активного опору. На кривій реактивного опору можна виділити наступні ділянки:

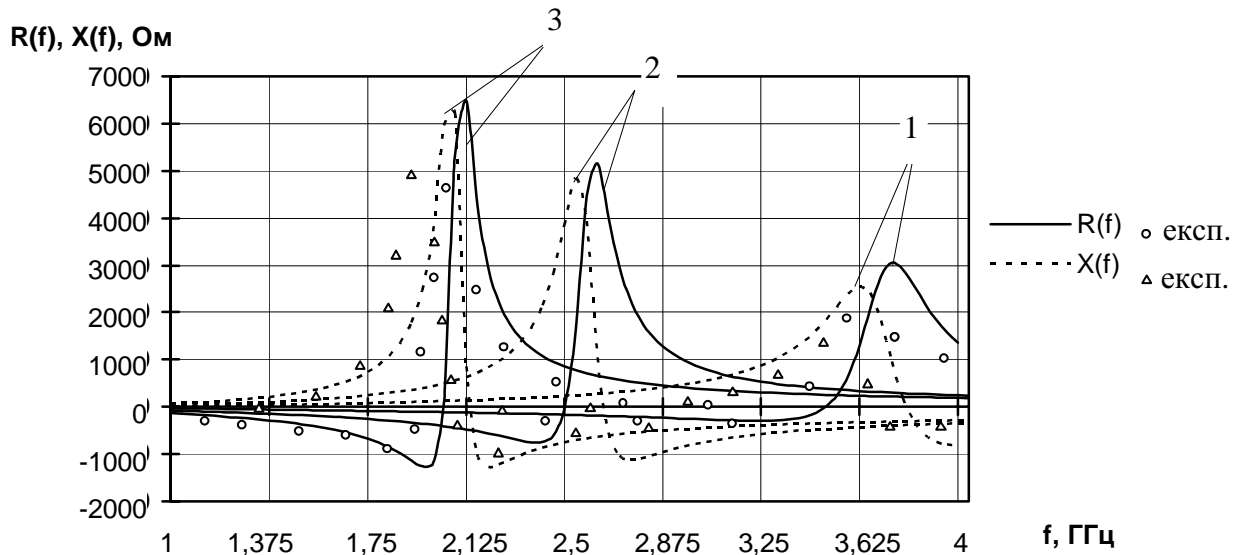


Рис. 4.26. Залежність вихідного опору динамічного негatrona від частоти для наступних значень індуктивності зворотного зв'язку: 1 -  $L_{3,3} = 7$  нГн, 2 -  $L_{3,3} = 14$  нГн, 3 -  $L_{3,3} = 20$  нГн

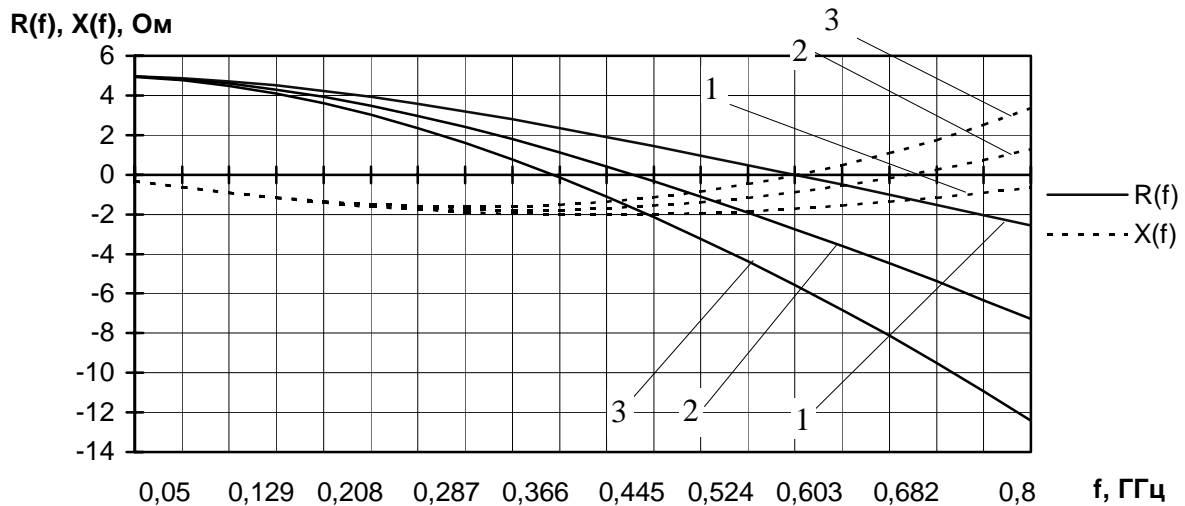


Рис. 4.27. Залежність вихідного опору динамічного негatrona від частоти для наступних значень індуктивності зворотного зв'язку: 1 -  $L_{3,3} = 7$  нГн, 2 -  $L_{3,3} = 14$  нГн, 3 -  $L_{3,3} = 20$  нГн

1. Реактивний опір від'ємний і з ростом частоти збільшується за модулем, що відповідає за характером від'ємній індуктивності (0 - 0,3 ГГц при  $L_{3,3}=20$  нГн).

2. Реактивний опір від'ємний і з ростом частоти зменшується за модулем, що відповідає за характером позитивній ємності (0,3 - 0,6 ГГц при  $L_{3,3}=20$  нГн).

3. Реактивний опір додатній і з ростом частоти збільшується, що відповідає за характером позитивній індуктивності (0,6 - 2 ГГц при  $L_{3,3}=20$  нГн).

4. Реактивний опір додатній і з ростом частоти зменшується, що відповідає за характером від'ємній ємності (2 - 2,125 ГГц при  $L_{3,3}=20$  нГн).

Деяка розбіжність розрахункових і експериментальних даних пояснюється впливом, не врахованих в теоретичних розрахунках, паразитних елементів корпусу транзистора та похибками вимірювальною апаратури. Експериментальні дані одержані за допомогою приладів для вимірювання комплексних коефіцієнтів передачі P4-11, P4-23 та методів для вимірювання W-параметрів потенційно-нестійких чотириполіусників [153].

Збільшення індуктивності зворотного зв'язку призводить до зменшення граничної частоти негатрона та до збільшення максимального можливого значення реактивного опору та від'ємного активного опору. Так для індуктивності зворотного зв'язку 7 нГн від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 0,6 - 3,4 ГГц, максимальне значення від'ємного активного опору  $R_{\text{вих.мах}}=-400$  Ом на частоті 3,3 ГГц; для індуктивності зворотного зв'язку 20 нГн від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 0,4 - 2 ГГц, максимальне значення -1250 Ом на частоті 2 ГГц.

На рис. 4.28 приведені графіки залежності вихідного опору транзисторного негатрона від частоти для трьох значень опору бази транзистора, з яких видно, що збільшення опору бази транзистора зменшує максимальні можливі значення активної та реактивної складових вихідного опору транзистору та зменшує граничну частоту від'ємного активного опору. Так для опору бази  $r_6 = 5$  Ом від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 0,44 -

2,12 ГГц,  $R_{\text{вих.мах}} = -2000$  Ом на частоті 2,12 ГГц; при  $r_{\text{б}} = 30$  Ом від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 0,44 - 2,04 ГГц,  $R_{\text{вих.мах}} = -525$  Ом на частоті 1,92 ГГц.

На рис. 4.29. приведені графіки залежності вихідного опору транзисторного негатрона від частоти для трьох значень активної ємності колекторного переходу  $C_{K1}$ , з яких видно, що збільшення ємності  $C_{K1}$  призводить: до зменшення граничної частоти від'ємного активного опору; зменшення частоти, на якій спостерігається значний підйом активної та реактивної складових вихідного опору; до збільшення крутизни цього підйому, та до збільшення максимального можливого значення від'ємного активного опору. Так для значення  $C_{K1} = 0,1$  пФ від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 0,44 - 2,08 ГГц,  $R_{\text{вих.мах}} = -1200$  Ом на частоті 2,08 ГГц; при  $C_{K1} = 0,4$  пФ від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 0,44 - 1,54 ГГц,  $R_{\text{вих.мах}} = -2750$  Ом на частоті 1,52 ГГц.

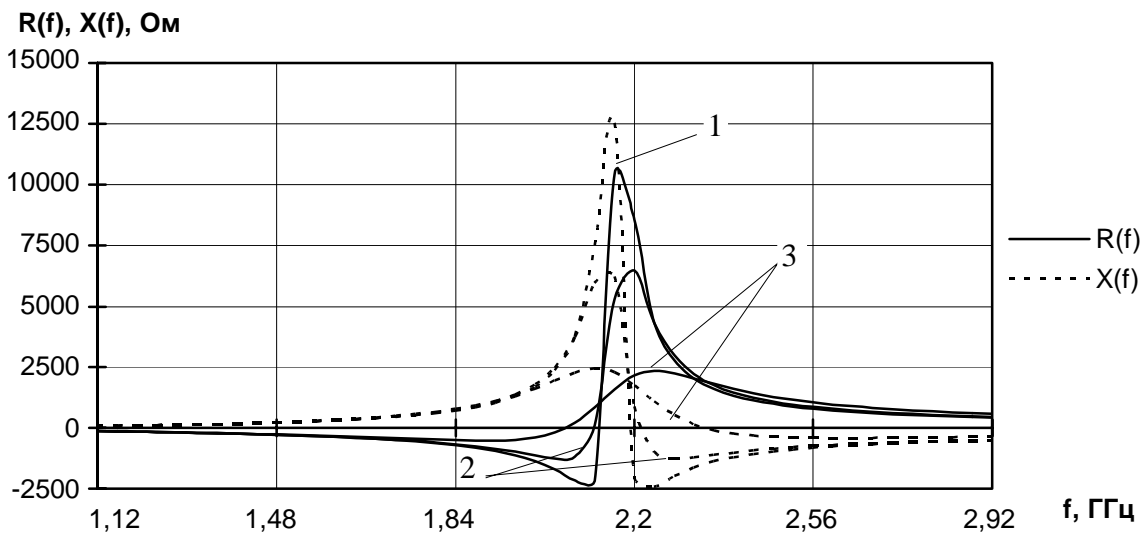


Рис. 4.28. Залежність вихідного опору негатрона від частоти для наступних значень опорів бази: 1 -  $r_{\text{б}} = 5$  Ом, 2 -  $r_{\text{б}} = 10$  Ом, 3 -  $r_{\text{б}} = 30$  Ом. Індуктивність зворотного зв'язку  $L_{3,3} = 20$  нГн

На рис. 4.30. приведені графіки залежності вихідного опору транзисторного негатрона від частоти для трьох значень пасивної ємності колекторно-

го переходу  $C_{K2}$ .

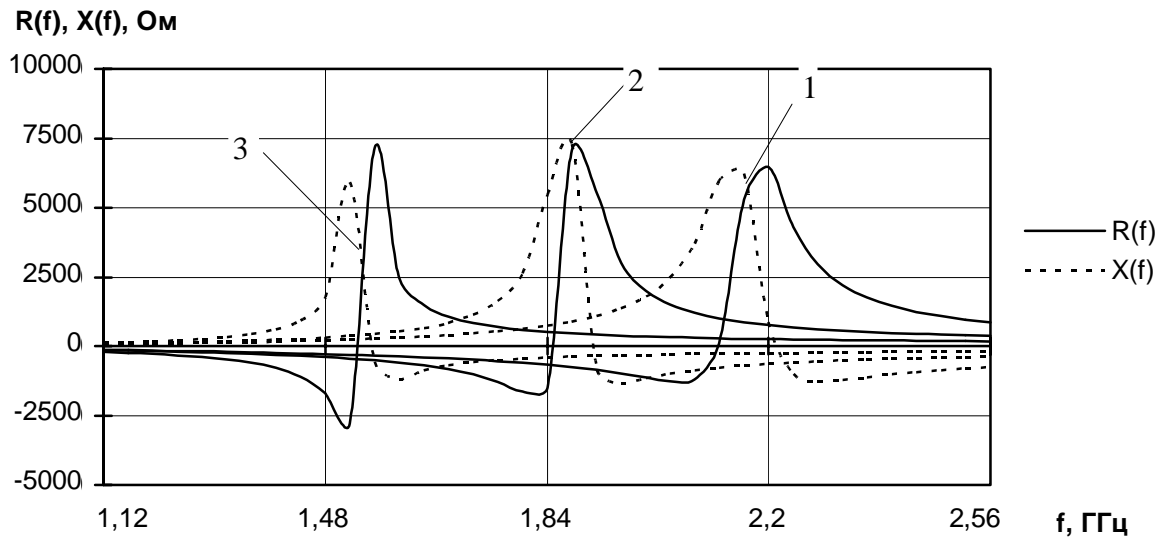


Рис. 4.29. Залежність вихідного опору негatrona від частоти та значення ємності колектора  $C_{K1}$ : 1 -  $C_{K1} = 0,1$  пФ, 2 -  $C_{K1} = 0,2$  пФ, 3 -  $C_{K1} = 0,4$  пФ. ( $L_{3,3} = 3$  нГн)

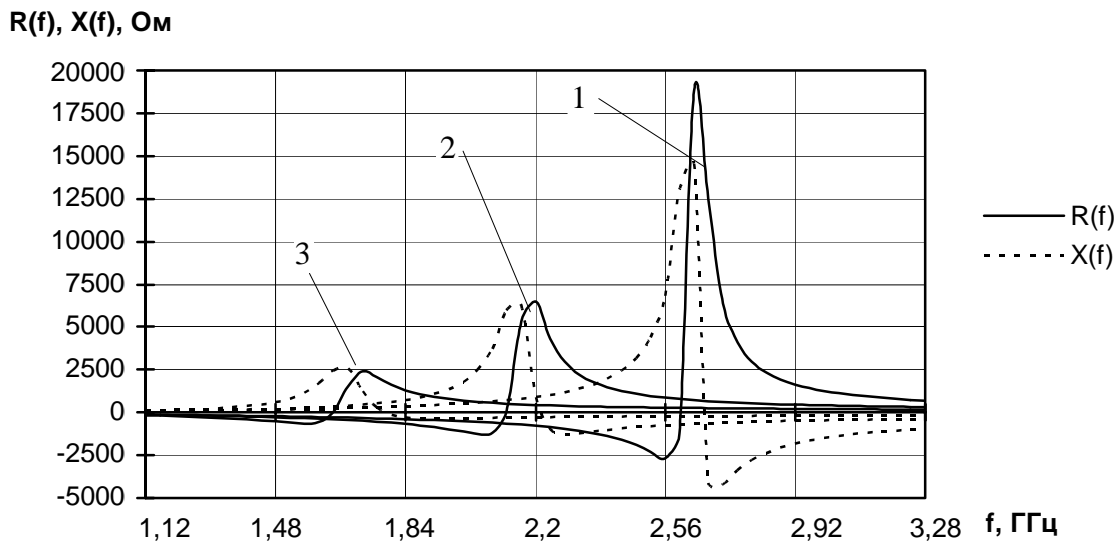


Рис. 4.30. Залежність вихідного опору негatrona від частоти та значення ємності колектора транзистора  $C_{K2}$ . 1 -  $C_{K2} = 0,1$  пФ, 2 -  $C_{K2} = 0,2$  пФ, 3 -  $C_{K2} = 0,4$  пФ. ( $L_{3,3} = 20$  нГн)

З графіків на рис. 4.30 видно, що збільшення ємності  $C_{K2}$  призводить до зменшення граничної частоти від'ємного активного опору та максималь-

ного можливого значення від'ємного активного опору та реактивного опору. Так для  $C_{к2}=0,1$  пФ від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 0,44 - 2,6 ГГц,  $R_{вих.мах}=-2700$  Ом на частоті 2,56 ГГц; при  $C_{к2}=0,4$  пФ від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 0,44 – 1,6 ГГц,  $R_{вих.мах}=-650$  Ом на частоті 1,56 ГГц.

Проведені дослідження показали, що зменшення коефіцієнту передачі струму  $h_{210}$  призводить до зменшення максимального можливого значення від'ємного активного опору, до зменшення граничної частоти негатрона, та до зменшення інтервалу частоти, в якому спостерігається від'ємний активний опір і до збільшення максимального можливого від'ємного значення реактивного опору. На частотах більших 1 ГГц значення диференційного опору емітерного переходу  $r_e$  і значення бар'єрної ємності емітерного переходу  $C_e$  не впливають на вихідний опір схеми.

Проведені дослідження показали, що розглянута схема має від'ємний активний вихідний опір в деякому частотному діапазоні, при цьому реактивний опір має індуктивний характер, значення та частотний діапазон яких визначають значенням індуктивності кола зворотного зв'язку та параметрами транзистора. Наявність від'ємного активного опору робить схему потенційно-нестійкою, що ставить задачу визначення умов стійкості в залежності від параметрів навантаження схеми. Умови стійкості можна визначити шляхом аналізу положення коренів характеристичного рівняння схеми на комплексній площині за допомогою алгебраїчних або частотних критеріїв стійкості [112]. Аналіз стійкості схеми навантаженого динамічного негатрона, еквівалентну схему якого можна представити в вигляді послідовного з'єднання від'ємного активного опору  $R^{(-)}$  та індуктивності  $L$ , проведено в роботі [58], де показано, що режим абсолютної стійкості схеми забезпечується при одночасному виконанні таких умов:

$$R_{н} < \frac{L}{C|R^{(-)}|}, \quad R_{н} > |R^{(-)}|,$$

де  $R_{н}$  – активний опір навантаження,  $C$  – загальна ємність кола, що приєд-

нане до динамічного негatrona,  $R^{(-)}$  – від’ємний активний опір динамічного негatrona,  $L$  – індуктивність динамічного негatrona.

Критерієм збудження при роботі схеми в якості генератора гармонійних коливань буде служити одночасне виконання умов [58]:

$$R_n > \frac{L}{C|R^{(-)}|}, R_n > |R^{(-)}|.$$

Для практичної побудови на базі розглянутого динамічного негatrona різних елементів автоматики є важливим питання чутливості активного та реактивного опорів динамічного негatrona до зміни параметрів елементів кола зворотного зв’язку та параметрів транзистора. Виділивши з (4.46) активну  $R_{вих}$  та реактивну  $X_{вих}$  складові вихідного опору динамічного негatrona, при цьому знехтувавши повним опором емітерного переходу  $Z_e$ , так як вище було показано, що значення даного опору мало впливає на вихідній опір динамічного негatrona на високих частотах, та у відповідності до виразу (1.1) знайдемо вирази для відносних чутливостей активної  $R_{вих}$  та реактивної  $X_{вих}$  складових вихідного опору до зміни параметрів елементів кола зворотного зв’язку та еквівалентної схеми транзистора. Математичні вирази для  $R_{вих}$ ,  $X_{вих}$  та відносних чутливостей  $S_{L_{3,3}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{r_b}^{R_{вих}}$ ,  $S_{C_{\kappa 1}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{C_{\kappa 2}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{L_{3,3}}^{X_{вих}}$ ,  $S_{r_b}^{X_{вих}}$ ,  $S_{C_{\kappa 1}}^{X_{вих}}$ ,  $S_{C_{\kappa 2}}^{X_{вих}}$  одержані за допомогою програми для математичних розрахунків Mathematica 4.0 фірми Wolfram Research і наведені в додатку Д.

На рис. 4.31 зображені розрахункові графіки частотних залежностей відносних чутливостей вихідного опору розглянутого динамічного негatrona на біполярному транзисторі для значення індуктивності зворотного зв’язку  $L_{3,3} = 20$  нГн для частотного діапазону, в якому спостерігається від’ємне значення активного вихідного опору. Зменшення або збільшення значення індуктивності  $L_{3,3}$  призводить до відповідного зсуву графіків частотних залежностей вихідного опору динамічного негatrona (див. рис. 4.26) і при цьому відбувається відповідний зсув частотних залежностей відносних чутливостей вихідного опору.

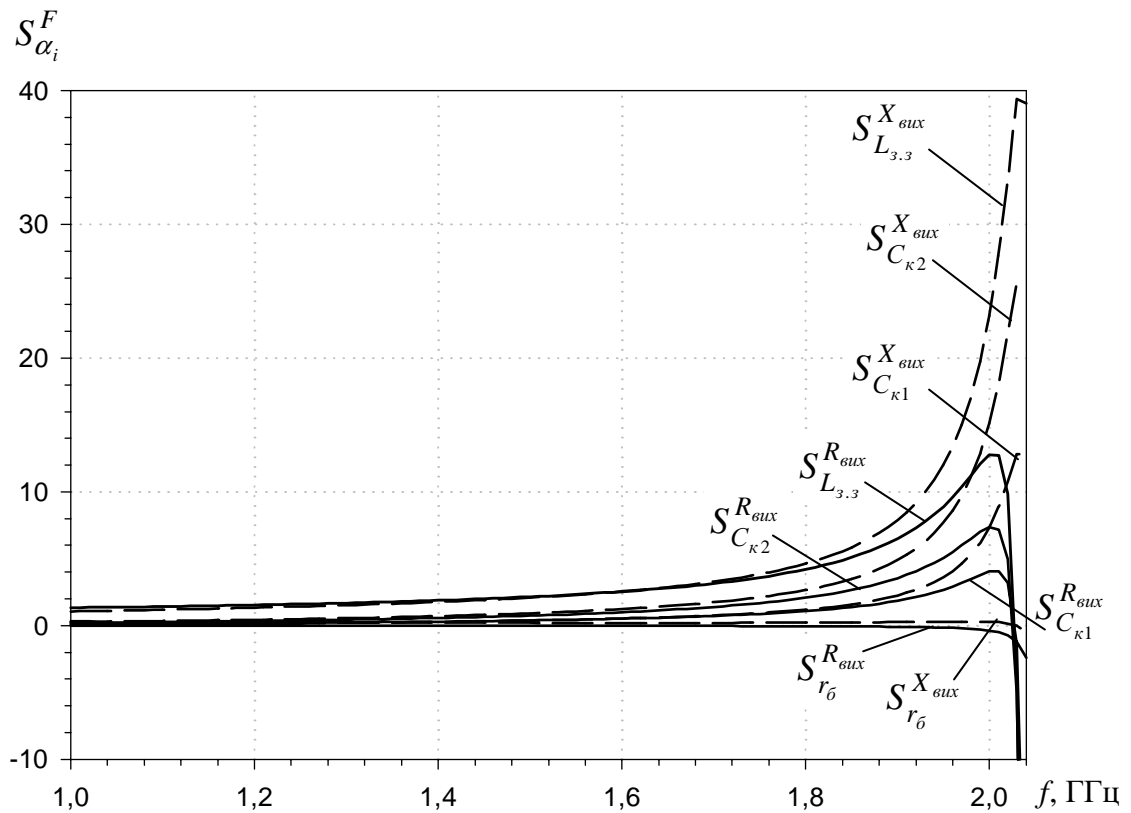


Рис. 4.30. Графіки частотних залежностей відносних чутливостей вихідного опору динамічного негатрона на біполярному транзисторі

З рис. 4.30 видно, що найбільш чутливий вихідний опір динамічного негатрона до зміни значення індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3.3}$ , найменш чутливий – до зміни значення омичного опору бази транзистора  $r_{б}$ . При наближенні до частоти, на якій значення активного вихідного опору дорівнює нулю, значення відносних чутливостей активного вихідного опору прямують до нескінченності. На частоті, де спостерігається максимальне значення від'ємного активного опору  $R_{вих.мах}^{(-)}$  значення відносних чутливостей  $S_{L_{3.3}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{C_{к1}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{C_{к2}}^{R_{вих}}$  дорівнюють нулю, проте на цій частоті значення відносних чутливостей реактивної складової вихідного опору мають досить великі значення. Так для розглянуто прикладу  $S_{L_{3.3}}^{X_{вих}} \approx 38$ . Тому при використанні даного транзисторного динамічного негатрона в елементах автоматики, де необхідні малі значення відносних чутливостей вихідного опору (наприклад в активних фільтрах, резонансних комутаторах) і при цьому як можна більше значення

від'ємного активного опору для компенсації дисипативних втрат, оптимальною частотою для розглянуто негatrona, як видно з рис. 4.30, буде  $f_{opt} \approx 1,7$  ГГц, де значення відносних чутливостей  $S_{L_{3,3}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{L_{3,3}}^{X_{вих}}$  не перевищують 3 і значення від'ємного активного опору складає  $R_{вих}^{(-)} \approx -200$  Ом.

### 4.3.2. Дослідження динамічного негatrona на польовому транзисторі

Широке застосування при створенні елементів автоматики одержали динамічні транзисторні негatronи на польових транзисторах з спільним стоком [54, 57]. Недоліком цих схем є їх висока температурна та динамічна нестабільність. Більш кращі ці параметри в транзисторних схемах з спільним витоком.

Високочастотна частина схеми динамічного негatrona на польовому транзисторі з спільним витоком приведена на рис. 4.32, а.

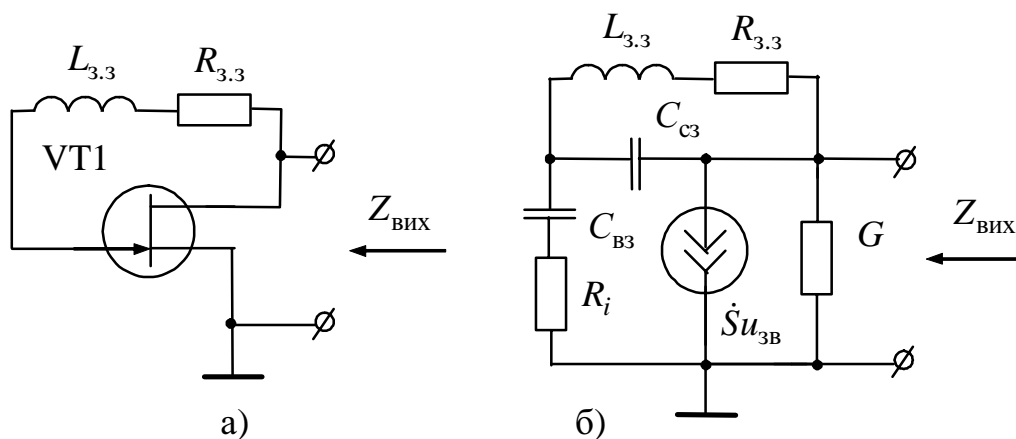


Рис. 4.32. Високочастотна частина схеми динамічного негatrona на польовому транзисторі з спільним витоком (а) та його еквівалентна схема (б)

З урахуванням еквівалентної схеми польового транзистора з затвором Шоткі [57], еквівалентна схема динамічного негatrona має вигляд рис. 4.32, б. Для спрощення аналізу в еквівалентній схемі враховані тільки елементи ак-



тивної області кристала польового транзистора, які визначають його потенційні можливості. На цій схемі позначено:  $\dot{S}$  - крутизна транзистора;  $G$  - диференційна вихідна провідність транзистора;  $C_{c3}$  - ємність стік-затвор;  $C_{B3}$  - ємність витік-затвор;  $R_i$  - диференційний опір неперекритої частини каналу між витком і затвором транзистора;  $L_{3,3}$  - індуктивність кола зворотного зв'язку;  $R_{3,3}$  - опір кола зворотного зв'язку.

Використовуючи еквівалентну схему (рис. 4.32, б), знайдемо її вихідний опір [6]:

$$Z_{\text{вих}} = \frac{\frac{1}{R_{3,3} + j\omega L_{3,3}} + j\omega C_{c3} + \frac{1}{R_i - j\frac{1}{\omega C_{B3}}}}{\left(\frac{1}{R_{3,3} + j\omega L_{3,3}} + j\omega C_{c3}\right) \left(\frac{1}{R_i - j\frac{1}{\omega C_{B3}}} + \frac{S_0}{1 + j\omega R_i C_{B3}} + G\right) + \frac{G}{R_i - j\frac{1}{\omega C_{B3}}}}, \quad (4.47)$$

де  $S_0$  - крутизна транзистора на низькій частоті ( $\omega = 0$ ).

Аналіз впливу елементів зворотного зв'язку на вихідний опір динамічного негатрона виконаємо для кристала польового транзистора 3ПЗ21 ( $C_{B3}=0,27$  пФ,  $C_{c3}=0,03$  пФ,  $R_i=15$  Ом,  $G=0,0017$  Ом<sup>-1</sup>,  $S_0=0,022$  А/В,  $I_c = 8$  мА,  $U_{B3} = 1,5$  В).

Графіки залежності вихідного опору транзисторного негатрона від частоти для трьох різних значень індуктивності зворотного зв'язку приведені на рис. 4.33. Експериментальні дані одержані за допомогою приладів для вимірювання комплексних коефіцієнтів передачі Р4-11, Р4-23 та методів для вимірювання W-параметрів потенційно-нестійких чотириполіусників [153]. Деяка розбіжність розрахункових і експериментальних даних пояснюється впливом неврахованих в теоретичних розрахунках паразитних елементів корпусу транзистора та похибками вимірювальною апаратури. Як видно з графіків, на кривій активної складової вихідного опору можна виділити ділянки позитивного та від'ємного активного опору. На кривій реактивного

опору можна виділити наступні ділянки:

1. Реактивний опір додатній і з ростом частоти збільшується - ділянка, що характером відповідає позитивній індуктивності (діапазон частот 0 - 2,04 ГГц при  $L_{3,3}=140$  нГн).

2. Реактивний опір додатній і з ростом частоти зменшується – ділянка, що за характером відповідає від'ємній динамічній ємності (діапазон частот 2,04 - 2,84 ГГц при  $L_{3,3}=140$  нГн).

3. Реактивний опір від'ємний і з ростом частоти збільшується за модулем – ділянка, що за характером відповідає від'ємній динамічній індуктивності (діапазон частот 2,84 - 4 ГГц при  $L_{3,3}=140$  нГн).

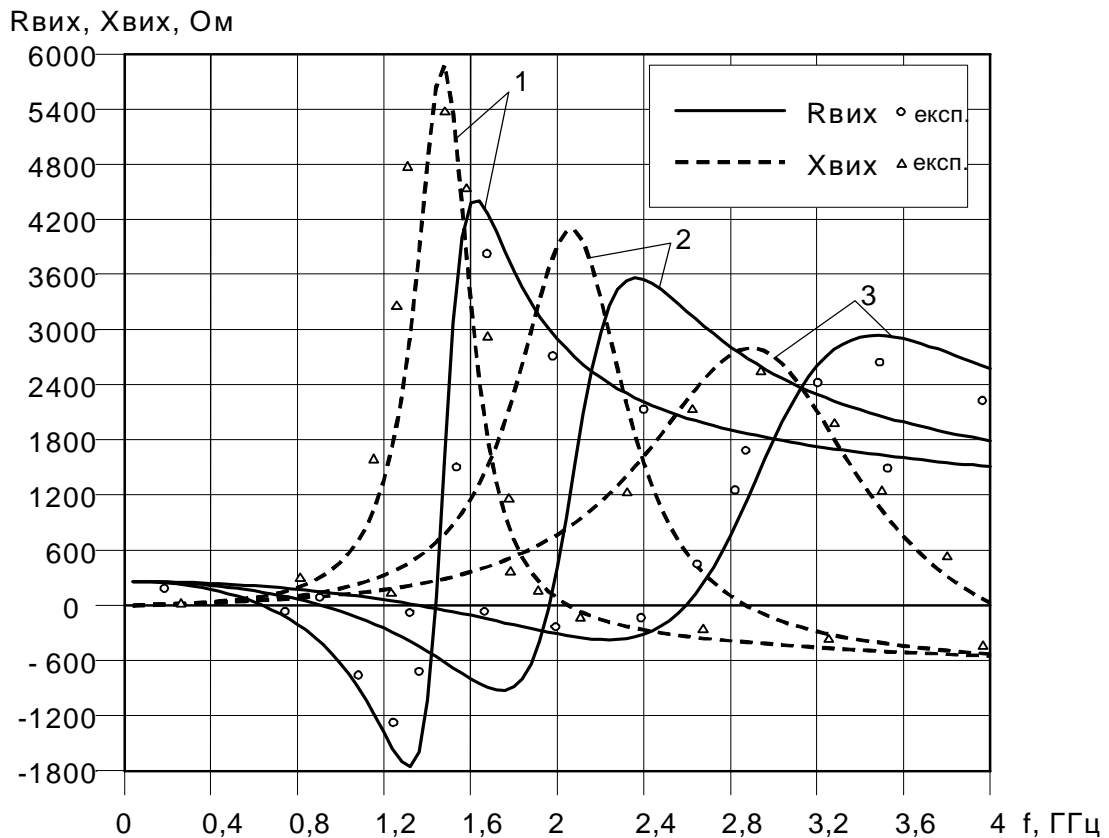


Рис. 4.33. Залежність вихідного опору динамічного негatrona від частоти: 1 -  $L_{3,3}=280$  нГн; 2 -  $L_{3,3}=140$  нГн; 3 -  $L_{3,3}=70$  нГн;  $R_{3,3}=100$  Ом

З рис. 4.33 видно, що збільшення індуктивності зворотного зв'язку призводить до зменшення граничної частоти негatrona, зменшення діапазону частот, в якому спостерігається від'ємний активний опір, та до збільшення максимального значення реактивного та від'ємного активного опорів. Так

для індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3,3}=70$  нГн від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 1,32 - 2,52 ГГц, максимальне значення від'ємного активного опору  $R_{\text{вих.мах}}=-370$  Ом на частоті 2,5 ГГц. Для індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3,3}=280$  нГн від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 0,6 - 1,36 ГГц,  $R_{\text{вих.мах}}=-1760$  Ом на частоті 1,28 ГГц.

На рис. 4.34 зображені графіки залежності вихідного опору транзисторного негатрона на частоті 4 ГГц від індуктивності зворотного зв'язку для трьох значень опору зворотного зв'язку. З графіків видно, що збільшення опору зворотного зв'язку зменшує максимальні значення активної та реактивної складових вихідного опору негатрона, зменшує діапазон значень індуктивності зворотного зв'язку в якому спостерігається від'ємний активний опір. Так для опору зворотного зв'язку  $R_{3,3}=10$  Ом від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні значень індуктивності зворотного зв'язку ( $6 \div 32$ ) нГн,  $R_{\text{вих.мах}}=-580$  Ом при  $L_{3,3}=29$  нГн. Для опору зворотного зв'язку  $R_{3,3}=220$  Ом від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні значень індуктивності зворотного зв'язку ( $14 \div 24$ ) нГн,  $R_{\text{вих.мах}}=-18$  Ом при  $L_{3,3}=20$  нГн.

На рис. 4.35 зображені графіки залежності вихідного опору транзисторного негатрона на частоті 4 ГГц від опору зворотного зв'язку для трьох значень індуктивності зворотного зв'язку. З графіків видно, що збільшення активного опору кола зворотного зв'язку зменшує максимальні значення реактивної та від'ємної активної складових вихідного опору негатрона. При великих значеннях активного опору кола зворотного зв'язку від'ємне значення активного вихідного опору не спостерігається. Збільшення індуктивності зворотного зв'язку збільшує максимальні значення реактивної та від'ємної активної складових вихідного опору.

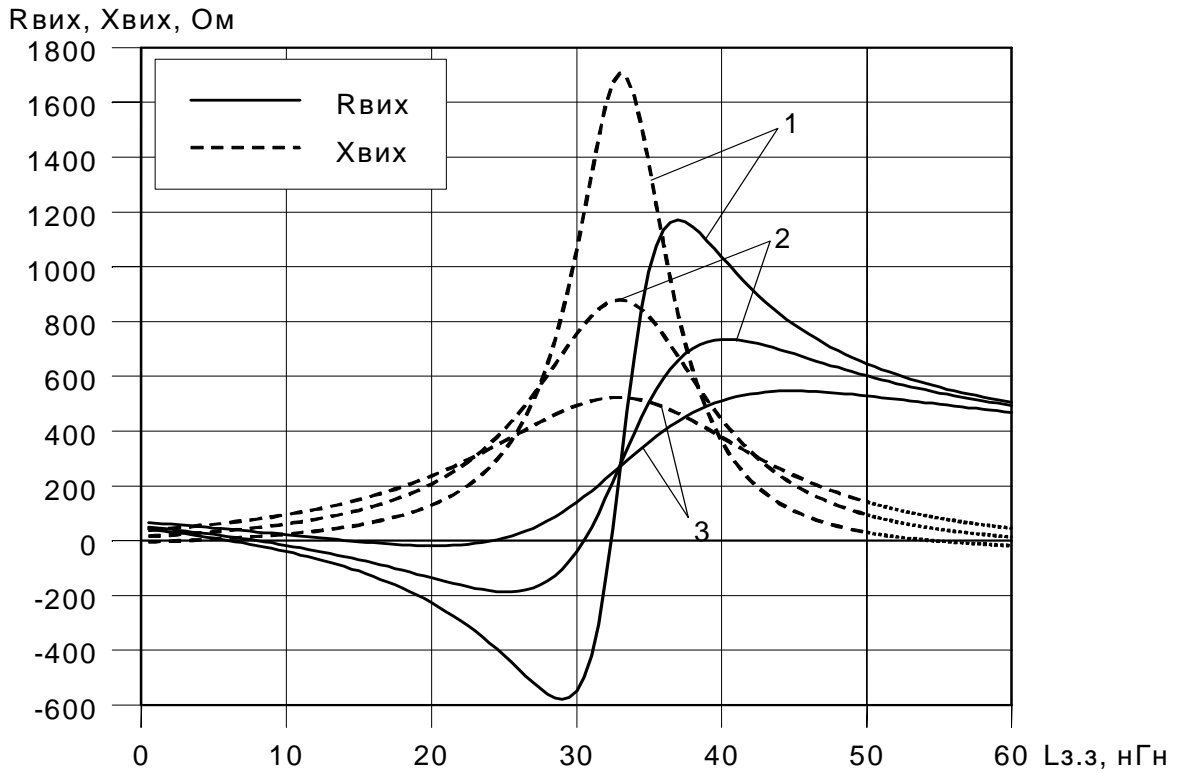


Рис. 4.34. Залежність вихідного опору динамічного негатрона від індуктивності зворотного зв'язку: 1 -  $R_{3,3}=10$  Ом; 2 -  $R_{3,3}=100$  Ом; 3 -  $R_{3,3}=220$  Ом;  $f=4$  ГГц

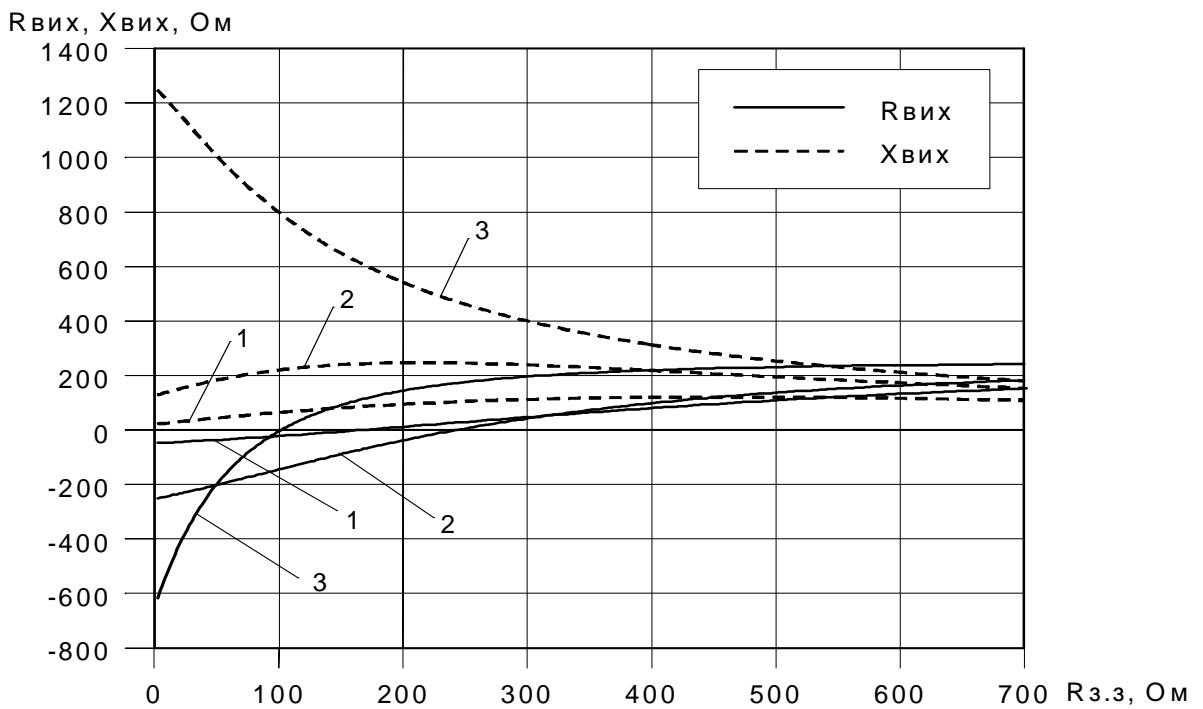


Рис. 4.35. Залежність вихідного опору динамічного негатрона від активного опору зворотного зв'язку. 1 -  $L_{3,3}=10$  нГн; 2 -  $L_{3,3}=20$  нГн; 3 -  $L_{3,3}=30$  нГн;  $f=4$  ГГц

Проведені дослідження показали, що розглянута схема динамічного негатрона на польовому транзисторі має від'ємний активний вихідний опір в деякому частотному діапазоні, при цьому реактивний опір має індуктивний характер, значення та частотний діапазон яких визначаються значенням індуктивності та активного опору кола зворотного зв'язку та параметрами транзистора. Наявність від'ємного активного опору робить схему потенційно-нестійкою, що ставить задачу визначення умов стійкості в залежності від параметрів навантаження схеми. Умови стійкості можна визначити шляхом аналізу положення коренів характеристичного рівняння схеми на комплексній площині за допомогою алгебраїчних або частотних критеріїв стійкості [112]. Аналіз стійкості схеми навантаженого динамічного негатрона, еквівалентну схему якого можна представити в вигляді послідовного з'єднання від'ємного активного опору  $R^{(-)}$  та індуктивності  $L$ , проведено в роботі [58], де показано, що режим абсолютної стійкості схеми забезпечується при одночасному виконанні таких умов:

$$R_n < \frac{L}{C|R^{(-)}|}; R_n > |R^{(-)}|,$$

де  $R_n$  – активний опір навантаження,  $C$  – загальна ємність кола, що приєднане до динамічного негатрона,  $R^{(-)}$  – від'ємний активний опір динамічного негатрона,  $L$  – індуктивність динамічного негатрона.

