

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до лабораторних занять з дисципліни
“Моделювання мікро- та наноелектронних систем”
для студентів спеціальності
153 – Мікро- та наносистемна техніка
денної і заочної форм навчання

2019

Методичні вказівки до лабораторних занять з дисципліни “Моделювання мікро- та наноелектронних систем” для студентів спеціальності 153 – «Мікро- та наносистемна техніка» денної і заочної форм навчання / Укл.: О.В. Василенко.– Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2019. – 65 с.

Укладач: О.В. Василенко, доц., канд. техн. наук

Рецензент: Г.В. Сніжної, доц., докт. фіз.-мат. наук

Відповідальний за випуск: А.В. Коротун, доц., канд. фіз.-мат. наук

Затверджено
на засіданні кафедри
мікро- та наноелектроніки

Протокол №3
від “ 23 “ жовтня 2019 р.

Рекомендовано до видання
НМК ФРЕТ
Протокол №4
від “ 24 “ жовтня 2019 р

ЗМІСТ

Вступ	5
1 Лабораторна робота №1 “Дослідження інтерфейсів і можливостей ECAD”	6
1.1 Структура ECAD	7
1.2 Види аналізу в ECAD	8
1.3 Основні функції постпроцесора	10
1.4 Етапи виконання роботи	11
1.5 Контрольні запитання	11
2 Лабораторна робота №2 “Моделі пасивних елементів і трансформаторів”	12
2.1 Моделі RLC-елементів	12
2.2 Модель магнітного осердя	13
2.3 Моделювання трансформатора	15
2.4 Етапи виконання роботи	18
2.5 Контрольні запитання	18
3 Лабораторна робота №3 “Моделі біполярних приладів”	19
3.1 Моделі діодів	19
3.2 Моделі БТ	22
3.3 Макромодель тиристора	25
3.4 Етапи виконання роботи	27
3.5 Контрольні запитання	29
4 Лабораторна робота №4 “Моделювання польових транзисторів”	30
4.1 Особливості моделювання потужних ПТ	30
4.2 Етапи виконання роботи	34
4.3 Контрольні запитання	34
5 Лабораторна робота №5 “Моделінг та симуляція аналогових і цифрових пристроїв”	35
5.1 Макромоделі операційного підсилювача (ОП)	35
5.2 Макромоделі цифрових пристроїв	37
5.2.1 Особливості моделей цифрових схем	38
5.3 Симуляція аналогово-цифрових пристроїв	39
5.4 Етапи виконання роботи	40
5.5 Контрольні запитання	41
6 Лабораторна робота №6 “Моделювання на системному та структурному рівнях абстракції. Мультидоменне	

моделювання”	42
6.1 Підходи до моделювання систем на макорівні	42
6.2 Математичний базис моделювання систем	46
6.3 Вибір класу САПР для проектування систем	47
6.4 Реалізація моделювання систем в програмах ECAD	48
6.5 Етапи виконання роботи	50
6.6 Контрольні запитання	50
7 Лабораторна робота №7 Функціональне моделювання нанопристроїв (mem – елементів)	51
7.1 Принцип дії мем-елементів	51
7.2 Моделювання мем – елементів	52
7.2.1 Моделі мемристора	52
7.2.2 Моделювання мемристора з джерелом напруги	54
7.2.3 Моделювання мемристора з джерелом струму	56
7.3 Етапи виконання роботи	59
7.4 Контрольні запитання	59
Перелік рекомендованої літератури	60
Додаток А Математичні процесори для моделювання в електроніці	61
Додаток Б Загальна структура 20-SIM	62
Додаток В Параметри моделі діоду	63
Додаток Г Перелік питань до модульного контролю і самостійних робіт	64

ВСТУП

Мета та завдання навчальної дисципліни «Моделювання в електроніці»: підготовка спеціалістів, що зрозуміли і засвоїли основні моделі приладів та пристроїв електроніки та основних алгоритмів моделювання електронних схем. Це дозволить майбутнім спеціалістам приймати оптимальні схемні рішення при автоматизованому проектуванні пристроїв електроніки. Задачею курсу є розгляд підходів до моделювання в циклі наскрізного проектування в електроніці.

У результаті вивчення навчальної дисципліни студенти повинні **знати:**

- ❖ основні моделі приладів та пристроїв електроніки;
- ❖ структуру та функціонування ECAD-систем для грамотного здійснення моделювання в їхньому середовищі;
- ❖ критерії обирання методів та видів аналізу;
- ❖ принципи моделювання об'єктів та процесів на різних рівнях абстракції, мультидомених систем в тому числі;
- ❖ принципи складання нових моделей;
- ❖ основні алгоритми моделювання пристроїв електроніки;
- ❖ способи підвищення ефективності моделювання.

вміти:

- ❖ вибирати по критеріях необхідне програмне забезпечення для моделювання електронних схем на різних рівнях абстракції;
- ❖ проводити всебічний аналіз е процесів в пристроях мікро- та наноелектроніки за допомогою програм ECAD;
- ❖ по аналізованих функціях давати напрямки оптимізації пристроїв мікро- та наноелектроніки.

У результаті вивчення дисципліни студент повинен отримати

загальні компетентності: здатність спілкуватися державною мовою, здатність розв'язувати спеціалізовані задачі та практичні проблеми в певній галузі професійної діяльності або у процесі навчання, що передбачає застосування певних теорій та методів мікро- та наносистемної техніки і характеризується комплексністю та невизначеністю умов.

фахові компетентності: здатність ідентифікувати, класифікувати, оцінювати і описувати процеси у мікро- та наносистемній електронній техніці за допомогою аналітичних методів та засобів моделювання.

1 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №1 «ДОСЛІДЖЕННЯ ІНТЕРФЕЙСІВ І МОЖЛИВОСТЕЙ ЕСАД»

Мета: отримати навички виконання і обробки результатів аналізу в середовищі програм автоматизованого моделювання /проектування класу ЕСАД.

Моделювання є одним з найважливіших етапів проектування будь-якого технічного об'єкта, що дозволяє замінити або значно скоротити етапи налагодження і натурних випробувань. Роль моделювання особливо висока, коли натурні випробування дуже дорогі або небезпечні, як, наприклад, при роботі з космічними апаратами, хімічними і ядерними реакторами та іншими об'єктами.

Термін «моделювання» має дві складові: modeling & simulation:

- «modeling» – відноситься, насамперед, до процесу побудови моделей об'єктів і систем;

- «simulation» – означає проведення комп'ютерного експерименту з моделлю, з візуалізацією результатів експерименту.

Математично технічні системи можуть описуватися різними способами, в залежності від класу системи:

- безперервні системи, описувані диференціальними рівняннями;

- дискретні системи, описувані кінцево-різницевиими рівняннями;

- системи з розподіленими параметрами, які описуються диференціальними рівняннями в приватних похідних;

- системи з післядією, описувані функціонально-диференціальними рівняннями. Такі системи виникають тоді, коли протікання процесу визначається не тільки станом системи в даний момент, але також і передісторією процесу;

- стохастичні системи, описувані ймовірнісними методами.

Для моделювання на нижніх рівнях абстракції використовують об'єктно-орієнтовані програми САД (Computer-aided Design) для моделювання в електронному домені – ЕСАД, electronics CAD). На верхніх рівнях абстракції використовують САЕ (Computer-aided engineering). Також на всіх рівнях абстракції використовують універсальні математичні процесори (наприклад, MatCad). (САМ (Computer-aided manufacturing) призначені для автоматизації виробництва (див. Додаток А, Додаток Б).

1.1 Структура ECAD

Серед сучасних програмних комплексів, призначених для аналізу електронних пристроїв, є програми проектування і програми моделювання. Схему типової ECAD-системи наведено на рисунку 1.1. Блоки, які можуть бути відсутніми у програмах моделювання, позначені пунктиром.

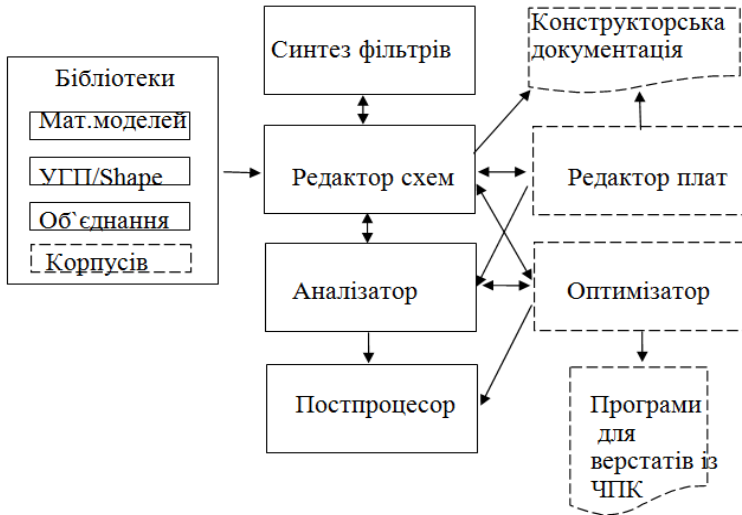


Рисунок 1.1 – Типова структура ECAD

Програми проектування (PCAD, OrCad, PROTEUS та ін.) [1-3] дозволяють провести наскрізний цикл проектування, починаючи від уведення проекту у вигляді багатосторінкових принципових схем до передвиробничої підготовки друкованих плат. При цьому виконується цифро-аналогове моделювання пристрою, розробка топології, передача інформації в системи 3D-проекування, підготовка технологічних файлів і конструкторської документації.

Програми моделювання призначені для схемотехнічного і функціонального моделювання електронних пристроїв. Наприклад, MicroCap дозволяє аналізувати аналогові і цифрові прилади, створювати нові макромоделі, що полегшує моделювання без втрати важливої інформації про поведінку системи.

1.2 Види аналізу в ECAD

Вид аналізу обирають за класом пристрою, який моделюється, і функціями схеми, за якими схема має бути оптимізована. Доступні види аналізу в програмі MC12 наведено на рис. 1.2.

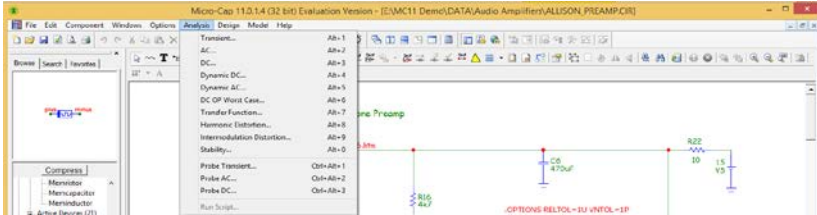


Рисунок 1.2 – Доступні види аналізу в програмі MC12

Перед аналізом необхідно визначити в редакторі SVE [2], або розрахунком режиму по постійному струму початкові умови: потенціали аналогових вузлів, струми індуктивностей і логічний стан цифрових вузлів, інакше вони будуть обнулені автоматично.

Одноваріантний аналіз дозволяє проаналізувати функції схеми при номінальних значеннях внутрішніх і зовнішніх параметрів. Отже, номінали компонентів, значення параметрів моделі, температура й інші параметри залишаються незмінними впродовж всього сеансу моделювання (для непараметричних схем).

До основних одноваріантних видів аналізу відносять:

- розрахунок перехідних процесів – *Transient*;
- розрахунок частотних характеристик – *AC*;
- розрахунок передатних функцій по постійному струму – *DC*.

Аналіз перехідних процесів в *ECAD* є найскладнішим в плані використаного математичного забезпечення, до якого висуваються найжорсткіші вимоги щодо збіжності та стійкості. Модель для цього виду аналізу майже не спрощується, тому і можливості постпроцесору є найширшими. Розрахунок ведеться із автоматично обраним кроком по часу (хоча можна використовувати і інші аргументи), мінімальне значення якого визначається допустимою відносною похибкою *RELTOL*. У вікні *Global Setting* *RELTOL* звичайно = 10^{-3} . Якщо максимальний крок не задано, він визначається автоматично:

$$h_{max} = (T_{max} - T_{min}) / 100.$$

Перед аналізом перехідних процесів автоматично

розраховується статичний режим схеми (DC Operation Point – робоча точка), якщо початкові умови були обнулені. При аналізі формується система нелінійних алгебро-диференційних рівнянь, які алгебраїзуються (дискретизуються) методами високого порядку (наприклад, Гіра). Отримана в результаті цього система нелінійних алгебраїчних рівнянь (СНАР) лінеаризуються методом Ньютона. Для розв'язання отриманої системи лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР) використовують, наприклад, метод LU-перетворення.

Алгоритм розв'язання вихідних систем ММС в залежності від виду аналізу показано на рис. 1.3.

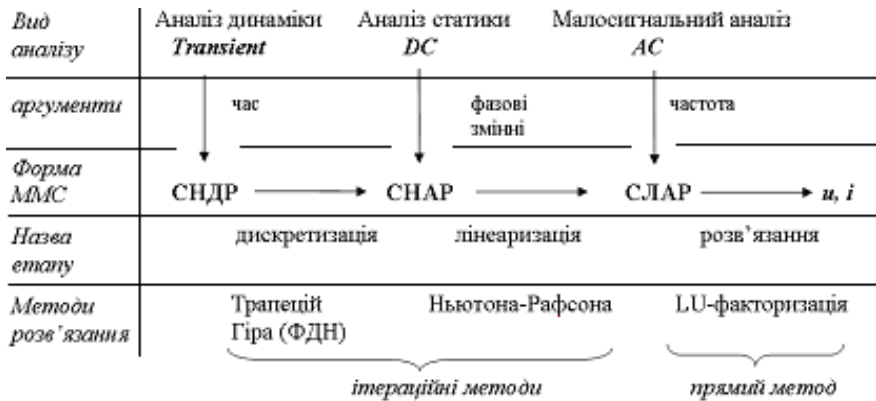


Рисунок 1.3 – Алгоритм формування і розв'язання математичних моделей схем

Спектральний аналіз виконується після розрахунку перехідних характеристик швидким перетворенням Фур'є із розрахунком коефіцієнта нелінійних спотворень.

Багатоваріантні види аналізу призначені для визначення області безпечних режимів і допусків, та для локальної параметричної оптимізації пристроїв електроніки. Вони можуть бути з детермінованим, або випадковим кроком зміни внутрішніх (W) / зовнішніх (Q) / вхідних (X) параметрів (див. рис. 1.4).

В принципі, розрахунок передаточних характеристик по постійному струму можна віднести до багатоваріантних видів аналізу, суть яких полягає в багаторазовому розрахунку пристроїв одноваріантними видами.

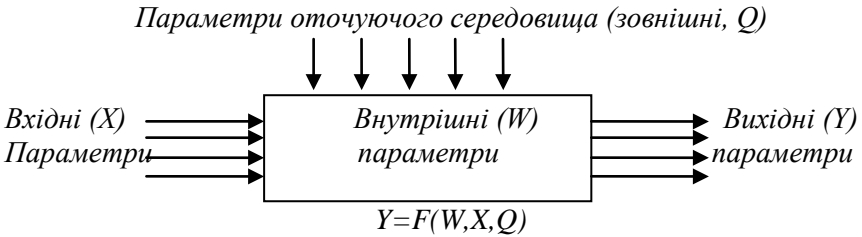


Рисунок 1.4 – Модель системи – «біла скриня»: схема і функціонал

Розрахунок сімейства функцій схеми при різних значеннях параметру (значення параметра моделі компонента) називають варіацією параметру (*Stepping/Sweep*). Крок варіації, початкове і кінцеве значення обирає користувач. В якості варійованого параметру може бути температура, для цього використовують теплові моделі компонентів. Види аналізу із використанням статистичних випробувань: аналіз чутливості, аналіз за методом Монте – Карло (*Monte Carlo*) та аналіз на найгірший випадок (*Worst Case*). Для розрахунку чутливості та найгіршого випадку використовують результати аналізу Монте – Карло, які теж пов'язані між собою.

Усі види варіації та статистичних випробувань доступні у будь-якому виді одноваріантного аналізу.

