

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний університет «Запорізька політехніка»

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до практичних занять, підготовки до модульного контролю
та самостійної роботи з дисципліни
«Моделювання мікро- та наносистем»

для студентів спеціальності 176
«Мікро- та наносистемна техніка»
денної і заочної форм навчання

Методичні вказівки до практичних занять, підготовки до модульного контролю та самостійної роботи з дисципліни Моделювання мікро- та наносистем для студентів спеціальності 176 «Мікро- та наносистемна техніка» денної і заочної форм навчання / Укл.: О.В. Василенко – Запоріжжя: Національний університет «Запорізька політехніка», 2025. – 96 с.

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

Рецензент: Г.В.Сніжной, професор, д.т.н.

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

Затверджено
на засіданні кафедри ІБтаН
Протокол №4
від “ 18 “ грудня 2024 р.

Рекомендовано до видання
НМК ФІБЕК
Протокол №4
від “ 29 “ січня 2025 р.

ЗМІСТ

Вступ_____	5
1 Практичне заняття № 1 Програми для моделювання мікро- та нано-систем_____	6
1.1 SamSim_____	7
1.2 ANSYS Simplorer (VHDL)_____	9
1.3 SimApp_____	10
1.4 Wolfram SystemModeler (MathModelica)_____	12
1.5 MapleSim_____	14
1.6 MATLAB / Simulink та Simscape _____	17
1.7 VisSim_____	21
1.8 Dymola (Modelica)_____	25
1.9 20-sim_____	26
1.10 Контрольні запитання_____	30
2 Практичне заняття № 2 Дослідження можливостей програми NESS для моделювання наноелектронних приладів _____	31
2.1 Introduction and State-of-the-Art_____	32
2.2 Overview of NESS _____	35
2.3 Non-Conventional or Future Devices _____	38
2.3.1 Nanowire Transistors_____	38
2.3.2. Tunnel FETs (TFET)_____	43
2.3.3. Negative Capacitance FETs (NCFET)_____	46
2.3.4. Resonant Tunneling Diodes (RTD)_____	49
2.4. Conclusions_____	55
2.5 Контрольні запитання_____	56
3 Практичне заняття № 3 Основні закони та класифікація кіл_____	57
3.1 Класифікація та основні рівняння_____	57
3.2 Контрольні запитання_____	62
3.3 Індивідуальні завдання_____	62
4 Практичне заняття № 4 Алгоритми симуляції в ECAD. Дослідження функцій схем_____	63
4.1 Методи формування математичної моделі схеми в ECAD_____	63
4.1.1 Метод вузлових потенціалів_____	63
4.1.2 МВП з розширеним координатним базисом_____	64

4.2 Матрично-векторні параметри схем	65
4.3 Функції схеми та способи їхнього подання	66
4.3.1 Дослідження функцій схем у частотному діапазоні	67
4.3.2 Дослідження функцій схеми у часовій області	70
4.3.3 Зв'язок між частотними і часовими характеристиками	70
4.4 Стійкість схем	71
4.5 Дослідження функцій схем у програмах аналізу	72
4.6 Числові методи в алгоритмі симуляції	73
4.7 Контрольні запитання	76
4.8 Індивідуальні завдання	76
 5 Практичне заняття № 5 Дослідження критеріїв якості програм моделювання	77
5.1 Критерії якості моделювання	77
5.2 Критерії якості моделей	78
5.3 Методика усунення алгоритмічних збоїв	79
5.3.1 Рекомендації щодо уникання проблем з алгебраїчними петлями	82
5.3.2 Способи розв'язання високоіндексних топологічних вироджень ММ	84
5.3.3 Проблема жорсткості моделі та способи її вирішення	86
5.4 Використання ієрархічного підходу в моделюванні	88
5.5 Контрольні запитання	89
5.6 Індивідуальні завдання	90
 РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА	91
 Додаток А – Показники якості електронних систем	92
Додаток Б – Параметрична оптимізація в Micro-Cap	93
Додаток В – Питання на іспит	96

ВСТУП

Навчальна дисципліна «Моделювання мікро- та наносистем» продовжує фахову підготовку студента і базується на знаннях, отриманих при вивченні дисциплін «Елементи та компоненти електронних систем», «Теорія електронних кіл» тощо. Основна мета дисципліни – опанування студентом основними принципами моделювання приладів та пристроїв електроніки на різних рівнях абстракції. Основними завданнями дисципліни є опанування студентом основних методів, алгоритмів та засобів для ефективного математичного моделювання мікро- та наноелектронних приладів, пристроїв та систем.

У результаті вивчення навчальної дисципліни студент повинен **знати:**

- структуру, програмне та математичне забезпечення ECAD, CAS, CAE та програм для багатовимірного моделювання;
- основні моделі та макромоделі мікро- та наноелектронних приладів і пристроїв;
- основні етапи симуляції на різних рівнях абстракції;
- види і методи аналізу електронних схем в ECAD;
- основні поняття та принципи складання нових моделей.

вміти:

- використовувати адекватне програмне забезпечення для моделювання;
- отримувати характеристики мікро- та наноелектронних приладів і пристроїв шляхом моделювання.

Дані методичні вказівки призначені для практичних занять, в ході яких необхідно освоїти підходи у автоматизованому аналізі мікро- та наноелектронних приладів і пристроїв. У вказівках надані основні алгоритми та формули методів аналізу, визначена область їх застосовності, недоліки та переваги. Окремо розглянуто математичне забезпечення симуляції в програмах автоматизованого моделювання, зокрема, для моделювання наноелектронних приладів. Цей розділ подано англійською мовою.

Наприкінці матеріалу по кожному практичному заняттю надано контрольні питання та завдання для самостійної роботи, які можна використовувати як завдання для ІДЗ (індивідуальних домашніх завдань) для студентів заочної форми навчання. Наприкінці методичних вказівок надано питання на іспит.

1 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 1 «ПРОГРАМИ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ МІКРО- І НАНОСИСТЕМ»

CAD системам приділено значну увагу в методичних вказівках до лабораторних робіт. Для моделювання на макрорівні частіше використовують математичні процесори та системи автоматизованого інжинірингу (CAS та CAE відповідно).

На даний момент існує багато програм рівня CAE (або таких, що його охоплюють, наприклад, *Micro-Cap*), які дозволяють, зокрема, моделювати (*modeling & simulation*) ДС різної природи (біологічні, економічні, соціальні, технічні), причому деякі є вузькоспеціалізованими, а інші – більш універсальними: Vensim, IThink, Dynamo, Stella, Powersim, MedModel, Arena, GPSS, Stratum, Scilab, Berkeley Madonna, NI MATRIXx, ACSLx, Modular Modeling System (MMS), Virtual Test Bed (VTB), JModelica.org, MATLAB\Simulink, Simscape, MapleSim, Dynast, Multisim, K2.SimKernel, Jigrein, EASY5, AMESim, Dymola, PSIM, SamSim, SimApp, SimulationX, Simplorer, VisSim, SystemModeler, 20-sim та інші.

Оскільки моделі на рівні схем можуть бути представлені безпосередньо диференціальними рівняннями, то для прогнозування їх поведінки у часі також можуть бути використані математичні пакети, CAS (*Computer Algebra System*), які можуть розв'язувати диференціальні рівняння (чисельно чи у символічній формі): *Maple*, *MATLAB*, *Mathcad*, *Mathematica*, *Maxima*, *SymPy*, *O-Matrix*, *SciPy*, *Octave*, *NumPy*, *Python(x,y)*, *MuPAD*, *Sage* та інші.

Далі розглядатися будуть технічні динамічні системи, отже увага буде зосереджена саме на CAE-системах для моделювання технічних об'єктів та систем, що володіють засобами графічного опису та представлення моделей.

Нижче розглянуті доступні CAE-програми, де під словом «доступні» розуміються програми, інформацію про які можна відносно легко отримати з всесвітньої мережі чи інших джерел, або ж програми. Більшість з перелічених програм моделювання технічних динамічних систем розвиваються та підтримуються виробниками. Деякі з них, при наявності відповідної інформації, будуть розглянуті за певним шаблоном, який складається з наступних позицій:

- короткий опис програми (можливості, особливості);
- архітектура (структура) програми;
- можливі форми представлення моделей на етапі моделювання (modeling);
- традиційні можливості для дослідження САК;
- перелік методів моделювання (simulation), тобто алгоритмів симуляції або інтегрування;
- перелік алгоритмів параметричної оптимізації;
- доступність програми, види ліцензій та редакцій, вартість та наявність безкоштовних версій.

1.1 SamSim

Програма призначена для моделювання лінійних і нелінійних САК. Працює з моделями, які можна представити у формі блок-схем (в програмі 48 типових блоків). За допомогою цієї програми можливо:

- побудова будь-яких схем моделей з елементів, пропонованих бібліотеками;
- завдання параметрів інтегрування і параметрів елементів;
- збереження в файлі і зчитування з файлу моделі (схеми та її параметрів);
- побудова залежностей від часу у будь-яких точках схеми;
- побудова фазових портретів для будь-яких схем;
- побудова частотних характеристик і годографів для будь-яких лінійних схем;
- представлення результатів розрахунку в графічній і табличній формі;
- збереження результатів розрахунку в текстовому файлі, графіків в *bmp* і *jpg*;
- експорт результатів розрахунку в MS Excel;
- виведення на друк схеми моделі та її параметрів, результатів розрахунку.

Програма має всього одну редакцію, яку можна скачати з сайтів автора: samsim.fromru.com, samsim2002.chat.ru, samsim2002.narod.ru. Не потребує встановлення, працює з поточного каталогу. Є файл допомоги і приклади схем. Розроблена в 2002 році, поширюється вільно.

Програма має три алгоритми інтегрування (розв'язувача): 1-го порядку точності; 2-го порядку точності; 4-го порядку точності. Тобто, передбачається використання методів Ейлера і Рунге-Кутти.

SamSim не має засобів автоматичної структурної або параметричної оптимізації моделі.

Приклад роботи програми можна побачити на рисунку 1.1.

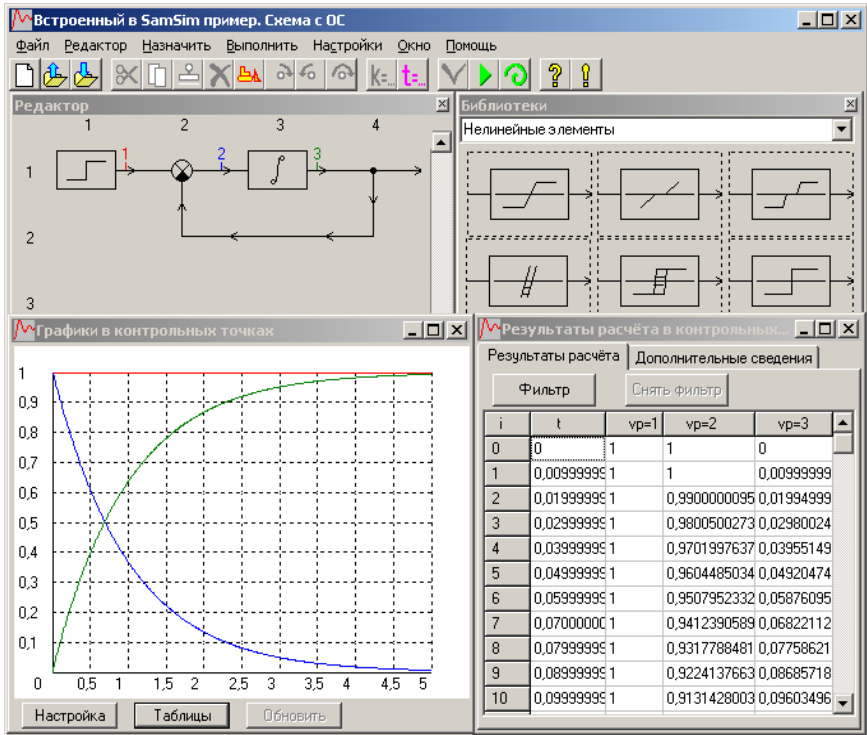


Рисунок 1.1 – Дослідження моделі в програмі SamSim

Програма проста, наочна, може бути використана для попереднього моделювання САК, відпрацювання та дослідження чисельних методів розрахунку. Дозволяє представляти модель системи тільки як блок-схему, типові ланки САК (лінійні) задаються через передаточну функцію (ПФ), в якій можна редагувати коефіцієнти чисельника і знаменника. SamSim може будувати АЧХ, ФЧХ, АФЧХ і ЧХ в логарифмічному масштабі, також може здійснювати моделювання в часовій області.

Однак, є певні недоліки, наприклад, відсутні можливості для розрахунку нулів і полюсів ПФ моделі. Моделювання (simulation) у ча-

совій і частотній областях неможливо без зміни моделі: для отримання частотних характеристик необхідно в якості джерела сигналу ставити генератор коливуючої (змінної) частоти ГКЧ. Не має автоматичних засобів визначення показників стійкості та якості САК.

1.2 ANSYS Simplorer (VHDL)

Прикладом мови моделювання дискретних електронних пристроїв на логічному рівні може бути мова VHDL (Very high-speed integrated circuits Hardware Design Language), затверджена у якості міжнародного стандарту IEEE 1076; яка успішно використовується також при синтезі пристроїв. Мова VHDL була модифікована і тепер містить засоби опису аналогових і змішаних моделей. Ці описи разом з базовим варіантом мови VHDL утворюють мову VHDL-AMS (AMS – Analog and Mixed Signal), тобто її можна використовувати для моделювання аналогово-цифрових пристроїв та мультідоменного моделювання. VHDL – не єдина мова проєктування дискретних пристроїв САК. Так, для проєктування інтегральних схем широко застосовується Verilog, близька до C++ мова SystemC, мова опису ланцюгів EDIF, мови проєктування пристроїв на ПЛІС і ін., але для функціонального проєктування (вище схемотехнічного) найбільше поширення одержали VHDL і Verilog. В VHDL також є засоби для поведінкових і структурних описів.

ANSYS Simplorer – це програмне забезпечення для моделювання електромеханічних систем, у яких потрібне проведення міждисциплінарних розрахунків, що й створює віртуальну електромеханічну лабораторію на робочому столі комп'ютера. Розробка мультідоменної системи є складним завданням, що вимагає великих зусиль. У таку систему входить безліч нелінійних компонентів з різних областей фізики (доменів): електричної, механічної, термічної і з області управління. ANSYS Simplorer – системний інструмент, що дозволяє паралельно використовувати кілька стандартних технік моделювання (включає принципові схеми, блок-схеми, кінцеві автомати, рівняння) і мов моделювання (VHDL-AMS, SML – Simplorer Modeling Language, C/C++). Програма дозволяє моделювати взаємодію компонентів у різних інженерних областях.

У загальному випадку в Simplorer 8 можливі два методи інтегрування (simulation) та їх варіації (в залежності від технології побудови моделі): метод Ейлера та метод трапецій (неявний). Метод Ейлера

можна встановити явний (explicit) або неявний (implicit), прямий (Forward Euler) або зворотний (Backward Euler); також можливо вибрати адаптивний метод трапецій-Ейлера (Adaptive Trapezoid-Euler).

Після побудови моделі у вигляді принципової схеми (електричної) програма, використовуючи модифікований вузловий підхід (modified nodal approach), будує систему нелінійних диференціальних алгебраїчних рівнянь (у загальному випадку) та використовує методи Ейлера або трапецій для чисельного інтегрування. При цьому нелінійні рівняння лінеаризуються за допомогою ітераційного методу Ньютона-Рафсона (метод дотичних), а потім вже лінеаризована система рівнянь вирішується за допомогою LU-факторизації.

Також можлива параметрична оптимізація, методами: Sequential Nonlinear Programming (метод послідовного нелінійного програмування), Sequential Mixed Integer NonLinear Programming, Quasi Newton (квазі-ньютонівський метод), Pattern Search (пошук з використанням шаблону), Genetic Algorithm (генетичний алгоритм пошуку екстремуму з використанням природного відбору).

Програма дозволяє робити три види аналізу (перехідних процесів, на змінному струмі та на постійному струмі), включаючи побудову діаграм Бode та годографа Найквіста (вже мають відповідні передустановки). Програма «перевантажена» з точки зору інтерфейсу, має «зайві» модулі, які перешкоджають візуальному сприйняттю та уповільнюють знайомство з програмою.

Маючи ефективну та гнучку VHDL-AMS мову опису моделей, ця програма більше пристосована (підходить) для моделювання на схемотехнічному рівні, що підтверджує наявність у бібліотеці великої кількості моделей напівпровідникових приладів та інструментів для створення\апроксимації характеристик компонентів (component characterization tool).

Simplorer дозволяє автоматично вирішувати алгебраїчні петлі (або жорсткі зворотні зв'язки), але алгоритму симуляції потрібно більше ітерацій, а іноді навіть можуть виникати чисельні проблеми з вирішувачем (solver) втрата стійкості та збіжності.

1.3 SimApp

SimApp це програма моделювання поведінки ДС в часовій та частотній областях. Можливе моделювання (modeling & simulation) безперервних і дискретних систем. Найкраще підходить для дослід-

дження систем автоматичного управління. Графічний, блочно-орієнтований інтерфейс з більш ніж 80 основних блоків в бібліотеці, розділених на різні категорії. Можливе створення нових блоків в спеціальному вікні дизайну, збереження часто використовуваних підсистем в бібліотеки для подальшого використання. Результати моделювання представлені у вигляді набору даних в табличній формі, а також у вигляді діаграм: часової, Боде, Нікольса-Блека та Найквіста, які можна експортувати в інші додатки для подальшої обробки. Можливо обчислити власні значення частот (eigenvalues, eigenfrequencies) лінійних систем. Програма підтримує дослідження систем з різними значеннями параметрів і різними зовнішніми збуреннями. SimApp відрізняється від інших подібних продуктів завдяки інтуїтивному управлінню і простотою у використанні, що дозволяє отримати результати протягом декількох хвилин.

Крім того, програма має докладну довідку з функцій та стандартних блоків. SimApp версії 2.6 існує в чотирьох різних редакціях, які відрізняються з точки зору максимального розміру системи (кількість блоків у проєкті), функцій і вартості покупки: Workstation (UAH 3,072.84 / EUR 290.00), Light (UAH 1,271.52 / EUR 120.00), Student (UAH 529.80 / EUR 50.00) та Server Edition. Остання має чотири типи ліцензій, їх ціни відрізняються. Пробна версія SimApp 2.6 (Workstation edition 30-day Free Trial) дозволяє розташовувати у проєкті всього лише 10 блоків.

Перелік доступних алгоритмів інтегрування в SimApp 2.6:

- Euler (Ейлера);
- Euler-Cauchy (метод Ейлера-Коші для неоднорідних ODE);
- Heun predictor-corrector method (багатокроковий метод прогнозу-корекції за схемою Хойна, з предиктором Ейлера та корекцією методом трапецій);
- Runge-Kutta order 3 (метод Рунге-Кутти третього порядку);
- Runge-Kutta order 4 (як попередній, тільки четвертого порядку точності).

SimApp не має структурної чи програмної оптимізації. Хоча у довідкових додатках до програми і викладається дві методики Зіглера-Нікольса (Ziegler-Nichols) для автоматизованого (табличний розрахунок у Microsoft Excel) тюнінгу ПІД регуляторів, але відсутність параметричної оптимізації робить її неконкурентоспроможною у випадку, якщо потрібен буде автоматичний пошук коефіцієнтів для створення

оптимального регулятора. Також SimApp не може моделювати (simulate) у часовій області алгебраїчні петлі (algebraic loops) без встановлення у коло зворотного зв'язку ланки затримки чи аперіодичної ланки (бо вихідна величина безпосередньо залежить від вхідної та вихідної величини), тобто процес подолання проблеми алгебраїчних петель у кращому випадку автоматизований, але не автоматичний у цій програмі. Зараз вже існують програми, що можуть самостійно (тобто автоматично) вирішувати проблему алгебраїчних петель за рахунок символічних перетворень на етапі створення рівнянь ДС перед процесом симуляції.

1.4 Wolfram SystemModeler (MathModelica)

Раніше цей проєкт мав назву MathModelica, потім його викупила компанія Wolfram. Wolfram SystemModeler, зі слів виробника, є найбільш повним інструментальним засобом для фізичного і чисельного моделювання. На відміну від інших систем, SystemModeler не вимагає придбання додаткових компонентів (як у MapleSim та Simulink) і в повній мірі підтримує стандартну мову фізичного моделювання Modelica. Також SystemModeler передбачає повне з'єднання з системою Mathematica для отримання найбільш інтегрованого робочого процесу фізичного, чисельного моделювання і аналізу. SystemModeler реалізує мову Modelica, яка користується перевагами компонентно-орієнтованого моделювання, де моделюються потоки в компонентах. Це дає суттєві переваги порівняно з блочно-орієнтованим моделюванням. Архітектура програми представлена на рисунку 1.2.

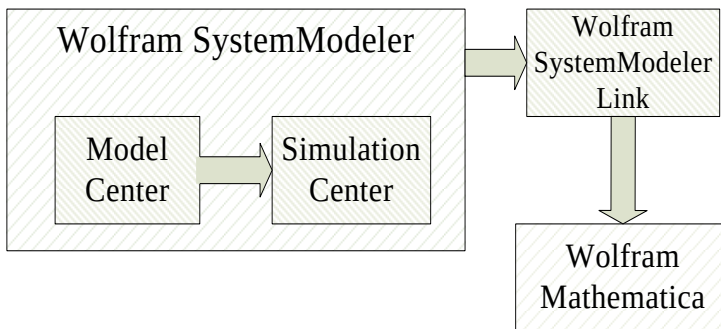


Рисунок 1.2 – Структура програми SystemModeler та зв'язок з Wolfram Mathematica

Серед функціональних можливостей Wolfram SystemModeler можна відзначити:

- використання за основу непатентованої, об'єктно-орієнтованої мови Modelica, що спирається на рівняння;
- графічний інтерфейс для drag-and-drop моделювання;
- текстовий інтерфейс для моделювання на мові Modelica за допомогою рівнянь;
- некаузальне (компонентно-орієнтоване) і каузальне (блочно-орієнтоване) моделювання;
- ієрархічне моделювання (modeling);
- велика кількість вбудованих бібліотек моделей;
- моделювання гібридних систем;
- багатодоменне моделювання, що включає: механіку (в одному і в трьох вимірах), електроніку, гідравліку, термодинаміку, елементи керування, системну біологію;
- створення автономного *.exe файлу для подальшого відтворення результатів моделювання (simulation) без виклику SystemModeler;
- інтеграція з системою Mathematica для аналізу та документування моделей і результатів комп'ютерного симулювання.

Є кілька редакцій цієї програми. Спеціальна редакція для студентів (Annual and Semester Editions – річна та семестрова редакції) коштує \$75 та \$35, академічна редакція – \$350, державна редакція – \$1838 та комерційна редакція – \$2450. Також є безкоштовна пробна версія, що може працювати протягом 30 днів з моменту інсталяції. Інтерфейс пробної версії SystemModeler 3.0.0 зображений на рисунку 1.3.

SystemModeler має наступні солвери (solvers) або вирішувачі (розв'язувачі):

- DASSL (метод зі змінними шагом та порядком, що використовує формулу зворотного диференціювання);
- CVODES (як і попередній, але ще підтримує передній аналіз чутливості) [17];
- Explicit Euler (явний метод Ейлера);
- Heun's method (алгоритм Хойна);
- Runge-Kutta 4 (метод Рунге-Кутти 4-го порядку);

Три останніх метода мають постійний розмір (довжину) кроку та рекомендуються до використання при симуляції в реальному часі.

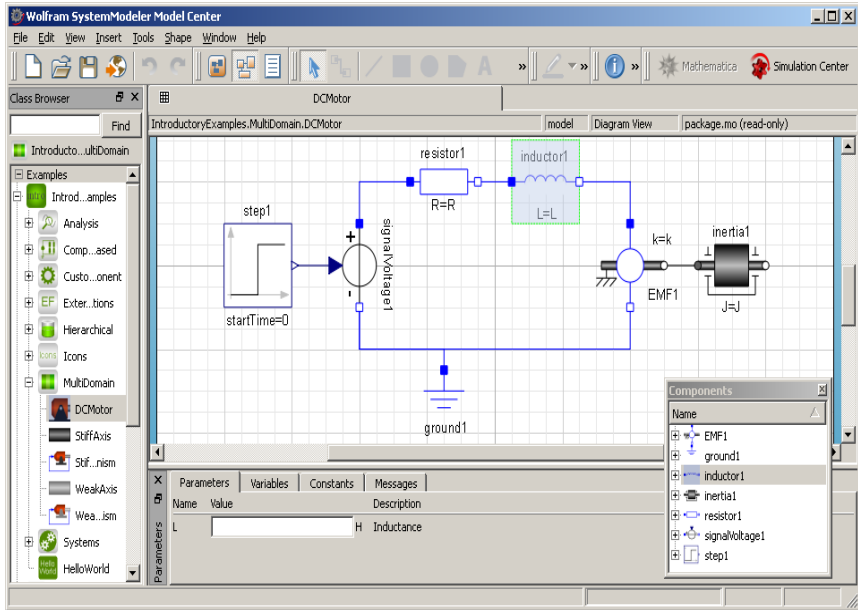


Рисунок 1.3 – Головне вікно Model Center з відкритим прикладом (DCMotor)

SystemModeler не має модулів оптимізації, оскільки є у деякому сенсі дочірньою програмою, тому для виконання параметричної оптимізації треба мати батьківську програму Wolfram Mathematica, яка купується за окремі кошти. Model Center та Simulation Center рознесені як окремі програми та мають різні виконавчі файли .exe, що збільшує час переходу від однієї до іншої та незручні інструменти і підхід (спосіб) до моделювання (modeling), тобто створення моделі. Також програма не має інтерактивної довідкової системи та передумовлених можливостей для відображення та аналізу частотних характеристик (АЧХ, ФЧХ, різні годографи), що є важливим аспектом при дослідженні САК.