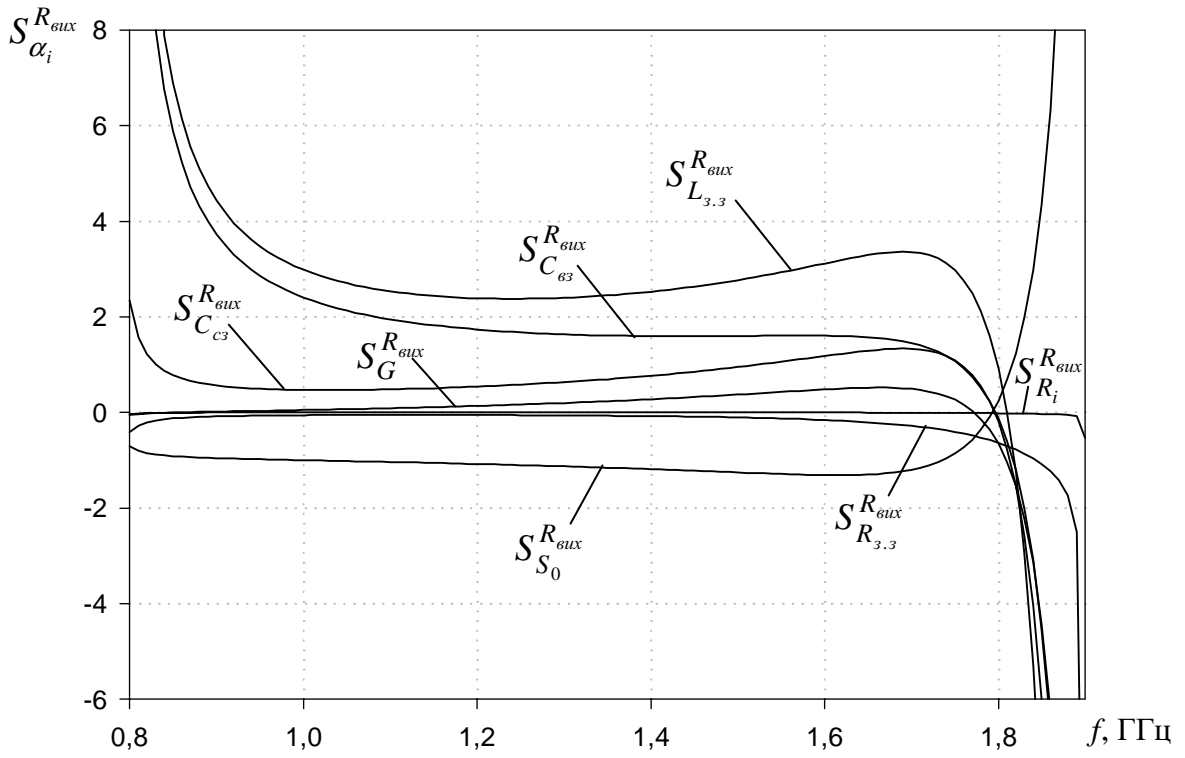
Критерієм збудження при роботі схеми в якості генератора гармонійних коливань буде служити одночасне виконання умов [58]:

$$R_n > \frac{L}{C|R^{(-)}|}; R_n > |R^{(-)}|.$$

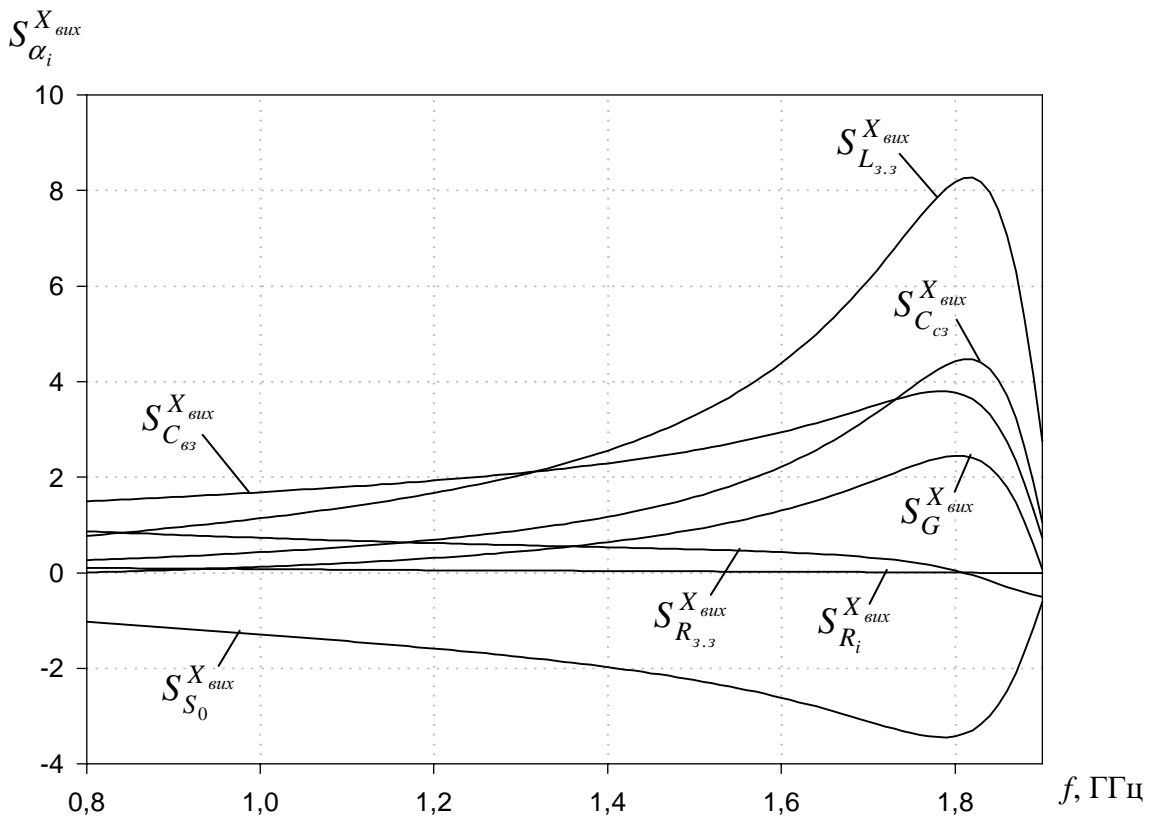
Для реалізації на базі розглянутого динамічного негатрона різних елементів автоматики є важливим питання чутливості активного та реактивного опорів динамічного негатрона до зміни параметрів елементів кола зворотного зв'язку та параметрів транзистора. Виділивши з (4.47) активну  $R_{вих}$  та реактивну  $X_{вих}$  складові вихідного опору динамічного негатрона, у відповідності до виразу (1.1), знайдемо вирази для відносних чутливостей активної  $R_{вих}$  та

реактивної  $X_{вих}$  складових вихідного опору до зміни параметрів елементів кола зворотного зв'язку та еквівалентної схеми транзистора. Математичні вирази для  $R_{вих}$ ,  $X_{вих}$  та відносних чутливостей  $S_{L_{3,3}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{R_{3,3}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{C_{63}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{C_{с3}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{R_i}^{R_{вих}}$ ,  $S_G^{R_{вих}}$ ,  $S_{S_0}^{R_{вих}}$ ,  $S_{L_{3,3}}^{X_{вих}}$ ,  $S_{R_{3,3}}^{X_{вих}}$ ,  $S_{C_{63}}^{X_{вих}}$ ,  $S_{C_{с3}}^{X_{вих}}$ ,  $S_{R_i}^{X_{вих}}$ ,  $S_G^{X_{вих}}$ ,  $S_{S_0}^{X_{вих}}$  одержані за допомогою програми Mathematica 4.0 і наведені в додатку Е.

На рис. 4.46 зображені розрахункові графіки частотних залежностей відносних чутливостей вихідного опору розглянутого динамічного негатрона на польовому транзисторі для значення індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3,3} = 140$  нГн,  $R_{3,3} = 100$  Ом для частотного діапазону, в якому спостерігається від'ємне значення активного вихідного опору. Зменшення або збільшення значення індуктивності  $L_{3,3}$  призводить до відповідного зсуву графіків частотних залежностей вихідного опору динамічного негатрона (див. рис. 4.32) і при цьому відбувається відповідний зсув частотних залежностей відносних чутливостей вихідного опору. З наведених графіків видно, що найбільш чутливий вихідний опір до зміни значення індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3,3}$ , найменш чутливий – до зміни значення диференційного опору  $R_i$  неперекритої частини каналу між витоком і затвором транзистора. На частотах, де значення активної складової вихідного опору  $R_{вих}$  дорівнює нулю, значення відповідних відносних чутливостей прямують до нескінченності. На частоті, що відповідає максимальному від'ємному значенню активної складової вихідного опору, відносна чутливість  $S_{L_{3,3}}^{R_{вих}}$  дорівнює нулю, проте на цій частоті спостерігається максимальне значення відносної чутливості реактивної складової вихідного опору  $S_{L_{3,3}}^{X_{вих}} \approx 8$ . Таким чином, оптимальною частотою застосування розглянутого динамічного негатрона, виходячи з міркувань забезпечення мінімальної чутливості при максимальному значенні від'ємного активного опору, при даних параметрах кола зворотного зв'язку та параметрах транзистора, буде  $f_{opt} \approx 1,4$  ГГц, де значення відносних чутливостей  $S_{L_{3,3}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{L_{3,3}}^{X_{вих}}$  не перевищують 3 і  $R_{вих} \approx -600$  Ом.



а)



б)

Рис. 4.46. Частотні залежності відносних чутливостей активної (а) та реактивної (б) складових вихідного опору динамічного негatrona

При застосуванні даного динамічного негатрона в схемі частотного сенсора з індуктивним первинним вимірювальним перетворювачем в колі зворотного зв'язку, оптимальною буде частота, на якій спостерігається максимум від'ємного активного опору, так як на даній частоті спостерігається максимум відносної чутливості реактивного опору до зміни значення індуктивності зворотного зв'язку, в даному випадку  $f_{opt} \approx 1,8$  ГГц.

З проведеного дослідження динамічних негатронів можна зробити наступні висновки. Розглянуті схеми динамічних негатронів на біполярному та польовому транзисторах в схемах включення з спільним емітером та спільним витком відповідно, дозволяють отримати від'ємний активний опір в НВЧ діапазоні, при цьому реактивність має індуктивний характер. Значення активної та реактивної складових вихідного опору та частотний діапазон визначаються значеннями індуктивності та активного опору зворотного зв'язку. Так для динамічного негатрона на польовому транзисторі 3П321 та індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3,3}=70$  нГн від'ємний активний вихідний опір спостерігається в діапазоні частот 1,32 - 2,52 ГГц, максимальне значення від'ємного активного опору  $R_{вих,max}=-370$  Ом на частоті 2,5 ГГц. Для індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3,3}=280$  нГн від'ємний активний опір спостерігається в діапазоні частот 0,6 - 1,36 ГГц,  $R_{вих,max}=-1760$  Ом на частоті 1,28 ГГц. Розглянуті умови стійкості електронних кіл з даними динамічними негатронами. Показано, що режим абсолютної стійкості схеми забезпечується при одночасному виконанні таких умов:  $R_n < \frac{L}{C|R^{(-)}|}$ ;  $R_n > |R^{(-)}|$ , де  $R_n$  – активний опір навантаження,  $C$  – загальна ємність кола, що приєднане до динамічного негатрона,  $R^{(-)}$  – від'ємний активний опір динамічного негатрона,  $L$  – індуктивність динамічного негатрона. Досліджена чутливість вихідного опору динамічних негатронів до зміни параметрів кола зворотного зв'язку та параметрів транзисторів. Показано, що найбільш чутливий вихідний опір до зміни значення індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3,3}$ . На частотах, де значення активної складової вихідного опору  $R_{вих}$  дорівнює нулю, значення від'



повідних відносних чутливостей прямують до нескінченності. На частоті, що відповідає максимальному від'ємному значенню активної складової вихідного опору, відносна чутливість  $S_{L_{3.3}}^{R_{вих}}$  дорівнює нулю, проте на цій частоті спостерігається максимальне значення відносної чутливості реактивної складової вихідного опору  $S_{L_{3.3}}^{X_{вих}} \approx 8...38$ . На оптимальних частотах, виходячи з міркувань забезпечення мінімальної чутливості при максимальному значенні від'ємного активного опору, значення відносних чутливостей  $S_{L_{3.3}}^{R_{вих}}$ ,  $S_{L_{3.3}}^{X_{вих}}$  не перевищують 3 і значення від'ємного активного вихідного опору  $R_{вих}$  складає сотні Ом. Розглянуті негатрони можна вважати динамічними RLC-негатронами, і використовувати як базові елементи при створенні ряду елементів та пристроїв автоматики.

#### **4.4. Розробка та дослідження аналогових високочастотних ключів на С-негатронах**

В системах автоматики широко використовуються комутатори, призначені для розподілу сигналів по каналам систем. Основним елементом комутатора є ключ, що забезпечує в одному режимі малі втрати в тракці проходження сигналу  $L_{від}$ , а в іншому – великі  $L_{зак}$ . В якості керуючих елементів ключів в високочастотному діапазоні використовують ферити, р-і-п діоди, варактори, сегнетоелектричні пристрої, біполярні та польові транзистори. Недоліком пристроїв на феритах є велика вага і габарити. Комутатори на р-і-п діодах мають втрати порядку 0,1 – 1 Дб. Сегнетоелектричні керуючі пристрої керуються великою напругою і втрати в них складають порядку 1 Дб. Застосування варакторів обмежено їх низькою добротністю. Відомо, що кращий режим по параметрам  $L_{відк}$ ,  $L_{зак}$  забезпечується в резонансних високочастотних ключах, оптимізація параметрів яких приведена в роботі [198]. Використання транзисторів як керуючих елементів в високочастотних резонансних ключах [54, 58, 90] дозволяє знизити втрати пристроїв до нуля при зберіганні

малих габаритів, ваги і невеликих керуючих потужностей. Існування від'ємного активного опору, керованого струмом емітера, дозволяє компенсувати втрати пристрою в режимі "відкрито" та отримати невелике підсилення; заміна базової індуктивності індуктивним транзистором дозволяє виготовити даний ключ у напівпровідниковій інтегральній схемі. Проте до недоліків таких ключів можна віднести їх вузький робочий частотний діапазон, що пов'язано з використанням явища резонансу.

Використання в якості керуючих елементів С-негатронів та їх схемотехнічних аналогів дозволяє одержати комутатори та ключі, які мають всі переваги високочастотних комутаторів на транзисторах, такі як малі втрати сигналу в режимі відкрито, малі габарити та вагу, електричне керування та надмалі керуючі потужності, можливість виготовлення в напівпровідниковій інтегральній схемі, при цьому вони мають перевагу – є широкосмуговими.

Розглянемо принцип побудови, роботи та основні параметри ключів на фізичних С-негатронах та їх схемотехнічних аналогах.

#### 4.4.1. Розробка та дослідження ключів з послідовним включенням керуючого елемента на С-негатроні N-типу

Кулон-вольтна характеристика (КВХ) С-негатрона N-типу приведена на рис.4.47,а. В точках кулон-вольтної характеристики С-негатрона (рис. 4.47, а) 1', 2', 3', яким відповідають значення керуючих напруг  $U_{k1}$ ,  $U_{k2}$ ,  $U_{k3}$ , диференціальна ємність С-негатрона відповідно має значення  $C_{d1'} = \left. \frac{dq}{du} \right|_{u=U_{k1}} > 0$ ,  $C_{d2'} = \left. \frac{dq}{du} \right|_{u=U_{k2}} < 0$ ,  $C_{d3'} = \left. \frac{dq}{du} \right|_{u=U_{k3}} > 0$ . Приєднавши до С-негатрона паралельно ємність  $C = |C_{d2'}|$  з лінійною кулон-вольтною характеристикою 2 (рис. 4.47, а), одержимо керуючий елемент на С-негатроні N-типу (рис. 4.47, б) з кулон-вольтною характеристикою 3 (рис. 4.47, а). В точках КВХ керуючого елемента 1", 2", 3", яким відповідають значення керуючих напруг  $U_{k1}$ ,  $U_{k2}$ ,  $U_{k3}$ , диференціальна ємність кола відповідно дорівнює  $C_{d1''} = C_{d1'} + C$ ,  $C_{d2''} = C_{d2'} + C = 0$ ,  $C_{d3''} = C_{d3'} + C$ . Таким чином, при

$C_{d1''} = C_{d1'} + C$ ,  $C_{d2''} = C_{d2'} + C = 0$ ,  $C_{d3''} = C_{d3'} + C$ . Таким чином, при подачі на керуючий елемент керуючої напруги  $U_{k2}$  диференційна ємність кола  $C_{d2''}$  дорівнює нулю, а реактивний опір, в ідеальному випадку, прямує до нескінченності  $X_{2''} = \frac{1}{\omega C_{d2''}} \rightarrow \infty$ . Включивши такий керуючий елемент послідовно в лінію проходження сигналу та ввівши розділової ємності  $C_{p1}$  та  $C_{p2}$  одержимо аналоговий ключ (рис. 4.48), який при прикладені керуючих напруг  $U_{k1}$ ,  $U_{k3}$  знаходиться в режимі “відкрито” і вносить мале затухання в тракт проходження сигналу, а при  $U_{k2}$  – в режимі “закрито” і затухання сигналу, теоретично, прямує до нескінченності.

Відомо, що при послідовно ввімкненому в лінію комплексному опорі  $Z = R + jX$  вносиме затухання дорівнює [197]:

$$L = 10 \lg \left| \frac{2 + \frac{Z}{Z_0}}{2} \right|^2 = 10 \lg \frac{\left(2 + \frac{R}{Z_0}\right)^2 + \left(\frac{X}{Z_0}\right)^2}{4} \quad [\text{дБ}], \quad (4.48)$$

де  $Z_0$  – характеристичний опір лінії.

Звідки, за умови наявності тільки реактивного опорі

$$L = 10 \lg \left( 1 + \frac{X^2}{4Z_0^2} \right). \quad (4.49)$$

Знехтувавши активним опором керуючого елемента внаслідок його малості, та розділовими ємностями, так як вони є значно більшими за ємності керуючого елемента, і їх реактивними опорами можна знехтувати, з виразу (4.49) знайдемо затухання, що вносить ключ в режимі “відкрито”, тобто при прикладені керуючих напруг  $U_{k1}$  та  $U_{k3}$ :

$$L_1 = 10 \lg \left( 1 + \frac{1}{\omega^2 (C_{d1'} + C)^2 4Z_0^2} \right), \quad L_3 = 10 \lg \left( 1 + \frac{1}{\omega^2 (C_{d3'} + C)^2 4Z_0^2} \right). \quad (4.50)$$

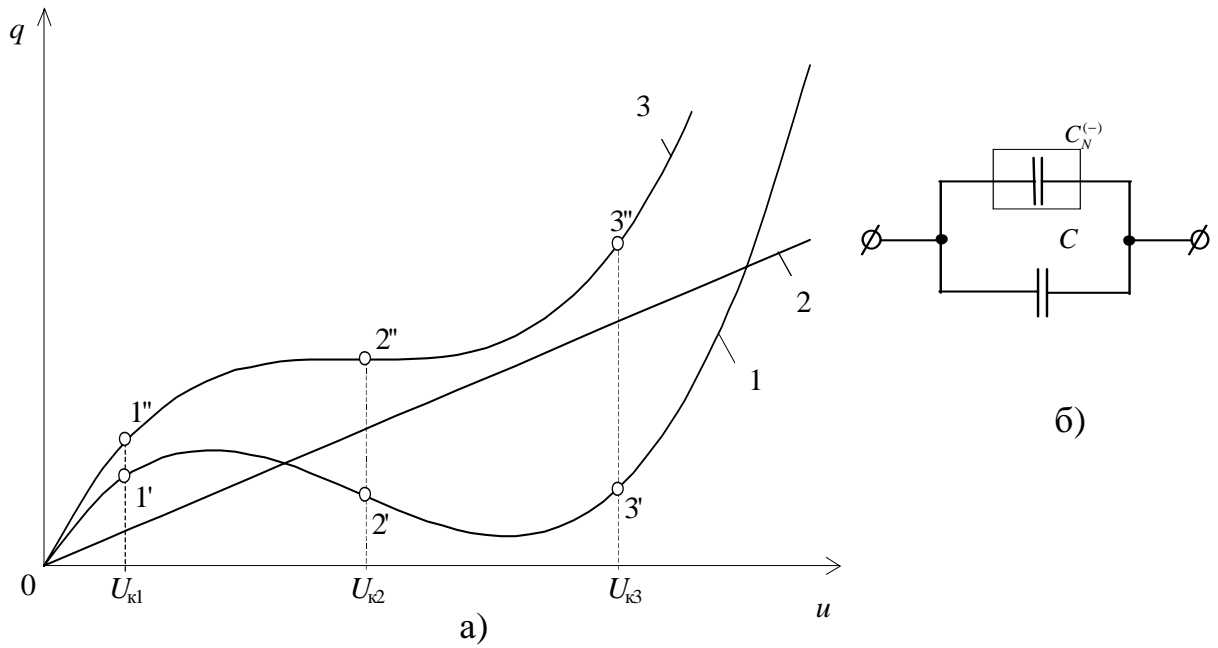


Рис.4.47 а) Кулон-вольтні характеристики: 1 – С-негатрона N-типа, 2 – лінійної ємності  $C$ , 3 – керуючого елемента; б) схема керуючого елемента на С-негатроні N-типу

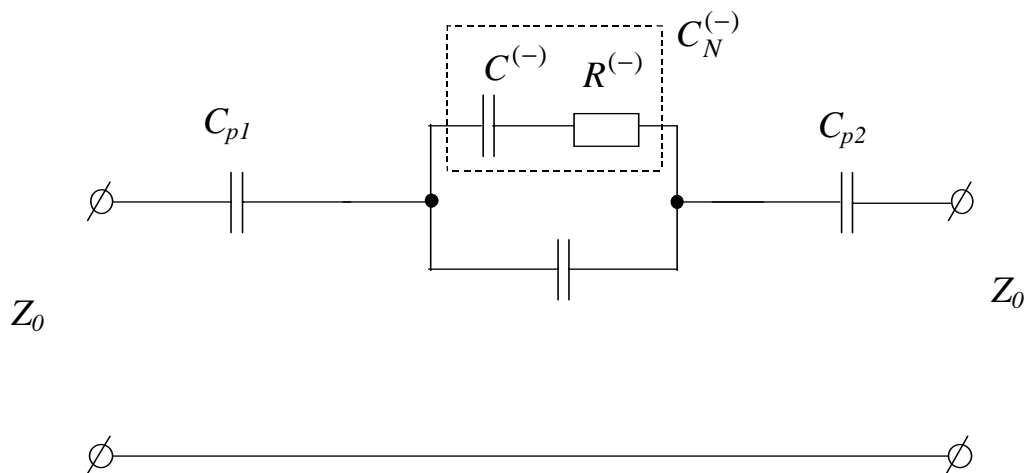


Рис. 4.48. Еквівалентна схема ключа на С-негатроні N-типу з урахуванням еквівалентної схеми С-негатрона N-типу в режимі “закрито”:  $C^{(-)}$  – від’ємний диференційний опір С-негатрона,  $R^{(-)}$  – від’ємний активний опір С-негатрона,  $Z_0$  – характеристичний опір лінії,  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$  – розділові ємності

В режимі “закрито”, тобто при прикладені керуючої напруги  $U_{k2}$ , повний комплексний опір керуючого елемента, виходячи з рис. 4.48, дорівнює:

$$Z = \frac{\frac{1}{j\omega C} \left( R^{(-)} + \frac{1}{j\omega C^{(-)}} \right)}{\frac{1}{j\omega C} + R^{(-)} + \frac{1}{j\omega C^{(-)}}} = \frac{-1 - j\omega C^{(-)} R^{(-)}}{\omega^2 C C^{(-)} R^{(-)} - j\omega (C + C^{(-)})} =$$

$$= \frac{R^{(-)} C^{(-)2}}{(C + C^{(-)})^2 + (\omega C C^{(-)} R^{(-)})^2} - j \frac{C + C^{(-)} + C (C^{(-)} R^{(-)} \omega)^2}{\omega (C + C^{(-)})^2 + \omega (C C^{(-)} R^{(-)})^2}. \quad (4.51)$$

Звідки видно, що на низьких частотах, де виконується умова  $|R^{(-)}| \ll \left| \frac{1}{j\omega C^{(-)}} \right|$  і значенням активного опору можна знехтувати, при  $C \neq |C^{(-)}|$  повний комплексний опір керуючого елемента наближено дорівнює:

$$Z \approx -j \frac{1}{\omega (C + C^{(-)})}.$$

При подачі керуючої напруги  $U_{k2}$  модуль диференційної ємності  $C$  негатрона  $|C^{(-)}| = C$  і повний комплексний опір керуючого елемента режимі “закрито”, як це впливає з (4.51), дорівнює:

$$Z_{U_{k2}} = \frac{1}{\omega^2 C^{(-)2} R^{(-)}} + j \frac{1}{\omega C^{(-)}}. \quad (4.52)$$

Тобто містить активну складову  $R_{U_{k2}} = \frac{1}{\omega^2 C^{(-)2} R^{(-)}}$ , яка змінюється зворотно пропорційно квадрату частоті  $\omega^2$ , і при  $\omega = 0$   $R_{U_{k2}} \rightarrow -\infty$ ; при  $\omega \rightarrow \infty$ ,  $R_{U_{k2}} \rightarrow 0$ ; та реактивну складову  $X_{U_{k2}} = j \frac{1}{\omega C^{(-)}}$ , що має характер додатної ємності.

Тобто, необхідно зауважити, що з наведених вище виразів (4.51), (4.52) для повного опору паралельного з'єднання додатної ємності  $C$  та  $C$ -негатрона впливає, що відома з теорії електричних кіл формула для визначення сумарної ємності паралельного з'єднання двох ємностей [184]  $C_{\Sigma} = C_1 + C_2$  та, звідси, вираз для повного опору такого кола

$Z = \frac{1}{j\omega C_{\Sigma}} = \frac{1}{j\omega(C_1 + C_2)}$  в даному випадку є недійсними, так як до еквівалентної схеми С-негатрона обов'язково входить деякий активний опір [2, 8] (від'ємний  $R^{(-)}$  для С-негатрона N-типу та додатний  $R$  для С-негатрона S-типу), знехтувати яким, як у випадку з додатними ємностями, за умови, що  $C \approx |C^{(-)}|$  не можна, внаслідок суттєвого його впливу.

Підставивши (4.52) в (4.48), знайдемо вираз для вносимого затухання ключа в режимі “закрито”:

$$L_2 = 10 \lg \left( 1 + \frac{1 + \omega^2 C^{(-)2} R^{(-)} (R^{(-)} + 4Z_0)}{4 \left( \omega^2 C^{(-)2} R^{(-)} Z_0 \right)^2} \right). \quad (4.53)$$

На рис. 4.49 зображена частотна залежність затухання  $L$ , утворюваного ключем в режимі “відкрито” та “закрито” (параметри елементів ключа:  $C = 100$  пФ,  $C^{(-)} = -100$  пФ,  $R^{(-)} = \{-0,1; -0,3; -0,6\}$  Ом,  $Z_0 = 50$  Ом, диференційна ємність С-негатрона в режимі “відкрито”  $C_{d1'} = 100$  пФ). Затухання в режимі “відкрито”  $L_1$  в діапазоні частот 100÷1000 МГц складає теоретично 0,027÷0,00028 дБ відповідно. Проте на практиці мінімально досягне значення затухання в режимі “відкрито” буде обмежуватися наявним активним опором виводів елементів керуючого елемента та з'єднувальних провідників. Так при значення даного опору 0,1 Ом і  $Z_0 = 50$  Ом, мінімально досягне значення затухання в режимі “відкрито”, у відповідності до виразу (4.48), буде обмежуватися величиною  $L_{1 \min} = 0,0087$  дБ. Затухання в режимі “закрито”  $L_2$  на частоті 100 МГц (при  $R^{(-)} = -0,1$  Ом) становить 27,7 дБ і з ростом частоти зменшується. На частоті 356 МГц  $L_2 = 0$  дБ і на більш високих частотах спостерігається підсилення, що має максимум 30 дБ на частоті  $f_0 = 503$  МГц і пояснюється наявністю в схемі ключа від'ємного активного опору  $R^{(-)}$  С-негатрона. Даний факт дозволяє використовувати розглянуту схему на С-негатроні N-типу (рис. 4.48), наприклад, в якості резонансного ключа (при створенні додаткових дисипативних втрат сигналу), активного фільтра, вибіркового підсилювача. До переваг таких пристроїв, в порівнянні з даними

пристроями на транзисторах, можна віднести малу кількість елементів, відсутність котушки індуктивності, а також можливо менший коефіцієнт шуму, якщо С-негатронам N-типу не будуть властиві шуми, що притаманні транзисторам. Частоту квазирезонансу  $f_0$  можна визначити за формулою

$$f_0 = \frac{j}{\pi \sqrt{2C^{(-)2} R^{(-)} (R^{(-)} + 4Z_0)}}. \text{ Частота } f_0 \text{ залежить від значення } C^{(-)} \text{ та}$$

$R^{(-)}$ . Змінюючи напругу зміщення на С-негатроні N-типу, а відповідно і змінюючи значення  $C^{(-)}$ ,  $R^{(-)}$  можна забезпечити електронне керування квазирезонансною частотою  $f_0$  пристроїв та режимом роботи.

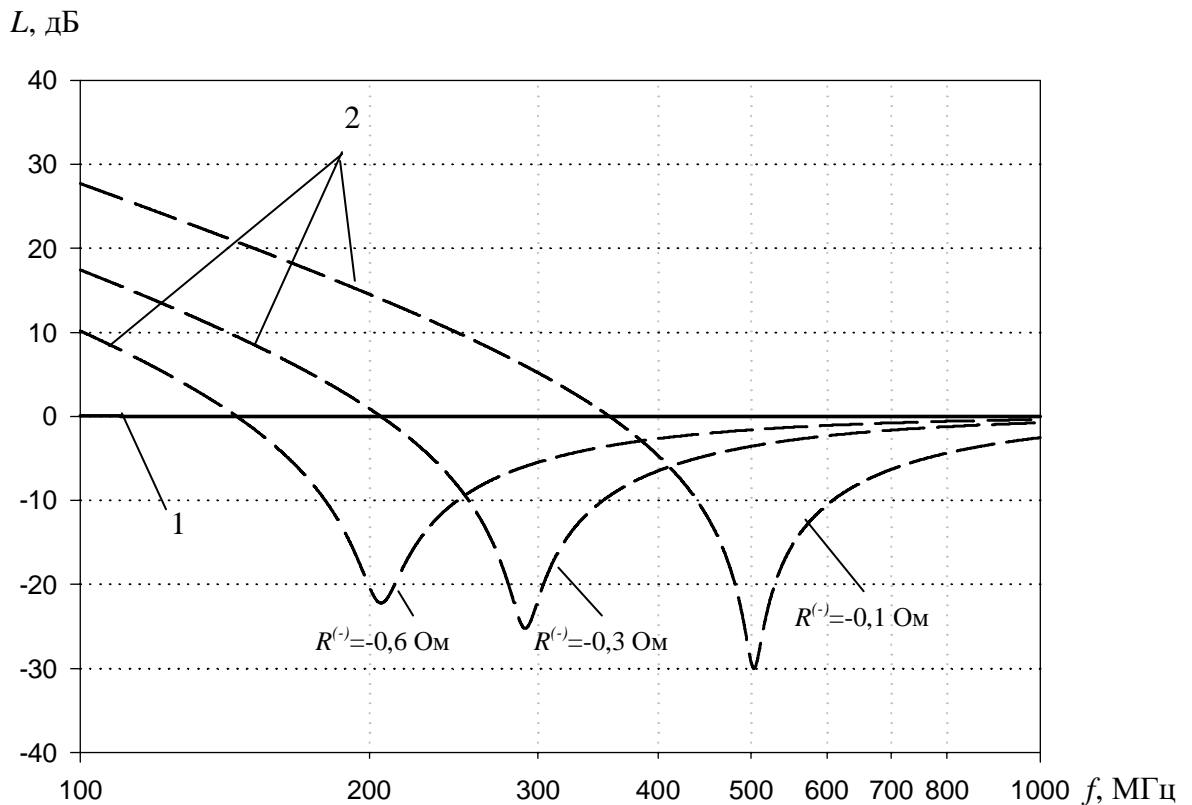


Рис. 4.49. Частотна залежність затухання  $L$ , утворюваного ключем в режимі “відкрито” (1) і “закрито” (2) для трьох значень від’ємного активного опору  $R^{(-)}$

Таким чином, як показали проведені дослідження, використання схеми рис. 4.48 в якості широкопasmового ключа є неможливим, внаслідок суттєвої частотної нерівномірності коефіцієнта затухання в режимі “закрито”, що по-

яснюється впливом від'ємного активного опору  $R^{(-)}$  С-негатрона. Усунути даний вплив можна шляхом включення додаткового компенсуючого додатного активного опору  $R$  послідовно з додатною ємністю  $C$ . При цьому отримаємо широкосмуговий ключ на С-негатроні N-типу, еквівалентна схема якого наведена на рис. 4.50 [12].

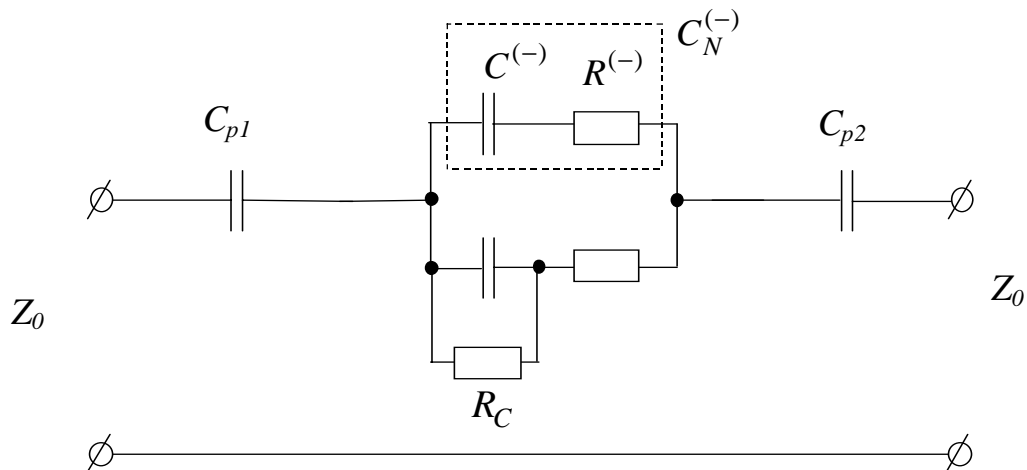


Рис. 4.50. Еквівалентна схема ключа на С-негатроні N-типу в режимі “закрито” з компенсуючим опором  $R$ :  $C^{(-)}$  – від’ємний диференційний опір С-негатрона,  $R^{(-)}$  – від’ємний активний опір С-негатрона,  $Z_0$  – характеристичний опір лінії,  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$  – розділові ємності,  $R_C$  – активний опір втрат конденсатора з ємністю  $C$

В режимі “відкрито”, коли робоча точка лежить на зростаючій ділянці кулон-вольтної характеристики С-негатрона N-типу, і диференційна ємність С-негатрона є додатною  $C_{d1} > 0$ , повний комплексний опір керуючого елемента, виходячи з рис. 4.50, буде дорівнювати:

$$Z_{eid} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{d1}} \left( R + \frac{1}{j\omega C} \right)}{\frac{1}{j\omega C_{d1}} + R + \frac{1}{j\omega C}}. \quad (4.54)$$

Підставивши (4.54) в (4.48) одержимо вираз для затухання в режимі “відкрито”:



$$L_{\text{від}} = 10 \lg \left( \frac{1 + \omega^2 (C^2 R^2 + 4C^2 R Z_0 + 4((C + C_{d1})^2 + C^2 C_{d1}^2 R^2 \omega^2) Z_0^2)}{4\omega^2 ((C + C_{d1})^2 + C^2 C_{d1}^2 R^2 \omega^2) Z_0^2} \right). \quad (4.55)$$

Виходячи з рис. 4.50, в режимі “закрито” повний комплексний опір керуючого елемента дорівнює:

$$Z_{\text{зак}} = \frac{\left( R^{(-)} + \frac{1}{j\omega C^{(-)}} \right) \left( R + \frac{\frac{R_C}{j\omega C}}{R_C + \frac{1}{j\omega C}} \right)}{R^{(-)} + \frac{1}{j\omega C^{(-)}} + R_C + \frac{1}{j\omega C}}. \quad (4.56)$$

Підставивши (4.56) в (4.48), та з урахуванням того, що  $R_C \gg R$ ,  $R_C \gg |R^{(-)}|$  і  $R_C \gg Z_0$ , одержимо вираз для затухання в режимі “закрито”:

$$L_{\text{зак}} = 10 \lg \left( \frac{\begin{aligned} & R_C^2 \left( 1 + \omega^2 \left( 8CC^{(-)} Z_0^2 + C^{(-)2} (R^{(-)} + 2Z_0)^2 + \right. \right. \\ & \left. \left. + C^2 \left( R^2 \left( 1 + C^{(-)2} R^{(-)2} \omega^2 \right) + 4R \left( 1 + C^{(-)2} R^{(-)} (R + R^{(-)}) \omega^2 \right) Z_0 + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + 4 \left( 1 + C^{(-)2} (R + R^{(-)})^2 \omega^2 \right) Z_0^2 \right) \right) \right)}{4 \left( 1 + R_C^2 \omega^2 \left( (C + C^{(-)})^2 + C^2 C^{(-)2} (R + R^{(-)})^2 \omega^2 \right) \right) Z_0^2} \right). \quad (4.57) \end{aligned}$$

Так як в даному режимі  $C = -C^{(-)}$ , то вираз (4.57) можна спростити:

$$L'_{\text{зак}} = 10 \lg \left( \frac{\begin{aligned} & R_C^2 \left( 1 + C^{(-)4} \omega^4 \left( RR^{(-)} + 2(R + R^{(-)}) Z_0 \right)^2 + \right. \\ & \left. + C^{(-)2} \omega^2 \left( R^2 + R^{(-)2} + 4(R + R^{(-)}) Z_0 \right) \right) \right)}{4 \left( 1 + C^{(-)4} R_C^2 (R + R^{(-)})^2 \omega^4 \right) Z_0^2} \right). \quad (4.58) \end{aligned}$$

На рис. 4.51 зображені графіки частотної залежності затухання  $L$ , утвореного ключем рис. 4.52 в режимі “відкрито” та “закрито” (параметри елементів ключа:  $C = 300$  пФ,  $C^{(-)} = -300$  пФ,  $R^{(-)} = -300$  Ом,  $R = \{200; 270; 290\}$  Ом,  $R_C = 1$  ГОм,  $Z_0 = 50$  Ом, диференційна ємність С-негатрона в режимі “відкрито”  $C_{d1'} = 300$  пФ).