1.3 Основні функції постпроцесора

Усі сучасні програми ECAD мають потужні постпроцесори для обробки отриманих результатів: побудови методом лінійної інтерполяції графіків, виділення, панорамування, обробки і допоміжних обчислень над отриманими графіками. Функції постпроцесори відрізняються в залежності від виду аналізу і доступні через контекстне меню, яке активується у вікні завдання функції для аналізу. Майже усі можливості постпроцесора доступні при аналізі перехідних процесів (оскільки в цьому виді аналізу модель системи є найскладнішою, найбільш повною).

1.4 Етапи виконання роботи

- 1 Ознайомитися і встановити програмне забезпечення для моделювання мікро- та наноелектронних приладів та пристроїв.
 - 2 Виписати у звіт перелік моделей основних аналогових приладів, доступних з бібліотеки ECAD.
 - 3 Засвоїти правила компонування схем/моделей у редакторі схем.
 - 4 Засвоїти правила роботи з вікнами опцій моделей. Виписати і проаналізувати склад опцій моделі елемента R.
 - 5 Дослідити склад меню аналізу і теоретичне підґрунтя одного та багатоваріантних видів аналізу.
 - 6 Дослідити функції постпроцесора.
- Примітка: п.п. 4, 5 та 6 виконати на прикладі готових бібліотечних файлів з меню DATA MC12.

1.5 Контрольні запитання

- 1 Задачі аналізу/моделювання при проектуванні пристроїв електроніки.
- 2 Структура ECAD.
- 3 Чим програми моделювання відрізняються від програм проектування?
- 4 Особливості аналізу перехідних процесів.
- 5 Аналоговий алгоритм проектування.
- 6 Що таке наскрізне проектування?
- 7 Можливості автоматизованого аналізу в ECAD аналогових пристроїв.
- 8 Структура бібліотеки моделей в MC12.
- 9 Особливості основних одноваріантних видів аналізу.
- 10 Особливості основних багатоваріантних видів аналізу.
- 11 Функції постпроцесорів в ECAD.

2 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №2 “МОДЕЛІ ПАСИВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ І ТРАНСФОРМАТОРІВ”

Мета: дослідити схеми заміщення і основні рівняння моделей пасивних елементів і макромоделей трансформатора.

2.1 Моделі RLC-елементів

До пасивних елементів електронних кіл відносять конденсатори, резистори і котушки індуктивності. Найпростішими математичними моделями (ММ) цих елементів є ідеальні моделі, які співпадають з умовним графічним зображенням елементів (рис. 2.1).

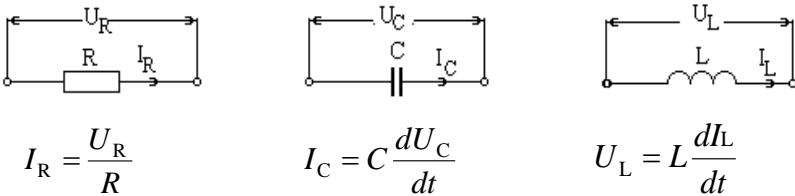
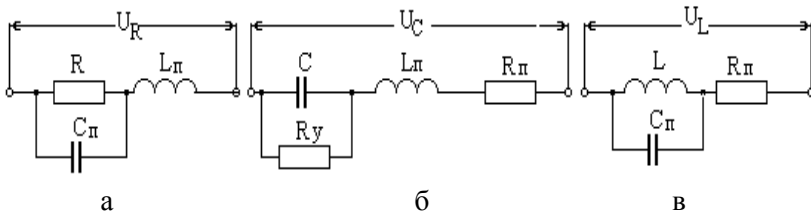


Рисунок 2.1 – Ідеальні ММ пасивних елементів

Проте, в залежності від області застосування і необхідної точності, ідеальні ММ потрібно ускладнювати. Так, для височастотних схем необхідно враховувати паразитні ємності та індуктивності виводів у резисторі, втрати енергії, опір розтікання, індуктивність і опір виводів в конденсаторі, паразитну міжвиткову ємність та опір котушки індуктивності. Еквівалентні схеми вказаних елементів наведені на рис. 2.2.



а – резистора; б – конденсатора; в – котушки індуктивності

Рисунок 2.2 – Еквівалентні схеми моделей

Чим більше нелінійностей враховує модель, тим вона універсальніша, і тим більшу кількість електронних приладів можна змоделювати на її базі. Однак складність моделі при цьому зростає, а економічність знижується.

Як ілюстрація впливу частоти на побудову динамічної моделі покажемо зміну моделі резистора із зростанням частоти. На низьких частотах (нижче за 10 МГц) модель являє собою власне опір (рис. 2.3, а). При частотах понад 10 МГц починає впливати індуктивність виводів (рис. 2.3, б). На частотах понад 1 ГГц для забезпечення необхідної точності моделювання має додаватись паразитна ємність (рис. 2.3, в), а на ще більш високих частотах (понад 100 ГГц) резистор моделюється довгою лінією (рис. 2.3, г).

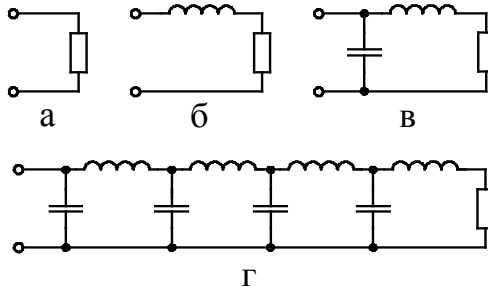


Рисунок 2.3 – Зміна моделі резистора із зростанням робочої частоти

2.2 Модель магнітного осердя

У Spice-сумісних програмах використовують модель магнітного осердя, запропоновану Джілсом і Атертоном, яка заснована на відомих уявленнях про рух доменних границь магнітних матеріалів. З її допомогою вдається відбити всі основні характеристики гістерезиса, такі, як крива початкової намагніченості, намагніченість насичення, коерцитивна сила, залишкова намагніченість і динамічні втрати на гістерезис.

Існують два різновиди цієї моделі – LEVEL=1 і LEVEL=2. Їхні параметри наведені у табл. 2.1 [6].

Параметри AREA, PATH, GAP і PACK визначаються геометричними розмірами осердя, інші – властивостями магнітного

матеріалу. Основна особливість моделі LEVEL=1 – врахування частотних властивостей магнітних матеріалів. Модель LEVEL=2 забезпечує достатню точність для феритових осердь і осердь з молібденових пермалоїв, а також може бути використана для моделювання феромагнетиків аморфної структури.

Таблиця 2.1 – Параметри моделі магнітного осердя

Назва параметра	Параметр	Знач. по умовч.	Од. вимір.
LEVEL	Індекс / рівень моделі	2	
AREA	Площа поперечного перерізу магнітопроводу	0,1	см ²
PATH	Середня довжина магнітної силової лінії	1	см
GAP	Ширина повітряного зазору	0	см
PACK	Коефіцієнт заповнення осердя	1	
MS	Намагніченість насичення	$500 \cdot 10^3$	А/м
A	Параметр форми безгістерезисної кривої намагнічування	10	А/м
C	Постійна пружного зсуву доменних границь	0,1	
K	Постійна рухомості доменів	10	А/м
ALPHA	Параметр магнітного зв'язку доменів	10^{-3}	
GAMMA	Параметр демпфування доменів (для LEVEL 1)	0	

Обчислення моделі можливі в системі СІ та MKS (SI). Нижче наведені рівняння і визначені основні змінні та параметри моделі Джилса-Атертона:

$$Ma = MS \cdot H / (|H| + A);$$

$$Sign = K \text{ if } dH/dt > 0.0 \text{ and } Sign = -K \text{ if } dH/dt \leq 0.0;$$

$$dM/dH = (Ma - M) / ((Sign) \cdot (1 + C)) + (C / (1 + C)) \cdot dMa/dH;$$

$$B = \mu_0 \cdot (H + M);$$

$$L = \mu_0 \cdot (1 + dM/dH) \cdot N^2 \cdot AREA / PATH;$$

$$V = L \cdot dI/dt,$$

де μ_0 – магнітна проникненість вакууму $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ [Вб/А-м];

N – кількість витків;

Ma – постійна підмагніченість;

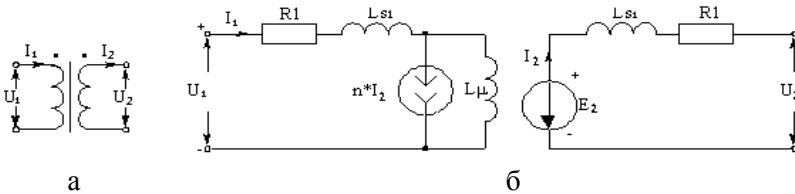
H, B – напруженість та індукція магнітного поля в осерді;

I, V – струм, напруга.

2.3 Моделювання трансформатора

Найчастіше в електронних приладах застосовують імпульсні трансформатори, які працюють на лінійній ділянці кривої намагнічування, щоб зберегти плоску вершину імпульсу.

У бібліотеці моделей програм схмотехнічного моделювання є декілька моделей двохобмоточного трансформатора. Класичну модель двохобмоточного трансформатора наведено на рисунку 2.4, б. Її широко використовують у програмах схмотехнічного моделювання (PSpice, MC, EWB, OrCAD9.2 і т.д.).



а – умовне схемне позначення; б – еквівалентна схема
Рисунок 2.4 – Двохобмоточний трансформатор

На рис. 2.4: R_1 , L_{s1} – моделюють омичний опір та індуктивність розсіювання первинної обмотки, а R_2 , L_{s2} – опір та індуктивність розсіювання вторинної обмотки, I_μ – струм намагнічування осердя трансформатора, $n \cdot I_2$ – джерело струму, яке враховує вплив струму вторинної обмотки на первинну, E_2 – наведене у вторинній обмотці джерело напруги.

Математична модель трансформатора описується наступними рівняннями:

$$U_1 = I_1 \cdot R_1 + L_{s1} \frac{\partial I_1}{\partial t} + L_\mu \frac{\partial I_\mu}{\partial t}; \quad L_\mu = \frac{\mu \cdot s \cdot w_1^2}{l}$$

$$U_2 = E_2 - I_2 \cdot R_2 - L_{s2} \frac{\partial I_2}{\partial t};$$

$$I_1 = I_\mu + n \cdot I_2; \quad n = \frac{w_2}{w_1},$$

де: U_1 , U_2 , I_1 , I_2 – напруги і струми первинної і вторинної обмоток;

μ – магнітна проникність матеріалу осердя;
 s, l – площа перетину і довжина осердя трансформатора;
 w_1, w_2 – кількість витків первинної та вторинної обмоток;
 n – коефіцієнт трансформації.

Еквівалентну схему трансформатора з довільною кількістю обмоток наведено на рис.2.5.

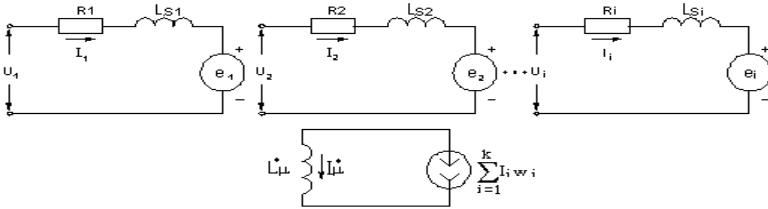


Рисунок 2.5 – Схема заміщення багатообмоточного трансформатора

Рівняння, які описують цю схему:

$$U_i = I_i \cdot R_i + L_{Si} \frac{\partial I_i}{\partial t} + e_i; \quad i = 1, 2, \dots, k;$$

$$e_i = \frac{\partial \Psi}{\partial t} = w_i \frac{\partial \Phi}{\partial t} = w_i \cdot s \cdot \frac{\partial B}{\partial t} = \frac{\partial H}{\partial t} = \frac{w_i \cdot s \cdot \mu}{l} \cdot \frac{\partial \left(\sum_{i=1}^k I_i w_i \right)}{\partial t}$$

Увівши нові змінні

$$\frac{s \cdot \mu}{l} = L_{\mu}^*; \quad \sum_{i=1}^k I_i w_i = i_{\mu}^*$$

$$\text{отримаємо: } e_i = w_i \cdot L_{\mu}^* \frac{\partial I_{\mu}}{\partial t} = w_i \cdot U_{\mu},$$

де: $U_i, I_i, R_i, L_{Si}, e_i, w_i$ – напруга, струм, опір, індуктивність розсіювання, наведена ЕРС, кількість витків i -тої обмотки;
 s, l – переріз і довжина осердя,

Ψ, Φ, B, H – потокозчеплення, потік, індукція і напруженість магнітного поля в осерді трансформатора.

Цьому рівнянню можна надати у відповідність коло, яке моделює «роботу» магнітного осердя та складається з:

$$\text{з джерела струму } i_{\mu}^* = \sum_{i=1}^k I_i w_i ;$$

$$\text{індуктивності } L_{\mu}^* = \frac{s \cdot \mu}{l}.$$

Отже, відмінність цієї моделі полягає в тому, що в ній окремо виділене магнітне коло. Але модель осердя трансформатора можна ввести у склад моделі будь-якої із обмоток, зробивши відповідні математичні перетворення.

Так, наприклад, для первинної обмотки запишемо вираз у такому вигляді:

$$e_1 = \frac{w_1 \cdot s \cdot \mu}{l} \cdot \frac{d\left(\sum_{i=1}^k I_i w_i\right)}{dt} = \frac{w_1^2 \cdot s \cdot \mu}{l} \cdot \frac{1}{w_1} \frac{d\left(\sum_{i=1}^k I_i w_i\right)}{dt} = L_{\mu} \frac{d}{dt} \left(I_1 + \sum_{i=2}^k I_i \frac{w_i}{w_1} \right) = L_{\mu} \frac{dI_{\mu}}{dt}$$

де: $L_{\mu} = \frac{s \cdot \mu \cdot w_1^2}{l}$ – індуктивність намагнічування;

$$I_{\mu} = I_1 + \sum_{i=2}^k I_i \frac{w_i}{w_1} \text{ – струм намагнічування осердя.}$$

Поставивши у відповідність цьому рівнянню еквівалентну схему та додавши її у модель первинної обмотки замість джерела e_1 , отримаємо модифіковану модель, зображену на рис. 2.6.

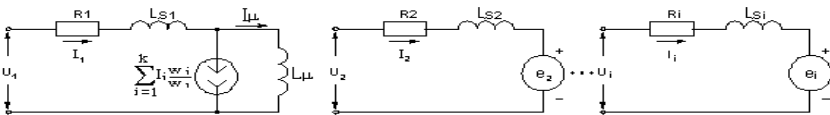


Рисунок 2.6 – Схема заміщення багатообмоточного трансформатора без окремої моделі магнітного кола

Індуктивності L_{μ}^* моделюють нелінійності кривої намагнічування. Однак коли трансформатор працює в лінійній зоні кривої намагнічування, можна прийняти ці індуктивності постійними, а в

деяких випадках – знехтувати L_{si} . Якщо ж треба підвищити точність моделювання, то тоді враховують втрати в осерді як опір $R_{ПТ}$, який включено паралельно L_{μ}^* . Більш точна модель трансформатора враховує і гістерезис кривої намагнічування, в тому числі і багатокомпонентні гістерезисні характеристики.

2.4 Етапи виконання роботи

1 Відкрити файл TRANS.cir в програмі MC, ознайомитися зі способами моделювання трансформатора.

2 Здійснити моделювання за допомогою Transient та AC – аналізу, занести в звіт і проаналізувати отримані характеристики.

3 Проаналізувати параметри макромоделей трансформатора і магнітного осердя, використовуючи файл TRANS.cir.

4 Відкрити файл CORE.cir у програмі MC, ознайомитися з моделлю Джіла-Атертона, отримати необхідні характеристики.

2.5 Контрольні запитання

1 Принципи побудови зосереджених моделей на мікрорівні (схемотехнічному рівні).

2 Моделі пасивних елементів.

3 Компонентні рівняння для пасивних двохполюсників, топологічні рівняння, теореми комутації.

4 Компонентні рівняння в операторній формі.

5 Уточнення моделей пасивних елементів дл ВЧ.

6 Класифікація, принци дії трансформаторів.

7 Магнітні матеріали. Доменні структури. Гістерезис.

8 Моделі трансформаторів, дроселів.

9 Макромодель багатообмоточного трансформатора.

10 Параметри моделі Джіла-Атертона.

