

Міністерство освіти і науки України

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Автоматики і комп'ютеризованих технологій
(повна назва)

Кафедра Проектування та експлуатації електронних апаратів
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

пояснювальна записка

другий (магістерський)

(рівень вищої освіти)

ГЮІК.464425.001 ПЗ

(позначення документа)

"Дослідження статистичних високочастотних моделей

двополюсних радіоелементів"

(тема)

Виконав здобувач 2 курсу, групи РЕАЗм-21-1
(шифр групи)

Матвієнко Д.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

Тип програми освітньо-професійна
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма Радіоелектронні апарати та засоби
(повна назва спеціалізації)

Керівник доц. Бурчин Ю.О.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Допускається до захисту:

Зав. кафедри ПЕЕА Хорошайло Ю.Є.
(підпис) (прізвище, ініціали)

2022 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Автоматики і комп'ютеризованих технологій
 Кафедра Проектування та експлуатації електронних апаратів
 Рівень вищої освіти другий (магістерський)
 Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
 (код і повна назва)
 Освітня програма Радіоелектронні апарати та засоби
 (повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри Хорошайло Ю.Є.
(підпис)

«___» _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

здобувачеві Матвієнку Данилу Володимировичу
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Дослідження статистичних високочастотних моделей
двополюсних радіоелементів
затверджена наказом по університету від 14 11 2022 р. № 1475
2. Термін подання здобувачем роботи до екзаменаційної комісії 1 грудня 2022 р.
3. Вихідні дані до роботи _____
 1. Моделі двополюсних радіоелементів.
 2. Спосіб вимірювання параметрів за а.с. №1317370 (СРСР) МКІ G01R 27/32.
 3. Умови приміщення обчислювального центру.
4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі Вступ. 1 Основні мат. моделі
радіоелементів. 1.1 Мат. моделі радіоелементів. 1.2 Структура елементної
бази РЕА. 1.3 Загальні характеристики моделей. 1.4 Постанова завдання.
2 Моделювання полюсників. 2.1 Компонентні моделі двополюсників.
2.2 Факторні моделі двополюсників. 3 Вимірювання параметрів радіоелементів.
3.1 Вимірювальні завдання. 3.2 Вимірювання статичних параметрів
двополюсників. 3.3 Пристрої для вимірювання двополюсників. 3.4 Розробка
структурної схеми пристрою досліджень. 4 Експериментальна частина.
5 Охорона праці. Висновки.

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (слайдів) _____

презентація за результатами виконаних досліджень (слайди)

6. Консультанти розділів роботи (п.6 включається до завдання за наявності консультантів згідно з наказом, зазначеним у п.1)

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		підпис	дата
<i>Спеціальна частина</i>	<i>доц. Бурчин Ю.О.</i>		
<i>Охорона праці</i>	<i>ст. викл. Григор`єва О.В.</i>		

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів	Примітка
1	<i>Огляд основних методів аналізу полюсників в електричних колах</i>	<i>6.11.22</i>	
2	<i>Опрацювання моделей двополюсників в електричних схемах</i>	<i>8.11.22</i>	
3	<i>Виконання теоретичних досліджень за темою роботи</i>	<i>15.11.22</i>	
4	<i>Проведення експериментальних досліджень за темою роботи</i>	<i>22.11.22</i>	
5	<i>Опрацювання розділу «Охорона праці»</i>	<i>27.11.22</i>	
6	<i>Оформлення матеріалів, перевірка та доопрацювання за вимогами керівника</i>	<i>29.11.22</i>	
7	<i>Представлення роботи на кафедрі</i>	<i>30.11.22</i>	

Дата видачі завдання 1 жовтня 2022 р.

Здобувач _____ Матвієнко Д.В.
(підпис)

Керівник роботи _____ доц. Бурчин Ю.О.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота складається з: вступу, п'яти розділів, висновків та списку використаних джерел, загальним обсягом 73 стор. Робота містить: 6 таблиць, 16 рисунків та бібліографію з 22 найменувань.

МОДЕЛЮВАННЯ, ЕЛЕКТРИЧНА СХЕМА, ДВОПОЛЮСНИК, РАДІОЕЛЕМЕНТИ, КОМПОНЕНТ, СТАТИСТИЧНІ ПАРАМЕТРИ.

Магістерська кваліфікаційна робота присвячена проблемі вдосконалення існуючих методів моделювання радіоелементів та електричних кіл. На підставі аналізу існуючих моделей розглянуто загальні питання математичного моделювання радіоелементів.

Використано підхід до математичного моделювання радіоелементів на основі компонентних і факторних моделей полюсних компонентів та існуючі методи ідентифікації їх основних параметрів. Обґрунтовано використання узагальнених моделей за універсальними еквівалентними схемами двополюсників. Висвітлено питання математичної основи вимірювання статистичних та динамічних параметрів досліджуваних елементів.

На основі запропонованої методики розроблений моделюючий пристрій для виконання експериментальних досліджень та проведено експериментальне обґрунтування результатів роботи.

Кваліфікаційна робота виконана за ДСТУ 3008: 2015 [1].

THE SUMMARY

The qualification work consists of: introduction, five parts, conclusions and a list of used literature, the total volume 73 p. Work contains: 6 tables, 16 drawings and bibliography from 22 literature names.

MODELING, ELECTRICAL CIRCUIT, BIPOLAR ELEMENT, RADIO COMPONENTS, COMPONENT, STATISTICAL PARAMETERS.

The qualification work of the magister is dedicated to the problem of improving existing methods for modeling radio components and electrical circuits. Based on the analysis of existing models, general issues of mathematical modeling of radio components are considered.

The approach of mathematical modeling of radio components based on component and factor models of polar elements, and methods for identifying their main parameters are used. The use of generalized models for universal equivalent circuits of bipolar element is substantiated. Questions of the mathematical basis for measuring the statistical and dynamic parameters of the components under study are covered.

On the basis of the proposed method, a modeling device was developed for performing experimental studies and an experimental substantiation of the results of the work was carried out.

Qualification work was performed in accordance with DSTU 3008:2015 [1].

ЗМІСТ

Вступ	7
1 Основні математичні моделі радіоелементів	13
1.1 Математичні моделі радіоелементів	13
1.2 Структура елементної бази РЕА	15
1.3 Загальні характеристики моделей радіоелементів	20
1.4 Постановка завдання	25
2 Моделювання полюсників	28
2.1 Компонентні моделі двополюсників	28
2.2 Факторні моделі двополюсників	34
2.3 Компонентні моделі багатополісників	35
2.4 Факторні моделі багатополісників	39
3 Вимірювання параметрів радіоелементів	41
3.1 Вимірювальні завдання	41
3.2 Вимірювання статичних параметрів двополюсників	43
3.3 Пристрої для вимірювання двополюсників	44
3.4 Пристрої для вимірювання багатополісників	45
3.5 Розробка структурної схеми пристрою досліджень	49
4 Експериментальна частина	51
4.1 Постановка експерименту	51
4.2 Дослідження параметрів резисторів	51
4.3 Дослідження параметрів діодів	53
4.4 Опрацювання результатів експерименту	55
5 Охорона праці	57
5.1 Аналіз умов праці на робочому місці	57

5.2 Виробнича санітарія	60
5.3 Розрахунок вентиляції	61
5.4 Електробезпека	64
5.5 Пожежна безпека	65
Висновки	68
Перелік джерел посилань	70
Додаток А. Презентація	72

ВСТУП

Включення електронних обчислювальних машин та персональних комп'ютерів (ПК) у цикл проектування радіоелектронної апаратури (РЕА) висунула на передній план необхідність завдання математичного опису електрорадіоелементів (ЕРЕ), що входять до її складу, оскільки достовірність машинних числових розрахунків параметрів РЕА визначається, насамперед, достовірністю опису параметрів її складових.

Комплексний характер робіт у галузі моделювання РЕА найбільш повно сформульований Логаном [2], який пов'язав невдалі спроби використання схемотехнічних систем автоматизованого проектування (САПР) радіоелектронної апаратури із системним підходом. Такий підхід включає:

- розробку математичних моделей ЕРЕ;
- перевірку адекватності математичного опису шляхом порівняння результатів моделювання з характеристиками реалізованих пристроїв;
- визначення та опис технологічних відхилень параметрів ЕРЕ;
- оцінювання впливу зміни параметрів навколишнього середовища (температура, вологість, механічні та радіаційні впливи тощо) на ЕРЕ;
- дослідження ефектів старіння ЕРЕ з точки зору їх надійності.

Якщо при ретельному дослідженні нехтують хоча б одним із перерахованих вище аспектів з метою спрощення моделі РЕА, то результат моделювання може бути зведений нанівець. Наприклад, при оптимізації моделі без урахування кліматичних факторів чи статичних параметрів.

АКТУАЛЬНІСТЬ. Кваліфікаційна робота присвячена аналізу узагальнених моделей двополюсних радіоелементів з позиції універсальності їх використання для дослідження основних параметрів окремих елементів, електричних вузлів та схем РЕА. На підставі аналізу існуючих моделей радіокомпонентів як базовий було обрано підхід, який надавав би можливість

використання однієї моделі ЕРЕ, що враховує особливості її використання при різних режимах роботи, отримання адекватних опису компонента та результатів моделювання роботи електричної схеми.

У даний час моделі, як двополюсних, так і багатополісних радіоелементів, широко використовуються не тільки в аналітичних або чисельних розрахунках електричних кіл, а й в практичному застосуванні під час моделювання в автоматизованих системах та САПР. Це обумовлює необхідність використання досить простих узагальнених моделей радіокомпонентів, які мають достатню точність опису реальних процесів в ЕРЕ. Тому така тема становить практичний та науковий інтерес.

ОБ'ЄКТОМ ДОСЛІДЖЕННЯ в роботі є моделі двополюсних радіоелементів РЕА для моделювання працездатності електричних схем та дослідження їх основних параметрів. ПРЕДМЕТ ДОСЛІДЖЕННЯ – відповідність математичного опису двополюсних радіоелементів РЕА адекватному відображенню результатів моделювання при різних режимах їх роботи в електричних схемах.

МЕТОЮ РОБОТИ є аналіз та оцінювання узагальнених моделей двополюсних радіоелементів з позиції універсальності їх використання для дослідження основних параметрів електричних схем РЕА.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити ряд завдань:

а) обґрунтувати вибір наукового напрямку та методів дослідження, сформулювати постановку завдання на основі існуючих теоретичних і експериментальних підходів моделювання електричних схем;

б) провести аналіз та оцінювання узагальнених моделей двополюсних радіоелементів з позиції універсальності їх використання під час моделювання РЕА при різних режимах роботи;

в) запропонувати структурну схему вимірювального пристрою та провести експериментальні дослідження за обраними моделями двополюсних радіоелементів.

ЗВ'ЯЗОК РОБОТИ З НАУКОВИМИ ПРОГРАМАМИ, ПЛАНАМИ, ТЕМАМИ. Дана кваліфікаційна робота виконувалась в рамках наукових інтересів кафедри Проектування та експлуатації електронних апаратів (ПЕЕА) Харківського національного університету радіоелектроніки (ХНУРЕ) за напрямками: «Діагностика електронних пристроїв вбудованих систем» (наук. керівник – доц. Меньяло О.Д.), «Програмно–апаратні засоби проектування РЕА» (наук. керівник – доц. Подгайко О.І.) та «Апаратно–програмні засоби проектування РЕА» (колишнього наук. керівника – Умярова Р.Я.).

НАУКОВА НОВИЗНА РЕЗУЛЬТАТІВ. В результаті виконаної кваліфікаційної роботи обґрунтована можливість застосування різних моделей двополюсних елементів РЕА в залежності від їх режиму роботи в електричній схемі.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в такому:

а) результати роботи надають відомості щодо доцільності використання окремих моделей двополюсних та багатополюсних елементів РЕА в конкретних випадках моделювання;

б) обґрунтована можливість застосування узагальнених факторних та компонентних моделей двополюсних елементів РЕА, які достатньо точно відтворюють властивості компонентів при різних режимах їх роботи в електричних схемах та впливу зовнішнього середовища експлуатації;

в) розроблено новий моделюючий пристрій для дослідження основних параметрів двополюсних елементів;

г) уточнена компонентна модель діода на ВЧ при зміщенні робочої точки в активну область.

ПРАКТИЧНА ЦІННІСТЬ РОБОТИ полягає в тому, що показана можливість більш широкого застосування узагальнених моделей двополюсних елементів РЕА, які враховують режими їх роботи через складові еквівалентної схеми двополюсного компонента, та можуть бути

використані в САПР під час автоматизованого схемного моделювання. Вирішення цього завдання залежить насамперед від вибору факторного простору при моделюванні.

Запропоновано досить прості моделі двополюсних компонентів, на основі яких можна будувати будь-які моделі більш складних, багатополісних компонентів. Важливою умовою є застосування досить ефективних з погляду отримання статистичної інформації методів вимірювання статичних та динамічних їх параметрів.

МЕТОДИ ДОСЛІДЖЕННЯ базуються на загальній теорії вимірювань статичних та динамічних параметрів радіокомпонентів, їх лінійних та нелінійних характеристик. Для оцінювання використовується факторний експеримент.

Експериментальні дослідження передбачають прямі виміри фізичних величин струмів і напруг на виводах двополюсних компонентів при детермінованих сигналах в електричній схемі та наступною обробкою отриманих результатів статистичними методами.

АПРОБАЦІЯ РЕЗУЛЬТАТІВ РОБОТИ. Основні результати кваліфікаційної роботи висвітлені на самостійних доповідях за дисциплінами: «Основи наукових досліджень в телекомунікаціях та радіотехніці» і «Аналіз та синтез радіоелектронних апаратів», обговорювалися на наукових кружках кафедри ПЕЕА та студентських конференціях у 2021–2022 рр.

Попередні дослідження показали, що на основі запропонованих моделей двополюсних компонентів можна будувати будь-які моделі більш складних, багатополісних компонентів.

За результатами досліджень підготовлена в співавторстві до друку наукова стаття, але, за складної сучасної ситуації, не видана.

СТРУКТУРА І ОБСЯГ РОБОТИ. Кваліфікаційна робота складається з вступу, п'яти розділів, висновку та списку використаних джерел. Матеріал

викладено на 73 сторінках та містить: 12 рисунків, 6 таблиць, бібліографію з 22 найменувань.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ.

У ВСТУПІ показана актуальність наукового напрямку; сформульовані мета та завдання дослідження; наведені основні наукові результати та практична цінність роботи; показано зв'язок роботи з науковими програмами, її апробація, а також, представлений реферативний огляд розділів магістерської кваліфікаційної роботи.

У ПЕРШОМУ РОЗДІЛІ проведено аналіз сучасного стану методів моделювання ЕРЕ та РЕА. Розглянуто загальні питання математичного моделювання елементів РЕА, а також основні вимоги до таких моделей.

Облік факторів впливу середовища експлуатації та складність математичного опису ЕРЕ при різних режимах роботи викликають значні труднощі. Вирішення зазначених проблем ставиться основною метою кваліфікаційної роботи.

У ДРУГОМУ РОЗДІЛІ розглянуті підходи до математичного моделювання елементів РЕА на основі компонентних і факторних моделей полюсних компонентів – ЕРЕ РЕА та існуючі методи ідентифікації їх основних параметрів. Обґрунтовано використання узагальнених моделей за універсальними еквівалентними схемами двополісників.

Висвітлено питання математичної основи вимірювання статистичних та динамічних параметрів досліджуваних елементів. Пов'язано ці питання з практичним використанням на прикладі програми схемного моделювання, симуляції аналогових схем та цифрової логіки «PSpice».