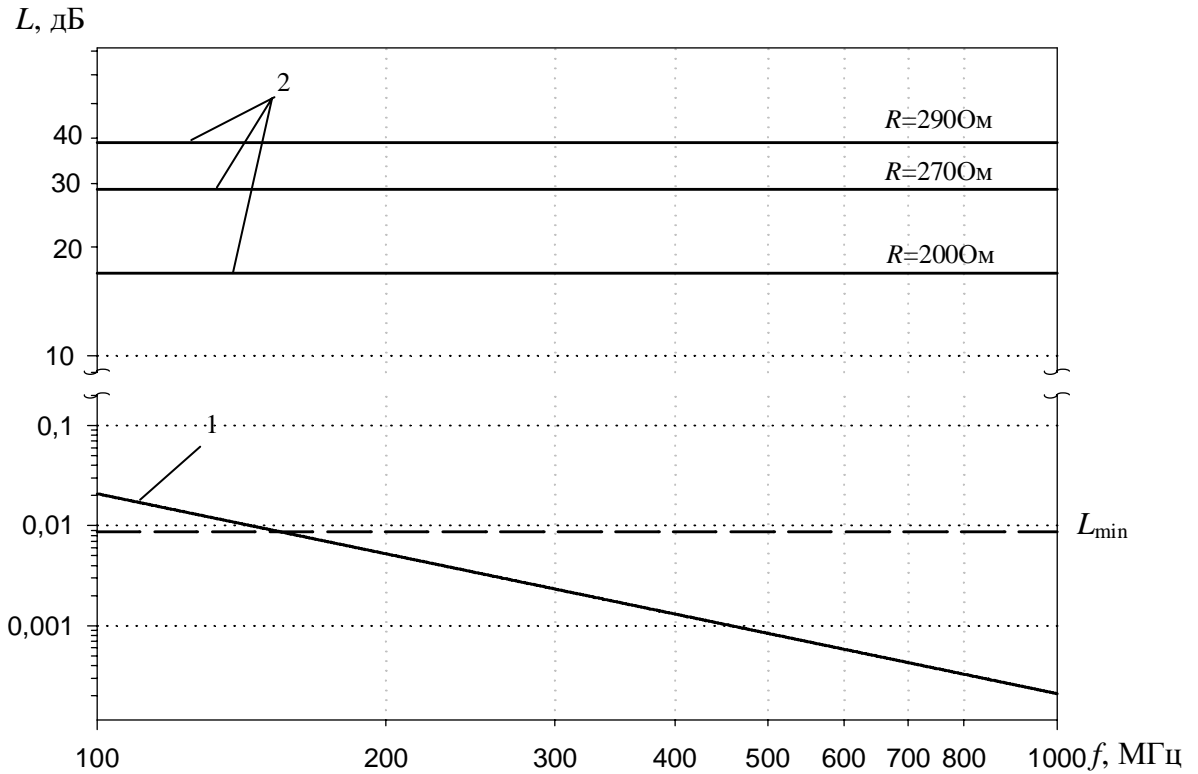


Рис. 4.51. Частотна залежність затухання  $L$ , утворюваного ключем в режимі “відкрито” (1) і “закрито” (2) для трьох значень опору  $R$

З наведених графіків видно, що затухання в режимі “відкрито”  $L_1$  в діапазоні частот 100÷1000 МГц складає теоретично 0,021÷0,00021 дБ відповідно. Проте на практиці мінімально досягне значення затухання в режимі “відкрито” буде обмежуватися наявним активним опором виводів елементів керуючого елемента та з’єднувальних провідників. Так при значенні даного опору 0,1 Ом і  $Z_0 = 50$  Ом мінімальне досягне значення затухання в режимі “відкрито”, у відповідності до виразу (4.48), буде обмежуватися величиною  $L_{\min} = 0,0087\text{ дБ}$ . Затухання в режимі “закрито” в діапазоні частот 100÷1000 МГц при  $R = 200$  Ом є майже постійним і становить 16,9 дБ. Зменшення затухання з ростом частоти в даному частотному діапазоні складає 0,0027 дБ. Збільшення опору  $R$  до 290 Ом призводить до збільшення затухання до 38,9 дБ, але при цьому, як буде показано далі, відбувається також суттєве збільшення чутливості затухання ключа в режимі “закрито” до зміни значень  $R^{(-)}$

і  $R$ . При рівності  $R = -R^{(-)}$ , тобто в даному випадку, коли  $R = 300$  Ом, затування ключа дорівнює 210 дБ і обмежується величиною опору  $R_C$ . При  $R_C = \infty$ , то  $L_{зак} = \infty$ .

Зміна напруги зміщення на С-негатроні N-типу призводить до зміни значень  $C^{(-)}$ ,  $R^{(-)}$ , а отже, і до зміни затування ключа в режимі “закрито”, що дозволяє використовувати схему рис. 4.50 в якості атенюатора з електронним керуванням.

Наявність в схемі ключа від’ємної ємності та від’ємного активного опору робить її потенційно нестійкою, що ставить задачу визначення умови стійкості схеми ключа, зображеного на рис. 4.50. Для цього представимо еквівалентну схему навантаженого ключа в вигляді рис. 4.52.

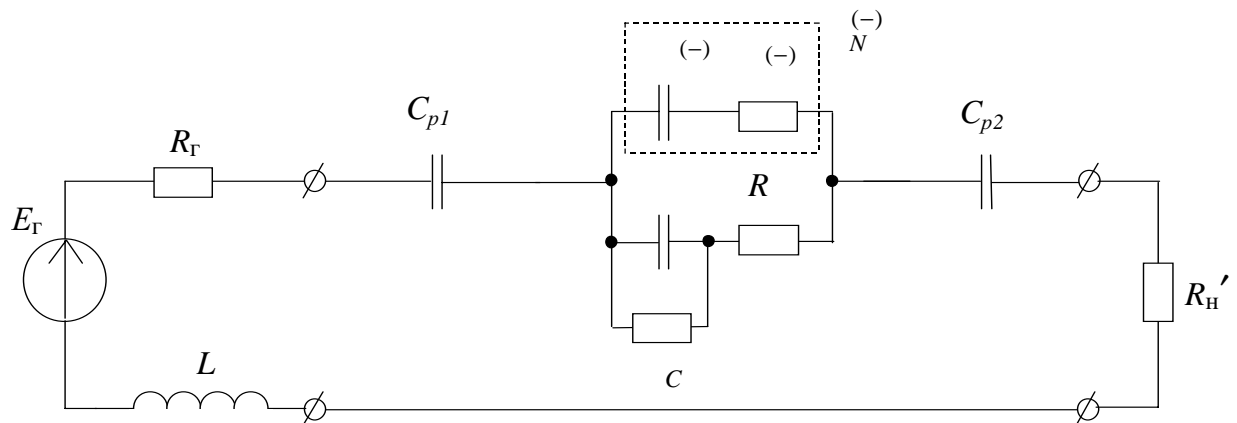


Рис. 4.52. Еквівалентна схема навантаженого ключа на С-негатроні N-типу в режимі “закрито” з компенсуючим опором  $R$ :  $E_T$  – генератор напруги,  $R_T$  – внутрішній опір генератора,  $R'_H$  – опір навантаження,  $L$  – загальна індуктивність кола

Операторний опір кола рис. 4.52 дорівнює:

$$Z(p) = R_H + \frac{1}{pC_H} + pL + Z_{зак}(p),$$

де  $R_H = R_T + R'_H$  – сумарний активний опір навантаження ключа,

$C_H = \frac{C_{p1} \cdot C_{p2}}{C_{p1} + C_{p2}}$  – сумарна ємність навантаження ключа,

$Z_{зак}(p)$  – операторний опір керуючого елемента в режимі “закрито”.

Вираз для  $Z_{зак}(p)$  одержимо з (4.56) з урахуванням того, що  $R_C \gg R$  та  $R_C \gg |R^{(-)}|$ :

$$Z_{зак}(p) = \frac{(R_C + pCRR_C)(1 + pC^{(-)}R^{(-)})}{1 + pR_C(C^{(-)} + C(1 + pC^{(-)}(R + R^{(-)})))}.$$

Виділивши чисельник  $Z(p)$  та прирівнявши його до нуля, одержимо характеристичне рівняння кола рис. 4.52, яке можна записати в вигляді:

$$a_4p^4 + a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0 = 0, \quad (4.59)$$

де  $a_4 = CC_hC^{(-)}LR_C(R + R^{(-)})$ ,

$a_3 = C_hR_C(C^{(-)}L_h + C(L + C^{(-)}RR_h + C^{(-)}(R + R_h)R^{(-)}))$ ,

$a_2 = CC^{(-)}R_C(R + R^{(-)}) + C_h(L + R_C(C(R + R_h) + C^{(-)}(R_h + R^{(-)})))$ ,

$a_1 = (C + C_h + C^{(-)})R_C + C_hR_h$ ,

$a_0 = 1$ .

У відповідності до алгебраїчного критерію стійкості Рауса-Гурвіца [121], система з характеристичним рівнянням (4.59) буде стійкою за виконання умови:

$$a_4 > 0; a_3 > 0; a_2 > 0; a_1 > 0; a_0 > 0; a_1(a_3a_2 - a_4a_1) - a_3^2a_0 > 0. \quad (4.60)$$

Дана умова виконується при такому співвідношенні параметрів елементів схеми ключа:

$$1) a_4 > 0, \text{ якщо } |R^{(-)}| > R. \quad (4.61)$$

2)  $a_3 > 0$ , якщо, з урахуванням виконання умови (4.61):

$$а) |C^{(-)}| > C, L < -\frac{CC^{(-)}(R_hR^{(-)} + R(R_h + R^{(-)}))}{C + C^{(-)}};$$

або

$$б) |C^{(-)}| \leq C.$$

3)  $a_2 > 0$ , якщо  $C = -C^{(-)}$  та за виконання умови (4.61).

Коло знаходиться на межі стійкості при  $a_2 = 0$ , тобто якщо

$$C^{(-)} = -\frac{C_h(L + CR_C(R + R_h))}{CR_C(R + R^{(-)}) + C_hR_C(R_h + R^{(-)})}.$$

4)  $a_1 > 0$ , якщо  $|C^{(-)}| < C + C_h$ , що завжди виконується, так як  $C_h \gg |C^{(-)}|$ .

5)  $a_1(a_3a_2 - a_4a_1) - a_3^2a_0 > 0$ . Дана умова виконуються для  $C = -C^{(-)}$ , з урахуванням, що  $R_C \gg R_H$ ,  $R_C \gg -R^{(-)}$ ,  $R_C \gg R$  та за виконання умови (4.61), якщо

$$L < -\frac{C^{(-)}(C_H(R - R^{(-)})) + C^{(-)}(R + R^{(-)})}{C_H(R + R^{(-)})} \left( R_H R^{(-)} + R(R_H + R^{(-)}) \right).$$

Таким чином необхідною та достатньою умовою стійкості ключа з С-негатрон N-типу рис. 4.52 в режимі “закрито” при  $C = -C^{(-)}$  є:

$$\left| R^{(-)} \right| > R, L < -\frac{C^{(-)}(C_H(R - R^{(-)})) + C^{(-)}(R + R^{(-)})}{C_H(R + R^{(-)})} \left( R_H R^{(-)} + R(R_H + R^{(-)}) \right). \quad (4.62)$$

Однією з важливих характеристик ключа є чутливість затухання, утвореного ключем в режимах “відкрито” і “закрито”, до зміни параметрів елементів схеми ключа. Для ключів на С-негатронах це питання є ще більш актуальним, так як внаслідок потенційної нестійкості вони є більш чутливіми до зміни параметрів елементів схеми, ніж абсолютно стійкі ключі.

Відносна (класична) чутливість першого порядку функції  $F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)$  за елементом  $\alpha_i$  визначається за формулою [110]:

$$S_{\alpha_i}^F = \frac{d \ln F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)}{d \ln \alpha_i} = \frac{\alpha_i}{F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)} \frac{dF(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)}{d\alpha_i}. \quad (4.63)$$

Підставивши в (4.63) вираз для затухання ключа в режимі “відкрито” (4.55) одержимо вирази для чутливості затухання ключа в режимі “відкрито”  $L_{\text{від}}^{\text{від}}$  до зміни таких параметрів елементів схеми:  $C$ ,  $C_{d1}$ ,  $R$ ,  $Z_0$ .

$$S_C^{L_{\text{від}}^{\text{від}}} = \frac{2C(-C_{d1} + C(-1 + C_{d1}R\omega^2(CR + 4(C + C_{d1})Z_0)))}{\xi \ln(K_{\text{від}})},$$

де  $\xi = ((C + C_{d1})^2 + C^2C_{d1}^2R^2\omega^2)(1 + \omega^2(C^2R^2 + 4C^2RZ_0 + 4((C + C_{d1})^2 + C^2C_{d1}^2R^2\omega^2)Z_0^2))$ ;

$$K_{\text{від}} = \frac{1 + \omega^2(C^2R^2 + 4C^2RZ_0 + 4((C + C_{d1})^2 + C^2C_{d1}^2R^2\omega^2)Z_0^2)}{4\omega^2((C + C_{d1})^2 + C^2C_{d1}^2R^2\omega^2)Z_0^2} - \text{затухання си-}$$

гналу за потужністю в режимі “відкрито” в разях.

$$S_{C_{d1}}^{L_{\text{від}}^{\text{від}}} = -\frac{(2C_{d1}(C + C_{d1} + C^2C_{d1}R^2\omega^2)(1 + C^2R\omega^2(R + 4Z_0)))}{\xi \ln(K_{\text{від}})},$$

$$S_R^{L_{\text{від}}} = - \frac{\left(2C^2 R \omega^2 \left(-C(C+2C_{d1})R + 2\left(-(C+C_{d1})^2 + C^2 C_{d1}^2 R^2 \omega^2\right)Z_0\right)\right)}{\xi \ln(K_{\text{від}})};$$

$$S_{Z_0}^{L_{\text{від}}} = - \frac{2\left(1 + C^2 R \omega^2 (R + 2Z_0)\right)}{\left(1 + \omega^2 \left(C^2 R^2 + 4C^2 R Z_0 + 4\left((C+C_{d1})^2 + C^2 C_{d1}^2 R^2 \omega^2\right)Z_0^2\right)\right) \ln(K_{\text{від}})}.$$

Виходячи з одержаних виразів, для розглянутого вище набору параметрів елементів схеми ( $C=300$  пФ,  $R=270$  Ом,  $Z_0=50$  Ом,  $C_{d1}=300$  пФ) чутливості коефіцієнта затухання ключа рис. 4.50 в режимі “відкрито” на частоті 450 МГц дорівнюють:  $S_C^{L_{\text{від}}} = 4 \cdot 10^{-5}$ ,  $S_{C_{d1}}^{L_{\text{від}}} = -2$ ,  $S_R^{L_{\text{від}}} = -0,4$ ,  $S_{Z_0}^{L_{\text{від}}} = -1,6$  і, як показали дослідження, в частотному діапазоні 100 – 1000 МГц мало залежать від частоти вхідного сигналу. Таким чином коефіцієнт затухання ключа в режимі “відкрито” найбільш чутливий до зміни значень  $C_{d1}$  та  $Z_0$ . Даний ключ в режимі “відкрито” характеризується невеликими значеннями чутливостей коефіцієнта затухання ключа до зміни параметрів елементів схеми, що і слідувало очікувати, так як в даному режимі роботи еквівалентна схема ключа містить лише пасивні елементи.

Підставивши в (4.63) вираз для затухання ключа в режимі “закрито” (4.57), та не враховуючи опір втрат  $R_C$  ємності  $C$ , тобто припустивши, що  $R_C = \infty$ , одержимо вирази для чутливості коефіцієнта затухання ключа в режимі “закрито”  $L_{\text{зак}}$  до зміни таких параметрів елементів схеми:  $C$ ,  $C^{(-)}$ ,  $R$ ,  $R^{(-)}$ ,  $Z_0$ .

$$S_C^{L_{\text{зак}}} = \frac{2C \left( - \left( 1 + C^{(-)2} R^{(-)2} \omega^2 \right) \left( C + C^{(-)} - CC^{(-)} \left( CR^2 - C^{(-)} R^{(-)} \left( 2R + R^{(-)} \right) \right) \omega^2 \right) + 4C^{(-)} \left( -CR + C^{(-)} R^{(-)} \right) \omega^2 \left( C + C^{(-)} + CC^{(-)2} \left( R + R^{(-)} \right) \omega^2 \right) Z_0 \right)}{\xi \ln(K_{\text{зак}})},$$

де  $\xi = \left( \left( C + C^{(-)} \right)^2 + C^2 C^{(-)2} \left( R + R^{(-)} \right)^2 \omega^2 \right) \left( 1 + \omega^2 \left( 8CC^{(-)} Z_0^2 + C^{(-)2} \left( R^{(-)} + 2Z_0^2 \right) + C^2 \left( R^2 \left( 1 + C^{(-)2} R^{(-)2} \omega^2 \right) + 4R \left( 1 + C^{(-)2} R^{(-)} \left( R + R^{(-)} \right) \omega^2 \right) \right) Z_0 + 4 \left( 1 + C^{(-)2} \left( R + R^{(-)} \right)^2 \omega^2 \right) Z_0^2 \right)$ ,

$$K_{\text{зак}} = \frac{1 + \omega^2 \left( 8CC^{(-)}Z_0^2 + C^{(-)2} \left( R^{(-)} + 2Z_0 \right)^2 + \right.}{\left. + C^2 \left( R^2 \left( 1 + C^{(-)2} R^{(-)2} \omega^2 \right) + 4R \left( 1 + C^{(-)2} R^{(-)} \left( R + R^{(-)} \right) \omega^2 \right) Z_0 + \right.}$$

$$\left. \left. + 4 \left( 1 + C^{(-)2} \left( R + R^{(-)} \right)^2 \omega^2 \right) Z_0^2 \right) \right)}{4\omega^2 \left( \left( C + C^{(-)} \right)^2 + C^2 C^{(-)2} \left( R + R^{(-)} \right)^2 \omega^2 \right) Z_0^2},$$

$K_{\text{зак}}$  – коефіцієнт затування сигналу за потужністю в режимі “закрито” в ра-  
зах.

$$S_{C^{(-)}}^{L_{\text{зак}}} = \frac{2C^{(-)} \left( - \left( 1 + C^2 R^2 \omega^2 \right) \left( C^{(-)} + C^{(-)} + CC^{(-)} \left( -C^{(-)} R^{(-)2} + CR \left( R + \right. \right. \right. \right.}{\left. \left. \left. \left. + 2R^{(-)} \right) \omega^2 \right) - 4 \left( CR - C^{(-)} R^{(-)} \right) \omega^2 \left( C + C^{(-)} + C^2 C^{(-)} R \left( R + R^{(-)} \right)^2 \omega^2 \right) Z_0^2 \right)}{\xi \ln(K_{\text{зак}})},$$

$$S_R^{L_{\text{зак}}} = \frac{2C^2 R \omega^2 \left( \left( 1 + C^{(-)2} R^{(-)2} \omega^2 \right) \left( 2CC^{(-)} R - C^{(-)2} R^{(-)} + C^2 R \left( 1 + C^{(-)2} R^{(-)} \left( R + \right. \right. \right. \right.}{\left. \left. \left. \left. + R^{(-)} \right) \omega^2 \right) + 2 \left( C + C^{(-)} + C^{(-)} \left( CR - C^{(-)} R^{(-)} \right) \omega + CC^{(-)2} R^{(-)} \left( R + R^{(-)} \right) \omega^2 \right) \times \right.}{\left. \left. \left. \left. \times \left( C + C^{(-)} + C^{(-)} \left( -CR + C^{(-)} R^{(-)} \right) \omega + CC^{(-)2} R^{(-)} \left( R + R^{(-)} \right) \omega^2 \right) Z_0 \right) \right)}{\xi \ln(K_{\text{зак}})},$$

$$S_{R^{(-)}}^{L_{\text{зак}}} = \frac{2C^{(-)2} R^{(-)} \omega^2 \left( \left( 1 + C^2 R^2 \omega^2 \right) \left( 2CC^{(-)} R^{(-)} + C^{(-)2} R^{(-)} + C^2 R \left( -1 + C^{(-)2} R^{(-)} \times \right. \right. \right. \right.}{\left. \left. \left. \left. \times \left( R + R^{(-)} \right) \omega^2 \right) \right) + 2 \left( C + C^{(-)} + CC^{(-)} R^{(-)} \omega + C^2 R \omega \left( -1 + C^{(-)} \left( R + R^{(-)} \right) \omega \right) \right) \times \right.}{\left. \left. \left. \left. \times \left( C + C^{(-)} - CC^{(-)} R^{(-)} \omega + C^2 R \omega \left( 1 + C^{(-)} \left( R + R^{(-)} \right) \omega \right) \right) Z_0 \right) \right)}{\xi \ln(K_{\text{зак}})},$$

$$S_{Z_0}^{L_{зак}} = \frac{-2 - 2\omega^2 \left( C^{(-)2} R^{(-)} (R^{(-)} + 2Z_0) + C^2 R \left( R + C^{(-)2} R R^{(-)} \omega^2 + 2Z_0 + \right. \right. \\ \left. \left. + 2C^{(-)2} R^{(-)} (R + R^{(-)}) \omega^2 Z_0 \right) \right)}{\left( (C + C^{(-)})^2 + C^2 C^{(-)2} (R + R^{(-)})^2 \omega^2 \right) \xi \ln(K_{зак})}.$$

На рис. 4.53 зображені графіки частотних залежностей чутливостей коефіцієнта затухання ключа рис. 4.50 в режимі “закрито” для розглянутого раніше набору параметрів елементів схеми ( $C = 300$  пФ,  $C^{(-)} = -300$  пФ,  $R^{(-)} = -300$  Ом,  $R = \{200; 270; 290\}$  Ом,  $Z_0 = 50$  Ом). З графіків на рис. 4.53 видно, що значення чутливостей  $S_R^{L_{зак}}$ ,  $S_{R^{(-)}}^{L_{зак}}$ ,  $S_{Z_0}^{L_{зак}}$  є незмінними в частотному діапазоні 100 – 1000 МГц та збільшення значення опору  $R$ , тобто наближення до межі стійкості схеми  $R = -R^{(-)}$ , призводить до збільшення відносних чутливостей  $S_R^{L_{зак}}$ ,  $S_{R^{(-)}}^{L_{зак}}$  та зменшення  $S_{Z_0}^{L_{зак}}$ . Так збільшення опору  $R$  з 200 до 290 Ом призводить до збільшення  $S_R^{L_{зак}}$  з 1,32 до 6,62,  $S_{R^{(-)}}^{L_{зак}}$  з -0,59 до -6,19 та зменшення  $S_{Z_0}^{L_{зак}}$  з -0,44 до -0,22. Значення відносних чутливостей  $S_C^{L_{зак}}$ ,  $S_{C^{(-)}}^{L_{зак}}$  на частотах 100 – 1000 МГц становлять приблизно  $-1 \cdot 10^{-5} \dots -1 \cdot 10^{-7}$ . Одержані занадто малі значення відносної чутливості першого порядку  $S_C^{L_{зак}}$ ,  $S_{C^{(-)}}^{L_{зак}}$  вказують на доцільність визначення відносних чутливостей другого порядку. Відносна (класична) чутливість другого порядку функції  $F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)$  за елементом  $\alpha_i$  визначається формулою [164]:

$$S_{\alpha_i}^F = \frac{\alpha_i^2}{F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)} \frac{d^2 F(\alpha_1, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_m)}{d\alpha_i^2}. \quad (4.64)$$

У відповідності до виразу (4.64) значення відносних чутливостей другого порядку  $S_{C^2}^{L_{зак}}$ ,  $S_{C^{(-)2}}^{L_{зак}}$  для розглянутого вище прикладу в частотному діапазоні 100-1000 МГц становлять  $-5 \cdot 10^{-3} \dots -5 \cdot 10^{-5}$ . Це свідчить про те, що в даному режимі роботи ключа зміна значень ємностей  $C$ ,  $C^{(-)}$  практично не впливає на значення затухання, що утворюється ключем. Коефіцієнт зату-



хання ключа в режимі “закрито” є найбільш чутливим до зміни значень  $R$ ,  $R^{(-)}$ . На межі стійкості, тобто за виконання умови  $|R^{(-)}| = R$ , значення чутливостей затування при  $R_C = \infty$  прямують в нескінченність.

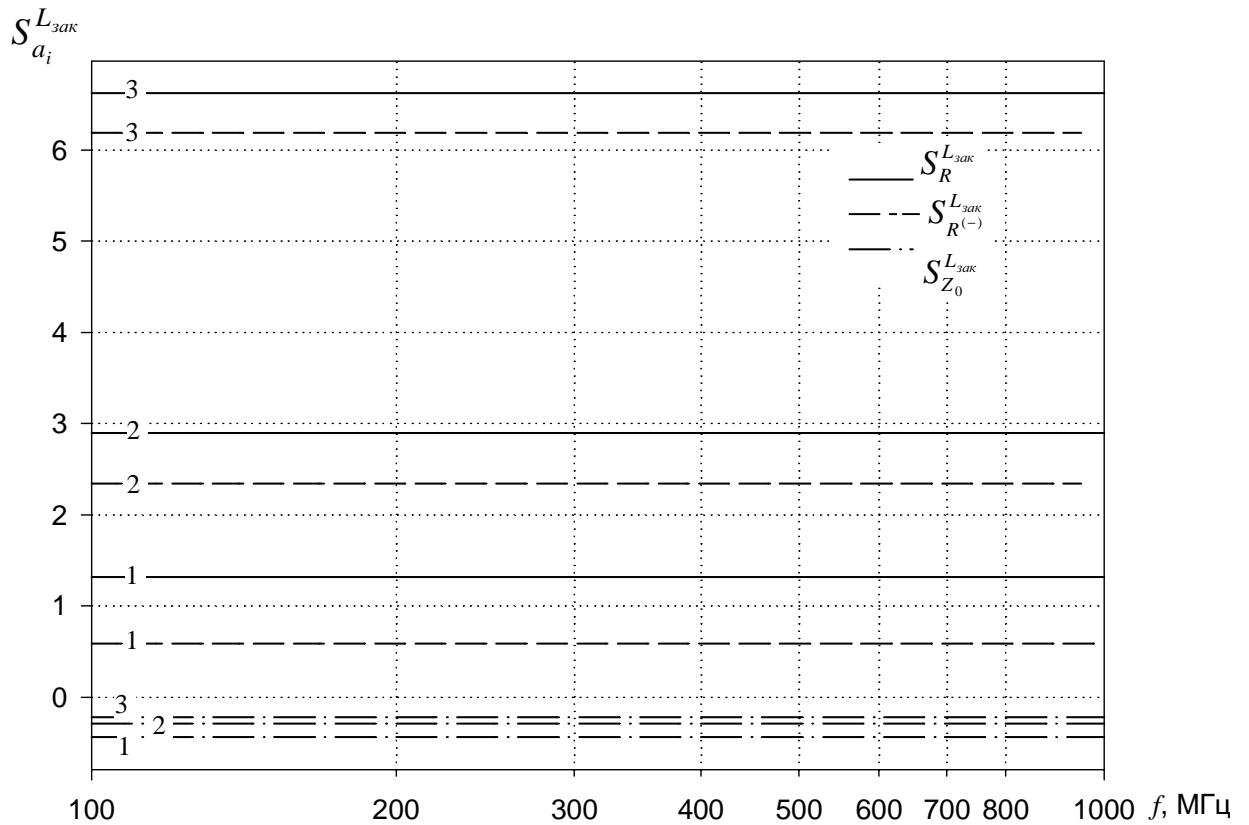


Рис. 4.53. Частотні залежності чутливостей коефіцієнта затування ключа в режимі “закрито”: 1)  $R=200$  Ом; 2)  $R=270$  Ом; 3)  $R=290$  Ом

Таким чином, як показали дослідження, ключ з послідовним включенням керуючого елемента на базі С-негатрона N-типу з компенсуючим додатним активним опором (рис. 4.50) є широкосмуговим та дозволяє отримати коефіцієнт затування в діапазоні частот 100 – 1000 МГц в режимі “відкрито” близько 0,01 дБ, в режимі “закрито” – 30...40дБ з значенням відносної чутливості коефіцієнта затування до зміни параметрів елементів схеми в межах 3...7. Як видно з рис. 4.53, відносна смуга пропускання розглянутого ключа становить понад 160%. Якість даного ключа, визначена за формулою [197]

$$K = \frac{\sqrt{L_{зак}} - 1}{\sqrt{L_{від}} - 1}, \text{ для } R = 290 \text{ Ом приблизно дорівнює } 800.$$

#### 4.4.2. Розробка та дослідження ключа з паралельним включенням керуючого елемента на С-негатроні N-типу

Наявність від'ємного активного опору в еквівалентній схемі С-негатрона N-типу дозволяє отримати підсилення сигналу в режимі “відкрито”, що можна досягти в ключі з паралельним включенням керуючого елемента на базі С-негатрона N-типу в лінію проходження сигналу. На рис. 4.54 зображені еквівалентні схеми ключа з паралельним включенням керуючого елемента в режимі “відкрито” (рис. 4.54, а) та “закрито” (рис. 4.54, б) з розділовими ємностями  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$ . В якості керуючого елемента використано С-негатрон N-типу. В режимі “відкрито” робоча точка лежить на падаючій ділянці кулон-вольтної характеристики С-негатрона N-типу, де значення диференційної ємності є від'ємним  $C^{(-)}$ , в режимі “закрито” – на зростаючій ділянці кулон-вольтної характеристики, де значення диференційної ємності є додатним  $C$  [13].

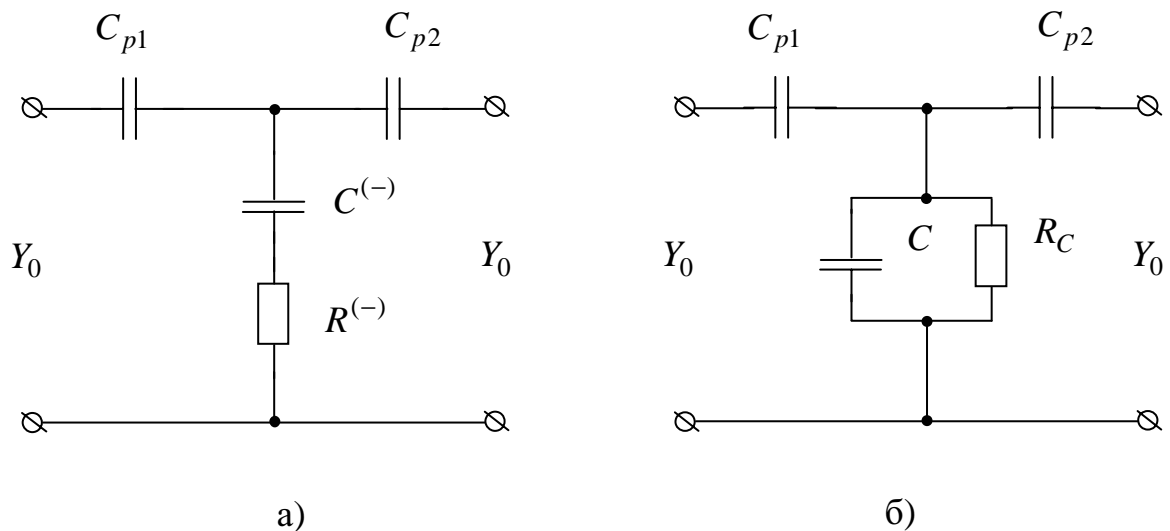


Рис. 4.54. Еквівалентна схема ключа з паралельним включенням С-негатрона N-типу в режимі “відкрито” (а) та “закрито” (б)

Відомо, що величина затухання, що вноситься включеним паралельно в лінію проходження сигналу елементом з провідністю  $Y = G + jB$  визначається виразом [197]:

$$L = 10 \lg \left| \frac{2 + \frac{Y}{Y_0}}{2} \right|^2 = 10 \lg \frac{\left(2 + \frac{G}{Y_0}\right)^2 + \left(\frac{B}{Y_0}\right)^2}{4} \text{ [дБ]}, \quad (4.65)$$

де  $Y_0$  – характеристична провідність лінії,  $Y_0 = 1/Z_0$ .

Виходячи з рис. 4.54,б, провідність керуючого елемента при роботі ключа в режимі “закрито”, при знехтуванні активним опором втрат  $R_C$ , дорівнює  $Y_{зак} = j\omega C$ , а отже величина затухання, що вноситься ключем в даному режимі роботи, у відповідності до виразу (4.65), визначається виразом:

$$L_{зак} = 10 \lg \left( 1 + \frac{\omega^2 C^2}{4Y_0^2} \right). \quad (4.66)$$

На рис. 4.55 зображені графіки частотних залежностей  $L_{зак}$  для трьох значень ємності  $C$  (100пФ, 300пФ, 1000пФ). З графіків видно, що збільшення значення ємності  $C$  призводить до збільшення затухання, так при збільшенні

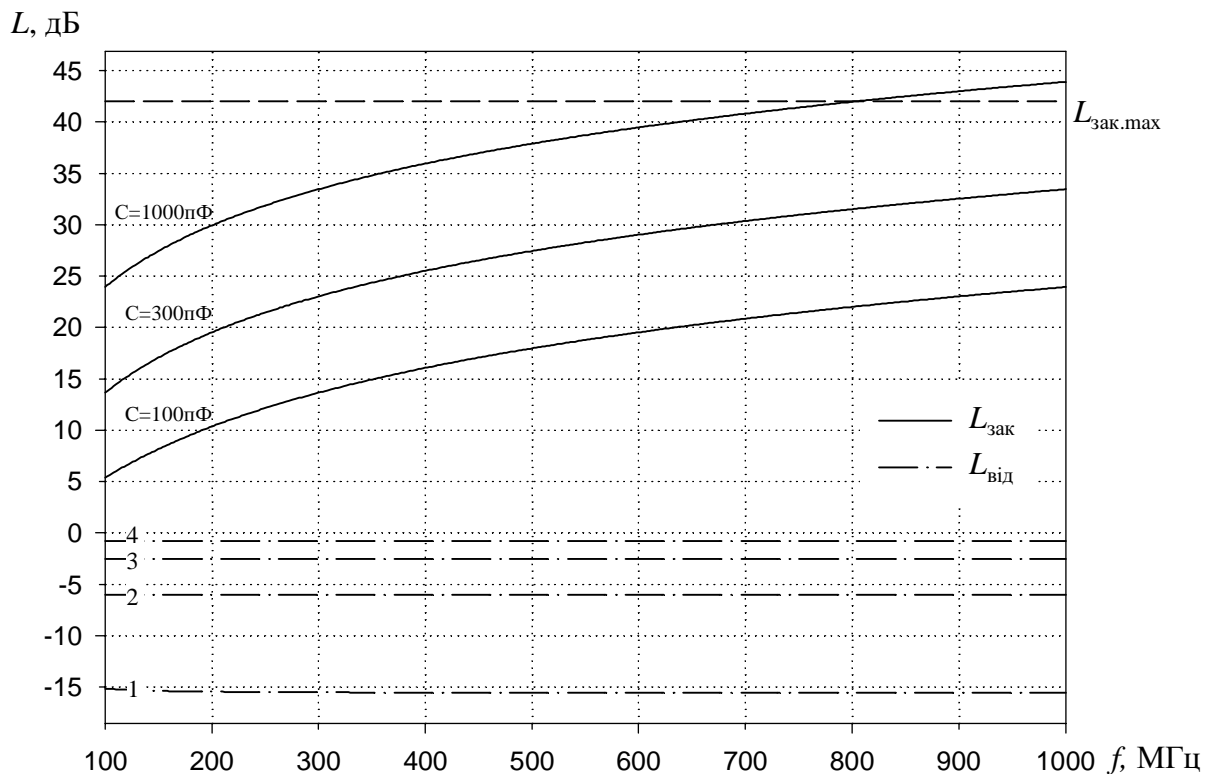


Рис. 4.55. Частотна залежність затухання  $L$ , утвореного ключем в режимі “закрито”  $L_{зак}$  і “відкрито”  $L_{від}$ : 1 –  $R^{(-)} = -30$  Ом, 2 –  $R^{(-)} = -50$  Ом, 3 –  $R^{(-)} = -100$  Ом, 4 –  $R^{(-)} = -300$  Ом

$C$  з 300 пФ до 1000 пФ  $L_{зак}$  на частоті 450 МГц збільшується з 26,5 дБ до 37 дБ. Змінювати значення ємності  $C$  можна шляхом зміни напруги зміщення на  $C$ -негатроні. Проте наявність деякого активного опору  $R$  виводів керуючого елемента буде обмежувати максимально досяжне значення затухання. Так при  $R = 0,2$  Ом і  $Z_0 = 50$  Ом, у відповідності до виразу (4.65), максимально досяжне значення затухання в режимі “закрито”  $L_{зак\max} = 42$  дБ.

Виходячи з рис. 4.54,а, опір керуючого елемента при роботі ключа в режимі “відкрито” дорівнює:

$$Z_{від} = R^{(-)} + \frac{1}{j\omega C^{(-)}}.$$

Звідки провідність керуючого елемента в режимі “відкрито”

$$Y_{від} = \frac{1}{Z_{від}} = \frac{\omega C^{(-)}}{-j + \omega C^{(-)} R^{(-)}}.$$

Підставивши вираз для  $Y_{від}$  в (4.65) одержимо вираз для затухання, що утворюються ключем в режимі “відкрито”:

$$L_{від} = 10 \lg \left( \frac{4Y_0^2 + C^{(-)2} (\omega + 2R^{(-)} \omega Y_0)^2}{4(1 + C^{(-)2} R^{(-)2} \omega^2) Y_0^2} \right). \quad (4.67)$$

Звідки видно, що за виконання умови  $R^{(-)} < -\frac{1}{4Y_0}$ , то  $L_{від} < 0$ , тобто

маємо підсилення сигналу в режимі “відкрито”.

На рис. 4.55 зображені графіки частотних залежностей  $L_{від}$  для такого набору параметрів елементів схеми:  $C^{(-)} = -1000$  пФ,  $R^{(-)} = \{-30, -50, -100, -300\}$  Ом. Звідки видно, що зменшення за модулем значення від’ємного активного опору  $R^{(-)}$  призводить до збільшення коефіцієнта підсилення ключа. Так при зменшенні  $R^{(-)}$  з  $-100$  до  $-30$  Ом  $L_{від}$  збільшується з  $-2,5$  до  $-15,5$  дБ. Зменшення за модулем значення від’ємної диференційної ємності  $C^{(-)}$  призводить до спаду коефіцієнта підсилення ключа на низьких частотах, тому для забезпечення широкосмуговості значення  $C^{(-)}$  вибирається таким чином, щоб в заданому діапазоні частот реактивний опір  $C^{(-)}$  був значно меншим за модулем значення активного опору  $R^{(-)}$ .

Наявність в еквівалентній схемі ключа рис. 4.54,а від'ємних ємності  $C^{(-)}$  та активного опору  $R^{(-)}$  робить даний ключ потенційно-нестійким при роботі в режимі “відкрито”, що ставить задачу визначення умов стійкості. Для цього еквівалентну схему навантаженого ключа при роботі в даному режимі представимо в вигляді рис. 4.56, на якій враховані:  $E_{\Gamma}$  - генератор напруги,  $R_{\Gamma}$  - внутрішній опір генератора напруги  $E_{\Gamma}$ ,  $R_{\text{H}}$  - опір навантаження.