3 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №3 “МОДЕЛІ БІПОЛЯРНИХ ПРИЛАДІВ”

Мета: дослідити моделі основних біполярних приладів: діода, біполярного транзистора та тиристора.

3.1 Моделі діодів

Напівпровідниковий діод – найбільш розповсюджений в електронній апаратурі нелінійний елемент [3,8]. Розрізняють лавинні, імпульсні та випрямні діоди.

Напівпровідникові діоди використовують як у дискретній, так і в інтегральній схемотехніці. Застосування дискретних діодів характеризується широким діапазоном перетворених сигналів, як по потужності, так і по швидкодії. На рис. 3.1 наведено універсальну нелінійну модель, яка базується на рівняннях Еберса-Молла [8], що описують електричні процеси в діоді в статичному і динамічному режимах при прямому і зворотному зміщенні, за винятком області теплового пробую р-n переходу. Параметри моделі – в Додатку В.

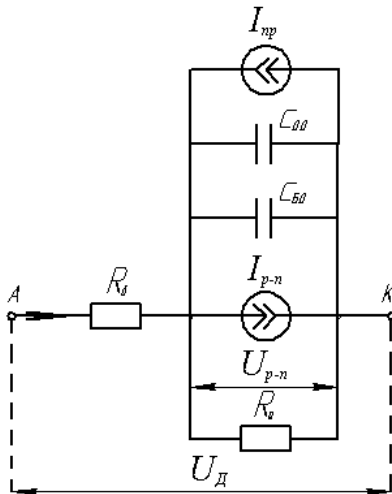


Рисунок 3.1 – Схема заміщення моделі Еберса-Молла для діоду

Існує 4 типи моделі діода в середовищі SPICE-сумісних програм, наприклад, у бібліотеці MC12, які базуються на даній схемі заміщення (див. таблицю 3.1) [6,9].

Перший тип Level 1 – це стандартна SPICE-модель діода з додаванням лінійного опору, поєданого паралельно, який враховує явища витоку. Другий тип Level 2 сумісний з Pspice моделлю діода.

Таблиця 3.1 – Моделі діода в MC12

Назва моделі	Рівень	Кількість параметрів	Використовуються для моделювання	Точність
SPICE2G	1	31	Малопотужних випрямних діодів	низька
PSPICE	2	31	Потужних імпульсних і випрямних діодів	висока
DIODE JUNCAP	4	28	<i>p-n</i> переходів в МОПТ	середня
DIODE JUNCAP2	200	50	<i>p-n</i> переходів в МОПТ	висока

Третій і четвертий типи – Level 4: Juncap і Level 200: Juncap 2 відповідно враховують дифузійну область діодів, що складається з витоку, стоку і переходів канал-підкладка в МОПТ. У цих моделях враховані деякі просторові ефекти, у тому числі зміна густини струму в залежності від геометрії областей. Отже, модель стає фізико-топологічною, що має як переваги, так і недоліки для користувача.

Назви SPICE2G і PSPICE відносяться не тільки до моделей, а й до формату представлення всіх даних у SPICE-сумісних програмах (ще є SPICE3, HSPICE і Micro-Cap Spice). SPICE2G – назва традиційного алгоритму і формату Берклі [6], PSPICE – більш загальна назва, яка відноситься до модифікацій алгоритму / формату при використанні ECAD для роботи на персональних комп'ютерах.

Розрізняються ці моделі значеннями параметрів, причому для моделі типу PSPICE використовуються більш точні значення, для моделі ж SPICE2G досить часто використовуються значення «за замовчуванням». Отже, ці моделі є модифікації відомої моделі Еберса-Молла, але PSPICE – точніша завдяки акуратному розрахунку вхідних

параметрів, серед яких лише незначна частина належить до фізико-топологічних (ISR, N, NR).

Моделі діода враховують генераційну і рекомбінаційну складові струмів, область закритого і відкритого станів.

Схема заміщення (рис. 3.2) складається з ідеального діода, зображеного у вигляді нелінійного залежного джерела струму $I(V)$, ємності p - n -переходу C і об'ємного опору RS .

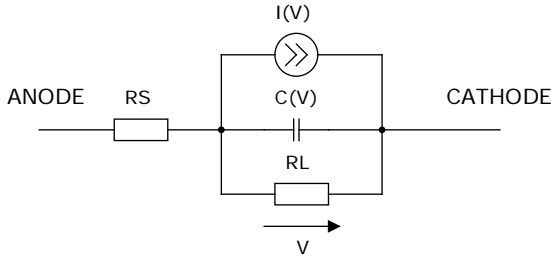


Рисунок 3.2 – Схема заміщення SPICE - моделі діода

Струм діода представляється у вигляді різниці струмів прямого і зворотного:

$$I = I_{fwd} - I_{rev}.$$

Залежність

$$I_{fwd} = I_n K_{inj} + I_{rec} K_{gen}$$

апроксимує ВАХ діода при позитивній напрузі на переході V .

Тут K_{inj} – коефіцієнт інжекції, K_{gen} – коефіцієнт генерації:

$$K_{inj} = \begin{cases} \sqrt{IKF / (IKF + I_n)} & \\ 1 & \text{при } IKF \leq 0 \end{cases}$$

$$K_{gen} = [(1 - V/VJ)^2 + 0,005]^{M/2}$$

I_{fwd} – прямий струм діода;

I_{rev} – зворотний струм діода $I_{rev} = I_{rev.high} + I_{rev.low}$;

$I_n = IS \{ \exp[V/(NR V_d)] - 1 \}$ – нормальна складова прямого струму

I_{fwd} ;

$I_{rec} = ISR \{ \exp[V/(NR V_d)] - 1 \}$ – струм рекомбінації.

Струм діода при негативній напрузі на переході характеризує явище пробую. Він має дві складові:

$$I_{rev.high} = IBV \exp[-(V + BV)/(NBV \cdot V_t)],$$

$$I_{rev.low} = IBVL \exp[-(V + BV)/(NBVL \cdot V_t)],$$

де $V_t = kT/q$ – температурний потенціал переходу (0,026 В при номінальній температурі 27°C).

Ємність переходу C дорівнює

$$C = C_t + C_j,$$

де C_t – дифузійна ємність переходу;

$$C_t = TT \cdot G;$$

C_j – бар'єрна ємність переходу;

$G = d(K_{inj} - 1)/dV$ – диференційна провідність переходу для поточних значень I та V .

Значення параметрів IS , V_t , VJ , CJO , KF , AF , EG беруться для номінальної температури T_{nom} ; для кремнію $EG_0 = 1,16$ eV, температурний коефіцієнт струму насичення $X_{TI} = 3$ для діодів з $p-n$ -переходом і $X_{TI} = 2$ для діодів з бар'єром Шотткі.

Значення номінальної температури T_{nom} встановлюється за допомогою опції T_{nom} (за умовчанням 27°C). Скалярний множник A_{area} дозволяє визначити еквівалентний діод, який характеризує рівнобіжне включення/сполучення декількох однакових приладів або прилад, що займає велику площу. З його допомогою змінюються значення параметрів IS , IRS , IBV , $IBVL$, RS і CJO .

Як приклад, наведемо опис параметрів моделі діода D104A на мові Spice:

```
.model D104A D(IS = 5.81e-12 RS = 8.1 N = 1.15
+ TT = 8.28nS CJO = 41.2pF VJ = 0.71 M = 0.33
+ FC = 0.5 EG = 1.11 XTI = 3).
```

Параметри моделі діода наведені у додатку В.

У ECAD для діода і стабілітрона використовують одну універсальну модель. Область теплового пробою не моделюється.

3.2 Моделі БТ

Найбільш розповсюдженим в ECAD для моделювання малопотужних біполярних транзисторів (БТ) є різновид моделі Еберса-Молла (модель переносу, або Логана). Модель переносу була запропонована з метою більш точного опису планарних БТ, виготовлених методом

подвійної дифузії, в яких емітерна область сильно легована, область бази легована слабкіше та має експоненціальний закон розподілу домішок, а область колектора має ще більш низьку концентрацію домішок. Модель переносу краще, ніж інжекційна відображає внутрішні ефекти в транзисторі.

На рис. 3.3 наведено структуру БТ із зображенням відповідних елементів схеми заміщення.

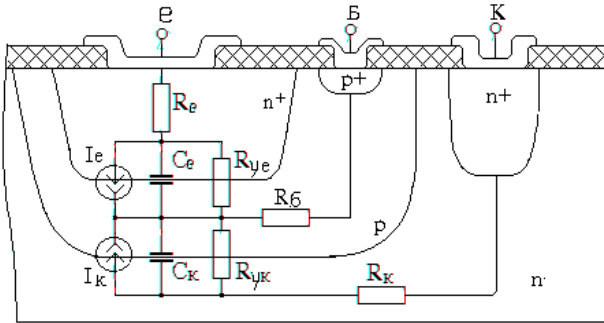


Рисунок 3.3 – Структура планарного n-p-n БТ з моделюючими елементами

Система рівнянь моделі переносу має вигляд:

$$I_e = (1 - \frac{1}{\beta_N}) I_N - I_I + C_e \frac{dU_e}{dt} + \frac{U_e}{R_{ye}};$$

$$I_k = (1 - \frac{1}{\beta_I}) I_I - I_N + C_k \frac{dU_k}{dt} + \frac{U_k}{R_{yk}};$$

$$I_N = I_S (\exp \frac{U_e}{\phi_m} - 1); \quad I_I = I_S (\exp \frac{U_k}{\phi_m} - 1);$$

$$C_{eб} = \frac{C_{e0}}{\sqrt{1 - \frac{U_e}{\phi_{ke}}}}; \quad C_{eд} = \frac{\tau_N}{\phi_m} (I_N + I_S); \quad C_{кб} = \frac{C_{к0}}{\sqrt[3]{1 - \frac{U_k}{\phi_{кк}}}}; \quad C_{кд} = \frac{\tau_I}{\phi_m} (I_I + I_S),$$

де I_e, I_k – струми емітера і колектора;

I_N, I_I – струми переносу, які збираються переходами в прямому та інверсному включенні транзистора;

β_N, β_I – нормальний та інверсний коефіцієнти передачі по струму у схемі із загальним емітером;

U_e, U_k – напруга на емітерному і колекторному переходах;

I_S – струм насичення;

$C_{еб}, C_{ед}, C_{кб}, C_{кд}$ – бар'єрна і дифузійна ємності емітерного та колекторного переходів відповідно;

φ_m – тепловий потенціал;

τ_N, τ_I – постійна часу накопичування зарядів в емітерному і колекторному переходах;

$\varphi_{ке}, \varphi_{кк}$ – контактна різниця потенціалів емітерного і колекторного переходів.

Оскільки для більшості транзисторів коефіцієнт передачі істотно залежить від струму і напруг на переходах (ефекти модуляції провідності бази – Ерлі та Кірка [8]), у модель можуть бути включені функції $f_N(I_N)$ і $f_I(I_I)$, які можуть бути представлені або у вигляді апроксимуючих поліномів, або у вигляді таблиць.

Однак варіації моделі Еберса-Молла не враховують двовимірні та тривимірні ефекти: зміну розміру «ефективного» емітера (локальне розширення бази і неоднаковість коефіцієнта підсилення вздовж емітерного переходу), модуляцію розподіленого опору бази, оскільки вони отримані з фундаментальної системи рівнянь напівпровідника (ФСР) [8] у припущенні про відсутність явищ високого рівня інжекції. Крім того, в них не враховується наявність області «квазінасичення» на ВАХ транзистора та ще деякі ефекти, пов'язані з високим рівнем інжекції. Тому для моделювання потужних БТ використовують різновид зарядокерованої моделі Гуммеля-Пуна - модель Mextram, її систему рівнянь та схему заміщення наведено в [6].

Коефіцієнт передачі β (у схемі із ЗЕ) залежить від струму колектору I_k . При малих струмах коефіцієнт передачі малий через наявність генераційно-рекомбінаційного струму просторового заряду. По мірі збільшення струму його дифузійна складова починає перевищувати генераційно-рекомбінаційну, що збільшує β .

Залежність коефіцієнта передачі струму β від напруги $U_{ке}$ зумовлена низкою ефектів, пов'язаних із зміною границі ОПЗ колекторного переходу при зміні $U_{ке}$. При малій густині струму (низький рівень інжекції) основну роль відіграє розширення ОПЗ колектора в область бази, за рахунок чого зменшується товщина квазіелектронейтральної бази і збільшується коефіцієнт передачі струму (ефект Ерлі).

Підвищення коефіцієнта передачі в області малої густини струму пов'язане також із зростанням коефіцієнта переносу через збільшення електричного поля в базі. При великих зворотних напругах $U_{ке}$ додаткове зростання β пов'язане з явищем лавинного множення носіїв заряду в ОПЗ колектора.

В області підвищеної густини струму і невеликих напруг $U_{ке}$ починає позначатися ефект Кірка (зсув кордону квазіелектронейтральної бази в колектор, створення «наведеної» бази) та пов'язаний з ним ефект квазінасичення (падіння напруги на «наведений» базі, що призводить до зростання $U_{ке}$). Ці ефекти спричинюють зниження ефективності емітера (γ), збільшення падіння напруги на транзисторі в відкритому стані, зменшення коефіцієнта переносу χ , зростання постійної накопичування τ_f та, у кінцевому підсумку, зниження коефіцієнта передачі струму β [8,10].

Температурна залежність β пов'язана, в першу чергу, із зростанням часу життя неосновних носіїв в базі при збільшенні температури. Для більшості БП VT виконується пропорційність $\beta \cong T^{1...2}$.

Як показав аналіз, модель Mextram має однакову систему параметрів, незалежно від того, який типомінал БТ обрано. Серед цих параметрів багато таких, які залежать від температури (біля 10). Окрім параметрів, характерних для моделі Еберса-Молла, вимагається задавати опори структур, зокрема постійної і «наведеної» бази, умови переходу до високого рівня інжекції та інші параметри, усього 73 параметри. Для порівняння, в сучасній моделі Еберса-Молла – 56 параметрів, з них 17 – температурні коефіцієнти.

3.3 Макромодель тиристора

Тиристори типів SCR, PUT, TRIAC моделюють на основі так званої двохтранзисторної макромоделі, яка отримується наступним чином. Провівши уявно розріз (рис.3.4), можна представити типову тиристорну структуру (типу SCR) у вигляді сполучення NPN і PNP транзисторів, де колектор одного транзистора буде базою іншого, і навпаки [8].

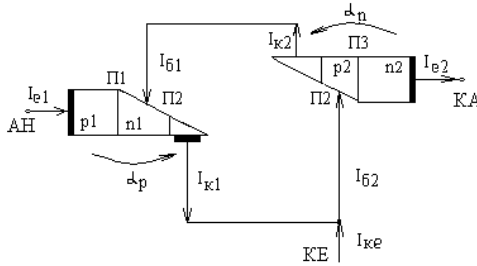


Рисунок 3.4 – Уявлення тиристора як поєднання двох транзисторів

Резистори, які шунтують емітерні переходи транзисторів, моделюють зниження α на малих струмах. Двотранзисторна еквівалентна схема тиристора дозволяє моделювати із достатньою точністю статичні і динамічні характеристики тиристора, якщо для транзисторів використовуються моделі, які враховують залежність передачі α від режиму (зарядокеровані).