1.5 MapleSim

Пакет MapleSim являє собою потужний інструмент імітаційного моделювання для самих різних областей застосування. Реалізовані в ньому технології фізичного моделювання деталей і систем допоможуть конструкторам швидше готувати свої творіння до виробництва.

Пакет дозволяє просто намалювати блок-схему роботи потрібної системи, і MapleSim автоматично згенерує всі рівняння, що описують роботу моделі. На думку авторів, MapleSim відкриває нову еру в конструюванні інженерних систем, скорочуючи тривалість циклу розробки з декількох місяців до декількох тижнів. У моделях пакета MapleSim можна комбінувати фізичні компоненти з традиційними логічними блоками ланцюгів управління. Блок-схема моделі може виглядати точно так само, як описувана нею реальна система. З готових компонентів конструктор може зібрати найскладнішу і багатофакторну модель. Чіткий контроль використовуваних одиниць виміру допомагає уникнути помилок при переході від однієї системи одиниць до іншої. Також в ході конструювання моделі можна одночасно готувати всю супровідну документацію до проектних робіт. Розвинуті алгоритми символьних обчислень дозволяють автоматично спрощувати складні моделі. Крім того, відмова від традиційного чисельного моделювання на користь символьних можливостей платформи Maple допомагає пакету MapleSim домогтися небувало високої точності моделювання і уникнути помилок, пов'язаних з ручним перерахунком формул.

Пакет MapleSim містить більше 500 готових модельних компонентів для 10 прикладних областей, таких, як електричні мережі та пристрої, механіка, системи управління та теплові мережі. Всі ці компоненти систематизовані і розбиті на зручні набори. На даний момент безкоштовна версія пакету MapleSim поширюється у вигляді пілотної демо-версії. Щоб випробувати можливості MapleSim на практиці, потрібно зареєструватися для участі в пілотній програмі на сайті розробника та дочекатися поки з вами зв'яжуться представники компанії для огляду програми у Live-режимі. Вигляд головного вікна програми відповідає рисунку 2.4.

Зі слів авторів програми MapleSim 6, вона володіє наступними ключовими особливостями:

- потужне символічне та числове математичне ядро (Math Engine);
- потужна платформа Modelica (для акаузального моделювання);
- мультидоменне моделювання із вбудованими компонентами;
- середовище фізичного моделювання з технікою Drag-and-Drop;
- підтримка технології багатьох тіл (Multibody Technology);
- генерація оптимізованого коду;
- широкі опції вирішувачів при симуляції;

- доступність рівнянь структурного (системного) рівня;
- керування одиницями вимірювання для кожного об'єкту;
- широкий спектр можливих видів та способів інтерактивного аналізу;
- функції візуалізації у 2D та 3D;
- інтеграція усієї інформації стосовно проєкту та зручне її представлення і зберігання у єдиному файлі.

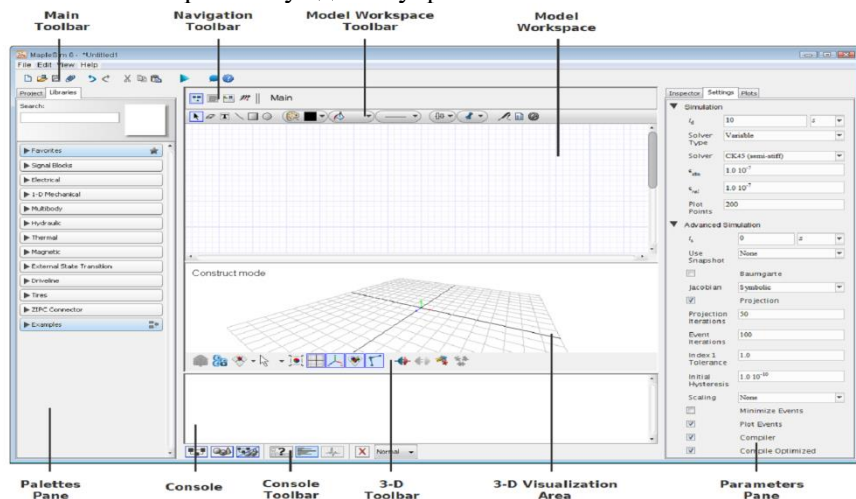


Рисунок 1.4 – Головне вікно програми MapleSim 6

Є кілька редакцій програми MapleSim 6, що різняться функціональністю та ціною: Student Edition (\$124), Commercial (\$6895), Academic (\$1555), Government (\$6550). При чому батьківська програма Maple продається окремо (\$2,845.00 – комерційна версія, \$124 – студентська версія). Єдиною безоплатною редакцією програми є редакція Live Demo, але вона є важкодоступною. Документація доступна з сайту компанії MapleSoft: www.maplesoft.com.

Для етапу симуляції програма пропонує жорсткі, нежорсткі, напівжорсткі адаптивні та неадаптивні чисельні вирішувачі (numerical solvers), до складу яких входять алгоритми інтегрування зі змінним та постійним кроком:

- Forward Euler (простий метод Ейлера з фіксованим кроком);
- Implicit Euler (неявний метод Ейлера з постійним кроком для жорстких систем);

- RK2, RK3, RK4 (методи Рунге-Кутти з фіксованим кроком відповідного порядку);
- RKF45 (метод Рунге-Кутти-Фелберга з подвійним порядком точності та змінним кроком для рішення нежорстких систем);
- CK45 (метод Кеша-Карпа для рішення напівжорстких систем);
- Rosenbrock (метод Розенброка для рішення жорстких систем DAE);

З одного боку MapleSim має і багато вбудованих бібліотек, і язык Modelica для описання моделей, а з іншого – повна неможливість роботи програми без батьківського пакету Maple (який купується за окремі кошти). Виходячи з довідкових матеріалів до програми, вона не має вбудованих модулів оптимізації (як і SystemModeler) і дозволяє робити оптимізацію лише у Maple; для досягнення кращих результатів (стосовно оптимізації) пропонується використовувати як доповнення Global Optimization Toolbox, який має додаткові методи оптимізації та спеціалізується на цьому, але його вартість не врахована ні в MapleSim, ні в сам Maple, отже потрібно докуповувати це доповнення окремо.

1.6 MATLAB / Simulink та Simscape

Система математичного моделювання MATLAB / Simulink (компанії MathWorks) є в даний час одним з найбільш популярних інструментів чисельних розрахунків і застосовується в різних областях знань. Головна особливість середовища MATLAB – ретельна опрацьованість і налагодженість всього багатого арсеналу засобів і методів.

Можливості MATLAB перекривають більшу частину потреб розробників систем управління в різних областях техніки. Широкий набір різних чисельних методів у поєднанні з потужними засобами графічної візуалізації робить MATLAB універсальним інструментом інженерних розрахунків і наукових досліджень. Серйозними перевагами середовища MATLAB є її відкритість і розширюваність. Більшість команд і функцій системи реалізовані у вигляді текстових m-файлів (файлів з розширенням .m) і файлів на мові Сі, причому всі файли доступні для модифікації. Це дозволяє користувачеві створювати не тільки окремі файли, але і цілі бібліотеки файлів, формуючи, таким чином, власне предметно-орієнтоване середовище моделювання.

Найважливішою складовою середовища MATLAB є пакет структурного моделювання динамічних систем Simulink. Розробку цього пакету можна розглядати як принципову модернізацію середовища MATLAB, в результаті якої вона придбала всі риси сучасної САЕ – компонентне моделювання, графічна форма завдання інформації про об'єкт і т.п. Simulink настільки органічно інтегрований з системою MATLAB, що, розглядаючи сучасні засоби дослідження технічних систем, логічно говорити про середовище візуального компонентного моделювання MATLAB / Simulink. На базі пакету Simulink розроблені додаткові бібліотеки блоків для різних областей застосування (наприклад, Power System Blockset – моделювання електротехнічних пристроїв, Digital Signal Processing Blockset – набір блоків для розробки цифрових пристроїв, Control System Toolbox – пакет для розробки систем управління і т.д.). Можна очікувати, що така політика буде продовжена і в наступних модифікаціях середовища MATLAB, з'являться нові предметно-орієнтовані бібліотеки.

При моделюванні в Simulink користувач може скористатися досить широкою палітрою методів рішення диференційних рівнянь, а також вибрати спосіб зміни модельного часу (з фіксованим або змінним кроком), що дозволяє проводити моделювання для широкого кола систем, що включають безперервні, дискретні і гібридні системи будь-якої розмірності. Окремий напрямок досліджень пов'язаний з можливим переходом в область лінеаризованих систем, де реалізовано весь арсенал методів лінійного аналізу. Засоби візуалізації дають можливість стежити за процесами, що відбуваються в системі. Для цього використовуються спеціальні пристрої спостереження, що входять до складу бібліотеки Simulink. Результати моделювання можуть бути представлені у вигляді графіків або таблиць. Базова бібліотека Simulink містить більше 200 блоків, що найчастіше зустрічаються при моделюванні різних систем. Додаткові бібліотеки дозволяють розширити можливості Simulink для застосування в аерокосмічній галузі, обробці сигналів, зв'язку та в інших додатках. Бібліотеки блоків MATLAB / Simulink можуть поповнюватися за рахунок підпрограм, написаних як на мові середовища MATLAB, так і на мовах C++, Fortran і Ada. Крім того, в ньому реалізована процедура інкапсуляції, яка є ще одним зручним для користувача засобом розширення бібліотек.

Недоліки MATLAB / Simulink є загальними для всіх інструментів структурного моделювання. Як у всіх подібних пакетах при створенні складних моделей доводиться будувати досить громіздкі багаторівневі блок-схеми, що не відображають природної структури моделюваної системи. Частково, цей спільний недолік пакетів структурного моделювання усувається використанням додатків, в яких реалізований принцип фізичного мультидоменного моделювання, таких як SimMechanics і SimPowerSystems, що забезпечують можливість побудови моделей механічних та електричних систем відповідно, а також тим, що розробники більшості сучасних пакетів фізичного мультидоменного моделювання передбачають можливість підключення бібліотек Simulink до інших програм.

Програму Simscape і MATLAB \ Simulink пов'язує одна компанія-виробник – MathWorks. Проте, є суттєва відмінність між Simulink та Simscape, остання володіє широким спектром функцій та можливостей фізичного мультидоменного моделювання. Simscape надає середовище для моделювання та симуляції фізичних систем у механічній, електричній, гідравлічній та інших фізичних областях. Вона забезпечує фундаментальними елементами (блоками) з цих областей, які можна зібрати в моделі фізичних компонентів, таких як електричні двигуни, операційні підсилювачі, гідравлічні клапани та інші механізми. Моделі будуть відповідати структурі розроблюваної системи, тому що компоненти Simscape використовують фізичне з'єднання.

Моделі Simscape можуть бути використані для розробки систем управління і тестування продуктивності системного (структурного) рівня. Бібліотеки елементів можуть бути розширені за рахунок використання основаної на MATLAB мови Simscape, яка дозволяє текстове редагування та створення фізичних компонентів, доменів і бібліотек. Є можливість параметризування моделі з використанням змінних та виразів MATLAB, а також проєктування моделі об'єкту управління фізичної системи, система управління якої може бути побудована в Simulink. Для розгортання моделі в інших середовищах моделювання Simscape підтримує генерацію Сі-коду.

Для основних продуктів компанії MathWorks (MATLAB, Simulink, Simscape) можливі три типи ліцензій (Commercial, Academic, Student), причому у відкритому доступі цін на продукти з цими ліцензіями немає, а для отримання прайсу потрібно авторизуватися на офіційному сайті та відправити відповідний запит. Для використання

Simscape обов'язково потрібна наявність і Simulink, і MATLAB. Враховуючи, що кожна програма постачається за окрему плату, такий набір буде коштувати чималу суму: MATLAB (USD \$2,150.00) + Simulink (USD \$3,250.00) + Simscape (USD \$2,000.00) = USD \$7,400.00. Причому це тільки мінімальна конфігурація, вже не кажучи про додаткові важливі пакети SimMechanics (USD \$2,000.00), SimHydraulics (USD \$2,000.00), SimElectronics (USD \$2,000.00), SimPowerSystems (USD \$3,000.00), Simulink Control Design (USD \$1,000.00), Simulink Design Optimization (USD \$1,000.00), Control System Toolbox (USD \$1,000.00), Optimization Toolbox (USD \$1,000.00), Global Optimization Toolbox (USD \$1,000.00). Також треба відмітити, що компанія MathWorks не надає безкоштовні пробні версії студентам і приватним особам (Individual License).

Навіть якщо продукти компанії MathWorks і перекривають усі запити споживачів (інженерів, науковців) в багатьох областях науки і техніки стосовно електронних розрахунків, моделювання, аналізу, оптимізації та інших видів процесінгу в віртуальній лабораторії, то ціна на ці продукти відповідна. Є безкоштовна пробна версія (free 30-day trial) програми Simulink (включаючи MATLAB).

В програмі MATLAB широкі можливості щодо рішення ODE; вирішувачі поділяються на методи зі змінним та постійним кроком. Параметрична оптимізація у MATLAB можлива за допомогою додаткового інструментарію Optimization Toolbox – прикладний пакет для розв'язання оптимізаційних задач і систем нелінійних рівнянь. Підтримує основні методи оптимізації функцій ряду змінних:

- безумовна оптимізація нелінійних функцій;
- метод найменших квадратів та нелінійна інтерполяція;
- рішення нелінійних рівнянь;
- лінійне програмування;
- квадратичне програмування;
- умовна мінімізація нелінійних функцій;
- метод Мінімакс;
- багатокритеріальна оптимізація.

Optimization Toolbox реалізує наступні методи гладкої безумовної оптимізації:

- а) метод найшвидшого спуску (Steepest Descent method);
- б) квазі-Ньютонавський BFGS-метод (Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno);

в) квазі-Ньютонівський DFP-метод (Davidson-Fletcher-Powell);
 г) методи, засновані на побудові довірчих двовимірних областей (trust region).

Перші три з них віднесені до «medium-scale»-методів і призначені для вирішення завдань оптимізації середньої розмірності (не більше 100 змінних), останній – до «large-scale»-методів. За замовчуванням, якщо задається аналітичний вираз для градієнта, запускається метод довірчого інтервалу. В іншому випадку використовується BFGS-метод, але є можливість переключитися і на інші. Метод найшвидшого спуску, як правило, дуже повільний і його не рекомендується використовувати для вирішення практичних завдань.

1.7 VisSim

VisSim – пакет компонентного візуального моделювання фірми Visual Solutions, призначений для розробки і моделювання динаміки безперервних, дискретних та гібридних систем. За своїми функціональними можливостями і способом завдання початкової інформації VisSim близький до пакету MATLAB / Simulink. Simulink більш поширений, тим не менш, VisSim має чимало шанувальників і займає помітну частку ринку інженерних пакетів. VisSim – один з найбільш яскравих представників систем, що реалізують концепцію структурного (каузального) моделювання.

Основним інструментом створення моделей є типові блоки «вхід-стан-вихід». Подібно MATLAB / Simulink кожен типовий блок VisSim реалізує математичну модель або забезпечує візуалізацію того чи іншого явища, процесу або пристрою. Базова бібліотека VisSim містить більше 120 лінійних і нелінійних блоків, згрупованих за функціональною ознакою, що дозволяють моделювати складні системи. Більшість бібліотечних блоків-підпрограм написані на мові C++, однак пакет надає можливість створювати користувальницькі бібліотеки практично будь-якою процедурною мовою програмування. Процедура інкапсуляції дає можливість створювати нові блоки (підсистеми), ґрунтуючись на вже існуючих блоках.

Як і Simulink, VisSim має широкий набір інструментів оцінки якості, стійкості, синтезу, корекції, оптимізації, лінеаризації, налагодження об'єктів в контурі моделі та програмування цифрових сигнальних процесорів. Вирішувач VisSim інтерпретуючого типу, функціонує в динамічному режимі з можливістю online-взаємодії з обладнан-

ням реального часу. У складі пакету вирішувача VisSim реалізовані як явні, так і неявні методи. Можливості моделювання гібридних систем у пакеті VisSim приблизно аналогічні Simulink. VisSim призначений насамперед для моделювання безперервних систем. Загальним принципом гібридного моделювання в VisSim є використання готових гібридних блоків або перемикання заздалегідь заготовлених альтернативних ділянок блок-схем.

Подібно Simulink, пакет VisSim включає в себе ряд додаткових модулів, що розширюють його можливості у конкретних предметних областях, а так само інструменти інтеграції з пакетами MATLAB, Mathcad і транслятор проєктів програми Simulink. В якості обмежень пакету VisSim можна відзначити відсутність альтернатив мові блок-схем. Крім того, VisSim не відповідає вимогам об'єктно-орієнтованого моделювання, не підтримує спадкування, динамічну зміну кількості об'єктів. Тим самим він не дає можливості моделювати систему зі змінною у часі кількістю об'єктів. Але для восьмої версії VisSim існує додатковий модуль State Charts, який дозволяє оперувати UML-сумісними (Unified Modeling Language) графічними діаграмами станів і редагувати та генерувати Сі-код для кінцевих автоматів, створених у цьому середовищі. Більшість додаткових модулів VisSim представлені на рисунку 1.5.

VisSim, окрім інших редакцій, випускається у вигляді академічної (приблизна ціна – 5000грн.) та професійної (28000грн.) редакцій, версія VisSim 3.0 є безкоштовною (вільно розповсюджується) для персонального (академічного) використання з деякими обмеженнями. З сайту розробника ціни на нові версії програми отримати не можливо, поки не зробити відповідне замовлення або запит. Останніх свіжих версій VisSim у вільному доступі немає, але автори програми пропонують зареєструватися на їхньому сайті, щоб мати можливість зробити запит на безкоштовну пробну версію VisSim 8.0.

VisSim дозволяє використовувати декілька методів чисельного інтегрування диференційних рівнянь (методи Рунге-Кутти, Булірша-Стоєра, Адамса-Мултона та ін.) та проводити оптимізацію (методами Пауела, Полака-Рібера та Флетчера-Рівза); на рисунку 1.6 представлені доступні алгоритми інтегрування, а рисунок 1.7 відображає можливі методи параметричної оптимізації.

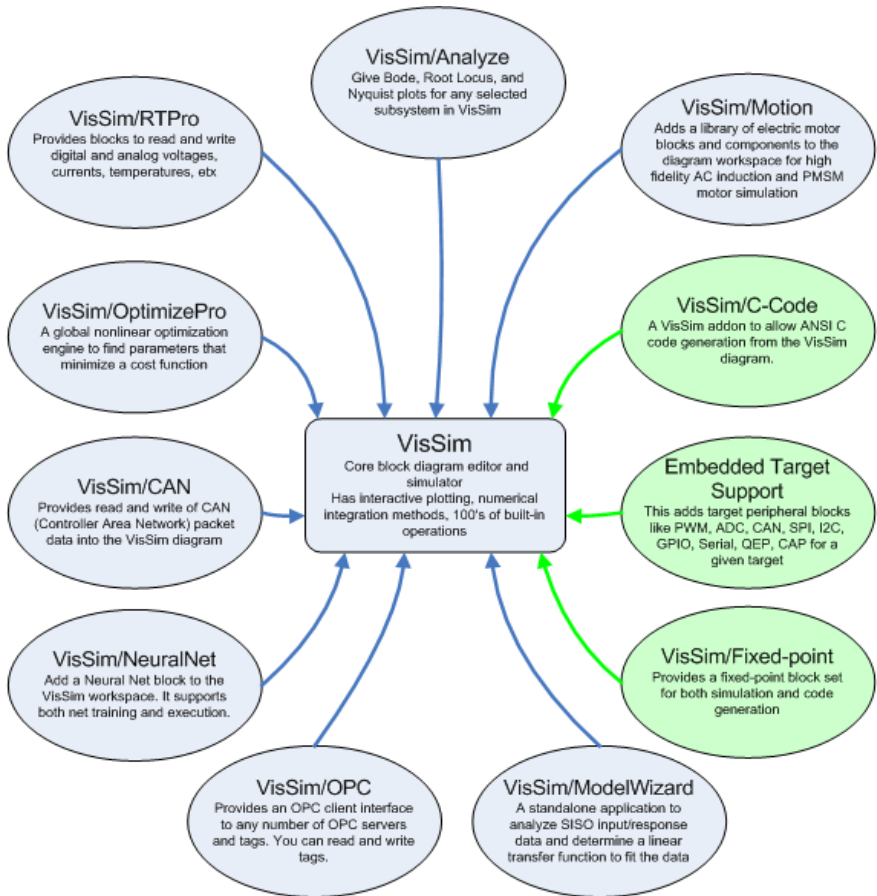


Рисунок 1.5 – VisSim та додаткові модулі

Перевагами програми є спрямованість на створення систем керування (відображення багатьох частотних характеристик, синтез коректуючих ланок), графічне представлення моделей, наявність потужного вирішувача та можливість оптимізації, велика кількість супроводжувачої російськомовної літератури через розповсюдженість та широкую вживаність програми, взаємодія з розповсюдженими відомими програмними пакетами (MATLAB, Simulink, Mathcad, Maple, Excel).

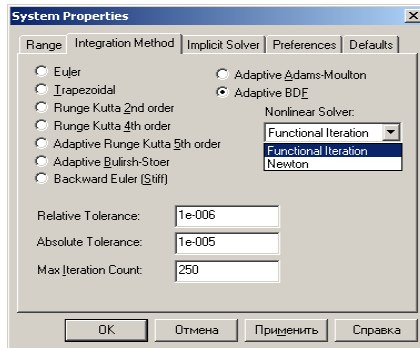


Рисунок 1.6 – Вікно вибору методів інтегрування в VisSim

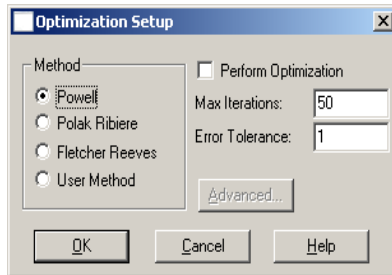


Рисунок 1.7 – Вікно вибору методів параметричної оптимізації в VisSim

Недоліки VisSim: неможливість автоматичного вирішення проблеми алгебраїчної петлі у багатьох випадках (пропорційна ланка, охоплена від'ємним зворотним зв'язком без інерційності у контурі); невдале виконання способу представлення результатів моделювання (графіків функцій часу та частоти) типу «вікно у вікні», незручні засоби аналізу отриманих результатів; проблема розташування ліній зв'язку між елементами та неможливість ручного редагування їх положення, що знижує візуальне сприйняття побудованої моделі та може призвести до помилкової подальшої передачі моделі після її подання у вигляді зображення (бо з'єднання більш ніж двох провідників не супроводжується появою вузла), що показано на рисунку 1.8.

Таким чином, візуальне представлення моделей та графічний інтерфейс користувача відіграють суттєву роль при виборі САЕ-програми, де порушуються не тільки питання ергономіки, але й адек-

ватності подальшого перетворення інформації.

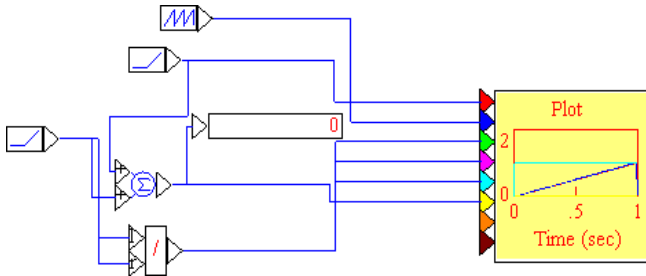


Рисунок 1.8 – Ілюстрація відсутності вузлів з'єднання в VisSim

1.8 Dymola (Modelica)

Dymola являє собою середовище візуального моделювання, що включає універсальну об'єктно-орієнтовану мову Modelica для моделювання складних фізичних систем у таких областях як мехатроніка, автоматика, аерокосмічні дослідження та ін. Мова Modelica, разом з ASCEND, Smile, VHDL-AMS та ін., належить до групи так званих акаузальних мов, тобто мов фізичного моделювання. Коштує Dymola приблизно \$3800.