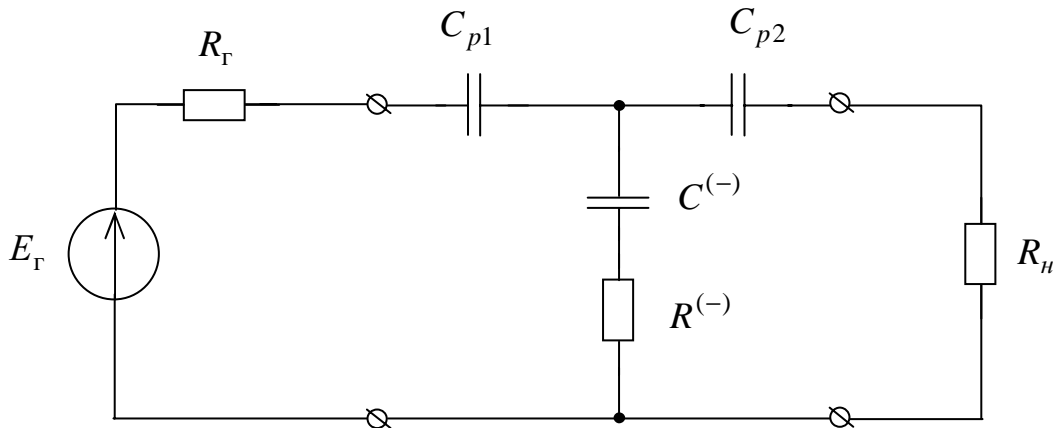


Рис. 4.56. Еквівалентна схема навантаженого ключа з паралельним ввімкненням С-негатрона N-типу в лінію проходження сигналу в режимі “відкрито”

Операторний опір схеми рис. 4.56 дорівнює:

$$Z(p) = R_{\Gamma} + \frac{1}{pC_{p1}} + \frac{\left( R^{(-)} + \frac{1}{pC^{(-)}} \right) \left( R_{\text{H}} + \frac{1}{pC_{p2}} \right)}{R^{(-)} + \frac{1}{pC^{(-)}} + R_{\text{H}} + \frac{1}{pC_{p2}}} \quad (4.68).$$

Виділивши чисельник виразу (4.68) та прирівнявши його до нуля, знайдемо характеристичне рівняння схеми рис. 4.56:

$$a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0, \quad (4.69)$$

де  $a_2 = C_{p1} C_{p2} C^{(-)} (R_{\text{H}} R^{(-)} + R_{\Gamma} (R_{\text{H}} + R^{(-)}))$ ;

$a_1 = C_{p2} C^{(-)} (R_{\text{H}} + R^{(-)}) + C_{p1} (C_{p2} (R_{\Gamma} + R_{\text{H}}) + C^{(-)} (R_{\Gamma} + R^{(-)}))$ ;

$a_0 = C_{p1} + C_{p2} + C^{(-)}$ .

За алгебраїчним критерієм стійкості Рауса-Гурвіца [121], електричне коло з характеристичним рівнянням (4.69) буде стійким за виконання умови:

$$a_2 > 0, a_1 > 0, a_0 > 0. \quad (4.70)$$

Розв'язавши систему нерівностей (4.70), визначимо співвідношення елементів, при якому схема рис. 4.56 буде стійкою. Припустивши, що  $C_{p1} = C_{p2} > -C^{(-)}$  та  $R_r = R_n$ , одержимо:

$$C^{(-)} > -\frac{2C_{p1}C_{p2}}{C_{p1} + C_{p2}}, R^{(-)} < -\frac{R_n}{2}. \quad (4.71)$$

При визначенні умов стійкості (4.71) ми не враховували паразитні індуктивності та ємності схеми. Проте, як показали дослідження, врахування додаткових паразитних індуктивностей та ємностей, при значному ускладненні розрахункових виразів, дають аналогічні умови стійкості, за умови, що паразитні параметри є значно меншими за параметри основних елементів схеми.

Визначимо чутливість затування ключа до зміни параметрів елементів схеми. Підставивши (4.66) в (4.63) одержимо вираз для відносної чутливості першого порядку затування ключа в режимі “закрито” до зміни значення додатної диференційної ємності С-негатрона:

$$S_C^{L_{зак}} = \frac{2C^2\omega^2}{(C^2\omega^2 + 4Y_0^2)\ln(K_{зак})},$$

де  $K_{зак} = 1 + \frac{C^2\omega^2}{4Y_0^2}$  – затування, що утворюється ключем в режимі “закрито”

в разях.

На рис. 4.57 приведені графіки частотних залежностей чутливості  $S_C^{L_{зак}}$  для трьох значень ємності  $C$  (100, 300, 1000 пФ). З графіків видно, що для розглянутого випадку максимальне значення  $S_C^{L_{зак}}$  в розглянутому частотному діапазоні 100÷1000МГц є не більшим за 1,1 і зі збільшенням значення ємності  $C$  та частоти  $\omega = 2\pi f$  відбувається зменшення відносної чутливості  $S_C^{L_{зак}}$ .

Підставивши вираз для затування ключа в режимі “відкрито” (4.67) в (4.63) одержимо вирази для чутливостей затування до зміни значень  $C^{(-)}$ ,  $R^{(-)}$ ,  $Y_0$ :

$$S_{C^{(-)}}^{L_{\text{від}}} = \frac{2C^{(-)2} \omega^2 (1 + 4R^{(-)} Y_0)}{\xi \ln(K_{\text{від}})},$$

$$\text{де } \xi = \left(1 + C^{(-)2} R^{(-)2} \omega^2\right) \left(4Y_0^2 + C^{(-)2} (\omega + 2R^{(-)} \omega Y_0)^2\right),$$

$$K_{\text{від}} = \frac{4Y_0^2 + C^{(-)2} (\omega + 2R^{(-)} \omega Y_0)^2}{4 \left(1 + C^{(-)2} R^{(-)2} \omega^2\right) Y_0^2} - \text{затування, що утворюється ключем в}$$

режимі “відкрито” в разях.

$$S_{R^{(-)}}^{L_{\text{від}}} = \frac{2R^{(-)} \left(-2C^{(-)2} \omega^2 Y_0 + C^{(-)4} R^{(-)} \omega^4 (1 + 2R^{(-)} Y_0)\right)}{\xi \ln(K_{\text{від}})},$$

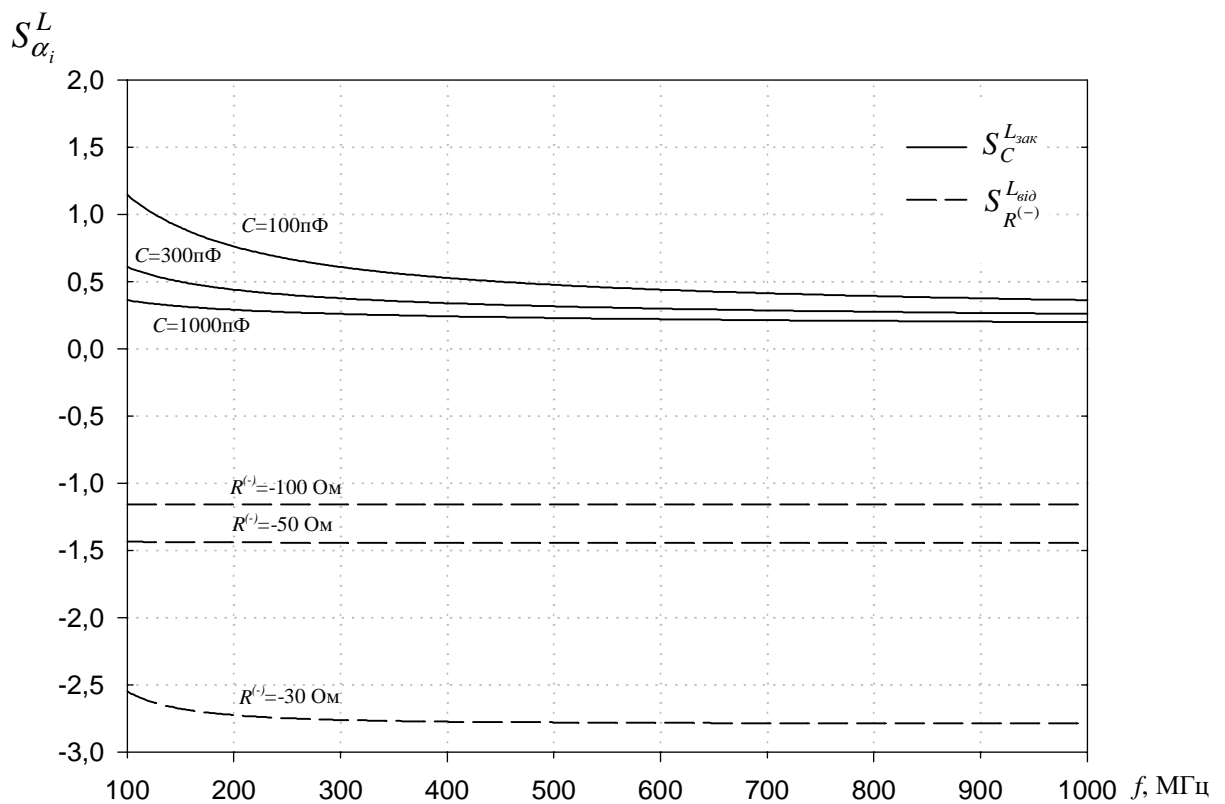


Рис. 4.57. Частотні залежності чутливості затування, що утворюється ключем в режимах “закрито” та “відкрито” до зміни параметрів елементів схеми ключа

$$S_{Y_0}^{L_{\text{сид}}} = \frac{2C^{(-)2} \omega^2 (1 + 2R^{(-)}Y_0)}{\left(4Y_0^2 + C^{(-)2} (\omega + 2R^{(-)}\omega Y_0)^2\right) \ln(K_{\text{сид}})}.$$

На рис. 4.57 приведені частотні залежності чутливостей  $S_{C^{(-)}}^{L_{\text{сид}}}$ ,  $S_{R^{(-)}}^{L_{\text{сид}}}$ ,  $S_{Y_0}^{L_{\text{сид}}}$  для наступного набору параметрів елементів схеми:  $C^{(-)} = -1000$  пФ,  $R^{(-)} = \{-30, -50, -100\}$  Ом. Як показали дослідження, для розглянутого прикладу в заданому діапазоні частот  $S_{Y_0}^{L_{\text{сид}}} \approx S_{R^{(-)}}^{L_{\text{сид}}}$ . З графіків видно, що зі зменшенням за модулем значення від'ємного активного опору  $R^{(-)}$  відбувається збільшення відносної чутливості  $S_{R^{(-)}}^{L_{\text{сид}}}$ . Так при зменшенні  $R^{(-)}$  з  $-100$  Ом до  $-30$  Ом  $S_{R^{(-)}}^{L_{\text{сид}}}$  збільшується з  $-1,16$  до  $-2,78$ . На межі стійкості, тобто за виконання умови  $|R^{(-)}| = \frac{R_H}{2}$ , на частоті  $450$  МГц  $L_{\text{сид}} = -37$  дБ та значення чутливостей дорівнюють:  $S_{R^{(-)}}^{L_{\text{сид}}} = 0,23$ ,  $S_{C^{(-)}}^{L_{\text{сид}}} = 0,36$ ,  $S_{Y_0}^{L_{\text{сид}}} = 0$ . Тобто на межі стійкості значення відносних чутливостей не прямують в нескінченність, як це спостерігалось в попередньому випадку.

Таким чином, як показали проведені дослідження, ключ з паралельним включенням керуючого елемента на базі С-негатрона N-типу (рис. 4.54) є широкосмуговим та дозволяє одержати коефіцієнт затухання в діапазоні частот  $100 - 1000$  МГц в режимі "закрито"  $20 - 40$  дБ, в режимі "відкрито" – підсилення до  $15$  дБ з відносною чутливістю коефіцієнта затухання до зміни параметрів елементів схеми в межах  $2...3$ . Відносна смуга пропускання розглянутого ключа в режимі "відкрито", як це видно з рис. 4.55, становить понад  $160\%$ .

В додатку Ж наведені результати дослідження аналогового ключа з С-негатроном S-типу, де показано, що відсутність в еквівалентній схемі С-негатрона S-типу від'ємного активного опору, наявність якого б дозволила компенсувати втрати сигналу в режимі "відкрито", та принципова неможливість забезпечення достатнього запасу з стійкості та затухання в режимі "закрито", малої чутливості та значного затухання в режимі "закрито" роблять використання С-негатронів S-типу для побудови широкосмугових ключів та



комутаторів в області високих частот безперспективним. В додатку Ж також наведені результати визначення еквівалентної схеми схемотехнічного аналога С-негатрона, реалізованого на підсилювачі з ємнісним позитивним зворотним зв'язком. В додатку З наведені результати визначення часу перемикання аналогових високочастотних ключів на С-негатронах.

Використовуючи розглянутий принцип одержання необхідної нелінійної характеристики елемента шляхом включення паралельно або послідовно до негатрона N-, S-типу лінійного елемента можна використовувати для побудови параметричних стабілізаторів напруги, заряду, струму, потокощеплення на С-, L-негатронах [14].

## **Висновки**

В даному розділі розроблено та досліджено ряд елементів автоматики на базі L-, С-негатронів, досліджені їх характеристики, стійкість та чутливість.

1. Запропоновані схеми індуктивних та ємнісних негасенсорів на схемотехнічних аналогах L-, С-негатронів, які дозволяють збільшити крутизну перетворення в 20 - 40 разів у порівнянні до прототипів. При цьому основні параметри даних негасенсорів є частотонезалежними в широкому діапазоні частот (до  $0,1 f_{zp}$ , де  $f_{zp}$  - гранична частота підсилювача, на якому реалізований схемотехнічний негатрон). Визначені умови стійкості негасенсорів.

2. Досліджені послідовний та паралельний коливальні контури на L-, С-негатронах. Визначені їх умови стійкості та чутливість. Показано, що необхідною умовою стійкості коливального контуру з L-, С-негатронами є від'ємне значення повного активного опору кола на резонансній частоті. Визначені частотні та фазочастотні характеристики контурів. Одержані результати являються теоретичної базою для створення нових високоефективних елементів автоматики на базі коливальних контурів з L-, С-негатронами.

3. Досліджено вплив зворотного зв'язку на параметри динамічних не-

гатронів на біполярному та польовому транзисторах в схемах включення з спільним емітером та спільним витоком. Показано, що розглянуті схеми динамічних негatronів дозволяють одержати від'ємний активний опір в НВЧ діапазоні, при цьому реактивний опір має індуктивний характер. Значення активної та реактивної складових вихідного опору та частотний діапазон визначаються значеннями індуктивності та активного опору зворотного зв'язку. Розглянуті умови стійкості електронних кіл з даними динамічними негatronами. Досліджена чутливість вихідного опору динамічних негatronів до зміни параметрів кола зворотного зв'язку та параметрів транзисторів. Показано, що найбільш чутливий вихідний опір до зміни значення індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3,3}$ . Розглянуті негatronи можна вважати динамічними RLC-негatronами, і використовувати як базові елементи при створенні ряду пристроїв автоматики.

4. В результаті проведених досліджень запропоновано ряд схем аналогових високочастотних ключів на С-негatronах, досліджені їх основні параметри, умови стійкості та чутливість.

Показано, що схема з послідовним включенням у тракт проходження сигналу керуючого елемента на С-негatronі N-типу, що складається з паралельного з'єднання С-негatronа N-типу та лінійної ємності, має квазирезонансну частотну характеристику коефіцієнта затухання, що дозволяє використовувати її в якості резонансного ключа, активного фільтра або вибіркового підсилювача з коефіцієнт підсилення до 30 дБ з електронною перестройкою при роботі в частотному діапазоні 100-1000 МГц.

Показано, що ключ з послідовним ввімкненням керуючого елемента на базі С-негatronа N-типу з компенсуючим додатним активним опором є широкосмуговим та дозволяє отримати коефіцієнт затухання в діапазоні частот 100 – 1000 МГц в режимі “відкрито” близько 0,01 дБ, в режимі “закрито” – 30...40дБ з значенням відносної чутливості коефіцієнта затухання до зміни параметрів елементів схеми в межах 3...7. Відносна смуга пропускання розглянутого ключа становить понад 160%. Якість даного ключа приблизно до-

рівнює 800. Залежність затування в режимі “закрито” від напруги зміщення на С-негатроні дозволяє використовувати дану схему в якості широкосмугового атенюатора з електронним керуванням.

Показано, що ключ з паралельним включенням керуючого елемента на базі С-негатрона N-типу є широкосмуговим та дозволяє одержати коефіцієнт затування в діапазоні частот 100 – 1000 МГц в режимі “закрито” 20 – 40 дБ, в режимі “відкрито” – підсилення до 15 дБ з відносною чутливістю коефіцієнта затування до зміни параметрів елементів схеми в межах 2...3. Відносна смуга пропускання розглянутого ключа в режимі “відкрито” становить понад 160%.

Показано, що відсутність в еквівалентній схемі С-негатрона S-типу від’ємного активного опору, наявність якого б дозволила компенсувати втрати сигналу в режимі “відкрито”, та принципова неможливість забезпечення достатнього запасу стійкості та затування в режимі “закрито”, малої чутливості та значного затування в режимі “закрито” роблять використання С-негатронів S-типу для побудови широкосмугових ключів та комутаторів в області високих частот безперспективним.

Розглянута схемотехнічна реалізація аналога С-негатрона N-типу на підсилювачі з ємнісним додатним зворотним зв’язком за напругою. Показано, що при використанні операційного підсилювача з коефіцієнтом підсилення  $K_0 = 2$  на частотах  $f < 0,1f_{cp}$ , де  $f_{cp}$  - гранична частота підсилювача, еквівалентна схема даного аналога С-негатрона N-типу буде складатися з послідовного з’єднання від’ємного активного опору  $R^{(-)} = -\frac{1}{C\pi f_{cp}}$  та від’ємної ємності  $C^{(-)} = -C$ , де  $C$  - ємність кола зворотного зв’язку. На більш високих частотах в еквівалентну схему схемотехнічного аналога С-негатрона необхідно додати інші додаткові елементи, які б передавали частотну залежність коефіцієнта підсилення підсилювача на цих частотах.

Визначений час перемикання ключів на С-негатронах. Показано, що для розглянутих ключів з паралельним та послідовним включенням керуючих елементів час перемикання становить 0,4...0,6 мс. Тобто розроблені ключі мають відносно низьку швидкодію, що можна вважати їх недоліком.

## ОСНОВНІ ВИСНОВКИ ТА РЕЗУЛЬТАТИ РОБОТИ

У дисертації наведене теоретичне узагальнення та нове вирішення наукової задачі покращення технічних характеристик елементів автоматики, що виявляється в використанні L-, C-негатронів. В роботі вперше досліджені енергетичні властивості, стійкість та чутливість навантажених L-, C-негатронів. Показано, що L-, C-негатрони є багатофункціональними електронними приладами, використання яких дозволяє підвищити ефективність елементів і пристроїв автоматики. Розроблено та досліджено ряд елементів автоматики на базі L-, C-негатронів, що мають кращі технічні характеристики, у порівнянні до прототипів, визначені їх основні параметри, умови стійкості та чутливість. Достовірність одержаних результатів підтверджується коректним застосуванням математичного апарату, чисельними та натурними експериментами.

1. Визначені енергетичні властивості C-негатронів. Знайдено взаємозв'язок між видом кулон-вольтної характеристики та еквівалентною схемою C-негатрона. Показано, що C-негатрон S-типу є елементом, що керується зарядом, є пасивним елементом, так як енергія, що споживається цим негатроном, є завжди додатною, і його еквівалентну схему для ділянки кулон-вольтної характеристики, де диференційна ємність C-негатрона є від'ємною, можна представити в вигляді послідовного з'єднання від'ємної ємності  $C^{(-)}$  та додатного активного опору  $R$ . C-негатрон N-типу є елементом, що керується напругою, і, в залежності від форми кулон-вольтної характеристики, може бути пасивним або активним елементом, тобто містити внутрішнє джерело живлення. Еквівалентну схему даного C-негатрона для падаючої ділянки кулон-вольтної характеристики можна представити в вигляді послідовного з'єднання від'ємної ємності  $C^{(-)}$  та від'ємного активного опору  $R^{(-)}$ .

2. Досліджена стійкість навантаженого C-негатрона N-типу та визначенні можливі режими роботи. Показано, що навантажений C-негатрон N-типу є стійким, за виконання умови:  $C_n < |C^{(-)}|$ ,  $R_n > |R^{(-)}|$ . Вибираючи від-

повідним чином ємність і активний опір навантаження та напругу зміщення С-негатрона N-типу, яка визначає величини  $C^{(-)}$  і  $R^{(-)}$ , можна одержати такі режими роботи схеми:

- генерація релаксаційних коливань;
- робота в якості нелінійного елемента (детектування, змішування, обмеження) з підсиленням;
- перемикання;
- підсилення.

3. Досліджена стійкість навантажених С-негатронів S-типу та визначені можливі режими роботи. Показано, що навантажений С-негатрон S-типу буде стійким за виконання умови  $C_n < |C^{(-)}|$ . Вибираючи відповідним чином ємність і активний опір навантаження та заряд зміщення, який визначає величини  $C^{(-)}$  і  $R$ , можна одержати один з таких режимів роботи електронної схеми:

- перемикання ;
- робота в якості нелінійного елемента (детектування, перетворення, змішування, обмеження).

4. Досліджена чутливість електронних кіл з С-негатронами. Показано, що ввімкнення в коло від'ємної ємності призводить до збільшення чутливості сумарної ємності кола. Ввімкнення від'ємної ємності  $C^{(-)}$  паралельно до додатної ємності кола  $C$  призводить до зміни відносної чутливості сумарної ємності кола  $S_C^{C_\Sigma}$  в  $\frac{C}{C + C^{(-)}}$  разів. Абсолютна чутливість  $S(C_\Sigma, C)$  при цьому не змінюється. Включення від'ємної ємності  $C^{(-)}$  послідовно з додатною ємністю кола  $C$  призводить до зміни відносної чутливості  $S_C^{C_\Sigma}$  в  $\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}$  разів, а абсолютної чутливості  $S(C_\Sigma, C)$  - в  $\left(\frac{C^{(-)}}{C + C^{(-)}}\right)^2$  разів. Властивість збільшення чутливості сумарної ємності кола можна використовувати для побудови високочутливих ємнісних сенсорів на базі С-негатронів.

5. Визначені енергетичні властивості L-негатронів. Знайдемо взаємозв'язок між видом вебер-амперної характеристики та еквівалентною схемою L-негатрона. Показано, що L-негатрон S-типу є елементом, який керується потокощепленням, є пасивним елементом, так як енергія, що споживається цим негатроном, завжди додатна, і його еквівалентну схему для падаючої ділянки вебер-амперної характеристики можна представити в вигляді паралельного з'єднання від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та додатного активного опору  $R$ . L-негатрон N-типу є елементом, який керується напругою, і, в залежності від виду вебер-амперної характеристики, може бути пасивним або активним елементом, тобто містити внутрішнє джерело енергії. Еквівалентну схему даного L-негатрона для ділянки від'ємної диференційної індуктивності можна представити в вигляді паралельного з'єднання від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  та від'ємного активного опору  $R^{(-)}$ .

6. Досліджена стійкість навантаженого L-негатрона N-типу та визначені можливі режими роботи. Показано, що умовою стійкості навантаженого L-негатрона N-типу є:  $L_{\text{н}} < |L^{(-)}|$ ,  $R_{\text{н}} < |R^{(-)}|$ . Вибираючи відповідним чином індуктивність і активний опір навантаження та струм зміщення L-негатрона N-типу, який визначає величини  $L^{(-)}$  і  $R^{(-)}$ , можна одержати один з таких режимів роботи:

- генерація релаксаційних коливань;
- робота в якості нелінійного елемента (детектування, змішування, обмеження) з підсиленням;
- перемикання;
- підсилення.

7. Досліджена стійкість навантаженого L-негатрона S-типу та визначені можливі режими роботи. Показано, що навантажений L-негатрон S-типу буде стійким за умови  $L_{\text{н}} < |L^{(-)}|$ . Вибираючи відповідним чином індуктивність та активний опір навантаження, а також потокощеплення зміщення, яке визначає величини  $L^{(-)}$  і  $R$ , можна одержати такі режими роботи:

- перемикання ;

- робота в якості нелінійного елемента (детектування, перетворення, змішування, обмеження).

8. Досліджена чутливість електронних кіл з L-негатронами. Показано, що ввімкнення в коло від'ємної індуктивності призводить до збільшення чутливості сумарної індуктивності кола. Ввімкнення від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  паралельно до додатної індуктивності кола  $L$  призводить до зміни відносної чутливості сумарної індуктивності кола  $S_L^{L\Sigma}$  в  $\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}$  разів, а абсолютної чутливості  $S(L_\Sigma, L)$  - в  $\left(\frac{L^{(-)}}{L + L^{(-)}}\right)^2$  разів. Включення від'ємної індуктивності  $L^{(-)}$  послідовно з додатною індуктивністю кола  $L$  призводить до зміни відносної чутливості сумарної індуктивності кола  $S_L^{L\Sigma}$  в  $\frac{L}{L + L^{(-)}}$  разів. Абсолютна чутливість  $S(L_\Sigma, L)$  при цьому не змінюється. Властивість збільшення чутливості сумарної індуктивності кола можна використовувати для побудови високочутливих індуктивних сенсорів на базі L-негатронів.

9. Розроблені та досліджені схеми індуктивних та ємнісних негасенсорів на схемотехнічних аналогах L-, C-негатронів, які дозволяють збільшити крутизну перетворення в 20 - 40 разів у порівнянні до прототипів. При цьому основні параметри таких негасенсорів є частотонезалежними в широкому діапазоні частот. Визначені умови стійкості даних негасенсорів.

10. Досліджені послідовний та паралельний коливальні контури на L-, C-негатронах. Визначені їх умови стійкості та чутливість. Показано, що необхідною умовою стійкості коливального контуру з L-, C-негатронами є від'ємне значення повного активного опору кола на резонансній частоті. Визначені частотні та фазочастотні характеристики контурів. Одержані результати являються теоретичною базою для створення ряду елементів автоматики на базі коливальних контурів з L-, C-негатронами.

11. Досліджено вплив зворотного зв'язку на параметри динамічних негатронів на біполярному та польовому транзисторах в схемах включення з спільним емітером та спільним витоком. Показано, що розглянуті схеми ди-

намічних негatronів дозволяють отримати від'ємний активний опір в НВЧ діапазоні, при цьому реактивний опір має індуктивний характер. Значення активної та реактивної складових вихідного опору та частотний діапазон визначаються значеннями індуктивності та активного опору зворотного зв'язку. Розглянуті умови стійкості електронних кіл з даними динамічними негatronами. Досліджена чутливість вихідного опору динамічних негatronів до зміни параметрів кола зворотного зв'язку та параметрів транзисторів. Показано, що найбільш чутливий вихідний опір до зміни значення індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3.3}$ . Розглянуті негatronи можна вважати динамічними RLC-негatronами, і використовувати як базові елементи при створенні ряду пристроїв автоматики.

12. Розроблені та досліджені схеми аналогових високочастотних ключів на С-негatronах, що характеризуються малими втратами сигналу в режимі "відкрито" або підсиленням, малими габаритами та вагою, електричним керуванням та надмалими керуючими потужностями, можливістю виготовлення в напівпровідниковій інтегральній схемі. Досліджені їх основні параметри, умови стійкості та чутливість, визначений час перемикання. Показано, що такі ключі є широкосмуговими, дозволяють отримати коефіцієнт затухання в режимі "закрито" 30 – 40 дБ в діапазоні частот 100 – 1000 МГц, в режимі "відкрито" – 0,01 дБ або підсилення до 15 дБ. Час перемикання складає 0,4...0,6 мс, тобто дані ключі мають низьку швидкодію, що можна вважати їх недоліком.



## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Филинюк Н.А. Перспективы развития динамической негатроники // Приборы с отрицательным сопротивлением: Тез. докл. всесоюзн. н-т. семинара. - М.: ВДНХ, 1985. - С. 6-7.
2. Бенинг Ф. Отрицательное сопротивление в электронных схемах. - М.: Сов. радио, 1975. - 286с.
3. Никольский А.И. Исследование активных отрицательных сопротивлений, сопротивлений отрицательной емкости и индуктивности, и разработка на их основе управляемых информационных устройств: Дис... канд. техн. наук: 05.13.08. - Защищено 04.07.96; ВГТУ. - Винница, 1996. - 182с.
4. Філінюк М.А., Лазарев О.О. Аналіз впливу зворотного зв'язку на параметри багатокаскадних інформаційних пристроїв / Вінниц. держ. техн. ун-т. - Вінниця, 1998. - 14 с. - Бібліогр.: 7 назв. - Укр. - Деп. в ГНТБ України 28.09.98, № 415-Ук98.
5. Філінюк М.А., Лазарев О.О. Аналіз впливу зворотного зв'язку на параметри динамічного негатрона // Труды Міжнародн. конф. "Контроль і управління в складних системах" (КУСС-99). - Том 2. - Вінниця: "УНІВЕРСУМ-Вінниця", 1999. - С. 221-227.
6. Філінюк М.А., Лазарев О.О. Аналіз впливу зворотного зв'язку на параметри динамічного негатрона на польовому транзисторі // Вісник ВПІ. - 2000. - №6 - С. 94-97.
7. Філінюк М.А., Лазарев О.О. Дослідження енергетичних властивостей нелінійної індуктивності // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. - 1999. - №2. - С. 44-46.
8. Філінюк М.А., Лазарев О.О. Дослідження енергетичних властивостей нелінійної ємності // Вісник ВПІ. - 2000. - №4. - С. 94-97.
9. Філінюк М.А., Нікольський О.І., Лазарев О.О., Ліщенко С.А. Аналіз чутливості сенсорів на базі LC-негатронів. // Збірник праць міжнародн. конф. "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах". - Хме-

льницький. - 2001. - С.239-242.

10. Филинюк Н.А., Лазарев А.А., Гаврилов Д.В. Негасенсоры на базе схемотехнических аналогов негатронов // Труды Междунар. кофн. "Микроэлектронные преобразователи и приборы на их основе" (МЭПП-2001). - Баку-Сумгаит (Азербайджан). - 2001. – С. 174-175.

11. Філінюк М.А., Лазарев О.О. Вимірювальні перетворювачі на базі LC-негатронів // Збірник праць міжнародн. конф. "Контроль і управління в складних системах" КУСС-2001. - Вінниця, 2001. - С. 92.

12. Філінюк М.А., Лазарев О.О. Розробка та дослідження аналогових ключів з послідовним включенням керуючого елемента на С-негатроні N-типу // Вісник ВПІ. – 2002. - №6. - С. 92-97.

13. Філінюк М.А., Лазарев О.О., Кравцов Ю.І. Дослідження аналогового ключа з паралельним включенням керуючого елемента на С-негатроні N-типу // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2002. – №1. – С. 60-64.

14. Пат. 49976 Україна, МКИ<sub>7</sub> H02M3/10. Параметричний стабілізатор напруги / Філінюк М.А., Ліщинська Л.Б., Лазарев О.О. (Україна); Вінницький державний технічний університет. - №2000052653; Заявл. 11.05.2000; Опубл. 15.10.2002. Бюл. №10.

15. Анализ влияния обратной связи на параметры информационных устройств / Лазарев А.А.; Винниц. гос. техн. ун-т. - Винница, 1998. - 7с. - Библиогр.: 8 назв. - Руч. - Деп. в ГНТБ Украины 28.09.98, №416-Ук98.

16. Лазарев О.О. Досягнення напівпровідникової негатроніки та перспективи їх використання в системах супутникових телекомунікацій // Збірник тез міжнародн. кофн. "Людина і космос". - Дніпропетровськ 18-20 квітня 2001р., - С. 337.

17. Лазарев А.А. Новые методы измерения инвариантного коэффициента устойчивости потенциально-неустойчивых четырехполюсников // Сборник научных трудов международн. форума "Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке". - Харьков 24-26 апреля 2001р., - С. 87-88.

18. Лазарев О.О. Дослідження інформаційних пристроїв на базі динамічних негатронів з оптоелектронним керуванням // Збірник тез доповідей міжнародн. конф. "Optoelectronic Information-Energy Technologies", м. Вінниця, 24-26 квітня 2001р., -С. 151.

19. Филинюк Н.А. Краткий исторический обзор развития научного направления "Негатроника" // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. - 1999. - №3. - С. 38 - 43.

20. Гаряинов С.А., Абезгауз И.Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. - М.: Энергия, 1970. - 319 с.

21. Гаряинов С.А. Перспективы использования полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением с интегральных схемах // Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И.Ф. Николаевского. - М.: Радио и связь. - 1986. -№26. - С. 4 -15.

22. Duddel W. // Electrician. - 1900. № 46. - P. 219 -310.

23. Капцов Н.А. Электрические явления в газах и вакууме. - М.: Гос. издательство технико-теоретической литературы, 1950. – 351с.

24. Заруди М.Е. Частотные методы определения динамических параметров дуги постоянного тока. - М.: Изд. АН СССР. Сер. техн. наук. - 1966. - Вып. 3, №10. – 98с.

25. Справочник по основам электронной техники / Б.С. Гершунский, А.В. Романовская, Н.М. Ващенко, В.В. Власенко.-К.:Вища школа, 1975.-352с.

26. Виноградов Ю.В. Основы электронной и полупроводниковой техники. - М.: Энергия, 1972. - 535 с.

27. Лебедев И.В. Техника и приборы сверхвысоких частот. Том 2. Электрoвакуумные приборы СВЧ / Под ред. Н.Д. Девяткова. - М.: Высшая школа, 1972. - 376 с.

28. Multistage Depressed Collector Klystrons / Communications&Power Industries Canada Inc. (CPI Canada) // Microwave Journal. - 2000. - Vol. 43, №10. - P. 190 - 192.

29. Лосев О.В. Детектор-генератор и детектор-усилитель // Телефония и

телеграфия без проводов. - 1922. - №3. - С. 31-37.

30. Shockle W. Negative resistance arising from transit time in semiconducting diodes // Bell System Tech. J. - 1954. - Vol. 33. P. 799 - 826.

31. Gunn J.B. Microwave oscillations of current in III-V semiconductors // Solid state commun. - 1963. - №1. - P. 88 - 91.

32. Новые методы полупроводниковой СВЧ-электроники. Эффект Ганна и его применение. Сб. статей. Пер. с англ. Ю.И. Рогозина и др. / Под ред. В.И. Стафеева. - М.: Мир, 1968. - 376 с.

33. Esaki L. New phenomenon in narrow germanium p-n junctions // Physical Review. - 1958. - Vol. 109, №2. - P. 603 -604.

34. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. - М.: Сов. радио, 1980. - 296 с.

35. Sollner T.C.L.G., Goodhue W.D., Tannenwald P.E., Parker C.D., Peck D.D. // Appl. Phys. Lett. - 1983. - Vol. 43. - P. 588 - 594.

36. Brown E.R., Sollner T.C.L.G., Parker C.D., Chen C.L. // Appl. Phys. Lett. - 1989. - Vol. 55. - P. 1777 - 1783.

37. Brown E.R., Sodersfrom J.R., Parker C.D., Mahoney L.J., Molvar K.M., McGill T.C. // Appl. Phys. Lett. - 1991. - Vol. 58. - P. 2291 - 2295.

38. Елесин В.Ф., Мельников Д.В., Подливаев А.И. Область генерации и усиления в резонансно-туннельных диодах // ФТП. - 1996. - Т. 30, №4. - С. 620 - 624.

39. Read W.T. A proposed high frequency negative resistance diode // Bell System Tech. J. - 1958. - №37. - P. 401.

40. Тагер А.С., Мельников А.И., Цебков А.М., Кобельников Г.П. Явление генерации радиоволн полупроводниковым диодом. - Диплом на открытие №24. Приоритет от 27.10.1959. Зарегистр. 17.03.1964.

41. Тагер А.С., Вальд-Перлов В.М. Лавинно-пролетные диоды и их применение в технике СВЧ. - М.: Сов. радио, 1968.

42. Johnston R.L., De Loach B.C., Cohen B.G. A silicon diode microwave oscillator // Bell System Tech. J. - 1965. - №4. - P. 569 - 572.

43. Prager H.J., Chang K.K., Weisbrods N. Microwave oscillator // Proc. IEEE. - 1967. - №55. - P. 586.
44. Coleman D.I., Sze S.M. A low-noise metal-semiconductor-metal microwave oscillator // Bell System Tech. J. - 1971. - Vol. 50, №3. - P. 1695-1699.
45. Rass R.W., Skalnik J.G. An analysis and experimental investigation of the binistor // IRE Trans. - 1962. - №2. - P. 153 - 161.
46. Гаряинов С.А., Берг М.А. Экспериментальное исследование режима переключения в двухэлектродных полупроводниковых приборах с отрицательным сопротивлением, имеющим структуру n-p-n-p типа // Радиотехника. - 1962. - Т. 17, №1. – С. 56-61.
47. Гаряинов С.А., Гаряинов А.С., Плешко Б.К. Обобщенная модель p-n-p-n-структуры // Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника. - 1987. - Вып. 4. - С. 57 -67.
48. Kyroyanagi N. Watanabe M. High speed pulse current using punch-trough avalanche transistors // Rev. of the Electrical Commun. Lab. - 1966. - Vol.14, №1-2, P. 97.
49. Yu. G.J., Tsai C., Yu S.Y. A breakdown-initiated negative resistance device with MOST-transistor structure // Journal of Applied Physics. - 1979. - Vol.50. - P. 6421-6422.
50. Дьяконов В.П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах. - М.: Сов. радио, 1973. - 208с.
51. Dill H. Inductive semiconductor element and their application in bandpass amplifiers // IRE Trans. on military electronics.-1961.-Vol. MIL-5, №3.-P. 239-250.
52. Бессонов Л.А. Нелинейные электрические цепи. Изд. 3-е, перераб. и доп. Учебное пособие для вузов. - М.: Высш. школа, 1977. - 343с.
53. Коломиец Б.Т., Лебедев Э.А., Таксами И.А. Основные параметры переключателей на основе аморфных стеклообразных полупроводников // ФТП. - 1969. Т.3, №5. - С. 731-735.
54. Касимов Ф.Д., Агаев Ф.Г., Филинюк Н.А. Физико-технические особенности проектирования кремниевых микроэлектронных преобразователей

на основе негатронов / Под ред. Ф.Д. Касимова. - Баку, 1999. - 234 с.

55. Jamaguchi J. On the inductive reactance and negative resistance in the transistors // Journal Physical Society of Japan. - 1956. - Vol.11, №6. - P. 717-718.

56. Филинюк Н.А., Анализ механизма появления отрицательного активного динамического сопротивления в транзисторах // Методы анализа и синтеза нелинейных цепей. - К.: Наук. думка, 1982. - С. 143-151.

57. Филинюк Н.А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах. - М.: Радио и связь, 1987. - 112с.

58. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. - Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999. - 275с.

59. Yong-Ho Cho, Song-Cheol Hong, Young-Se Kwon. A novel inductor and its application to inductance-controlled oscillator // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. - 1997. - Vol. 45, №8. - P. 1208-1213.

60. Joseps H.C., George R.I., Billette R. Solid state inductors // Solid-State Electronics. - 1965. - Vol.8. - P. 775-788.

61. Archer J.A., Gibbons J.F., Purnaiya G.M. Use of transistor-simulated inductance as an interstage element in broadband amplifiers // IEEE Journal of Solid-state circuits. - 1968. - Vol.3, №1. - P. 12-21.

62. Adams D.K., Ho R.Y.C. Filtering, frequency multiplexing and other microwave application with inverted-common-collector transistor circuits // Internat. Microwave Simp. - Dallas, May 1969. - P. 14-20.

63. Adams D.K., Ho R.Y.C. Active filter for UHF and microwave frequencies // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. - 1969. - Vol. MTT-17, №9. - P. 662-670.

64. Yao-Huang Kao, Chun-Chien Chien. Frequency control in a low voltage, wide tuning VCO design at 2.4 GHz // Microwave Journal. - 2001. - Vol.44, №7. - P. 128-140.