Двотранзисторну макромодель для малопотужного тиристора досить часто застосовують у Spice-сумісних програмах (рис.3.5). Система параметрів і рівняння моделі тиристора, схему заміщення якого має вигляд:

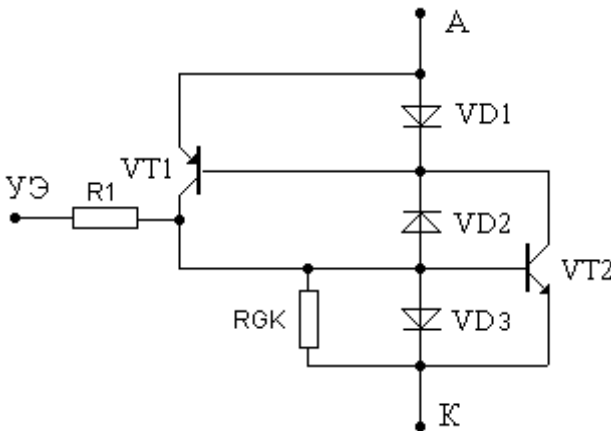


Рисунок 3.5 – Макромодель тиристора в MS

RGK : якщо $(IGT/IH) > .36$,
 $RGK = (IGT/IH) \cdot (.75/IGT)$;

якщо $(IGT/IH) \leq .36$, $RGK = (IGT/IH) \cdot (.75 / (.36 \cdot IH))$;

$TF1 = (BF1 \cdot BF2 - 1) \cdot Trise / (1.8 \cdot BF1)$;

$TR1 = 1.25 \cdot K2 \cdot TQ$;

$Trise = 2 \cdot TON / 3$;

$AF1 = 1 + (IGT / (.9 \cdot IH))$;

$BF2 = 9$;

$BF1 = (AFT) / (1 - (AFT))$;

AFT: якщо $(.5 < AF1 \leq .9)$ $AFT = (AF1 \cdot AF1)$,

якщо $(AF1 > .9)$, $AFT = (AF1 \cdot 0.9)$;

якщо $(AF1 \leq .5)$, $AFT = (AF1 \cdot 0.5)$;

$IS1 = 10^{-(VTMIN + .74) / .11}$;

$IS2 = IS1$;

$CJC2 = IH \cdot 0.21 / (K1 \cdot \sqrt{TON / DVDT})$;

$CJE1 = (CJC2) \cdot .75$,

де RGK – опір розтікання затвор (керуючий електрод) - катод;

IGT, IH – струми вмикання і утримання керуючого електрода;

$TF1$ – тривалість переносу заряду через базу у нормальному режимі;

$BF1, BF2$ – коефіцієнт передачі β струму транзисторів VT1, VT2;

$AF1, AFT$ – коефіцієнт передачі α струму транзисторів;

$IS2, IS1$ – струм насичення транзисторів VT1, VT2;

$CJC2$ – ємність колекторного переходу транзистора VT2;

$CJE1$ – ємність емітерного переходу транзистора VT1;

$Trise, TON$ – тривалість наростання струму, тривалість вмикання;

$DVDT$ – максимальна швидкість наростання напруги dV / dt ;

$VTMIN$ – мінімальна напруга затримки;

$RE1$ – опір розтікання емітера : $RE1 = 5e^{-3} \text{OM}$;

TQ – тривалість розсмоктування залишкового заряду;

$K1, K2$ – емпіричні коефіцієнти.

Модель оформлено як макрос, який викликається так:

$SCR(IH, IGT, TON, VTMIN, VDRM, DVDT, TQ, K1, K2)$.

3.4 Етапи виконання роботи

1 Зібрати в середовищі ECAD-програми (*MC, Multisim* тощо) схему для вимірювання ВАХ діода (рис. 3.6).

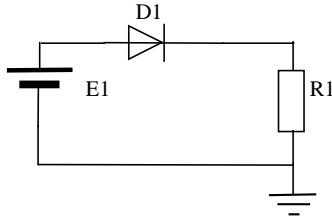


Рисунок 3.6 – Схема для вимірювання ВАХ діода

2. Провести моделювання на постійному струмі, приєднавши вимірювальні прилади (тестер, амперметри, вольтметри) і отримати ВАХ.

3. На отриманих характеристиках визначити характерні точки (напругу пробою, контактну різницю потенціалів). За характеристиками визначити диференційний опір у прямому і зворотному включення діода (змінити напругу пробою в моделі діода на значення 2 В). Отримані результати занести в звіт.

4. Замінити в схемі вхідне джерело на генератор синусоїдного сигналу, змінюючи його частоту (1кГц, 100кГц, 10МГц) отримати осцилограми, показати режим, в якому відбувається «зривання випрямлення». Визначити час відновлення запірної властивості діода.

5. Зібрати схему діодного моста із фільтром, отримати осцилограми вхідної та вихідної напруги. Розрахувати коефіцієнт пульсацій.

6. Зібрати в середовищі ECAD-програми (MC, Multisim тощо) схему для вимірювання ВАХ БТ (рис. 3.7), або використати з бібліотеки MC готовий файл *ivbjt.cir*.

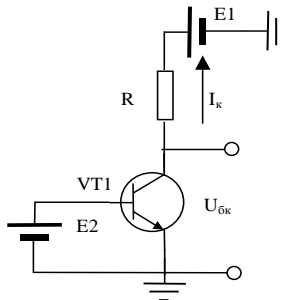


Рисунок 3.7 – Схема для вимірювання ВАХ БТ

7. Провести моделювання, отримати вихідні і вхідні ВАХ, визначити на них ділянки, відповідні активному режиму і насиченню. Занести в звіт.

8. Відкрити в програмі *MC* файл *GUMMEL.cir*, отримати необхідні характеристики, довести, що в схемі використано потужний БТ. Занести в звіт залежність коефіцієнта передачі β від струму колектора.

9. Відкрити в програмі *MC* файл *THY1.cir*, в режимі *Transient* отримати ВАХ для використаних типів тиристорів, проаналізувати їх, занести результати в звіт.

10. Зробити висновки (спільне та відмінне в функціонуванні та моделюванні напівпровідникових приладів).

3.5 Контрольні запитання

- 1 Класифікація, принцип дії діодів
- 2 Класифікація моделей діодів.
- 3 Зобразити структуру потужного діода і нанести на неї на відповідні ділянки елементи схеми заміщення моделі Еберса-Молла.
- 4 Рівняння і параметри моделі діода.
- 5 Пояснити, чому ВАХ діода має експоненціальний характер.
- 6 Які елементи схеми заміщення «відповідають» за динамічні властивості діоду?
- 7 Особливості моделювання потужних БТ.
- 8 Зобразити структуру потужного БТ і нанести на неї на відповідні ділянки елементи схеми заміщення моделі Еберса-Молла.
- 9 Пояснити ефекти високого рівня інжекції в БТ і тиристорі.
- 10 Пояснити функціонування тиристора на базі двотранзисторної макромоделі.
- 11 Класифікація тиристорів. Параметри моделі тиристора SCR в *MC12*.
- 12 Як задати нелінійний опір/провідність в моделі?

4 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №4 “МОДЕЛЮВАННЯ ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ”

Мета: дослідити моделі польових транзисторів (ПТ).

4.1 Особливості моделювання потужних ПТ

Нині відбувається активне витіснення біполярних транзисторів з області ключових пристроїв. Значною мірою альтернативою є польові транзистори, які не споживають статичної потужності по ланцюгу управління; не мають неосновних носіїв (не потребують часу на їх розсмоктування), що підвищує швидкодію; нарешті, із підвищенням температури зменшується струм стоку, що забезпечує підвищену термостійкість.

Транзистори, які управляються полем, розподіляють на два підкласи: транзистори з ізольованим затвором – МОНТ (MOSFET: Metal-Oxide-Semiconductor - Field-Effect-Transistor), і транзистори, які управляються зворотнозмещеним р-n переходом – ПТКП (JFET: Junction FET) і СІТ (SIT: Static-Induction-Transistor). У силовій електроніці переважають МОНТ з індукованим каналом (в іноземній літературі – *MOS FET* збагаченого типу). Транзистори цього типу характеризуються межевою напругою, при якій виникає провідність каналу. В області малої напруги між стоком і витокм (відкритий транзистор) їх можна представити еквівалентним опором (на відміну від насиченого біполярного транзистора – джерела напруги). Довідкові дані на ключові транзистори цього типу включають значення опору стік-витік у відкритому стані, який помітно збільшується при збільшенні максимально допустимої напруги стік-витік [11].

Успішне застосування МОНТ в гібридних силових модулях в якості потужних керованих ключів пояснюється особливостями його структури. Для підвищення швидкодії в МОНТ скорочують довжину каналу, що істотно зменшує область безпечних режимів. З метою підвищення пробивної напруги і допустимих струмів стоку були запропоновані різноманітні варіанти планарних і вертикальних МОНТ зі збільшеною дрейфовою областю. Елементарну комірку ПМОНТ (МОНТ із подвійною дифузією) наведено на рисунку 4.1, а.

Фірма International Rectifier (IRF), яка стала одним з піонерів створення потужних польових приладів, запатентувала HEXFET-структуру, на якій базується більшість потужних польових приладів. Зараз IRF пропонує нове покоління МОПТ, показники надійності та технічні характеристики якого поліпшені на 30-50%. Області застосування МОПТ поширюються за рахунок зниження опору у відкритому стані R_{ON} до мОм.

Фірмою Siemens, яка займає перше місце в Європі по виробництву електронних пристроїв, запропоновано структуру Cool MOS™ (рис. 4.1, б). Уведення наскрізних p -каналів знижує товщину тривимірного дрейфового шару і дозволяє підвищити рівень легування в підканальній області, що сприяє зменшенню опору R_{ON} та комутуємої потужності; ємність Міллера зменшується, що дозволяє використовувати прилад на більші частоти, зменшити потужність керування та підвищити ступінь мініатюризації.

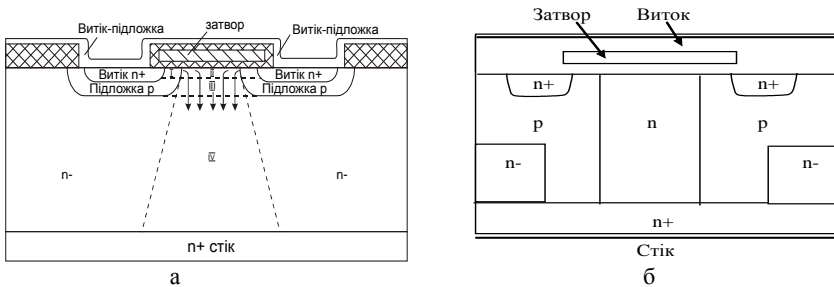


Рисунок 4.1 – Елементарні комірки: а - ПМОПТ; б - Cool MOS™

В останніх професійних версіях ECAD представлені більш 20 моделей для МОПТ, як емпіричних (electrical), так і фізичних (geometrical) різного ступеню складності, який залежить від рівня абстрагування від властивостей реального приладу.

Моделі МОПТ (Ходжеса, Хофстайна) [8] враховують роботу транзистора в усіх областях ВАХ, окрім теплового пробою. Вони базуються на схемі заміщення (рис.4.2), де $C_{зс}$ і $C_{зв}$ – ємності затвор-стік і затвор-витік, R_C і R_B – об'ємні опори областей стоку і витоку, J_C – залежне джерело струму, яке моделює статичні характеристики транзистора, D_C і D_B – діоди, які моделюють p - n переходи стік-підкладка, витік – підкладка.

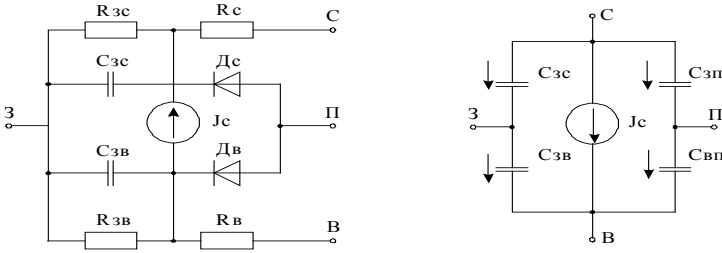


Рисунок 4.2 – Еквівалентні схеми моделей МОНТ

При аналізі електронних схем, як правило, не враховують опори R_{zC} , R_{zB} , R_C , R_B , а закриті діоди D_C і D_B представляються їхніми бар'єрними ємностями $C_{cП}$ і $C_{vП}$. Різні моделі відрізняються виглядом залежності $J_C = f(U_{CB}, U_{zB})$. Нижче наведені вирази для триступінчастого джерела струму J_C у моделі Ходжеса.

Для активної області I:

$$J_C = Be \cdot U_c \left[\left(U_z - U_{зпор} + \frac{2}{3} \eta \cdot U_n \right) - \frac{1}{2} (1 + \eta) \cdot |U_{cv}| \right] + G_c \cdot U_{cv} ,$$

$$\text{якщо } |U_{cv}| \leq \frac{U_z - U_{зпор} + \frac{2}{3} \eta \cdot U_{ne}}{1 + \eta} .$$

Для області насичення II:

$$J_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{Be}{1 + \eta} \cdot \left(U_z - U_{зпор} + \frac{2}{3} \eta \cdot U_n \right)^2 \cdot \text{Sign}(U_c) + G_c \cdot U_c ,$$

$$\text{якщо } |U_{cv}| > \frac{U_z - U_{зпор} + \frac{2}{3} \eta \cdot U_{ne}}{1 + \eta} .$$

Для області відсікання III:

$$J_C = 0, \text{ якщо } U_z \leq U_{зпор} - \frac{2}{3} \eta \cdot U_{ne} ,$$

де J_C – струм стоку МОНТ у статичному режимі;

$U_C, U_3, U_{П}, U_{зпор}$ – напруги стік-витік, затвор-витік, підкладка-витік, напруга порогова відповідно;

Be, G_C – питома крутість і внутрішня провідність МОНТ;

η – коефіцієнт, який враховує вплив підкладки.

Оскільки при моделюванні потужних МОНТ із коротким каналом порушується припущення про плавну апроксимацію каналу, яке означає, що всі заряди в каналі визначаються лише вертикальною складовою електричного поля, аналітичні вирази для малопотужних МОНТ [6] стають непридатними, тому останнім часом використовують або геометричні/фізичні моделі, або формальні макромоделі із апроксимаціями прохідної та вихідної характеристик.

Вхідними даними для геометричних моделей є система фізико-топологічних параметрів приладів, яка надається деякими виробниками (зокрема, IRF) у форматі Spice - підпрограм. Наприклад, ємності в фізичних моделях визначаються зарядокерованим методом, виходячи із геометрії кристалу; тому серед вхідних параметрів є: L – довжина каналу, W – товщина каналу, TOX – товщина шару підзатворного окислу, концентрації домішок і т.д.

Опір дрейфової області визначається:

$$RON=RD+RS+I/(beta \cdot (Vgst-Vds)),$$

де $beta=KP \cdot W/L$;

$Vgst=Vgs-VT-Id \cdot RS$;

$Vds=Vgst-((Vgst^2)-2 \cdot Id/beta)^{0.5}$ – напруга стік-витік;

$VT0$ – напруга порогова;

KP – провідність;

Id – струм стоку;

RS – опір джерела струму.

Тут індекси: g – затвор, s – виток, d – стік, b – підкладка.

Для ємностей затвора $C_{gb}, C_{gd}, i C_{gs}$ використовують SPICE 2G.6 модель Мейєра, або більш просту модель Варда. Це фрагмент очно-нелінійної апроксимації для ділянок накопичення (збагачення) і збіднення заряду в лінійному режимі та режимі насичення. Бар'єрні ємності переходів на підкладку моделюються двома нелінійними ємностями C_{bs} і C_{bd} , або діодами з моделями JUNCAP.

4.2 Етапи виконання роботи

1. Ознайомитися із системою параметрів моделі Шіхмана-Ходжеса, виписати основні параметри в звіт.
2. Зібрати в середовищі EСAD-програми (MС, Multisim тощо) схему для вимірювання ВАХ МОНТ.
3. Провести моделювання, отримати вихідні та прохідні ВАХ, визначити на них ділянки, відповідні активному режиму і насиченню, визначити порогову напругу за прохідною характеристикою. Результати занести в звіт.
4. Зібрати в середовищі EСAD-програми (MС, Multisim тощо) схему для вимірювання ВАХ ПТКП.
5. Отримати прохідну характеристику для ПТКП, визначити характерні точки (початковий струм, напругу відсікання), занести в звіт.

4.3 Контрольні запитання

1. Розвиток польових транзисторів.
2. Переваги та недоліки польових приладів порівняно із біполярними, галузі використання.
3. Функціонування і структури ПТКП.
4. Функціонування і структури МОНТ.
5. Особливості потужних ПТ та їхнього моделювання.
6. Зобразити структуру потужного ПТ та нанести на відповідні її ділянки елементи схеми заміщення моделі Шіхмана-Ходжеса.
7. Модель Шіхмана-Ходжеса: система рівнянь для МОНТ.
8. Модель Шіхмана-Ходжеса: система рівнянь для ПТКП.
9. Класифікація моделей польових транзисторів в MС12.
10. Гібридні прилади (IGBT).