У ТРЕТЬОМУ РОЗДІЛІ на основі аналізу змісту необхідних вимірювальних завдань та пристроїв для вимірювання провідності двополісників запропонована структурна схема установки (пристрою) для виконання експериментальних досліджень за темою магістерської кваліфікаційної роботи.

Особлива увага була приділена розробці вимірювального блоку з урахуванням можливості розвитку та вдосконалення його конструкції. Подібні вимірювальні головки використовуються щодо параметрів широкого класу радіоелементів (пасивні та активні двополюсники, у тому числі діоди, біполярні та польові транзистори різних структур тощо). Під час розробки конструкції використовувалися методи конструювання ВЧ пристроїв. Головним критерієм оптимізації було обрано оптимальне розташування елементів головки для досягнення мінімальної довжини сполучних провідників.

У ЧЕТВЕРТОМУ РОЗДІЛІ проведені експериментальні дослідження основних параметрів двополюсників на прикладі резистора та діода за темою кваліфікаційної роботи.

Виконано порівняльний аналіз отриманих результатів та статистична їх обробка для обмеженої вибірки. Надані рекомендації щодо використання еквівалентних схем заміщення під час моделювання та розрахунків.

У П'ЯТОМУ РОЗДІЛІ проведено аналіз умов праці на робочому місці проектувальника, розглянуті основні небезпечні фактори в обчислювальному центрі та надані рекомендації щодо виробничої безпеки і санітарії праці.

У розділі докладно розглянуті вимоги до приміщення, у якому виконуються роботи на ПК, та питання безпеки при безпосередньому виконанні робіт з моделювання. Проведено розрахунок кондиціонування та опрацьовані питання електробезпеки і пожежної безпеки приміщення.

У ЗАГАЛЬНИХ ВИСНОВКАХ наведені основні результати та висновки, отримані за кваліфікаційною роботою.

Магістерська кваліфікаційна робота виконана в інтересах кафедри ПЕЕА ХНУРЕ.

1 ОСНОВНІ МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ РАДІОЕЛЕМЕНТІВ

1.1 Математичні моделі радіоелементів

Формальну модель багатополюсного електрорадіоелементу (ЕРЕ) представимо у вигляді багатополюсника який містить безліч n зовнішніх полюсів для його електроживлення за змінним та постійним струмом. Як змінні, що визначають процеси в моделі, прийmemo вхідні струми полюсів i_1, i_2, \dots, i_n , різницю потенціалів $\varphi_i - \varphi_l = U_{il}$, ($i \neq l$) та додаткові змінні X_i, X_2, \dots, X_q , де: φ_l – потенціал базового полюса, щодо якого відраховується напруга, U_{il}, φ_i – потенціали інших полюсів.

У загальному випадку процеси у формальному багатополюснику (БП) можна уявити нелінійними диференціальними рівняннями у вигляді:

$$F_i \left(I, U, \frac{dI}{dt}, \frac{dU}{dt}, X, \frac{dX}{dt}, t \right) = 0; \quad (1.1)$$

$$f_p \left(X, \frac{dX}{dt}, I, U, \frac{dU}{dt}, \frac{dU}{dt}, t \right) = 0; \quad (1.2)$$

$$\sum_i i_i = -i_{kl}, \quad (1.3)$$

де: $i \neq l$;

t – час;

I, U – вектор-функції, зумовлені струмами та напругами на полюсах;

F_i и f_p – деякі функції, у загальному випадку нелінійні;

X – вектор-функція часу зі складовими X_1, X_2, \dots, X_q , які пов'язані з різними фізичними величинами в залежності від принципів побудови моделі.

Крім множини N полюсів, структуру такої формальної моделі представляє підмножина A полюсів для електричного живлення багатополюсника за змінним струмом в процесі перетворення сигналів та підмножина S полюсів для його електричного живлення за постійним

струмом для створення робочого режиму. Зв'язок між множинами A , S та N визначає вираз

$$A \subset N, \quad S \subset N. \quad (1.4)$$

Нехай a – розмір A , а b_i – його елемент при $i = 1, a$, s – розмір S , c_i – його елемент при $j = 1, s$. Для нашої моделі множина полюсів N є об'єднання полюсів A і S , тобто

$$N = A \cup S. \quad (1.5)$$

При цьому можливі наступні відносини між A , S і N .

Для пасивних пристроїв

$$S = 0, \quad A = N. \quad (1.6)$$

Для пристроїв постійного струму, для яких миттєвими вимірами сигналів у часі можна знехтувати

$$A = 0, \quad S = N. \quad (1.7)$$

Коли підмножини A та S збігаються (наприклад для транзистора)

$$A = S = N. \quad (1.8)$$

Для пристроїв за типом операційного підсилювача

$$A \subset S = N. \quad (1.9)$$

Коли полюси A та S ізольовані один від одного (деякі інтегральні мікросхеми)

$$A \subset S, \quad N = A + S. \quad (1.10)$$

Умови (1.6) – (1.10) необхідно враховувати як при конкретному застосуванні багатополісників, так і під час організації процесу вимірювання їх параметрів.

Як базовий вузол для побудови моделі можна вибрати будь-який з його полюсів і навіть об'єднати кілька полюсів. В такому разі порядок багатополісника знизиться на кількість полюсів прийнятих за базові, а його модель принципово буде спрощена. З іншого боку базовий вузол може бути зовнішнім відносно багатополісника, тобто електрично з ним не пов'язаний.

У цьому випадку перший закон Кірхгофа для миттєвих струмів, що втікають у n -полюсник, може бути записаний у вигляді

$$\sum_i i_i = 0 \quad (1.11)$$

А лінійні пристрої матимуть особливі матриці властивостей, тобто сума елементів цих матриць за рядками й стовпцями дорівнюватиме 0. У зв'язку з цим для опису достатньо ідентифікувати $n-1$ рядків і стовпців.

1.2 Структура елементної бази РЕА

Елементна база РЕА складається з електрорадіовиробів, які входять до переліку елементів схеми електричної принципової РЕА або її частини як комплектуючі вироби. Елементна база може бути поділена на декілька груп:

- електрорадіоелементи (дискретні резистори, конденсатори, кварцові резонатори тощо);
- електровакуумні вироби (радіолампи, електронно-променеві трубки);
- напівпровідникові прилади (транзистори, діоди, тиристори тощо);
- інтегральні схеми, мікропроцесори та мікрозбірки;
- контрольно-вимірювальні прилади;
- комутаційні вироби (з'єднувачі, перемикачі, реле тощо);
- функціональні електронні вузли (оптоелектронні схеми, лінія затримки на ПАХ та ін.).

Тобто, елементну базу РЕА складає безліч різних радіокомпонентів, на основі яких проводиться її проектування. У загальному випадку РЕА може бути підрозділена на двополюсні та багатополюсні компоненти, які у свою чергу можуть бути представлені пасивними та активними елементами. Під пасивними розуміються такі РЕА, у процесі функціонування яких не відбувається збільшення рівня потужності вхідного сигналу за рахунок додаткових джерел енергії. Інакше інші РЕА – вважаються активними.

У свою чергу активні та пасивні ЕРЕ поділяються на такі класи:

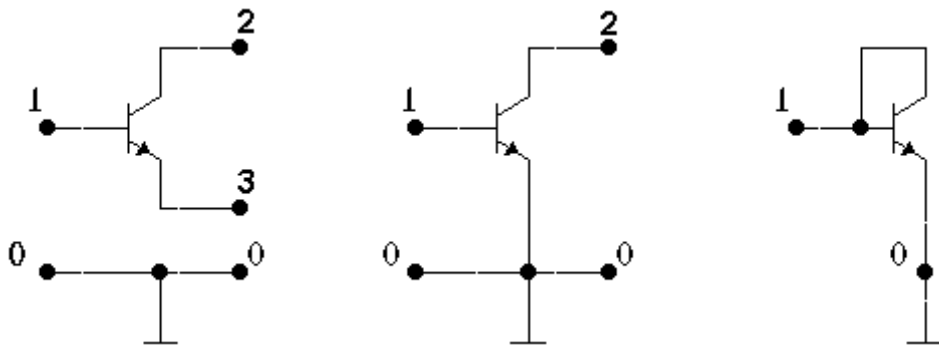
- дискретні елементи – компоненти, що відрізняються закінченістю конструкції та готовністю до безпосереднього застосування в складних модулях та пристроях;
- елементи з розподіленими параметрами – компоненти, принцип дії яких ґрунтується на використанні хвильових процесів в електромагнітних та акустоелектронних пристроях;
- акустоелектронні елементи – компоненти, які працюють на основі акустоелектронних явищ у твердому тілі;
- функціональні елементи – різноманітні компоненти, які призначені для обробки електричних сигналів;
- інтегральні елементи – компоненти, виготовлені за інтегральними технологіями;
- гібридні елементи – компоненти, виготовлені за змішаними технологіями;
- цифрові елементи – компоненти, призначені для обробки цифрових сигналів.

Така класифікація ЕРЕ відповідає прийнятій в САПР класифікації компонентів, зорієнтованій на застосування у електронних виробках. Поділ компонентів на двополюсники і багатопольсники досить умовний. Наприклад, транзистор, що має 3 полюси (трьопольсник), включений до електричної схеми як діод, можна розглядати як двополюсник, діодна збірка (за суттю чотириполюсник) також може бути включена як двополюсник. І навпаки.

Двополюсник повністю ідентифікується його повною провідністю Y . Для повного опису чотириполюсника необхідно використовувати його Y -матрицю провідності, коефіцієнти якої визначає провідність у базового двополюсника

$$Y = \begin{vmatrix} y & -y \\ -y & y \end{vmatrix} \quad (1.12)$$

Кількість полюсів у багатополіусника залежить від способу його включення в електричну схему, а використовуючи певні комбінації з'єднання полюсів, його можна перетворити на двополіусник (рис. 1.4). Насправді, включаючи до схеми транзистор, згідно з рис. 1.1а, його слід розглядати як шестиполіусник, у разі рис. 1.1б – як чотириполіусник, а при об'єднанні бази з колектором та поєднанні емітера із загальною шиною (рис. 1.1в) – як двополіусник. Відповідно необхідно змінити опис моделі транзистора, наприклад, за допомогою Y -матриці.



а) як шестиполіусника; б) як чотириполіусника; в) як двополіусника

Рис. 1.1 – Варіанти підключення транзистора до схеми

Нехай транзистор, включений за схемою рис. 1.1б має матрицю провідності

$$Y = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix} \quad (1.13)$$

Тоді матрицю Y_2 транзистора, включеного за рис. 1.1а можливо виразити у вигляді

$$Y_2 = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{vmatrix} \quad (1.14)$$

Коефіцієнти Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} матриці Y_2 точно відповідають коефіцієнтам матриці Y інші п'ять коефіцієнтів визначаються за формулами:

$$y_{13} = -y_{11} - y_{12}; \quad (1.15)$$

$$y_{23} = -y_{21} - y_{22}; \quad (1.16)$$

$$y_{31} = -y_{11} - y_{21}; \quad (1.17)$$

$$y_{32} = -y_{12} - y_{22}; \quad (1.18)$$

$$y_{33} = y_{11} + y_{12} + y_{22} + y_{21}. \quad (1.19)$$

Нарешті, провідність транзистора, представленого двополюсником (рис. 1.16), розраховують за формулою

$$y = y_{11} + y_{22} + y_{33}. \quad (1.20)$$

Формули (1.15)– (1.20) справедливі, якщо режим транзистора за постійним струмом для всіх трьох розглянутих вище випадків ідентичний.

При проектуванні радіоелемента та ідентифікації його параметрів необхідно враховувати сферу дії фізичних законів, пов'язаних з його функціонуванням. Особливу увагу необхідно приділяти електрофізичним законам, які визначають його основні електричні параметри. У кожному конкретному випадку, як правило, домінує одне з електрофізичних явищ, але й проявляється вплив і інших, а також паразитних.

Так, в основі функціонування резистора лежить явище електричного опору постійному або змінному струму. Однак, також у більшій чи меншій мірі неминуче проявляється вплив електричного та магнітного полів, що істотно збільшується зі зростанням робочої частоти схеми. Магнітні та електричні ефекти резистора моделюють за допомогою індуктивності та ємності. У зв'язку з цим модель резистора зі збільшенням частоти ускладнюють (рис. 1.2), використовуючи на ВЧ та НВЧ діапазонах багатоелементні еквівалентні схеми [3, 4].

Еквівалентні схеми, на відміну від звичайних, містять елементи (паразитні індуктивності та ємності, опори втрат), які позначаються як традиційні дискретні елементи, але мають лише суто фізичний зміст.

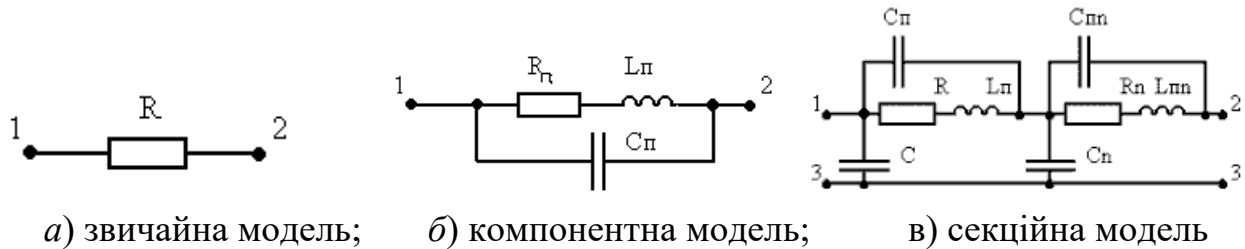


Рис. 1.2 – Прийняті моделі резистора

На рис. 1.2а наведена звичайна модель резистора. Компонентна модель резистора на ВЧ (рис. 1.2б) відображає основні фізичні явища, які відбуваються в процесі реальної роботи резистора. За умов

$$1/\omega C_n \ll R_n \quad \text{та} \quad \omega L_n \ll R_n, \quad (1.21)$$

де: ω – кутова частота;

L_n – паразитна індуктивність;

C_n – паразитна ємність;

R – опір.

За умови (1.21) впливом параметрів L_n та C_n можна знехтувати, а при розрахунках раціонально використовувати простішу модель (рис. 1.5а). Однак, якщо розміри резистора можна порівняти з довжиною хвилі, то необхідно враховувати хвильові ефекти.

Це досягається шляхом переходу до складнішої багатосекційної моделі, показаної на рис. 1.2в. Кожна секція з чотирьох елементів моделює відрізок l_R/n резистора, де l_R – максимальний розмір резистора, n – кількість секцій.

Кількість секцій вибирається таким чином, щоб виконати умову

$$l_R/n \ll \lambda, \quad (1.22)$$

де λ – довжина хвилі.

В цьому випадку опір кожної секції дорівнює R/n , а параметри: власна ємність секції C_{ni} , власна індуктивність секції L_{ni} і ємність секції щодо загальної шини C_n – визначаються конструкцією резистора та його розташуванням відносно загальної шини.

Можна сказати, що кількість багатополюсників слід вважати практично безмежним, оскільки вони проектуються на основі двополюсників, а кожному реальному багатополюснику відповідає певний спосіб з'єднання його складових двополюсників.

1.3 Загальні характеристики моделей радіоелементів

Під моделлю ЕРЕ будемо розуміти будь-який математичний опис радіоелемента, що відображає з необхідною точністю його поведінку в реальних умовах. Якщо такий компонент є елементом електронної схеми, його моделлю будемо називати математичне опис зв'язків між струмами та напругами, що виникають між його полюсами у статичному і динамічному режимах роботи. Зокрема, моделями можуть бути рівняння вольтамперних характеристик (ВАХ), диференціальні рівняння перехідних процесів, частотні характеристики тощо [5, 6].