65. Філінюк М.А. Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно-нестійких узагальнених перетворювачів імітанса. - Вінниця: ВДТУ, 1998. - 85 с.

66. Молчанов П.А. Основы нелинейной теории транзисторных негатронов. - Винница: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. - 208 с.
67. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением.- Винница:Континент, 1998.-130с.
68. Кічак В.М. Радіоімпульсні логічні НВЧ елементи. - Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999. - 239с.
69. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. - Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000. - 303с.
70. Муляр П.С., Молчанов П.А., Подобна Ю.Ю. Активні вимірювальні перетворювачі // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2001. - №1. – С. 85-87.
71. Itoh T., Chang C. Microwave active filters based on coupled negative resistance method // IEEE Trans. Microwave Theory. – 1990. – Vol. 38. – P. 1879-1884.
72. Giannini F., Limiti E., Orengo G., Sanzi P. A monolithic active notch tunable filter based on the gyrator principle // Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International. – 1997. – Vol. 2. – P. 809-812.
73. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. - М.: Сов. радио, 1980. - 368с.
74. Болтаев А.П., Бурбаев Т.М., Калюжная Г.А., Курбатов В.А., Пенин Н.А. Отрицательная емкость в гетероструктурах Ni-TiO<sub>2</sub>-p-Si // Микроэлектроника. - 1995. - Т.24, №4. - С. 291-294.
75. Ershov M., Liu H.C., Li L., Buchanan M., Wasilevski Z.R., Jonscher A.K. Negative capacitance effect in semiconductor devices // IEEE Trans. On Electron Devices. – 1998. – Vol. 45, №10. – P. 2196-2203.
76. Климентов П.П., Вавилина Г.И. Свойства отрицательной емкости, реализованной на туннельном диоде. - Сб. трудов Владимирского политехнического института. - 1970. - Вып.10. - С. 63-66.
77. Noguchi T., Kitagawa M., Taniguchi I. Negative capacitance of silicon

diode with deep level traps // Japanese Journal of Applied Physics. - 1980. - Vol.19, №7. - P. 1423-1424.

78. Болтаев А.П., Бурбаев Т.М., Курбатов В.А., Рзаев М.М., Пенин Н.А., Сибельдин Н.Н. Эффекты накопления заряда и отрицательная емкость в гетероструктурах на основе кремния // Известия академии наук. Серия физическая. - 1999. - №2. - С. 312-318.

79. Werner J., Levi A., Tung R.T., Anzlowar M., Pinto M. Origin of excess capacitance at intimate Schottky contacts // Phys. Rev. Lett. - 1988. - Vol.60, №1. - P. 53-56.

80. Wu X., Yang E.S., Evans H.L. Negative capacitance at metal-semiconductor interfaces // J. Appl. Phys. - 1990. - Vol. 68, №6. - P. 2845-2848.

81. Steiner K., Uchitami N., Toyida N. Inductive reactances and excess capacitances at  $Wn_x$ -n-GaAs Schottky gate contacts // J. Vac. Sci. Technol. B. - 1990. - Vol.8, №5. - P. 1113-1115.

82. Zoidi S.H., Jonsher A.K. // Semicond. Sci. Technol. - 1987. - №2. - P. 597-591.

83. Beale M., MacKay P. // Phil. Mag. B. - 1992. - Vol.65. - P. 47-53.

84. Пенин Н.А. Отрицательная емкость в полупроводниковых структурах // ФТП. - 1996. - Т.30, №4. - С. 626-634.

85. Гасанов Л.С., Дешевой А.С., Петровский В.И. Исследование вольт-емкостных характеристик аморфных структур на основе стеклообразных полупроводников // Электронная техника. - 1971. - Т.29, №3. - С. 31-34.

86. Абдулаев А.Г., Ветхов В.А., Касимов Ф.Д. и др. Отрицательная емкость в локально выращенных пленках поликристаллического кремния // Электронная техника, Сер. 3. Микроэлектроника. - 1985. - Т.116, Вып. 4. - С.21-25.

87. Стедлэр Х. Использование транзистора для получения аналога стабилитрона с нулевым динамическим сопротивлением // Электроника. - 1969. - №7. С. 30-31.

88. Арефьев А.А., Басканов Е.Н., Степанова Л.Н. Радиотехнические



устройства на транзисторных эквивалентах р-п-р-п-структуры. - М.: Радио и связь, 1982. - 104 с.

89. Негоденко О.Н., Липко С.И., Мирошниченко С.П. Каскодные аналоги негатронов // Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И.Ф. Николаевского. - М.: Радио и связь, 1986. - Вып. 26. - С. 29 - 33.

90. Негатроника / Серьезнов А.Н., Степанова Л.Н., Гаряинов С.А., Негоденко О.Н., Филинюк Н.А., Касимов Ф.Д. -Новосибирск: Наука, 1995. - 315с.

91. Morimoto J. Two-terminal circuits with variable negative resistance characteristics // Phys. Department Kyotofu. - 1981. - Vol. 64, №2. - P. 161-162.

92. Серьезнов А.Н., Степанова Л.Н. Электронные устройства на элементах с отрицательным сопротивлением. - М.: Радио и связь, 1992.-202 с.

93. Микроэлектронные преобразователи на основе негатронных элементов и устройств / Касимов Ф.Д., Гусейнов Я.Ю., Негоденко О.Н., Румянцев К.Е. – Баку-Элм, 2001. – 236с.

94. Chua L., Ju J. Negative resistance devices // Circuit Theory and Application. - 1983. - №11. P. 161-186.

95. Пат. 2.089.158 А (Великобритания). МКИ H03H 11/55; H03B 3/343. Negative resistance. - / K. Jonson.

96. А.с. №1647384 (СССР). МКИ G01N 29/04. Согласующее устройство для ультразвукового пьезопреобразователя. - / А.Н. Серьезнов, Л.Н. Степанова, В.П. Путилин, О.Н. Негоденко. - Оpubл. 1991. - Бюл. №17.

97. А.с. №1826125 (СССР). МКИ H03H 11/44. Устройство с вольт-амперной характеристикой S-типа. - / Л.Н. Степанова. - Оpubл. 1993. - Бюл. №25.

98. Арефьев А.А., Серьезнов А.Н., Степанова Л.Н. Эквиваленты приборов с отрицательным дифференциальным сопротивлением. - М.: Знание. Сер. Радиоэлектроника и связь, 1987. - №2. - 64с.

99. Пат. 3.384.844 . МКИ H03H 11/46. Negative impedance device. - / A. Larned, L. Meacham.

100. Степанова Л.Н. Принципы построения управляемых устройств с отрицательным и нулевым сопротивлением на основе р-п-р-п-структур // Электронная техника. Сер.3. Микроэлектроника. - 1990. - Вып.3. - С. 60-65.
101. Ju J., Zhang C., Kang Zh. Controlled negative resistance devices // Intern. Simp. on Circuits and Systems Proceed. - Montreal, Canada. - 1984. - Vol.1. - P. 339-342.
102. А.с. №744914 (СССР). МКИ H03B 3/18. Устройство с выходной вольт-амперной характеристикой S-типа. - / Е.Н. Баскаков, В.В. Смирнов, Л.Н. Степанова. - Оpubл. 1980. - Бюл. 24.
103. Полупроводниковые аналоги реактивностей / А.Н. Серьезнов, Л.Н. Степанова, О.Н. Негоденко, В.П. Путилин. - М.: Знание. Сер. Радиоэлектроника и связь. - 1990. - №7. - 64с.
104. Серьезнов А.Н., Степанова Л.Н., Васильченко Л.М. Управляемые аналоги индуктивности на структурах р-п-р-п-типа // Полупроводниковая электроника в технике связи. / Под ред. И.Ф. Николаевского. - М.: Радио и связь. - 1990. - Вып. 28. - С. 20-28.
105. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. - М.: Физматгиз, 1959. - 915 с.
106. А.с. №1185576 (СССР). МКИ H03F 3/18. Конверторы отрицательного сопротивления. - / О.Н. Негоденко, С.И. Липко, С.И. Мирошниченко. - Оpubл. 1985. - Бюл. №38.
107. Негоденко О.Н., Липко С.И., Прокопенко В.Г., Мирошниченко С.П. Транзисторные эквиваленты катушек индуктивности на основе конверторов импеданса // Известия вузов. Радиоэлектроника. - 1990. - №5. -С. 86-93.
108. Некрасов М.М., Апостолов А.И. Статические многоустойчивые элементы на р-п-р-п-структурах. - К.: Наук. думка, 1970. - 270с.
109. Лазарев О.О. Аналіз впливу зворотного зв'язку на параметри інформаційних пристроїв: Дис... магістра: 8.0910; ВДТУ. - Вінниця, 1998. - 153с.
110. Филановский И.М., Персианов А.Ю., Рыбин В.К. Схемы с преоб-

разователями сопротивления. - Л.: Энергия, 1973. - 192 с.

111. Ляпунов А.М. Собрание сочинений. - М.: Изд. АН СССР, 1956.- Т.3. - 421с.

112. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов по спец. "Автоматика и телемеханика". В 2-х ч. Ч.1. Теория линейных систем автоматического управления / Н.А. Бабаков, А.А. Воронов, А.А. Воронова и др. / Под ред. А.А. Воронова. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Высш. школа, 1986. - 367с.

113. Поляк Б.Т., Цыпкин Я.З. Робастная устойчивость линейных систем. - В кн.: Итоги науки и техники. Сер. Техническая кибернетика. Т.32. Информационные системы управления. - М.: ВИНТИ, 1991. - С. 3- 31.

114. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. - М.: Изд-во иностр. лит., 1948. - 641 с.

115. Воронов А.А., Титов В.К., Новогранов Б.Н. Основы теории автоматического регулирования и управления. Учеб. пособие для вузов. - М.: Высш. школа, 1977. - 519 с.

116. Ла Ссаль Ж., Лефшец С. Исследование устойчивости прямым методом Ляпунова. - М.: Мир, 1964. - 348с.

117. Айзерман М.А., Гантмахер Ф.Р. Абсолютная устойчивость нелинейных регулируемых систем. - М.: Изд-во АН СССР, 1963, - 720 с.

118. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. - М.: Связь, 1972. - 328 с.

119. Юхимчук С.В. Математические модели оценки устойчивости нелинейных нестационарных систем.- Винница: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1997.- 141с.

120. Мокін Б.І., Юхимчук С.В. Математичні моделі робастної стійкості та чутливості нелінійних систем. Монографія - Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999. - 122 с.

121. Теория автоматического управления / Под ред. А.В. Нетушила. Учебник для вузов. Изд. 2-е, доп. и перераб. - М.: Высш. школа, 1976. - 400 с.

122. Куликовский А.А. Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами новых типов. - М.: Госэнергоиздат, 1962. - 192 с.
123. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. - М.: Наука, 1967. – 479с.
124. Зубов В.И. Математические методы исследования систем автоматического регулирования. Изд. 2-е, перераб. и доп. - Л.: Машиностроение, 1974. – 335с.
125. Чернецкий В.И., Дидук Г.А., Потапенко А.А. Математические методы и алгоритмы исследования автоматических систем / Под. ред. Чернецкого В.И. - Л.: Энергия, 1970. – 374с.
126. Михайлов А.В. О новом методе исследования замкнутых регулируемых цепей // Автоматика и телемеханика. - 1938. - № 4 - 5. – С. 36-50.
127. Математические основы теории автоматического регулирования / Под ред. Чемоданова Б.К. - М.: Высш. школа, 1971. – 517с.
128. Сифоров В.И. Об устойчивости резонансных усилителей // ВЭТ. - 1931. - №10. – С. 64 – 76.
129. Чистяков Н.И. Резонансные усилители и предвзятительные селекторы. - М.: Связьиздат, 1939. – 268с.
130. Богачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности. - М.: Энергия, 1978. - 344 с.
131. Бендриков Г.А., Теодорчик К.Ф. Траектории корней линейных автоматических систем. - М.: Наука, 1964. – 174с.
132. Теория автоматического регулирования. - Кн. 1. Математическое описание, анализ устойчивости и качества систем автоматического регулирования / Под ред. В.В. Солодовника. - М.: Машиностроение, 1972. - 767 с.
133. Удерман Э.Г. Метод корневого годографа в теории автоматических систем. - М.: Наука, 1972. – 448с.
134. Неймарк Ю.И. Об определении значений параметров, при которых система автоматического регулирования устойчива // Автоматика и телемеханика. - 1948. - №4. – С. 23–37.
135. Неймарк Ю.И. Устойчивость линеаризованных систем. - М.: Изд.

ЛКВВИА им. Можайского, 1949. - 238с.

136. Дидук Г.А. Машинные методы исследования автоматических систем. - Л.: 1983. – 343с.

137. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПВЭМ: В 4 вып. / Под ред. Г.М. Веденева. - М.: Радио и связь, 1992. – 128с.

138. Цыпкин Я.З. Устойчивость систем с обратной связью // Радиотехника. - 1946. - Т.1, №5. – С. 48-53.

139. Попов Е.П. Динамика систем автоматического регулирования. - М.: ГИТТЛ, 1954. – 247с.

140. Сифоров В.И. Радиоприемные устройства. - М.: Воениздат, 1954.- 804с.

141. Stern A. Stability and power gain of tuned transistor amplifiers // Proc. IRE. - 1957. - Vol. 45, № 3. - P. 335 - 343.

142. Симонов Ю.А. Анализ устойчивости резонансных усилителей на полупроводниковых триодах // Радиотехника и электроника. - 1960. - Т. 5. - С. 430 - 438.

143. Шапиро Д.Н. Основы теории и расчета усилителей высокой частоты на транзисторах. - М.: Связьиздат, 1962. - 280 с.

144. Vencatesvaran S. An invariant stability factor and its physical significance // Proc IEE, pt C. - 1962. - Vol. 109, № 15. - P. 98 -102.

145. Rollett J.M. Stability and power gain invariants of linear two-ports // IRE Trans. - 1962. - Vol. CT-9, № 1. - P. 29 - 32.

146. Linvill J.G., Schimpf L.G. The design of tetrode transistor amplifiers // Bell System Technical J. - 1956. - Vol. 35, № 4. - P. 813 - 840.

147. Шварц Н.З. К определению инвариантного коэффициента устойчивости СВЧ транзисторов. - В сб. Полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Я.А. Федотова. - М.: Сов. радио, 1972. - Вып. 26. - С. 245 - 248.

148. Medina M.A. A method of evaluating the stability factor of two-port net-

network // Proc. IEEE . - 1966. - № 12. - P. 1959.

149. Смит Ф. Круговые диаграммы в радиоэлектронике. - М.: Связь, 1976 - 142 с.

150. Столярский Э. Измерение параметров транзисторов. - М.: Сов. радио, 1976. - 288 с.

151. Справочник по электроизмерительным приборам / К.К. Илюнин, Д.И. Леонтьев, Л.И. Набебина и др. / Под ред. К.К. Илюнина. - Л.: Энергаториздат, 1983. - 783 с.

152. Филинюк Н.А. Определение параметров физической эквивалентной схемы активной области кристалла полевого транзистора // Изв. Вузов. Сер. Радиоэлектроника. - 1983. - №7. - С. 90-92.

153. Філінюк М.А., Возняк О.М. Методи визначення параметрів потенційно нестійких чотирьополосників // Вісник ВПІ. - 1995. - №1. - С. 48 -52.

154. Филинюк Н.А. Метод определения инвариантного коэффициента устойчивости СВЧ-четырёхполосников / В сб. Микроэлектроника и полупроводниковые приборы / Под ред. А.А. Васенкова, Я.А. Федотова. - М.: Радио и связь, 1983. - Вып. 7. - С. 245-250.

155. Способ определения коэффициента устойчивости четырехполосника: А.с. 1335892 СССР, МКИ G 01 R 23/02. / Н.А. Филинюк - № ; Заявлено 16.12.85; Опубл. , Бюл. № 33, 1987.

156. Патент України № 24994. МКІ G 05 B 23/02. Пристрій для визначення стійкості лінійних систем управління / С.В. Юхимчук, Х.М. Батиха; (Україна), № 93006169; Заявлено 16.07.93; Опубл. 12.12.98; Бюл. №6.

157. Ghausi M.S. Principles and desing of linear active circuits. - New York: McGraw-Hill, 1965. – 459p.

158. Kuh E.S., Rohrer R.A. Theory of linear active networks. - San Francisco: Holden-Day, 1967. – 543p.

159. Fuller A.T. Stability criteria for linear systems and realizability criteria for RC networks // Proc. Cambridge Phil. Soc. - 1957. - Vol. 53. - P. 878 - 896.

160. Ku W.H. Extension of stability criterion of linear active two-ports to the

entire complex frequency plane // Proc. IEEE. - 1970. - Vol. 58. - P. 591 - 592.

161. Lundstrom I., Nilsson O. Stability and transient behaviour of active 2-poles // Electron. Letters. - 1970. - №3. - P. 219 - 221.

162. Youla D.C. Physical realizability criteria // IRE Trans. CT-7. - 1960. - P. 50 -68.

163. Хейнлейн В.Е., Холмс В.Х. Активные фильтры для интегральных схем. Основы и методы проектирования: Пер. с англ. / Под ред. Н.Н. Слепова, И.Н. Теплюка. - М.: Радио и связь, 1980. - 656с.

164. Калниболотский Ю.М., Казанджан Н.Н., Нестер В.В. Расчет чувствительности электронных схем. - К.: Техніка, 1982. - 176с.

165. Розенвассер Е.Н., Юсупов Р.М. Чувствительность систем автоматического управления. - Л.: Энергия, 1969. - 208 с.

166. Tomovic R. Sensitivity analysis of dynamic systems. - New York: McGraw-Hill, 1963. - 227p.

167. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. - М.: Сов. радио, 1973. - 197с.

168. Томовиц Р. Роль анализа чувствительности в решении технических задач. - В кн.: Чувствительность автоматических систем / Под ред. Я.З. Цыпкина. - М.: Наука, 1968. - 193с.

169. Ионкин П.А., Миронов В.Г. Синтез RC-схем с активными невзаимными элементами (вопросы реализации). - М.: Энергия, 1976. - 240с.

170. Калахан Д. Современный синтез цепей. -М.-Л.: Энергия, 1966. - 192с.

171. Знаменский А.Е., Теплюк И.Н. Активные RC-фильтры. - М.: Связь, 1970. - 280с.

172. Быховский М.Л. Основы динамической точности электрических и механических цепей. - М.: Изд. АН СССР, 1958. - 157с.

173. Leeds J., Ugron G. Simplified multiple parameter sensitivity calculation and continuously equivalent networks. - IEEE T-CT. - 1967. - Vol. CT-14, №2. P. 188-191.

174. Сигорский В.П., Петренко А.И. Алгоритмы анализа электронных схем. - М.: Сов. радио, 1976. - 608с.
175. Годлевский В.С., Левитский В.Г. Вычисление частных производных характеристик линейных электронных схем // Точность и надежность кибернетических систем. - 1976. - Вып.4. - С. 39-43.
176. Coddard P., Spence R. Efficient method for the calculation of first- and second order network sensitivity // Electronics Letters. - 1969. - Vol.5, №16. - P. 351-352.
177. Roe P., Seth A. Explicit formulae for higher order network sensitivity coefficients // Proceed. IEEE Int. Symp. on Circuit Theory. - 1972. - P. 199-202.
178. Бусленко Н.П., Шрейдер Ю.А. Метод статистических испытаний Монте-Карло и его реализация на цифровых вычислительных машинах. - М.: Физматгиз. - 1961. - 505с.
179. Васильев Б.В. Надежность и эффективность радиоэлектронных устройств. - М.: Сов. радио, 1964. - 438с.
180. Крамер Г. Математические методы статистики. - М.: Мир, 1975. - 648с.
181. Чуа Л.О., Лин Пен-Мин. Машинный анализ электронных схем: Алгоритмы и вычислительные методы. Пер. с англ. – М.: Энергия, 1980. – 640 с.
182. Філінюк М.А. До питання визначення наукового напрямку "Негатроніка" // Вісник ВПШ. - 1999. - №3. - С.79-81.
183. Савельев И.В. Курс физики: Учеб.: В 3-х т. Т. 2: Электричество. Колебания и волны. Волновая оптика. - М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. - 464 с.
184. Бакалов В.П. и др. Основы теории электрических цепей и электроники: Учебник для вузов / В.П. Бакалов, А.Н. Игнатов, Б.И. Крук. - М.: Радио и связь, 1989. - 528с.
185. Філінюк М.А., Анфілов Р.А. Аналіз принципу дуальності у застосуванні до RLC-негатронів // Вісник ВПШ. - 2000. - №1. - С.91-94.
186. Нуберт Г.П. Измерительные преобразователи неэлектрических ве-



личин. - Л.: Энергия, 1970. - 360с.

187. Како Н., Яманэ Я. Датчики и микро-ЭВМ: Пер. с япон. - Л.: Энергоатомиздат, 1986. - 120с.

188. Виглеб Г. Датчики: Пер. с нем. - М.: Мир, 1989. - 196с.

189. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: Измерительные преобразователи. - Л.: Энергоатомиздат, 1983. - 320с.

190. Спетор С.А. Электрические измерения неэлектрических величин: Методы измерений. - Л.: Энергоатомиздат, 1987. - 320с.

191. Викулин И.М., Стафеев В.И. Полупроводниковые датчики. - М.: Сов. радио, 1975. - 104с.

192. Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. - Л.: Энергия, 1970. - 424с.

193. Арш Э.И. Автогенераторные методы и средства измерений. - М.: Машиностроение, 1979. - 256с.

194. Конюхов Н.Е., Медников Ф.М., Нечаевский М.Л. Электромагнитные датчики механических величин. - М.: Машиностроение, 1987. - 256с.

195. Гольдман В.С., Сахаров Ю.И. Индуктивно-частотные преобразователи неэлектрических величин. - М.: Энергия, 1968. - 98с.

196. Индуктивный датчик: А.с. 1629876 СССР, МКИ 5G01 R27/26 Н.А. Филинюк, А.И. Никольский, В.Г. Красиленко, В.И. Билык (СССР). - №4413794; Заявлено 20.04.88; Опубл. 23.02.91, Бюл. №7. - 4с.

197. Mini-Circuits Products // Microwave Journal. - 2001. - Vol. 44, No. 5. - P. 388.

198. Васильев Г.Ф., Евдокименко Ю.А., Гинзбург В.Н. Расчет и проектирование диодных коммутационных устройств дециметрового диапазона. Нелинейные и сверхвысокочастотные радиотехнические системы. Сб. трудов МАИ, т.2, вып.215. - М.: Машиностроитель, 1970. С.265-284.

199. Бова Н.Т., Стукало П.А., Храмов В.А. Управляющие устройства СВЧ. - К.: Техніка, 1973. - 164с.

## ДОДАТКИ

### Додаток А

#### Результати чисельного експерименту дослідження енергетичних властивостей С-негатронів N-, S-типів

Припустимо, ми маємо С-негатрони N-типу, з кулон-вольтними характеристиками, що зображені на рис. А.1,а. Це можуть бути фізичні С-негатрони (принципи появи від'ємної ємності в напівпровідникових структурах та можливості їх реалізації розглянуті в роботах [54, 74-86]) або схемотехнічні аналоги С-негатронів на конверторах від'ємного опору [2, 109].

На рис. А.1,а зображені кулон-вольтні характеристики двох С-негатронів N-типу, які відрізняється кутом нахилу характеристики на падаючій ділянці 2, і як наслідок, різним максимальним значення від'ємної диференційної ємності  $C_{\max}^{(-)'} \approx -3\text{нФ}$ ,  $C_{\max}^{(-)''} \approx -1,3\text{нФ}$  (рис. А.1, б). Перша характеристика виражається аналітичним виразом поліномом третього порядку  $q(u) = 13,4 \cdot 10^{-9} \cdot u - 7,61 \cdot 10^{-9} \cdot u^2 + 1,22 \cdot 10^{-9} \cdot u^3$ , друга -  $q(u) = 12,2 \cdot 10^{-9} \cdot u - 6,1 \cdot 10^{-9} \cdot u^2 + 0,92 \cdot 10^{-9} \cdot u^3$ .

Для першої характеристики виконується умова (2.5), а саме  $k_2'(U_3^2 - U_{II}^2) > k_1'U_{II}^2$ , яку в чисельному виразі можна записати  $3 \cdot (3^2 - 1,2^2) = 22,68 > 8 \cdot 1,2^2 = 11,52$ , і як наслідок, ми маємо від'ємне значення енергії  $W_{\min}' \approx -3\text{нДж}$ . Тобто даний С-негатрон віддає в зовнішнє коло енергію і для реалізації такої кулон-вольтної характеристики повинен містити внутрішнє джерело живлення. І саме в такому розумінні він являється активним елементом. Для другої кулон-вольтної характеристики ми маємо менший кут нахилу  $k_2''$  характеристики на падаючій ділянці, і умова (2.5) не виконується,  $1,3 \cdot (3^2 - 1,2^2) = 9,8 < 8 \cdot 1,2^2 = 11,52$ , і тому мінімальне значення енергії на падаючій ділянці для цього негатрона  $W_{\min}'' > 0$  і дорівнює приблизно  $W_{\min}'' \approx 1\text{нДж}$ . Тобто такий негатрон не містить внутрішнього джерела живлення, і тому є пасивним елементом.

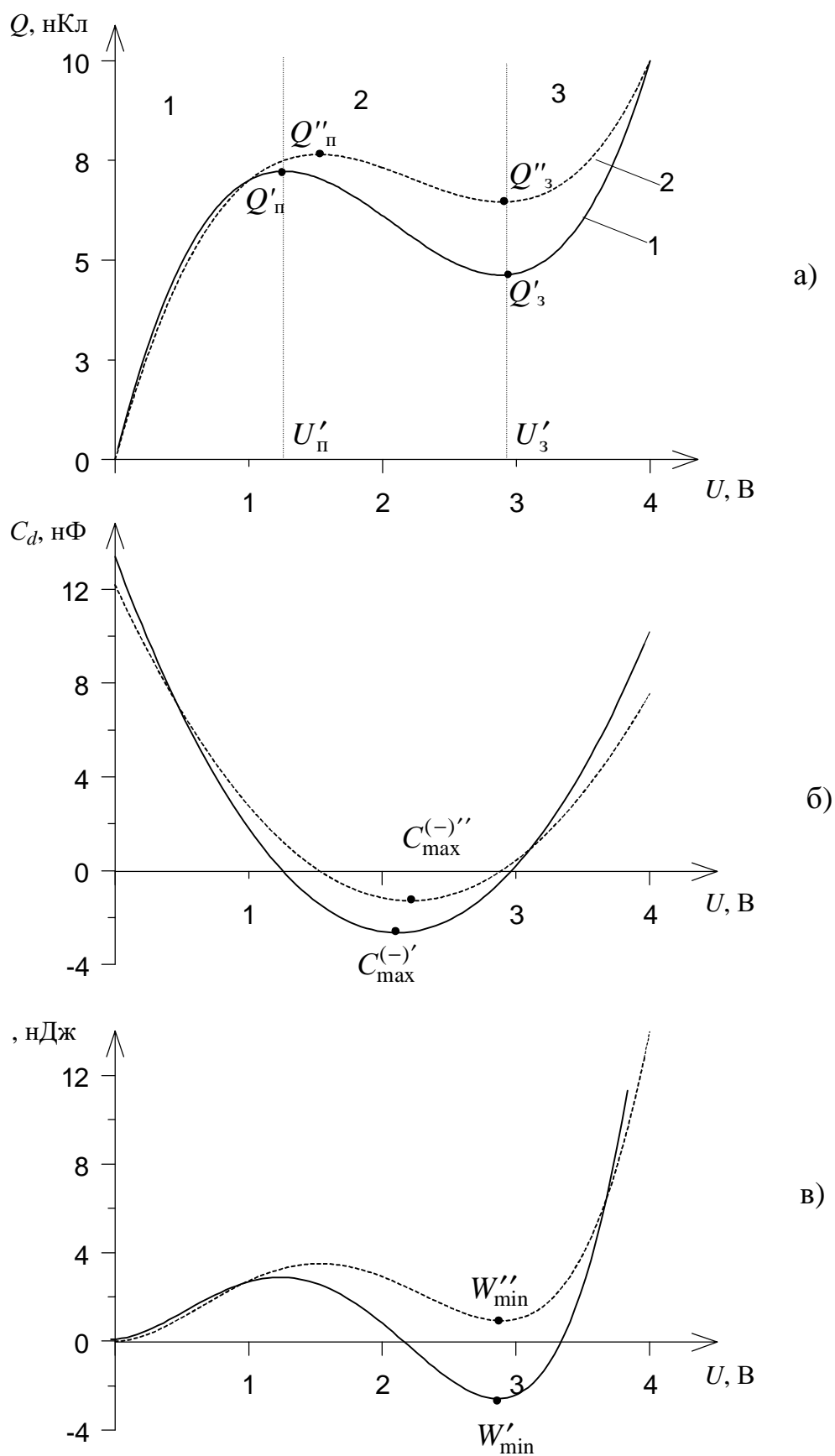


Рис. А.1. Кулон-вольтна характеристика N-типу (а); залежність диференційної ємності (б) та енергії C-негатрона N-типу від напруги (в)

Розглянемо тепер дані чисельного експерименту для С-негатрона S-типу, кулон-вольтна характеристика якого приведена на рис. А.2,а. Дану кулон-вольтну характеристику можна виразити аналітично поліномом третього порядку  $u(q) = 13,4 \cdot 10^9 \cdot q - 7,61 \cdot 10^{18} \cdot q^2 + 1,22 \cdot 10^{27} \cdot q^3$ . На ділянці 2 кулон-вольтної характеристики такий С-негатрон має падаючу ділянку, і максимальне значення від'ємної оберненої диференційної ємності  $1/C_{\max}^{(-)} \approx -3\text{нФ}^{-1}$ . Енергія С-негатрона S-типу із збільшення заряду  $Q$  збільшується на всьому проміжку кулон-вольтної характеристики, зокрема на ділянці від'ємної ємності від  $W_{\Pi} \approx 6 \text{ нДж}$  при  $Q_{\Pi} \approx 1,3\text{нКл}$  до  $W_3 \approx 16\text{нДж}$  при  $Q_3 \approx 2,9\text{нКл}$  (рис. А.2,в). Тобто енергія, що споживається таким негатроном, завжди додатна, і тому даний С-негатрон є пасивним елементом.

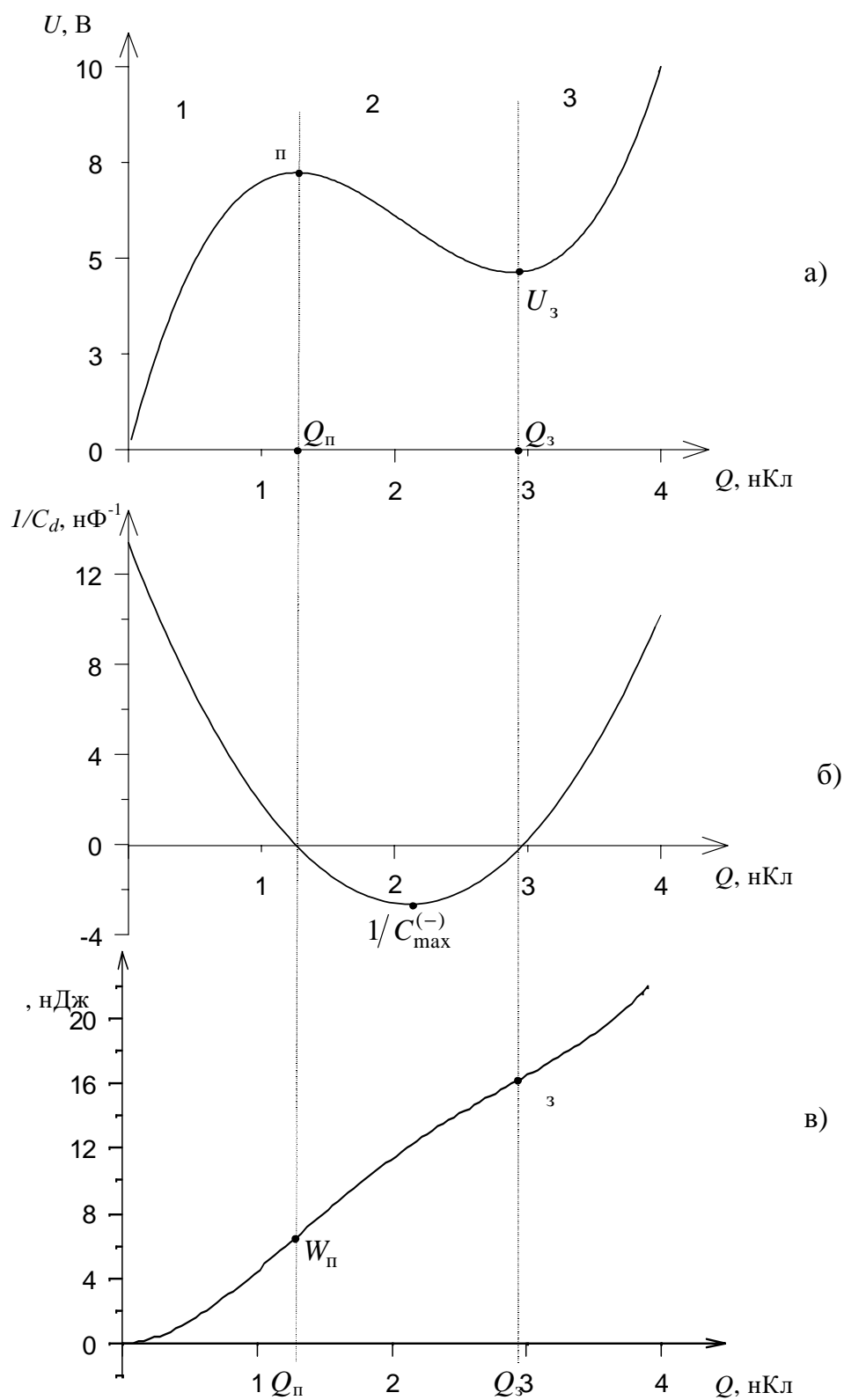


Рис. А.2. Кулон-вольтна характеристика S-типу (а); залежність оберненої диференційної ємності (б) та енергії C-негатрона S-типу від заряду (в)

## Додаток Б

### Результати чисельного експерименту дослідження енергетичних властивостей L-негатронів N-, S-типів

Припустимо, ми маємо L-негатрони N-типу, з вебер-амперними характеристиками, що зображені на рис. Б.1, а. Це можуть бути фізичні L-негатрони або їх схемотехнічні аналоги.

На рис. Б.1, а зображені вебер-амперні характеристики двох L-негатронів N-типу, які відрізняються кутом нахилу характеристики на падаючій ділянці 2, і як наслідок, різним максимальним значення від'ємної диференційної індуктивності:  $L_{\max}^{(-)'} \approx -3 \text{ мкГн}$ ,  $L_{\max}^{(-)''} \approx -1,3 \text{ мкГн}$  (рис. Б.1, б).

Перша характеристика виражається аналітичним виразом

$$\psi(i) = 13,4 \cdot 10^{-6} \cdot i - 7,61 \cdot 10^{-3} \cdot i^2 + 1,22 \cdot i^3,$$

друга -  $\psi(i) = 12,2 \cdot 10^{-6} \cdot i - 6,1 \cdot 10^{-3} \cdot i^2 + 0,92 \cdot i^3$ . Для першої характеристики виконується умова (3.5), а саме  $k_2'(I_3^2 - I_{\Pi}^2) > k_1'I_{\Pi}^2$ , яку в чисельному виразі можна записати  $3 \cdot (3^2 - 1,2^2) = 22,68 > 8 \cdot 1,2^2 = 11,52$ , і як наслідок ми маємо від'ємне значення енергії  $W'_{\min} \approx -3 \text{ пДж}$ . Тобто даний L-негатрон віддає в зовнішнє коло енергію і для реалізації такої вебер-амперної характеристики повинен містити внутрішнє джерело живлення. І тому він є активним елементом. Для другої вебер-амперної характеристики ми маємо менший кут нахилу  $k_2''$  характеристики на падаючій ділянці, і умова (3.5) не виконується,  $1,3 \cdot (3^2 - 1,2^2) = 9,8 < 8 \cdot 1,2^2 = 11,52$ , і тому мінімальне значення енергії на падаючій ділянці для цього негатрона  $W''_{\min} > 0$  і дорівнює приблизно  $W''_{\min} \approx 1 \text{ пДж}$ . Тобто такий негатрон тільки споживає енергію з зовнішнього кола, і тому є пасивним елементом.

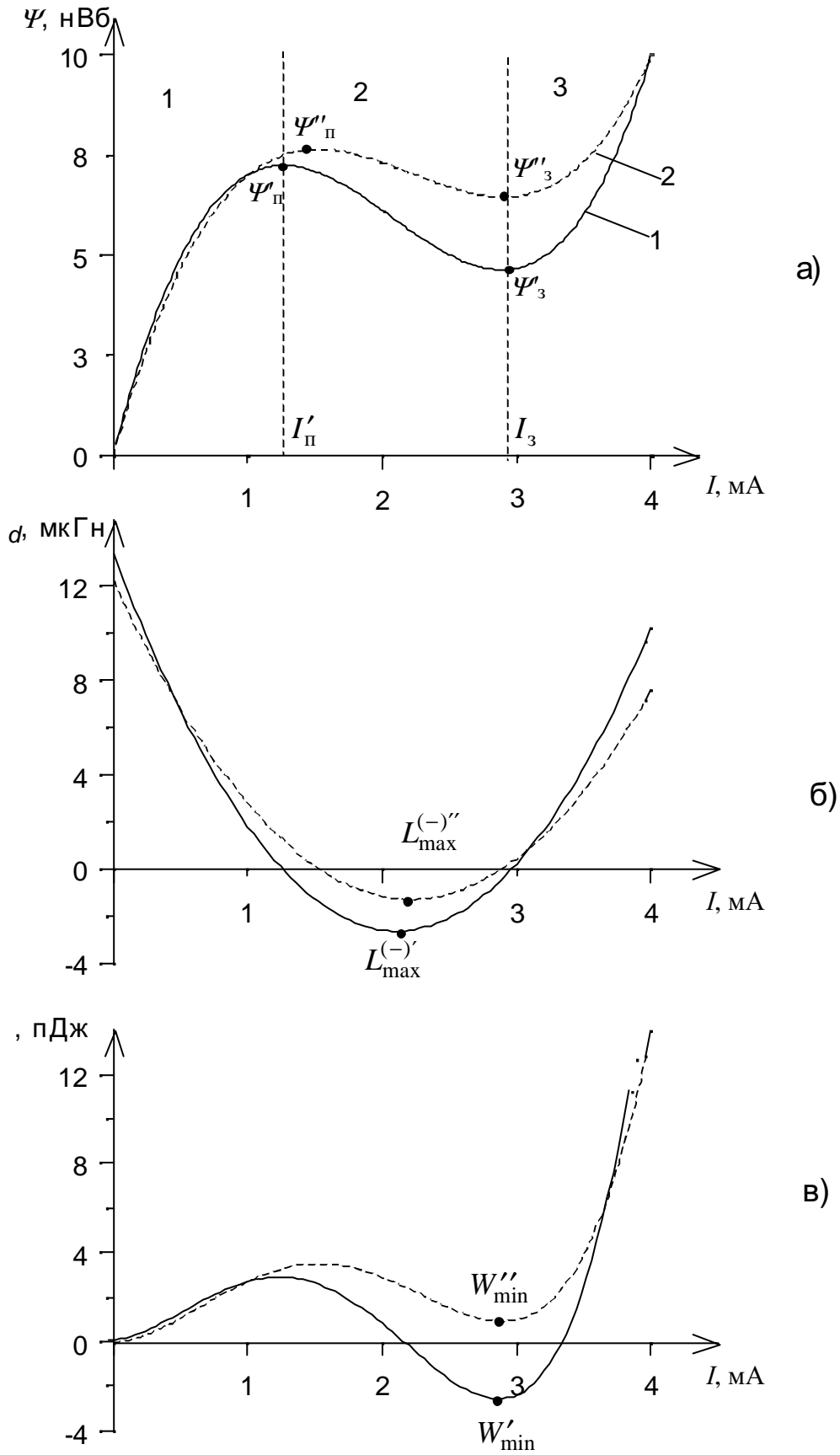


Рис. Б.1. Вебер-амперна характеристика N-типу (а); залежність диференційної індуктивності (б) та енергії (в) L-негатрона N-типу від

Розглянемо тепер дані чисельного експерименту для L-негатрона S-типу, вебер-амперна характеристика якого приведена на рис. Б.2, а.