5 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5 “МОДЕЛІНГ ТА СИМУЛЯЦІЯ АНАЛОГОВИХ І ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ”

Мета: дослідити макромоделі операційних підсилювачів (ОП) макромоделі основних логічних елементів та принципи подійного алгоритму.

5.1 Макромоделі операційного підсилювача (ОП)

Макромоделі аналогових схем будують, як правило, по блоках, що відповідає структурі самих схем. Сучасні аналогові ІМС відрізняються регулярністю структури. Це дозволяє виділити як типові наступні каскади: диференціальний підсилювач, віддзеркалювач струму, вихідний підсилювач, проміжний підсилювальний каскад за схемою зі спільним емітером. Для типових каскадів розробляють відповідні моделі з врахуванням режимів їхньої роботи. Моделі типових каскадів спільно з рядом керованих джерел, утворюють базовий набір макроелементів, які використовуються для оперативного створення макромоделей аналогових і цифро-аналогових приладів. Типову структуру макромоделі інтегральних аналогових схем схемотехнічного рівня наведено на рис. 5.1.

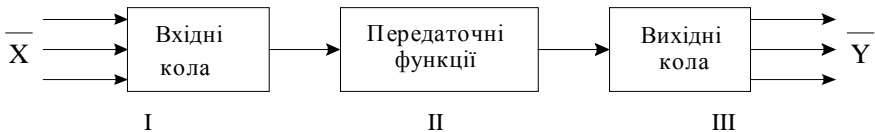


Рисунок 5.1 – Типова структура макромоделі

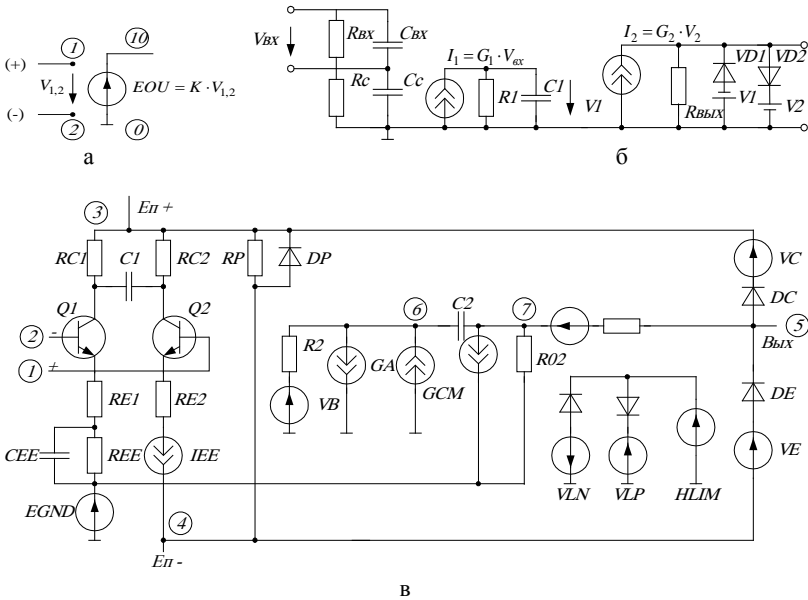
У бібліотеці SPICE-сумісної програми MC використовують макромоделі трьох рівнів складності [6]:

- LEVEL1 – найпростіша лінійна модель, представлена джерелом струму, що керується напругою (рис. 5.2, а);

- LEVEL2 – лінійна трикаскадна макромодель, так звана «двополюсна», яка імітує два полюси передатної функції операційного підсилювача, обмеження швидкості наростання вихідної

напруги, кінцевий коефіцієнт підсилення із частотою зрізу та кінцевий вихідний опір (рис. 5.2, б);

- LEVEL3 – нелінійна макромодель, яка враховує не тільки обмеження швидкості наростання вихідної напруги, а й значення вихідного опору на постійному і змінному струмах, струм і напругу зміщення, «запас» по фазі на частоті одиничного підсилення, постійність коефіцієнта площі підсилення на АЧХ, коефіцієнт придушення синфазного сигналу, реальний діапазон вихідної напруги (рис.5.2, в).



а – ОП як ідеальне джерело напруги, кероване напругою;

б – двополусна макромодель ОП з нелінійною передаточною характеристикою;

в – макромодель ОП з вхідним диференційним каскадом (модель Бойля)

Рисунок 5.2 – Макромоделі ОП

До набору параметрів моделі першого рівня входять значення коефіцієнта підсилення і вихідного опору.

До набору параметрів моделі третього рівня входять, крім перелічених вище параметрів, значення ємності корекції - усього 23 параметри [8]. Макромодель також потребує введення значень напруг

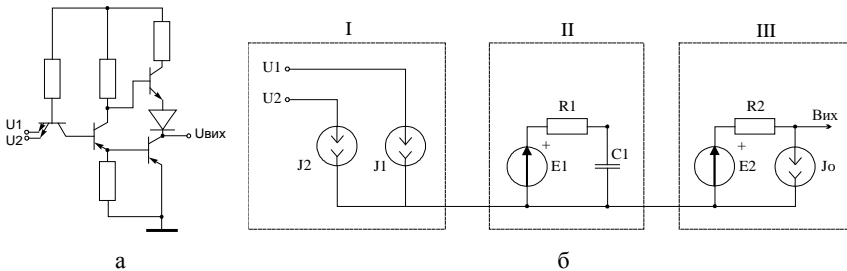
живлення, враховуються залежності параметрів вхідного каскаду від температури.

5.2 Макромоделі цифрових пристроїв

Пристрої цифрової електроніки поділяють на *комбінаційні* (сигнал на виході залежить від комбінації сигналів на входах) і *послідовнісні* (від слова „послідовність”), сигнал на виході яких залежить не тільки від комбінації сигналів на входах, але й від попереднього стану пристрою, тобто пристрій має пам’ять.

При розробці макромоделей логічних ІМС враховують, що електричні характеристики за зовнішніми виводами ІМС в межах серії або навіть декількох серій ідентичні, так само як ІМС, які виконують різноманітні логічні операції, мають однакові будови вхідних і вихідних кіл. Так для всіх ТТЛ ІМС входами є емітери багатоемітерних транзисторів, а виходами – складні інвертори. Тому вхідне коло в макромоделях ТТЛ і ТТЛШ схем задається спрощеною моделлю багатоемітерного транзистора. Для КМОН-схем модель вхідного кола складається з вхідних опорів та ємностей. Це враховується при побудові універсальних моделей логічних ІМС.

Особливо чітко виділяється описана вище структура у вигляді трьох блоків у макромоделях логічних ІМС. Типовим прикладом таких макромоделей може бути макромодель двовходового ТТЛ-вентиля І-НІ/НАND (рис. 5.3).



а – принципова схема; б – макромодель
Рисунок 5.3 – Двовходовий ТТЛ-вентиль

Тут джерела струму J1 і J2 відображають вхід 1 і вхід 2 та задаються у вигляді таблиць або діодами. Джерело напруги $E1=f(I1, I2)$ реалізує логічну функцію вентиля, а його інерційні властивості –

елементи R1, C1. Кероване джерело $E2=f(UC1)$ відображає вихідну напругу вентиля, а опір R2 – вихідний опір. Генератор струму I_0 введений для часткового врахування зміни режимів вихідного кола.

В Spice-сумісних програмах макромоделі примітивних вентилів (елементарних комбінаційних пристроїв) описуються на вхідній мові Spice, але для користувача-розробника схем необхідно лише заповнити атрибути моделей та визначити необхідні часові параметри в меню. На вхідних мовах програм ECAD, частіше за все опис макромоделей враховує не тільки алгоритм функціонування, але й структуру об'єкта.

Для опису кожного цифрового елемента використовують макромоделі, яка складаються з моделі I/O – вхід/вихід (задають комплексні опори вхідних та вихідних кіл), макромоделей А/Ц і Ц/А – інтерфейсів (АТОД, ДТОА – задають схеми заміщення та алгоритм перетворення аналогових сигналів у цифрові та навпаки)) та моделі динаміки (Timing Model) із логікою і алгоритмом функціонування, часовими параметрами перемикання приладу. Останні поділяються на синхронні та асинхронні, асинхронні враховують час проходження сигналу зі входу на вихід ІМС (Pin-to-Pin Delay).

5.2.1 Особливості моделей цифрових схем

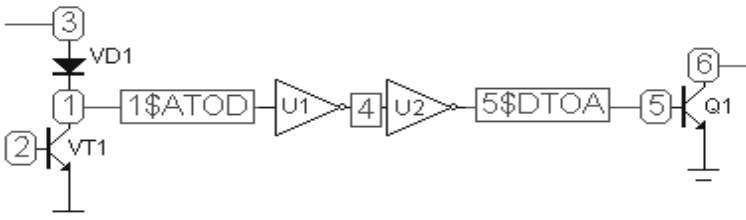
Моделі аналогових та цифрових приладів в ECAD-програмах принципово різні. Якщо моделі та макромоделі аналогових пристроїв мають схеми заміщення, по яких формуються компонентні й топологічні рівняння на основі законів Ома і Кірхгофа, моделі цифрових пристроїв представляються тільки реактивними лінійними, або нелінійними схемами заміщення входів і виходів (модель I/O – input/output) для узгодження із аналоговою частиною схеми. Отже, модель цифрового пристрою є алгоритмічною, фактично, це – підпрограма.

Макромоделі цифрових пристроїв можна назвати функціонально-логічними на відміну від компонентно-топологічних моделей аналогових приладів, загальними рисами яких є наявність схем заміщення та функціональних залежностей.

5.3 Симуляція аналогово-цифрових пристроїв

В сучасних програмах аналогово-цифрові пристрої моделюються по окремих підпрограмах, але в єдиній оболонці, завдяки об'єднуючій ролі універсальних редакторів схем, в яких збираються схеми та компонуються моделі, та постпроцесорів, в яких виконується графічна обробка отриманих в результаті аналізу даних. Програма розглядає пристрій як аналогово-цифровий, якщо в описі схеми присутні макромоделі цифрових елементів і моделі та макромоделі аналогових приладів.

Програмно розрізняються вузли аналогові, цифрові та А/Ц, Ц/А (рисунок 5.4), у останні автоматично додаються прилади сполучення (програмно-інструментальні інтерфейси А/Ц, Ц/А, джерела живлення із дискретними рівнями, заземлення із потенціалом „0” в форматі Integer), які не відображуються на схемі, але забезпечують обмін даними між підпрограмами моделювання електричних процесів в аналоговій частині ланцюга і п'ятизначного моделювання цифрової частини [9].



1-3,5,6 – аналогові вузли, 4 – цифровий вузол;
1\$ATOD, 5\$DTCOA – вузли узгодження (інтерфейсні)

Рисунок 5.4 – Приклад позначення різних типів вузлів в МС

Алгоритм будовання та розв'язання рівнянь ММС в аналоговій та цифровій частинах теж різний. Для аналогової частини діє традиційний алгоритм послідовної алгебраїзації та лінеаризації вихідної системи диференційних рівнянь ММС, отриманих в неявному вигляді модифікованим методом вузлових потенціалів.

В цифровій частині схеми моделювання виконується *подійне* моделювання за правилами п'ятизначної логіки, де дискретні рівні сигналу приймають значення 1, 0, X, F, R (дозволені рівні сигналу/напруги, або **алфавіт**).

При моделюванні пристроїв мішаного типу, кроки інтегрування в аналоговій та цифровій частинах пристрою обираються незалежно один від одного. Мінімальне значення кроку інтегрування у цифровій частині визначається кроком дискретизації (частота дискретизації, як правило, 10ГГц), або параметром *Pin-to-Pin Delay*. Крок інтегрування у аналоговій частині визначається найменшою постійною часу у схемі. Загальна кількість кроків залежить від значення максимальної постійної часу в схемі, і в аналогово-цифровій схемі значно вища за кількість кроків у аналогових схемах.

Звичайно, аналогово-цифрові пристрої моделюються в режимі розрахунку перехідних процесів (*Transient*), однак інші режими – по постійному (*DC*) та змінному (*AC*) струму також доступні при певних спрощеннях схеми. Математичні моделі мішаних пристроїв є жорсткими, оскільки відношення постійних часу не менше 10^5 , тому до алгоритмів моделювання висуваються вимоги підвищеної тривкості та збіжності.

5.4 Етапи виконання роботи

1. Занести в звіт схеми заміщення макромоделей операційних підсилювачів (ОП) трьох рівнів.

2. Дослідити принципову схему ОП з бібліотеки МС (файл *UA741.cir*), визначити структурні одиниці, занести в звіт отриману структурну схему.

3. Відкрити в програмі МС файл *OPAMP1.cir*, занести досліджувану схему в звіт.

4. Ознайомитися з наборами вхідних параметрів макромоделей ОП трьох рівнів складності. Занести в звіт параметри ідеалізованої моделі.

5. Провести малосигнальний *AC*-аналіз, визначити відмінності використаних макромоделей з точки зору адекватності отриманих частотних характеристик. Результати і характеристики занести в звіт.

6. Провести *Transient*-аналіз, визначити відмінності використаних макромоделей з точки зору адекватності / точності отриманих перехідних характеристик. Результати і характеристики занести в звіт.

7. Занести в звіт класифікацію моделей цифрових компонентів.

8. Занести в звіт параметри моделей цифрових схем.

9. Скласти таблицю порівняння моделей аналогових та цифрових пристроїв.

10. Дослідити особливості моделювання аналогово-цифрових схем в МС12 (файли mix.cir).

11. Визначити особливості представлення результатів моделювання аналогових та цифрових схем в постпроцесорі.

5.5 Контрольні запитання

- 1 Операційні підсилювачі: призначення, структурні схеми.
- 2 Принципи побудови макромоделей аналогових інтегральних схем.
- 3 Концепція ідеального підсилювача та його характеристики.
- 4 Зв'язок часових та частотних характеристик.
- 5 Що таке макромодель?
- 6 Макромоделі ОП: порівняння.
- 7 Особливості малосигнальних моделей.
- 8 Особливості АС-аналізу.
- 9 Спектральний аналіз.
- 10 Поняття адекватності і точності моделювання.
- 11 Логічні функції та відповідні їм логічні елементи (NOT, AND, NAND, OR, NOR, XOR, XNOR, buffer).
- 12 Класифікація цифрових пристроїв та їхніх моделей.
- 13 Параметри моделей цифрових пристроїв.
- 14 Порівняти моделі цифрових та аналогових компонентів.
- 15 П'ятизначний подійний алгоритм.
- 16 Проблеми моделювання аналогово-цифрових схем.

6 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №6 «МОДЕЛЮВАННЯ НА СИСТЕМНОМУ ТА СТРУКТУРНОМУ РІВНЯХ АБСТРАКЦІЇ. МУЛЬТИДОМЕННЕ МОДЕЛЮВАННЯ»

Мета: ознайомитися із принципами моделювання на системному та структурному рівнях абстракції та мультидоменного моделювання.

6.1 Підходи до моделювання систем на макрорівні

Засоби моделювання мультидоменних систем повинні допускати спільне моделювання цих частин на єдиній методологічній основі, даючи можливість будувати і досліджувати багатоаспектні моделі [15]. Реалізувати це можливо двома способами. По-перше, можна перейти до єдиної системи диференціальних рівнянь. У цьому випадку всі фізичні особливості окремих частин системи будуть загублені. Варіантом такого підходу є **структурне** моделювання, де всі змінні є скалярними сигналами і їх можна з'єднувати (як у структурній схемі). Недолік підходу – великий обсяг попередніх перетворень (у випадку системи рівнянь), або одержання схеми, що мало нагадує реальну систему.

Інший варіант – використання систем моделювання, які здатні на єдиній методологічній основі моделювати механічні, електричні й інформаційні компоненти, тобто поєднувати їх у єдину схему, зберігаючи при цьому звичні для фахівців у предметних областях способи завдання вихідної інформації (**системний**, мультидоменний підхід).

Сучасні пакети візуального компонентного моделювання використовують один з двох методів представлення інформації про досліджувану систему – структурне (блочне) моделювання і фізичне мультидоменне моделювання [8]. При цьому за кожним з двох методів можуть стояти певні особливості математичного ядра.

