

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до лабораторних занять з дисципліни
“Моделювання в електроніці”
для студентів спеціальності 6.050801
“Мікро- та наноелектроніка”
денної і заочної форм навчання

2011

Методичні вказівки до лабораторних занять з дисципліни
“Моделювання в електроніці” для студентів спеціальності 6.050801
“Мікро- і наноелектроніка” денної і заочної форм навчання / Укл.:
О.В. Василенко, А.В. Бабіч. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2011. – 50 с.

Укладачі: О.В. Василенко, доцент, канд.техн.наук
А.В. Бабіч, асистент

Рецензент: А.М. Багинський, ст. викладач

Відповідальний за випуск: Г.В.Сніжной, доцент, канд.фіз.-матем.наук

Затверджено
на засіданні кафедри
“Мікро-та наноелектроніка”
Протокол №4
від 1 лютого 2011 р.

ЗМІСТ

1 Лабораторна робота №1 “Дослідження інтерфейсів і можливостей EСAD”	4
2 Лабораторна робота №2 “Моделі пасивних елементів і трансформаторів”	9
3 Лабораторна робота №3 “Моделі діодів”	16
4 Лабораторна робота №4 “Моделі біполярного транзистора (БТ) і макромодель тиристора”	20
5 Лабораторна робота №5 “Моделювання польових транзисторів”	27
6 Лабораторна робота №6 “Моделі операційних підсилювачів (ОП)”	32
7 Лабораторна робота №7 “Синтез і аналіз цифрових пристроїв у середовищі Electronics Workbench”	35
8 Лабораторна робота №8 “Дослідження моделей комбінаційних і послідовнісних цифрових пристроїв”	41
Перелік рекомендованої літератури	45
Додаток А Параметри моделі діода	46
Додаток Б Варіанти завдань до роботи “Синтез і аналіз цифрових пристроїв в середовищі Electronics Workbench”	47
Додаток В Перелік питань до модульних контролів і самостійних робіт	49

1 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №1 “ДОСЛІДЖЕННЯ ІНТЕРФЕЙСІВ І МОЖЛИВОСТЕЙ ECAD”

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

1.1 Основні теоретичні відомості

1.1.1 Структура ECAD

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



Рисунок 1.1 – Типова структура ECAD

Програми проектування (PCAD, OrCad, PROTEUS та ін.) [1-3] дозволяють провести наскрізний цикл проектування, починаючи від уведення проекту у вигляді багатосторінкових принципових схем до передвиробничої підготовки друкованих плат. При цьому виконується цифро-аналогове моделювання пристрою, розробка топології,

передача інформації в системи 3D-проекування, підготовка технологічних файлів і конструкторської документації.

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

1.1.2 Види аналізу в ECAD

Вид аналізу обирають за класом пристрою, який моделюється, і функціями схеми, за якими схема має бути оптимізована. Доступні види аналізу в програмі MC9 наведено на рис. 1.2.



Рисунок 1.2 – Доступні види аналізу в програмі MC9

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

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

До основних одноваріантних видів аналізу відносять:

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

Аналіз перехідних процесів в *ECAD* є найскладнішим в плані використаного математичного забезпечення, до якого висуваються найжорсткіші вимоги щодо збіжності та стійкості. Розрахунок ведеться із автоматично обраним кроком, мінімальне значення якого визначається допустимою відносною похибкою RELTOL. У вікні *Global Setting* RELTOL звичайно $= 10^{-3}$. Якщо максимальний крок не задано, його обирають так [2, 4]:

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

Перед аналізом перехідних процесів автоматично розраховується статичний режим схеми, якщо початкові умови були обнулені. При аналізі формується система нелінійних алгебро-диференційних рівнянь, які алгебраїзуються методами високого порядку і лінеаризуються методом Ньютона. Для розв'язання отриманої СЛАР використовують метод *LU*-перетворення.

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

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

Вид аналізу	Аналіз динаміки <i>Transient</i>	Аналіз статики <i>DC</i>	Малосигнальний аналіз <i>AC</i>
аргументи	час	фазові змінні	частота
Форма ММС	СНДР	СНАР	СЛАР
Назва етапу	дискретизація	лінеаризація	розв'язання
Методи розв'язання	Трапецій Гіра (ФДН)	Ньютона-Рафсона	LU-факторизація
	ітераційні методи		прямий метод

Рисунок 1.3 – Алгоритм формування і розв'язання систем математичних моделей схем в залежності від виду аналізу в *ECAD*

Багатоваріантні види аналізу призначені для визначення області безпечних режимів і допусків, та для локальної параметричної оптимізації пристроїв електроніки. Вони можуть бути з

детермінованим, або випадковим кроком зміни внутрішніх (W) / зовнішніх (Q) / вхідних (X) параметрів (див. рис. 1.4). В принципі, розрахунок передаточних характеристик по постійному струму можна віднести до багатоваріантних видів аналізу, суть яких полягає в багаторазовому розрахунку пристроїв одноваріантними видами.