Дану вебер-амперну характеристику можна виразити аналітично поліномом третього порядку

$$i(\psi) = 13,4 \cdot 10^6 \cdot \psi - 7,61 \cdot 10^{15} \cdot \psi^2 + 1,22 \cdot 10^{24} \cdot \psi^3.$$

На ділянці 2 вебер-амперної характеристики такий L-негатрон має падаючу ділянку, і максимальне значення від'ємної оберненої диференційної індуктивності  $1/L_{\max}^{(-)} \approx -3 \text{ мкГн}^{-1}$  (рис. Б.2, б). Енергія L-негатрона із збільшення потокощеплення  $\psi$  збільшується на всьому проміжку вебер-амперної характеристики, зокрема на ділянці від'ємної індуктивності від  $W_{\Pi} \approx 6$  пДж при  $\Psi_{\Pi} \approx 1,3$  нВб до  $W_3 \approx 16$  пДж при  $\Psi_3 \approx 2,9$  нВб (рис. Б.2, в). Тобто енергія, що споживається таким негатроном, завжди додатна, і тому L-негатрон S-типу є пасивним елементом.



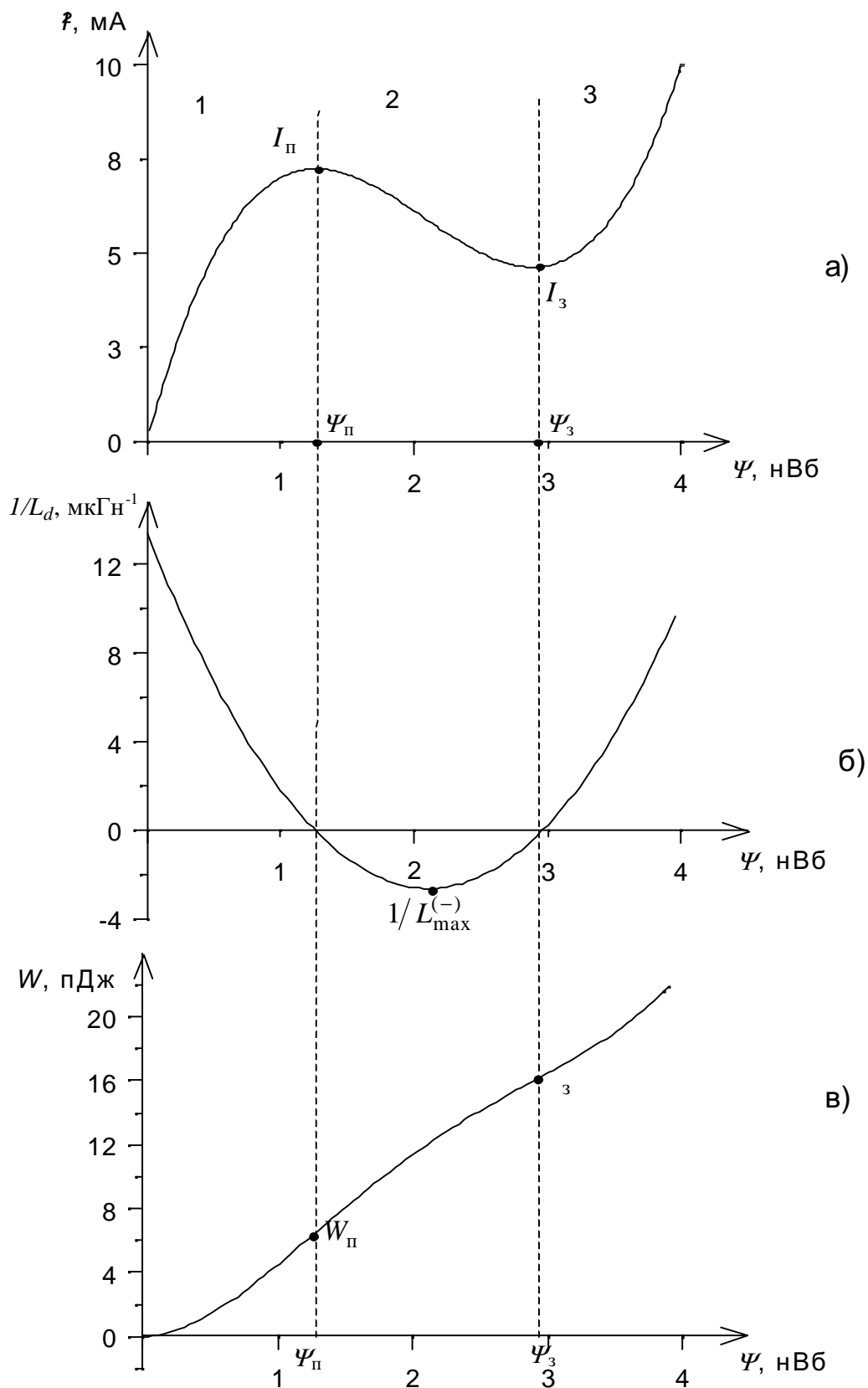


Рис. Б.2. Вебер-амперна характеристика S-типу (а); залежність оберненої диференційної індуктивності (б) та енергії (в) L-негатрона S-типу від потокощлення

## Додаток В

### Результати дослідження послідовного коливального контуру з L-, C-негатронами з урахуванням активного опору еквівалентної схеми L-негатрона

Еквівалентна схема навантаженого коливального контуру з L-, C-негатронами з урахуванням активного опору еквівалентної схеми L-негатрона зображена на рис. В.1.

Виходячи з рис. В.1 еквівалентне значення від'ємної індуктивності контуру  $L_{екв}^{(-)} = \frac{L^{(-)} R_L^2}{R_L^2 + (\omega L^{(-)})^2}$ , еквівалентне значення активного опору L-негатрона  $R_{Lекв} = \frac{(\omega L^{(-)})^2 R_L}{R_L^2 + (\omega L^{(-)})^2}$ , повний активний опір контуру  $R_{\Sigma} = R + R^{(-)} + R_{Lекв}$ , тобто в цьому випадку маємо частотозалежний повний активний опір контуру.

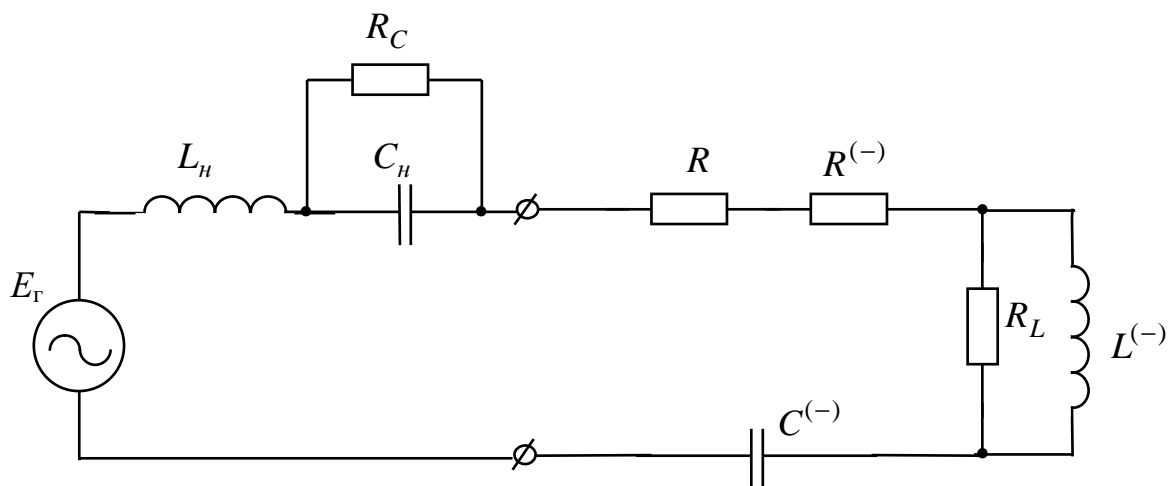


Рис. В.1. Еквівалентна схема навантаженого послідовного коливального контуру з L-, C-негатронами з урахуванням активного опору L-негатрона  $R_L$  та активного опору втрат ємності навантаження  $R_C$

Виходячи з того, що при резонансі реактивний опір контуру дорівнює нулю ( $X = 0$ ), визначимо резонансну частоту:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{R_L^2}{L^{(-)}C^{(-)}R_L^2 - (L^{(-)})^2}}. \quad (\text{B.1})$$

З (B.1) видно, що резонанс в колі можливий лише за виконання умови  $R_L > \sqrt{\frac{L^{(-)}}{C^{(-)}}$ . За умови, що  $R_L \gg \rho = \sqrt{\frac{L^{(-)}}{C^{(-)}}$ , то  $\omega_p \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L^{(-)}C^{(-)}}$ , тобто в цьому випадку впливом активного опору  $R_L$  L-негатрона можна знехтувати.

Виходячи з (B.1) та виразу для повного активного опору контуру, добротність контуру дорівнює:

$$Q = \frac{\sqrt{C^{(-)}L^{(-)}R_L^2 - (L^{(-)})^2}}{C^{(-)}R_L(R + R^{(-)}) + L^{(-)}}.$$

Результати комп'ютерного моделювання роботи даного контуру показали, що контур буде стійким, за виконання умови:

$$R_{\Sigma}(\omega_p) = R + R^{(-)} + R_{Lекв}(\omega_p) < 0, \quad (\text{B.2})$$

тобто повний активний опір контуру на резонансній частоті повинен бути від'ємним. Зауважимо, що умова стійкості контуру з L-, C-негатронами є абсолютно протилежною до умови стійкості контуру з додатними L і C, який є стійким, якщо повний активний опір контуру є додатним на резонансній частоті. Зокрема, це вказує на неможливість використання імітансного критерію стійкості для аналізу електронних кіл з L-, C-негатронами.

Вид частотних характеристик даного контуру якісно не зміниться від попередніх, за виключенням повного активного опору контуру, який тепер буде частотозалежним. Графік частотної залежності повного активного опору контуру  $R_{\Sigma}(\omega)$  зображено на рис. 4.17. З якого видно, що на частоті  $\omega'$  повний активний опір контуру дорівнює нулю і міняє свій знак з мінуса на плюс. Фазочастотна характеристика контуру, що зображена на рис. 4.18, суттєво не зміниться, а вплив опору  $R_L$  призведе до того, що зростом частоти ( $\omega \rightarrow \infty$ ) фазовий зсув прямує до нуля,  $\varphi \rightarrow 0$ .

Частоту  $\omega'$ , на якій повний активний опір контуру дорівнює нулю, знайдемо з рівняння  $R_{\Sigma}(\omega') = 0$ , звідки:

$$\omega' = \sqrt{\frac{-R_L^2(R + R^{(-)})}{L^{(-)2}(R + R^{(-)} + R_L)}}.$$

У випадку використання L-негатрона N-типу, для якого  $R_L = R_L^{(-)} < 0$ , контур буде стійким, відповідно до (В.2), за виконання умови:

$$R_{\Sigma}(\omega_p) = R + R^{(-)} + R_{Lекв}^{(-)}(\omega_p) < 0,$$

тобто повний активний опір контуру на резонансній частоті повинен бути від'ємним. При цьому можливе використання С-негатрону S-типу з додатним активним опором, так як необхідний для стійкості контуру від'ємний активний опір буде забезпечувати L-негатрон N-типу. При цьому частотні характеристики контуру якісно не зміняться, за виключенням повного активного опору контуру, який буде мати іншу частотну залежність. Зміниться вид фазочастотної характеристики контуру. В залежності від співвідношення величин  $L^{(-)}$ ,  $R$ ,  $R_L^{(-)}$ ,  $R^{(-)}$  можливі декілька випадків:

1)  $|R^{(-)}| > R$ . Повний активний опір контуру є від'ємним на всьому проміжку частот (рис. В.2,а графік 1). З фазочастотної характеристики контуру (рис. В.2,б графік 1) видно, що з ростом частоти  $\omega$  фаза  $\varphi$  змінюється з  $\frac{\pi}{2}$  до  $-\frac{\pi}{2}$ , і на частоті резонансу  $\omega_p$  дорівнює  $\pi$ , з ростом частоти  $\omega \rightarrow \infty$ ,  $\varphi \rightarrow \pi$ .

2)  $|R^{(-)}| < R$ , або  $R^{(-)} > 0$  (наприклад, у випадку використання С-негатрона S-типу), і  $|R_{Lекв}^{(-)}(\omega_p)| > R + R^{(-)}$ , графік повного активного опору проходить через нуль в точці  $\omega' < \omega_p$  (рис. В.2 графік 2). Фазочастотна характеристика не зміниться.

Фазочастотні характеристики для контурів з L-негатронами S- та N-типів відрізняються тим, що в першому випадку частота  $\omega' > \omega_p$  і з ростом частоти  $\omega \rightarrow \infty$  фазовий зсув прямує до нуля  $\varphi \rightarrow 0$ , а в другому –  $\omega' < \omega_p$  і з ростом частоти  $\omega \rightarrow \infty$ , фазовий зсув  $\varphi \rightarrow \pi$ .

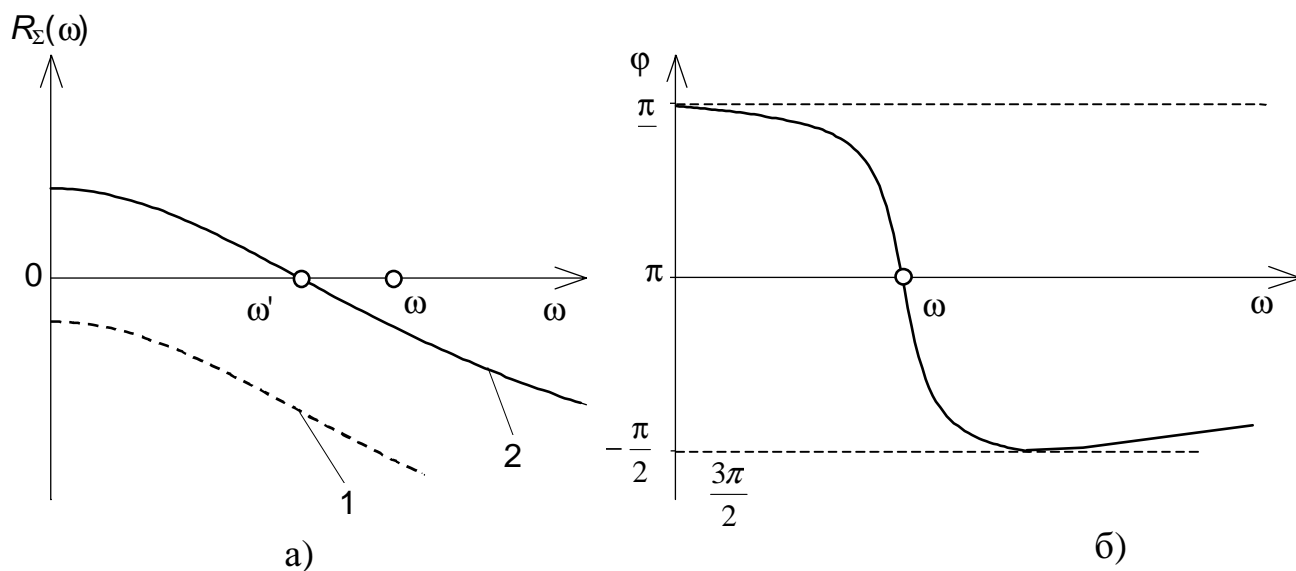


Рис. В.2. Частотна  $R_{\Sigma}(\omega)$  (а) та фазочастотна  $\varphi(\omega)$  (б) характеристики послідовного контуру з L-, C-негатронами для L-негатрона N-типу: 1 –  $|R^{(-)}| > R$ ; 2 –  $|R^{(-)}| < R$ , або  $R^{(-)} > 0$  і  $|R_{Lекв}^{(-)}(\omega_p)| > R + R^{(-)}$

## Додаток Д

### Математичні вирази для визначення відносних чутливостей вихідного опору динамічного негatrona на біполярному транзисторі

Математичні вирази одержані за допомогою програми для математичних розрахунків Mathematica 4.0 фірми Wolfram Research.

Ввід початкових даних:

$$w = 2\pi f$$

$$Z_e = \frac{r_e}{C_e i \omega + 1}$$

$$Z_b = \frac{r_b + \frac{i L_{zz} w}{(i \omega C_{k1})(i L_{zz} w + \frac{1}{i \omega C_{k1}})}}{(i \omega C_{k2}) \left( r_b + \frac{i L_{zz} w}{(i \omega C_{k1})(i L_{zz} w + \frac{1}{i \omega C_{k1}})} + \frac{1}{i \omega C_{k2}} \right)}$$

$$h_{21} = \frac{h_{210}}{\frac{f i}{f t} + 1}$$

Одержання виразу для вихідного опору динамічного негatrona:

$$Z_{vux} = Z_b(1 - h_{21})$$

$$Z_{vux} = \frac{\left(1 - \frac{f h_{210}}{f t + f i}\right) (i r_b + 2 f L_{zz} \pi (-2 i C_{k1} f \pi r_b - 1))}{i + 2 f \pi (C_{k2} (4 C_{k1} f^2 L_{zz} \pi^2 - 1) r_b - 2 i (C_{k1} + C_{k2}) f L_{zz} \pi)}$$

Одержання виразу для активної складової вихідного опору динамічного негatrona:

$$R = \text{FullSimplify}[\text{ComplexExpand}[\text{Re}(Z_{vux}), \text{TargetFunctions} \rightarrow \{\text{Re}, \text{Im}\}]]$$

$$R_{vux} = (2 C_{k2} f t h_{210} \pi (1 - 4 C_{k1} f^2 L_{zz} \pi^2)^2 r_b^2 f^2 + 2 f t h_{210} L_{zz} \pi (4 (C_{k1} + C_{k2}) f^2 L_{zz} \pi^2 - 1) f^2 + (f^2 - f t^2 (h_{210} - 1)) (1 - 4 C_{k1} f^2 L_{zz} \pi^2)^2 r_b) / ((f^2 + f t^2) ((1 - 4 (C_{k1} + C_{k2}) f^2 L_{zz} \pi^2)^2 + 4 C_{k2}^2 f^2 \pi^2 (1 - 4 C_{k1} f^2 L_{zz} \pi^2)^2 r_b^2))$$

Одержання виразу для реактивної складової вихідного опору динамічного негatrona:

$$X = \text{FullSimplify}[\text{ComplexExpand}[\text{Im}(Z_{vux}), \text{TargetFunctions} \rightarrow \{\text{Re}, \text{Im}\}]]$$

$$X_{vux} = (f (-2 C_{k2} (f^2 - f t^2 (h_{210} - 1)) \pi r_b^2 (1 - 4 C_{k1} f^2 L_{zz} \pi^2)^2 + f t h_{210} r_b (1 - 4 C_{k1} f^2 L_{zz} \pi^2)^2 - 2 (f^2 - f t^2 (h_{210} - 1)) L_{zz} \pi (4 (C_{k1} + C_{k2}) f^2 L_{zz} \pi^2 - 1))) / ((f^2 + f t^2) ((1 - 4 (C_{k1} + C_{k2}) f^2 L_{zz} \pi^2)^2 + 4 C_{k2}^2 f^2 \pi^2 (1 - 4 C_{k1} f^2 L_{zz} \pi^2)^2 r_b^2))$$

Одержання виразу для відносної чутливості активної складової  $R_{vux}$  вихідного опору динамічного негatrona до зміни значення індуктивності

зворотного зв'язку  $L_{3.3}$ :

$$\text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial R}{\partial L_{3.3}} L_{3.3}}{R}\right]$$

$$S_{L_{3.3}}^{R_{\text{вих}}} = (2 f^2 L_{3.3} \pi (-ft h_{210} (1 - 4(Ck1 + Ck2) f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 + 4 Ck2^2 f^2 ft h_{210} \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 rb^2 + 4 Ck2 (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) \pi (4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2 - 1) (4 (Ck1 + Ck2) f^2 L_{3.3} \pi^2 - 1) rb)) / (8 Ck2^3 f^4 ft h_{210} \pi^3 rb^4 (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^4 + 4 Ck2^2 f^2 (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) \pi^2 rb^3 (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^4 + 2 Ck2 f^2 ft h_{210} \pi (4 L_{3.3} \pi^2 (4 (Ck1 + Ck2) (Ck1 + 2 Ck2) L_{3.3} \pi^2 f^2 - 2 Ck1 - 3 Ck2) f^2 + 1) rb^2 (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 + 2 f^2 ft h_{210} L_{3.3} \pi (4 (Ck1 + Ck2) f^2 L_{3.3} \pi^2 - 1)^3 + (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) (16 Ck1 (Ck1 + Ck2) L_{3.3}^2 \pi^4 f^4 - 4 (2 Ck1 + Ck2) L_{3.3} \pi^2 f^2 + 1)^2 rb)$$

Одержання виразу для відносної чутливості активної складової  $R_{\text{вих}}$

вихідного опору динамічного негatrona до зміни значення омичного опору бази транзистора  $r_b$ :

$$\text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial R}{\partial r_b} r_b}{R}\right]$$

$$S_{r_b}^{R_{\text{вих}}} = ((1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 rb (-4 Ck2^2 (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 rb^2 f^2 + 4 Ck2 ft h_{210} \pi (4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2 - 1) (4 (Ck1 + Ck2) f^2 L_{3.3} \pi^2 - 1) rb f^2 + (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) (1 - 4 (Ck1 + Ck2) f^2 L_{3.3} \pi^2)^2)) / ((2 Ck2 ft h_{210} \pi (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 rb^2 f^2 + 2 ft h_{210} L_{3.3} \pi (4 (Ck1 + Ck2) f^2 L_{3.3} \pi^2 - 1) f^2 + (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 rb) ((1 - 4 (Ck1 + Ck2) f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 + 4 Ck2^2 f^2 \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 rb^2))$$

Одержання виразу для відносної чутливості активної складової  $R_{\text{вих}}$

вихідного опору динамічного негatrona до зміни значення активної ємності колекторного переходу транзистора  $C_{k1}$ :

$$\text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial R}{\partial C_{k1}} C_{k1}}{R}\right]$$

$$S_{C_{k1}}^{R_{\text{вих}}} = (8 Ck1 f^4 L_{3.3}^2 \pi^3 (-ft h_{210} (1 - 4(Ck1 + Ck2) f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 + 4 Ck2^2 f^2 ft h_{210} \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 rb^2 + 4 Ck2 (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) \pi (4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2 - 1) (4 (Ck1 + Ck2) f^2 L_{3.3} \pi^2 - 1) rb)) / (8 Ck2^3 f^4 ft h_{210} \pi^3 rb^4 (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^4 + 4 Ck2^2 f^2 (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) \pi^2 rb^3 (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^4 + 2 Ck2 f^2 ft h_{210} \pi (4 L_{3.3} \pi^2 (4 (Ck1 + Ck2) (Ck1 + 2 Ck2) L_{3.3} \pi^2 f^2 - 2 Ck1 - 3 Ck2) f^2 + 1) rb^2 (1 - 4 Ck1 f^2 L_{3.3} \pi^2)^2 + 2 f^2 ft h_{210} L_{3.3} \pi (4 (Ck1 + Ck2) f^2 L_{3.3} \pi^2 - 1)^3 + (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) (16 Ck1 (Ck1 + Ck2) L_{3.3}^2 \pi^4 f^4 - 4 (2 Ck1 + Ck2) L_{3.3} \pi^2 f^2 + 1)^2 rb)$$

Одержання виразу для відносної чутливості активної складової  $R_{\text{вих}}$

вихідного опору динамічного негatrona до зміни значення пасивної ємності колекторного переходу транзистора  $C_{k2}$ :

$$\text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial R}{\partial C_{k2}} C_{k2}}{R}\right]$$

$$S_{C_{\kappa 2}}^{R_{\text{aux}}} = (2Ck2 f^2 \pi (\text{ft} h210 (4 f^2 \pi^2 LZZ^2 + (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2) \\ ((1 - 4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2)^2 + 4 Ck2^2 f^2 \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2) - \\ 4 \pi (Ck2 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2 + LZZ (4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2 - 1)) \\ (2 Ck2 \text{ft} h210 \pi (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2 f^2 + 2 \text{ft} h210 LZZ \pi (4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2 - 1) f^2 + \\ (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb})) / \\ ((2 Ck2 \text{ft} h210 \pi (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2 f^2 + 2 \text{ft} h210 LZZ \pi (4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2 - 1) f^2 + \\ (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb} \\ ((1 - 4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2)^2 + 4 Ck2^2 f^2 \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2)))$$

Одержання виразу для відносної чутливості реактивної складової  $X_{\text{aux}}$  вихідного опору динамічного негатрона до зміни значення індуктивності зворотного зв'язку  $L_{3.3}$ :

$$\text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial X}{\partial L_{3.3}} L_{3.3}}{X}\right]$$

$$S_{L_{3.3}}^{X_{\text{aux}}} = (2LZZ \pi (4Ck2^2 (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2 f^2 - 4 Ck2 \text{ft} h210 \pi (4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2 - 1) \\ (4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2 - 1) \text{rb} f^2 - (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) (1 - 4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2)^2)) / \\ (8 Ck2^3 f^2 (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) \pi^3 \text{rb}^4 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^4 - 4 Ck2^2 f^2 \text{ft} h210 \pi^2 \text{rb}^3 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^4 + \\ 2(f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) LZZ \pi (4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2 - 1)^3 + 2 Ck2 (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) \pi \\ (4LZZ \pi^2 (4(Ck1 + Ck2) (Ck1 + 2 Ck2) LZZ \pi^2 f^2 - 2 Ck1 - 3 Ck2) f^2 + 1) (\text{rb} - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2 \text{rb})^2 - \\ \text{ft} h210 (16 Ck1 (Ck1 + Ck2) LZZ^2 \pi^4 f^4 - 4(2 Ck1 + Ck2) LZZ \pi^2 f^2 + 1)^2 \text{rb}))$$

Одержання виразу для відносної чутливості реактивної складової  $X_{\text{aux}}$  вихідного опору динамічного негатрона до зміни значення омичного опору бази транзистора  $r_b$ :

$$\text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial X}{\partial r_b} r_b}{X}\right]$$

$$S_{r_b}^{X_{\text{aux}}} = ((1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb} (\text{ft} h210 (1 - 4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2)^2 - 4 Ck2^2 f^2 \text{ft} h210 \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2 - \\ 4 Ck2 (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) \pi (4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2 - 1) (4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2 - 1) \text{rb})) / \\ ((-2 Ck2 (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) \pi \text{rb}^2 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 + \text{ft} h210 \text{rb} (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 - \\ 2(f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) LZZ \pi (4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2 - 1)) \\ ((1 - 4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2)^2 + 4 Ck2^2 f^2 \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2)))$$

Одержання виразу для відносної чутливості реактивної складової  $X_{\text{aux}}$  вихідного опору динамічного негатрона до зміни значення активної ємності колекторного переходу транзистора  $C_{\kappa 1}$ :

$$\text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial X}{\partial C_{\kappa 1}} C_{\kappa 1}}{X}\right]$$

$$S_{C_{\kappa 1}}^{X_{\text{aux}}} = (8 Ck1 f^2 LZZ^2 \pi^3 (-4 Ck2^2 (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2 f^2 + 4 Ck2 \text{ft} h210 \pi (4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2 - 1) \\ (4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2 - 1) \text{rb} f^2 + (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) (1 - 4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2)^2)) / \\ ((-2 Ck2 (f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) \pi \text{rb}^2 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 + \text{ft} h210 \text{rb} (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 - \\ 2(f^2 - \text{ft}^2 (h210 - 1)) LZZ \pi (4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2 - 1)) \\ ((1 - 4(Ck1 + Ck2) f^2 LZZ \pi^2)^2 + 4 Ck2^2 f^2 \pi^2 (1 - 4 Ck1 f^2 LZZ \pi^2)^2 \text{rb}^2)))$$



Одержання виразу для відносної чутливості реактивної складової  $X_{вих}$  вихідного опору динамічного негатрона до зміни значення пасивної ємності колекторного переходу транзистора  $C_{к2}$ :

$$S_{C_{к2}}^X = \text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial X}{\partial C_{к2}} C_{к2}}{X}\right]$$

$$S_{C_{к2}}^X = (2 C_{к2} \pi (4 C_{к2}^2 f^2 (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) \pi^2 rb^4 (1 - 4 C_{к1} f^2 L_{ZZ} \pi^2)^4 - 4 C_{к2} f^2 ft h_{210} \pi rb^3 (1 - 4 C_{к1} f^2 L_{ZZ} \pi^2)^4 + 4 f^2 (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) L_{ZZ}^2 \pi^2 (1 - 4 (C_{к1} + C_{к2}) f^2 L_{ZZ} \pi^2)^2 - (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) (8 L_{ZZ} \pi^2 (2 (C_{к1}^2 - 2 C_{к2} C_{к1} - 2 C_{к2}^2) L_{ZZ} \pi^2 f^2 - C_{к1} + C_{к2}) f^2 + 1) (rb - 4 C_{к1} f^2 L_{ZZ} \pi^2 rb)^2 - 4 ft h_{210} L_{ZZ} \pi (4 (C_{к1} + C_{к2}) f^2 L_{ZZ} \pi^2 - 1) (f - 4 C_{к1} f^3 L_{ZZ} \pi^2)^2 rb) / ((-2 C_{к2} (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) \pi rb^2 (1 - 4 C_{к1} f^2 L_{ZZ} \pi^2)^2 + ft h_{210} rb (1 - 4 C_{к1} f^2 L_{ZZ} \pi^2)^2 - 2 (f^2 - ft^2 (h_{210} - 1)) L_{ZZ} \pi (4 (C_{к1} + C_{к2}) f^2 L_{ZZ} \pi^2 - 1)) ((1 - 4 (C_{к1} + C_{к2}) f^2 L_{ZZ} \pi^2)^2 + 4 C_{к2}^2 f^2 \pi^2 (1 - 4 C_{к1} f^2 L_{ZZ} \pi^2)^2 rb^2))$$

## Додаток Е

### Математичні вирази для визначення відносних чутливостей вихідного опору динамічного негatrona на польовому транзисторі

Математичні вирази одержані за допомогою програми Mathematica 4.0.

Ввід початкових даних:

$$Z_{vux} = \frac{Ccz \ i \ \omega + \frac{1}{Ri - \frac{i}{\omega \ Cvz}} + \frac{1}{Rz + i \ Lz \ \omega}}{\frac{G}{Ri - \frac{i}{\omega \ Cvz}} + \left( Ccz \ i \ \omega + \frac{1}{Rz + i \ Lz \ \omega} \right) \left( G + \frac{S0}{Cvz \ i \ Ri \ \omega + 1} + \frac{1}{Ri - \frac{i}{\omega \ Cvz}} \right)}$$

Після математичних перетворень  $Z_{vux} = \text{FullSimplify}[Z_{vux}]$  одержимо:

$$Z_{vux} = \frac{(-i + Cvz \ Ri \ \omega) \left( Ccz \ i \ \omega + \frac{Cvz \ \omega}{-i + Cvz \ Ri \ \omega} + \frac{1}{Rz + i \ Lz \ \omega} \right)}{Cvz \ G \ \omega + (Cvz \ (G \ Ri + 1) \ \omega - i \ (G + S0)) \left( Ccz \ i \ \omega + \frac{1}{Rz + i \ Lz \ \omega} \right)}$$

Звідки одержимо вирази для активної  $R_{vux}$  та реактивної  $X_{vux}$  складо-

вих:

$$\begin{aligned} R_{vux} = & \text{FullSimplify}[\text{ComplexExpand}[\text{Re}(Z_{vux}), \text{TargetFunctions} \rightarrow \{\text{Re}, \text{Im}\}]] \\ & (Ccz \ (Ccz + Cvz) \ Lzz^2 \ S0 \ \omega^4 + Ccz \ Cvz^2 \ Ri \ (Ccz \ Rzz^2 + Lzz \ (Ccz \ Lzz \ \omega^2 - 2)) \ \omega^4 + \\ & Cvz^2 \ (Ri + Rzz) \ \omega^2 + (Ccz \ (Ccz + Cvz) \ Rzz^2 - (2 \ Ccz + Cvz) \ Lzz) \ S0 \ \omega^2 + S0 + \\ & G \ (((Rzz^2 + Lzz^2 \ \omega^2) \ (Cvz^2 \ Ri^2 \ \omega^2 + 1) \ Ccz^2 + 2 \ (Cvz \ Rzz^2 + Cvz \ Lzz \ (Lzz - Cvz \ Ri^2)) \ \omega^2 - Lzz) \ Ccz + \\ & Cvz \ (Cvz \ (Ri + Rzz)^2 + Lzz \ (Cvz \ Lzz \ \omega^2 - 2))) \ \omega^2 + 1) / \\ & (Ccz^2 \ Cvz^2 \ Lzz^2 \ (G \ Ri + 1)^2 \ \omega^6 + ((S0^2 \ Lzz^2 + 2 \ G \ S0 \ Lzz^2 + Cvz^2 \ Rzz^2 + G \ (G \ Lzz^2 + Cvz^2 \ Ri \ (G \ Ri + 2) \ Rzz^2)) \ Ccz^2 - \\ & 2 \ Cvz \ Lzz \ (Cvz \ (G \ Ri + 1)^2 - G \ Lzz \ (G + S0)) \ Ccz + Cvz^2 \ G^2 \ Lzz^2) \ \omega^4 + \\ & (Cvz^2 \ (G \ (Ri + Rzz) + 1)^2 + Ccz \ (Ccz \ Rzz^2 - 2 \ Lzz) \ (G + S0)^2 - 2 \ Cvz \ G \ (Lzz - Ccz \ Rzz^2) \ (G + S0)) \ \omega^2 + (G + S0)^2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_{vux} = & \text{FullSimplify}[\text{ComplexExpand}[\text{Im}(Z_{vux}), \text{TargetFunctions} \rightarrow \{\text{Re}, \text{Im}\}]] \\ & (Cvz \ \omega \ (-Ccz \ (Ccz + Cvz) \ Rzz^2 \ \omega^2 + Lzz \ (-Ccz \ (Ccz + Cvz) \ Lzz \ \omega^2 + 2 \ Ccz + Cvz) \ \omega^2 + \\ & Rzz \ S0 + Ri \ S0 \ (Ccz \ (Ccz \ Rzz^2 + Lzz \ (Ccz \ Lzz \ \omega^2 - 2)) \ \omega^2 + 1) - 1) / \\ & (Ccz^2 \ Cvz^2 \ Lzz^2 \ (G \ Ri + 1)^2 \ \omega^6 + ((S0^2 \ Lzz^2 + 2 \ G \ S0 \ Lzz^2 + Cvz^2 \ Rzz^2 + G \ (G \ Lzz^2 + Cvz^2 \ Ri \ (G \ Ri + 2) \ Rzz^2)) \ Ccz^2 - \\ & 2 \ Cvz \ Lzz \ (Cvz \ (G \ Ri + 1)^2 - G \ Lzz \ (G + S0)) \ Ccz + Cvz^2 \ G^2 \ Lzz^2) \ \omega^4 + \\ & (Cvz^2 \ (G \ (Ri + Rzz) + 1)^2 + Ccz \ (Ccz \ Rzz^2 - 2 \ Lzz) \ (G + S0)^2 - 2 \ Cvz \ G \ (Lzz - Ccz \ Rzz^2) \ (G + S0)) \ \omega^2 + (G + S0)^2) \end{aligned}$$