Математичну модель ЕРЕ можна розглядати як деякий оператор, що ставить у відповідність системі внутрішніх параметрів x_1, \dots, x_n сукупність пов'язаних між собою зовнішніх параметрів y_1, \dots, y_n . Вид функціонального зв'язку буде залежить від принципу дії компонента, а зміст зовнішніх та внутрішніх параметрів – буде визначати його фізична сутність та спосіб використання.

Для моделей ЕРЕ зовнішніми параметрами є струми та напруги, тому що переважним методом розрахунку електричних схем є розрахунок за струмами та напругами. Внутрішніми параметрами моделі ЕРЕ можуть бути його електричні, електрофізичні або конструктивно-технологічні параметри.

Електричними будемо вважати параметри, що визначаються тільки при електричних вимірах (коефіцієнти посилення, вхідний та вихідний опори тощо). У деяких випадках це параметри "чорної скриньки", яким важко надати фізичного змісту. Електричні параметри, як правило, є функціями електрофізичних та конструктивно-технологічних параметрів, які можна вважати первинними параметрами, а саме електричні – вторинними.

Наприклад, під час розрахунку інтегральних схем важливе значення має облік первинних параметрів з точки зору оптимізації процесу виготовлення мікросхеми.

При розрахунках електронних схем, спроектованих з урахуванням готових конструктивно завершених компонентів або модулів, що характерно для підприємств, які виготовляють РЕА, досить мати інформацією лише про зовнішні параметри таких компонентів-складових. Тобто зовнішні параметри РЕЕ як би виконують функцію внутрішніх параметрів проєктованого виробу.

Досить загальноприйнята класифікація моделей РЕЕ, що наведена у [7], показана на схемі (рис. 1.3). Відповідно схемі, статичні моделі відображають тільки зв'язок між постійними струмами та напругами, тоді як динамічні – враховують частотні залежності або залежності у часі параметрів РЕЕ, що виникають через вплив внутрішніх індуктивностей та ємностей самого компонента.

За способом представлення моделі можуть бути задані:

- аналітично – у вигляді переходів систем математичних рівнянь;
- графічно – у вигляді еквівалентних схем;
- таблично – у вигляді таблиць коефіцієнтів відповідних систем рівнянь та номіналів елементів еквівалентних схем.

Звідси впливають поняття: аналітичних, графічних та табличних моделей. Хоча такий поділ слід вважати умовним.

Насправді, зазвичай, широко використовують комплексні моделі РЕЕ. Наприклад, на графічних моделях типу еквівалентних схем для опису

нелінійних елементів широко використовують аналітичні залежності, а обробка даних табличних моделей проводиться математичними методами за спеціально розробленими алгоритмами.

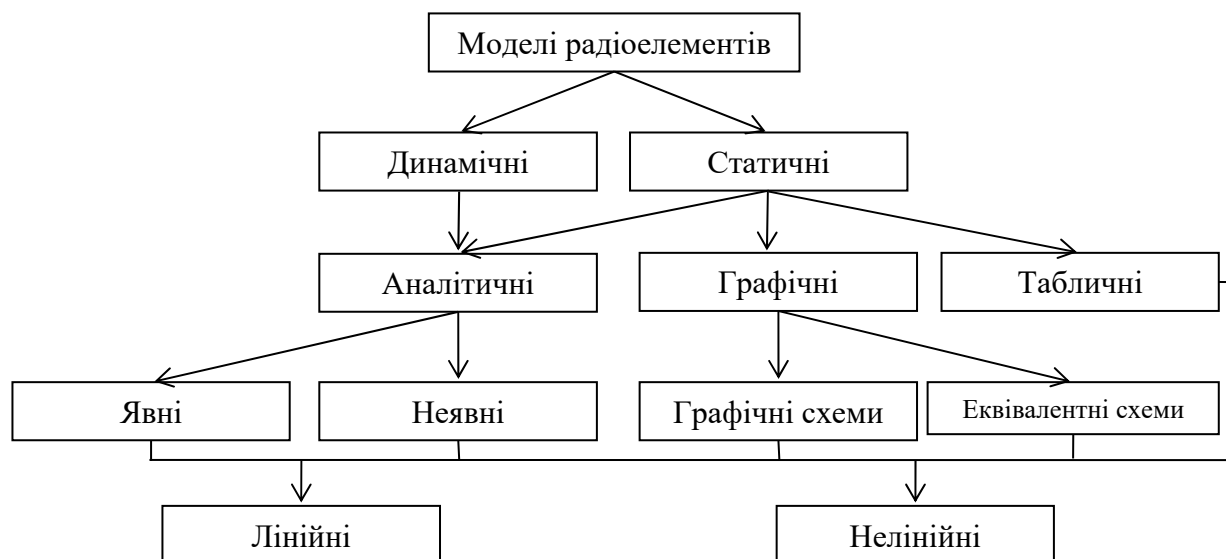


Рис. 1.3 – Класифікація моделей радіоелементів

Аналітичні статичні моделі ЕРЕ зазвичай будують у вигляді явних залежностей струмів та напруг, виражених у вигляді рівнянь ВАХ. Динамічні моделі зручно представляти у неявному вигляді у формі диференціальних рівнянь [6].

Графічну статичну модель можна подати у формі графіків ВАХ або у формі статичної еквівалентної схеми. Графіки ВАХ не дозволяють їх безпосереднього використання, тому що для їх введення в ПК або більш складну ЕОМ необхідні перетворення на цифрову форму. Однак ці графіки можна подати у вигляді компактних табличних функцій, які під час розрахунків або підготовки до них обробляються спеціальними підпрограмами програмного забезпечення (ПЗ) для отримання аналітичних функцій. З іншого боку, еквівалентна схема вимагає додаткового опису у вигляді аналітичних залежностей між струмами та напругами нелінійних елементів, що входять до складу схеми. Еквівалентна схема зручна для

аналізу функціонування ЕРЕ, що моделюється цією схемою, а для розрахунку безпосередньо РЕА – зручніша відповідна їй аналітична макромодель, в яку вже включений математичний опис тих її елементів, параметри яких залежать від статичного режиму.

Табличні моделі є таблицями відповідних графіків ВАХ, отриманих, зазвичай, експериментальним шляхом. Для отримання таких таблиць доцільно використати теорію методів планування експерименту.

Основні вимоги до моделей ЕРЕ досить повно сформульовані у роботі [7], а інженерні аспекти їх застосування – у роботах [8, 9]. На практиці будь-яку з таких моделей оформлюють у вигляді бібліотечної підпрограми для ПЗ, задавши алгоритм обчислення необхідних для аналізу параметрів РЕА за даними аналітичних або графічних моделей.

Сучасний розвиток комп'ютерної та вимірювальної техніки дозволяє серед аналітичних та графічних моделей виділити клас алгоритмічних моделей, які характерні тим, що внаслідок складності зв'язків між струмами та напругами розраховувати їх можна лише чисельними методами, задавши алгоритм – метод обчислень. Тобто, за суттю, це цифрові моделі, які реалізуються у вигляді підпрограм, що обробляють експериментальні дані на етапі підготовки початкових даних або під час розрахунку.

Наприклад, саме такий підхід реалізований у пакеті програм «PSpice», де внутрішня бібліотека моделей є таблицями вихідних даних для розрахунку цифрових аналітичних макромodelей. Для підвищення точності розрахунку кожна така модель може бути далі уточнена шляхом введення додаткових або уточнених даних для конкретного статичного режиму або ділянки частотного діапазону.

В САПР електронних схем вимоги до моделей радіоелементів визначають такі фактори:

– точність (адекватність) відповідності моделі компонента реальному зразку ЕРЕ, яку зазвичай визначають за рівнем збігу параметрів моделі та реального виробу.

Для оцінювання точності можна використовувати відносне відхилення параметра в робочому діапазоні частот та режимів електроживлення за постійним і змінним струмом за схемою. Так, точність машинного розрахунку доводиться до 10%, а точність моделі – може становить кілька відсотків. Отже, точність розрахунку електричної схеми фактично визначається точністю моделі.

Вимоги до точності моделі радіoelements залежать від типу та призначення модельованої РЕА. У всіх випадках використання більш точних моделей може призвести до значного збільшення часу розрахунку, оскільки зазвичай чим точніше модель, тим вона складніша. Тому для одного й того ж самого ЕРЕ доцільно мати набір моделей. Доцільність застосування кожної моделі має бути обґрунтована під час аналізу еквівалентної схеми за режимом роботи;

– вимірювальні комплекси для перевірки моделей ЕРЕ на відповідність їх параметрів паспортним даним (специфікації), коригування моделей для режимів, що виходять за рамки паспортних даних з метою можливості розширення їх сфери застосування, вимірювання параметрів моделей нових радіoelements;

– визначення та опис ймовірнісних характеристик параметрів моделей.

Ця вимога безпосередньо пов'язана з двома вищевикладеними. По-перше, точність моделі безпосередньо пов'язана із ймовірнісними характеристиками параметрів, так як немає сенсу досягати точності визначення параметрів значно вище, ніж розкид цих параметрів. По-друге, отримання достовірних ймовірнісних характеристик моделі;

– оцінювання впливу зовнішнього середовища (температури, вологості тощо) на вирішення задач реальної поведінки досліджуваних ЕРЕ або РЕА;

- оцінювання ефектів старіння, щоб отримати відомості про надійність проектованого виробу, оскільки без таких оцінок виникає питання достовірності та цілісності результатів виконаного проектування;

- безперервність моделі, під якою розуміють справедливість однієї й тієї моделі для всіх режимів роботи радіоелементів.

Безперервна аналітична макромодель описується одним аналітичним виразом, безперервна графічна модель однією й тією ж еквівалентною схемою для всіх режимів роботи модельованого ЕРЕ. На противагу "кусочна" модель описується набором формул, кожна з яких відповідає одному з можливих режимів роботи. Безперервна модель значно полегшує програму розрахунків, але ускладнює процес її розробки;

- обумовленість моделі, під якою розуміють не значний вплив відносних помилок розрахунку чи вимірів на шукане значення параметра, і навіть можливість розрахунку чи виміру самих аргументів моделі ЕРЕ з малою відносною помилкою.

Наприклад, модель транзистора погано обумовлена, якщо її аргументом служить напруга між базою та емітером U_{be} та добре обумовлена, якщо аргументом служить струм база-емітер I_{be} , оскільки цей струм можна виміряти або розрахувати з меншою відносною помилкою, ніж напругу U_{be} . Тут параметри моделі співставленні з точністю вимірювань;

- простота моделі, так як проста модель більш переважна щодо скорочення часу обчислень.

Таким чином, доцільно побудувати досить точну але просту модель, яка б враховувала можливі режими роботи ЕРЕ та була придатна для застосування під час чисельних розрахунків, в тому числі, в програмному забезпеченні для ПК.

1.4 Постановка завдання

У даний час моделі, як двополюсних, так і багатополісних радіоелементів, широко використовуються не тільки в аналітичних або чисельних розрахунках електричних кіл, а й в практичному застосуванні під час моделювання за допомогою САПР, тобто в автоматизованих системах. Це обумовлює необхідність використання досить простих моделей компонентів схем, які мають достатню точність опису реальних процесів в ЕРЕ.

Класичні аналітичні підходи та моделі компонентів, розглянуті вище, вважаються придатними тільки для розв'язання завдань схемного моделювання РЕА у певних діапазонах частот та інтенсивності електричних сигналів. За різних умов роботи використовують різні моделі полюсників для отримання адекватного опису електричних схем.

Факторні та компонентні моделі полюсних радіоелементів мають достатньо точно відтворювати властивості компонентів не тільки при різних режимах їх роботи в електричній схемі, а й відображати вплив зовнішнього середовища експлуатації на їх основні параметри.

Становить практичний та науковий інтерес обґрунтування і застосування узагальнених моделей полюсних радіоелементів з позиції універсальності їх використання для електричних розрахунків та дослідження основних параметрів окремих елементів, електричних вузлів та схем РЕА, які б були придатні для автоматизованого моделювання.

Таким чином доцільне використання однієї універсальної моделі компонента, що враховує особливості його використання при різних режимах роботи, отримання адекватних опису компонента та результатів моделювання роботи електричної схеми.

На основі двополюсних компонентів можливо моделювати більш складні прилади, зокрема й моделі складніших ЕРЕ. Тому адекватний опис моделей двополюсників має визначальний сенс.

Необхідно вибрати найбільш вдалі моделі двополюсних радіоелементів з існуючих, а за необхідності й доопрацювати їх з урахуванням різноманітності режимів роботи компонента та інтенсивності зовнішнього впливу на його параметри. Запропонувати за обраними моделями методику розрахунку електричних кіл, що містять такі компоненти.

Також, необхідно провести експериментальні дослідження щодо адекватності пропонованих моделей за статичними та динамічними характеристиками реальних компонентів. Отримані теоретичні висновки в роботі слід порівняти з результатами експериментів та надати висновок щодо придатності та обмежень використання запропонованих моделей в практичних завданнях.

2 МОДЕЛЮВАННЯ ПОЛЮСНИКІВ

2.1 Компонентні моделі двополюсників

Двополюсниками є широкий клас радіоелементів, який у загальному випадку можна поділити на:

- пасивні лінійні (резистори, конденсатори, котушки індуктивності);
- нелінійні пасивні (звичайні діоди, варистори, варикапи тощо);
- активні (тунельні діоди, діоди Ганна);
- спеціального призначення (терморезистори, тензорезистори, фоторезистори, фотодіоди, світлодіоди тощо).

Особливе становище двополюсників як компонентів РЕА у тому, що на їх основі моделюють більш складні прилади, зокрема й моделі складніших ЕРЕ. Тому адекватний опис моделей двополюсників має визначальний сенс.

Моделі двополюсників поділяють на: компонентні – у вигляді еквівалентних схем та факторні аналітичні макромоделі – у вигляді системи рівнянь.

Компонентні моделі мають відносно обмежене застосування. До них відносяться R , L , C компоненти, в яких не враховують паразитні параметри. В САПР це вбудовані моделі, номінали яких ставить користувач.

Решту аналогових ЕРЕ, у тому числі R , L , C на високих частотах, розглядають у вигляді компонентних (R , L , C) або аналітичних (діод, магнітний сердечник) макромоделей. Основою компонентної моделі є еквівалентна схема компонента, елементи якої визначають фізичні процеси у конкретному ЕРЕ. При такому моделюванні основна проблема полягає у точному визначенні значень елементів еквівалентної схеми.

Розвиток моделі резистора в область високих частот показано на рис. 1.2, з якого очевидно дуже суттєве ускладнення моделі при переході в

область НВЧ діапазону. Моделі конденсатора та кварцового резонатора також можуть бути представлені у вигляді компонентних.

Компонентну модель високочастотного керамічного конденсатора наведено на рис. 2.1а, а кварцового резонатора – на 2.1б.