Стандартна бібліотека Dymola включає елементарні компоненти, що відносяться до електротехніки, механіки, гідравліки і т.д. Спеціалізовані бібліотеки містять моделі пристроїв і явищ для конкретної області. Наприклад, MultiBody Library містить тривимірні механічні компоненти, призначені для моделювання роботів або транспортних засобів. Це моделі твердих тіл, шарнірів, джерел і засобів анімації.

Гнучкість і відкритість пакета Dymola дозволяє користувачам створювати свої власні бібліотеки моделей, описуючи їх на внутрішній мові опису блоків, або модифікувати вже існуючі моделі під свої конкретні потреби. Крім власної мови, Dymola (Modelica) підтримує інтеграцію з такими програмними середовищами, як Fortran, C, SIMULINK (M-files та SimStruct) і деякими іншими. Можливість взаємодії розроблених моделей з системою MATLAB / Simulink дозволяє об'єднати сильні сторони структурного та фізичного моделювання. Dymola має десять алгоритмів інтегрування зі змінним кроком для трьох можливих типів рівнянь, якими описується модель: ODE – зви-

чайні диференційні рівняння, DAE – диференціально-алгебраїчні рівняння, ODAE – перевизначені диференційно-алгебраїчні рівняння (Overdetermined DAE).

Архітектура програми представлена на рисунку 1.9.

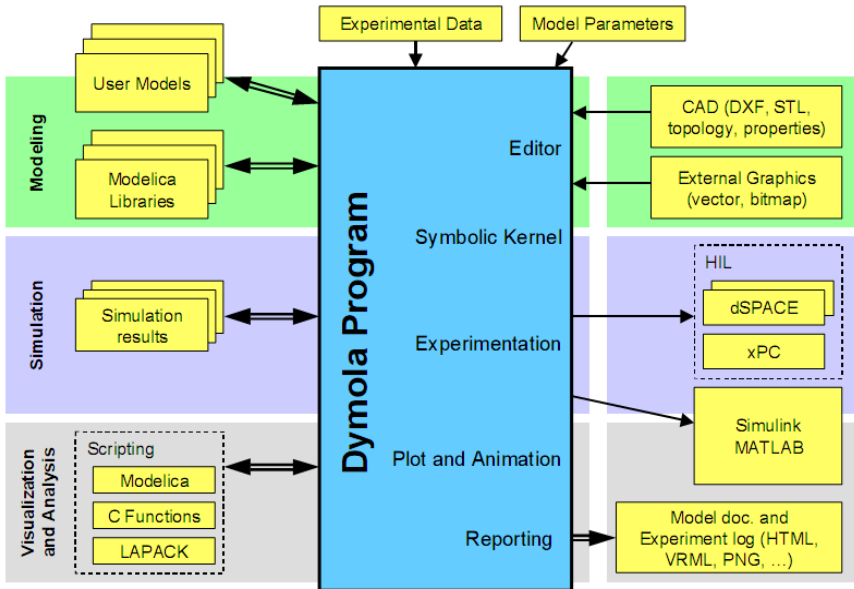


Рисунок 1.9 – Архітектура Dymola

1.9 20-sim

Пакет 20-sim призначений для моделювання динаміки технічних систем – механічних, електричних, гідравлічних, а також складних систем, що містять елементи всіх перелічених. Пакет підтримує візуальне компонентне моделювання – модель вводиться звичайним для пакетів такого типу методом – компоненти вибираються з бібліотеки, переносяться на робочий стіл і з'єднуються зв'язками. 20-sim дозволяє працювати як з орієнтованими блоками, так і з не орієнтованими, що дуже зручно при моделюванні систем управління фізичними об'єктами і установками. Бібліотеки базових компонентів: типових одновимірних направлених ланок (Signal) – джерел, вимірників, перетворювачів, блоків математичних операцій і т.д.; елементів графів зв'язків

(Bond Graph), як найпростіших універсальних енергетичних компонентів; механічних, електричних, гідравлічних, теплових елементів (Iconic Diagram). В якості прикладу на рисунку 2.10 представлена модель системи, де енергетична частина представлена графом зв'язків, а керуюча – блок-схемою, що включає спрямовані ланки.

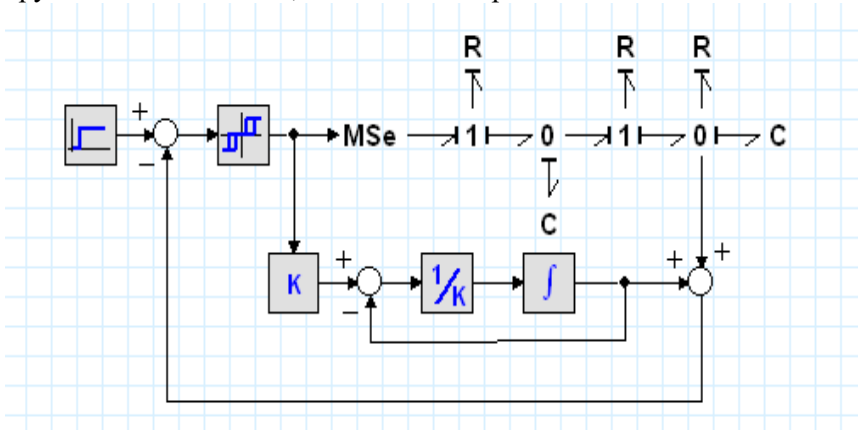


Рисунок 1.10 – Приклад моделі системи в 20-sim

Пакет 20-sim має ряд розширень, одним з яких є Mechatronics Toolbox, що включає в основному моделі різних електромеханічних пристроїв. Важливо відзначити, що більшість моделей, представлених в даному розширенні, відносяться до конкретних мехатронних пристроїв, що підтримуються і супроводжуються виробниками технічних засобів. Вони точні, докладні, закривають всі аспекти функціонування пристроїв і з цієї точки зору дуже корисні проєктувальникам, що займаються розробкою МС.

В якості внутрішньої мови опису моделей використовується мова, подібна мові Modelica або мові середовища Maple, але є більш зрозумілою і простою у вивченні. 20-sim має розвинуті засоби анімації, в тому числі 3D, потужний вирішувач, що дозволяє отримувати чисельне рішення як ODE, так і диференціально-алгебраїчних рівнянь (DAE), використовуючи однокрокові і багатокрокові методи різних порядків: Euler, Backward Euler, Adams-Bashford 2, Runge-Kutta 2 та 4 порядків, Runge-Kutta-Dormand-Prince 8, Runge-Kutta-Fehlberg, Vode Adams, Backward Differentiation Formula (BDF), Modified Backward Differentiation Formula (MBDF).

Також програма має 8 алгоритмів оптимізації (2 прямих, 6 градієнтних): Perpendicular Search, Line Climber, Steepest Descent, Continuous Descent, Newton-Raphson, Davidson-Fletcher-Powell, Broydon-Fletcher-Goldfarb-Shanno, Polack-Ribiere.

20-sim має широкі можливості щодо моделювання (modeling) та дослідження електронних систем, також має інтуїтивно зрозумілий і не перевантажений інтерфейс. Привабливою програму також роблять можливість фізичного мультидоменного моделювання та різноманітність форм представлення моделей систем: рівняння у рядковій математичній нотації, орієнтовані блок-схеми, акаузальні традиційні (Iconic) схеми (принципові) та ненаправлені зв'язані графи (графи зв'язків-BG).

Програма має три види версій або редакцій (з ліцензіями Academic та Corporate): Viewer, Standard, Professional. Причому версія Viewer безкоштовна, завантажується з сайту виробника без авторизації (легкодоступна) та не має обмежень (на відміну від Standard), тобто володіє повною функціональністю (як Professional). Мінімальні ціни 20-sim Standard та 20-sim Professional – \$700 та \$1400 відповідно (для академічної ліцензії), в той час як для корпоративної ліцензії вартість цих редакцій збільшена в 6 разів (\$4200 та \$8400 відповідно).

Програма має деякі переваги та особливості:

- 32-бітний розрахунковий машинний код, що дозволяє в кілька раз підвищити швидкість розрахунків при симуляції;
- принцип відкритості, забезпечуваний механізмами підключення зовнішніх програм (Matlab/Simulink) і можливістю вільно переглядати, редагувати існуючі й створювати нові бібліотеки моделей;
- принцип вкладеності або ієрархічності структур (глибина вкладеності не обмежена), що особливо актуально при моделюванні складних ДС;
- значний обсяг бібліотеки моделей, що в багатьох випадках дозволяє сформувати математичну модель динаміки складної технічної системи без необхідності створення нових спеціалізованих ММ;
- дуже проста в освоєнні Modelica-подібна мова опису моделей SIDOPS+, яка використовує математичну нотацію для запису рівнянь;
- присутній потужний інструментарій частотної області, що включає FFT-аналізатор, лінеаризатор моделей і редактор лінійних систем;
- універсальний редактор лінійних систем, який дозволяє реда-

гувати систему (модель) як простір станів, передатну функцію, нулі-полюса й перетворювати їх між собою, а також містить опції показу діаграм Бode, годoграфa Найквіста, графіка Нікольса, діаграм нулів-полюсів, реакції системи на функцію Хевісайда;

- можливість транслювати будь-яку модель у Сі-код для використання в Matlab/Simulink або автономний Сі-код для використання в С и С++ програмах;

- наявність вичерпної контекстної довідкової системи у формі типової довідки WINDOWS для кожної моделі стандартної бібліотеки й елемента інтерфейсу.

20-sim дозволяє використовувати кілька форм представлення ДС при побудові моделей (в тому числі моделювати у змішаній формі):

- форма на основі диференціальних рівнянь (текстова модель);
- блок-схеми (BD);
- традиційні (функціональні) схеми декількох доменів (ID);
- графи зв'язків (BG);
- автомати станів (SM) (за підтримки розвиненої мови програмування SIDOPS+);
- передавальні функції (transfer function, TF).

В 20-sim дозволяється моделювання як безперервних систем, так і дискретних, а також змішаних (або гібридних), які представляють комбінацію двох перших. За замовчуванням, моделі в 20-sim є безперервні; аналіз проводиться за допомогою безперервних (continuous-time) методів інтегрування. Однак, 20-sim автоматично визначає дискретні частини в моделі і проводить симуляцію з фіксованим темпом або кроком (fixed rate). Входи та виходи (з'єднання) дискретних елементів моделі позначаються у головному редакторі зеленим кольором, а самі дискретні елементи ідентифікуються появою спеціальних функцій у їх описі («sample», «hold», «next», «previous», «sampletime»). Для з'єднання безперервних та дискретних елементів застосовуються функції «sample» та «hold» (перша має дискретний вхід та безперервний вихід, а друга - навпаки).

Будь-яка головна модель в 20-sim може бути описана за допомогою композиції підмоделей (submodel) більш низького рівня, які у свою чергу знову можуть складатися з підмоделей. Найнижчий рівень ієрархії завжди представляє собою елементарні підмоделі на основі

рівнянь на мові SIDOPS+. 2D-sim не має обмежень на рівень вкладеності моделей і дозволяє інкапсулювати будь-яку частину системи та розгортати її назад за допомогою функцій графічного редактора («implode\explode»).

Нажаль, демо-версія програми не дозволяє зберігати відпрацьований файл для подальшої роботи.

1.10 Контрольні запитання.

1. Огляд CAE систем.
2. Огляд CAS систем.
3. Огляд CAD систем.
4. Структура CAE системи (приклад).
5. Критерії порівняння CAE систем.
6. В яких системах використовують акаузальний підхід?
7. Від чого залежить ефективність системи моделювання.
8. Чим відрізняються програми моделювання від програм проєктування.
9. В яких системах є доступні демо- та студентські версії?
10. Мови моделювання.
- .

2 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №2

ДОСЛІДЖЕННЯ МОЖЛИВОСТЕЙ ПРОГРАМИ NESS ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ НАНОЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ

Прочитайте статтю і дайте відповідь на контрольні питання наприкінці розділу.

Medina-Bailon C, Dutta T, Rezaei A, Nagy D, Adamu-Lema F, Georgiev VP, Asenov A. Simulation and Modeling of Novel Electronic Device Architectures with NESS (Nano-Electronic Simulation Software): A Modular Nano TCAD Simulation Framework. Micromachines (Basel). 2021 Jun 10;12(6):680. doi: 10.3390/mi12060680. PMID: 34200658; PMCID: PMC8230046.

Статтю можна знайти за електронною адресою:

<https://pmc.ncbi.nlm.nih.gov/articles/PMC8230046/>

де можна ознайомитися із усіма посиланнями по тексту.

Abstract

The modeling of nano-electronic devices is a cost-effective approach for optimizing the semiconductor device performance and for guiding the fabrication technology. In this paper, we present the capabilities of the new flexible multi-scale nano TCAD simulation software called Nano-Electronic Simulation Software (NESS). NESS is designed to study the charge transport in contemporary and novel ultra-scaled semiconductor devices. In order to simulate the charge transport in such ultra-scaled devices with complex architectures and design, we have developed numerous simulation modules based on various simulation approaches. Currently, NESS contains a drift-diffusion, Kubo–Greenwood, and non-equilibrium Green’s function (NEGF) modules. All modules are numerical solvers which are implemented in the C++ programming language, and all of them are linked and solved self-consistently with the Poisson equation. Here, we have deployed some of those modules to showcase the capabilities of NESS to simulate advanced nano-scale semiconductor devices. The devices simulated in this paper are chosen to represent the current state-of-the-art and future technologies where quantum mechanical

effects play an important role. Our examples include ultra-scaled nanowire transistors, tunnel transistors, resonant tunneling diodes, and negative capacitance transistors. Our results show that NESS is a robust, fast, and reliable simulation platform which can accurately predict and describe the underlying physics in novel ultra-scaled electronic devices.

Keywords: integrated simulation environment, drift-diffusion, quantum correction, Kubo-Greenwood, non-equilibrium Green's function, nanowire transistors (NWT), tunnel FETs (TFET), Negative Capacitance FETs (NCFET), resonant tunneling diodes (RTD)

2.1. Introduction and State-of-the-Art

Technology computer-aided design (TCAD) tools are an essential part of the research and design in the development of future nano-electronic devices. The use of TCAD tools reduces the research and development costs and time-to-market for the semiconductor industry by taking advantage of the physical insights offered for both already existing devices or novel devices architectures [1]. Many commercial and academic research groups are involved in the development of TCAD toolboxes and computational frameworks. In previous publications [2,3], we have presented in detail the inner workings of the user-friendly TCAD semiconductor device simulation platform called Nano-Electronic Simulation Software (NESS). In this paper, we focus on the illustration of the capabilities of NESS to simulate different device types and architectures. We will demonstrate capabilities of NESS by using the implemented solvers. In general, the NESS's modular structure allows the use of multiple solvers with different complexity within the same device simulation domain.

The metal-oxide-semiconductor field-effect transistors (MOSFET) proved to be crucial in the development of smaller transistors and faster electronic circuits and systems. Moore's law predicts that every two or three years the number of transistors on the chip would double thanks to the MOSFET scaling. However, as the scaling reached the nanoscale regime, the performance of planar MOSFETs starts to significantly deteriorate. To overcome these issues, different techniques were used to allow better control of the channel. In Figure 2.1, we illustrate the evolution of the MOSFET. For the planar devices, two of the initial solutions were the silicon-on-insulator (SOI) structure and the double gate device. However, in order to keep up with Moore's law, a novel architecture was adopted by

the industry, the so called FinFET. This was the first 3D device to have a non-planar channel. It is predicted that the nanowire transistor could be one of the main future contenders for enabling further scaling. It has the advantage of being fabricated in a stacked configuration and so it can achieve high drive currents in denser silicon chips thus extending Moore's Law [4]. However, it is crucial to understand the physics and the operation of these novel devices. In this paper, our objective is to show how NESS can help to understand the physics and the behavior of different novel devices, thus aiding and accelerating their research and development.

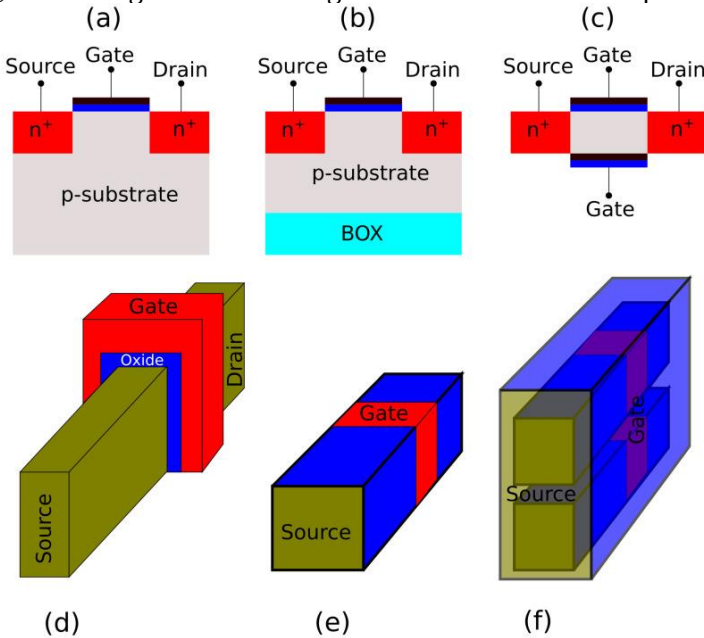


Figure 2.1 – Evolution of CMOS devices

Evolution of CMOS devices: **(a)** planar MOSFET, **(b)** Silicon-On-Insulator (SOI), **(c)** double gate, **(d)** FinFET, **(e)** single Nanowire Transistors (NWT), **(f)** stacked-NWT.

The devices investigated include: (1) Nanowire Transistors (NWT), which are considered as potential evolution of the current FinFET architecture; (2) Tunneling Field-Effect Transistors (TFET), which have the potential to be used for low power applications thanks to their extremely low sub-threshold swing (SS); (3) Negative Capacitance FETs

(NCFET), which improve the performance of transistors at the nano-scale by sub-thermionic switching; and (4) Resonant Tunneling Diodes (RTD), which show a great promise for high-speed applications. In this paper, we demonstrate how all of the above-mentioned devices can be easily simulated and studied using NESS. In the next couple of paragraphs, we provide a brief motivation for the choice of these particular devices.

Since 2011, the introduction and the mass production of non-planar CMOS devices (i.e., FinFET) has demonstrated that the industry is still capable of keeping up with Moore's Law [5]. Multi-gate device architectures have shown that scaled devices are capable of a better electrostatic control while maintaining a high enough ON-current for improving the circuit performance. However, the further FinFET scaling beyond the 5nm technology node will lead to device characteristics and performance degradation, including severe drain-induce barrier lowering (DIBL), high SS, and variability issues. Therefore, new super-scalable FET architectures are intensively researched. The most likely winner is the NWT, thanks to the all-around gate and the possibility for stacking NWTs [6,7].

One of the disadvantages of CMOS transistors, either planar or non-planar, is the bottom limit of the sub-threshold slope (SS) of approximately 60mV/dec. One of the proposed devices to overcome this limit is the TFET which has demonstrated extremely low SS values theoretical and experimentally [8,9,10,11]. The great advantage of TFETs is that the carrier injection is due to the band-to-band tunneling (BTBT) mechanism, which, in turn, allows the achievement of a very low leakage current [12]. This is ideal for very low-power device applications.

One of the disadvantages of TFETs is their low ON-current. However, NCFETs present an alternative solution to achieve a steep SS while maintaining high ON-current [13]. A simple modification of the already existing CMOS structures [14,15] proves useful as it requires minimal change in the fabrication process. One proposed method is to stack a ferroelectric layer on top of the gate dielectric of the MOSFET [14]. These changes will be beneficial for low-power applications that require high-speed switching [15].

In the past, a great amount of research was invested in RTD that continues into the present [16,17]. One of the great advantages of these devices is negative differential resistance (NDR) characteristics that work in the terahertz (THz) frequency range, which is of interest of applications

application such as RF-oscillators, physical unclonable function (PUF) devices and random number generators, including communications [16,17]. Thanks to the huge research effort, RTDs were demonstrated to achieve one of the highest oscillation frequencies at room temperature with respect to other contenders [16,17]. Moreover, it was demonstrated that RTDs have a unique features due to their randomness [18]. These devices can exhibit very different current output, thanks to the intrinsic atomistic nature of the materials and interfaces. It is believed that it can be utilized for realizing physical unclonable digital fingerprints [19,20].

This paper is organized as follows. In Section 2.2, we provide a brief overview of the NESS structure. In Section 2.3, we discuss the devices under investigation: Section 2.3.1 NWTs, Section 2.3.2 TFETs, Section 2.3.3 NCFETs, and in Section 2.3.4 RTDs. Finally, in Section 2.4, we finish with the concluding remarks.

2.2 Overview of NESS

NESS [2,3,21,22] is a user-friendly TCAD semiconductor device simulator, under development by the Device Modelling group at the University of Glasgow. It has been developed considering three main concepts: (1) NESS enables simulations with increasing complexity and physical content within a unified environment (i.e., it offers the possibility of investigating a particular transistor structure with different complexity of simulations techniques from classical to quantum transport); (2) NESS has been designed to be flexible, easy to use, and extendable thanks to its modular structure; and (3) this modular structure allows for future collaborations and co-developments by industry and academia all over the world.

Its modular structure is illustrated in Figure 2.2, where the five main components of NESS are presented: the structure generator (SG), the effective mass extractor, the material database, the solvers, and the output generator allowing to store the simulation results (i.e., current, electrostatic potential, charge concentration). Flowchart of NESS detailing its modular structure. Firstly, the SG [23,24] is a flexible module capable of generating and configuring various types of devices (such as NWTs, multi-gate 3D devices architectures, or bulk CMOS transistors) and the corresponding simulation domains. It accepts a text file as input, and the generated device structure can be saved in a binary or ASCII format (vtk files) for easy visualization with freeware software, such as ParaView.

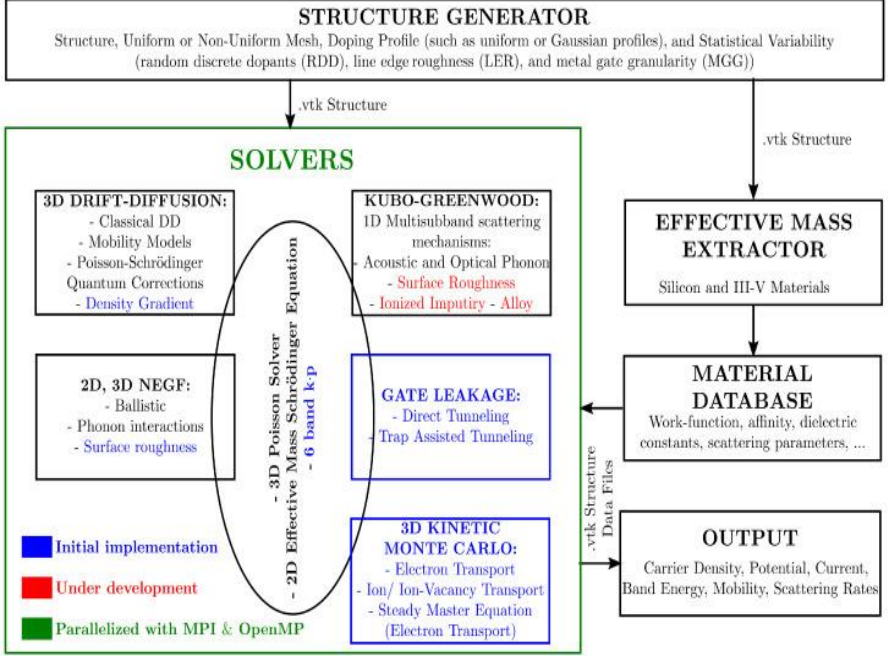


Figure 2.2

The solved simulation domain is saved in vtk format as well (in addition to output text files) and can be similarly visualized and further post-processed in a straight-forward manner. The datasets are defined by the rectilinear grid with a regular topology along the coordinates. It allows users to consider different semiconductor materials (such as Si, Ge, or III-Vs materials), doping configurations (such as uniform or Gaussian profiles), uniform or non-uniform mesh designs, and the main sources of statistical variability in nanoscale devices (random discrete dopants (RDD), line edge roughness (LER), metal gate granularity (MGG)), and trapped charges at the interface or in the dielectric (ITC). Some examples of all these different structures and configurations are described in Section 3.

Secondly, as the effective masses strongly depend on the characteristic dimension and the confinement orientation of the nanostructures, an automated module to extract the effective mass from first principle simulations has been implemented in NESS [25]. It can calculate the correct electron confinement and transport effective masses

from atomistic simulations (such as density functional theory (DFT)) or semi-empirical models (such as tight-binding (TB)) of the electronic band structure of NWTs with the technologically relevant cross-sectional area, shape, and transport orientations. The capabilities of this module have been already demonstrated in accurately computing the effective masses of Si [25] and SiGe [23] NWTs considering different dimensions and shapes.