Структурним моделюванням (**каузальним**) називається техніка моделювання, заснована на використанні моделей у вигляді блоків, для яких визначені входи і виходи. Відповідно, блоки розглядаються як перетворювачі вхідних сигналів у вихідні. При моделюванні

лінійних систем зв'язки між вхідними та вихідними сигналами встановлюються за допомогою завдання передавальних функцій. Для нелінійних систем ці зв'язки задаються нелінійними алгебраїчними або диференціальними рівняннями. Оскільки структурні блоки мають виражені входи і виходи, побудовані згідно з цією технікою моделі іноді називають спрямованими (орієнтованими) сигнальними графами. Структурне моделювання використовується, наприклад, в пакеті Simulink (рисунок 6.1), VisSim, SimApp, SamSim, ПК MBTU.

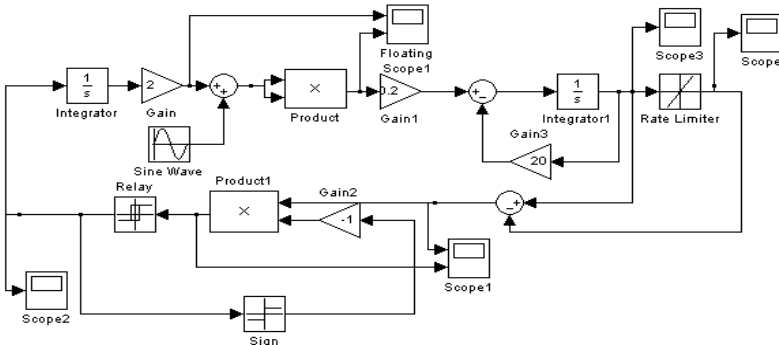


Рисунок 6.1 – Схема для дослідження екстремальної системи в пакеті Simulink

Фізичним мультидоменним (**акаузальним**) моделюванням називається техніка моделювання, заснована на використанні бібліотеки моделей елементів фізичних пристроїв, з яких можна скласти схеми фізичні принципи [24]. Оскільки в енергетичних ланцюгах потік енергії може змінювати напрямок, то для елементів фізичних схем входи і виходи не визначені. Окремим випадком даної техніки моделювання є використання графів зв'язків (bond graph, BG). Ідеологія фізичного мультидоменного моделювання полягає в тому, що модель будь-якого технічного пристрою будується як перетворюючий енергію ланцюг (рис. 2.3).

У розпорядження користувача надається бібліотека елементів фізичних пристроїв. В залежності від рівня ієрархії це можуть бути бібліотеки різних енергетичних доменів (електричних, механічних, гідравлічних і т.д.) або більш складних функціональних вузлів, наприклад, механічних ланок і кінематичних пар в механічних

моделях, підсилювачів, трансформаторів, перетворювачів, двигунів – у електричних і електромеханічних моделях.

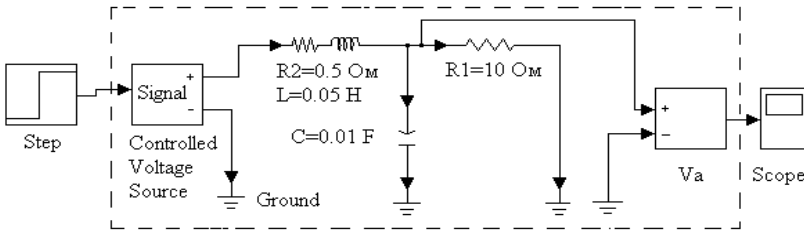


Рисунок 6.2 – Схема для мультидоменного моделювання електричного кола в пакеті SimPowerSystems

Головна відмінність структурного і фізичного мультидоменного моделювання не тільки у формі завдання вихідної інформації, але і в використуваних методах чисельного інтегрування диференціальних рівнянь. Зазвичай зі структурним моделюванням пов'язують явний солвер, який являє собою бібліотеку класичних підпрограм чисельного інтегрування, що реалізують явні методи інтегрування.

З фізичним мультидоменним моделюванням зазвичай пов'язують ітераційний солвер. Ітераційний солвер реалізує неявний метод моделювання, при якому на кожному кроці спочатку формується повна нелінійна система алгебраїчних рівнянь, яка далі вирішується ітераційним методом. Важливою особливістю неявних методів (крім усього іншого) є те, що не потрібно штучно розривати систему, щоб організувати потік обчислень.

Але явні і неявні методи інтегрування не прив'язані жорстко до структурного та фізичного мультидоменного моделювання. Деякі сучасні САЕ-системи, незалежно від підходу до моделювання, використовують неявні та явні методи інтегрування [25], а також дозволяють моделювати в часовій області як об'єкти, задані структурними схемами, тобто з використанням спрямованих ланок, так і об'єкти представлені у вигляді фізичних принципових схем (наприклад, 20-sim, Maplesim, SystemModeler, Simplorer, Simscape, Amesim).

При завданні вихідної інформації у вигляді принципової схеми в математичне ядро може бути включена процедура перетворення мультидоменної інформації до форми спрямованої структури, а потім

можуть бути використані ті ж самі методи явного чисельного інтегрування, що й у звичайному структурному моделюванні. Саме так зроблено в пакетах Simmechanics і Simpowersystems, які є підсистемами Simulink [2].

У результаті, отриманий деякий проміжний варіант, основним достоїнством якого є форма завдання вихідної інформації. При цьому сам перехід до структури в загальному випадку неоднозначний. У простих випадках машина може виконувати його самостійно, без звертання до користувача. У більш складних, користувач повинен допомогти програмі сформуванню найбільш раціональну, з погляду витрат на інтегрування, структуру.

Таким чином, реалізувати моделювання мультидоменних систем на верхніх рівнях абстракції можливо двома способами. По-перше, можна перейти до єдиної системи диференціальних рівнянь. У цьому випадку всі фізичні особливості окремих частин системи будуть загублені. Варіантом такого підходу є структурне моделювання, де всі змінні є скалярними сигналами і їх можна з'єднувати (як у структурній схемі). Недолік підходу – великий обсяг попередніх перетворень (у випадку системи рівнянь), або одержання схеми, що мало нагадує реальну систему. Інший варіант – використання систем моделювання, які здатні на єдиній методологічній основі моделювати механічні, електричні й інформаційні компоненти, тобто поєднувати їх у єдину схему, зберігаючи при цьому звичні для фахівців у предметних областях способи завдання вихідної інформації.

Цей підхід відрізняється від прийнятого в ТАУ тим, що в ММ використовуються не абстрактні сигнали, а величини, що безпосередньо характеризують фізичний стан об'єкта (струми, потенціали, тиски, сили й т.п.) і зв'язані компонентними рівняннями. Саме цей підхід стає домінуючим останнім часом для дослідження МС. При цьому основу моделювання МС становить моделювання механічних конструкцій – найбільш складна й трудомістка справа. Саме компоненти механічних конструкцій описуються найбільш складними математичними моделями. Вони зазвичай багатовимірні й пред'являють найбільш жорсткі вимоги до інструментальних засобів моделювання [1].

У процесі проектування й експлуатації сучасних технічних об'єктів і систем дослідник постійно змушений мати справу з

побудовою та дослідженням моделей цих об'єктів. Зараз моделювання являє собою основний науковий інструмент, застосовуваний як для чисто теоретичних, так і для практичних цілей. Моделювання є важливою стадією проектування технічної системи і дозволяє скоротити час та матеріальні засоби при налазці та випробуваннях. А коли натурні випробування неможливі за якихось причин, то моделювання стає єдиним засобом для відпрацювання поведінки системи. Термін «моделювання» достатньо багатогранний. Стосовно технічних систем, в тому числі мехатронних систем (МС), під моделюванням буде розумітися процес, що складається у виявленні основних властивостей досліджуваного об'єкта, побудові моделей та їх застосуванні для прогнозування поведінки об'єкта [2]. Моделювання складних динамічних систем (ДС), наприклад, мехатронних, було і є одним з найбільш потужних інструментів системних досліджень. Моделюванням слід користуватися з достатньою мірою обережності та уважності: необхідно не просто отримати результати досліджень, проведених за допомогою тих чи інших моделей, важливо ретельно вивчити досліджувану систему, скласти її опис, підібрати методи відтворення вхідних впливів, побудувати адекватну модель, спланувати і провести експерименти, обробити і вірно інтерпретувати результати [3].

6.2 Математичний базис моделювання систем

Будь-яку динамічну систему, мультидоменну в тому числі, можна описати однією з форм (або їх комбінацією) представлених на рисунку 6.3.

Якщо поведінку безперервної системи можна описати відразу лише алгебраїчними рівняннями (АЕ) без попередніх спрощень, то вона не є динамічною (не відображає динаміку). Це властиво лише деяким абстрактним системам. Отже, саме математичний опис буде визначати вибір інструментальних засобів і технологій проектування систем. При цьому на сучасному етапі особлива увага приділяється проектуванню технічних систем, характерною особливістю яких є різке підвищення їх логічної складності, жорсткості вимог якості проектування і зниження часу і вартості розробки.

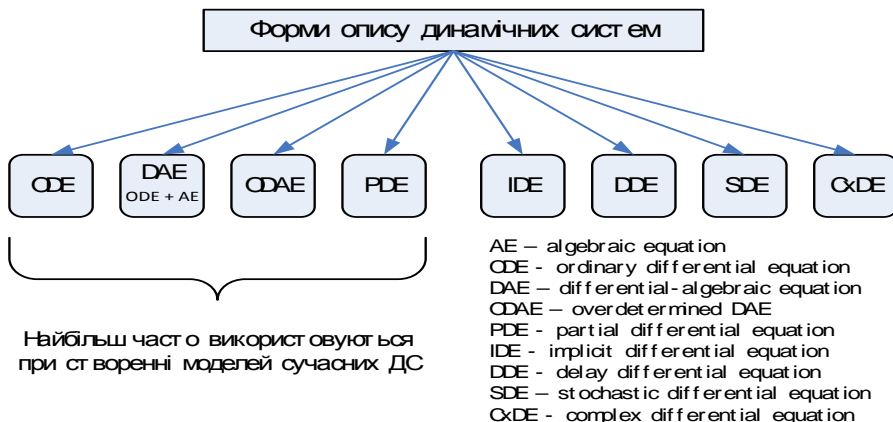


Рисунок 6.3 – Форми опису ДС

Вирішити зазначені протиріччя, що виникають при проектуванні технічних систем, особливо засобів і систем управління (ЗСУ), на сучасному етапі можливо тільки через розробку і впровадження систем автоматизованого проектування (САПР). Вміння застосовувати такий інструментальний засіб проектування ЗСУ, як САПР, ґрунтується на розумінні того, яким чином будується САПР, її структура та окремі підсистеми, на знанні ММ, методів їх формування, методів і алгоритмів аналізу та синтезу, які покладені в основу цих підсистем [5].

6.3 Вибір класу САПР для проектування систем

Класифікацію систем автоматизованого проектування (САПР) здійснюють за низкою ознак, наприклад, за цільовим призначенням, масштабами (комплексності вирішуваних завдань), характером базової підсистеми – ядра САПР. Класифікація фіксує місце об'єкта в системі, яка вказує на його властивості. Класифікація створює умови для розробки технічно обґрунтованих норм забезпечення процесу створення, функціонування та стандартизації в області САПР. За сферою використання найбільш представницькими та широко використовуваними є наступні групи САПР (див. Додаток А):

- для застосування в галузях загального машинобудування. Їх часто називають машинобудівними САПР або MCAD-системами (Mechanical CAD).

- для радіоелектроніки – ECAD (Electronic CAD) або EDA (Electronic Design Automation) системи.

- в області архітектури і будівництва.

За цільовим призначенням розрізняють САПР для різних аспектів проектування:

- САПР функціонального проектування, інакше CAE-системи (Computer Aided Engineering).

- конструкторські САПР, часто звані CAD-системами (Computer Aided Design);

- технологічні САПР, інакше звані автоматизованими системами технологічної підготовки виробництва або CAM-системами (Computer Aided Manufacturing) [7].

CAE системи дозволяють досліджувати системи на макрорівні, тобто аналізувати та оптимізувати систему із ціллю прийняття рішення щодо топології (структурний підхід) та функціональних можливостей в цілому (системний підхід). В CAD проектуються підсистеми різної фізичної природи як на макрорівні (функціональний рівень для змішаних систем), так і на мікрорівні (схемотехнічний рівень). В CAM від ECAD можуть бути передані програми для станків із ЧПУ, роботів та синтезовані технологічні карти.

В системах віртуального виробництва ланка CAE → CAD → CAM утворює наскрізний цикл під керуванням програми – менеджера даними про виріб (PDM- Product Data Manager), (див. Додаток А).

6.4 Реалізація моделювання систем в програмах ECAD

В бібліотеках CAD та CAE макромоделі ланок, які необхідні для побудови функціональної моделі систем, зокрема, операційні багатополіусники, які можуть виконувати операції інтегрування, диференціювання та всі арифметичні дії та чотирьохполіусники із складними передатними функціями. Перелічимо деякі з них:

- ланцюг абсолютного значення - Absolute Value Macro;
- ланцюг підсилення - Amplifier Macro;
- ланцюг затримки - Analog delay Macro;

- ланцюги суматорів із різним напрямком та кількістю входів для сумування, наприклад, 2-Input Summer Macro;
- ланцюги для обчислення різності, результатів множення та ділення сигналів - Subtraction Macro, Multiplier Macro, Divider Macro;
- ланцюги інтегрування та диференціювання Integrator Macro, Differentiator Macro;
- ланцюг із зоною нечутливості Slip Macro;
- тригер Шмидта (ланцюг гістерезису) Schmitt Macro.

Розглянемо умовну графічну позначку (УГП) та схеми заміщення деяких макромоделей. На рисунку 6.4 наведена маромодель елемента з бібліотеки ECAD програми MC12, який реалізує затримку сигналу (в секундах), на рисунку 6.5 – макромодель елемента із передаточною функцією (обмеження, насичення сигналу), вид якої зображено на УГП цього двополусника.

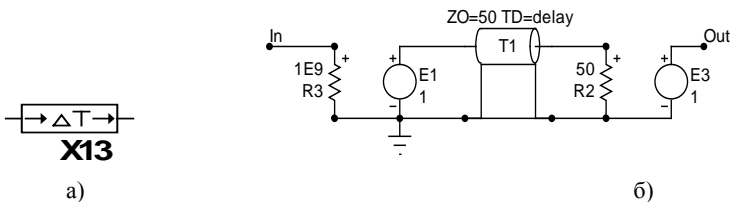


Рисунок 6.4– Ланцюг Analog delay Macro: а – УГП; б – схема заміщення

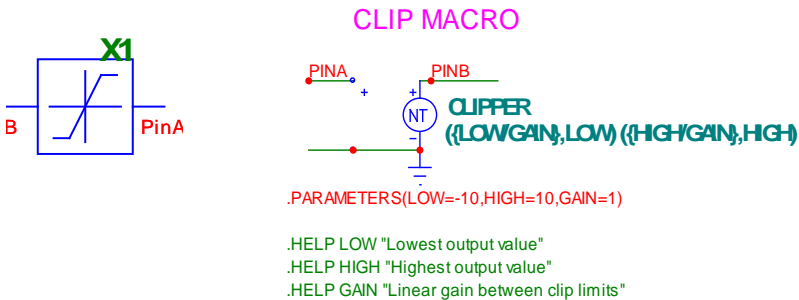


Рисунок 6.5 – Ланцюг CLIP Macro: а – УГП; б – схема заміщення із керуванням джерелом, в якому передаточна функція задана таблицно (NT)

Інші структурні ланки та блоки з бібліотеки програми MC 12 наведено в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Класифікація ланок та блоків в програмі MC 12

По рівню абстракції		По функціональному призначенню		
Структурні	Функціональні	Математичні операції	Передаточні функції	Генератори сигналів
ABS	Comparator	ABS	Clip	Monostable
AMP	Delay	Dif	Comparator	Noise
Clip	FSK, PSK, VCO	Div	AM	VCO
Delay	Noise	Int	AMP	555
Dif	Schmitt	Int_Res	F	
Int, Int_Res	Relay	Mult	FSK	
Monostable	Motors	Sub	Resonant	
Mult, Div	Resonant	Sum	PSK	
Resonant	Wideband	Sum3	Slip	
Slip	Modulators (FSK, PSK, PWM etc)		Wideband	
Sub, F	Limiters		Формувачі	
Sum, Sum3				

6.5 Етапи виконання роботи

1. Відкрити файл *system2.cir* з бібліотеки *MC12*, занести в звіт схеми заміщення макромоделей ланок, які складають його структуру, дослідити перехідні характеристики в заданих вузлах.