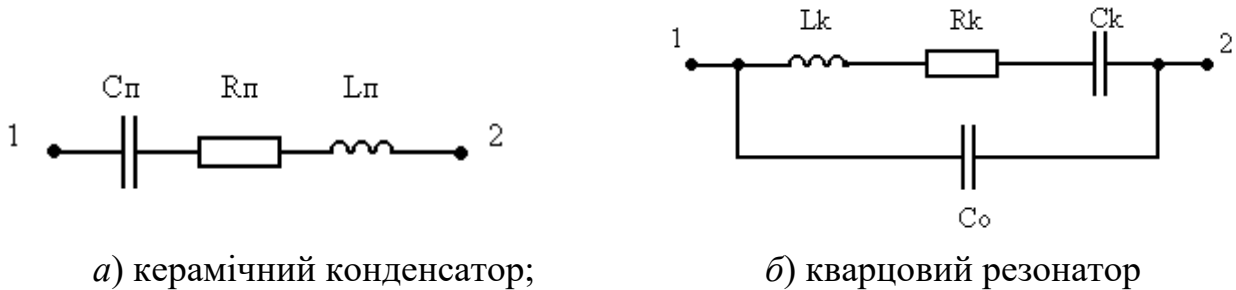


Рис. 2.1 – Компонентні моделі пасивних радіоелементів

Так, частоти f_{noc} послідовного та $f_{нар}$ паралельного резонансів для резонатора будуть розраховуватися за формулами:

$$f_{noc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}; \quad (2.1)$$

$$f_{нар} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_k C_k C_0}{C_k + C_0}}}, \quad (2.2)$$

а добротність резонатора

$$Q = \frac{2\pi f_0 L_k}{r_k}. \quad (2.3)$$

При розрахунках моделі враховують також температурний коефіцієнт еквівалентної індуктивності кварцового резонатора. Інші параметри (Q , r_k , C_k) визначаються тільки типом резонатора і не залежать від частоти.

Типовим представником нелінійного пасивного двополюсника є напівпровідниковий діод, компонентна схема якого у системі ПЗ «Pspice» наведена на рис. 2.2 (де: R – об'ємний опір; C – ємність р-п переходу; $I(U)$ –

струм р-п переходу; U_0 – падіння напруги на діоді; U – падіння напруги на р-п переході).

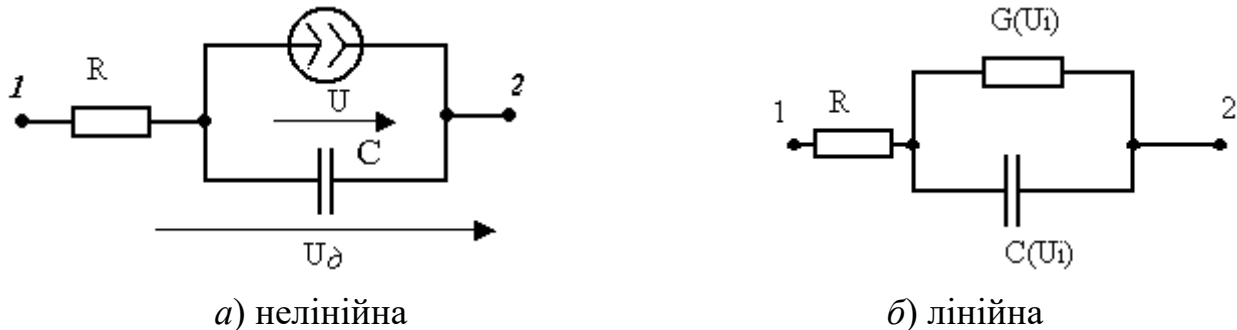


Рис. 2.2 – Компонентні моделі діода

Залежність $I(U)$, що визначає ВАХ діода розглядають за методикою, запропонованою Еберсом-Моллом [8] у прямому напрямку за формулою

$$I = I_s \cdot \left(e^{\frac{U}{mF_T}} - 1 \right) \quad (2.4)$$

Ємність $C(U)$ розглядають як функцію напруги на р-п переході і представляють у вигляді суми бар'єрної C_b та дифузійної $C_{диф}$ складових

$$C(U) = C_b + C_{диф}, \quad (2.5)$$

де:

$$C_b(U) = C_0 \cdot \left[1 - \frac{U}{U_k} \right]^{-M}, \quad \text{коли } U < F_c - U_k; \quad (2.6)$$

$$C_{диф}(U) = C_0 \cdot (1 - F_c)^{-(1+M)} \cdot \left[1 - F_c(1+M) + \frac{MU}{U_k} \right], \quad \text{коли } U < F_c - U_k, \quad (2.7)$$

де: M – коефіцієнт лавинного розмноження;

F_c – коефіцієнт нелінійності бар'єрної ємності прямозмщеного переходу.

Модель також враховує явище електричного пробую та температурні залежності семи параметрів:

I_s – струму насичення;

T_{sr} – параметра рекомбінації;

I_{kf} – граничного струму при високому рівні інжекції;

V_u – зворотної напруги пробою;

R_s – об'ємного опору;

U_k – контактної різниці потенціалів;

C_0 – бар'єрної ємності при нульовому зміщенні переходу.

Однак у реальних моделях користувачеві можна враховувати лише температурну залежність параметра I_s [9]. Інші температурні залежності не враховують, обнуляючи за умовчанням відповідні температурні коефіцієнти.

Лінійна модель діода, що є лінійною схемою заміщення в робочій точці, показана на рис. 2.2б (де: R – об'ємний опір; $C(U_i)$ – ємність р-п переходу в i -ій робочій точці; U_i – напруги на р-п переході в i -ій робочій точці).

Дифузійна провідність діода в робочій точці розраховується за формулою

$$G = d(KJ) / dU, \quad (2.8)$$

де K_I – коефіцієнт інжекції.

У моделі також передбачено врахування шумових властивостей діода при включенні джерел шуму за схемою рис. 2.3 (де: струм $I_{шт}$ характеризує тепловий шум, а струм $I_{шд}$ – дробовий і флікер шуми діода). У розглянутій моделі діода передбачено її опис за допомогою 29 параметрів, однак, базова модель, представлена користувачеві, містить лише 10 з них [9].

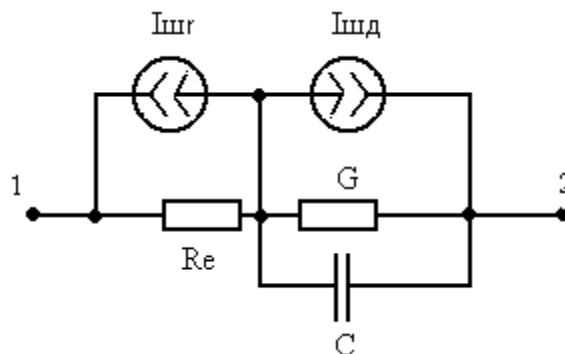


Рис. 2.3 – Лінійна схема заміщення діода із включенням джерел шуму

Питання про доцільність такого "усічення" моделі не обговорюються. Ця модель відповідає моделям, які використовуються на перших етапах розвитку САПР. Наприклад, в [8] розглянута аналогічна макромодель діода, для опису якої використовується також 10 параметрів. Таке спрощення моделі пов'язане зі складністю атестації параметрів повних моделей. З аналізу такого роду моделей цілком ясно, що прийняті за основу цих моделей 10 параметрів можуть бути атестовані за паспортними даними діодів, іншими словами, за винятком додаткових вимірювань, необхідних для атестації повної моделі.

З іншого боку, при описі ВАХ за методикою Еберсу-Молла за основу вибирають структуру ідеального р-п переходу, в якому пряма гілка описується експонентою, а зворотна монотонною функцією. Проте реальні р-п переходи мають складнішу структуру. Так згідно з відомостями, наведеними в [10], пряма гілка ВАХ діода може містити 5 ділянок, пов'язаних з різними механізмами утворення струму, деякі з яких обумовлені порушенням умов на межах бази з омічним переходом.

В роботі [10] показано, що відмінність прямої гілки ВАХ р-п переходу від ідеальної, а також характер неоднорідностей його зворотної гілки можуть бути критеріями надійності приладу. Також у аналізованій моделі не відображено статистичні характеристики параметрів.

Вбудована макромодель магнітного сердечника [11] відображає відомі уявлення про рух доменних грань магнітного матеріалу та дає можливість виразити всі основні характеристики гістерезису, такі як крива початкового намагнічування, намагнічування насичення, коерцитивна сила, залишкове намагнічування. Базова модель формується на підставі 10 параметрів, з них чотири є геометричні. Передбачено два рівні моделювання, причому модель першого рівня формується з урахуванням 7 параметрів.

В основі математичного опису статичного режиму роботи покладено рівняння безгістерезисної кривої намагнічування. У моделі передбачено

облік впливу повітряного зазору, визначення властивостей сердечника та його атестація за експериментальними даними.

Макромоделі високочастотних резисторів і конденсаторів визначають за еквівалентними схемами рис. 1.2б та 2.1а. Нестача таких моделей у тому, що у ряді випадків існує значна частотна залежність параметрів R та R_n . Тому використання даних моделей без урахування частотних залежностей, зазначених у них елементів, може призвести до збільшення похибки розрахунків.

Компонентна модель нелінійної ємності в «PSpice» представляється у вигляді добутку еталонної ємності C_0 та U_m керуючої напруги

$$C = C_0 U_m. \quad (2.9)$$

Графічне уявлення цієї макромоделі показано на рис. 2.4 (де внутрішня структура елементів U_n , U_s , і C_0 являє собою блок, а U_n – напруга на ємності C_0 , I_m – струм через джерело U_s . Тут закон зміни ємності задається напругою U_m).

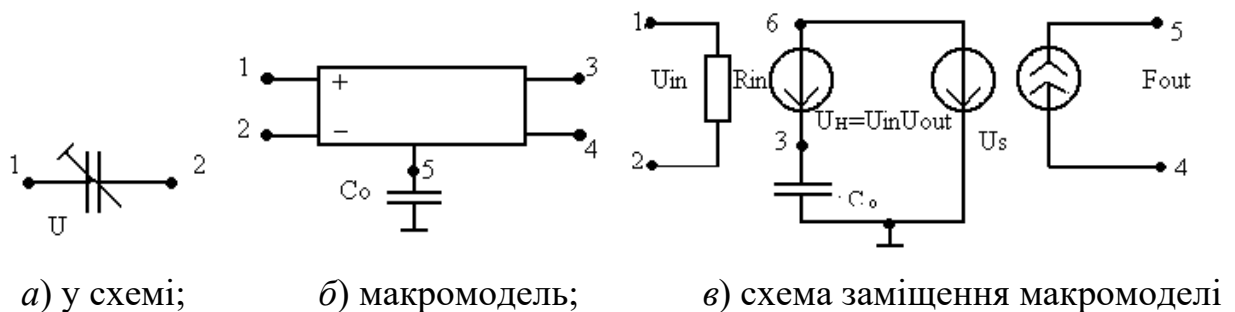


Рис. 2.4 – Макромодель нелінійної ємності

У ПЗ «PSpice» аналогічно моделюють нелінійні резистори та котушки індуктивності. Розглянуті нелінійні моделі системи «PSpice» мають такі недоліки:

- складні за структурою;
- містять до двох режимно-залежних елементів, для ідентифікації яких використовуються математичні рівняння, що формуються за експериментальними даними;

– розвиток таких моделей з метою підвищення їх точності пов'язаний зі значним підвищенням складності розрахункових операцій та збільшення числа вузлів еквівалентної схеми і порядку апроксимуючих рівнянь.

2.2 Факторні моделі двополюсників

В цьому випадку двополюсники представляють у вигляді "чорної скриньки", електричні параметри якої визначає система рівнянь. Кожне з рівнянь, обраної системи, виражає залежність вихідного електричного параметра від відповідного фактора. У якості вихідного параметра, як правило, обирають повну провідність. Тоді рівняння можна записати у вигляді

$$Y = (X), \quad (2.10)$$

де: Y – повна провідність двополюсника;

$X = [X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_n]$ – вектор факторів, а n – кількість факторів.

Факторами можуть бути частота f , напруга U чи струм I зміщення робочої точки, температура T зовнішнього середовища тощо.

З аналізу факторної моделі двополюсника представленою формулою (2.10) випливає:

– її раціональність – при включенні в електричну схему додають всього один вузол;

– можливість визначати працездатність компонента за вихідними параметрами у процесі їх експериментального визначення.

Таким чином, на практиці, під час проектування РЕА, переваги факторної моделі очевидні. З іншого боку, за параметрами факторної моделі можна визначити компонентну модель.

2.3 Компонентні моделі багатополюсників

Опис моделей, зазвичай, роблять за допомогою еквівалентних схем – компонентна модель та за допомогою матриць – формальна модель.

Компонентну модель формують на основі лінійних та нелінійних двополюсників. Такі моделі доцільні для опису активних елементів, наприклад транзисторів, коли застосовувані моделі двополюсників мають суто фізичний сенс.

Формальна модель являє собою матрицю коефіцієнтів, яка визначає зв'язок між вхідними та вихідними параметрами багатополюсника: струмами та напругами або падаючими та відбитими хвилями. Для моделювання багатополюсників застосовують матриці: Y -провідності, Z -опору, A -передачі, H -гібридну, S -хвильову матрицю розсіювання, T -хвильову матрицю передачі. Усі матриці можна перерахувати з однієї в іншу за однакових їх розмірів. На практиці найчастіше при аналізі багатополюсників застосовують Y -, Z -, S - та T -матриці, а при аналізі чотиріполюсників, крім перерахованих, A - та H -матриці.

Для всіх вхідних та вихідних параметрів використовують наступні матричні рівняння:

$$I = Y U; \quad U = Z I; \quad h_i = H h; \quad b = S a; \quad a = T b, \quad (2.11)$$

де: $I = [I_1, \dots, I_i, \dots, I_n]$ – вектор-стовпець струмів;

$U = [U_1, \dots, U_i, \dots, U_n]$ – вектор-стовпець напруги;

$h = [I_i, U_i]$ – вектор-стовпець вхідних параметрів;

$a = [a_1, \dots, a_i, \dots, a_n]$ – вектор-стовпець падаючих хвиль;

$b = [b_1, \dots, b_i, \dots, b_n]$ – вектор-стовпець відбитих хвиль;

i – поточний індекс параметра.

Для лінійних активних та пасивних багатополюсників існує однозначний аналітичний зв'язок між S -матрицею та матрицями провідності Y , опору Z та гібридними матрицями. Елементи матриць Y , Z , H , розраховані

через S -матрицю, мають бути при цьому також нормовані. У важливому для практики випадку нормована Y -матриця пов'язує вектор нормованих струмів I з вектором нормованих напруг U .

Наприклад, компонентні моделі транзисторів традиційно застосовують у САПР електронних схем та під час розробки самих транзисторів. У системі «Pspice» на частотах до 100 МГц застосовують універсальні моделі. До них відносяться моделі для випадку великого сигналу: біполярних, арсенід-галієвих та МОП транзисторів. Такі моделі сепарабельні, тобто при малих сигналах макромодель, формують на основі моделі для великого сигналу. До переваг таких моделей можна віднести:

- можливість атестації параметрів EPE за довідковими даними;
- сепарабельність;
- можливість побудови ряду моделей для одного транзистора, що відрізняються один від одного рівнем складності.

В основу моделі біполярного транзистора покладено ідеї, висунуті Еберсом і Моллом та розвинені для випадку передавальній моделі Логаном [8, 9] або зарядової моделі Гуммелем-Пуном [10]. Повна модель представляється у вигляді адаптованої моделі Гуммеля-Пуна, яка в порівнянні з початковою моделлю надає можливість врахувати ефекти, що виникають при значних зміщеннях на напівпровідникових переходах. Ця модель автоматично спрощується до більш простої моделі Еберса-Молла у версії Логана, якщо опустити деякі параметри.

У ПЗ «Pspice» атестується 55 параметрів. Для опису моделі Еберса-Молла достатньо використати 49 параметрів, задавши 10 параметрів, необхідних для опису моделі Гуммеля-Пуна за замовчуванням. Усього за умовчанням можуть бути задані 54 параметри, що представляє користувачеві широкий маневр для формування робочих моделей.