Звідки одержимо відповідні вирази для відносних чутливостей  $S_{L_{3.3}}^{R_{vux}}$ ,

$$S_{R_{3.3}}^{R_{vux}}, S_{C_{\epsilon 3}}^{R_{vux}}, S_{C_{c3}}^{R_{vux}}, S_{R_i}^{R_{vux}}, S_G^{R_{vux}}, S_{S_0}^{R_{vux}}, S_{L_{3.3}}^{X_{vux}}, S_{R_{3.3}}^{X_{vux}}, S_{C_{\epsilon 3}}^{X_{vux}}, S_{C_{c3}}^{X_{vux}}, S_{R_i}^{X_{vux}}, S_G^{X_{vux}}, S_{S_0}^{X_{vux}} :$$

$$S_{L_{3.3}}^{R_{eux}} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\partial \mathbf{Rvux}}{\partial \mathbf{Lzz}} \frac{\mathbf{Lzz}}{\mathbf{Rvux}}\right] =$$

$$\begin{aligned} & (\text{Cvz Lzz } \omega^2 ((\text{S0}(((\text{Ccz } \omega(\text{Rzz} + \text{Lzz } \omega) - 1) \text{Ri} - \text{Rzz} + \text{Lzz } \omega) \text{Cvz } \omega + \text{Ccz}(\text{Lzz } \omega - \text{Rzz}) \omega - 1) \\ & \quad (1 - \omega(((\text{Ccz } \omega(\text{Rzz} - \text{Lzz } \omega) + 1) \text{Ri} + \text{Rzz} + \text{Lzz } \omega) \text{Cvz} + \text{Ccz}(\text{Rzz} + \text{Lzz } \omega))) - \\ & \quad 2 \text{Cvz } \omega^2 (\text{Ccz Cvz Lzz Ri } \omega^2 - \text{Ccz Rzz} - \text{Cvz}(\text{Ri} + \text{Rzz}))((\text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Lzz} + \text{Ccz Cvz Ri Rzz}) \omega^2 - 1)) G^2 - \\ & \quad 2(\text{S0}^2 + \text{Cvz}^2 \omega^2)(\text{Ccz Lzz}((\text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Lzz} + 2 \text{Ccz Cvz Ri Rzz}) \omega^4 - \\ & \quad (\text{Ccz}(\text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Rzz}^2 + 2 \text{Ccz Cvz Ri Rzz} + (2 \text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Lzz}) \omega^2 + 1) G - \\ & \quad (\text{S0}^2 + \text{Cvz}^2 \omega^2)(\text{Ccz}^2 \text{Lzz}(2 \text{Cvz Rzz} + \text{Lzz S0}) \omega^4 - \text{Ccz}(\text{Ccz S0 Rzz}^2 + 2 \text{Cvz Rzz} + 2 \text{Lzz S0}) \omega^2 + \text{S0})) / \\ & \quad (((\text{GRi} + 1)^2 \text{Ccz}^2 \text{Cvz}^2 \text{Lzz}^2 \omega^6 + ((\text{S0}^2 \text{Lzz}^2 + 2 \text{G S0 Lzz}^2 + \text{Cvz}^2 \text{Rzz}^2 + \text{G}(\text{GLzz}^2 + (\text{GRi} + 2) \text{Cvz}^2 \text{Ri Rzz}^2)) \text{Ccz}^2 - \\ & \quad 2 \text{Cvz Lzz}(\text{Cvz}(\text{GRi} + 1)^2 - \text{GLzz}(G + \text{S0})) \text{Ccz} + \text{Cvz}^2 G^2 \text{Lzz}^2) \omega^4 + \\ & \quad ((\text{G}(\text{Ri} + \text{Rzz}) + 1)^2 \text{Cvz}^2 - 2 \text{G}(\text{Lzz} - \text{Ccz Rzz}^2)(G + \text{S0}) \text{Cvz} + \text{Ccz}(\text{Ccz Rzz}^2 - 2 \text{Lzz})(G + \text{S0})^2) \omega^2 + (G + \text{S0})^2) \\ & \quad ((\text{Ccz Rzz}^2 + (\text{Ccz Lzz } \omega^2 - 2) \text{Lzz}) \text{Ccz Cvz}^2 \text{Ri } \omega^4 + \text{Ccz}(\text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Lzz}^2 \text{S0 } \omega^4 + \\ & \quad \text{Cvz}^2(\text{Ri} + \text{Rzz}) \omega^2 + (\text{Ccz}(\text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Rzz}^2 - (2 \text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Lzz}) \text{S0 } \omega^2 + \\ & \quad (((\text{Cvz}^2 \text{Ri}^2 \omega^2 + 1)(\text{Rzz}^2 + \text{Lzz}^2 \omega^2) \text{Ccz}^2 + 2(\text{Cvz Rzz}^2 + \text{Cvz Lzz}(\text{Lzz} - \text{Cvz Ri}^2) \omega^2 - \text{Lzz}) \text{Ccz} + \\ & \quad (\text{Cvz}(\text{Ri} + \text{Rzz})^2 + (\text{Cvz Lzz } \omega^2 - 2) \text{Lzz}) \text{Cvz}) \omega^2 + 1) G + \text{S0})) \end{aligned}$$

$$S_{R_{3.3}}^{R_{eux}} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\partial \mathbf{Rvux}}{\partial \mathbf{Rzz}} \frac{\mathbf{Rzz}}{\mathbf{Rvux}}\right] =$$

$$\begin{aligned} & (\text{Cvz Rzz } \omega^2 (-\omega^2 (\text{Ccz G Lzz Ri } \omega^2 + \text{G}(\text{Lzz} + \text{Ccz Ri Rzz}) \omega + \text{Ccz}(\text{Rzz} + \text{Lzz } \omega) \omega - \text{G}(\text{Ri} + \text{Rzz}) - 1) \\ & \quad (\text{Ccz } \omega(\text{Rzz} - \text{Lzz } \omega) + \text{G}(\text{Rzz} + \text{Lzz } \omega + \text{Ri}(\text{Ccz } \omega(\text{Rzz} - \text{Lzz } \omega) + 1)) + 1) \text{Cvz}^3 + \\ & \quad 2 \omega^2 ((\text{Ccz Lzz}^2 (\text{Ri S0} - 1) \omega^2 + \text{Ccz Rzz}(-(\text{Ri} + \text{Rzz}) \text{S0 Ri} + 2 \text{Ri} + \text{Rzz}) + \\ & \quad \quad \text{Lzz}(\text{Ccz}^2 \text{Ri Rzz}(\text{Ri S0} - 2) \omega^2 - (\text{Ri} + \text{Rzz}) \text{S0} + 1)) G^2 - 2 \text{Ccz Rzz}(\text{Ccz Lzz } \omega^2 - 1) G + \\ & \quad \quad \text{Ccz Rzz S0}(1 - \text{Ccz Lzz } \omega^2) \text{Cvz}^2 + (G + \text{S0})(\text{Ccz}^2 \text{Lzz}^2 (\text{S0} + \text{G}(2 \text{Ri S0} - 1)) \omega^4 - \\ & \quad \quad \text{Ccz}((\text{Ccz}(2 \text{GRi} + 1) \text{Rzz}^2 + \text{Lzz}(4 \text{G}(\text{Ri} + \text{Rzz}) + 2)) \text{S0} - \text{G}(\text{Ccz Rzz}^2 + 2 \text{Lzz})) \omega^2 + \\ & \quad \quad \text{S0} + \text{G}(2(\text{Ri} + \text{Rzz}) \text{S0} - 1) \text{Cvz} - 2 \text{Ccz Rzz S0}(G + \text{S0})^2 (\text{Ccz Lzz } \omega^2 - 1))) / \\ & \quad ((\text{Ccz}^2 \text{Cvz}^2 \text{Lzz}^2 (\text{GRi} + 1)^2 \omega^6 + ((\text{S0}^2 \text{Lzz}^2 + 2 \text{G S0 Lzz}^2 + \text{Cvz}^2 \text{Rzz}^2 + \text{G}(\text{GLzz}^2 + \text{Cvz}^2 \text{Ri}(\text{GRi} + 2) \text{Rzz}^2)) \text{Ccz}^2 - \\ & \quad 2 \text{Cvz Lzz}(\text{Cvz}(\text{GRi} + 1)^2 - \text{GLzz}(G + \text{S0})) \text{Ccz} + \text{Cvz}^2 G^2 \text{Lzz}^2) \omega^4 + \\ & \quad (\text{Cvz}^2 (\text{G}(\text{Ri} + \text{Rzz}) + 1)^2 + \text{Ccz}(\text{Ccz Rzz}^2 - 2 \text{Lzz})(G + \text{S0})^2 - 2 \text{Cvz G}(\text{Lzz} - \text{Ccz Rzz}^2)(G + \text{S0})) \omega^2 + (G + \text{S0})^2) \\ & \quad (\text{Ccz}(\text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Lzz}^2 \text{S0 } \omega^4 + \text{Ccz Cvz}^2 \text{Ri}(\text{Ccz Rzz}^2 + \text{Lzz}(\text{Ccz Lzz } \omega^2 - 2)) \omega^4 + \\ & \quad \text{Cvz}^2(\text{Ri} + \text{Rzz}) \omega^2 + (\text{Ccz}(\text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Rzz}^2 - (2 \text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Lzz}) \text{S0 } \omega^2 + \text{S0} + \\ & \quad \text{G}(((\text{Rzz}^2 + \text{Lzz}^2 \omega^2)(\text{Cvz}^2 \text{Ri}^2 \omega^2 + 1) \text{Ccz}^2 + 2(\text{Cvz Rzz}^2 + \text{Cvz Lzz}(\text{Lzz} - \text{Cvz Ri}^2) \omega^2 - \text{Lzz}) \text{Ccz} + \\ & \quad \quad \text{Cvz}(\text{Cvz}(\text{Ri} + \text{Rzz})^2 + \text{Lzz}(\text{Cvz Lzz } \omega^2 - 2))) \omega^2 + 1))) \end{aligned}$$

$$S_{C_{e3}}^{R_{eux}} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\partial \mathbf{Rvux}}{\partial \mathbf{Cvz}} \frac{\mathbf{Cvz}}{\mathbf{Rvux}}\right] =$$

$$\begin{aligned} & (\text{Cvz } \omega^2 (((\text{Ccz Rzz}^2 + (\text{Ccz Lzz } \omega^2 - 2) \text{Lzz}) \text{Ccz } \omega^2 + 1)(\text{Ccz Rzz}^2 + (\text{Ccz Lzz } \omega^2 - 1) \text{Lzz}) \text{S0}(G + \text{S0})^2 + \\ & \quad 2((\text{Ccz Rzz}^2 + (\text{Ccz Lzz } \omega^2 - 2) \text{Lzz}) \text{Ccz } \omega^2 + 1)((\text{Ri S0} - 1)(\text{GRi} + 1) \text{Ccz}^2 \text{Lzz}^2 \omega^4 + \\ & \quad \quad (\text{G S0 Lzz}^2 - 2 \text{Ccz}(\text{GRi} + 1)(\text{Ri S0} - 1) \text{Lzz} + (\text{Ri S0} - 1)(\text{GRi} + 1) \text{Ccz}^2 \text{Rzz}^2) \omega^2 + \\ & \quad \quad (\text{Ri} + \text{Rzz}) \text{S0} - 1)(\text{G}(\text{Ri} + \text{Rzz}) + 1) \text{Cvz}(G + \text{S0}) + ((\text{GRi} + 1) \text{Ccz}^2 \text{Lzz}^2 (\text{G}(\text{Ri S0} - 2) - \text{S0}) \omega^4 + \\ & \quad \quad (\text{G}^2 \text{S0 Lzz}^2 - 2 \text{Ccz}(\text{GRi} + 1)(\text{Ri S0 G} - 2 \text{G} - \text{S0}) \text{Lzz} + (\text{GRi} + 1) \text{Ccz}^2 \text{Rzz}^2 (\text{Ri S0 G} - 2 \text{G} - \text{S0})) \omega^2 + \\ & \quad \quad (\text{G}(\text{Ri} + \text{Rzz})((\text{Ri} + \text{Rzz}) \text{S0} - 2) - 2) \text{G} - \text{S0})(\text{Ccz Rzz}^2 + (\text{Ccz Lzz } \omega^2 - 1) \text{Lzz}) \text{Cvz}^2 \omega^2)) / \\ & \quad (((\text{GRi} + 1)^2 \text{Ccz}^2 \text{Cvz}^2 \text{Lzz}^2 \omega^6 + ((\text{S0}^2 \text{Lzz}^2 + 2 \text{G S0 Lzz}^2 + \text{Cvz}^2 \text{Rzz}^2 + \text{G}(\text{GLzz}^2 + (\text{GRi} + 2) \text{Cvz}^2 \text{Ri Rzz}^2)) \text{Ccz}^2 - \\ & \quad 2 \text{Cvz Lzz}(\text{Cvz}(\text{GRi} + 1)^2 - \text{GLzz}(G + \text{S0})) \text{Ccz} + \text{Cvz}^2 G^2 \text{Lzz}^2) \omega^4 + \\ & \quad ((\text{G}(\text{Ri} + \text{Rzz}) + 1)^2 \text{Cvz}^2 - 2 \text{G}(\text{Lzz} - \text{Ccz Rzz}^2)(G + \text{S0}) \text{Cvz} + \text{Ccz}(\text{Ccz Rzz}^2 - 2 \text{Lzz})(G + \text{S0})^2) \omega^2 + (G + \text{S0})^2) \\ & \quad ((\text{Ccz Rzz}^2 + (\text{Ccz Lzz } \omega^2 - 2) \text{Lzz}) \text{Ccz Cvz}^2 \text{Ri } \omega^4 + \text{Ccz}(\text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Lzz}^2 \text{S0 } \omega^4 + \\ & \quad \text{Cvz}^2(\text{Ri} + \text{Rzz}) \omega^2 + (\text{Ccz}(\text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Rzz}^2 - (2 \text{Ccz} + \text{Cvz}) \text{Lzz}) \text{S0 } \omega^2 + \\ & \quad (((\text{Cvz}^2 \text{Ri}^2 \omega^2 + 1)(\text{Rzz}^2 + \text{Lzz}^2 \omega^2) \text{Ccz}^2 + 2(\text{Cvz Rzz}^2 + \text{Cvz Lzz}(\text{Lzz} - \text{Cvz Ri}^2) \omega^2 - \text{Lzz}) \text{Ccz} + \\ & \quad \quad (\text{Cvz}(\text{Ri} + \text{Rzz})^2 + (\text{Cvz Lzz } \omega^2 - 2) \text{Lzz}) \text{Cvz}) \omega^2 + 1) G + \text{S0})) \end{aligned}$$

$$S_{C_{cs}}^{R_{aux}} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\partial \mathbf{Rvux}}{\partial \mathbf{Ccz}} \frac{\mathbf{Ccz}}{\mathbf{Rvux}}\right] =$$

$$\begin{aligned} & (\mathbf{Ccz} \mathbf{Cvz} \omega^2 (-2 \mathbf{Cvz}^3 (\mathbf{GRi} + 1) (\mathbf{GRzz}^2 + \mathbf{GRi} \mathbf{Rzz} + \mathbf{Rzz} + \mathbf{GLzz}^2 \omega^2) (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 1)) \omega^4 + \\ & \mathbf{Cvz}^2 (\mathbf{Ccz}^2 \mathbf{Lzz}^4 (\mathbf{GRi} + 1) (\mathbf{G} (\mathbf{Ri} \mathbf{S0} - 2) - \mathbf{S0}) \omega^6 - \\ & \mathbf{Lzz}^2 (\mathbf{G}^2 \mathbf{S0} \mathbf{Lzz}^2 + 2 \mathbf{Ccz} (\mathbf{GRi} + 1) (\mathbf{G} (\mathbf{Ri} \mathbf{S0} - 2) - \mathbf{S0}) \mathbf{Lzz} - 2 \mathbf{Ccz}^2 (\mathbf{GRi} + 1) \mathbf{Rzz}^2 (\mathbf{G} (\mathbf{Ri} \mathbf{S0} - 2) - \mathbf{S0})) \omega^4 - \\ & ((\mathbf{Ccz}^2 \mathbf{Ri} (2 - \mathbf{Ri} \mathbf{S0}) \mathbf{Rzz}^4 + 2 \mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \mathbf{Ri} (\mathbf{Ri} \mathbf{S0} - 2) \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz}^2 (2 (\mathbf{Rzz} \mathbf{S0} + 1) \mathbf{Ri} - \mathbf{Ri}^2 \mathbf{S0} + \\ & 2 \mathbf{Rzz} (\mathbf{Rzz} \mathbf{S0} - 1))) \mathbf{G}^2 + 2 (\mathbf{Lzz} - \mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2)^2 \mathbf{G} + (\mathbf{Lzz} - \mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2)^2 \mathbf{S0}) \omega^2 - \\ & \mathbf{Rzz}^2 (\mathbf{G} (\mathbf{Ri} + \mathbf{Rzz}) + 1) (\mathbf{G} ((\mathbf{Ri} + \mathbf{Rzz}) \mathbf{S0} - 2) - \mathbf{S0})) \omega^2 - 2 \mathbf{Cvz} (\mathbf{G} + \mathbf{S0}) \\ & (\mathbf{GLzz}^2 \mathbf{S0} \omega^2 + \mathbf{Rzz} \mathbf{S0} + \mathbf{GRzz} (2 \mathbf{Ri} \mathbf{S0} + \mathbf{Rzz} \mathbf{S0} - 1)) (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 1)) \omega^2 - \\ & \mathbf{S0} (\mathbf{G} + \mathbf{S0})^2 (\mathbf{Ccz} \omega \mathbf{Rzz}^2 - \mathbf{Rzz} + \mathbf{Lzz} \omega (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 1)) (\mathbf{Ccz} \omega \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Rzz} + \mathbf{Lzz} \omega (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 1))) / \\ & ((\mathbf{Ccz}^2 \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Lzz}^2 (\mathbf{GRi} + 1)^2 \omega^6 + ((\mathbf{S0}^2 \mathbf{Lzz}^2 + 2 \mathbf{G} \mathbf{S0} \mathbf{Lzz}^2 + \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{G} (\mathbf{GLzz}^2 + \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Ri} (\mathbf{GRi} + 2) \mathbf{Rzz}^2)) \mathbf{Ccz}^2 - \\ & 2 \mathbf{Cvz} \mathbf{Lzz} (\mathbf{Cvz} (\mathbf{GRi} + 1)^2 - \mathbf{GLzz} (\mathbf{G} + \mathbf{S0})) \mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{G}^2 \mathbf{Lzz}^2) \omega^4 + \\ & (\mathbf{Cvz}^2 (\mathbf{G} (\mathbf{Ri} + \mathbf{Rzz}) + 1)^2 + \mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 - 2 \mathbf{Lzz}) (\mathbf{G} + \mathbf{S0})^2 - 2 \mathbf{Cvz} \mathbf{G} (\mathbf{Lzz} - \mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2) (\mathbf{G} + \mathbf{S0})) \omega^2 + (\mathbf{G} + \mathbf{S0})^2) \\ & (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Lzz}^2 \mathbf{S0} \omega^4 + \mathbf{Ccz} \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Ri} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2)) \omega^4 + \\ & \mathbf{Cvz}^2 (\mathbf{Ri} + \mathbf{Rzz}) \omega^2 + (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Rzz}^2 - (2 \mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Lzz}) \mathbf{S0} \omega^2 + \mathbf{S0} + \\ & \mathbf{G} (((\mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz}^2 \omega^2) (\mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Ri}^2 \omega^2 + 1) \mathbf{Ccz}^2 + 2 (\mathbf{Cvz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Cvz} \mathbf{Lzz} (\mathbf{Lzz} - \mathbf{Cvz} \mathbf{Ri}^2) \omega^2 - \mathbf{Lzz}) \mathbf{Ccz} + \\ & \mathbf{Cvz} (\mathbf{Cvz} (\mathbf{Ri} + \mathbf{Rzz})^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Cvz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2))) \omega^2 + 1))) \end{aligned}$$

$$S_{R_i}^{R_{aux}} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\partial \mathbf{Rvux}}{\partial \mathbf{Ri}} \frac{\mathbf{Ri}}{\mathbf{Rvux}}\right] =$$

$$\begin{aligned} & (\mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Ri} \omega^2 (\mathbf{Ccz} \mathbf{Cvz}^2 (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2)) (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2)) \omega^2 + 2) \omega^4 + \\ & \mathbf{Cvz}^2 \omega^2 + \mathbf{S0}^2 (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1)^2 + \\ & 2 \mathbf{G} (\mathbf{S0}^2 + \mathbf{Cvz}^2 \omega^2) (\mathbf{Ccz}^2 \mathbf{Lzz}^2 \mathbf{Ri} \omega^4 + \mathbf{Ccz} \mathbf{Ri} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 - 2 \mathbf{Lzz}) \omega^2 + \mathbf{Ri} + \mathbf{Rzz}) \\ & (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) + \mathbf{G}^2 (-\mathbf{Ccz}^2 (\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz})^2 \mathbf{Rzz}^4 \omega^4 + \\ & \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Ri}^2 (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1)^2 \omega^2 + 2 \mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Rzz}^3 \mathbf{S0} \omega^2 + \mathbf{Rzz}^2 \\ & (-2 \mathbf{Ccz}^2 (\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz})^2 \mathbf{Lzz}^2 \omega^4 + 2 \mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) (2 \mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2 \mathbf{Ccz}^2 + \mathbf{Cvz}^2 - 2 \mathbf{Ccz} \mathbf{Cvz}) \omega^2 - \\ & (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 1)^2 ((\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Lzz} \omega^2 - 1)^2 + 2 \mathbf{Rzz} \mathbf{S0} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 1) ((\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Lzz} \omega^2 - 1) + \\ & 2 \mathbf{Ri} (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Lzz}^2 \mathbf{S0} \omega^4 + (\mathbf{Rzz} \mathbf{Cvz}^2 + (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Rzz}^2 - (2 \mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Lzz}) \mathbf{S0}) \omega^2 + \mathbf{S0}) \\ & (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1))) / \\ & ((\mathbf{Ccz}^2 \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Lzz}^2 (\mathbf{GRi} + 1)^2 \omega^6 + ((\mathbf{S0}^2 \mathbf{Lzz}^2 + 2 \mathbf{G} \mathbf{S0} \mathbf{Lzz}^2 + \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{G} (\mathbf{GLzz}^2 + \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Ri} (\mathbf{GRi} + 2) \mathbf{Rzz}^2)) \mathbf{Ccz}^2 - \\ & 2 \mathbf{Cvz} \mathbf{Lzz} (\mathbf{Cvz} (\mathbf{GRi} + 1)^2 - \mathbf{GLzz} (\mathbf{G} + \mathbf{S0})) \mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{G}^2 \mathbf{Lzz}^2) \omega^4 + \\ & (\mathbf{Cvz}^2 (\mathbf{G} (\mathbf{Ri} + \mathbf{Rzz}) + 1)^2 + \mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 - 2 \mathbf{Lzz}) (\mathbf{G} + \mathbf{S0})^2 - 2 \mathbf{Cvz} \mathbf{G} (\mathbf{Lzz} - \mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2) (\mathbf{G} + \mathbf{S0})) \omega^2 + (\mathbf{G} + \mathbf{S0})^2) \\ & (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Lzz}^2 \mathbf{S0} \omega^4 + \mathbf{Ccz} \mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Ri} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Ccz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2)) \omega^4 + \\ & \mathbf{Cvz}^2 (\mathbf{Ri} + \mathbf{Rzz}) \omega^2 + (\mathbf{Ccz} (\mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Rzz}^2 - (2 \mathbf{Ccz} + \mathbf{Cvz}) \mathbf{Lzz}) \mathbf{S0} \omega^2 + \mathbf{S0} + \\ & \mathbf{G} (((\mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Lzz}^2 \omega^2) (\mathbf{Cvz}^2 \mathbf{Ri}^2 \omega^2 + 1) \mathbf{Ccz}^2 + 2 (\mathbf{Cvz} \mathbf{Rzz}^2 + \mathbf{Cvz} \mathbf{Lzz} (\mathbf{Lzz} - \mathbf{Cvz} \mathbf{Ri}^2) \omega^2 - \mathbf{Lzz}) \mathbf{Ccz} + \\ & \mathbf{Cvz} (\mathbf{Cvz} (\mathbf{Ri} + \mathbf{Rzz})^2 + \mathbf{Lzz} (\mathbf{Cvz} \mathbf{Lzz} \omega^2 - 2))) \omega^2 + 1))) \end{aligned}$$

$$S_G^{R_{aux}} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\partial R_{aux} G}{R_{vux}}\right] =$$

$$\begin{aligned} & (G((Ccz^2 Cvz^2 Lzz^2 (GRi + 1)^2 \omega^6 + ((S0^2 Lzz^2 + 2G S0Lzz^2 + Cvz^2 Rzz^2 + G(GLzz^2 + Cvz^2 Ri(GRi + 2)Rzz^2)) Ccz^2 - \\ & \quad 2Cvz Lzz (Cvz (GRi + 1)^2 - GLzz (G + S0)) Ccz + Cvz^2 G^2 Lzz^2) \omega^4 + \\ & \quad (Cvz^2 (G (Ri + Rzz) + 1)^2 + Ccz (Ccz Rzz^2 - 2Lzz)(G + S0)^2 - 2Cvz G (Lzz - Ccz Rzz^2)(G + S0)) \omega^2 + \\ & \quad (G + S0)^2) (((Rzz^2 + Lzz^2 \omega^2) (Cvz^2 Ri^2 \omega^2 + 1) Ccz^2 + 2(Cvz Rzz^2 + Cvz Lzz (Lzz - Cvz Ri^2) \omega^2 - Lzz) Ccz + \\ & \quad Cvz (Cvz (Ri + Rzz)^2 + Lzz (Cvz Lzz \omega^2 - 2))) \omega^2 + 1) - \\ & \quad 2(Ccz (Ccz + Cvz) Lzz^2 S0 \omega^4 + Ccz Cvz^2 Ri (Ccz Rzz^2 + Lzz (Ccz Lzz \omega^2 - 2)) \omega^4 + \\ & \quad Cvz^2 (Ri + Rzz) \omega^2 + (Ccz (Ccz + Cvz) Rzz^2 - (2Ccz + Cvz) Lzz) S0 \omega^2 + S0 + \\ & \quad G(((Rzz^2 + Lzz^2 \omega^2) (Cvz^2 Ri^2 \omega^2 + 1) Ccz^2 + 2(Cvz Rzz^2 + Cvz Lzz (Lzz - Cvz Ri^2) \omega^2 - Lzz) \\ & \quad Ccz + Cvz (Cvz (Ri + Rzz)^2 + Lzz (Cvz Lzz \omega^2 - 2))) \omega^2 + 1))^2) / \\ & ((Ccz^2 Cvz^2 Lzz^2 (GRi + 1)^2 \omega^6 + ((S0^2 Lzz^2 + 2G S0Lzz^2 + Cvz^2 Rzz^2 + G(GLzz^2 + Cvz^2 Ri(GRi + 2)Rzz^2)) Ccz^2 - \\ & \quad 2Cvz Lzz (Cvz (GRi + 1)^2 - GLzz (G + S0)) Ccz + Cvz^2 G^2 Lzz^2) \omega^4 + \\ & \quad (Cvz^2 (G (Ri + Rzz) + 1)^2 + Ccz (Ccz Rzz^2 - 2Lzz)(G + S0)^2 - 2Cvz G (Lzz - Ccz Rzz^2)(G + S0)) \omega^2 + \\ & \quad (G + S0)^2) \\ & \quad (Ccz (Ccz + Cvz) Lzz^2 S0 \omega^4 + Ccz Cvz^2 Ri (Ccz Rzz^2 + Lzz (Ccz Lzz \omega^2 - 2)) \omega^4 + \\ & \quad Cvz^2 (Ri + Rzz) \omega^2 + (Ccz (Ccz + Cvz) Rzz^2 - (2Ccz + Cvz) Lzz) S0 \omega^2 + \\ & \quad S0 + G(((Rzz^2 + Lzz^2 \omega^2) (Cvz^2 Ri^2 \omega^2 + 1) Ccz^2 + 2(Cvz Rzz^2 + Cvz Lzz (Lzz - Cvz Ri^2) \omega^2 - Lzz) Ccz + \\ & \quad Cvz (Cvz (Ri + Rzz)^2 + Lzz (Cvz Lzz \omega^2 - 2))) \omega^2 + 1))) \end{aligned}$$

$$S_{S_0}^{R_{aux}} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\partial R_{aux} S_0}{R_{vux}}\right] =$$

$$\begin{aligned} & (S0(-Ccz (Ccz + Cvz) Lzz^2 \omega^4 + (Ccz (Ccz + Cvz) Rzz^2 - (2Ccz + Cvz) Lzz) \omega^2 + 1) \\ & \quad (((Rzz^2 + Lzz^2 \omega^2) (Cvz^2 Ri^2 \omega^2 + 1) Ccz^2 + 2(Cvz Rzz^2 + Cvz Lzz (Lzz - Cvz Ri^2) \omega^2 - Lzz) Ccz + \\ & \quad Cvz (Cvz (Ri + Rzz)^2 + Lzz (Cvz Lzz \omega^2 - 2))) \omega^2 + 1) \\ & \quad G^2 - 2S0 (Ccz (Ccz Rzz^2 + Lzz (Ccz Lzz \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) \\ & \quad (((Rzz^2 + Lzz^2 \omega^2) (Cvz^2 Ri^2 \omega^2 + 1) Ccz^2 + 2(Cvz Rzz^2 + Cvz Lzz (Lzz - Cvz Ri^2) \omega^2 - Lzz) Ccz + \\ & \quad Cvz (Cvz (Ri + Rzz)^2 + Lzz (Cvz Lzz \omega^2 - 2))) \omega^2 + 1) G - \\ & \quad ((Ccz (Ccz + Cvz) Lzz^2 \omega^4 + (Ccz (Ccz + Cvz) Rzz^2 - (2Ccz + Cvz) Lzz) \omega^2 + 1) S0^2 + \\ & \quad 2Cvz^2 \omega^2 (Ccz^2 Lzz^2 Ri \omega^4 + Ccz Ri (Ccz Rzz^2 - 2Lzz) \omega^2 + Ri + Rzz) S0 + \\ & \quad Cvz^2 \omega^2 (-Ccz (Ccz + Cvz) Lzz^2 \omega^4 + ((2Ccz + Cvz) Lzz - Ccz (Ccz + Cvz) Rzz^2) \omega^2 - 1)) \\ & \quad (Ccz (Ccz Rzz^2 + Lzz (Ccz Lzz \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1))) / \\ & ((Ccz^2 Cvz^2 Lzz^2 (GRi + 1)^2 \omega^6 + ((S0^2 Lzz^2 + 2G S0Lzz^2 + Cvz^2 Rzz^2 + G(GLzz^2 + Cvz^2 Ri(GRi + 2)Rzz^2)) Ccz^2 - \\ & \quad 2Cvz Lzz (Cvz (GRi + 1)^2 - GLzz (G + S0)) Ccz + Cvz^2 G^2 Lzz^2) \omega^4 + \\ & \quad (Cvz^2 (G (Ri + Rzz) + 1)^2 + Ccz (Ccz Rzz^2 - 2Lzz)(G + S0)^2 - 2Cvz G (Lzz - Ccz Rzz^2)(G + S0)) \omega^2 + (G + S0)^2) \\ & \quad (Ccz (Ccz + Cvz) Lzz^2 S0 \omega^4 + Ccz Cvz^2 Ri (Ccz Rzz^2 + Lzz (Ccz Lzz \omega^2 - 2)) \omega^4 + \\ & \quad Cvz^2 (Ri + Rzz) \omega^2 + (Ccz (Ccz + Cvz) Rzz^2 - (2Ccz + Cvz) Lzz) S0 \omega^2 + S0 + \\ & \quad G(((Rzz^2 + Lzz^2 \omega^2) (Cvz^2 Ri^2 \omega^2 + 1) Ccz^2 + 2(Cvz Rzz^2 + Cvz Lzz (Lzz - Cvz Ri^2) \omega^2 - Lzz) Ccz + \\ & \quad Cvz (Cvz (Ri + Rzz)^2 + Lzz (Cvz Lzz \omega^2 - 2))) \omega^2 + 1))) \end{aligned}$$

$$S_{L_{3.3}}^X{}_{\text{aux}} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial X_{\text{aux}}}{\partial L_{3.3}} \mathbf{LZZ}}{X_{\text{aux}}}\right] =$$

$$\begin{aligned} & (LZZ \omega^2 (-\omega^2 (Ccz \, G \, LZZ \, Ri \, \omega^2 + G (LZZ + Ccz \, Ri \, RZZ) \, \omega + Ccz (RZZ + LZZ \, \omega) \, \omega - G (Ri + RZZ) - 1) \\ & \quad (Ccz \, \omega (RZZ - LZZ \, \omega) + G (RZZ + LZZ \, \omega + Ri (Ccz \, \omega (RZZ - LZZ \, \omega) + 1) + 1) \, Cvz^3 + \\ & \quad 2 \omega^2 ((Ccz \, LZZ^2 (Ri \, S0 - 1) \omega^2 + Ccz \, RZZ (-Ri + RZZ) \, S0 \, Ri + 2 \, Ri + RZZ) + \\ & \quad \quad LZZ (Ccz^2 \, Ri \, RZZ (Ri \, S0 - 2) \omega^2 - (Ri + RZZ) \, S0 + 1)) \, G^2 - 2 \, Ccz \, RZZ (Ccz \, LZZ \, \omega^2 - 1) \, G + \\ & \quad \quad Ccz \, RZZ \, S0 (1 - Ccz \, LZZ \, \omega^2)) \, Cvz^2 + (G + S0) (Ccz^2 \, LZZ^2 (S0 + G (2 \, Ri \, S0 - 1)) \omega^4 - \\ & \quad \quad Ccz ((Ccz (2 \, G \, Ri + 1) \, RZZ^2 + LZZ (4 \, G (Ri + RZZ) + 2) \, S0 - G (Ccz \, RZZ^2 + 2 \, LZZ)) \omega^2 + \\ & \quad \quad S0 + G (2 (Ri + RZZ) \, S0 - 1) \, Cvz - 2 \, Ccz \, RZZ \, S0 (G + S0)^2 (Ccz \, LZZ \, \omega^2 - 1))) / \\ & \quad ((Ccz^2 \, Cvz^2 \, LZZ^2 (G \, Ri + 1)^2 \omega^6 + ((S0^2 \, LZZ^2 + 2 \, G \, S0 \, LZZ^2 + Cvz^2 \, RZZ^2 + G (G \, LZZ^2 + Cvz^2 \, Ri (G \, Ri + 2) \, RZZ^2)) \, Ccz^2 - \\ & \quad \quad 2 \, Cvz \, LZZ (Cvz (G \, Ri + 1)^2 - G \, LZZ (G + S0)) \, Ccz + Cvz^2 \, G^2 \, LZZ^2) \omega^4 + \\ & \quad \quad (Cvz^2 (G (Ri + RZZ) + 1)^2 + Ccz (Ccz \, RZZ^2 - 2 \, LZZ) (G + S0)^2 - 2 \, Cvz \, G (LZZ - Ccz \, RZZ^2) (G + S0)) \omega^2 + (G + S0)^2) \\ & \quad (-Ccz (Ccz + Cvz) \, RZZ^2 \omega^2 + LZZ (-Ccz (Ccz + Cvz) \, LZZ \omega^2 + 2 \, Ccz + Cvz) \omega^2 + \\ & \quad \quad RZZ \, S0 + Ri \, S0 (Ccz (Ccz \, RZZ^2 + LZZ (Ccz \, LZZ \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) - 1)) \end{aligned}$$

$$S_{R_{3.3}}^X{}_{\text{aux}} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial X_{\text{aux}}}{\partial R_{3.3}} \mathbf{RZZ}}{X_{\text{aux}}}\right] =$$

$$\begin{aligned} & (RZZ ((2 \, Cvz \, \omega^2 (Ccz \, Cvz \, LZZ \, Ri \, \omega^2 - Ccz \, RZZ - Cvz (Ri + RZZ)) ((Ccz + Cvz) \, LZZ + Ccz \, Cvz \, Ri \, RZZ) \omega^2 - 1) - \\ & \quad S0 (Ccz \, \omega (LZZ \, \omega - RZZ) + Cvz \, \omega (-RZZ + LZZ \, \omega + Ri (Ccz \, \omega (RZZ + LZZ \, \omega) - 1) - 1) \\ & \quad \quad (1 - \omega (Ccz (RZZ + LZZ \, \omega) + Cvz (RZZ + LZZ \, \omega + Ri (Ccz \, \omega (RZZ - LZZ \, \omega) + 1)))) \, G^2 + \\ & \quad \quad 2 (S0^2 + Cvz^2 \omega^2) (Ccz \, LZZ ((Ccz + Cvz) \, LZZ + 2 \, Ccz \, Cvz \, Ri \, RZZ) \omega^4 - \\ & \quad \quad (Ccz (Ccz + Cvz) \, RZZ^2 + 2 \, Ccz \, Cvz \, Ri \, RZZ + (2 \, Ccz + Cvz) \, LZZ) \omega^2 + 1) \, G + \\ & \quad \quad (S0^2 + Cvz^2 \omega^2) (Ccz^2 \, LZZ (2 \, Cvz \, RZZ + LZZ \, S0) \omega^4 - Ccz (Ccz \, S0 \, RZZ^2 + 2 \, Cvz \, RZZ + 2 \, LZZ \, S0) \omega^2 + S0))) / \\ & \quad ((Ccz^2 \, Cvz^2 \, LZZ^2 (G \, Ri + 1)^2 \omega^6 + ((S0^2 \, LZZ^2 + 2 \, G \, S0 \, LZZ^2 + Cvz^2 \, RZZ^2 + G (G \, LZZ^2 + Cvz^2 \, Ri (G \, Ri + 2) \, RZZ^2)) \, Ccz^2 - \\ & \quad \quad 2 \, Cvz \, LZZ (Cvz (G \, Ri + 1)^2 - G \, LZZ (G + S0)) \, Ccz + Cvz^2 \, G^2 \, LZZ^2) \omega^4 + \\ & \quad \quad (Cvz^2 (G (Ri + RZZ) + 1)^2 + Ccz (Ccz \, RZZ^2 - 2 \, LZZ) (G + S0)^2 - 2 \, Cvz \, G (LZZ - Ccz \, RZZ^2) (G + S0)) \omega^2 + (G + S0)^2) \\ & \quad (-Ccz (Ccz + Cvz) \, RZZ^2 \omega^2 + LZZ (-Ccz (Ccz + Cvz) \, LZZ \omega^2 + 2 \, Ccz + Cvz) \omega^2 + \\ & \quad \quad RZZ \, S0 + Ri \, S0 (Ccz (Ccz \, RZZ^2 + LZZ (Ccz \, LZZ \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) - 1)) \end{aligned}$$

$$S_{C_{63}}^X{}_{\text{aux}} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial X_{\text{aux}}}{\partial C_{63}} \mathbf{Cvz}}{X_{\text{aux}}}\right] =$$

$$\begin{aligned} & \frac{Ccz (Ri \, S0 - 1)}{-Ri \, S0 \, Ccz + Ccz + Cvz} + (2 (G + S0) (Ccz \, LZZ^2 (Cvz \, G + Ccz (G + S0)) \omega^4 + \\ & \quad (Ccz (Ccz + Cvz) \, G \, RZZ^2 - (2 \, Ccz + Cvz) \, G \, LZZ + Ccz (Ccz \, RZZ^2 - 2 \, LZZ) \, S0) \omega^2 + G + S0)) / \\ & \quad (Ccz^2 \, Cvz^2 \, LZZ^2 (G \, Ri + 1)^2 \omega^6 + ((S0^2 \, LZZ^2 + 2 \, G \, S0 \, LZZ^2 + Cvz^2 \, RZZ^2 + G (G \, LZZ^2 + Cvz^2 \, Ri (G \, Ri + 2) \, RZZ^2)) \, Ccz^2 - \\ & \quad \quad 2 \, Cvz \, LZZ (Cvz (G \, Ri + 1)^2 - G \, LZZ (G + S0)) \, Ccz + Cvz^2 \, G^2 \, LZZ^2) \omega^4 + \\ & \quad \quad (Cvz^2 (G (Ri + RZZ) + 1)^2 + Ccz (Ccz \, RZZ^2 - 2 \, LZZ) (G + S0)^2 - 2 \, Cvz \, G (LZZ - Ccz \, RZZ^2) (G + S0)) \omega^2 + (G + S0)^2) - \\ & \quad (Cvz (-Ccz \, LZZ (Ri \, S0 - 1) \omega^2 + Ri \, S0 + RZZ \, S0 - 1)) / \\ & \quad ((-Ri \, S0 \, Ccz + Ccz + Cvz) (-Ccz (Ccz + Cvz) \, RZZ^2 \omega^2 + LZZ (-Ccz (Ccz + Cvz) \, LZZ \omega^2 + 2 \, Ccz + Cvz) \omega^2 + \\ & \quad \quad RZZ \, S0 + Ri \, S0 (Ccz (Ccz \, RZZ^2 + LZZ (Ccz \, LZZ \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) - 1)) \end{aligned}$$

$$S_{Cz}^X{}_{cs}{}^{aux} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial X_{aux}}{\partial Cz} Cz}{X_{vux}}\right] =$$

$$\begin{aligned}
& (Ccz \omega^2 (\omega^2 (Ccz LZZ^2 (GRi + 1) \omega^3 - GLZZ^2 \omega^2 - (GRi + 1) (LZZ - Ccz RZZ^2) \omega - RZZ (G (Ri + RZZ) + 1)) \\
& \quad ((Ccz Ri \omega G + G + Ccz \omega) RZZ^2 + GRi RZZ + RZZ + LZZ \omega (Ccz LZZ (GRi + 1) \omega^2 + GLZZ \omega - GRi - 1)) \\
& \quad Cvz^3 + 2 \omega^2 (Ccz RZZ^2 + LZZ (Ccz LZZ \omega^2 - 1)) \\
& \quad ((LZZ^2 (Ri S0 - 1) \omega^2 - RZZ (2 Ri + RZZ) + Ri RZZ (Ri + RZZ) S0) G^2 - 2 RZZ G - RZZ S0) Cvz^2 + \\
& \quad (G + S0) (Ccz^2 LZZ^4 (S0 + G (2 Ri S0 - 1)) \omega^6 + 2 Ccz LZZ^2 (Ccz RZZ^2 - LZZ) (S0 + G (2 Ri S0 - 1)) \omega^4 - \\
& \quad (G (LZZ - Ccz RZZ^2)^2 - (Ccz^2 (2 GRi + 1) RZZ^4 - 2 Ccz LZZ (2 GRi + 1) RZZ^2 + LZZ^2 (2 GRi - 2 GRZZ + 1)) \\
& \quad S0) \omega^2 - RZZ^2 (S0 + G (2 (Ri + RZZ) S0 - 1))) Cvz - \\
& \quad 2 RZZ S0 (G + S0)^2 (Ccz RZZ^2 + LZZ (Ccz LZZ \omega^2 - 1))) / ((Ccz^2 Cvz^2 LZZ^2 (GRi + 1)^2 \omega^6 + \\
& \quad ((S0^2 LZZ^2 + 2 G S0 LZZ^2 + Cvz^2 RZZ^2 + G (GLZZ^2 + Cvz^2 Ri (GRi + 2) RZZ^2)) Ccz^2 - \\
& \quad 2 Cvz LZZ (Cvz (GRi + 1)^2 - GLZZ (G + S0)) Ccz + Cvz^2 G^2 LZZ^2) \omega^4 + \\
& \quad (Cvz^2 (G (Ri + RZZ) + 1)^2 + Ccz (Ccz RZZ^2 - 2 LZZ) (G + S0)^2 - 2 Cvz G (LZZ - Ccz RZZ^2) (G + S0)) \omega^2 + (G + S0)^2) \\
& \quad (-Ccz (Ccz + Cvz) RZZ^2 \omega^2 + LZZ (-Ccz (Ccz + Cvz) LZZ \omega^2 + 2 Ccz + Cvz) \omega^2 + \\
& \quad RZZ S0 + Ri S0 (Ccz (Ccz RZZ^2 + LZZ (Ccz LZZ \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) - 1))
\end{aligned}$$

$$S_{Ri}^X{}_{cs}{}^{aux} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial X_{aux}}{\partial Ri} Ri}{X_{vux}}\right] =$$