2. Відкрити файл *system1.cir* з бібліотеки *MC12*, провести необхідні види аналізу, зробити висновки по принципам аналізу на системному рівні, описати концепцію роботи даної системи.

3. Відкрити в програмі *MC12* файл *Stepper_One_Phase_On.cir*, занести досліджувану мультидоменну систему та результати її аналізу в звіт.

6.6 Контрольні запитання

1. Підходи, принципи та програми для моделювання систем.
2. Принципи дослідження мультидоменних систем.
3. Адаптація ECAD для дослідження на системному та структурному рівнях динамічних систем, мультидоменних в тому числі.

7 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №7 «ФУНКЦІОНАЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ НАНОПРИСТРОЇВ (МЕМ – ЕЛЕМЕНТІВ)»

Мета: ознайомитися із принципом функціонування та моделювання мем – елементів.

7.1 Принцип дії мем-елементів

До мем-елементів відносяться такі пристрої наносистемної техніки: мемристори, меміндуктивності та мемконденсатори.

Мемристор (резистор пам'яті) є нелінійним пасивним двополюсним електричним компонентом, що зв'язує електричний заряд і магнітний потік. Він був задуманий в 1971 році теоретиком схем Леоном Чуа. Відповідно до характеристичного математичного співвідношення, мемристор працює наступним чином: електричний опір мемристора залежить від передісторії струму, який раніше протікав через пристрій, тобто його поточний опір залежить від того, скільки електричного заряду та в якому напрямку протікало в минулому. Отже, цей пристрій наноелектроніки запам'ятовує свою історію, це так звана властивість енергонезалежності. Коли електроживлення відключено, мемристор запам'ятовує свій останній опір, поки не ввімкнеться знову. Мемристор є четвертим елементом фундаментального ланцюга (рис.7.1).

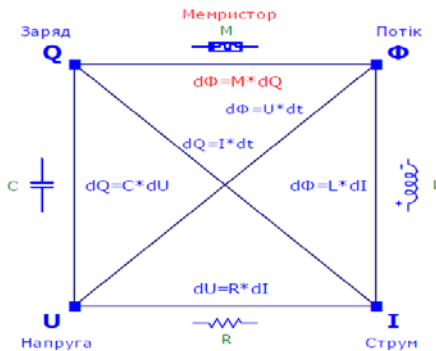


Рисунок 7.1 – Елементи фундаментального ланцюга

У 2011 році Чуа виступив за більш широке визначення, яке включало в себе всі аналогічні пристрої незалежній пам'яті, засновані на резистивному перемиканні (мемконденсатори та меміндуктивності в тому числі). У загальній концепції мемристичної системи визначальними є рівняння:

$$y(t) = g(x, u, t) \cdot u(t)$$

$$\dot{x} = f(x, u, t),$$

де $u(t)$ – вхідний сигнал, а $y(t)$ – вихідний сигнал. Вектор x являє собою набір з n змінних стану, що описують різні стани внутрішньої пам'яті пристрою. \dot{x} залежить від часу швидкість зміни вектору стану.

Коли хтось хоче вийти за рамки простого підбору кривої і прагне до реального фізичного моделювання енергонезалежних елементів пам'яті, наприклад резистивних пристроїв пам'яті з довільним доступом, він повинен стежити за додатковими фізичними процесами, які відбуваються в реальних пристроях в натурному експерименті. Для перевірки адекватності запропонованої моделі і рівнянь стану, до вхідного сигналу $u(t)$ може бути додано стохастичний член $\zeta(t)$, який враховує наявність неминучих теплових флуктуацій. Тоді рівняння динамічного стану в загальному вигляді:

$$\dot{x} = f(x, u(t) + \zeta(t), t),$$

де $\zeta(t)$ враховує наявність теплових флуктуацій.

Мем-елементи призначені для застосування в наноелектронних пристроях пам'яті, комп'ютерної логіки і нейроморфній / нейро-мемристичній комп'ютерній архітектурі.

7.2 Моделювання мем – елементів

7.2.1 Моделі мемристора

Одним з результуючих властивостей мемристорів і мемристивних систем є існування ефекту гистерезису на статичних характеристиках (для мем-резистора це ВАХ), який вказує на наявність пам'яті попереднього стану (див.рис.7.2). Для керованої струмом мемристивної системи вхідною функцією є струм (тобто $u(t) \equiv i(t)$), виходом є напруга ($y(t) \equiv v(t)$), а нахил кривої представляє

електричний опір. Зміна нахилу кривих гістерезису демонструє перемикання між різними станами опору, що є явищем, характерним для ReRAM, та іншими пристроями пам'яті із двома виводами.

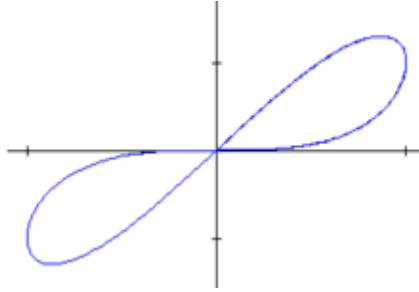
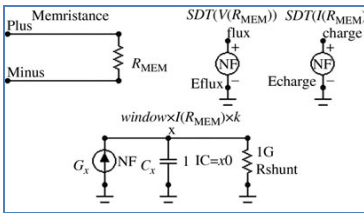
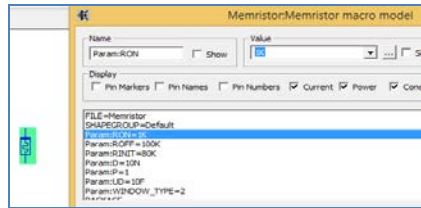


Рисунок 7.2 – Статична характеристика мем-елемента

SPICE модель мемристора зображено на рис.7.3.



а



б

а – схема заміщення; б – УГП та вхідні параметри

Рисунок 7.3 – SPICE модель мемристора

Схему заміщення моделі мемристора в програмі MC12 зображено на рис.7.4.

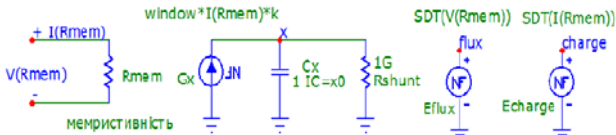


Рисунок 7.4 – Схема макромоделі мемристора в програмі MC12

Опір мемристора R_{mem} визначається через:

$$R_{mem}(x) = R_{on} \cdot x + R_{off} \cdot (1 - x),$$

де $x=W/D$; D – вся ширина точкової плівки мемристора ($D = 10$ нм); W – фактична ширина легованої області;

R_{on} – опір мемристора у стані «увімкнений» ($x=1$);

R_{off} – опір мемристора у стані «вимкнений» ($x=0$);

R_{init} – опір мемристора у початковому стані ($t=0$).

Співвідношення для x визначається струмом мемристора $I(R_{mem})$ та обчислюється з рівняння:

$$\frac{dx}{dt} = k \cdot I(R_{mem}) \cdot [window],$$

де

$$k = \frac{U_d \cdot R_{on}}{D^2};$$

U_d – коефіцієнт домішкової нелінійності ($U_d = 10^{-14}$ (м²/сек·В));

$[window]$ – функція моделювання нелінійності дрейфу $f(x)$. В середовищі МікроСар можна задавати тип моделі, який буде використовуватись при моделюванні:

$[window_type\ 0]$ – вибирається користувачем;

$[window_type\ 1]$ – обирається модель *Joglekar*.

$$f(x) = 1 - (2x - 1)^{2p};$$

$[window_type\ 2]$ – обирається модель *Biolek*:

$$f(x) = 1 - (x - stp(-l))^{2p};$$

$$stp(I(R_{mem})) = 1, l \geq 0;$$

$$stp(I(R_{mem})) = 0, l < 0;$$

p – параметр моделювання нелінійності дрейфу ($p = 1.25$).

Величина x формується джерелом струму G_x , залежним від струму мемристора та інтегруючого ланцюга C_x , R_{shunt} із постійною інтегрування 10^6 сек.

7.2.2 Моделювання мемристора з джерелом напруги

Схема рис.7.5 складається з джерела синусоїдальної напруги (V_{in}) та мемристора (MI).

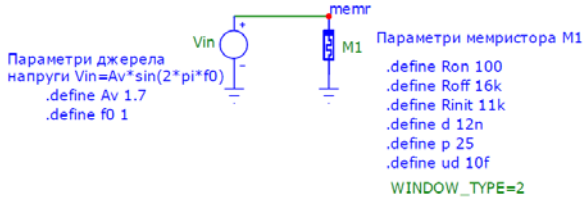


Рисунок 7.5 – Схема для моделювання мемристора

Параметри джерела напруги:

- Амплітуда сигналу (A_v) = 1,7 В;
- Частота сигналу (F_0) – 1 Гц.

Параметри мемристора:

- R_{on} = 100 Ом;
- R_{off} = 16 кОм;
- R_{init} = 11 кОм;
- D = 12 нм;
- p = 25;
- $Ud = 10^{-12}$ м²/сек*В.

Результати моделювання показані на рис. 7.6-7.8. Як видно з рисунків, характер зміни опору мемристора має гістерезисний характер і змінюється в певних межах, відповідно до стану мемристора. При відключенні живлення, мемристор зберігає (запам'ятовує) величину опору в момент відключення. Опір елемента не зміниться до тих пір, поки живлення не підключити повторно. Діапазон зміни опору (мемристивності) в даному випадку коливається в межах від 11 кОм (початковий стан) до 1,253 кОм (в стані «ввімкнений») [5].

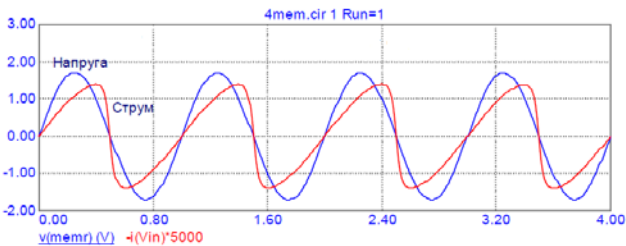


Рисунок 7.6 – Часові діаграми напруги джерела та струму мемристора

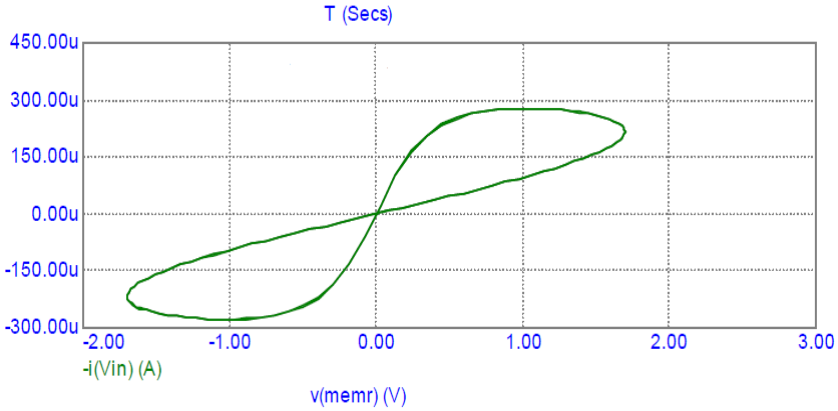


Рисунок 7.7 – Залежність струму мемристора від напруги (BAX)

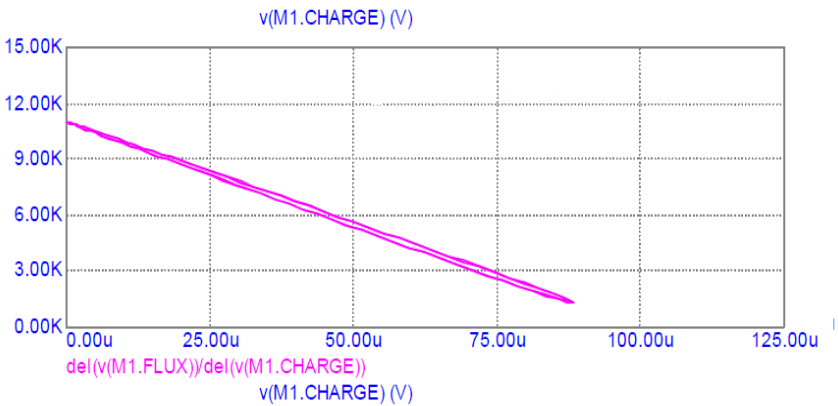


Рисунок 7.8 – Залежність опору (мемрезистивності) від заряду

Як видно з рисунків (особливо з BAX), мемристору властивий гістерезисний характер зміни своїх властивостей. Залежність опору від заряду є лінійною зі слабо вираженим гістерезисом.

7.2.3 Моделювання мемристора з джерелом струму

Схема рис.7.9 складається з джерела синусоїдного струму (I_{in}) та мемристора (Mb) [6].

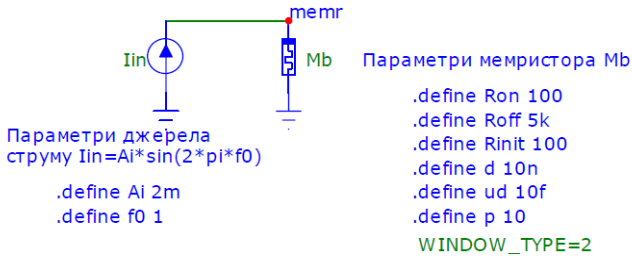


Рисунок 7.9 – Схема для моделювання мемристора з джерелом струму

Параметри джерела струму:

- Амплітуда сигналу (A_i) = 2 мА;
- Частота сигналу (F_0) = 1 Гц;

Параметри мемристора:

- R_{on} = 100 Ом;
- R_{off} = 5 кОм;
- R_{init} = 100 кОм;
- D = 10 нм;
- p = 10;
- U_d = 10^{-12} м²/сек*В;

Результати моделювання показані на рис. 7.10-7.13. В схемі з джерелом струму, залежність опору від заряду має більш виражений гістерезисний характер в порівнянні зі схемою з джерелом напруги. З'явилися ділянки, на яких опір мемристора не змінюється. Діапазон зміни опору (мемристивності) в даному випадку знаходиться в межах від 5 кОм (в стані «вимкнений») до 100 Ом (в стані «ввімкнений»).