Така модель дозволяє проводити облік температурних залежностей параметрів, шляхом атестації 10 температурних коефіцієнтів та завдання їх

області визначення (4 значення температури та відношень температур). Серед атестованих параметрів 10 температурних коефіцієнтів, однак, у доступних користувачеві моделях використовується тільки один з них [11].

У ряді випадків модель Еберса-Молла враховує опір дифузійних областей та опір витоку зворотнозміщених р-п переходів, струмові та частотні залежності коефіцієнтів за струмом, модуляцію ширини бази, лавинне множення носіїв у р-п переході, вплив зовнішніх факторів (температури, радіації тощо). Опір дифузійних областей та витоку включають в еквівалентну схему, а інші ефекти враховують за допомогою апроксимуючих залежностей.

Температурна залежність встановлюється для 16 параметрів моделі біполярного транзистора. В першу чергу для струмів насичення емітера, колектора і підкладки для прямого та інверсного режимів, максимального коефіцієнта посилення струму в схемі із загальним емітером, об'ємних опорів емітера, бази і колектора та ін. Але в доступних користувачеві моделях атестований тільки температурний коефіцієнт струмів насичення, а інші встановлюються за замовчуванням. В других моделях ці параметри навіть не атестуються [12].

На практиці в програмі «PSpice» доступні користувачеві моделі істотно "усічені" за рахунок виключення з базової моделі температурних коефіцієнтів. Загалом у такій моделі Еберса-Молла із 49 параметрів, згідно з [12] атестовано 27. Втрати інформації за таких спрощень моделі біполярного транзистора у літературі не обговорюються.

В деяких джерелах взагалі не розглядаються статичні моделі біполярних транзисторів типу Гуммеля-Пуна та Еберса-Молла, віддаючи перевагу моделям, вираженим у вигляді ВАХ. З іншого боку, замість сепарабельних моделей транзистора в режимі малих сигналів пропонують використовувати досить широке коло моделей у вигляді еквівалентних схем, кожна з яких відображає особливості її застосування або зручність

статистичних моделей визначення її параметрів для формальних чи факторних моделей.

У бібліотеці «PSpice» є також вбудовані моделі польового каналного транзистора, польового арсенід-галієвого транзистора та МОП-транзистора.

Польовий каналний транзистор описується моделлю Шихмана-Хоужеса [13], заснованої на використанні ідеалізованих p-n переходів витік-затвор та стік-затвор. Модель ідентифікується 24 параметрами та чотирма умовами для температурного режиму, причому температурна залежність визначена для 8 параметрів базової моделі. Для практичного використання пропонується спрощена модель, що ідентифікується 10 параметрами базової моделі. У цій моделі температурні залежності параметрів виключені [12].

Польовий арсенід-галієвий транзистор описується чотирма різновидами (рівнями) моделей, запропонованими Куртісом та іншими [13]. Модель Куртіса дає задовільні результати лише за умови опису статичного режиму, тоді як інші моделі відбивають й динамічні характеристики транзистора. Моделі перших трьох рівнів ідентифіковані 32 параметрами та 4 умовами в області температури. Для розрахунку моделі 4 рівня кількість параметрів розширюється до 54 за рахунок більш повного опису статичного режиму. Облік температурного режиму визначають за допомогою 5-ти коефіцієнтів розрахунку температурних залежностей 10 параметрів.

МОП-транзистори описуються шістьма різними системами рівнянь, вибір яких здійснюють параметром рівня, що приймає значення від 1 до 6. Перший рівень використовують у тих випадках, коли не висувають високих вимог до точності моделювання ВАХ. Моделі другого та третього рівнів враховують більш тонкі фізичні процеси. Параметри 4-6 рівнів розраховуються за довідниковими даними за допомогою спеціальних програм та ідентифікаторів [14]. Всі моделі мають одну й ту ж саму еквівалентну схему. Практична модель МОП-транзистора для 3 рівня містить лише 18 параметрів з 51. Для кожної моделі МОП-транзистора наведено

також лінійні сепарабельні схеми заміщення. Вбудовані моделі транзисторів задовільно працюють у діапазоні частот до 100 МГц.

Для опису НВЧ транзисторів використовують макромоделі на основі вбудованих моделей, еквівалентних схем та формальні, виражені через Y або S -параметри [8]. Ці моделі розробляються користувачем та вводяться до бібліотеки за допомогою спеціального оператора.

Нелінійну макромодель таких транзисторів формують на основі його вбудованої моделі. Для цього вбудована модель доповнюється пасивними LC -ланцюгами. Використання такої макромоделі надає можливість розширити застосування вбудованої моделі на частотах вище 100 МГц, але досить складною є атестація індуктивностей виводів та паразитних ємностей.

2.4 Факторні моделі багатополюсників

Багатополюсні ЕРЕ, на основі факторної статистичної моделі містять динамічні параметри, або параметри змінного струму та статичні параметри, або параметри постійного струму, ймовірнісні характеристики параметрів, або статистичні характеристики динамічних параметрів та статичні параметри, параметри надійності.

Кожна з груп зазначених параметрів визначена у конкретному факторному просторі, визначеному вектором факторів X , а кожен із факторів має обмеження згідно з технічних умов або за реальних умов застосування. Склад вектора X залежить від типу ЕРЕ, атестованих параметрів та меж факторного простору. Параметри надійності або регламентують межі факторного простору, або є його функцією.

Динамічні параметри багатополюсника визначає безліч n його входів за змінним струмом, а статичні параметри – безліч m входів за постійним струмом. У загальному випадку статичні параметри виражають ВАХ багатополюсника. Статичні параметри можуть бути виражені у вигляді I

вектора факторних залежностей полюсних струмів за безліччю входів m , а динамічні параметри зручно уявити Y матрицею багатополюсника.

Так, для транзистора факторний простір визначають параметри робочої точки. При описі ВАХ частота з векторного простору виключається.

Статистичні залежності параметрів моделі виражаються за допомогою факторних залежностей стандартних відхилень динамічних параметрів, об'єднаних в матрицю факторних залежностей стандартних відхилень статичних параметрів та відповідні матриця і вектор факторних рівнянь автокореляційних функцій.

Облік взаємкореляційних зв'язків параметрів моделі можна здійснити, згрупувавши значно корельовані між собою параметри групи (плеяди) [15]. Інформацію про такі зв'язки можна виразити у вигляді впорядкованого масиву, що використовуються для опису моделі.

Кожен із суттєвих параметрів представляється у вигляді рівняння, що відповідає поліноміальній факторної моделі першого роду або мультиплікативній факторної моделі другого роду. Тип структури такого факторного рівняння визначається процесі обробки даних експерименту. Оскільки похибки визначення стандартних відхилень параметрів є помилками другого порядку стосовно математичним очікуванням параметрів, то на цьому етапі розвитку моделі прийнято, що за умов статистичної значущості дисперсій табличних значень функції, апроксимація факторних рівнянь здійснюється прямою. Розрахунок коефіцієнтів таких рівнянь та їх математичної форми проводиться під час обробки експериментальних даних.

Так можна сформулювати будь-яку з розглянутих моделей ЕРЕ. Успішне вирішення цього завдання залежить насамперед від вибору факторного простору, тобто області визначення кожного з факторів. Важливою умовою є застосування досить ефективних з погляду отримання статистичної інформації методів вимірювання статичних та динамічних параметрів.

3 ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ РАДІОЕЛЕМЕНТІВ

3.1 Вимірювальні завдання

Зміст вимірювальних завдань, від вирішення яких залежить адекватний опис моделей ЕРЕ, обумовлює вимоги до таких моделей, які наведено у розділі 2. Щоб задовольнити ці вимоги у складі САПР електронних схем, має функціонувати система вимірювання параметрів компонентів орієнтована на:

- контроль якості відомих компонентів на відповідність електричних параметрів, за якими ідентифікується модель згідно з паспортними даними;
- вимір відомих компонентів для формування їх моделей в областях визначення параметрів, що виходять за рамки паспортних даних для визначення можливості розширення їх застосування;
- вимірювання параметрів та ідентифікація моделей нових компонентів.

За аналізом, наведеним у розділі 2, кожен із реальних компонентів може бути описаний декількома способами. Наприклад, у вигляді еквівалентної схеми, фізико-топологічним способом, формально у вигляді n -полюсника, який визначає зв'язки зовнішніх щодо нього електричних параметрів, представлених у вигляді полюсних струмів та напруг.

У самому загальному випадку модель компонента може бути:

- глобальною, в якій враховані всі нелінійні та динамічні його характеристики;
- локальною (або умовно лінійною), яка має статичні та динамічні параметри в обмеженій області факторного простору;
- точковою, параметри якої визначені в дискретній точці факторного простору.

Глобальній моделі відповідає, наприклад, модель транзистора Еберса-Молла або Гуммеля-Пунна, локальній – факторні моделі, наприклад, в

обмеженому частотному діапазоні, точковій – параметри в окремій точці плану факторного експерименту.

Велика різноманітність моделей радіокомпонентів призводить до необхідності використання різноманітних способів та технічних засобів для вимірювання їх параметрів. Як правило, статичні та динамічні їх параметри вимірюють на різних технологічних приладах або установках.

Методи побудови засобів вимірювання для ідентифікації моделей ЕРЕ можуть бути зведені до наступних принципів, що враховують особливості підключення компонентів та сигналів, що підлягають обробці [3, 4, 16]:

- поділ напруги та струму (для двополюсників);
- порівняння двополюсника із зразковим у мостових схемах;
- порівняння двополюсника або багатополісника з комплектом зразкових двополюсників;
- поділ падаючих та відбитих хвиль для компонентів НВЧ діапазону;
- визначення резонансної частоти (Q-метри);
- аналіз картини стоячої хвилі, вимірювальні лінії НВЧ діапазону.

Особливе значення має завдання по об'єднанню операцій вимірювання статичних та динамічних параметрів на одній технологічній установці, якщо ланцюги електроживлення компонента за постійним та змінним струмом не розділені. Вдале рішення цього завдання для транзистора наведено в [5]. Цей спосіб електроживлення компонентів може бути поширений на інші, наприклад, операційні підсилювачі тощо.

Промисловістю, як вітчизняною, так і зарубіжною, випускається досить широка номенклатура вимірювальних приладів, щоб вирішити поставлені вище завдання. Особливо ефективними є прилади фірми Hewlett Packard, зорієнтовані на комплексну автоматизацію вимірювального процесу. Однак слід звернути увагу на такі факти:

- застосування вузькоспеціалізованих вимірювальних приладів призводить до значного збільшення витрат, оскільки ці пристрої не дешеві;

– у разі вимірювання активних компонентів практично в кожному конкретному випадку доводиться вирішувати завдання електроживлення за постійним та змінним струмом.

– різноманітність номенклатури та типорозмірів компонентів, що підлягають виміру, висуває на одне з перших місць завдання підключення об'єкта виміру до вимірювальної схеми, особливо у разі визначення динамічних параметрів.

У зв'язку з цим виникає проблема розробки нестандартних способів та засобів вимірювання, що дозволять при використанні універсальних вимірювальних приладів обмеженого складу проводити автоматизований вимір параметрів широкої номенклатури радіокомпонентів в обмежений час. Вирішення цих завдань відображено у роботах [16, 17] та буде розглянуто нижче.

3.2 Вимірювання статичних параметрів двополюсників

Статичні параметри ЕРЕ визначають у вигляді ВАХ або моделлю Еберса-Молла (наприклад, для напівпровідникових діодів). Для визначення ВАХ певну перевагу має залежність у вигляді $U(I)$, коли струм через двополюсник надходить від джерела струму, а далі реєструють напругу на його виводах. При зворотному зміщенні, коли опір переходу дуже великий, електроживлення виробляється від джерела напруги. ВАХ при прямому зміщенні визначають за рівнянням Еберса-Молла.

З викладеного випливає, що визначення ВАХ не становить складності. Прийнятий спосіб вимірювання динамічних параметрів дозволяє проводити визначення статичних та динамічних параметрів компонента на одній технологічній установці.

3.3 Пристрої для вимірювання двополюсників

Розглянемо пристрої для вимірювання провідності двополюсників, що вимагає наведена вище методика моделювання.

Вимірювальний пристрій, показаний на рис. 3.1, призначений для вимірювання лінійних двополюсників, основою структури якого є пристрій з [18] при застосуванні ручних операцій калібрування параметрів L_k та X_0 . Такий пристрій містить: генератор синусоїдальної напруги I для електроживлення вимірювальних ланцюгів змінним струмом, векторний вольтметр 2 для реєстрації модуля та різниці фаз змінної напруги, елемент Z_r для моделювання внутрішнього опору генератора I , якщо це необхідно, контакти 3 для підключення вимірюваного двополюсника з повним опором Z . Як елемент Z_r в першому наближенні застосовують резистор з урахуванням його паразитних параметрів.

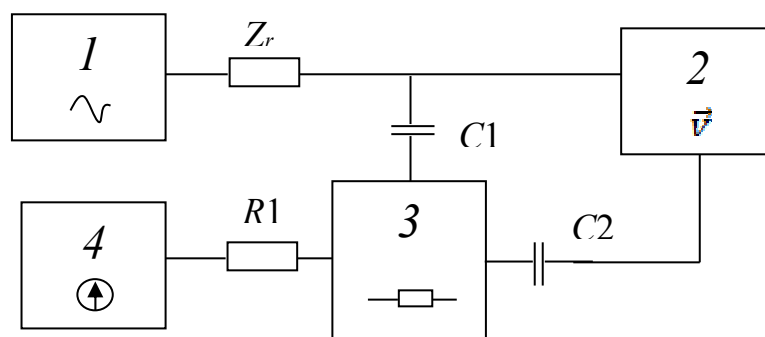


Рис. 3.1 – Структура пристрою вимірювання параметрів двополюсників

У процесі калібрування за напругою U , U^* , U' та U_q визначаємо параметри еквівалентної схеми за формулами (2.10), (2.11), розраховуємо індуктивності L_k , L_q , якщо значення індуктивності L_0 буде для атестації вектора зразкових навантажень U_q .

$$Y = I/W + j/U_q, \quad (3.1)$$

де W – параметр, що обчислюється за формулою (2.8).

Для виміру нелінійних двополюсників до схеми з [18] додано джерело струму (напруги) 4 для зміщення робочої точки та кола з R_1 , C_1 , C_2 – розв'язки ланцюгів електроживлення за змінним та постійним струмом.

При вимірі параметрів напівпровідникових діодів джерело 4 працює в режимі джерела струму, а ВАХ визначають залежно від $U_0(I_0)$, де U_0 , I_0 – постійні складові струму та напруги на вимірюваному діоді. Динамічні параметри у вигляді провідності Y визначають за формулою (3.4).

У разі зворотного включення діода джерело 4 перемикають в режим джерела напруги. За значенням напруги U на виході реєструють повну провідність залежно від напруги зворотного зміщення U_z (рис. 3.2). Повну провідність Y розраховують за формулою (3.1), а значення бар'єрної ємності $C_{бар}$ – за формулою

$$C_{бар} = Y / \omega, \quad (3.2)$$

де ω – кутова частота.

При вимірі потужних нелінійних двополюсників виникає проблема електроживлення постійним струмом через значний рівень потужності, яка розсіюється на резисторі R_j . Для усунення цього ефекту пропонується використовувати схему, у якій резистор R_j шунтований котушкою індуктивності L_j .

У цьому випадку вимірювання параметрів двополюсника проводиться як і раніше, а постійна складова струму проходить через котушку L_1 без падіння напруги на ній. Внутрішній опір генератора I становлять включені в паралель змінного струму опору Z_r та R_1 , а оптимальний режим при вимірюванні динамічних параметрів досягається за умови з [4].