Thirdly, the material database provides the relevant parameters for each material considered in the generated structure, such as the work-function, affinity, dielectric constants, mobility model parameters, or scattering parameters. Furthermore, the effective masses can be provided for each material from DFT and TB methods, or directly from our effective mass extractor. As illustrated in Figure 2.2, those parameters serve as input for the solvers.

Fourthly, different transport simulation solvers [2,3,21] have been implemented in NESS to simulate the mobility, the charge density, and the current in nano-CMOS devices. All modules have been implemented with a high degree of parallelism making use of MPI and OpenMP libraries. In general, each of them is solved self-consistently with the 3D Poisson and the 2D Schrödinger equations. Currently, there are three main numerical solvers, ranging from classical to quantum transport.

The drift-diffusion (DD) module is indispensable for simulating bulk CMOS transistors and relatively large devices where a more sophisticated approach is neither desired nor practical. The classical solution has been implemented using a finite volume discretization scheme to solve the current continuity equation [26]. Two different improvements have been implemented to enhance this module: (1) different mobility models including the doping dependence of the mobility (Masetti model [27]) and the transverse and longitudinal electric field dependence of the mobility (Yamaguchi model [28] and the Caughey-Thomas [29] model, respectively); and (2) Poisson-Schrödinger quantum corrections [30] to capture the quantum confinement effect at a fraction of the computational cost of a full quantum simulator.

The Kubo–Greenwood (KG) module provides accurate electron mobility at low-field near-equilibrium conditions [31,32,33]. It combines the quantum effects based on the 1D multi-subband scattering rates of the most relevant scattering mechanisms (acoustic and optical phonon, and surface roughness scattering mechanisms) in confined channels [34] and the semi-classical Boltzmann Transport Equation by applying the KG

formula within the relaxation time approximation [35]. Two strategies have been implemented to compute the total mobility: (1) it could be calculated as a function of the individual mobilities associated with each scattering mechanism using the Matthiessen rule; or (2) the scattering rates of all mechanisms could be directly added to avoid the Matthiessen rule and, thereby, the total mobility is computed using the KG Equation. The strategy of directly adding the scattering rates to compute the total mobility is of special interest when devices with large cross-sections are simulated due to the high error induced by the Matthiessen rule. On the contrary, for narrower devices, the error induced by the Matthiessen rule is less, with the results computed by multi-subband Monte Carlo and NEGF approaches being comparable.

The coupled mode-space NEGF solver [2,21] allows the quantum treatment of charge transport in order to capture quantum phenomena such as tunneling, coherence, and particle–particle (wave–wave) interactions in mesoscopic and nanoscale devices. It is possible to consider dissipative transport by switching on the acoustic or optical phonon scattering to enable electron-phonon (e–ph) interactions within the self-consistent Born approximation (SCBA) or neglect them to investigate the purely ballistic transport [36,37,38]. Moreover, the NEGF solver implemented in NESS allows to simulate 2D planar structures, such as DGSOI [39], and to calculate the BTBT by using the Flietner model to compute the current in heterostructures with a direct bandgap [40]. A combination of this NEGF module with a full-band quantum transport solver in presence of hole-phonon interactions using a mode-space k - p approach has been also implemented [41].

Finally, different enhanced modules and solvers [22] are currently under development in NESS including: density gradient; extension of the KG module [34] to consider ionized impurity and alloy scattering mechanisms; implementation of surface roughness scattering mechanism in the existing NEGF module [42]; Kinetic MC solver [43,44] for the simulation of memory devices; and a module to compute the gate leakage current.

2.3 Non-Conventional or Future Devices

2.3.1 Nanowire Transistors

As previously discussed in Section 1, different technological architectures have been proposed to overcome the limitations of the

FinFET CMOS technology. One of these promising solutions is the use of multiple gates surrounding the channel, which increases the electrostatic confinement and reduces the short-channel effects (SCE) [45], with the potential for replacement of the Triple-Gate FinFET technology at the ultimate scaling limits [46,47,48,49], especially for CMOS scaling beyond the 5 nm node [50]. The advantages of the NWTs include improved charge control in the channel (minimizing SCEs), superior transport properties, and the possibility of using material and strain engineering to improve the device performance.

Focusing on the channel material for future devices, SiGe, III-V, and two-dimensional materials (such as graphene, boron nitride) are attracting attention due to their small transport effective masses (m) [51,52,53,54,55,56]. It is important to mention that materials with smaller m increases both the ON-state and OFF-state currents (I_{ON} and I_{OFF} , respectively) due to the source-to-drain tunneling currents. Nevertheless, it is worth noting that a superior material that could replace Si has not yet been identified.

In this section, we have considered SiGe material as a channel to provide an advanced example for NWTs simulation with NESS, because this material is more compatible with the current CMOS technology [57]. In particular, we have simulated n-type SiGe channel NWTs adjusting the material properties of SiGe by changing the mole fraction to have the trade off between the advantages of Si and Ge individually. The chosen structure has $L = 10$ nm and a diameter of 5 nm following the prospect for the year 2024 given by the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) International Roadmap for Devices and Systems (IRDS) report [58]. Moreover, as the charge carriers are confined in these devices in a cross-section perpendicular to the transport direction (YZ plane on Figure 3), NWTs with different shapes have been considered in this example including square, circular, and elliptical (with constant diameter) NWTs in order to show the impact of the shape on the electrostatics [59] and transport. The schematic of the simulated NWTs with different shapes and their main structure parameters are shown in Figure 2.3.

Schematic illustration of nanowire transistors (NWT) for (a) square, (b) circular, and (c) elliptic shapes (with constant diameter) showing the main parameters: source length (L_S), channel length (L_C), drain length (L_D), semiconductor thickness (T_{SiGe}), and Equivalent Oxide Thickness (EOT). In NESS, the X direction represents the transport

direction and the plane YZ represents the 2D confinement plane. For the elliptic NWT, the ratio between the major (y direction) and minor (z direction) diameters is 1.667.

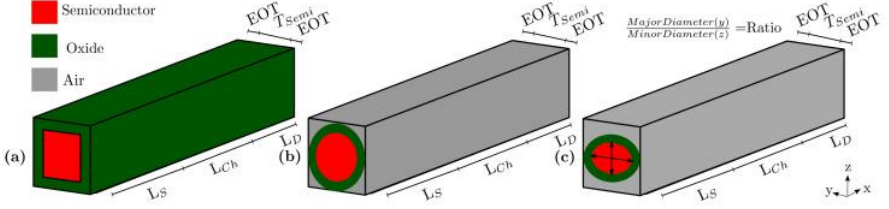


Figure 2.3

In order to capture the S/D tunneling transport, the simulations have been performed with the NEGF solver considering only ballistic transport. It is worth mentioning that the benefit in using SiGe for n-type MOSFETs is very small and introduce alloy disorder scattering not present in pure Si. Alloy disorder scattering is not implemented in the current version of NESS and it is not considered in this work. To adopt more realistic conduction bands in this nanoscaled structures, the effective masses have been extracted for each shape from atomistic simulations making use of the effective mass extractor of NESS [23].

The I_D vs. V_{GS} characteristics for these devices are shown in Figure 4. The differences in the drain current as a function of the Ge mole fraction in comparison to the pure Si NWT are less pronounced for the elliptic NWT shape (Figure 4c) than for the other NWT shapes (Figure 4a,b). Moreover, it is worth highlighting that the I_D vs. V_{GS} characteristics for the elliptic NWTs (Figure 4c) reveal a higher I_{ON}/I_{OFF} ratio, which is another factor that shows its superior performance in comparison to circular and square NWT shapes [33] (Figure 2.4 a, b, respectively).”

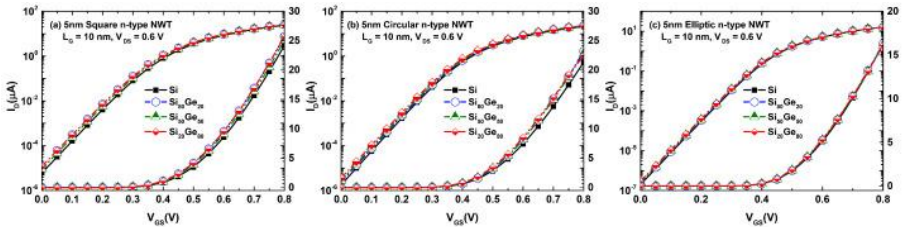


Figure 2.4

ID_{off} vs. VG_{off} characteristics for n-type (a) square, (b) circular, and (c) elliptic 5 nm NWTs assuming different Si_xGe_{1-x} mole fractions and ballistic NEGF transport simulations with $LG = 10$ nm, [100] transport direction, and $VD_{off} = 0.6$ V. The effective masses have been computed making use of the effective mass extractor of NESS [25].

Quantum confinement effects modify the electron distribution, determining the charge available for transport [60,61] and, consequently, the electrostatic potential profile [62]. Accordingly, the NWT cross-sectional shape has an important impact on the transistor performance. The impact of the NWT cross-sectional shape on the quantum confinement and, hence, on the electron distribution is shown in Figure 2.5 where the 3D electron density profile is depicted for a NWT slice located in the center of the transport direction for the device structures of Figure 4 with SiGe fraction and $V = 0.4$ V considering (a) square, (b) circular, and (c) elliptic shapes.

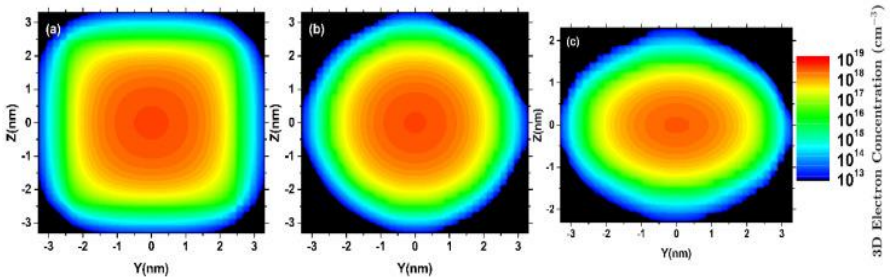


Figure 2.5

3D profile of electron density in a slice located at the center of the transport direction (X) for n-type (a) square, (b) circular, and (c) elliptic 5 nm $\times$ 5 nm NWTs assuming SiGe fraction and ballistic NEGF transport simulations with $L = 10$ nm, [100] transport orientation, $V = 0.6$ V, and $V = 0.4$ V. The effective masses have been computed making use of the effective mass extractor of NESS [25].

The reduction in the confinement dimensions has also a direct impact on the transistor performance. To illustrate this fact, Figure 6 shows (a) the I vs. V characteristics and (b)–(e) the 3D hole distribution of a p-type square Si NWT with cross-section dimension ranging from 3 nm $\times$ 3 nm to 5 nm $\times$ 5 nm and considering [100] crystallographic orientation with both coherent and dissipative NEGF simulations [2]. The results have been

obtained with the mode-space full-band quantum transport solver included in NESS by combining a six-band $k \cdot p$ Hamiltonian and the existing NEGF module. As the geometrical dimensions of an NWT are reduced, the carrier charge tends to be more concentrated in the center of the device, as can be seen when comparing the 3D hole density from (b) $3 \text{ nm} \times 3 \text{ nm}$ to (c) $5 \text{ nm} \times 5 \text{ nm}$ cross-sectional dimensions in Figure 2.6.

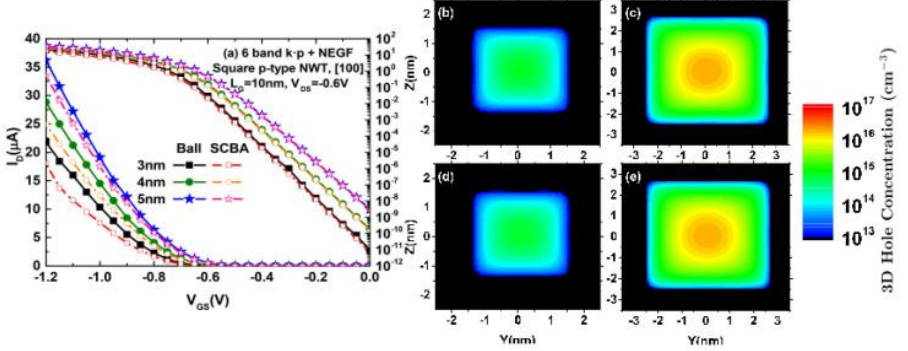


Figure 2.6

Figure 2.6: **(a)** I vs. V characteristics for p-type square Si NWTs with $3 \text{ nm} \times 3 \text{ nm}$, $4 \text{ nm} \times 4 \text{ nm}$, and $5 \text{ nm} \times 5 \text{ nm}$ cross-sections considering the crystallographic orientation $[100]$ with coherent and dissipative transport.

(b–e) 3D profile of hole density in a slice located at the center of the transport direction (X) for p-type square NWTs with **(b)/(d)** $3 \text{ nm} \times 3 \text{ nm}$ and **(c)/(e)** $5 \text{ nm} \times 5 \text{ nm}$ cross-sections assuming **(b)/(c)** coherent and **(d)/(e)** dissipative transport simulations with $L = 10 \text{ nm}$, $[100]$ transport orientation, $V = -0.6 \text{ V}$, and $V = -0.4 \text{ V}$.

The results have been simulated making use of the mode-space full-band quantum transport solver included in NESS by combining a six-band $k \cdot p$ Hamiltonian and the existing NEGF module.

Apart from the aforementioned impact, the quantum confinement effects, responsible for the modification of the hole distribution in the subbands, directly modify the matrix elements for the coupling with the phonons [41]. This effect can be shown in Figure 6d,e where the dissipative transport have been considered instead of the coherent one (Figure 6b,c). In particular, the phonon scattering mechanism spreads the hole concentration further away from the center of the device due to the phonon interactions.

2.3.2 Tunnel FETs (TFET)

Over the last decade, the interest in BTBT devices has dramatically increased due to their sharp switching characteristics. The carrier transport in these types of devices is governed by quantum mechanical tunneling through a barrier between energy bands (BTBT), contrary to MOSFETs, where thermionic emission dominates the transport. Figure 2.7, a shows a schematic example of the BTBT mechanism in a pn junction: the high electric fields (>10 V/cm) across a reverse-biased pn junction causes significant current to flow through the energy barrier due to tunneling of electrons (holes) from the valence (conduction) band of the p (n) region to empty states in the conduction (valence) band of the n(p) region, respectively.

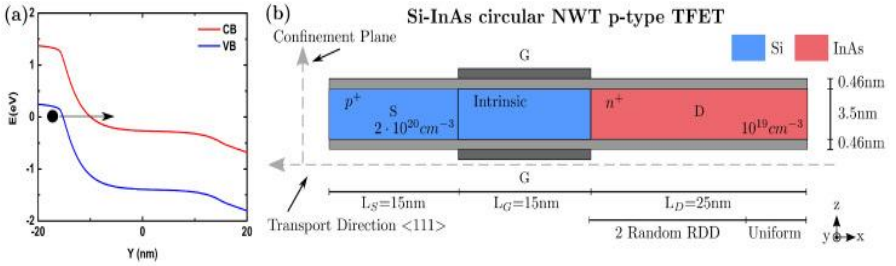


Figure 2.7

(a) Schematic example of the BTBT mechanism in a p-n junction.

(b) Schematic illustration of the Si-InAs circular p-type TFET along the transport direction considered in this work showing the main parameters: source length ($L = 15$ nm), channel length ($L = 15$ nm), drain length ($L = 45$ nm), semiconductor diameter (3.5 nm), Equivalent Oxide Thickness (0.46 nm), and doping. As the tunneling is mainly happening at the intrinsic Si-InAs interface, random dopants distribution (RDD) is only considered in the InAs region. A uniform doped region of 20 nm is considered near the drain contact to ensure convergence.

The most popular BTBT devices are the TFETs which, in theory, could achieve sub-thermal SS, i.e., $SS < 60$ mV/decade. The best MOSFET implementations cannot bring SS below 60 mV/decade, which leads to difficulties [63,64] with the limitation in the V reduction. The main drawback of the TFETs is the lower I in comparison to conventional

MOSFETs. However, these devices present a higher I/I ratio, which makes them potential candidates for low-power electronic applications [10,11,65].

At the nanometer scale, and in presence of tunneling, quantum transport simulations are required to accurately model the TFET operation and predict its performance. Few analytical models exist in the literature to compute the BTBT accounting for quantum effects, which are commonly implemented in semi-classical tools based on the Wentzel, Kramers, and Brillouin (WKB) approximation [66,67,68]. In NESS, it is possible to compute the direct BTBT in nanodevices making use of the coupled mode-space NEGF scheme within the effective mass approximation (EMA) and the Flietner model of the imaginary dispersion [40].

Hetero-TFETs made of III-V semiconductors on Si were proposed to increase the I due to the reduction in the BTBT barrier [10,11,69,70]. Accordingly, a Si-InAs circular NWT p-type TFET has been simulated in this work. In this particular structure, the BTBT occurs between the Si-InAs interface and it is mainly direct without phonon-assisted tunneling [66]. Figure 7b shows the schematic of the simulated TFET with the following parameters: $L = 15$ nm, NWT diameter 3.5 nm, [111] transport orientation, and $V = -1.0$ V. The Si-InAs interface has been considered ideal and abrupt. It has been simulated making use of the NEGF module and the Flietner model only considering ballistic transport. Although the inclusion of phonon scattering could lead to more accurate prediction in most cases, its general impact can be negligible in this particular TFET configuration as it only slightly increases I [71].

Since the BTBT strongly depends on the energy bands, the potential variations locally modifying the tunneling probability due to the RDDs limit the hetero-TFET performance. It has already been demonstrated that RDDs have more impact on TFETs than the rest of the sources of variability [40], especially for I.

Accordingly, a second study has been performed here considering several configurations of RDDs in the above-mentioned TFETs. As the tunneling is mainly happening at the Si-InAs interface, the RDDs are only considered in the drain region (InAs part of the device). As depicted in Figure 7b, the RDD region is 20 nm long, and a uniformly doped region of 25 nm length is considered near the drain contact to ensure numerical stability (making the total drain region 45 nm). The number of dopants in each of the TFETs is randomly chosen from a Poisson distribution, with the mean determined by the doping concentration multiplied by the volume of

the RDD region. The dopants are then randomly placed using a probability rejection technique.

Figure 2.8 shows the I vs. V characteristics of the simulated Si-InAs TFETs without RDD (uniform doping profile) and with five random configurations of RDDs. These five random samples have 3, 2, 5, 3, and 2 dopants, respectively. We can easily observe the main advantage of the TFETs by the 10 I/I ratio of the device without RDD. Moreover, it is worth mentioning that the variability in the I has approximately three orders of magnitude difference, whereas the I has around two orders of magnitude difference. The figure also shows the increase in the current when the number of random discrete dopants is higher.

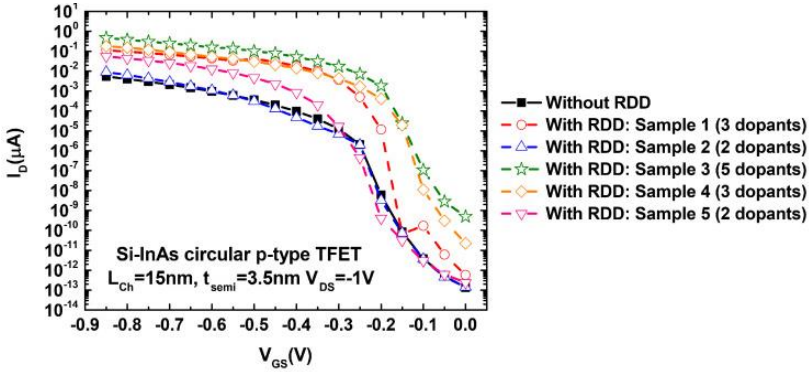


Figure 2.8

I vs. V characteristics for the Si-InAs circular p-type TFET (schematic shown in Figure 7b) considering a simulation with a uniform doping profile (i.e., without random discrete dopants (RDD)) and five simulations with random distributed dopants. These 5 configurations consider random location of the doping along the 25 nm drain region (Figure 7b) and random number of dopants: Sample 1–5 has 3/2/5/3/2 dopants, respectively.

The impact of this variability source can be easily seen in the energy band bending due to the RDD when comparing the current-spectra and conduction and valence bands for the device without dopants (Figure 2.9,a) and with the five different dopant configurations (Figure 2.9, b–f). The current-spectra shown in Figure 2.9 represents the ON state ($V = -0.65$ V) showing that the ON-state in a TFET is still controlled by the BTBT barrier

length. In the presence of RDD, the barrier width and height becomes localized and depends on the number of dopants and their position.

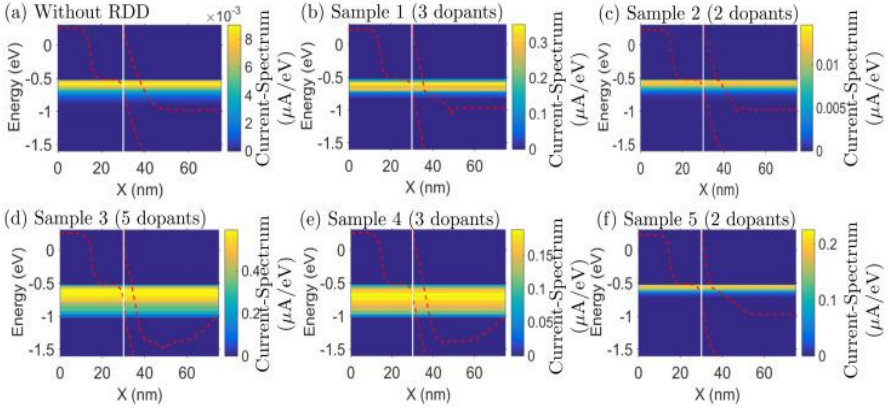


Figure 2.9

Simulated ON-state ($V = -0.65$ V) current-spectra of the Si-InAs circular p-type TFET (schematic shown in Figure 2.7, b) considering (a) a simulation with a uniform doping profile (i.e., without random discrete dopants (RDD)) and (b–f) five simulations with random distributed dopants. These 5 configurations consider random location of the doping along the 25 nm drain region (Figure 2.7, b) and random number of dopants: (b–f) Sample 1–5 has 3/2/5/3/2 dopants, respectively. The red dashed-lines denote the highest valence and the lowest conduction subbands. The vertical white solid-line indicates the Si-InAs interface.

2.3.3 Negative Capacitance FETs (NCFET)

Negative capacitance (NC) based field-effect transistors are constructed by introducing a source of negative capacitance in the gate stack of a conventional transistor. They have attracted a lot of attention during the last decade as they can overcome the room temperature Boltzmann limit of 60 mV/decade SS in MOSFETs [13]. NCFETs are being viewed as a means to enable significant supply voltage scaling, thus lowering the off-state leakage while enhancing the drive current at the same time due to an effective voltage amplification [72]. NCFETs have been realized in various architectures, including FinFET [73] and nanowire FET [74]. In addition to the prospects of improved nominal device performance

[75], NCFETs have been shown to be more immune to statistical variability compared to their conventional counterparts [76,77,78,79]. NCFETs also have shown promising circuit applications [80,81].

Although several approaches for modeling of NCFETs have emerged [82], there is no definitive clarity yet on the physical phenomenon behind the negative capacitance in NCFETs. A popular way to model NCFETs is using the phenomenological Landau–Devonshire (L-D) theory [83] (the time-dependent version of which is the Landau–Khalatnikov theory [84]) for the ferroelectrics. It relates the polarization (P) and electric field (E) across it in terms of the Landau coefficients that characterize the ferroelectric material and thickness of the ferroelectric (t). According to the L-D theory, the curve can traverse an S shaped trajectory having a negative slope signifying the negative capacitance. Efforts of experimental observation of negative capacitance have succeeded recently with recording of S-shaped curve [85,86].

In NESS, we have developed an NCFET module consisting of the steady-state negative capacitance model based on the analytical L-D theory for NCFETs with the Metal-Ferroelectric-Metal-Insulator-Semiconductor (MFMIS) architecture [87]. A simplifying but valid assumption that we have used is that the ferroelectric polarization is equal to the gate charge density, i.e., $P = Q_g$. In this structure, due to the presence of the internal metal layer, the NCFET can be viewed as a combination of a ferroelectric capacitor connected in series to the metal gate of a conventional transistor (the ‘internal’ or reference MOSFET).

As a result, in our analytical or ‘lumped’ approach, the NCFET can be modeled by modeling the internal MOSFET and the ferroelectric capacitor separately and then using Kirchhoff’s voltage law to relate the potential at the internal metal gate to the externally applied bias. This enables us, in the spirit of the modular nature of NESS, to use any of the existing transport solvers in conjunction with the NCFET module. We first obtain characteristics of the internal MOSFET. The NCFET module then calculates the voltage drop across the ferroelectric, using the L-D model, and generates characteristics of the NCFET. Note that here the ferroelectric has been assumed to be monodomain, and the gate leakage [88] has been ignored. This Landau model based approach has been shown to be able to match experimental results including circuit performance in negative capacitance based FinFETs [89,90].