$$\begin{aligned}
& (Ri (S0 (Ccz^2 Cvz^2 LZZ^2 (GRi + 1)^2 \omega^6 + ((S0^2 LZZ^2 + 2 G S0 LZZ^2 + Cvz^2 RZZ^2 + G (GLZZ^2 + Cvz^2 Ri (GRi + 2) RZZ^2)) \\
& \quad Ccz^2 - 2 Cvz LZZ (Cvz (GRi + 1)^2 - GLZZ (G + S0)) Ccz + Cvz^2 G^2 LZZ^2) \omega^4 + \\
& \quad (Cvz^2 (G (Ri + RZZ) + 1)^2 + Ccz (Ccz RZZ^2 - 2 LZZ) (G + S0)^2 - 2 Cvz G (LZZ - Ccz RZZ^2) (G + S0)) \omega^2 + \\
& \quad (G + S0)^2) (Ccz (Ccz RZZ^2 + LZZ (Ccz LZZ \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) - \\
& \quad 2 Cvz^2 G \omega^2 (Ccz^2 LZZ^2 (GRi + 1) \omega^4 + Ccz (GRi + 1) (Ccz RZZ^2 - 2 LZZ) \omega^2 + GRi + GRZZ + 1) \\
& \quad (-Ccz (Ccz + Cvz) RZZ^2 \omega^2 + LZZ (-Ccz (Ccz + Cvz) LZZ \omega^2 + 2 Ccz + Cvz) \omega^2 + \\
& \quad RZZ S0 + Ri S0 (Ccz (Ccz RZZ^2 + LZZ (Ccz LZZ \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) - 1))) / \\
& \quad ((Ccz^2 Cvz^2 LZZ^2 (GRi + 1)^2 \omega^6 + ((S0^2 LZZ^2 + 2 G S0 LZZ^2 + Cvz^2 RZZ^2 + G (GLZZ^2 + Cvz^2 Ri (GRi + 2) RZZ^2)) Ccz^2 - \\
& \quad 2 Cvz LZZ (Cvz (GRi + 1)^2 - GLZZ (G + S0)) Ccz + Cvz^2 G^2 LZZ^2) \omega^4 + \\
& \quad (Cvz^2 (G (Ri + RZZ) + 1)^2 + Ccz (Ccz RZZ^2 - 2 LZZ) (G + S0)^2 - 2 Cvz G (LZZ - Ccz RZZ^2) (G + S0)) \omega^2 + (G + S0)^2) \\
& \quad (-Ccz (Ccz + Cvz) RZZ^2 \omega^2 + LZZ (-Ccz (Ccz + Cvz) LZZ \omega^2 + 2 Ccz + Cvz) \omega^2 + \\
& \quad RZZ S0 + Ri S0 (Ccz (Ccz RZZ^2 + LZZ (Ccz LZZ \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) - 1))
\end{aligned}$$

$$S_G^X{}_{cs}{}^{aux} = \text{FullSimplify}\left[\frac{\frac{\partial X_{aux}}{\partial G} G}{X_{vux}}\right] =$$

$$\begin{aligned}
& -(2 G (Ccz (Ccz + Cvz) LZZ^2 S0 \omega^4 + Ccz Cvz^2 Ri (Ccz RZZ^2 + LZZ (Ccz LZZ \omega^2 - 2)) \omega^4 + \\
& \quad Cvz^2 (Ri + RZZ) \omega^2 + (Ccz (Ccz + Cvz) RZZ^2 - (2 Ccz + Cvz) LZZ) S0 \omega^2 + S0 + \\
& \quad G (((RZZ^2 + LZZ^2 \omega^2) (Cvz^2 Ri^2 \omega^2 + 1) Ccz^2 + 2 (Cvz RZZ^2 + Cvz LZZ (LZZ - Cvz Ri^2) \omega^2 - LZZ) Ccz + \\
& \quad Cvz (Cvz (Ri + RZZ)^2 + LZZ (Cvz LZZ \omega^2 - 2))) \omega^2 + 1))) / \\
& \quad (Ccz^2 Cvz^2 LZZ^2 (GRi + 1)^2 \omega^6 + ((S0^2 LZZ^2 + 2 G S0 LZZ^2 + Cvz^2 RZZ^2 + G (GLZZ^2 + Cvz^2 Ri (GRi + 2) RZZ^2)) Ccz^2 - \\
& \quad 2 Cvz LZZ (Cvz (GRi + 1)^2 - GLZZ (G + S0)) Ccz + Cvz^2 G^2 LZZ^2) \omega^4 + \\
& \quad (Cvz^2 (G (Ri + RZZ) + 1)^2 + Ccz (Ccz RZZ^2 - 2 LZZ) (G + S0)^2 - 2 Cvz G (LZZ - Ccz RZZ^2) (G + S0)) \omega^2 + (G + S0)^2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{S_0}^X = \text{FullSimplify} \left[ \frac{\frac{\partial X_{\text{vux}}}{\partial S_0} S_0}{X_{\text{vux}}} \right] = \\
(S_0((Ccz^2 Cvz^2 Lzz^2 (GRi + 1)^2 \omega^6 + ((S_0^2 Lzz^2 + 2 G S_0 Lzz^2 + Cvz^2 Rzz^2 + G(GLzz^2 + Cvz^2 Ri(GRi + 2) Rzz^2)) Ccz^2 - \\
2 Cvz Lzz (Cvz (GRi + 1)^2 - GLzz (G + S_0)) Ccz + Cvz^2 G^2 Lzz^2) \omega^4 + \\
(Cvz^2 (G (Ri + Rzz) + 1)^2 + Ccz (Ccz Rzz^2 - 2 Lzz) (G + S_0)^2 - 2 Cvz G (Lzz - Ccz Rzz^2) (G + S_0)) \omega^2 + \\
(G + S_0)^2) (Rzz + Ri (Ccz (Ccz Rzz^2 + Lzz (Ccz Lzz \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1)) - \\
(2 Ccz Lzz^2 (Cvz G + Ccz (G + S_0)) \omega^4 + (2 Ccz (Ccz Rzz^2 - 2 Lzz) (G + S_0) - 2 Cvz G (Lzz - Ccz Rzz^2)) \omega^2 + \\
2 (G + S_0)) (-Ccz (Ccz + Cvz) Rzz^2 \omega^2 + Lzz (-Ccz (Ccz + Cvz) Lzz \omega^2 + 2 Ccz + Cvz) \omega^2 + \\
Rzz S_0 + Ri S_0 (Ccz (Ccz Rzz^2 + Lzz (Ccz Lzz \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) - 1))) / \\
((Ccz^2 Cvz^2 Lzz^2 (GRi + 1)^2 \omega^6 + ((S_0^2 Lzz^2 + 2 G S_0 Lzz^2 + Cvz^2 Rzz^2 + G(GLzz^2 + Cvz^2 Ri(GRi + 2) Rzz^2)) Ccz^2 - \\
2 Cvz Lzz (Cvz (GRi + 1)^2 - GLzz (G + S_0)) Ccz + Cvz^2 G^2 Lzz^2) \omega^4 + \\
(Cvz^2 (G (Ri + Rzz) + 1)^2 + Ccz (Ccz Rzz^2 - 2 Lzz) (G + S_0)^2 - 2 Cvz G (Lzz - Ccz Rzz^2) (G + S_0)) \omega^2 + (G + S_0)^2) \\
(-Ccz (Ccz + Cvz) Rzz^2 \omega^2 + Lzz (-Ccz (Ccz + Cvz) Lzz \omega^2 + 2 Ccz + Cvz) \omega^2 + \\
Rzz S_0 + Ri S_0 (Ccz (Ccz Rzz^2 + Lzz (Ccz Lzz \omega^2 - 2)) \omega^2 + 1) - 1))
\end{aligned}$$



## Додаток Ж

### Розробка та дослідження аналогового ключа на С-негатроні S-типу

Розглянемо принцип побудови, роботи та основні параметри ключа на С-негатроні S-типу.

На рис. Ж.1,а зображена кулон-вольтна характеристика С-негатрона S-типу. В точках кулон-вольтної характеристики С-негатрона 1', 2', 3', яким відповідають значення керуючого заряду  $Q_{k1}$ ,  $Q_{k2}$ ,  $Q_{k3}$ , диференціальна ємність С-негатрона відповідно має значення  $C_{d1'} > 0$ ,  $C_{d2'} < 0$ ,  $C_{d3'} > 0$ . Приєднавши до С-негатрона послідовно ємність  $C = |C_{d2'}|$  з лінійною кулон-вольтною характеристикою 2 (рис. Ж.1, а), одержимо керуючий елемент на С-негатроні S-типу (рис. Ж.1, б) з кулон-вольтною характеристикою 3 (рис. Ж.1, а). В точках кулон-вольтної характеристики керуючого елемента 1'', 2'', 3'', яким відповідають значення керуючого заряду  $Q_{k1}$ ,  $Q_{k2}$ ,  $Q_{k3}$ , диференціальна ємність кола відповідно дорівнює  $C_{d1''} = \frac{C_{d1'}C}{C_{d1'} + C}$ ,  $C_{d2''} = \frac{C_{d2'}C}{C_{d2'} + C} = \infty$ ,  $C_{d3''} = \frac{C_{d3'}C}{C_{d3'} + C}$ . Таким чином, в точках кулон-вольтної характеристики 1'', 3'' сумарна ємність керуючого елемента може бути досить малої величини, а в точці 2'' – сумарна ємність керуючого елемента дорівнює нескінченності, а реактивний опір, в ідеальному випадку, дорівнює нулю,  $X_{2''} = \frac{1}{\omega C_{d2''}} = 0$ .

Включивши такий керуючий елемент паралельно в лінію проходження сигналу, та ввівши розділові ємності  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$  одержимо ключ (рис. Ж.2), який при подачі керуючих зарядів  $Q_{k1}$ ,  $Q_{k3}$  знаходиться в режимі “відкрито” і вносить мале затухання в тракт проходження сигналу, а при  $Q_{k2}$  – в режимі “закрито” і затухання сигналу теоретично прямує до нескінченності.

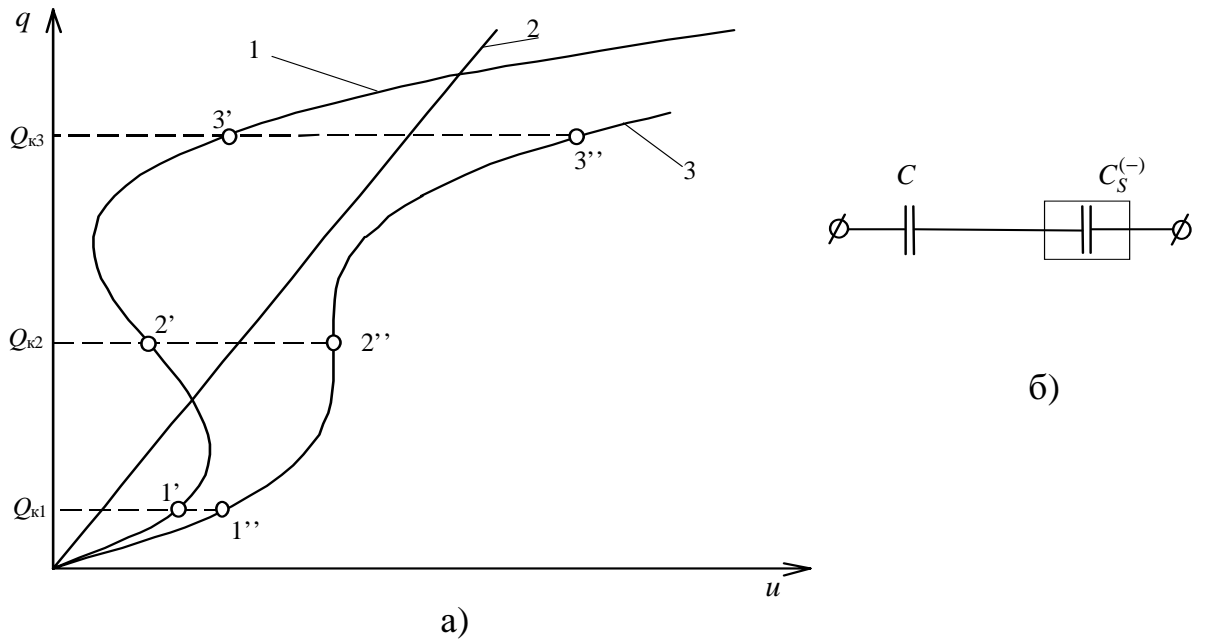


Рис. Ж.1. Кулон-вольтні характеристики (а): 1 – С-негатрона S-типа, 2 – лінійної ємності  $C$ , 3 – керуючого елемента; схема керуючого елемента на С-негатроні S-типу (б)

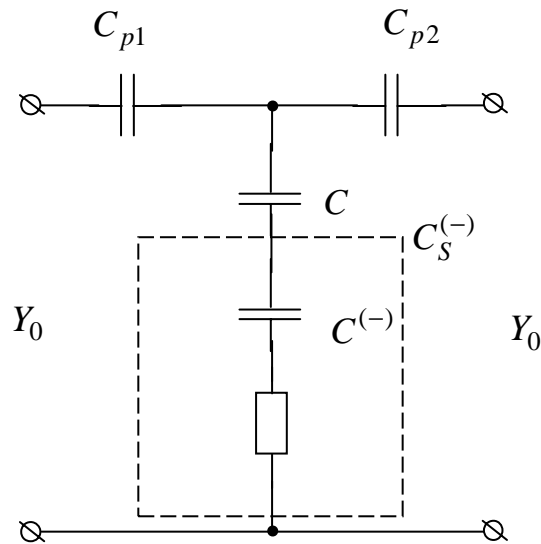


Рис. Ж.2. Еквівалентна схема ключа з паралельним включенням керуючого елемента на С-негатроні S-типу в режимі “закрито”

Затухання, що утворюються даним ключем в режимі “відкрито” та “закрито”, у відповідності до виразу (4.65), дорівнює:

$$L_{\text{від}} = 10 \lg \left( 1 + \frac{C^2 C_{d1'}^2 \omega^2}{4(C + C_{d1'})^2 Y_0^2} \right);$$

$$L_{\text{зак}} = 10 \lg \left( \frac{8CC^{(-)}Y_0^2 + 4C^{(-)2}Y_0^2 + C^2 \left( 4Y_0^2 + C^{(-)2}(\omega + 2R\omega Y_0)^2 \right)}{4 \left( (C + C^{(-)})^2 + C^2 C^{(-)2} R^2 \omega^2 \right) Y_0^2} \right). \quad (\text{Ж.1})$$

На рис. Ж.3 зображені графіки частотних залежностей затухання, що утворюється ключем в режимі “закрито” та “відкрито” для таких значень елементів схеми:  $C = 3 \text{ пФ}$ ,  $C_{d1'} = 3 \text{ пФ}$ ,  $C^{(-)} = -3 \text{ пФ}$ ,  $R = 1 \text{ Ом}$ ,  $Y_0 = 1/50 \text{ См}$ .

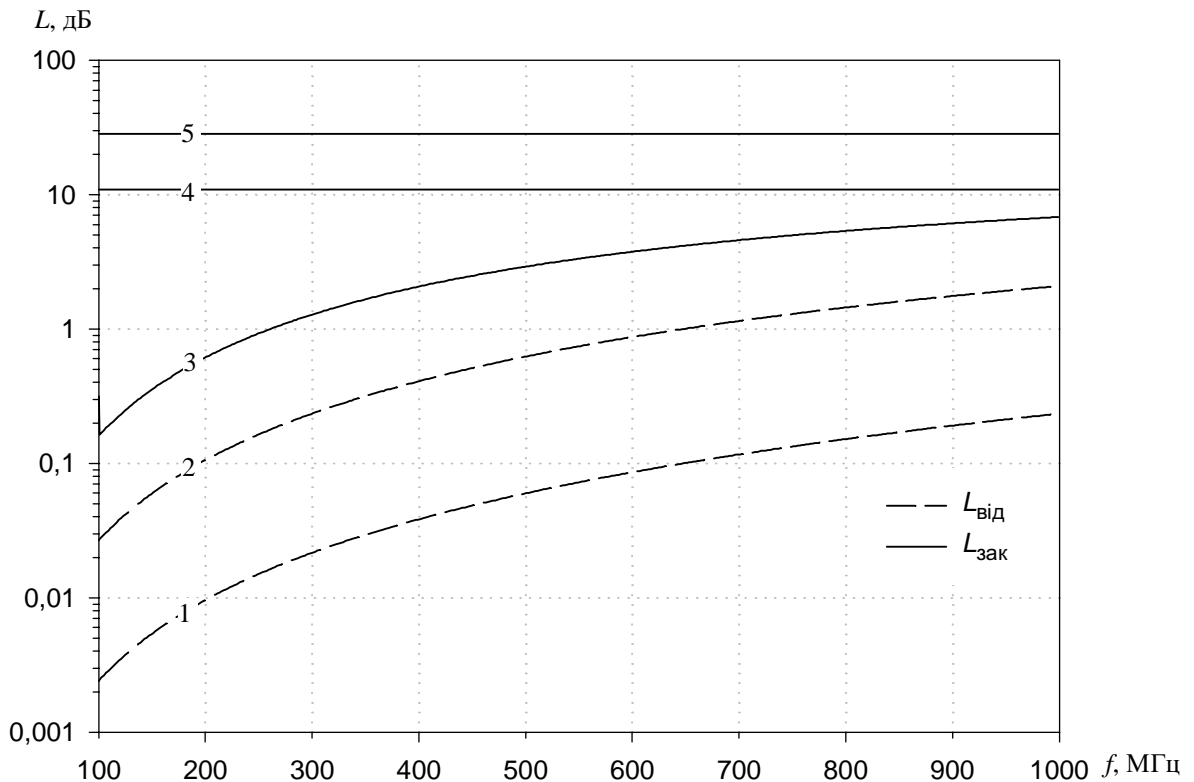


Рис. Ж.3. Частотні залежності затухання, що утворюється ключем на базі С-негатрона S-типу в режимі “закрито” та “відкрито”: 1 –  $C = C_{d1'} = 3 \text{ пФ}$ ; 2 –  $C = C_{d1'} = 10 \text{ пФ}$ ; 3 –  $C^{(-)} = -4 \text{ пФ}$ ;

Наявність в еквівалентній схемі С-негатрона S-типу активного опору  $R$  призводить до того, що в режимі “закрито” при  $C = -C^{(-)}$  затухання буде

обмежуватися значенням опору  $R$ . Так при  $R = 1$  Ом максимально досягне значення затування в режимі “закрито” при  $Y_0 = 1/50$  См, у відповідності до виразу (Ж.1), дорівнює  $L_{зак\ max} = 28,3$  дБ. З рис. Ж.3 видно, що збільшення опору  $R$  буде призводити до зменшення  $L_{зак\ max}$ . Тобто наявність опору  $R$  не дозволяє отримати нескінченно велике затування, як це припускалося вище.

Для забезпечення малого затування в режимі “відкрито” значення ємностей  $C$ ,  $C_{d1'}$  повинно бути як найменшим. Так з графіків на рис. Ж.3 видно, що при  $Z_0 = 50$  Ом для забезпечення затування на частотах 100 – 1000 МГц в десяті долі децибела значення  $C$ ,  $C_{d1'}$  повинно складати декілька пікафарад.

Наявність в схемі ключа на С-негатроні S-типу від’ємної ємності призведе до появи потенційної нестійкості, що ставить задачу визначення умов стійкості ключа в залежності від співвідношення параметрів елементів схеми ключа та навантаження. Як було показано в п. 2.4.2, електронна схема з С-негатроном S-типу буде стійкою, якщо значення від’ємної диференційної ємності С-негатрона є більшим за модулем за ємність навантаження,  $|C^{(-)}| > C_n$ . Для ключа рис. Ж.2 значення розділових ємностей  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$  є значно більшим за  $|C^{(-)}|$ , тому для нього умова стійкості запишеться в вигляді  $|C^{(-)}| > C$ . Чим більше буде різниця значень ємностей  $C^{(-)}$  і  $C$ , тим більшим буде запас стійкості схеми. Проте, як це видно з рис Ж.3, навіть невелике відхилення від рівності  $|C^{(-)}| = C$  призводить до значного зменшення затування в режимі “закрито” та його частотної нерівномірності. Так зміна від’ємної ємності з  $-3$  пФ до  $-4$  пФ призведе до зменшення значення затування в режимі “закрито” з 28 дБ до 0,2...6 дБ в частотному діапазоні 100...1000 МГц відповідно. Тобто умови забезпечення стійкості та значного затування в режимі “закрито” є несумісними. Окрім цього, відсутність в еквівалентній схемі С-негатрона S-типу від’ємного активного опору, наявність якого б дозволила компенсувати втрати сигналу в режимі

“відкрито”, роблять використання С-негатронів S-типу для побудови широкосмугових ключів та комутаторів в області високих частот безперспективним.

Вище ми розглянули принцип роботи та основні параметри ключів на фізичних С-негатронах. Окрім цього, за аналогічними принципами побудови можна реалізувати аналогові ключі та комутатори на схмотехнічних аналогах С-негатронів. Схмотехнічно від’ємну ємність можна реалізувати за допомогою різних схем конверторів від’ємного опору [2]. Розглянемо реалізацію С-негатрона на активному чотириполіусникові (підсилювачі), охопленому ємнісним позитивним зворотним зв’язком за напругою [52], зображеного на рис.Ж.4, визначимо його еквівалентну схему та взаємозв’язок між параметрами підсилювача та кола зворотного зв’язку з параметрами еквівалентної схеми реалізованого таким чином схмотехнічного аналога С-негатрона.

Вхідний опір схеми рис. Ж.4 за умови, що вхідний струм і вихідний опір підсилювача дорівнюють нулю, що має місце, наприклад, при використанні операційного підсилювача, охопленого глибоким негативним зворотним зв’язком, визначається виразом [52]:

$$Z_{вх} = \frac{j}{\omega C} \frac{1}{\tilde{K} - 1}, \quad (\text{Ж.2})$$

де  $C$  – ємність кола зворотного зв’язку;

$\tilde{K}$  – комплексний коефіцієнт передачі за напругою активного чотириполіусника (коефіцієнт підсилення).

З урахуванням частотної залежності коефіцієнта підсилення з використанням однополіусної апроксимації [57], коли  $\tilde{K} = \frac{K_0}{1 + j \frac{f}{f_{зр}}}$ , де  $K_0$  -

коефіцієнт підсилення на низьких частотах ( $f \approx 0$ ),  $f_{зр}$  - гранична частота підсилювача, вираз (Ж.2) запишеться в вигляді:

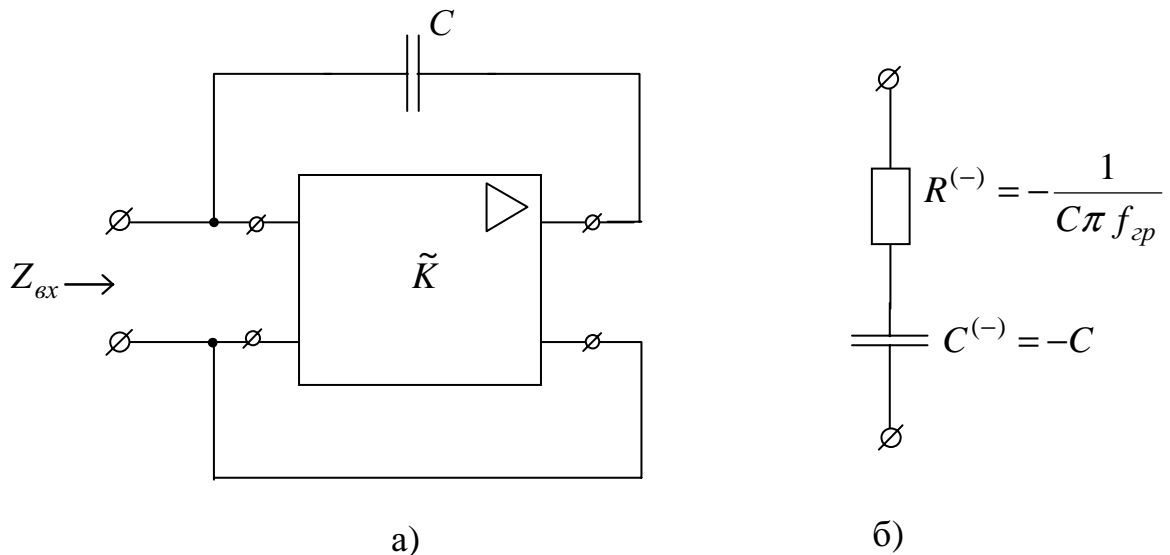


Рис. Ж.4. Схема схмотехнічного аналога С-негатрона на підсилювачі з ємнісним позитивним зворотним зв'язком (а) та його еквівалентна схема (б) на частотах  $f < 0,1f_{zp}$  при  $K_0 = 2$ :  $C$  – ємність кола зворотного зв'язку,  $\tilde{K}$  – коефіцієнт підсилення підсилювача,  $K_0$  – коефіцієнт підсилення на низьких частотах ( $f \approx 0$ ),  $f_{zp}$  – гранична частота підсилювача

$$Z_{ex} = -\frac{K_0 f_{zp}}{2C(f^2 + f_{zp}^2(K_0 - 1)^2)\pi} + j \frac{f_{zp}^2(K_0 - 1) - f^2}{2Cf(f_{zp}^2(K_0 - 1)^2 + f^2)\pi}.$$

Звідки на частотах  $f \ll f_{zp}$  та при  $K_0 = 2$  одержимо:

$$Z_{ex} = -\frac{1}{C\pi f_{zp}} + j \frac{1}{2\pi fC}. \quad (\text{Ж.3})$$

Виразу (Ж.3) відповідає еквівалентна схема з послідовного з'єднання від'ємного активного опору  $R^{(-)} = -\frac{1}{C\pi f_{zp}}$  та від'ємної ємності  $C^{(-)} = -C$ .

Таким чином охопивши підсилювач ємнісним позитивним зворотним зв'язком за напругою одержимо схмотехнічний аналог С-негатрона N-типу, еквівалентна схема якого на частотах  $f < 0,1f_{zp}$  буде складатися з послідовного з'єднання від'ємного активного опору  $R^{(-)}$  та від'ємної ємності  $C^{(-)}$  (рис. Ж.4, б). На більш високих частотах в еквівалентну схему

схемотехнічного аналога С-негатрона необхідно додати інші додаткові елементи, які б передавали частотну залежність коефіцієнта підсилення підсилювача на цих частотах.

Як було показано, на операційному підсилювачі з ємнісним зворотним зв'язком реалізується схемотехнічний аналог С-негатрона N-типу з одним заземленим виводом, що не дозволяє побудувати на його основі ключ з послідовним включенням керуючого елемента. Для ключа на схемотехнічному аналогу С-негатрона N-типу, реалізованому на операційному підсилювачі, з паралельним включенням керуючого елемента, як показали експериментальні дослідження, в області високих частот не можна забезпечити підсилення сигналу в режимі “відкрито” та виконання умов стійкості ключа, внаслідок впливу паразитних елементів еквівалентної схеми схемотехнічного аналога С-негатрона.

## Додаток 3

### Визначення часу перемикання аналогових ключів на С-негатронах

Одним із важливих параметрів ключа є його швидкодія, яка буде визначатися часом перемикання ключа з режиму “закрито” в режим “відкрито” і навпаки. Для розглянутих вище ключів на С-негатронах N-типу час перемикання буде визначатися часом встановлення керуючих напруг  $U_{k1}$ ,  $U_{k2}$  на клеммах керуючого елемента ключа. На рис. 3.1 зображені схеми кола керування ключів з послідовним (а) та паралельним (б) ввімкненням керуючих елементів на С-негатронах.

Опір кола керування  $R_k$ , для не впливу кола керування на проходження сигналу, має бути значно більшим за опір керуючого елемента ключа в режимах “відкрито” та “закрито”, а таким чином і значно більшим за опір навантаження ключа. Значення розділових ємностей  $C_{p1}$  і  $C_{p2}$  є значно більшими за ємності керуючого елемента, і тому саме їх розряд та заряд будуть визначати час перемикання ключа. Так як постійна часу RC-кола дорівнює  $\tau = RC$  [184], то, виходячи з рис. 3.1,а, постійна часу кола керування ключа з послідовним ввімкненням керуючого елемента буде дорівнювати  $\tau_1 = R_k \frac{C_{p1}C_{p2}}{C_{p1} + C_{p2}}$ . За умови рівності значень розділових ємностей  $C_{p1} = C_{p2} = C_p$  то  $\tau_1 = R_k \frac{C_p}{2}$ . Час перемикання ключа можна визначити, як  $t_{nep} = 3\tau$ , так як на практиці прийнято вважати перехідний процес закінченим через час, рівний  $3\tau$  [184]. Звідки, таким чином, час перемикання ключа з послідовним включенням керуючого елемента дорівнює:

$$t_{nep1} = 3\tau_1 = 3R_k \frac{C_p}{2}. \quad (3.1)$$



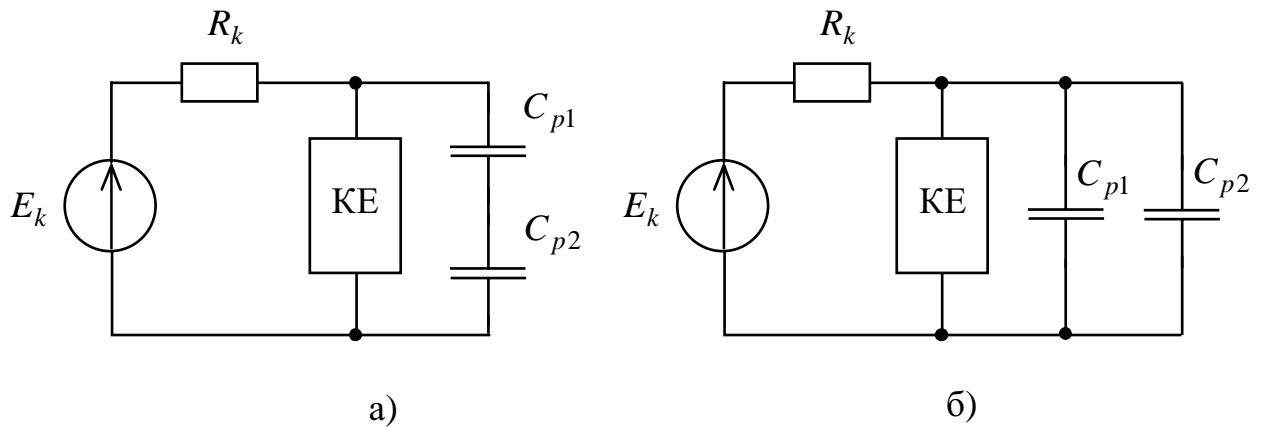


Рис. 3.1 Кола керування ключів з послідовним (а) та паралельним (б) включенням керуючого елемента на С-негатроні:  $E_k$  - джерело керуючої напруги,  $R_k$  - опір кола керування, KE – керуючий елемент на С-негатроні,  $C_{p1}$  і  $C_{p2}$  - розділові ємності ключа

Виходячи з рис. 3.1,б постійна часу кола керування ключа з паралельним ввімкненням керуючого елемента  $\tau_2 = R_k(C_{p1} + C_{p2})$ . При рівності значень розділових ємностей  $C_{p1} = C_{p2} = C_p$ ,  $\tau_2 = 2R_kC_p$ . Звідки час перемикання ключа з паралельним включенням керуючого елемента дорівнює:

$$t_{nep2} = 3\tau_2 = 6R_kC_p. \quad (3.2)$$

З порівняння виразів (3.1), (3.2) видно, що час перемикання ключа з послідовним включенням керуючого елемента, при рівності значень опору кола керування та розділових ємностей, є в 4 рази меншим, а, отже, швидкодія в 4 рази більша у порівнянні до ключа з паралельним ввімкненням керуючого елемента. Проте значно менший опір керуючого елемента ключа з паралельним включенням керуючого елемента, як це показано в п. 4.4.2, робить можливим зменшення на порядок значення опору кола керування для даного ключа, а отже, швидкодія такого при цьому, як це видно з порівняння виразів (3.1) і (3.2), буде в 2,5 рази більша у порівнянні до ключа з послідовним ввімкненням керуючого елемента. Для ключа з послідовним ввімкненням керуючого елемента можна використовувати керуючий елемент

з меншими ємностями, як це показано в п. 4.4.1, а відтак, можливе зменшення розділових ємностей близько в 3 рази, що призведе до збільшення швидкодії даного ключа, як це видно з аналізу виразів (3.1) і (3.2), також в 3 рази. Таким чином, на практиці, при оптимальному підборі значень елементів дані ключі будуть мати приблизно однакову швидкодію.

Наприклад, для розглянутих вище ключа з послідовним включенням керуючого елемента при значеннях розділових ємностей  $C_{p1} = C_{p2} = C_p = 3 \text{ нФ}$ , опору кола керування  $R_k = 100 \text{ кОм}$ , час перемикання ключа, виходячи з (3.1), становить  $t_{nep1} = 0,45 \text{ мс}$ ; для ключа з паралельним включенням керуючого елемента  $C_{p1} = C_{p2} = C_p = 10 \text{ нФ}$ , опір кола керування  $R_k = 10 \text{ кОм}$  і час перемикання ключа, виходячи з виразу (3.2), становить  $t_{nep2} = 0,6 \text{ мс}$ . Одержані чисельні значення показують, що розглянуті ключі на С-негатронах мають відносно низьку швидкодію, що можна вважати їх недоліком.

Додаток И  
Акти впровадження

"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Проректор з навчальної та науково-методичної роботи Вінницького державного технічного університету

В.О. Леонтєв

грудня 2002 р.



АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи

**Лазарєва Олександра Олександровича**

**"Дослідження стійкості та чутливості елементів автоматики  
на базі L-, C-негатронів"**

Комісія у складі: голови комісії, декана факультету медико-біологічного та електронного приладобудування, д.т.н., проф. Філінюка М.А.; членів комісії: заст. зав. каф. проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури з учбово-методичної роботи, к.т.н., доц. Мотигіна В.В.; заст. зав. каф. проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури з наукової роботи, к.т.н., доц. Нікольського О.І. підтверджує, що результати кандидатської дисертації Лазарєва О.О. впроваджені та використовуються в навчальному процесі на кафедрі проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури Вінницького державного технічного університету при вивченні дисциплін "Основи негатроніки", "Електронні пристрої на елементах з негативним опором" для студентів спеціальностей 7.09001 – "Виробництво електронних засобів", 7.09004 – "Технології та засоби телекомунікацій" та використанні при написанні навчального посібника з даних дисциплін (Філінюк М.А. Теоретичні основи негатроніки. Навчальний посібник. – Вінниця: ВДТУ, 2002. – 105с.), а саме:

- енергетичні властивості L-, C-негатронів N-, S-типів;
- умови стійкості та можливі режими роботи електричних кіл з L-, C-негатронами N-, S-типів.

Голова комісії

Члени комісії:

М.А. Філінюк

В.В. Мотигін

О.І. Нікольський

**"ЗАТВЕРДЖУЮ"**



Проректор з навчальної роботи

Технологічного університету Поділля

*Костогриз С.Г.* Костогриз С.Г.

" 03 " грудня 2002 р.

## АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи

**Лазарєва Олександра Олександровича**

**"Дослідження стійкості та чутливості елементів автоматики  
на базі L-, C-негатронів"**

Комісія у складі: голови комісії, завідувача кафедрою комп'ютерних систем, д.т.н., професора Локазюка В.М.; членів комісії: к.т.н., доцента кафедри комп'ютерних систем Огневого О.В.; к.т.н., доцента кафедри комп'ютерних систем Глушак С.В. підтверджує, що результати кандидатської дисертації Лазарєва О.О. впроваджені та використовуються в навчальному процесі на кафедрі комп'ютерних систем Технологічного університету Поділля (м. Хмельницький) при вивченні дисципліни "Основи негатроніки" для студентів спеціальності 7.091501 – "Комп'ютерні системи та мережі", а саме:

- енергетичні властивості L-, C-негатронів N-, S-типів;
- умови стійкості та можливі режими роботи електронних кіл з L-, C-негатронами N-, S-типів.

Голова комісії

проф. В.М. Локазюк

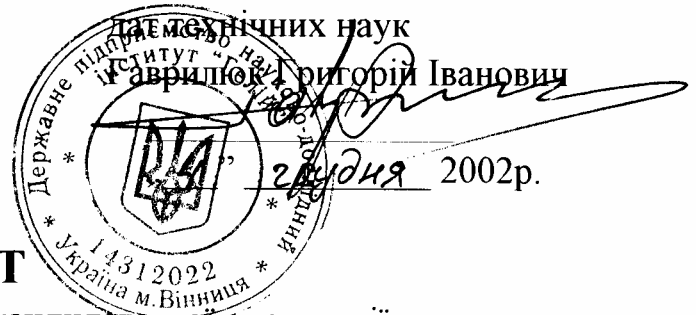
Члени комісії:

доц. О.В. Огневий

доц. С.В. Глушак

**„ЗАТВЕРДЖУЮ”**

Директор державного науково-дослідного інституту "Гелій" Міністерства промислової політики України, канди-



**АКТ**

впровадження результатів кандидатської дисертації  
**Лазарєва Олександра Олександровича**  
**„Дослідження стійкості та чутливості елементів автоматики**  
**на базі L-, C-негатронів”**

На протязі 2002р. в результаті спільного науково-технічного співробітництва між НДІ "Гелій" та Вінницьким державним технічним університетом були використані матеріали дисертації Лазарєва О. О., а саме:

- умови стійкості та можливі режими роботи навантажених L-, C-негатронів;
- математичні вирази для визначення чутливостей електронних схем з L-, C-негатронами;
- схеми індуктивних та ємнісних сенсорів на L-, C-негатронах, що мають в 20-30 разів більшу чутливість у порівнянні до прототипів;
- принципи побудови параметричних стабілізаторів напруги, струму, заряду, потокощеплення на базі L-, C-негатронів.

Матеріали дисертаційної роботи були використані при розробці елементів пуско-регулюючих пристроїв нового покоління для енергозберігаючої техніки.

Економічний ефект від впровадження матеріалів дисертації склав 168 тис. грн.

Даний акт не може бути підставою для фінансових розрахунків між вищезгаданими організаціями.

Головний інженер НДІ "Гелій"

Л.Ф. Коваленко

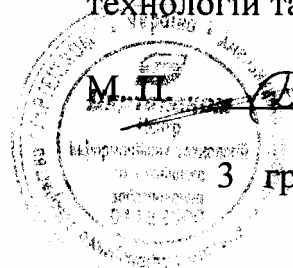
Заступник директора з економіки

В.В. Севаст'янов

Старший науковий співробітник  
 НДІ "Гелій"

В.В. Сташевський

„ЗАТВЕРДЖУЮ”

Начальник центру інформаційних  
технологій та технічного забезпечення

Шундерюк Д. І.

3 грудня 2002 р.

**АКТ**

впровадження результатів кандидатської дисертації  
**Лазарева Олександра Олександровича**  
**„Дослідження стійкості та чутливості елементів автоматики**  
**на базі L-, C-негатронів”**

Комісія у складі голови комісії Харківського В. І. та членів комісії Каркули В. В., Драчука Є. П. цим актом підтверджує, що результати дисертаційної роботи асистента кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури Вінницького державного технічного університету Лазарева Олександра Олександровича впроваджені на підприємстві ВАТ “Укртелеком” – Центр інформаційних технологій та технічного забезпечення (м. Хмельницький) в процесі розробки елементів та пристроїв автомати для систем зв'язку, а саме:

- еквівалентні схеми L-, C-негатронів;
- умови стійкості та можливі режими роботи навантажених L-, C-негатронів;
- математичні вирази для визначення чутливостей електронних схем з L-, C-негатронами;
- схеми індуктивних та ємнісних сенсорів на L-, C-негатронах, що мають в 10-30 разів більшу чутливість у порівнянні до прототипів;
- схеми динамічних негатронів на біполярному та польовому транзисторах;
- математичні вирази для визначення основних параметрів коливальних контурів з L-, C-негатронами;
- принципи побудови широкосмугових високочастотних аналогових ключів на C-негатронах;

Використання одержаних результатів дозволили підвищити техніко-економічні показники елементів та пристроїв автоматики для систем зв'язку.

Голова комісії:

нач. сектору технічного обслуговування  
обчислювальної техніки

Харківський В. І.

Члени комісії:

провідний інженер-електронік

Каркула В. В.

інженер I категорії

Драчук Є. П.