3.4 Пристрої для вимірювання багатополісників

Розглянемо пристрій з [19], подальший розвиток якого здійснено з урахуванням способу вимірювання за [20]. Структурна схема такого

пристрою наведена на рис. 3.2. Пристрій містить: генератор синусоїдальної напруги I , вихід якого з'єднаний з опорним виходом векторного вольтметра 2 та першими виходами $K1$ та $K2$, другі виходи яких з'єднані із загальною шиною; програматор 3 , виводи якого з'єднані з керуючими входами перемикачів $K2$ та $K3$; входи перемикача $K3$ з'єднані з базовим та колекторним контактами утримувача багатополюсника 4 , а його вихід з вимірювальним входом векторного вольтметра 2 .

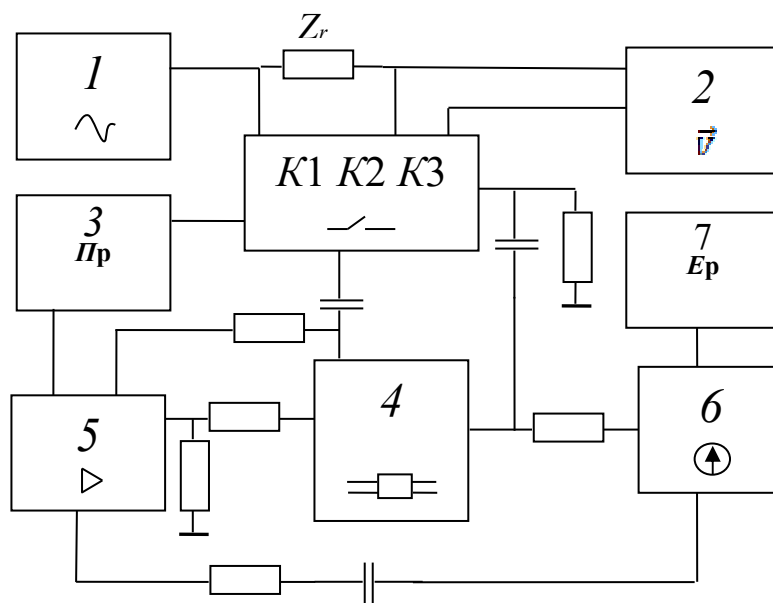


Рис. 3.2 – Структура пристрою вимірювання параметрів багатополюсників

При дослідженні, наприклад, транзистора вихід перемикача $K1$ через коло $C2R2$ з'єднаний з базовим входом утримувача транзистора 4 , а вихід перемикача $K2$ через коло $C3R3$ з'єднаний з колекторним входом утримувача транзистора 4 . Вихід підсилювача 5 через резистор $R1$ з'єднаний з базовим входом утримувача транзистора 4 для електроживлення бази транзистора за постійним струмом, а вихід джерела струму 6 через резистор $R5$ з'єднаний з колекторним входом 4 за постійним струмом. Дільник на резисторах $R4R6$ призначений для розподілу напруги U_i . Його вихід з'єднаний із входом підсилювача 5 . Джерело опорної напруги 6 через резистор $R6$ з'єднаний з

входом підсилювача 5. Конденсатори $C2$ та $C3$ служать для поділу ланцюгів постійного та змінного струму, а конденсатори $C1$ та $C4$ для розв'язування зазначених кіл. Блок живлення 7 призначений для електроживлення постійним струмом програматора 3 та підсилювача 5.

Застосування такого пристрою дозволяє стабілізувати робочу точку з боку колектора незалежно від типу чи структури транзистора. Розглянемо процес стабілізації робочої точки з прикладу біполярного транзистора $n-p-n$ структури.

Насправді коефіцієнт K_q вибирають в інтервалі $0,1-0,5$. Таким чином, робочу точку транзистора 4 визначають струм I_k на виході джерела струму та напруга U_0 на виході джерела опорної напруги. При використанні програмованих джерела струму та джерела опорної напруги процес встановлення робочої точки можна автоматизувати, керуючи цими джерелами, наприклад, за допомогою ПК.

Для вимірювання Y -параметрів пристрій на відміну пристрою [19] було пристосовано для вимірювання в режимі визначеному способом [20]. Для цього попередньо вимірювальну схему калібрують у режимі холостого ходу за допомогою зразкових заходів Z_{01} і Z_{02} та вимірюють матрицю U_0 полюсних напруг холостого ходу, а в робочому (при підключеному транзисторі) режимі вимірюють матрицю U_2 , елементами якої служать полюсні напруги при прямому та зворотному включенні транзистора. Управління режимом вимірювання виконується програматором за допомогою ключів $K1-K3$. Відповідні напруги реєструють за допомогою векторного вольтметра, підключеного до виходу ключа $K3$.

Для калібрування пристрою в режимі холостого ходу першу зразкову міру Z_{01} підключають між 1 і 3 контактами утримувача транзистора та при нормальному положенні $K1-K3$ вимірюють напругу U_0 на його базовому контакті. Далі перемикачі $K1-K3$ приводять до робочого стану. Другу зразкову міру Z_{02} підключають до контактів 2 і 3 утримувача транзистора та

вимірюють напругу U_{02} на його колекторному контакті. Напруги U_{01} та U_{02} складають вектор калібрувальних напруг U_k .

Для визначення Y -матриці спочатку розраховують матриці передачі K_0 – холостого ходу та K навантаженого режиму. При визначенні Y -матриці транзистора принципово виключаються систематичні похибки, що вносяться паразитними індуктивностями та ємностями вимірювальних кіл, а також вхідного кола векторного вольтметра. Також виключаються мультиплікативні похибки, що виникають при вимірі модулів комплексних напруг та адитивні при вимірі різниці їх фаз, тому що в розрахункових формулах використовуються відносини цих напруг. Однак виникають певні складності при атестації опору Z_n , що спричиняє додаткові похибки. Ці похибки можна виключити при застосуванні іншого вимірювального пристрою.

Такий пристрій можна отримати шляхом виключення перемикача $K3$ та введення другого векторного вольтметра. У цьому випадку перший та другий векторні вольтметри постійно підключені до базового та колекторного ланцюгів. Тому опір Z_n кожного з них постійно входить до складу вимірювальних ланцюгів та в його атестації немає необхідності.

Режими роботи таких першого та другого пристроїв за постійним та змінним струмом повністю ідентичні, але у другому пристрої відсутні комутації векторні вольтметри. Істотний недолік розглянутих вище пристроїв полягає в тому, що при вимірюваннях транзисторів середньої та великої потужності виникають складності їх живлення за постійним струмом через розігрів цих резисторів, особливо колекторного резистора $R5$. Ці недоліки можна виключити шляхом шунтування резисторів та котушками індуктивності.

Такі пристрої надають можливість шляхом реалізації активного факторного експерименту отримати інформацію для опису ВАХ транзистора у просторі системи. Аналіз схем показує, що шляхом її перетворення та при

спрощенні структури можна реалізувати режим вимірювання ВАХ у просторі системи

$$U_s = U_e(I_e, U_k). \quad (3.3)$$

Таким чином, в результаті аналізу структурних схем, що наведено вище, показано, що, по-перше, є можливість вимірювання статичних і динамічних параметрів транзистора на одній технологічній установці; по-друге, є можливість використання різних варіантів вимірювальних пристроїв.

Відмінна властивість розглянутих пристроїв полягає в тому, що вони можуть бути ефективно використані в автоматизованих інформаційно-вимірювальних системах для вимірювання параметрів моделей, орієнтованих на застосування в інформаційних базах даних САПР та діагностику якості радіокомпонентів. Важливою їх перевагою є відсутність обмежень за діапазоном частот, що надає можливість здійснити вимірювання на частотах до сотень МГц.

3.5 Розробка структурної схеми пристрою досліджень

За проведеним вище аналізом засобів виміру параметрів полюсників пропонується сформувати пристрій – установку для дослідження статичних та динамічних параметрів двополюсників, структурна схема якого наведено на рис. 3.3.

Запропонований пристрій складається з: генератора ВЧ сигналу 1, векторного вольтметра 2, універсального цифрового вольтметра 3, блока живлення 4 та безпосередньо вимірювально-контрольного пристрою 5, до якого підключається вимірювальна головка 6 з досліджуваним двополюсником та блок стабілізації робочої точки 7, що підключається під час вимірювання напівпровідникових приладів.

Принцип дії такої установки відтворює спосіб вимірів за [20]. Генератором 1 формується високочастотний сигнал, який подається на

модуль вимірювально-контрольного пристрою 5, а звідти – на вимірювальну головку 6. Підключений до вимірювально-контрольного пристрою 5, цифровий вольтметр 3 служить для вимірювання режиму роботи за постійним струмом та перетворення показань векторного вольтметра 2, на вхід якого подається сигнал з генератора ВЧ сигналу 1 та сигнал для вимірювання з вимірювальної головки 6.

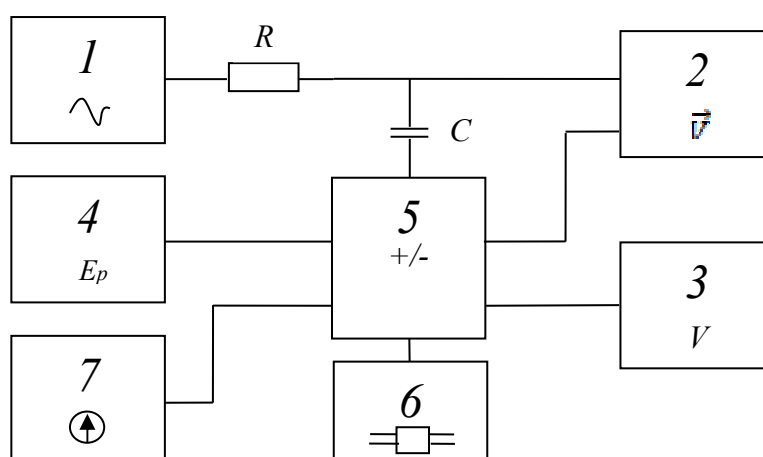


Рис. 3.3 – Структура схема пристрою досліджень

Перетворені на постійну напругу величини зсуву фази і модуля змінної складової передаються на вимірювально-контрольний пристрій 5, звідки вони можуть бути підключені до цифрового вольтметра 3. Блок живлення 4 забезпечує схему необхідними стабілізованими напругами та струмами.

Блок вимірювально-контрольного пристрою 5, призначений для комутації сигналів та живлення, також виконує роль пристрою керування. Для вимірювання параметрів двополюсника до вимірювально-контрольного пристрою 5 підключається блок стабілізації робочої точки 7. Вимірювальна головка 6 має містити з'єднувачі, які б забезпечували можливість вимірювання радіоелементів різної номенклатури та з різною формою і розташуванням виводів.

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА ЧАСТИНА

4.1 Постановка експерименту

Експериментальні дослідження за темою магістерської кваліфікаційної роботи виконувалися на установці (пристрої), структурну схему якої наведено в підрозділі 3.5, де застосовувалися такі вимірювальні прилади:

- генератор ВЧ сигналів Г4-116 з каліброваними частотою та амплітудою вихідного сигналу;
- універсальний цифровий вольтметр В7-18;
- векторний вольтметр (вимірювач різниці фаз) ФК2-12;
- лабораторний блок стабілізованого живлення Siglent SPD3303С.

Експериментальна частина містить відомості про випробування та вимірювання параметрів двополюсників на ВЧ для показу працездатності розробленого пристрою досліджень.

Нажаль за сучасних складних умов в країні обсяг експериментальних досліджень було скорочено. Але загальний обсяг наявних результатів дозволяють зробити основні висновки дощо роботи.

4.2 Дослідження параметрів резисторів

Виконані виміри частотних характеристик плівкового резистора постійного опору за параметрами моделі (рис. 1.2б) у діапазоні частот від 1 до 100 МГц. Було визначено статистичні характеристики параметрів таких резисторів з однієї партії об'ємом вибірки 50 одиниць.

Результати статистичного дослідження основного параметра резистора типу С2-23-0,125 Вт з номіналом 51 Ом в діапазоні частоти від 10 до 50 мГц наведено у вигляді гістограми розподілу опору R (рис. 4.1).

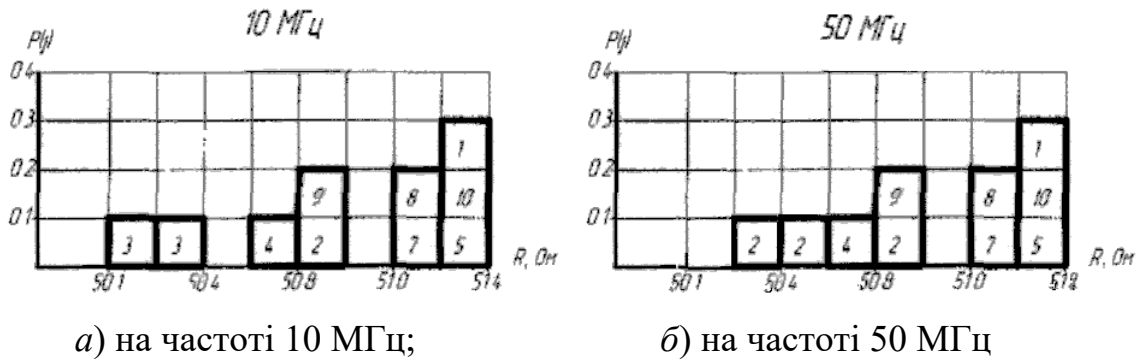


Рис. 4.1 – Гістограми розподілу опору R резистора за вибіркою

Основний параметр резистора – опір R – у вибраному діапазоні частот має розкид у межах допуску – менше $\pm 10\%$. Якісно гістограми відповідають нормальному закону розподілу, оскільки очевидне угруповання елементів вибірок до центрів угруповань. Це підтверджується кількісною оцінкою дослідження за критерієм Пірсона. Для статичних досліджень закономірним є застосування нормального закону розподілу.

Результати статистичного дослідження параметра – паразитної індуктивності плівкового резистора типу С2-23-0,125 Вт з номіналом 51 Ом в діапазоні частоти f від 10 до 100 МГц, наведено на рис. 4.2. Тут відмічається майже повний збіг результатів статистичного дослідження за вибіркою на всьому діапазоні частот.

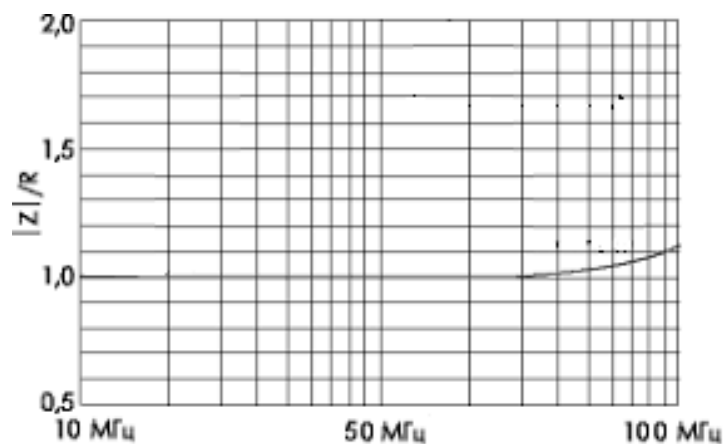


Рис. 4.2 – Залежність паразитного параметра L_{CT} резистора

З усереднених частотних показників за вибіркою (рис. 4.2) виходить, що розкид паразитного параметра L_{CT} резистора мало залежить від частоти (розбіжності за вибіркою у досліджуваному діапазоні з'являються після третього знака числа). Паразитний параметр L_{CT} змінюється суттєвіше, від 5 до 18 нГн (відхилення від середнього значення менше 12%). Його значення реактивної складової на частоті $f = 10$ МГц складалає 0,3 Ом та збільшується на частоті 90 МГц до 5 Ом. Тому якщо частоті 10 МГц можна знехтувати цим паразитним параметром, то частотах більших за 90 МГц – вплив паразитної індуктивності буде помітно проявлятися.