As a demonstration of the NCFET module, we have simulated a negative capacitance nanowire FET. Figure 2.10, a shows the cross-sectional schematic of the device. The device dimensions and ferroelectric properties are mentioned in the figure caption. The drift-diffusion module has been used to simulate the carrier transport in the internal NWFET. The key to achieving superior performance in the NCFET is the voltage gain at the internal node, which depends on the capacitance matching between the internal MOSFET capacitance and the ferroelectric capacitance.

Figure 2.10, b shows the two sets of capacitances. The capacitance matching is better when the difference between the internal capacitance and the magnitude of the ferroelectric capacitance is smaller, which occurs when the thickness of the ferroelectric layer is increased, as can be seen in Figure 10b. Note that at very large, e.g., 8 nm in Figure 2.10, b, the negative capacitance of the ferroelectric can become smaller than the internal capacitance ($<$) which is a region of instability and manifests as hysteretic jumps in the characteristics.

The transfer characteristics obtained with varying ferroelectric thicknesses, including the reference NWFET characteristics are shown in Figure 2.11, a. These NW NCFETs show better subthreshold swing, lower off-state leakage, and higher drive currents—typical for short channel multigate NCFETs [75], the characteristics improving with increasing . Additionally, in the case of NCFET, under suitable conditions, the source and channel barrier rises when increasing the drain voltage, and, hence, it can have negative DIBL as illustrated in Figure 2.11, b.

Note that negative DIBL has been earlier demonstrated theoretically e.g., [75,91], as well as experimentally e.g., [92,93].

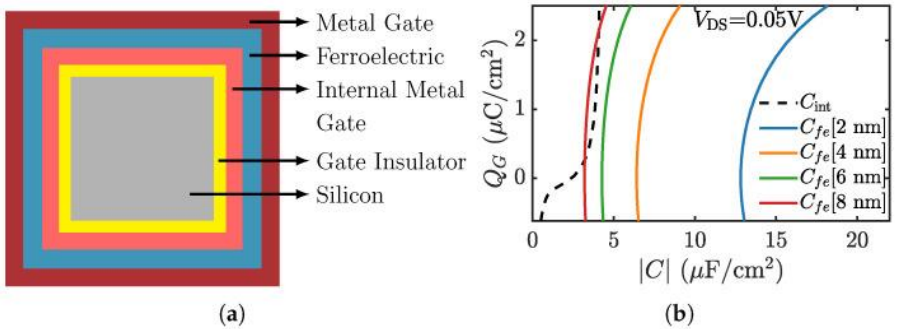


Figure 2.10

(a) Cross-sectional schematic of the MFMIS nanowire NCFET. Device dimensions: Gate length = 10 nm, Channel width = 3 nm, oxide thickness = 1 nm, Source/Drain length = 10 nm. The ferroelectric thickness has been varied up to 8 nm. The parameters used for the ferroelectric are: Coercive field, = 1.2 MV/cm and remanent polarization, = 8 C/cm which fall in the range of metal doped HfO-the material of choice for CMOS compatible NCFET technology [94].

(b) The capacitance of the internal MOSFET, and magnitude of the ferroelectric capacitance for different ferroelectric thicknesses, plotted with respect to gate charge density.

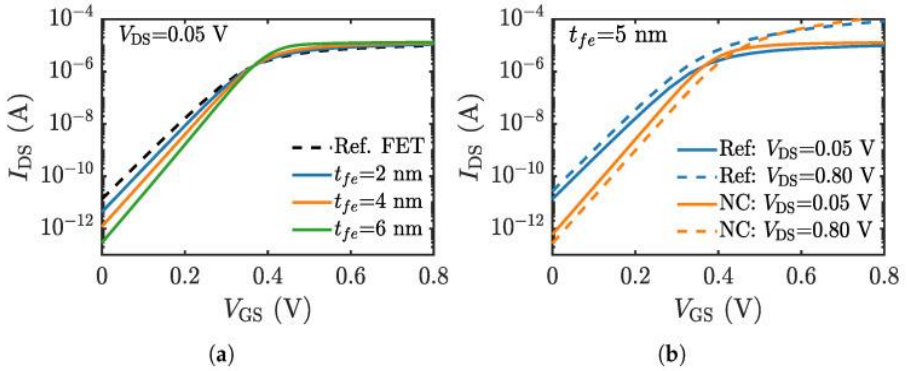


Figure 2.11

(a) characteristics of the reference MOSFET and NW NCFET for = 2, 4, 6 nm at = 0.05 V.

(b) The conventional MOSFET shows positive DIBL while NCFETs can display negative DIBL, i.e., increase in the threshold voltage at high drain bias.

A 1D L-K model for the ferroelectric version that can be used for simulating the Metal-Ferroelectric-Insulator-Semiconductor (MFIS) NCFET architecture is under development and we plan to implement the 3D Landau-Ginzburg formalism, and also explore alternative approaches in the near future.

2.3.4 Resonant Tunneling Diodes (RTD)

The RTDs are typical one-dimensional quantum structures that have attracted increasing attention due to their advantages associated with the

nanometer-scale semiconductor physics. A basic double-barrier RTD configuration consists of a thin quantum well (QW) made from a small-bandgap semiconductor (GaAs or GaN) sandwiched between two large-bandgap (rectangular) semiconducting tunneling barriers (AlGaAs or AlGaN) [95,96], which are accompanied by two highly doped small-bandgap semiconducting contacts acting as the source and the drain. The RTDs operation is governed by the quantum mechanical tunneling of the incident charge carriers through the potential barrier into the quantized sub-band states within the QW, which leads to resonances in the transmission spectrum. Moreover, by increasing the bias voltage beyond the resonance peak, the tunneling current drops to the valley point, and the RTDs, therefore, will exhibit a non-monotonic behavior in the current-voltage (I–V) characteristics referred to as negative differential resistance (NDR) [97,98].

In electronic circuits, the NDR offers new possibilities in both digital and analog designs by reducing power consumption. Owing to the ultra-high frequency capabilities and relatively simple structure, the RTDs are one of the most promising devices to date for wireless and optical THz generation and detection, hence addressing the feasibility of a wide range of concepts and devices involving THz communications [16,99,100,101,102,103,104,105,106,107] and 5G/6G technology.

Recently, the RTDs have been proposed as random number generators [108] and the main building blocks for the quantum-confinement (QC) based physically unclonable functions (QC-PUF) [18]. The resonance voltage in the I–V characteristics depends on the QC within the nanostructure. On the other hand, the QC itself depends on the atomic-scale structure of the device and the corresponding random variability sources which consequently makes the locations of the resonance peaks unique, reliable, random, and extremely difficult to clone [109].

In this section, we present a purely ballistic simulation of the typical electronic and transport quantities of a double barrier III-V RTD device implemented in a nanowire structure shown in Figure 2.12. All simulations are performed self-consistently utilizing the recursive Green's function algorithm [110,111] implemented in the NEGF module of NESS.

Schematic illustration of the investigated GaAs-Al_xGa_{1-x}As nanowire RTD device with a square cross-section (10 nm × 10 nm) and a total length of 55 nm.

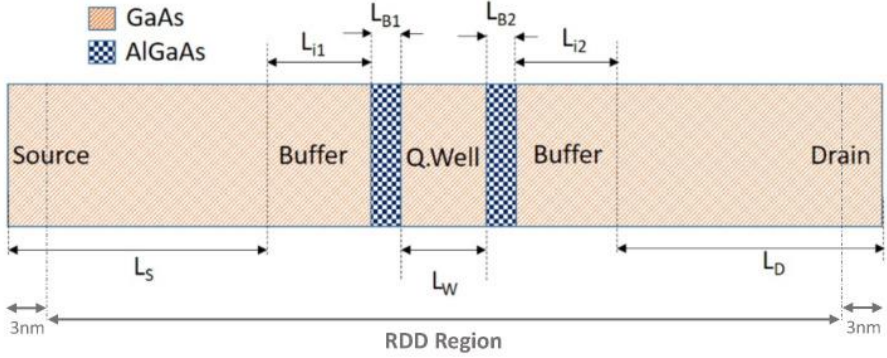


Figure 2.12

At the central region of the device, we consider two 3 nm thick regions (L_{B1}, L_{B2}) made of $\text{Al}_{0.3}\text{Ga}_{0.7}\text{As}$ as the tunneling barriers, enclosing a 5 nm thick GaAs section (L_W) which serves as the QW. These are separated from the source and drain ($L_S, L_D = 19$ nm) by buffer regions (L_{I1}, L_{I2}) having a thickness of 3 nm each. The source and drain regions are n-type doped with a high doping concentration of $2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, whereas the rest of the device is taken as intrinsic.

As depicted in Figure 2.13, a, the current through the nanowire RTD rises steadily to reach the first resonance peak at a bias of 0.29 V, followed by a sharp drop in current down to the first valley at the post-resonance bias of 0.31 V. By applying bias, three distinct regions—first positive-, negative-, and second positive-resistance regions—are being formed within the I–V characteristic. Firstly, for low biases, as bias increases the first confined state (resonant state) between potential barriers gets closer to the source Fermi level, and, therefore, the current it carries increases. Secondly, by further increasing the bias, the first confined state becomes lower in energy and gradually goes into the energy range of the bandgap, and, therefore, the current it carries drops abruptly.

The second confined state is still too high in energy to conduct any significant current. Lastly, upon further increasing the bias, as the second confined state becomes closer to the source Fermi level, it carries more current, therefore, current increases similarly to the first positive resistance region. In order to explain this exotic I–V profile referred to as the NDR region, we have shown the transmission spectra $T(E)$ in a 2D cut along the transport direction in Figure 2.13, b. For the resonance bias $V = 0.29$ V,

there is a peak at -0.059 eV in the $T(E)$ that vanishes for the post resonance bias of 0.31 V and causes the above-mentioned NDR region.

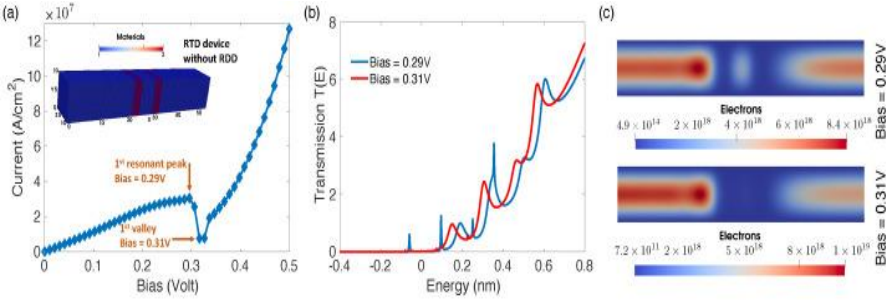


Figure 2.13

(a) The I–V characteristic of the RTD device, where the inset shows its 3D simulation domain in NESS.

(b) The comparison of the transmission spectra for the first resonant peak ($V = 0.29$ V) and the first valley ($V = 0.31$ V). (c) The charge distribution in the XY cut-plane of the device for the first resonant-peak and the first valley.

Moreover, as depicted in Figure 13c, the charge distribution in the device also shows a significant discharging of the QW in the post-resonance condition, which is consistent with the profiles.

The alignment of the discrete states between the source side, the well, and the drain side at the bias of 0.29 V is quite clear from the local density of states (LDOS) shown in Figure 2.14, a, thus concurring with the I–V characteristics and the sharp transmission peaks depicted in Figure 2.13, a,b. The , which is shown superimposed on the LDOS with the red solid line, indicates that these peaks are specifically located at the energies at which there is an alignment of the states at -0.059 , 0.096 , and 0.355 eV for the bias condition $V = 0.29$ V. This alignment is very sensitive to the applied drain bias and vanishes when it is increased to the post-resonance voltage (0.31 V), see Figure 2.14, c. The corresponding current spectra at Figure 2.14, b–d, also reveals the resonant tunneling phenomena by the two very prominent lines at two such aligned energy states, and more discrete tunneling current contribution. The tunneling across the potential barriers is also very prominent in these simulation results. When the device is driven beyond the resonance condition, it is clearly visible that the

current spectra becomes smaller in magnitude and rather smeared in nature. Although tunneling across the barrier still exists, there is an absence of the sharp lines in the transmission spectra and the current spectra.

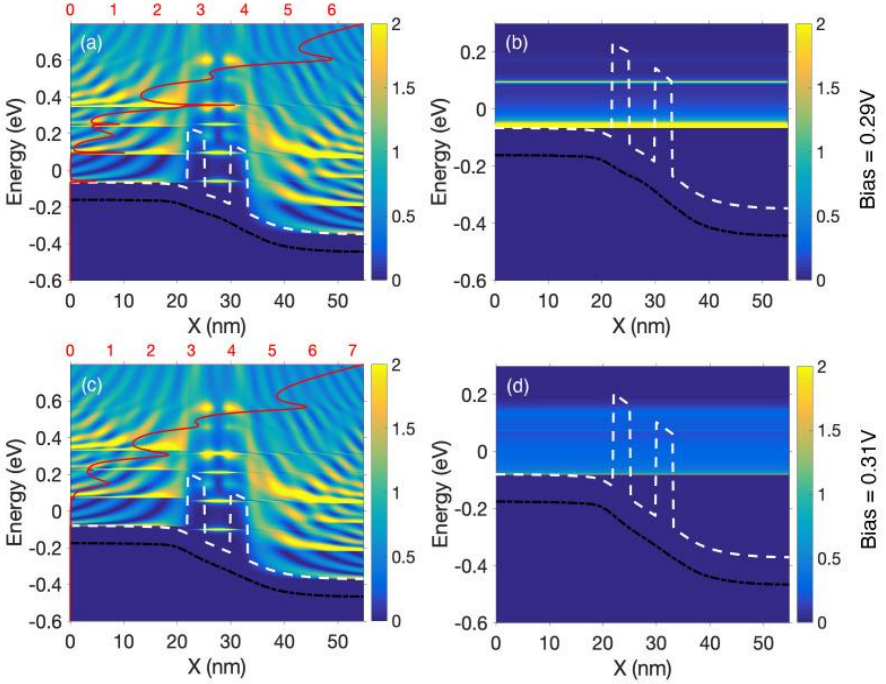


Figure 2.14

(a–c) The combined plots of the LDOS, potential, first sub-band, and transmission spectra, and **(b–d)** the energy-resolved current spectra of the device at the first resonance peak ($V = 0.29$ V) and the first valley ($V = 0.31$ V). The red lines display the transmission, the white dashed lines indicate the energy sub-band structure, and the black solid lines correspond to the average potential. Here, X is the transport direction, and the red tick marks on the horizontal axes correspond to the magnitude of the .

Following on from these results, we have investigated the impact of RDDs on the resonance voltage in nanowire RTDS. For this purpose, we have simulated a sample of three devices with randomly distributed dopants in the RDD region indicated within the baseline structure in Figure 2.12.

The I–V characteristics of the investigated RTD devices in presence of RDDs are shown in Figure 2.15, a–c. From the insets, we see that devices No. 2 and No. 3 contain 7 dopants each with different spatial distribution, whereas device No. 1 contains 9 dopants.

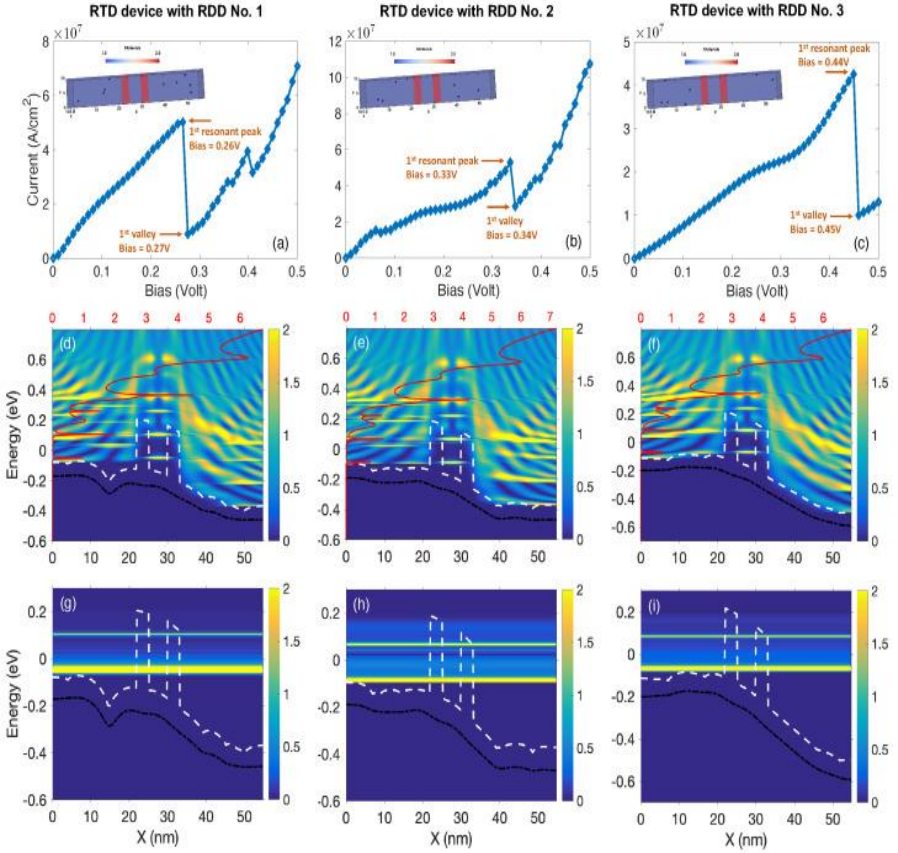


Figure 2.15

(a–c) The I–V characteristics of three random RTD devices in the presence of RDDs, where the insets depict the exact positions of the dopants within the RDD region of the structure (see [Figure 12](#)) as the spherical balls.

The middle row, (d–f), shows the combined LDOS and of these RDD devices calculated for the bias at which the first resonant peaks occur.

Accordingly, the bottom row (**g-i**) presents the corresponding energy-resolved current spectra of the aforementioned devices.

Comparing their I-V curves with the I-V characteristic of the baseline device in Figure 2.13, a, we clearly see that they differ from each other in terms of (1) position of the resonant-peak, (2) position of the valley, and (3) the magnitude of the current, therefore making them unique and distinguishable from one another in terms of the signal processing. In order to confirm and compare the effect of the RDDs on the observable characteristics of the RTD results presented in Figure 2.13, in Figure 2.15 we have plotted the energy sub-band structure, the transmission spectra, the LDOS, and the current spectra of the three aforementioned devices with RDDs under study. We observe significant differences owing to the number and also the position of the random dopants.

In terms of the sub-band structures (white dashed lines) and the average potential (black solid lines), the changes due to the dopants are very much visible. We also see that the , indicated as red solid lines, spike at different energy levels, and also the current conduction through the channels have different weight for each case.

Taking advantage of the unique capabilities of NESS, we have shown that the quantum nature of the resonance condition can be significantly altered due to the RDDs variability in the III-V nanowire RTD structures. There is a direct link between the number and positions of the RDDs, and the position of the resonance peak. Our results demonstrate that NESS can be used to predict and tailor RTD behavior for various applications.

2.4 Conclusions

In this paper, we have illustrated the capabilities of NESS, a flexible nano-electronic device simulator, to simulate advanced nanoscale semiconductor devices. Based on the discussion and the results in this paper we have shown that NESS is capable of simulating various novel device architectures such as nano-wires, resonant tunneling diodes, tunneling field-effect transistors, and negative capacitance transistors. All structures are created by using the NESS structure generator that enables the generation of semiconducting devices with different architectures, sizes, and shapes. Our structure generator also can introduce the relevant sources of statistical variability, such as random dopants in the corresponding solution domains. In this paper, most of the numerical simulations are executed by using our quantum transport module based on non-equilibrium

Green's function (NEGF) formalism. Here, we have proved that NESS is capable of capturing complex quantum mechanical effects such as quantum confinement, tunneling through the barrier, and band-to-band tunneling. Additionally, NESS is capable of calculating the eigenvalues and eigenvectors in devices with quantum wells such as resonant tunneling diodes. Hence, NESS is very well suited to simulate state-of-the-art nano-electronic devices with various structures where quantum mechanical effects are playing a major role in transport and device performance.

2.5 Контрольні запитання

1. Які головні компоненти програми?
2. В чому полягає універсальність NESS?
3. Де була розроблена програма?
4. Означте головні особливості солверів в даній програмі, їхні можливості.
5. Які новітні прилади можна досліджувати в даній програмі?
6. Які характеристики можна отримати як результат моделювання?
7. Перегляньте список програм за даним посиланням:
https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_software_for_nanostructures_modeling
 і дайте скорочену характеристику об'єктів для моделювання в середовищах цих програм.

3 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 3 «ОСНОВНІ ЗАКОНИ ТА КЛАСИФІКАЦІЯ КІЛ»

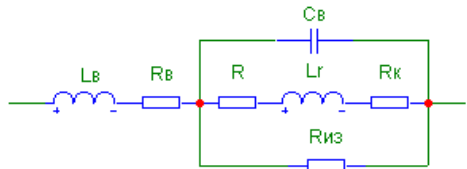
3.1 Класифікація та основні рівняння

Аналіз електронних схем (ЕС) є ключовою проблемою в ECAD. Витоки автоматизованих методів аналізу, тобто моделювання – в класичній теорії кіл: це компонентні та топологічні закони (Ома, Кірхгофа), теореми комутації для завдання початкових умов та принцип вибору незалежних змінних для мінімізації математичної моделі схеми (ММС), однак, в ECAD більш широкий клас незалежних змінних: наприклад, напруги перетинів, змінні стану.

Спочатку методи аналізу призначалися для ручного розрахунку схем невеликої розмірності. Розвивалися прямі методи: графоаналітичні, розрахунок параметрів схем за статичними та динамічними характеристиками схем, за емпіричними формулами, або за методом керованого заряду. Із розвитком матричних та матрично-топологічних методів набули поширення лінійні методи аналізу: орієнтованих графів, чотиріполюсника, еквівалентних схем, метод вузлових потенціалів, контурних струмів, змінних стану. При переході до поняття багатополісника, методи аналізу стали узагальненими.

ЕС складаються з пасивних та активних елементів, інтегральних мікросхем. У відповідності до основного методу теорії кіл, реальні елементи представляються зосередженими моделями, які складаються з наступних ідеальних двополісників: опорів, ємностей, індуктивностей, джерел напруги та струму.

Ідеалізовані двополісники відбивають тільки одну суттєву особливість електромагнітних процесів в елементі-прототипі. Однак, в кожному реальному елементі мають місце паразитні процеси, внаслідок чого їхні схеми заміщення ускладнюються (рис.3.1). Чим вище вимагається точність розрахунку, тим більшу кількість факторів необхідно врахувати, тим вища розмірність моделі, однак це ускладнює розрахунок (симуляцію).



Із точки зору теорії кіл за- Рисунок 3.1 – Схема заміщення резистора

дача аналізу зводиться до приведення співвідношень, що описують електромагнітні процеси в елементах в залежності між напругою та струмом на їх полюсах. Якщо струми та напруги на полюсах елемента пов'язані лінійними рівняннями, то коефіцієнти цих рівнянь повністю характеризують поведінку елементів і називаються їхніми параметрами.

Параметри можуть бути постійними величинами або функціями часу. В першому випадку – моделі схеми описуються лінійними диференційними рівняннями (ЛДР) з постійними коефіцієнтами; в другому випадку – ЛДР із змінними коефіцієнтами. Якщо залежності між струмом і напругою нелінійні (схема нелінійна) та описується нелінійними диференційними рівняннями (НДР), а параметри елементів є функціями напруги і струму. Коефіцієнти можуть бути також функціями часу.

Наступні три диференційні рівняння (системи рівнянь) описують три типи схем:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + a_{n-2} \frac{d^{n-2} y}{dt^{n-2}} + \dots + a_1 \frac{d y}{dt} + a_0 y = f(t), \quad (3.1)$$

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1}(t) \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + a_{n-2} \frac{d^{n-2} y}{dt^{n-2}} + \dots + a_1 \frac{d y}{dt} + a_0 y = f(t), \quad (3.2)$$

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1}(y) \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + a_{n-2} \frac{d^{n-2} y}{dt^{n-2}} + \dots + a_1 \frac{d y}{dt} + a_0 y = f(t). \quad (3.3)$$

Рівняння (3.1) – лінійне, із постійними коефіцієнтами $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ – характеризує лінійне коло із постійними параметрами.

Рівняння (3.2) – лінійне, в якому хоча б один з коефіцієнтів ($a_{n-1}(t)$) є функцією часу (але не залежить від y), являє собою лінійне рівняння із змінними коефіцієнтами і описує лінійну систему із змінними параметрами (параметричну систему).