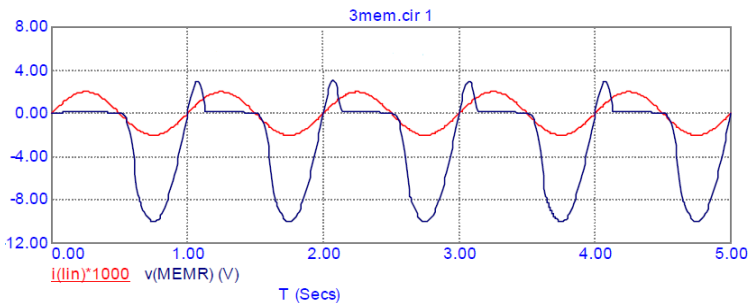


Рисунок 7.10 – Часові діаграми струму та напруги мемристора

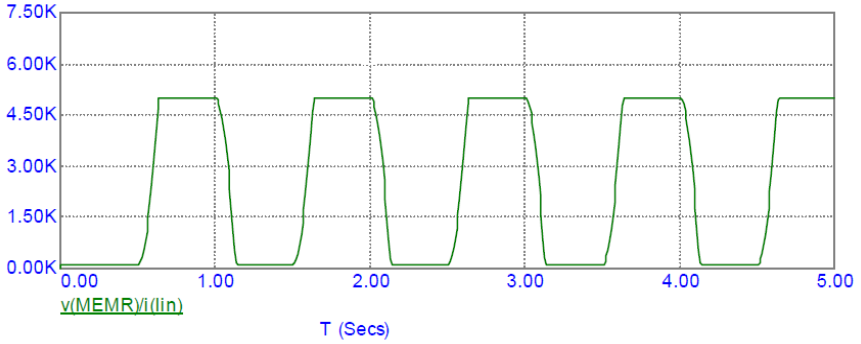


Рисунок 7.11 – Зміна опору в часі

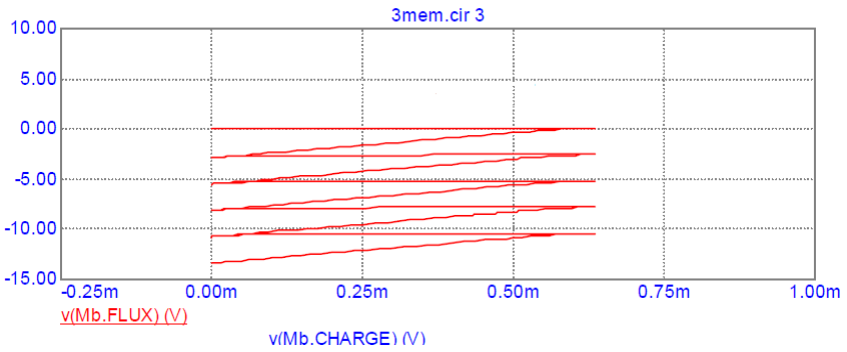


Рисунок 7.12 – Залежність потоку від заряду

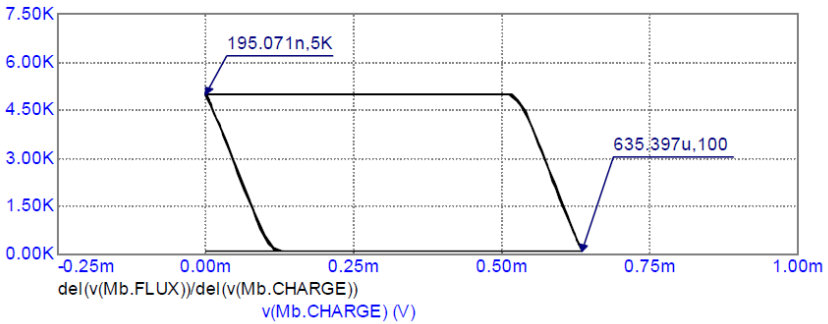


Рисунок 7.13 – Залежність опору від заряду

7.3 Етапи виконання роботи

1. В звіті навести принципи дії, будову та основи моделювання мем-елементів.
2. Зібрати схеми згідно пп.7.2.2-7.2.3, використовуючи моделі всіх мем-елементів з меню Passive Components, провести необхідні види аналізу.
3. Зберегти отримані характеристики в звіт, проаналізувати результати.
4. Описати в звіті, яке програмне забезпечення використовується для моделювання об'єктів нанoeлектроніки на мікрорівні.

7.4 Контрольні запитання

1. Підходи, принципи та програми для моделювання нанoeлектронних приладів та пристроїв.
2. Принципи функціонування мем-елементів.
3. Прилади та пристрої на мем-ефектах.
4. Принципи моделювання мем-елементів.
5. Поведінкові елементи/інструменти.
6. Адаптація EСAD для дослідження на мікрорівні нанoeлектронних систем.

ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. **Василенко, О.В.** Моделювання пристроїв електроніки. [Текст] / О.В. Василенко, А.В. Переверзєв – Запоріжжя: ЗДІА, 2003. – 160 с.
2. **Карпов, Ю. О.** Комп'ютерні розрахунки та моделювання лінійних електричних кіл. Теоретичні основи електротехніки: навч. посібник. [Текст] / Ю.О. Карпов, С.Ш.Кацив, В.В.Кухарчук – Херсон: ОЛДІ-ПЛЮС, 2016.–210 с.
3. **Павленко, П.М.** Основи математичного моделювання систем і процесів: навчальний посібник: для студ. вищ. навч. закладів, за спец. "Інформаційно-вимірювальні системи" [Текст]/ П.М. Павленко – Київ: НАУ, 2015.–248 с.
4. **Піза, Д.М.** МАЕС-П. Схемотехнічне моделювання електронних пристроїв: навч. посібник для студ. вищ. навч. закл.: рек. МОНУ. [Текст] / Д.М. Піза, А.К. Тімовський, С.П. Гулін, В.М. Журавльов – Запоріжжя: ЗНТУ, 2013. – 132 с.
5. **Рябенський, В.М.** Основи моделювання систем і процесів в електротехніці: використання пакета прикладних програм MATLAB / Simulink. [Текст] / В.М. Рябенський, С.В. Драган, Л.В. Солобуто – Львів: Новий Світ-2000, 2012. – 385 с.
6. **Василенко, О. В.** Методичні вказівки до практичних занять з дисципліни “Моделювання в електроніці” для студентів спеціальності 6.050801 “Мікро- і наноелектроніка” денної і заочної форм навчання [Текст] / О.В. Василенко, А.В. Коротун. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2014. – 64 с.
7. Micro-Cap 11, Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual, Spectrum Software [Electronic resource]. – Access mode: <http://www.spectrum-soft.com/down/rm11.pdf/document> (in English)
8. Simulation Tools [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://www.idsia.ch/~andrea/Andrea_Rizzoli_Home_Page/Sim_Tools.html
9. MathWorks Documentation Center, Solver Pane [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.mathworks.com/help/ simulink/ gui/ solver-pane.html>
10. Biolek, D., Biolek, Z., Biolkova, V. SPICE Modeling of Memristive, Memcapacitative and Meminductive Systems. / Proc. of ECCTD '09, European Conference on Circuit Theory and Design, August 23-27, 2009, Antalya, Turkey, pp. 249-252.

Додаток А

Математичні процесори для моделювання в електроніці

CAE-системи:

- MATLAB\Simulink
- MATLAB\Simscape
- Maple\MapleSim
- EASY5
- AMESim
- Dymola
- PSIM
- SamSim
- SimApp
- SimulationX
- Simplorer
- VisSim
- 20-sim
- ПІК MBTU
- SystemModeler

CAE = Computer Aided Engineering

CAS = Computer Algebra System

CAD = Computer Aided Design

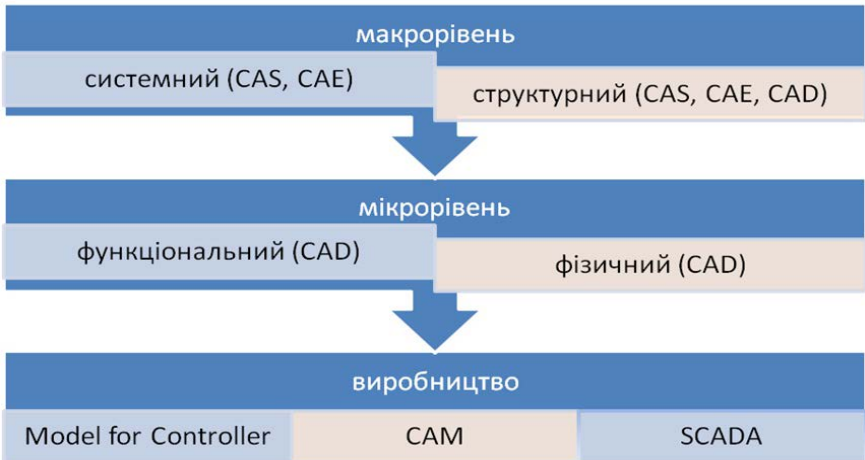
CAS-системи:

- Maple
- MATLAB
- Mathcad
- Mathematica
- Maxima
- SymPy
- O-Matrix
- Octave
- NumPy
- Python(x,y)
- MuPAD

CAD-системи:

- MicroCap
- Spice
- Multisim
- Proteus
- Saber
- OrCAD
- PCAD
- TCAD/SYNOPSIS
- CADENCE

НАСКРІЗНЕ ПРОЕКТУВАННЯ/ВІРТУАЛЬНЕ ВИРОБНИЦТВО

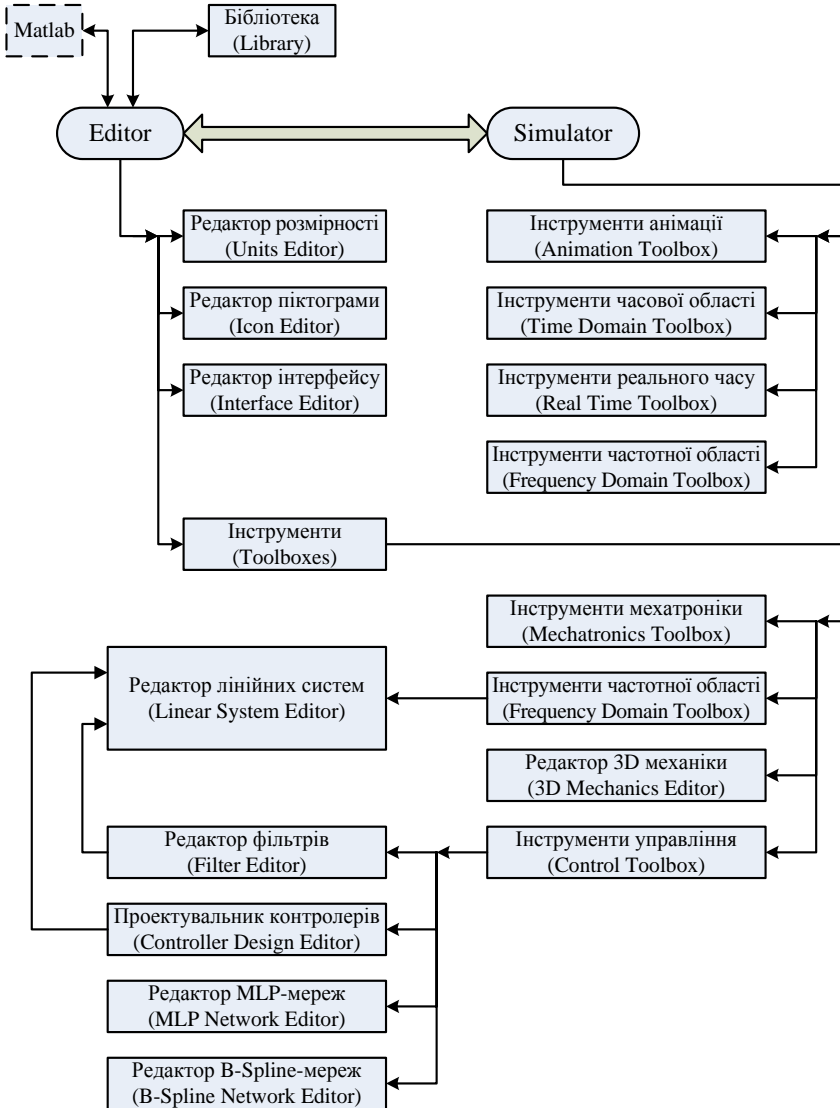


CAM = Computer Aided Manufacturing

SCADA = Supervisory Control and Data Acquisition

Додаток Б

Загальна структура 20-SIM



Додаток В

Параметри моделі діоду

Назва параметру	Значення параметру	Значення	Один. вимір.
IS	Струм насичення при температурі 27°C	10^{-14}	А
RS	Об'ємний опір	0	Ом
N	Коефіцієнт інжекції	1	
ISR	Параметр струму рекомбінації	0	А
NR	Коефіцієнт емісії для струму ISR	2	
IKF	Граничний струм при високім рівні інжекції	∞	А
TT	Час переносу заряду	0	с
CJO	Бар'єрна ємність при нульовому зміщенні	0	Ф
VJ	Контактна різниця потенціалів	1	В
M	Коефіцієнт лавинного множення	0,5	
EG	Ширина забороненої зони	1,11	еВ
FC	Коефіцієнт нелінійності бар'єрної ємності прямозмщеного переходу	0,5	
BV	Зворотна напруга пробою (позитивна величина)	∞	В
IBV	Початковий струм пробою, відповідний напрузі BV (позитивна величина)	10^{-10}	А
NBV	Коефіцієнт неідеальності на ділянці пробою	1	
IBVL	Початковий струм пробою низького рівня	0	А
NBVL	Коефіцієнт неідеальності на ділянці пробою низького рівня	1	
XTI	Температурний коефіцієнт струму насичення	3	
TIKF	Лінійний температурний коефіцієнт IKF	0	°C ⁻¹
TBV1	Лінійний температурний коефіцієнт BV	0	°C ⁻¹
TBV2	Квадратичний температурний коефіцієнт BV	0	°C ⁻²
TRS1	Лінійний температурний коефіцієнт RS	0	°C ⁻¹
TRS2	Квадратичний температурний коефіцієнт RS	0	°C ⁻²
KF	Коефіцієнт флікер-шуму	0	
AF	Показник степені у формулі флікер-шумі	1	
T_MEASURD	Температура вимірювань		°C
T_ABS	Абсолютна температура		°C
T_REL_GLOB AL	Відносна температура		°C
T_REL_LOCL	Різниця між температурою діода і моделлю-прототипу		°C

Додаток Г

Перелік питань до модульного контролю і самостійних робіт

Перелік питань, які виносяться на перший МК

Питання першого рівня складності

- 1 Етапи та рівні проектуванні пристроїв електроніки.
- 2 Структура та розвиток EСAD. Склад і структура бібліотеки моделей в EСAD.
- 3 Функції постпроцесорів в EСAD в залежності від виду аналізу.
- 4 Закони Кірхгофа (топологічні рівняння) та компонентні рівняння/моделі для пасивних двополюсників.
- 5 Теорема комутації. Компонентні рівняння в операторному виді.
- 6 Класифікація моделей трансформаторів.
- 7 Класифікація моделей діодів.
- 8 Зобразити структуру потужного діода та нанести на неї на відповідні ділянки елементи схеми заміщення моделі Еберса-Молла.
- 9 Зобразити структуру БТ та нанести на неї на відповідні ділянки елементи схеми заміщення моделі Еберса-Молла.
- 10 Пояснити функціонування тиристора на основі двотранзисторної макромоделі.

Питання другого рівня складності

- 11 Алгоритм симуляції в EСAD.
- 12 Чим програми моделювання відрізняються від програм проектування.
- 13 Початкові умови, використання законів комутації в EСAD.
- 14 Пояснити ефекти високого рівня інжекції в БТ та тиристорі.
- 15 Методи підвищення збіжності в ході моделювання на постійному струмі.

Перелік питань, які виносяться на другий МК

Питання першого рівня складності

- 1 Функціонування та структури ПТКП.
- 2 Функціонування та структури МОНТ.
- 3 Особливості моделювання потужних ПТ.

- 4 Принципи побудови макромоделей аналогових інтегральних схем на прикладі макромоделей ОП.
- 5 Класифікація цифрових пристроїв та їхніх моделей.
- 6 Особливості моделей цифрових приладів та алгоритму моделювання аналогово-цифрових пристроїв.
- 7 Принципи моделювання на системному рівні.
- 8 Каузальний та акаузальні підходи в моделюванні на структурному рівні.
- 9 Моделювання електронних пристроїв на системному рівні.
- 10 Моделі мем-елементів.

Питання другого рівня складності

- 11 Спрощення математичної моделі схеми (ММС) при аналізі на високих рівнях абстракції.
- 12 Принципи мультидоменного моделювання.
- 13 Методи управління якістю моделювання.
- 14 Особливості моделювання аналогово-цифрових пристроїв.
- 15 Принципи функціонального моделювання мем-елементів.

Перелік питань, які пропонуються для самостійної роботи

- 1 Моделювання електронних пристроїв в універсальних математичних процесорах.
- 2 Особливості моделювання пристроїв силової електроніки.
- 3 Моделі на етапі конструювання друкованих плат.
- 4 Моделювання на системному рівні.
- 5 Електротеплові моделі.
- 6 Програми наскрізного проектування, віртуальне виробництво.
- 7 Програми автоматизованого інжинірингу (CAE).
- 8 Моделювання та проектування програмованих ІС.
- 9 Проблеми алгоритмічних збоїв при моделюванні.
- 10 Методика розробки нових моделей/макромоделей.