Окремі виміри частотних характеристик резисторів показують, що спостерігається висока стійкість таких вимірів. Спостережуваний індуктивний характер повного опору досліджуваного резистора повністю відповідає літературним даним, спостерігається при $R < 200$ Ом. Факт малої зміни активної складової опору можна використовувати для застосування плівкових резисторів як зразковий захід при атестації реактивної складової.

4.3 Дослідження параметрів діодів

Виконані виміри частотних характеристик напівпровідникових діодів в діапазоні частот від 10 до 100 МГц. Було визначено статистичні характеристики параметрів таких діодів з однієї партії об'ємом вибірки 55 одиниць.

Для визначення частотних характеристик параметрів використовувався діод типу КД521А, що призначений для роботи в області ВЧ, а робоча точка якого в аналоговому режимі має бути зміщена не більше чим на 50 мА.

Результати статистичного дослідження частотних характеристик такого діоду при прямому струмі 25 мА в діапазоні частоти від 10 до 50 мГц наведено у вигляді гістограми розподілу активної та реактивної складових повного опору R_n (рис. 4.3).

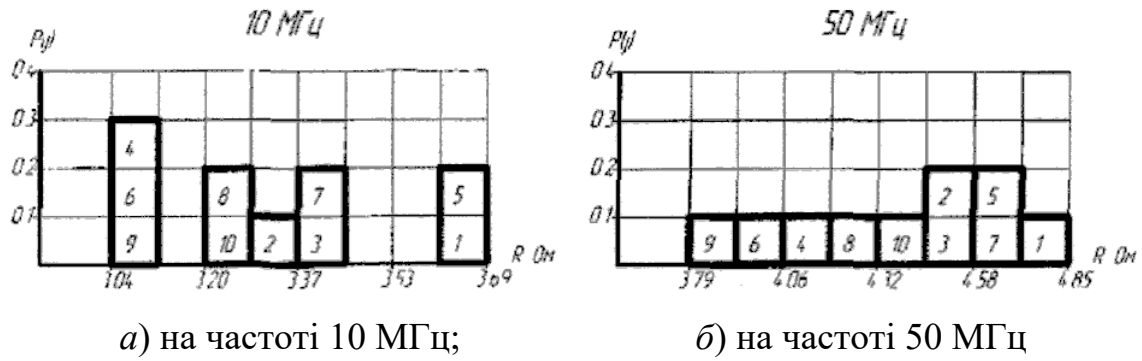


Рис. 4.3 – Гістограми розподілу диференціального опору

З гістограм видно, що якісно вони відповідають нормальному закону розподілу (угруповання у центрі розподілу). На цей факт також вказують кількісні дані за критерієм Пірсана, тому, в даному випадку можна застосовувати класичний аналіз статичних характеристик.

Результати статистичного дослідження параметра – диференціального опору R_n діода КД521А при прямому струмі 25 мА в діапазоні частоти f від 10 до 100 МГц, наведено на рис. 4.4.

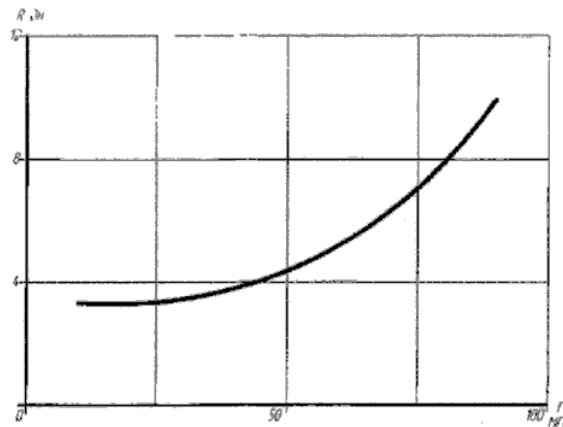


Рис. 4.4 – Залежність диференціального опору від частоти

З рис. 4.4 видно, що активна частина повного опору діода суттєво залежить від частоти, збільшується з 3,5 Ом на $f=10$ МГц до 9 Ом на 90 МГц. Окремі виміри частотних характеристик діода показують, що спостерігається висока стійкість таких вимірів.

Зміна значення індуктивної складової повного опору діода в досліджуваному діапазоні частот істотно менша, ніж для активної складової. Її відхилення в межах 10% від середнього значення лінії регресії.

Всупереч загальноприйнятим моделям виявилось, що на високих та ультрависоких частотах реактивна складова повного опору діода має не ємнісний, а індуктивний характер в області зміщення робочої точки в область активного режиму. Індуктивний характер повного опору показує необхідність коригування моделі діода на ВЧ.

Можна загалом вважати, що розроблений моделюючий пристрій може бути застосовано при вимірах і аналізу властивостей двополюсних компонентів та ідентифікувати їх паразитні параметри. Характер вимірів на пропонованій установці стійкий.

4.4 Опрацювання результатів експерименту

За виявленими в процесі експерименту властивостями досліджуваного напівпровідникового діода необхідно скоригувати його модель. Коригування загальноприйнятої моделі пов'язане з виявленим індуктивним характером повного опору реального діода при роботі на ВЧ. При цьому необхідно пояснення цього явища та розробка рекомендацій щодо застосування діодів, що працюють у ВЧ та НВЧ діапазонах.

У зв'язку з цим були виконані дослідження для визначення залежностей повного опору діода від положення робочої точки при її зміщенні в позитивному напрямку.

Виявилось, що ВАХ діода має звичайний експоненційний характер, близький до класичного. Активна R_n складова повного опору діода, який має монотонно спадаючий характер, зменшуючись зі збільшенням позитивного зміщення. Реактивні компоненти повного опору мають складні залежності, як від зміщення робочої точки, так й від частоти. За своїм характером у кожній

частотній точці реактивна складова повного опору в області переходу ВАХ з відсічення в активний режим змінює свій характер з ємнісного на індуктивний. Можна зробити висновок, що у їх формуванні бере участь явище послідовного резонансу, що особливо проявляється при зниженні частоти. Як відомо з теорії електричних кіл, до резонансної частоти вхідний опір послідовного контуру має ємнісний, а потім – індуктивний характер.

З другого боку, на більш високих частотах точка резонансу спостерігається при менших зміщеннях. Це можна пояснити впливом безпосередньо індуктивності виводів діода. Справді, якщо частоті 10 МГц резонанс спостерігається у точці U_1 , то зі збільшенням частоти до 50 МГц – частота резонансу спостерігатиметься у точці U_2 , тобто при припущенні, що опір виводів $L_{\sigma} = const$, резонанс має спостерігатися при меншій величині напруги зміщення.

Як показали додатково проведені дослідження, складова реактивного опору при укороченні виводів: по-перше, зміщується вправо; а по-друге, індуктивна складова зменшується приблизно на 30 нГн, що кількісно відповідає індуктивності віддаленої частини виводів.

Таким чином, компонентну модель діода при зміщенні робочої точки в активну область потрібно описувати у вигляді еквівалентної схеми, наведеної на рис. 4.5, на заміну схеми, показаної на рис. 2.2б.

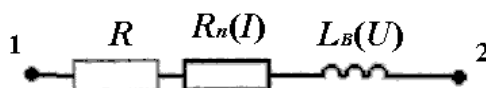


Рис. 4.5 – Пропонована компонентна схема височастотного діода в лінійній області

Загалом, основні отримані результати експериментальних досліджень збігаються з відомими залежностями.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ

5.1 Аналіз умов праці на робочому місці

Розглянемо умови праці в приміщенні обчислювального центру, розміром 9x4x3,5 м, що має 2 вікна (2,5x2,2 м) та розташоване на першому поверху 4-х поверхового будинку, де працюють шість операторів на ПК.

При роботі в обчислювальному центрі присутні такі фактори, що негативно впливають на працездатність та здоров'я операторів:

- зорова втома;
- напружена розумова праця;
- електромагнітне випромінювання;
- електростатичне поле, іонізація;
- інфрачервоне та ультрафіолетове випромінювання;
- електричний струм у мережі до 1000 В.

Розглянемо ці шкідливі чинники докладніше.

При роботі за комп'ютером очі знаходяться в постійній нарузі, це пов'язано з тим, що монітор сам є джерелом світла, що не звично для людського ока, так як в основному ми бачимо відбите від об'єктів світло, водночас мерехтіння зображення теж дратує очі. За різними даними частота проявів зорового втоми в користувачів комп'ютерів коливається від 10-40% – щодня до 40-92% – час від часу.

Зорова втома під час роботи з комп'ютером обумовлюється особливостями роботи з цим пристроєм. При цьому слід відзначити наступні принципові відмінності зображення на екрані від традиційного друкованого тексту:

- зображення на екрані є самосвітнім, тоді як друкований текст сприймається тільки у відбитому світлі;
- зображення на екрані формується дискретними точками (пікселями) або лініями растру, тоді як друковані знаки утворені безперервними лініями,

значення яскравості зображення на екрані піддається коливанням всередині одного символу (знака);

– зображення на екрані характеризується періодичним мерехтінням, основною часовою характеристикою якого є швидкість регенерації, що виражається у герцах;

– швидкість розгортки, що здійснюється на очах у оператора;

– екран покритий склом, що дає відблиски від зовнішніх джерел світла.

Крім цього, на зорове стомлення впливає необхідність постійного переміщення погляду з екрана на клавіатуру, а також можливі похибки в організації робочого місця неправильна відстань від очей до екрана, відблиски на екрані від зовнішніх джерел світла та надто велика яскравість екрану.

Зазначені положення можуть бути причиною розвитку втоми в рецепторних механізмах і структурах первинного аналізу (на рівні обробки сигналу в сітківці), тобто сенсорної нейрорецепторної втоми зорового аналізатора. Це призводить до підвищеної втоми зору та загальної втоми.

Напружена розумова праця – один із важливих факторів, що впливають на працездатність персоналу. Тому значна увага має приділятися вивченню умов, що впливають на працездатність, та причин стомлюваності, а також раціоналізації праці, розроблення заходів щодо підвищення працездатності, профілактики втоми, як окремих м'язових груп органів та систем, так і організму в цілому, попередження професійних захворювань, що викликаються напруженою працею.

При раціональній організації трудових процесів слід передбачати по можливості рівномірне чергування різноманітних операцій, як за своїм характером, так і за їх напруженістю, зберігаючи при цьому певний ритм роботи. Необхідно стежити, щоб наявні у роботі короточасні паузи рівномірно розподілялися протягом усієї зміни. Незважаючи на наявність короточасних пауз, незалежно від напруженості праці передбачаються

перерви в роботі (як правило, в середині робочого дня), які служать для прийому їжі та відпочинку.

При виконанні розумової напруженої праці або роботах монотонного характеру зі значною статичною напругою влаштовуються додаткові перерви від 5 до 15 хвилин. Час і тривалість відпочинку визначаються характером праці, його тяжкістю, напруженістю, включаючи його інтенсивність, настанням втоми та станом зовнішнього виробничого середовища. Найчастіше у першій половині робочого дня перерви рекомендується робити коротші й рідші, тоді як у другій половині – частіші й триваліші. Після важких періодичних та напружених операцій доцільно зробити перерву. При однотипній роботі короткочасні паузи доцільно робити не тоді, коли настало стомлення, а перед його настанням.

При багатьох видах робіт, і особливо пов'язаних зі статичною напругою та одноманітними монотонними рухами, а також за напруженої розумової праці доцільно відпочити, активно рухаючись, за участю тих м'язових груп, які не діють під час праці. Для цього розроблено цілий комплекс виробничої гімнастики, який рекомендується виконувати під час перерв.

Як і всі прилади, що споживають електроенергію, ПК випускає електромагнітне випромінювання, що має значний вплив із зменшенням відстані від джерела (системного блоку, монітора) до об'єкта (оператора). ПК є найнебезпечнішим джерелом електромагнітного випромінювання. Електромагнітне випромінювання може викликати розлади нервової системи, зниження імунітету, розлади, серцево-судинної системи та аномалії в процесі вагітності та відповідно згубний вплив на плід.

Для захисту від електромагнітного випромінювання слід виконувати такі вимоги:

- використовувати рідкокристалічні та TFT монітори, оскільки їх випромінювання значно менше інших;
- системний блок та монітор має знаходитися якнайдалі від оператора;

- не залишати увімкненим ПК на тривалий час, якщо ним не користуються;
- використовувати "сплячий режим" для монітора;
- поставити монітор у кут, так щоб його випромінювання додатково поглиналося стінами;
- за можливості скоротити час роботи за ПК та частіше робити перерви у роботі;
- ПК має бути заземлений.

5.2 Виробнича санітарія

Для ослаблення впливу небезпечних та шкідливих виробничих факторів при роботі з ПК є санітарні правила та норми СанПіН 2.2.2.542-96 [21]. Подамо санітарно-гігієнічні вимоги у вигляді табл. 5.1– 5.6.

Таблиця 5.1 – Основні вимоги до площі приміщення (на робоче місце)

Параметр	Дорослі користувачі	Учні та студенти
Площа, м ²	6	6
Об'єм, м ³	20	24

Таблиця 5.2 – Значення коефіцієнта відбиття забарвлення

Параметр	Стеля	Стіни	Підлога
Мінімальне значення коефіцієнт відбиття	0,7	0,5	0,3
Максимальне значення коефіцієнт відбиття	0,8	0,6	0,4

Таблиця 5.3 – Допустимі інтенсивності опромінення енергією УВЧ і НВЧ

Параметр	Час опромінення		
	15-20 хв.	2 год.	більше 2 год.
Інтенсивність опромінення, мкВт/см	1000	100	10

Таблиця 5.4 – Нормування електромагнітного випромінювання

Нормування	Частота, МГц			
	від 0,06 до 3	від 3 до 30	від 30 до 50	від 50 до 300
Значення електричної складової, В/м	50	20	10	5
Нормування	від 0,06 до 1,5		від 30 до 50	
Значення магнітної складової, А/м	5		0,3	

Таблиця 5.5 – Рівні освітленості для різних видів робіт

Характеристика зорової роботи	Розряд робіт	Підрозряд робіт	Освітленість	
			при комбінованому освітленні	при загальному освітленні
Дуже високої точності	II	а	4000	1250
		б	3000	750
		в	2000	500
		г	1000	300
Високої точності	III	а	2000	500
		б	1000	300
		в	750	300
		г	400	200
Середньої точності	IV	а	750	300
		б	500	200
		в	400	200
		г	300	150

Таблиця 5.6 – Мінімальний об'єм зовнішнього повітря в приміщенні на одного працюючого

Параметр	Об'єм приміщення, м ³			
	20	20-40	40	для приміщення без вікон
Об'єм зовнішнього повітря, м ³	30	20	природна вентиляція	60

5.3 Розрахунок вентиляції

Системи опалення та кондиціонування слід встановлювати так, щоб ні тепле, ні холодне повітря не прямувало на людей, рекомендується

створювати динамічний клімат з певними перепадами показників. Температура повітря біля поверхні підлоги і на рівні голови не повинна відрізнятися більш ніж на 5 градусів. Основним параметром, визначальним показники вентиляційної системи, є кратність обміну, тобто скільки разів на годину зміниться повітря у приміщенні.

Проведемо розрахунок для приміщення моделювання розмірами:

Для розрахунку приймемо такі розміри робочого приміщення: довжина $A = 9$ м, ширина $B = 4$ м та висота $H = 3,5$ м. Виконаємо розрахунок:

– $V_{нов}$ – об'єм повітря, необхідний для обміну;

– $V_{пр}$ – об'єм робочого приміщення.