Рівняння (3.3), один або кілька коефіцієнтів якого, в даному випадку $a_{n-1}(y)$, є функціями y , – є нелінійним диференційним рівнянням та характеризує нелінійне коло.

Важливою властивістю лінійних систем, що впливає з лінійності диференційного рівняння (3.1), яке описує поведінку (струм, напругу) системи, є справедливність принципу незалежності або накладення (**суперпозиції**). Суть цього принципу може бути сформульована

так: при впливі на лінійну систему декількох зовнішніх сил поведінку системи можна визначати шляхом накладення (суперпозиції) розв'язків, знайдених для кожної з сил окремо. Або: в лінійній системі сума ефектів від різних впливів співпадає з ефектом від їхньої суми. При цьому припускається, що система вільна від початкових запасів енергії. Принцип накладення лежить в основі спектрального і операторного методів аналізу перехідних процесів в лінійних колах, а також методу інтегралу суперпозиції (інтегралу Дюамеля). На підставі принципу суперпозиції, будь-які складні сигнали можна при передачі їх через лінійні системи розкласти на прості, більш зручні для аналізу сигнали, наприклад синусоїдальні (так званий гармонійний аналіз, що є розділом вищої математики, застосовується він в спектральному аналізі електронних кіл).

Теорія диференційних рівнянь із змінними коефіцієнтами (рівняння 3.2) складніша, ніж рівнянь з постійними коефіцієнтами. Навіть при гармонійній правій частині рішення рівнянь порядку вище першого може бути знайдено лише в деяких приватних випадках.

Для нелінійних елементів й кіл (рівняння 3.3) принцип суперпозиції не можна застосовувати. Ця властивість нелінійних систем пов'язана з нелінійністю статичних характеристик (вольт-амперних, вебер-амперних та вольт-фарадних) нелінійних елементів. Опір й провідність нелінійного активного опору, як індуктивність нелінійної індуктивності та ємність нелінійної ємності, є нелінійними функціями миттєвого значення струму (напруги) на цих елементах. Отже, при аналізі впливу на нелінійне коло складного сигналу його не можна розкладати на прості складові, необхідно шукати відклик системи на результуючу величину сигналу.

Реальні схеми є нелінійними системами із змінними коефіцієнтами, але для спрощення аналізу приймаються різні припущення, які дозволяють умовно виділити три види схем:

- лінійні схеми з постійними коефіцієнтами (рівняння 3.1);
- параметричні схеми, що описуються ЛДР з змінними коефіцієнтами (рівняння 3.2);
- нелінійні схеми (рівняння 3.3).

ММС складаються на основі компонентних рівнянь, які пов'язуються в систему рівняннями топологічними. Теореми комутації дозволяють визначити початкові умови для розрахунку перехідних процесів.

Компонентні рівняння для реактивних компонентів (в формі для миттєвих значень та в операторній формі):

$$\begin{aligned} i_C &= C \frac{du_C}{dt} \longrightarrow \dot{I}_C = pC\dot{U}_C; \\ u_C &= \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(t)dt \longrightarrow \dot{U}_C = \frac{\dot{I}}{pC}; \\ u_L &= L \frac{di_L}{dt} \longrightarrow \dot{U}_L = pL\dot{I}_L; \\ i_L &= \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t u(t)dt \longrightarrow \dot{I}_L = \frac{\dot{U}}{pL}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Для активного опора компонентне рівняння – це закон Ома:

$$i = \frac{1}{R} u \longrightarrow \dot{I}_R = \frac{1}{R} \dot{U}_R,$$

$$\text{де } p \leftrightarrow \frac{d}{dt}, \quad \frac{1}{p} \leftrightarrow \int.$$

Закони Кірхгофа (топологічні):

I Алгебраїчна сума струмів у вузлі (перетині) дорівнює нулю в будь-який момент часу (закон безперервності потоку).

II Алгебраїчна сума напруг в контурі дорівнює сумі е.р.с, діючих в контурі в будь-який момент часу (закон збереження енергії).

Закони (теореми) комутації:

$$\text{I } i_L(0_-) = i_L(0_+)$$

$$\text{II } u_C(0_-) = u_C(0_+)$$

Тобто, не можуть змінитися миттєво струм через індуктивність та напруга на ємності. Це пов'язано із інерційністю електромагнітних процесів в індуктивності та поляризації діелектрика в конденсаторі.

Приклад: Розглянемо етапи створення моделі в пасивному лінійному колі, де ємність, резистор і індуктивність включені послідовно. Система працює на змінному струмі, що задає вхідний генератор V1 (рис.3.2, а). Математична модель цієї схеми, отримана за 2 законом

Кірхгофа, показана нижче в послідовності дій по приведенню її до диференційного рівняння другого порядку:

$$u_C + u_L + u_R = e(t);$$

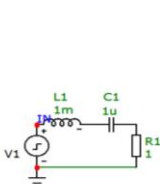
$$\frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(t) dt + L \frac{di_L}{dt} + R \cdot i(t) = e(t);$$

$$L \frac{d^2 i_L}{dt^2} + R \frac{di_R}{dt} + \frac{1}{C} \cdot i(t) = f(t),$$

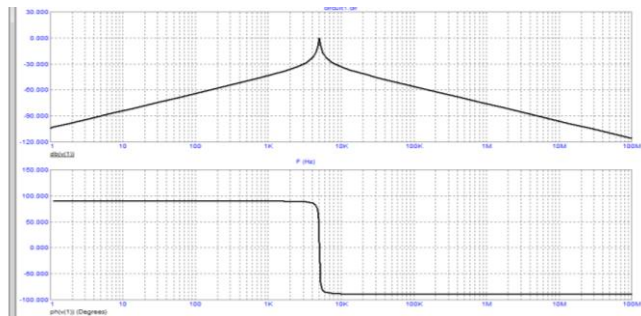
де $f(t)$ – перша похідна за часом функції вхідного генератора.

Це рівняння математичної моделі схеми (ММС) є неоднорідним, отже рішення його можна знайти лише при гармонійній правій частині та визначених початкових умовах. Якщо параметри цієї схеми не постійні (якщо ємність конденсатора, опір резистора, або індуктивність котушки є функціями часу, або фазових змінних), тобто, якщо ММС параметрична, або нелінійна, розв'язок не може бути знайдений аналітично (у вигляді формули). Частіше за все такі ММС аналізуються в програмах класу ECAD, де рівняння розв'язуються в симуляторах числовими методами інтегрування.

Моделювання частотних перехідних характеристик в ECAD – програмі MC12 наведено відповідно на рисунках 3.2, б і 3.3. При умові завдання частоти сигналу вхідного генератора відповідно до резонансної частоти контуру (у даному прикладі – 5 кГц), на виході починається генерація гармонічного коливання.



а



б

а – схема; б – частотні характеристики
Рисунок 3.2 – Дослідження пасивного кола в MC12

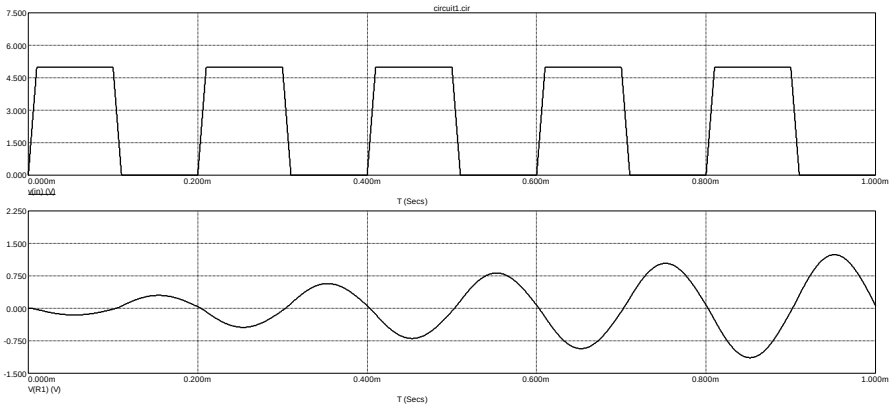


Рисунок 3.3 – Дослідження перехідних процесів пасивного кола в MC12

3.2 Контрольні запитання

- 1 На основі яких елементів формуються схеми заміщення електронних схем?
- 2 Поняття зосереджених моделей.
- 3 Основні рівняння в ММС електронних схем.
- 4 Поняття лінійності систем.
- 5 Види статичних характеристик.
- 6 Закони компонентні, топологічні (Кірхгофа), комутації.
- 7 Моделі пасивних кіл на постійному струмі.
- 8 Приклад складання моделі пасивного кола на змінному струмі.

3.3 Індивідуальні завдання

- 1 Пояснити 1 закон комутації.
- 2 Пояснити 2 закон комутації.
- 3 Приклади параметричних систем.
- 4 Умови використання принципу суперпозиції.
- 5 Умови переходу до комплексної форми компонентних рівнянь.
- 6 Дайте приклад застосування законів Кірхгофа.
- 7 Запис компонентних рівнянь для частотного домену.
- 8 Обґрунтуйте переваги моделювання для аналізу мікро- та наноелектронних пристроїв та систем.

4 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №4

«АЛГОРИТМИ СИМУЛЯЦІЇ В ЕСАД. ДОСЛІДЖЕННЯ ФУНКЦІЙ СХЕМ»

4.1 Методи формування математичної моделі схеми в ЕСАД

Координатний базис – це незалежні фазові змінні, через які можна визначити всі інші. Назва координатного базису співпадає із назвою метода. Якщо до координатного базису входять змінні одного типу (наприклад, напруги вузлів), такий метод відноситься до методів однорідного координатного базису – це метод вузлових потенціалів та контурних струмів. Такі методи використовуються для аналізу частотних характеристик, тобто отримують ММС в формі систем алгебраїчних рівнянь із комплексними коефіцієнтами.

4.1.1 Метод вузлових потенціалів

Напруга будь-якої гілки схеми дорівнює різниці потенціалів виводів даної гілки. Перемноження цієї напруги на комплексну провідність даної гілки дорівнює струму гілки. Отже, знаючи вузлові потенціали, можна знайти струми. У загальному випадку, якщо електрична схема містить q вузлів, на підставі першого закону Кірхгофа можна записати систему з $q-1$ рівнянь для «струмових гілок»:

$$\begin{aligned} \dot{J}_1 &= Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2 + \dots + Y_{1,q-1} \cdot \dot{U}_{q-1} \\ \dot{J}_2 &= Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2 + \dots + Y_{2,q-1} \cdot \dot{U}_{q-1} \\ &\dots \\ \dot{J}_{q-1} &= Y_{q-1,1}\dot{U}_1 + Y_{q-1,2}\dot{U}_2 + \dots + Y_{q-1,q-1} \cdot \dot{U}_{q-1}, \end{aligned}$$

де в канонічних системах:

Y_{ii} – власні провідності гілок, які збігаються в вузлі i (знак “+”);

Y_{ik} – загальні (взаємні) провідності між вузлами i, k (знак “–”).

У згорнутому вигляді формула МВП:

$$[Y][U]=[J],$$

де $[Y]$ – матриця вузлових провідностей;

$[U]$ – невідомі вузлові потенціали;

[J] – матриця струмів (незалежних).

Рівняння записані в припущенні, що джерела електричної енергії представлені джерелами струму (струм джерела струму, що приходить до вузла приймають негативним, а що відходить – позитивним). Якщо в схемі є гілки, що містять тільки джерела ЕРС, або індуктивності, інакше кажучи, «незручні» елементи, рівняння яких в формі $i=f(u)$ не є диференційними, вони повинні бути перетвореними до форми «струмова гілка», інакше ММС неможливо отримати як систему алгебро-диференційних рівнянь. Частіше за все, методи однорідного координатного базису використовуються для АС-аналізу, при якому наявність індуктивностей в схемі не створює проблеми: всі компонентні рівняння є алгебраїчними, оскільки попередньо виконане перетворення функції часу.

4.1.2 МВП з розширеним координатним базисом

У загальному випадку ММС є системою ОДР $\Psi(V, \dot{V}, t) = 0$.

Класичний варіант МВП не знаходить широкого застосування, оскільки з його допомогою неможливо отримати ММС схеми в алгебро-диференційній формі, що містить ідеальні джерела напруги, індуктивності та залежні джерела, що керуються струмом. Тому у програмах ЕСАД застосовують модифікований МВП з неоднорідним координатним базисом: вектор невідомих складається з вектору вузлових потенціалів φ та вектору I_2 струмів особливих гілок. Групу *особливих* гілок складають ідеальне E джерело напруги, індуктивності та гілки, струми яких є керуючими для інших гілок. Інші гілки відносяться до *неособливих*. ММС складається з декількох підсистем, матриця Якобі, як і інші матриці, з яких складається ММС, – розширена, тобто містить інформацію щодо провідностей ($\Delta i / \Delta u$) та опорів ($\Delta u / \Delta i$) елементів підсистем для особливих та неособливих гілок окремо..

У порівнянні з МЗС, ММВП більш ефективний для розрахунку електронних схем, оскільки:

- універсальна форма ММС дозволяє легко переходити від динамічних режимів аналізу до статичних;
- неявні методи числового інтегрування, незважаючи на більшу громіздкість, є сталими (стійкими) навіть для жорстких схем;
- ММВП більш зручно застосовувати при аналізі аналогово-цифрових схем, оскільки логічні рівні – це потенціали (напруги);

– розрідженість матриці Якобі стає перевагою ММВП при використанні спискових методів зберігання інформації.

4.2 Матрично-векторні параметри схем

Електронна схема характеризується **первинними і вторинними параметрами**. Первинні характеризують компонентно-топологічний склад схеми, а вторинні – зовнішні характеристики (вхідні, вихідні та прохідні), що обчислюються як співвідношення шуканих фазових змінних. Так, до первинних відноситься інформація в матриці **іммітансу** $[W]$ (див. формулу методів формування ММС: в залежності від обраного координатного базису $[X]$ це матриця імпедансу $[Z]$, матриця **адмітансу** $[Y]$, або змішана матриця). До первинних відноситься також вектор, що задає вплив на схему $[Q]$ ($[J]$, або $[E]$).

Електричний стан схеми визначається значеннями струмів та напруг, що отримуються в результаті розв’язування рівнянь схеми відносно вектору стану $[X]$, саме через значення вектору стану визначаються вторинні параметри, оскільки на практиці представляють інтерес не самі струми та напруги з вектору $[X]$, а співвідношення між ними на входах та виходах схеми (наприклад, коефіцієнт підсилення).

При **малосигнальному аналізі** вторинні параметри висловлюються функціями комплексної змінної p , що характеризують властивості схеми відносно деяких фіксованих входів та виходів, та називаються функціями схеми, вони визначають перетворення, яке здійснюється схемою над вхідним впливом. Припускається, що в самій схемі будуть відсутні джерела, що задають, та початкові умови – нульові.

Функції схеми визначаються тільки параметрами її елементів та їхнім способом сполучення, і не залежать від вибору системи координат для даної сукупності входів і виходів. Через це функції схеми можна назвати вторинними параметрами. У загальному вигляді схема може мати декілька входів і виходів. Будь-якому входу і виходу відповідає пара зовнішніх вузлів (полюсів). До вхідних полюсів приєднують джерела напруги і струму, вплив яких враховується вхідними величинами.

Якщо є тільки один вхід, то схема приводиться до двополосника; за наявності одного входу і одного виходу – схема приводиться до чотириполосника. Реакція $X_{вихj}$ на j виході від впливу $X_{вхi}$ на всіх m входах на основі принципу суперпозиції може бути висловлена сумою

реакції від впливу на будь-якому вході окремо:

$$X_{\text{вuxj}} = F_{1j} \cdot X_{\text{вxi}} + F_{2j} \cdot X_{\text{вx2}} + \dots + F_{mj} \cdot X_{\text{вxm}} = \sum_{i=1}^m (F_{ij} \cdot X_{\text{вxi}}).$$

$$X_{\text{вuxj}} = \sum_{i=1}^v (F_{ij} \cdot X_{\text{вxi}}),$$

де F_{ij} – функція схеми, що зв'язує вхідну та вихідну величини.

Отже, схему з декількома входами і виходами можна характеризувати набором функцій F_{ij} , що відбивають властивості схеми при передачі сигналу або енергії від i -входу на j -вихід при відсутності впливу на інших входах. Коефіцієнт передачі напруги та струму:

$$K_U = \frac{U_{\text{вux}}}{U_{\text{вx}}}; \quad K_I = \frac{I_{\text{вux}}}{I_{\text{вx}}}.$$

4.3 Функції схеми та способи їхнього подання

У загальному випадку функції схеми подаються дробово-раціональними функціями виду:

$$F(p) = \frac{A(p)}{B(p)},$$

де $A(p)$ та $B(p)$ – багаточлени деякого ступеню комплексної змінної p з речовинними коефіцієнтами:

$$F(p) = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0}$$

Вторинні параметри, стосовні до входу, називають вхідними функціями $(R_{\text{вx}}, Y_{\text{вx}})$. Прохідні, передатні функції: $k_U, k_I, z_{\text{пер}}, y_{\text{пер}}$. До вихідних функцій відносяться $R_{\text{вux}}, Y_{\text{вux}}$.

Функції схеми подаються різноманітними методами в залежності від мети дослідження та прийнятого виду аналізу. Визначення функції схеми зводиться до одержання числових значень поліноміальних коефіцієнтів, або подання їх у символічній (алгебраїчній) формі через параметри компонентів схеми. Якщо відомі корені z_i числівника і корені p_i знаменника, функція може бути записана у виді:

$$F(p) = k_0 \cdot \frac{(p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_m)}{(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)},$$

$$\text{де } k_0 = \frac{a_m}{b_n}.$$

Величину z_i називають нулями функції, оскільки при $p = z_i$ числитель $A(p)$ буде в збігатись в нуль. При $p = p_i$ функція може приймати нескінченно велике значення, тому p_i називають полюсами функції. Оскільки коефіцієнти a та b – речовинні числа, то комплексні або фіктивні нулі можуть бути тільки попарно сполучені.

Подаючи оператор у виді $p = \sigma + j\omega$, можна записати:

$$F(p) = F(\sigma, \omega) e^{j\varphi(\sigma, \omega)},$$

або

$$F(p) = F_R(\sigma, \omega) + jF_I(\sigma, \omega).$$

Розташування нулів та полюсів функції у комплексній площині залежить від співвідношень між параметрами схеми. Полюси функції завжди речовинні (розташовуються на речовинній осі у лівій напівплощині). Нулі можуть розташовуватися у залежності від знаку речовинної їхньої частини у будь-який з напівплощин.

При синтезі активних та пасивних аналогових фільтрів в програмах ECADE ця інформація подається у вигляді координат нулів і полюсів на комплексній площині та є одним зі способів визначення параметрів передаточної характеристики фільтра. Також такі графіки можна отримати в постпроцесорі, при умові завдання відповідних виразів по осям при аналізі частотних характеристик.

4.3.1 Дослідження функцій схем у частотному діапазоні

При гармонійному сигналі на вході змінна p приймає вид $p = j\omega$ та функція схеми задається у виді: $F(j\omega) = F(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$.

Залежність модуля $F(\omega)$ від частоти називається АЧХ, а фази передаточної функції $\varphi(\omega)$ від частоти – ФЧХ:

$$|F(j\omega)| = \sqrt{F_R^2(\omega) + F_I^2(\omega)}, \quad \varphi(\omega) = \arctg \frac{F_I(\omega)}{F_R(\omega)}.$$

Частотні характеристики можна отримати по графічному зображенню $F(\sigma, \omega)$ та $\varphi(\sigma, \omega)$ у комплексній площині або аналітичні по функції $F(p)$ при $p = j\omega$. Частотні характеристики, що отримуються при гармонійному сигналі на вході, характеризують реакцію схеми при будь-якому збудженні, оскільки періодичні сигнали можна розкласти на гармоніки рядом Фур'є.

Схема не викривлює (не спотворює) сигнал при передачі, якщо збудження та реакція на її вході та виході зв'язані: $g(t) = k_0(t - \tau)$, де g – імпульсна характеристика схеми. Отже, форма вхідного сигналу зберігається при передачі, якщо усі його елементи запізнюються на одну й ту ж величину τ (за наявності реактивних елементів). Частотні характеристики ідеальної схеми мають вид (рисунок 4.1, а). У реальних схемах відсутність викривлення можливе лише у деякому діапазоні частот, який називають смугою пропускання: $\Delta\omega = \omega_{B_{cp}} - \omega_{H_{cp}}$.

Оскільки складові сигналу можуть мати будь-яку частоту у діапазоні $0 < \omega < \infty$, умови невикривленої передачі такі:

- АЧХ не повинна залежати від частоти.
- фаза повинна бути пропорційна частоті сигналів збудження.

Граничні верхня та нижня частоти визначаються при рівності модуля функції $k = \frac{k_0}{\sqrt{2}}$, де k_0 – значення модуля у смузі пропускання.

Потужність, що віддається навантаженню при $\omega = \omega_{cp}$ у два рази менша за потужність при $\omega_{B_{cp}} < \omega < \omega_{H_{cp}}$. Також можна визначити границі смуги при спаданні коефіцієнта передачі на три децибелі. Децибел визначається логарифмом співвідношення потужностей:

$$n_{dB} = 10 \lg \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right).$$

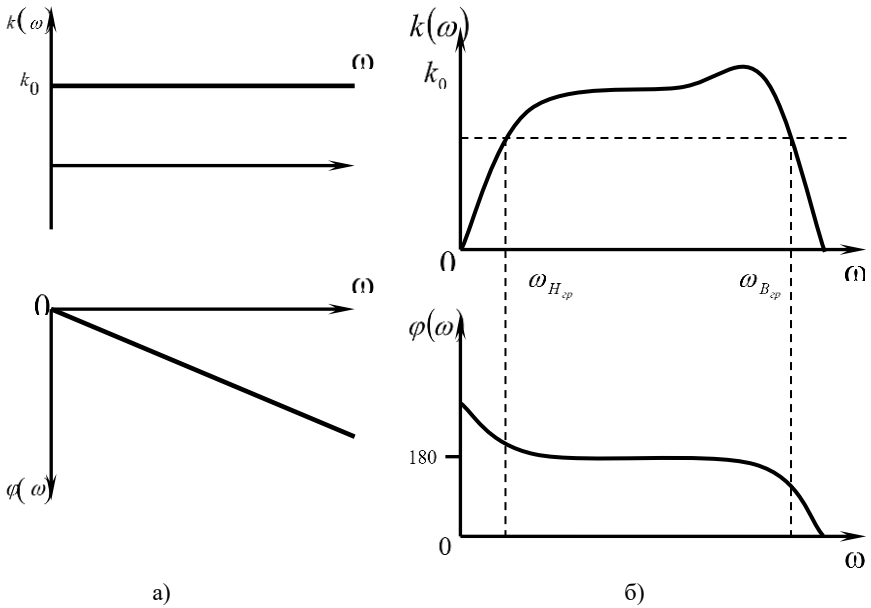
Як правило, для електронних приладів зв'язок між частотною та фазовою характеристикою однозначний. Одна з теорем, що пов'язує частотні характеристики схемної функції формулюється так: площа під фазовою кривою пропорційна різності коефіцієнтів підсилення на нескінченно високих і нульових частотах. Аналітичне співвідношення між модулем і фазою є лише для схемних функцій першого порядку.

У загальному випадку фазове зрушення визначають за нахилом АЧХ по крапках.

Інколи АЧХ і ФЧХ будують у логарифмічному масштабі по осі частот, модуль будується теж у логарифмічному масштабі:

$$F_{дБ}(\omega) = 20 \lg F(\omega).$$

Частотні характеристики реальної схеми наведені на рисунку 4.1,б.



а – ідеальні; б - реальні

Рисунок 4.1 – Частотні характеристики:

Амплітудно-фазова характеристика (АФХ) будується у полярних координатах та об'єднує АЧХ та ФЧХ (частотний годограф). АЧХ визначається довжиною вектору, а ФЧХ кутом з фіктивною віссю. При $\varphi(\omega) < 0$ говорять про відставання по фазі, при $\varphi(\omega) > 0$ – про випередження.

Розглянемо методи дослідження функцій часу, які використовуються для одержання точних рішень при ручному або частково автоматизованому розрахунку.

4.3.2 Дослідження функцій схеми у часовій області

Реакція схеми на одиничний імпульс називається *імпульсною характеристикою* та знаходиться при зворотному перетворенні функції схеми:

$$g(t) = L^{-1}[G(p)].$$

Реакція схеми на одиничну функцію (стрибок напруги) називається *перехідною характеристикою*

$$h(t) = L^{-1}\left[\frac{1}{p}G(p)\right] = L^{-1}[H(p)].$$

Імпульсна та перехідна характеристики зв'язані:

$$g(t) = \frac{d}{dt}[h(t)].$$

Вид імпульсної та перехідної характеристик залежить від співвідношення параметрів схеми, та у кінцевому підсумку, від коефіцієнту відносного згасання ξ .