Відповідно обсяг вентиляції приміщення дорівнює:

$$V_{пр} = A \cdot B \cdot H = 126 \text{ (м}^3\text{)}.$$

Необхідний для обміну об'єм повітря $V_{вент}$ визначимо, виходячи з рівняння теплового балансу

$$V_{вент} \cdot C(t_{вих} - t_{зах}) \cdot Y = 3600 \cdot Q_{надм},$$

де: $Q_{надм}$ – надмірна теплота, Вт;

$C = 1000$ – питома теплопровідність повітря, Дж/кг К;

$Y = 1,2$ – щільність повітря, мг/см³;

$t_{вих}, t_{зах}$ – температури повітря, що виходить та приходить до приміщення.

Температура повітря, що виходє з приміщення, визначається за формулою

$$t_{вих} = t_{р.м.} + (H-2) t,$$

де: $t = 1-5$ градусів – перевищення t на 1 м висоти приміщення;

$t_{р.м.}$ – температура на робочому місці, (норма ~ 22 °С);

$H = 3,5$ м – висота приміщення;

$$t_{виход} = 22 + (3,5-2) \cdot 3 = 26,5 \text{ (}^{\circ}\text{C)}.$$

Надмірна теплота є складною величиною

$$Q_{надм.} = Q_{надм1} + Q_{надм2} + Q_{надм3}.$$

$Q_{надм1}$ – надмірна теплота від електрообладнання та освітлення

$$Q_{надм1} = E \cdot P,$$

де: E – коефіцієнт втрат електроенергії на тепловідведення (для освітлення $E = 0,55$);

P – потужність (з розрахунку $40 \text{ Вт} \cdot 6 = 240 \text{ Вт}$).

$$Q_{надм1} = 0,55 \cdot 240 = 132 \text{ (Вт)}.$$

$Q_{надм2}$ – теплонадходження від сонячної радіації

$$Q_{надм2} = t \cdot S \cdot k \cdot Q_c,$$

де: t – кількість вікон (для нашого приміщення $t = 2$);

S – площа вікна (з розрахунку $2,5 \text{ м} \cdot 2,2 \text{ м} = 5,5 \text{ м}$);

k – коефіцієнт, що враховує скління (для подвійного скління $k = 0,6$);

Q_c – теплонадходження від вікон ($Q_c = 127 \text{ Вт/м}$).

$$Q_{надм2} = 5,5 \cdot 2 \cdot 0,6 \cdot 127 = 838,2 \text{ (Вт)}.$$

$Q_{надм3}$ – тепловиділення людей

$$Q_{надм3} = n \cdot q,$$

де: $q = 80 \text{ Вт/люд.}$;

n – кількість працюючих людей в приміщенні (у нашому випадку $n = 6$).

$$Q_{надм3} = 6 \cdot 80 = 480 \text{ (Вт)}.$$

Підставивши розраховані складові в загальну формулу, маємо

$$Q_{надм} = 132 + 838,2 + 480 = 1450,2 \text{ (Вт)}.$$

Тоді, з рівняння теплового балансу випливає:

$$V_{\text{вент}} = \frac{3600 \cdot 1450,2}{100 \cdot (26,5 - 19)} = 696,1 \text{ (м}^3\text{)}.$$

Оптимальним варіантом є кондиціонування повітря, тобто автоматична підтримка його стану у приміщенні відповідно до певних вимог (задана температура, вологість, рухливість повітря) незалежно від зміни стану зовнішнього повітря та умов у самому приміщенні.

За результатами розрахунку оберемо кондиціонери типу БК тому, що приміщення має забезпечуватися не менше, ніж двома кондиціонерами, а

найпотужніший кондиціонер серії КТА забезпечує надлишковий потік повітря для нашого випадку.

5.4 Електробезпека

За категорією небезпеки приміщення обчислювального центру належить до приміщень без підвищеної небезпеки. Конструкція ПК забезпечує електробезпеку для людини, що працює на ньому. Тим не менш, ПК є електричним пристроєм, що працює від мережі змінного струму напругою 220В.

Щоб запобігти ураженню електричним струмом, виникнення пожежі та виходу з ладу самого ПК при роботі та його технічному обслуговуванні необхідно дотримуватися таких запобіжних заходів:

- розетки, від яких живиться ПК, мають відповідати його вилкам кабелів електроживлення;
- забороняється використовувати як заземлення водопровідні та газові труби, радіатори та інші вузли опалення;
- забороняється під час роботи ПК відключати та підключати з'єднувальні кабелі;
- забороняється знімати кришку системного блоку та проводити будь-які операції всередині корпусу до повного відключення ПК від електроживлення;
- забороняється розбирати монітор та намагатися самостійно усувати несправності (небезпечні для життя високі напруги на елементах схеми монітора зберігаються тривалий час після відключення електроживлення);
- забороняється закривати вентиляційні отвори на корпусі системного блоку та монітора сторонніми предметами, щоб уникнути перегрів елементів розташованих усередині цих пристроїв;

– повторне увімкнення ПК рекомендується проводити не раніше, ніж через 20 секунд після вимкнення.

5.5 Пожежна безпека

Приміщення обчислювального центру з пожежонебезпечності належить до категорії В. ПК є джерелом підвищеної пожежної небезпеки, оскільки за відхиленні реальних умов експлуатації від розрахункових, можуть виникнути пожежонебезпечні ситуації. Тому важливо дотримуватися таких вимог:

– фальшпідлога в приміщенні має бути виготовлена з негорючих матеріалів або мати вогнестійкість не менше 30 хв.;

– простір під ним слід розділяти негорючими діафрагмами на відсіки площею більше 250 м². Діафрагми повинні мати межу вогнестійкості не менше 0,75 год. У місцях перетину з діафрагмами комунікації слід прокладати у спеціальних обіймах, а зазори зашпарювати негорючими матеріалами;

– звукопоглинаюче облицювання стін та стель приміщення слід виготовляти з негорючих або важкогорючих матеріалів;

– для промивання деталей ПК рекомендується використовувати негорючі рідини;

– електроживлення ПК повинно мати автоматичне блокування відключення електроенергії у разі зупинки охолодження та кондиціювання;

– систему вентиляції слід обладнати блокувальним пристроєм, який забезпечує її відключення на випадок пожежі;

– агрегати, вузли та кабельні канали ПК мають очищатися від пилу персоналом щокварталу;

– після закінчення роботи, перед закриттям приміщення ПК необхідно відключити від електромережі;

– у приміщеннях з ПК, що не підлягають обладнанню автоматичними установками газового пожежогасіння, слід передбачати вбудовування системи автоматичної пожежної сигналізації, що реагує на появу диму, та забезпечувати ці приміщення пересувними або переносними вуглекислотними вогнегасниками з розрахунку не менше двох на кожні 20 м² приміщення.

Будівля обчислювального центру має бути забезпечена первинними засобами пожежогасіння: вогнегасниками, ящиками з піском, бочками з водою, покривалами з негорючого теплоізоляційного полотна, грубої шерстяної тканини, пожежними відрами, совковими лопатами, пожежним інструментом (гаками, ломами, сокирами тощо), що використовуються для локалізації та ліквідації пожеж у початковій стадії їх розвитку.

Пожежні щити (стенди) встановлюються біля підприємства з розрахунку один щит (стенд) на площу 5000 м². До комплекту засобів пожежогасіння, які розміщуються на ньому, слід включати: вогнегасники – 3 шт., ящик з піском – 1 шт., покривало з негорючого теплоізоляційного матеріалу, розміром 2 м x 2 м – 1 шт., гаки – 3 шт., лопати – 2 шт., лопати – 2 шт., сокири – 2 шт. Пожежні щити (стенди) та засоби пожежогасіння мають бути пофарбовані у відповідні кольори за чинним державним стандартом. На пожежних щитах (стендах) слід зазначати їх порядкові номери та номер телефону для виклику пожежної охорони.

Покривала мають мати розмір не менше 1 м x 1 м. Вони призначені для гасіння невеликих вогнищ пожеж у разі займання речовин, горіння яких не може відбуватися без доступу повітря. Покривала слід застосовувати для гасіння пожеж класів А, Б, В, Е.

Ящики для піску повинні мати об'єм 0,5; 1,0 або 3,0 м³ та бути укомплектованими совковою лопатою. Конструкція ящика має забезпечувати зручність видобутку піску та унеможливити потрапляння опадів.

Громадські будівлі та споруди повинні мати на кожному поверсі не менше двох переносних вогнегасників. У місцях зосередження апаратури та обладнання великої вартості кількість засобів пожежогасіння може бути збільшена. Коли від пожежі захищаються приміщення з ПК, слід враховувати специфіку вогнегасних речовин в вогнегасниках, які призводять під час гасіння до псування обладнання. Ці приміщення рекомендується оснащувати вуглекислотними вогнегасниками. З урахуванням допустимої концентрації вогнегасної речовини розташування вогнегасників не має перевищувати 20м.

Переносні вогнегасники повинні розміщуватись шляхом:

- навішування на вертикальні конструкції на висоті не більше 1,5 м від рівня підлоги до нижнього торця вогнегасника та на відстані від дверей, достатньому для її повного відчинення;
- встановлення у пожежні шафи поруч з ПК у спеціальні тумби чи ніші.

План евакуації з приміщення під час пожежі представлено на рис. 5.1.

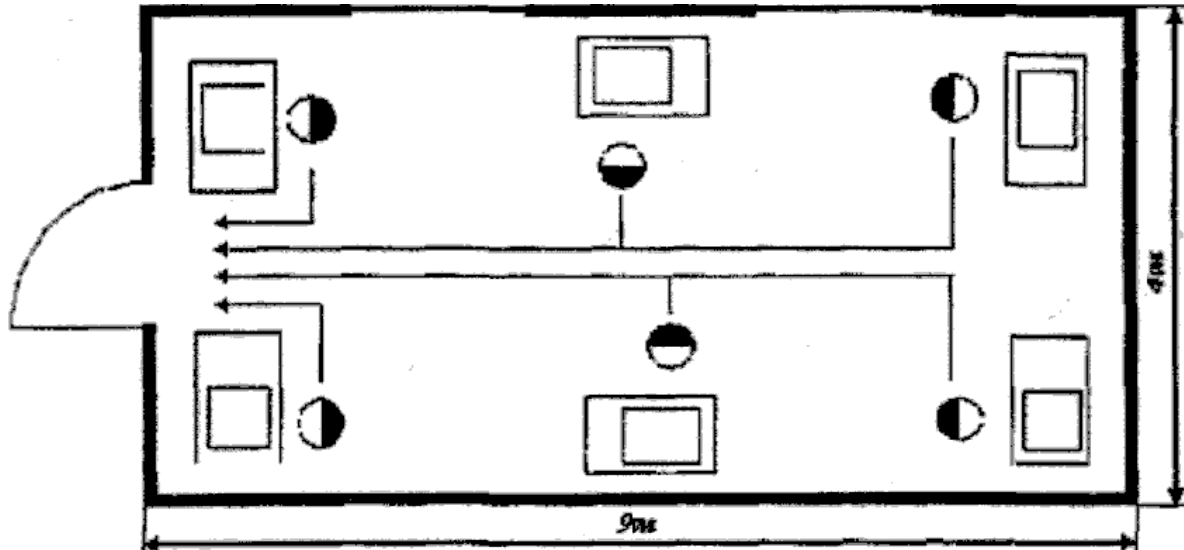


Рис. 5.1 – План евакуації з приміщення під час пожежі

Такий план евакуації має бути розміщено на видному місці в приміщенні біля дверей.

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі був проведений аналіз сучасного стану методів моделювання ЕРЕ та РЕА. Розглянуто компонентні, формальні та факторні моделі радіокомпонентів РЕА, загальні питання їх математичного моделювання, а також основні вимоги до таких моделей.

Встановлено, що облік факторів впливу середовища експлуатації та складність математичного опису ЕРЕ при різних режимах роботи викликають значні труднощі.

Висвітлено питання основи вимірювання статистичних та динамічних параметрів досліджуваних елементів. Пов'язано ці питання з практичним використанням на прикладі програми схемного моделювання, симуляції аналогових схем та цифрової логіки «PSpice».

На основі змісту необхідних вимірювальних завдань та наявних пристроїв для вимірювання двополюсників запропонована структурна схема моделюючого пристрою – установки для формування статистичних високочастотних моделей двополюсних ЕРЕ та вимірювання ВАХ двополюсних компонентів. За допомогою неї проведено натурні експерименти за темою кваліфікаційної роботи.

Проведені натурні експериментальні дослідження за темою кваліфікаційної роботи, щодо виміру статистичних параметрів двополюсних компонентів – частотні характеристики пасивних лінійного та нелінійного ЕРЕ – плівкового резистора постійного опору та напівпровідникового діода. Доведена можливість використання запропонованого пристрою для вимірювання динамічних параметрів ЕРЕ у діапазоні до 100 МГц.

Встановлено, що опір напівпровідникового діода на ВЧ має індуктивний характер у зв'язку з чим, запропонована скоригована компонентна модель діода в лінійній області.

Отримані дані теоретичних аналізу та побудов підтверджені експериментально, результати експериментів у вигляді статистичних даних.

Проведено аналіз умов праці на робочому місці проектувальника РЕА, розглянуті основні небезпечні фактори в обчислювальному центрі та надані рекомендації щодо виробничої безпека і санітарії праці.

Докладно розглянуті вимоги до приміщення, у якому виконуються роботи на ПК, та питання безпеки при виконанні робіт з моделювання. Проведено розрахунок кондиціонування та опрацьовані питання електробезпеки і пожежної безпеки приміщення.

Кваліфікаційна робота виконана в інтересах кафедри ПЕЕА ХНУРЕ.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. ДСТУ 3008: 2015. Документація. Звіти у сфері науки і техніки. Структура і правила оформлення. – Введ. 23.02.95. – К.: ІпрІн, УкрІНТЕІ, ГВСЕЦНАНУ. – 39 с.
2. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Линейные электрические цепи с сосредоточенными постоянными. Ч.1. – М.-Л.: Энергия, 1965. – 360 с.
3. Волгов В.А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергия, 1977. – 656 с.
4. Альтман Дж. Устройства сверхвысоких частот./ Пер. с англ. под ред. проф. И.В. Лебедева. – М.: Мир, 1968. – 788 с.
5. Транзисторы – параметры, методы измерений и испытаний./ Под ред. И.Г. Бергельсона, Ю.А. Каменского, И.Ф. Николаевского. – М.: Сов. Радио, 1968. – 504 с.
6. Ильин В. И. Машинное проектирование электронных схем.- М.: Энергия, 1972.-280 с.
7. Алексеенко А.Г., Зуев Б.И., Ламекин В.Ф., Романов И.А. Макромоделирование аналоговых интегральных микросхем. – М.: Энергия, 1977. – 96с.
8. Логан Дж. Моделирование при проектировании схем и систем. Т.60. – ТИИЭР, 1972, – С. 207-223.
9. Logan John. Characterization and modeling for static design.// «Bell Syst. Techn. J.», 1971. – № 5. – Р. 1105-1147.
10. Gummel H.K., Poon H.C. An integral charge control model of bipolar transistors.// «Bell Syst. Techn. J.», 1970. – № 5. – Р. 827-852.
11. Носов Ю.Р. и др. Математические модели элементов интегральной электроники. – М.: Сов. радио, 1976. – 304 с.
12. Microsim Pspice. A/D Circuit Analysis References. Manual. Ver.6.2./ Microsim Corporation. – California, 1995. – 431 p.