4.3.3 Зв'язок між частотними і часовими характеристиками

Частотні та часові характеристики описують ту ж саму схемну функцію та можуть бути визначені по її карті нулів та полюсів, тому між ними є зв'язок. Інколи важливо знати не точний хід перехідних та частотних характеристик, а співвідношення між їхніми параметрами, що описуються: часом наростання t_H та викидом перехідної характеристики γ , з одного боку, і смуги пропускання і резонансним підйомом частотної характеристики k_M , з іншого. Інакше кажучи, в ключовому пристрої при мінімальних фронтах перемикання ці процеси на АЧХ представлені зрушенням граничної частоти в область ВЧ. Для схемних функцій вищих порядків визначити співвідношення аналітично не завжди вдається, тому використовують емпіричні формули:

$$t_n f_s \approx 0,3; \quad k_M = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}; \quad \gamma = 100 e^{\frac{(-\pi\xi)}{\sqrt{1-\xi^2}}},$$

де ξ – коефіцієнт відносного згасання схеми, чим він менший, тим більші викиди γ та k_M , причому викид виникає при $\xi < 1$, а резонансний підйом k_M – при $\xi < 0.707$. При збільшенні смуги пропускання зменшується час наростання перехідної характеристики.

4.4 Стійкість схем

Як відомо, функція схеми має вид

$$F(p) = \frac{A(p)}{B(p)},$$

причому, при рівності нулю одного з коренів **характеристичної функції** $B(p)$, функція $F(p)$ прагне до нескінченності, що може викликати автозбудження схеми. Тому для дослідження тривкості (стійкості) схем знаходять корені знаменника $F(p)$, що у загальному виді називається характеристичним рівнянням. Схема буде стійкіше, якщо усі речовинні коріння та усі речовинні частини комплексних коренів характеристичного рівняння схеми у замкнутому стані будуть негативні (тобто немає коріння у правій напівплощині).

Для нелінійних схем, що досліджуються за допомогою лінеаризованих рівнянь, умова тривкості справедлива лише для малих збурень. Отже, задача дослідження стійкості схеми зводиться до визначення знаків речовинних частин коренів характеристичного рівняння схеми зі зворотним зв'язком або встановленню розташування цих коренів на комплексній площині. На практиці застосовуються побічні методи аналізу схем на тривкість, що називаються критеріями тривкості.

При введенні негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) у схему, полюси передатної функції зміщуються ліворуч від фіктивної осі. При цьому збільшується смуга пропускання, оскільки коефіцієнт широкосмуговості $k\Delta\omega = \text{const}$. Однак, внаслідок появи резонансних викидів (при $\xi < 0.707$) коефіцієнт широкосмуговості (рис. 4.2) може збільшуватися.

Навіть у приладах твердотільної електроніки існують зворотні зв'язки, в загальному випадку – це негативний зв'язок (ефект Міллера), який може бути як статичним, так і динамічним. У біполярному транзисторі елементом зворотного зв'язку є провідність колектора, в ПТКП – опір витoku, у МОНТ – прохідна ємність. У загальному випадку, електронна схема є системою із багатоканальним зворотним зв'язком.

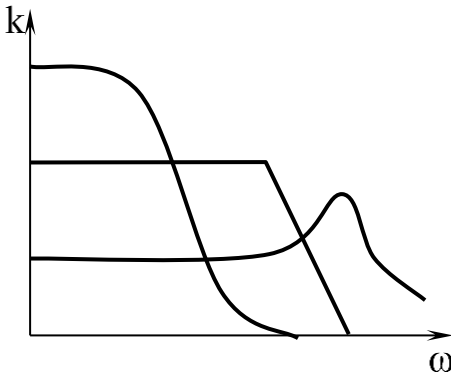


Рисунок 4.2 – Вплив НЗЗ на АЧХ

Існують: алгебраїчний критерій Рауса – Гурвиця, частотні критерії Михайлова та Найквіста, логарифмічний частотний критерій Боде; іммітансний критерій, який зручний для аналізу схем на ВЧ зі складними внутрішніми ЗЗ.

Кореневим годографом називають траєкторії, що описується коренем характеристичного рівняння у комплексній площині при зміні

загального коефіцієнту підсилення від 0 до ∞ . Вивчаючи вигляд кореневого годографа, можна визначити і вид автоколивання у схемі. Користуючись методом кореневого годографа, можна не тільки робити висновки про тривалість схеми, але й визначати необхідні значення її елементів, при яких реалізуються задані частотно-часові характеристики.

4.5 Дослідження функцій схем у програмах аналізу

При автоматизованому дослідженні функцій схеми у частотному діапазоні (режим *AC Analysis*) спочатку розраховується схема по постійному струму, після цього лінеаризуються усі лінійні компоненти, та виконується розрахунок комплексної амплітуди вузлових потенціалів. До входу схеми має бути підключене джерело синусоїдального або імпульсного сигналів, комплексна амплітуда якого вважається рівною 1В, а початкова фаза рівній нулю (незалежно від того, як задані зна-

чення параметрів моделей джерел сигналів). Частота змінюється у директивах завдання на аналіз. Якщо є одне джерело вхідного сигналу, те вихідні напруги будуть співпадати з частотними характеристиками лінеаризованої моделі пристрою (електронної схеми), якщо джерел (незалежних) декілька, то відгуки від кожного сигналу будуть складатися (згідно принципу суперпозиції). ММС в частотному аналізі отримуються як СЛАР із комплексними коефіцієнтами та розв'язується прямим методом LU – розкладу (Краута), отримані таблиці значень змінних (координатного базису) потім оброблюються в пост процесорі шляхом побудови графіків обраних функцій (треба пам'ятати, що можливості постпроцесора в цьому виді аналізу найбільш обмежені внаслідок найбільш простої форми ММС (прийняті припущення про квазілінійність і квазістаціонарність системи)).

Імпульсна характеристика може бути розрахована у режимі АС шляхом використання зворотного перетворення Фур'є комплексних коефіцієнтів передачі, наприклад в *Digital Signal Processing (DSP)* – підпрограмі цифрової обробки сигналів, в якій задаються межі інтервалу частот та кількість відліків.

Передаючі функції схеми розраховуються у режимах аналізу по постійному струму при підключенні до входу ітерованого незалежного джерела напруги або струму. ММС отримується у виді СНАР, що розв'язуються (лінеаризується) методом Ньютона–Рафсона.

Всі вище перелічені можливості доступні при аналізі в режимі «Перехідні процеси», оскільки ММС для цього виду аналізу найбільш повнофункціональна (це система нелінійних неоднорідних диференціальних рівнянь).

4.6 Числові методи в алгоритмі симуляції

Числові методи базуються на числових методах розв'язання ДР та систем ДР на етапі симуляції в системах автоматизованого проектування. На етапі моделінгу модель системи (схеми), може бути отримана, наприклад, модифікованим методом вузлових потенціалів. Далі отримані системи рівнянь (нелінійні диференціальні рівняння) алгебраїзуються (тобто використовується дискретизація по часу і перетворення диференціальних рівнянь на алгебраїчні шляхом застосування ітераційних числових методів інтегрування (наприклад, Гіра, Трапецій, Ейлера і т.д.). Отримані рівняння є нелінійними алгебраїчними і

мають бути лінеаризовані, наприклад, ітераційним методом Ньютона. Отримані системи лінійних рівнянь розв'язуються далі прямими методами (згадайте метод Гауса).

У загальному виді ММС являє собою систему нелінійних алгебро-диференційних рівнянь:

$$\Phi(X, \dot{X}, t) = P(t) \quad (4.1)$$

де X – вектор координатного базису;

P – вектор правих частин рівнянь, що включає значення незалежних джерел у даний момент часу;

t – поточний час.

Загальне рівняння ММВП має вид:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Y & a \\ b & Z \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J \\ E \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

де вектор правих частин включає незалежні джерела струму та напруги, струми дискретних моделей реактивних елементів та є «пам'яттю системи»;

Y та Z – відповідно приватні похідні струму по напрузі та напруги по струму, тобто диференційні адмітанси та імпеданси.

Система (4.2) для кожного дискретного моменту часу може бути замінена системою нелінійних алгебраїчних рівнянь:

$$W_{n+1}(X_{n+1}) = Y_{n+1}. \quad (4.3)$$

Заміна рівняння (4.2) на (4.3) називається алгебраїзацією і може бути виконана, якщо замість значення вектора похідних у момент часу t_{n+1} підставити його значення, що обумовлюється по формулі неявного методу чисельного інтегрування:

$$X_{n+1} = a_0 \cdot X_{n+1} - R,$$

де a_0 , R – коефіцієнти, формули для обчислення яких визначаються застосуванням неявним методом інтегрування.

Значення a_0 та R залежать від величин поточного і попереднього кроків інтегрування, а також значень вектора X в попередніх дискретних часових точках.

Якщо кожне нелінійне рівняння $y = f(x)$, що входить у ММС, розкласти в околицях точки X_{n+1}^{j+1} в ряд Тейлора:

$$Y_{n+1}^{j+1} = f(X_{n+1}^{j+1}) = f(X_{n+1}^j) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{X=X_{n+1}^{m+1}} \cdot (X_{n+1}^{j+1} - X_{n+1}^j) + R(X), \quad (4.4)$$

де j та $j+1$ – індекси поточної і попередньої ітерації;

$R(X)$ – залишковий член,

а потім підставити в (4.3) замість Y_{n+1}^{m+1} вираз (4.4) без залишкового члена, то можна організувати симуляцію ітераційним методом, еквівалентним методу Ньютона, при цьому, на кожній ітерації система нелінійних алгебраїчних рівнянь (4.4) замінюється системою лінійних алгебраїчних рівнянь:

$$A_{n+1}^j \cdot X_{n+1}^{j+1} = B_{n+1}^j, \quad (4.5)$$

де A_{n+1}^j і B_{n+1}^j – матриця системи (Якобі) і вектор правих частини, що залежать від величини поточного часу t_{n+1} і значення вектора X_{n+1}^j координатного базису на j -тій ітерації. Ця процедура називається лінеаризацією. Отже, на кожній ітерації ММС може бути зведена до системи лінійних алгебраїчних рівнянь (4.5).

Числові методи отримують розв'язок у вигляді таблиць, тобто значень функції в конкретні моменти часу, а не формул – загального розв'язку, як аналітичні методи. Використання для ручного розрахунку методів інтегрування першого порядку збільшує загальну похибку моделювання, оскільки в методах першого порядку найбільша локальна методична похибка, яка, до того ж, залежить від розміру кроку та має здатність накопичуватися від кроку до кроку.

4.7 Контрольні запитання

- 1 Матрично-векторні параметри схеми.
- 2 Поняття координатного базису (КБ).
- 3 Модифікований метод вузлових потенціалів.
- 4 Принцип дуальності.
- 1 Дослідження функцій схем у програмах моделювання.
- 2 Поняття функцій схеми.
- 3 Дослідження схем в частотному діапазоні.
- 4 Дослідження схем в часовому діапазоні.
- 5 Стійкість схем.
- 6 Матрично-векторні параметри схеми.
- 7 Функції схеми та способи їхнього подання.
- 8 Характеристичне рівняння: карти нулів та полюсів.
- 9 Вплив зворотних зв'язків на функції схеми.

4.8 Індивідуальні завдання

- 1 Задача – отримати АЧХ і ФЧХ селективного фільтру в програмі МС, визначити вторинні параметри.
- 2 Задача – отримати карту нулів і полюсів селективного фільтру в програмі МС, визначити вторинні параметри.
- 3 Задача – отримати графіки перехідних процесів селективного фільтру в програмі МС, визначити вторинні параметри.
- 4 Задача – отримати графіки АФХ селективного фільтру в програмі МС, визначити вторинні параметри.
- 5 Методика дослідження стійкості схем.
- 5 Задачі: МВП, МКС, метод змінних стану.
- 6 Скласти топологічні матриці інцидентів, контурів, перетинів, провідностей схеми із транзистором.

5 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 5 «ДОСЛІДЖЕННЯ КРИТЕРІЇВ ЯКОСТІ ПРОГРАМ МОДЕЛЮВАННЯ»

5.1 Критерії якості моделювання

Характеристики математичного забезпечення справляють істотний, та іноді і визначальний вплив на можливості і показники програм моделювання. Найважливішими з них зазвичай вважаються показники універсальності, алгоритмічної надійності, економічності та точності.

Універсальність, це застосованість математичного забезпечення до широкого класу об'єктів, що проєктуються. Висока ступінь універсальності потрібна для того, щоб певну програму можна було застосувати для дослідження будь-яких, або більшості проєктованих об'єктів. Ступінь універсальності характеризується заздалегідь обумовленими обмеженнями.

Алгоритмічна надійність, це властивість компонента математичного забезпечення давати при його правильному застосуванні правильні результати. Алгоритмічну надійність можна оцінити ймовірністю отримання правильних результатів при дотриманні заздалегідь встановлених і відомих користувачеві обмежень на застосування методу. Для алгоритмічно надійного методу ця ймовірність близька до одиниці.

Витрати машинного часу, або економічність - це головний обмежуючий фактор при спробах підвищити складність модельованих об'єктів і ретельність їх дослідження. Тому вимога економічності за витратами машинного часу традиційно є однією з основних до математичного забезпечення.

Точність – це головний критерій, що висувається до результатів моделювання, вона є кількісною характеристикою застосованості математичного забезпечення до вирішення конкретних завдань. Точність визначається за ступенем збігу розрахункових і дійсних результатів, зазвичай, із використанням однієї зі стандартних норм. Розрахунок точності може бути непростим і не однозначним задачею, якщо вихідних функцій декілька (сигнал векторний). Зазвичай у таких випадках точність розраховується як зважена сума точності за складовими цього сигналу.

5.2 Критерії якості моделей

Математична модель завжди відображає тільки частину властивостей реального об'єкта, яка визначається цілями моделювання. При побудові моделі прагнуть як можна більш точно відобразити властивості об'єкта в сенсі, визначеному метою моделювання. З іншого боку, чим простіше математична модель, тим легше її досліджувати і використовувати при вирішенні завдань синтезу. Мистецтво моделінгу полягає в умінні вибрати фактори, суттєві з точки зору мети моделювання, і знехтувати ефектами, які, ускладнюючи математичну модель, не вчиняють помітного впливу на поведінку системи.

Модель адекватна оригіналу, якщо вона вірно відображає певні властивості оригіналу і може бути використана для передбачення його поведінки. При цьому адекватність моделі залежить від цілей моделювання і прийнятих критеріїв. Наприклад, модель, адекватна на етапі пошукового проектування, при деталізації проєкту стає занадто "грубою". Враховуючи початкову неповноту моделі, можна стверджувати, що ідеально адекватна модель в принципі неможлива. Точність є мірою адекватності.

При оцінці адекватності моделі може бути використана лише обмежена підмножина всіх можливих значень вхідних параметрів (робочого навантаження і зовнішнього середовища).

Наближеність моделі до дійсного об'єкта можна розглядати в таких аспектах:

- а) з точки зору коректності зв'язку «вхід-вихід» (адекватність);
- б) з точки зору коректності декомпозиції модельного опису стосовно цілей дослідження та використання моделей (автентичність).

В останньому випадку вимагається, щоб усі підмоделі і їх елементи були адекватні відповідним прототипам реального об'єкта. Проблема автентичності значно складніше адекватності і може розглядатися лише при отриманні ММ «з середини». Перша проблема допускає суворий аналіз, однак також є актуальною, складною і далекою від повного вирішення.

Для перевірки моделі можуть використовуватися різні прийоми, такі як:

- а) перевірка фізичного сенсу (дотримання фізичних законів);
- б) перевірка розмірності і знаків;
- в) перевірка меж;

г) перевірка тренду, тобто тенденції зміни вихідних змінних в залежності від внутрішніх і зовнішніх змінних.

Економічність ММ визначається двома основними факторами:

- витратами машинного часу на прогін моделі (відладку, симуляцію);

- витратами оперативної пам'яті, необхідної для розміщення моделі, що особливо актуально для систем реального часу.

Універсальність моделей визначає область їх можливих застосувань. Зазвичай універсальність досягається тим, що в модель включається велика кількість внутрішніх параметрів, що негативно впливає на економічність. Універсальна ММ адекватна в різних режимах аналізу та функціонування.

Стійкість моделі – це її здатність зберігати адекватність при дослідженні системи на всьому можливому діапазоні робочого навантаження, а також при внесенні змін у конфігурацію системи. Універсальної процедури перевірки стійкості моделі не існує. Часто перевірка полягає в порівнянні результатів моделювання та результатів вимірювання на системі після внесення до неї змін. Якщо результати моделювання прийнятні, впевненість у стійкості моделі зростає. У загальному випадку можна стверджувати, що чим ближче структура моделі структурі системи і чим вище ступінь деталізації, тим стійкіше модель.

Чутливість. Очевидно, що стійкість є позитивною властивістю моделі. Однак якщо зміна вхідних впливів або параметрів моделі (в деякому заданому діапазоні) не відбивається на значеннях вихідних змінних, то користь від такої моделі мала. У зв'язку з цим виникає задача оцінювання чутливості моделі до змін параметрів робочого навантаження і внутрішніх параметрів самої системи. Зазвичай таку оцінку проводять по кожному параметру окремо. Дані, отримані при оцінці чутливості моделі, можуть бути використані, зокрема, при плануванні експериментів: більша увага повинна приділятися тим параметрам, за якими модель є більш чутливою.

Як бачимо, критерії якості протирічають один одному, отже задача проєктування моделі є оптимізаційною.

5.3 Методика усунення алгоритмічних збоїв

В процесі моделювання в ECAD можливі наступні варанти збоїв:

1. Аналіз не здійснюється, оскільки попередній аналіз МС виявив помилки, не сумісні з можливістю симуляції (це викликано топологічними виродженнями). Отже, на етапі верифікації ММС можливе отримання наступних повідомлень:

- «The circuit missing a ground». Оскільки ММС формується ММВП, то один з вузлів моделі схеми повинний бути заземлений. Якщо на схемі відсутнє заземлення, необхідно сформувати окрему схему з землею, щоб забезпечити незалежність інших вузлів;

- «The matrix is singular»: необхідно усунути в моделі схеми елементів, що приводять до появи топологічних вироджень, або додати такі елементи схеми, що усувають сингулярність, не допускати великих розкидів постійних часу (елементи можуть бути фіктивними, або такими, що емулюють паразитні ефекти).

2. Процес симуляції зупиняється, або результати є явно неадекватними.

Можливі наступні збої:

- відсутність коливань при моделюванні генераторних систем – для усунення цього необхідно задати в меню "state variable editor", або в меню компонентів початкові значення струмів, напруг, логічних рівнів;

- зупинка алгоритму та видача повідомлення «Internal time step too small» – пов'язано з малим кроком інтегрування, який призводить до збільшення кількості ітерацій, у випадку нестійкості чисельного методу – до "зависання" системи. Для усунення цього необхідно провести корекцію схеми з метою зменшення її жорсткості, або змінити параметри ABSTOL, RELTOL в глобальних установках, обрати інший метод інтегрування.

- осциляції та «провали» характеристик – рекомендується використовувати чисельно більш стійкий метод Гіра (режим Power Default в глобальних установках); зменшити крок в меню Analyses Limits в постпроцесорі;

- низька точність результату моделювання – рекомендується в якості ведучого елемента вибрати елемент із максимальною абсолютною величиною, пункт PIVTOL діалогового вікна GLOBAL SETTING.

- результати моделювання неадекватні – порядок величин ABSTOL і RELTOL діалогового вікна GLOBAL SETTING рекомендується пропорційно збільшувати зі зростанням порядку струмів і на-

пруг, які протікають в модельованій системі; збільшити кількість ітерацій параметра ITL1 до 1000.

Основні параметри моделювання, які змінюються для жорстких математичних моделей та потужних кіл наведено в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Варійовані параметри в глобальних настройках MC12

Ім'я параметра	Сенс параметра
ABSTOL	Абсолютна похибка розрахунків струмів у режимі Transient
CHGTOL	Припустима помилка розрахунку заряду в режимі Transient
GMIN	Мінімальна провідність (фіктивна) в матриці Якобі
ITL1	Максимальна кількість ітерацій у режимі DC
ITL2	Максимальна кількість ітерацій при розрахунку передатних функцій в режимі DC
ITL4	Максимальна кількість ітерацій для поточного часу в Transient
PIVREL	Відносна величина елемента рядка матриці, необхідна для його виділення в якості ведучого елемента
PIVTOL	Абсолютна величина елемента рядка матриці, необхідна для його виділення в якості ведучого елемента
RELTOL	Припустима відносна помилка розрахунку напруг і струмів у режимі Transient
RMIN	Мінімальне значення опору навантаження напівпровідникових приладів
TRTOL	Коефіцієнт, що визначає припустиму помилку апроксимації в режимі Transient
VNTOL	Припустима помилка розрахунку напруг у режимі Transient

Значення основних глобальних параметрів MC12 в стандартному режимі та в режимі моделювання жорстких та потужних схем наведено в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Значення основних глобальних параметрів

Параметр	Standard Default	Power Default
ABSTOL	1pA	1uA
CHGTOL	0.01pC	1nC
GMIN	1p	1n
ITL1	100	200
RELTOL	1m	10m
VNTOL	1u	1m
Метод	Trapezoidal	Gear

Рекомендації для підвищення точності моделювання:

- на етапі моделінгу використовуйте найбільш повні бази даних по вхідних параметрах;
- спочатку перевірте використані вами моделі в статичному режимі, при необхідності – проведіть параметричну оптимізацію моделі;
- спочатку використовуйте максимально прості моделі (наприклад, для активних елементів використовуйте моделі керованих ключів);
- перевірте схему на «початкову схемну надійність», тобто, чи виконує система свою функцію в цілому (підсилює, випрямляє, фільтрує і т.д.);
- моделюйте складні схеми частинами;
- прогнозуйте хід та вид характеристик;
- при зображенні в постпроцесорі контролюйте крок по вісі X, для отримання плавних характеристик, різні фазові змінні зображуйте на різних графіках.

5.3.1 Рекомендації щодо уникання проблем з алгебраїчними петлями

Приклад алгебраїчної петлі представлений на рисунку 5.1.

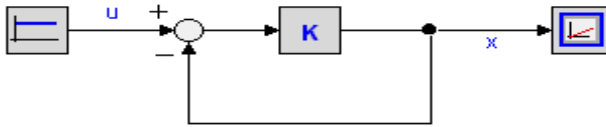


Рисунок 5.1 – Алгебраїчна петля у представленні блок-схемою (BD)

Зазвичай це контур зі зворотним зв'язком, у якому немає елементів «пам'яті», тому для обчислення змінних у петлі потрібні значення самих змінних. Стандартний опис моделі з рисунку 5.1 приймає вигляд:

$$x = K \cdot (u - x)$$

Змінна x залежить від свого власного значення і повинна розв'язуватися ітераційно. Наприклад, в 20-sim кожен алгоритм симуляції супроводжується такою ітераційною технікою, яка, взагалі кажучи, чисельно вирішує проблему алгебраїчних петель, крім того, більшість алгебраїчних петель розв'язується символічно, наприклад, шляхом представлення аналітичного розв'язку моделі з рисунку 5.1 рівнянням:

$$x = \frac{K \cdot u}{K + 1}$$

Хоча більшість САЕ-систем і має складні розвинені алгоритми пошуку аналітичного розв'язку, але не завжди можна уникнути появи непорушних алгебраїчних петель. Алгебраїчні петлі можуть призводити до зростання часу симуляції, а іноді й до зупинки симуляції при збої в ітераційному механізмі. Тому можна рекомендовані деякі заходи для вирішення цих проблем:

а) зміна порядку обчислень. Алгебраїчні петлі зустрічаються, коли порядок обчислень є довільним. Якщо петлі з'являються у моделях на основі рівнянь (equation model), то можна змінити порядок обчислень, переписавши рівняння. Порядок розрахунків у моделях на основі зв'язаних графів може бути змінений шляхом введення каузальної інформації вручну (hand-defined causality);

б) введення паразитних елементів накопичення енергії (наприклад, маленька маса чи конденсатор) для розривання алгебраїчних петель. Однак, ці елементи вводять великі полюси в рівняння стану, що може призвести до значного збільшення часу симуляції;

в) видалення з алгебраїчних петель елементів, які не релевантні, або не мають суттєвого відношення (якими у другому наближенні можна знехтувати) до вихідної змінної при симуляції моделі (наприклад, невеликі амортизатори, дуже жорсткі пружини тощо). Проте, коректне видалення елементів не завжди можливе і потребує значних навичок моделювання та розуміння фізичних процесів;

г) поєднання (топологічне перетворення) однотипних елементів: іноді елементи одного типу можна об'єднати шляхом додавання значень їх параметрів, у багатьох випадках це зменшить кількість алгебраїчних петель.

5.3.2 Способи розв'язання високоіндексних топологічних вироджень ММ

Окрім алгебраїчних петель трапляються й інші структурні сингулярності при створенні моделей. Наприклад, може виникати проблема початкових умов для елементів накопичення енергії при певному їх з'єднанні, коли їх змінні не можуть вважатися незалежними (контур з ємностей наведено на рисунку 5.2).

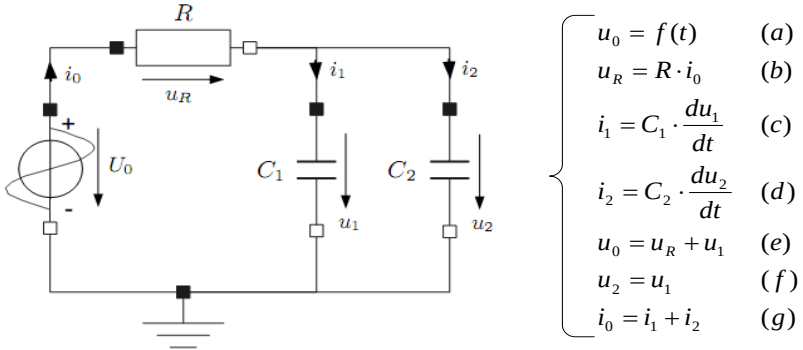


Рисунок 5.2 – Приклад структурної сингулярності у моделі електричного кола

Треба звернути увагу на рівняння моделі з позначкою (f) – це обмежуюче рівняння зв'язку (constraint equation), воно немає невідомих змінних, бо u_1 та u_2 обрані у якості змінних стану і вважаються відомими (у даній системі DAE). Існує кілька різних шляхів вирішення цієї проблеми. Наприклад, можна змінити причинність рівняння

(d), розв'язуючи його для змінної i_2 замість du_2/dt ; отже солвер повинен розв'язати рівняння відносно du_2/dt замість u_2 , таким чином використовуючи техніку чисельного інтегрування і диференціювання для розв'язку системи, блок-схема та каузалізовані рівняння якої приведені на рисунку 5.3.

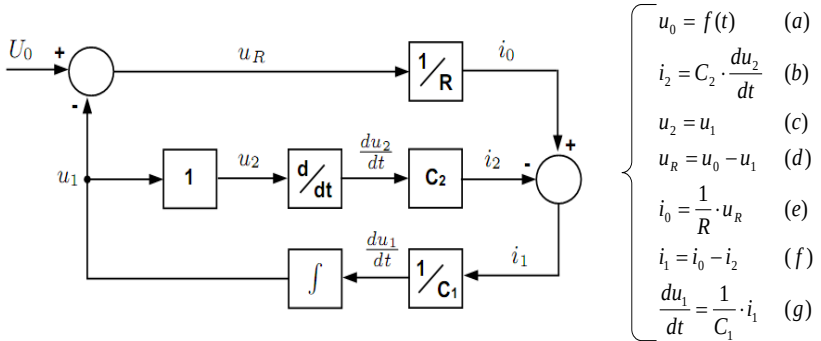


Рисунок 5.3 – Virішення сингулярності зміною причинності у рівняннях

Але застосування чисельного диференціювання не найкращий спосіб для вирішення такої проблеми (принаймні, якщо використовується явна формула; краще у такому випадку використовувати неявну формулу, бо вона викликає ітерацію на кожному кроці) [50].

Краща реалізація вирішення проблеми представленої структурної сингулярності запропонована Пантелідесом [50, 66]. Його алгоритм проводить видалення обмежуючого рівняння (для можливості подальшого використання символічного диференціювання) методом заміни, показаної на рисунку 5.4 (приклад для рівняння (f) з рисунку 5.3).

$$u_2 = u_1 \quad \longrightarrow \quad \frac{du_2}{dt} = \frac{du_1}{dt}$$

Рисунок 5.4 – Приклад заміни, що використовується у методі Пантелідеса

Після чого система DAE позбавляється розглянутої сингулярності і редукується до системи з алгебраїчною петлею (розв'язання яких вже розглядалося).

Взагалі, структурно сингулярні фізичні системи описуються у формі високоіндексних (високорангових) DAE. Так званий індекс (ранг) збурення (perturbation index) є мірою обмежень, що з'являються серед рівнянь:

- DAE нульового рангу збурення (index-0) не містить жодної структурної сингулярності, немає алгебраїчних петель;
- DAE першого рангу (index-1) містить тільки алгебраїчні петлі;
- DAE, ранг яких більше одного (так звані високоіндексні DAE), містять алгебраїчні петлі та різні структурні сингулярності.

Алгоритм Пантелідеса – це метод символічного пониження індексу системи, застосовувати який можна кілька разів, щоразу понижуючи індекс збурення DAE на один, зрештою переходячи до задачі розв'язання алгебраїчних петель. Таким чином, наявність топологічних вироджень (структурних сингулярностей) ускладнює процедуру отримання математичної моделі системи в нормальній формі – потрібно або розв'язувати системи лінійних алгебраїчних рівнянь на кожному кроці чисельного інтегрування системи диференціальних рівнянь, або попередньо усувати топологічні виродження за допомогою змін моделі (вручну або автоматично).

5.3.3 Проблема жорсткості моделі та способи її вирішення

Структурна складність моделі, наявність нелінійних характеристик елементів і постійних часу динамічних ланок, що нерідко відрізняються на кілька порядків і залежать від параметрів реальних об'єктів ($\tau_1 = J \cdot \omega_0 / M_n$, $\tau_2 = L / R$, $\tau_3 = R \cdot C$), можуть призвести до появи жорстких (stiff) складових у різних частинах моделі системи («просторова жорсткість») і на різних інтервалах часу («часова жорсткість»). Встановити заздалегідь властивість жорсткості без цілеспрямованого вивчення поведінки системи не представляється можливим, тому для нелінійних моделей САК зі складною структурою необхідно використовувати спеціальні стійкі неявні багатокрокові різницеві методи числового моделювання.

Взагалі, поведінка жорсткої моделі характеризується ділянками з великими та малими змінами вихідної величини у часі, як показано на рисунку 5.5.

Проблема, представлена на рисунку 5.5 може бути вирішена з використанням практично будь-якого алгоритму інтегрування (явного або неявного), але ефективність (та точність) симуляції буде різною: в 20-sim при моделюванні неявним методом BDF змінного порядку точності проводиться 263 обчислення моделі, а при інтегруванні явним методом Ейлера першого порядку точності з фіксованим кроком – 1001 обчислення моделі (величина кроку за часом дорівнює 0,001с, що дозволяє отримати адекватні (але з малою точністю) результати моделювання). Таким чином, після дослідження жорсткої моделі можна зробити висновок, що доцільно застосовувати неявні методи для жорстких задач.

Жорсткість може залежати від:

- власних значень якобіану (узагальнення для нелінійних ODE);
- розмірності системи;
- вимог до точності симуляції;
- тривалості симуляції (діапазону часу модельного експеримента).

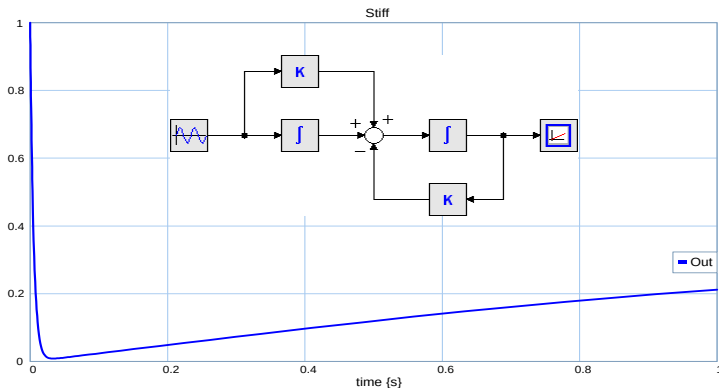


Рисунок 5.5 – Приклад жорсткої моделі: структура і осцилограма

Можна сказати що, поведінка моделі не є жорсткою на інтервалі часу $0,2c < t < 1c$, але є жорсткою в діапазоні $0c < t < 1c$.

5.4 Використання ієрархічного підходу в моделюванні

Складні системи мають, як правило, ієрархічну структуру. Природні можливості людини дозволяють оперативно обробляти не більше 7 ± 2 одиниць інформації одночасно. У процесі проектування зручно зосереджуватися спочатку на поведінці окремих компонентів системи, а потім - на їх взаємодії. При необхідності моделі компонентів можуть деталізуватися або, навпаки, укрупнюватися. Такий підхід, відомий як ієрархічне проектування, є типовим при розробці складних об'єктів і полягає в розбитті вихідної задачі на підзадачі.

В процесі проектування складної системи формуються певні уявлення про систему, що відображають її істотні властивості з тим або іншим ступенем детальності. У цих уявленнях можна виділити складові частини – рівні проектування. В один рівень, як правило, включаються уявлення, що мають загальну фізичну основу і допускають для свого опису використання одного і того ж математичного апарата.

Рівні проектування можна виділяти за ступенем детальності, з якою відображаються властивості проектного об'єкта. Тоді їх називають горизонтальними (ієрархічними) рівнями проектування. В результаті такого підходу об'єкт проектування піддається декомпозиції на фрагменти (підсхеми) і проектування кожного з них ведеться в певному сенсі самостійно. На кожному рівні ієрархії цей принцип застосовується знову, що дозволяє замінити рішення однієї складної задачі багаторазовим розв'язанням задач меншої розмірності.

Використання принципу ієрархічного проектування дозволяє обмежити поточну складність проекту на прийнятному рівні через те, що в кожний момент часу проводяться операції тільки з двома суміжними рівнями декомпозиції об'єкта – структурним описом проектного в даний момент фрагмента і функціональним описом зовнішнього середовища. Інструментальною підтримкою ієрархічного проектування є багаторівневе моделювання.

При багаторівневому моделюванні різні фрагменти представляються на різних рівнях ієрархії, тобто з різним ступенем детальності. Наприклад, проєктована в даний момент часу частина об'єкта розкрита до рівня елементарних динамічних компонентів і імітується структурною моделлю, а інші фрагменти представлені на сусідньому більш високому рівні у вигляді функціональних моделей. Завершивши проектування одного фрагмента, можна згорнути його у функціональний блок і перейти до детальної моделі наступного фрагмента. Ця проце-

дура повторюється багаторазово, на різних рівнях ієрархії проєктованого об'єкта. Перевагою такого підходу є те, що в полі зору перебуває в кожен момент часу мінімум необхідної інформації, не перевантаженої зайвими деталями. Описаний метод проєктування називається методом локальної деталізації об'єкта [2].

Програмною підтримкою багаторівневого моделювання, реалізованого в більшості мов графічного програмування, є процедура інкапсуляції, яка дозволяє згорнути будь-який смисловий фрагмент графічного представлення в одиничний блок. Крім того, що інкапсуляція служить основою отримання ієрархічно структурованих моделей, вона так само дозволяє розширити бібліотеку базових блоків блоками користувача, які можна багаторазово використовувати (наприклад, типові динамічні ланки). Такою можливістю володіє, зокрема, системи Micro-Cap та MultiSim NI, пакет LabVIEW, пакет Simulink і засновані на ньому пакети SimMechanics і SimPowerSystems, середовище моделювання 20-sim.

Можливе також використання діакоптичного підходу, при якому попередні та наступні каскади емулюються генераторами та активно-реактивним навантаженням відповідно (досить широко використовується при оцінці початкової схемної надійності).

5.5 Контрольні запитання

- 1 Показники якості електронних систем.
- 2 Параметричний синтез та оптимізація – визначення, ціль.
- 3 Параметрична оптимізація – методика алгоритму.
- 4 Параметрична оптимізація – методика користувача.
- 5 Синтез аналогових фільтрів.
- 6 Показники якості електронної схеми.
- 7 Розрахунок коефіцієнтів чутливості.
- 8 Методика параметричної оптимізації.
- 9 Критерії якості моделей.
- 10 Критерії ефективності моделювання.
- 11 Причини в алгоритмічних збоїв ECAD.
- 12 Методика усунення причин алгоритмічних збоїв.
- 13 Рекомендації для підвищення точності моделювання.

- 14 Структурні сингулярності та шляхи розв'язання цієї проблеми в програмах ECAD та CAE.
- 15 Переваги неявних методів чисельного інтегрування.
- 16 Глобальні параметри для симуляції в ECAD.
- 17 Інкапсуляція, діакоптика.
- 18 Евристичні методи прийняття рішення (самостійно).

5.6 Індивідуальні завдання

- 1 Синтез моделей.
- 2 Евристичні методи синтезу/ оптимізації.
- 3 Автоматизоване проектування ПЛІС.
- 4 Тенденції розвитку програм ECAD.
- 5 Історія розвитку програм ECAD.
- 6 Програми наскрізного проектування.
- 7 Математичне забезпечення програм конструкторського проектування.
- 8 Програми CAE.

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1 Василенко, О.В. Навчальний посібник з дисципліни «Комп'ютерне моделювання». – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2020. – 175 с.

2 Методичні вказівки до лабораторних занять з дисципліни «Моделювання мікро- та наносистем» для студентів спеціальності 176 – «Мікро- та наносистемна техніка» денної і заочної форм навчання / Укл.: О.В. Василенко. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2025. – 66 с..

3 «Моделювання приладів мікро- і наноелектроніки»: [Електронний ресурс]: підручник для аспірантів спеціальності 153 «Мікро- та наносистемна техніка», та освітньо-наукової програми «Мікро- та наносистемна техніка» / В.О. Москалюк, В.І.Тимофєєв; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 22,9 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. –164 с. / Режим доступу: <https://ela.kpi.ua/server/api/core/bitstreams/b7746cbf-ffa7-4fe7-8f69-fbbfb2207229/content>

4 Micro-Cap 12, Analog and Digital Behavioral Modeling [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.spectrum-soft.com/demo/abm.shtm>

5 Medina-Bailon C, Dutta T, Rezaei A, Nagy D, Adamu-Lema F, Georgiev VP, Asenov A. Simulation and Modeling of Novel Electronic Device Architectures with NESS (Nano-Electronic Simulation Software): A Modular Nano TCAD Simulation Framework. Micromachines (Basel). 2021 Jun 10;12(6):680. doi: 10.3390/mi12060680. PMID: 34200658; PMCID: PMC8230046.

6 List of free electronics circuit simulators [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_free_electronics_circuit_simulators

7 List of software for nanostructures modeling [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_software_for_nanostructures_modeling

Додаток А

Показники якості електронних систем

Номенклатура показників якості продукції – це сукупність характеристик властивостей продукції, які визначають її якість як продукту виробництва та здатність задовольнити потреби споживача. Групи показників якості:

- показники призначення, які поділяються на підгрупи (характеризують основні властивості продукції, область або спосіб використання: функціональні, конструктивні та експлуатаційні);
- показники надійності. Надійність – властивість виробу зберігати свої функції та експлуатаційні показники в заданих межах на протязі певного часу (безвідмовність, довговічність, здатність до зберігання, ремонтопридатність);
- показники економного використання ресурсів, трудових, в тому числі;
 - ергономічні показники;
 - естетичні показники;
 - показники технологічності (працемісткість, матеріалоємкість, енергоємкість, технологічна собівартість);
 - показники транспортабельності;
 - показники стандартизації та уніфікації;
 - патентно–правові показники;
 - показники стійкості до зовнішніх збурень та впливів;
 - економічні показники.

Функціональні показники (показники якості) призначення в основному і характеризують рівень якості продукції, тому їх використовують як **критерії оптимальності** при проєктуванні електронних систем (наприклад, швидкодія, смуга пропускання, споживана потужність, масогабаритні показники і т.п.), та є функціями внутрішніх параметрів системи (**цільові функції**).

Додаток Б

Параметрична оптимізація в Micro-Cap

Якщо оптимізація ведеться за всіма показниками якості – це **глобальна векторна** оптимізація. Часто один з критеріїв використовують як ведучий, інші переводяться в **обмеження**, вид яких (лінійні, нелінійні, або дискретні) визначає назву, математику та методику оптимізації (задача лінійного програмування – ЗЛП, нелінійного – ЗНП).

Оптимізація по одному критерію із лінійними обмеженнями називається **лінійною скалярною локальною** оптимізацією.

В програмах автоматизованого проектування можна реалізувати задачу векторної нелінійної параметричної оптимізації; початкове наближення для оптимальних параметрів відшукати за допомогою **багатоваріантних видів аналізу**, мінімізувати кількість впливових параметрів в цільовій функції методами аналізу **чутливості**.

Задача параметричної оптимізації – відшукування такого набору параметрів схеми, при якому показники якості стають екстремальними. Параметрична оптимізація виконується в програмі Micro-Cap методами Пауелла (*Powell*) в будь-якому з видів аналізу: аналіз перехідних процесів, малосигнальний АС-аналіз і розрахунок DC характеристик та виконує оптимізацію параметрів компонентів схеми та її моделей по визначених критеріях.

При цьому можлива оптимізація по максимальному (*Maximizes*), мініимальному (*Minimizes*) або заданому (*Equates*) значенню вибраного критерію.

Наприклад, в схемі диференційного підсилювача необхідно знайти значення опорів R5 та R2, при яких максимізується підсилення на частоті в 10 кГц. Для цих опорів задаються моделі RMOD та у вікні оптимізатора задається параметр RES RMOD та умови його варіації. Досліджувана схема та результати моделювання (АЧХ), отримані при оптимальному значенні опорів R5 та R2 наведені на рисунку Б.1.

Вікно завдання налагодження параметрів процедури оптимізації (визивається натисканням CTRL+F11) та вікно вибору типу цільової функції та її параметрів наведено нижче (рис.Б.2).

У цьому діалоговому вікні вводиться наступна інформація.

Find – вибір параметрів, що оптимізуються;

Low – максимальне значення параметра, що оптимізується;

Step – крок зміни параметра, що оптимізується;
Current – поточне значення параметра, що оптимізується;
Optimized – пошук оптимального значення параметру;
Method – вибір методу оптимізації:
Standard Powell – стандартний метод оптимізації Пауелла,

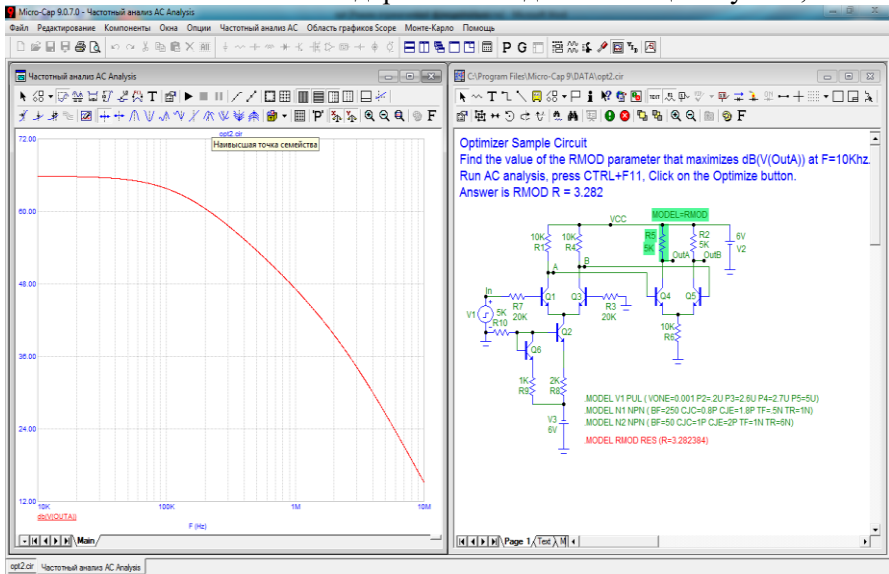


Рисунок Б.1 – Досліджувана схема та її АЧХ

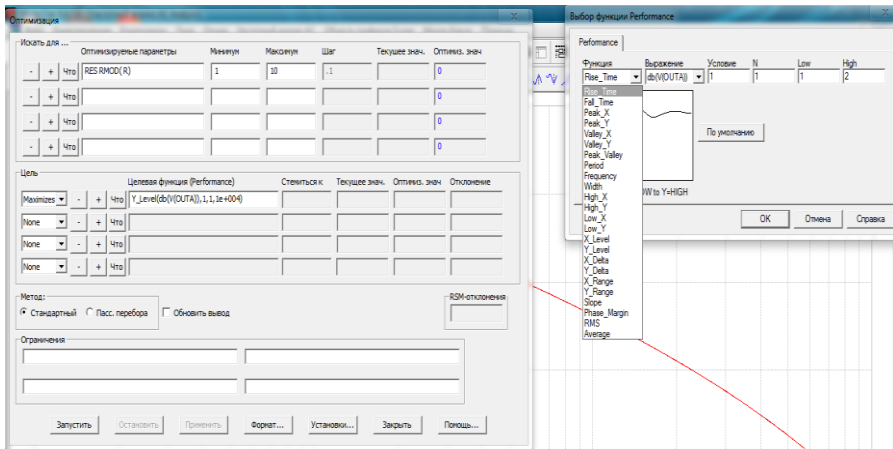


Рисунок Б.2 – Діалогове вікно формування завдання на оптимізацію

Покроковий *Powell (Stepping Powell)* – параметри змінюються від значення *Low* до значення *High* з кроком *Step*.

Error – корінь квадратний із сумарної помилки (різниці між цільовою функцією та її фактичною величиною).

Constraints – обмеження типу нерівностей і рівнянь.

Наприклад:

$PD(R1) \leq 100m$, $V(Out) \geq 1.2$, $VCE(Q1) * IC(Q1) \leq 200m$.

Optimize – початок оптимізації.

Apply – зміна на схемі значення параметрів відповідно до результатів оптимізації.

Format – вибір форми представлення чисел.

Close – завершення режиму оптимізації.

Після заповнення діалогового вікна натисненням на панель *Optimize* виконують оптимізацію і потім натисканням на панель *Apply* переносять знайдені оптимальні значення параметрів на схему.

Приведемо **методику** параметричної оптимізації.

а) Для дослідження пристрою спочатку необхідно створити креслення схеми в редакторі схем *Circuit Editor*.

б) Вибираємо вид аналізу, наприклад, *Аналіз – Перехідні процеси...* (Alt+1).

в) Попередній пошук напряму для параметричної оптимізації здійснюється багатоваріантними методами, наприклад, *Stepping*, окремим розрахунком чутливості для визначення складу варійованих/впливаючих параметрів в цільовій функції.

г) Крім безпосередньої оптимізації в *МС* є можливість проаналізувати схему при випадковому розкиді параметрів елементів. Для цього необхідно виконати розрахунок *Monte Carlo*.

д) Наступний етап – оптимізація схеми. Оптимізація стає доступною тільки після виконання аналізу (наприклад, *Перехідні процеси*).

Після виконання аналізу, запускаємо вікно настройки оптимізації. Якщо знайдені значення нас влаштовують, то можна натискати на кнопку *Застосувати*, і знайдені значення перенесуться на схему.

Додаток В **Питання на іспит**

Питання першого рівня складності

(відповідь на два питання максимально – 60 балів)

- 1 Етапи та рівні проектування пристроїв електроніки.
- 2 Структура та розвиток ECAD.
- 3 Склад і структура бібліотеки моделей в ECAD.
- 4 Функції постпроцесорів в ECAD в залежності від виду аналізу.
- 5 Топологічні та компонентні рівняння (для пасивних двополюсників).
- 6 Теореми комутації. Компонентні рівняння в операторному виді.
- 7 Класифікація моделей мікроелектронних пристроїв.
- 8 Класифікація моделей наноелектронних пристроїв.
- 9 Особливості моделювання наноструктур.
- 10 Особливості моделей наноелектронних приладів та пристроїв.
- 11 Функціонування та структури біполярних приладів мікроелектроніки.
- 12 Функціонування та структури польових транзисторів.
- 13 Особливості моделювання наноелектронних пристроїв.
- 14 Принципи побудови макромоделей аналогових інтегральних схем (ОП).
- 15 Класифікація цифрових пристроїв та їхніх моделей.
- 16 Особливості моделей цифрових приладів та алгоритму моделювання аналогово-цифрових пристроїв.
- 17 Принципи моделювання на системному рівні.
- 18 Каузальний та акаузальні підходи в моделюванні на структурному рівні.
- 19 Моделювання електронних пристроїв на системному рівні.
- 20 Моделі мет-елементів.

Питання другого рівня складності

Для отримання оцінок з 75 балів і вище, треба додати до двох питань з попереднього списку відповідь на питання з цього переліку

- 0 Алгоритми симуляції та оптимізації в ECAD.
- 1 Чим програми моделювання відрізняються від програм проектування.
- 2 Початкові умови, використання законів комутації в ECAD.
- 3 Пояснити відмінності в моделях на рівні схем і на рівні твердого тіла.
- 4 Методи підвищення якості моделювання.
- 5 Спрощення математичної моделі при аналізі на високих рівнях абстракції.
- 6 Принципи мультидоменного моделювання.
- 7 Методи управління якістю моделювання.
- 8 Особливості моделювання аналогово-цифрових пристроїв.
- 9 Принципи функціонального моделювання.