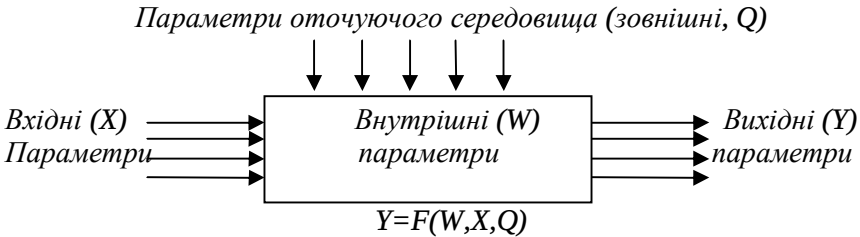


Рисунок 1.4 – Модель системи – «білий ящик»: схема і функціонал

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

1.1.3 Основні функції постпроцесора

Усі сучасні програми ECAD мають потужні постпроцесори для обробки отриманих результатів: побудови методом лінійної інтерполяції графіків, виділення, панорамування, обробки і допоміжних обчислень над отриманими графіками. Усі можливості постпроцесора доступні при аналізі перехідних процесів через контекстне меню, яке активується у вікні завдання функції для аналізу. На рис. 1.5 показано меню постпроцесора в MC9.



Рисунок 1.5 – Меню постпроцесора в MC9

1.2 Етапи виконання роботи

1.2.1 Виписати у звіт перелік моделей основних аналогових приладів, доступних з бібліотеки ECAD.

1.2.2 Засвоїти правила компонування схем/моделей у редакторі схем.

1.2.3 Засвоїти правила роботи з вікнами опцій моделей. Виписати і проаналізувати склад опцій моделі елементу R.

1.2.4 Дослідити склад меню аналізу і теоретичне підґрунтя одного багатоваріантних видів аналізу.

1.2.5 Дослідити функції постпроцесора.

Примітка: п.п.4 і 5 виконати на прикладі готових бібліотечних файлів з меню DATA MC9.

1.3 Контрольні запитання

- 1 Задачі аналізу при проектуванні пристроїв електроніки.
- 2 Структура ECAD.
- 3 Чим програми моделювання відрізняються від програм проектування?
- 4 Особливості аналізу перехідних процесів.
- 5 Аналоговий алгоритм проектування.
- 6 Що таке наскрізне проектування?
- 7 Можливості автоматизованого аналізу в ECAD аналогових пристроїв.
- 8 Структура бібліотеки моделей в MC9.
- 9 Особливості основних одноваріантних видів аналізу.
- 10 Особливості основних багатоваріантних видів аналізу.
- 11 Функції постпроцесорів в ECAD.

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

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

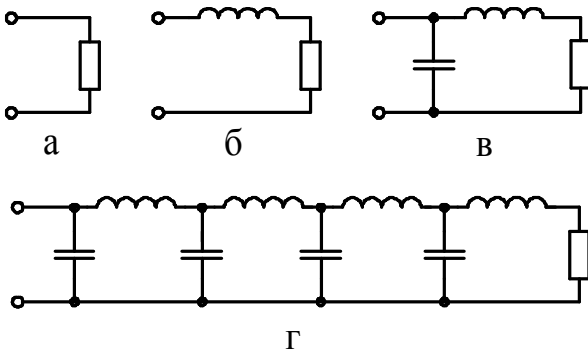


Рисунок 2.3 – Зміна моделі резистора із зростанням робочої частоти

2.1.3 Модель магнітного осердя

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

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

Параметри AREA, PATH, GAP і PACK визначаються геометричними розмірами осердя, інші – властивостями магнітного матеріалу. Основна особливість моделі LEVEL=1 – врахування

частотних властивостей магнітних матеріалів. Модель LEVEL=2 забезпечує достатню точність для феритових осердь і осердь з молібденових пермалойв, а також може бути використана для моделювання феромагнетиків аморфної структури.

Таблиця 2.1 – Параметри моделі магнітного осердя

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

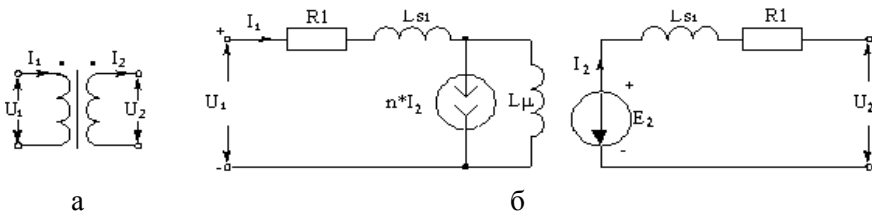
Обчислення моделі можливі в системі CI та MKS (SI). Нижче наведені рівняння і визначені основні змінні та параметри моделі Джилса-Атертона:

- $M_a = MS \cdot H / (|H| + A)$;
- $Sign = K$ if $dH/dt > 0.0$ and $Sign = -K$ if $dH/dt \leq 0.0$;
- $dM/dH = (M_a - M) / ((Sign) \cdot (1 + C)) + (C / (1 + C)) \cdot dM_a/dH$
- $B = \mu_0 \cdot (H + M)$;
- $L = \mu_0 \cdot (1 + dM/dH) \cdot N^2 \cdot AREA / PATH$;
- $V = L \cdot dI/dt$,
- де μ_0 – магнітна проникність вакууму = $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Вб/А-м;
- N – кількість витків;
- M_a – постійна підмагніченість;
- H, B – напруженість та індукція магнітного поля в осерді;
- I, V – струм, напруга.

2.1.3 Моделювання трансформатора

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

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



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

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

Математична модель трансформатора описується наступними рівняннями:

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

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

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

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

μ – магнітна проникність матеріалу осердя;

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

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

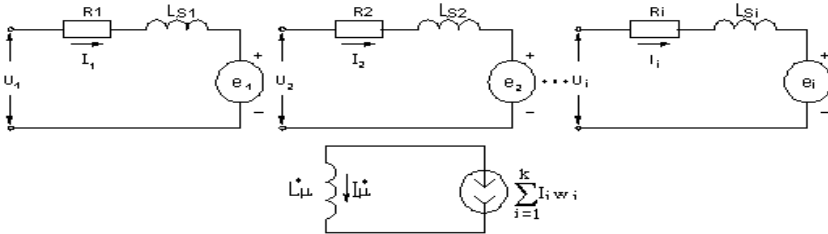


Рисунок 2.5 – Схема заміщення багатообмоточного трансформатора

Рівняння, які описують цю схему:

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

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

Увівши нові змінні

$$\frac{s \cdot m}{l} = L_m^*; \quad \sum_{i=1}^k I_i w_i = i_m^*$$

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

де: $U_i, I_i, R_i, L_{si}, e_i, w_i$ – напруга, струм, опір, індуктивність розсіювання, наведена ЕРС, кількість витків i -тої обмотки;

s, l – переріз і довжина осердя,

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

Цьому рівнянню можна надати у відповідність коло, яке складається

з джерела струму $i_m^* = \sum_{i=1}^k I_i w_i$

та індуктивності $L_m^* = \frac{s \cdot m}{l}$, яка моделює осердя.

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

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

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

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

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

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

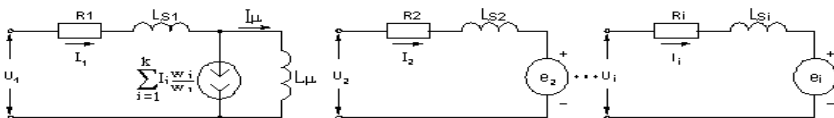


Рисунок 2.6 – Схема заміщення багатообмоточного трансформатора без окремої моделі магнітного кола

Значення джерел e_i , $i=2,3,\dots,k$ отримаємо із наступних перетворень. Винесемо з рівняння для e_1 загальну для усіх e_i частину:

$$\frac{s \cdot m}{l} \cdot \frac{d\left(\sum_{i=1}^k I_i w_i\right)}{dt} = \frac{e_1}{w_1},$$

тоді:

$$e_i = w_i \frac{s \cdot m}{l} \cdot \frac{d \left(\sum_{i=1}^k I_i w_i \right)}{dt} = e_1 \frac{w_i}{w_1} = K_{mp.i} \cdot e_1 ,$$

де $K_{тр.i}$ – i -тий коефіцієнт трансформації.

Отже, еквівалентна схема трансформатора приймає класичний вигляд для двообмоточного трансформатора.

Індуктивності L_{μ}^* моделюють нелінійності кривої намагнічування. Однак коли трансформатор працює в лінійній зоні кривої намагнічування, можна прийняти ці індуктивності постійними, а в деяких випадках – знехтувати L_{si} . Якщо ж треба підвищити точність моделювання, то тоді враховують втрати в осерді як опір $R_{ПТ}$, який включено паралельно L_{μ}^* . Більш точна модель трансформатора враховує і гістерезис кривої намагнічування, в тому числі і багатокомпонентні гістерезисні характеристики.

2.2 Етапи виконання роботи

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

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

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

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

2.3 Контрольні запитання

- 1 Класифікація, принци дії трансформаторів
- 2 Магнітні матеріали. Доменні структури. Гістерезис.
- 3 Моделі трансформаторів, дроселів.
- 4 Параметри моделі Джіла-Атертона.

3 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №3 “МОДЕЛІ ДІОДІВ”

Мета: дослідити схему заміщення і рівняння моделі Еберса-Молла для діода і стабілітрона. Проаналізувати характеристики випрямляча.

3.1 Основні теоретичні відомості

3.1.1 Моделі діодів

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

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

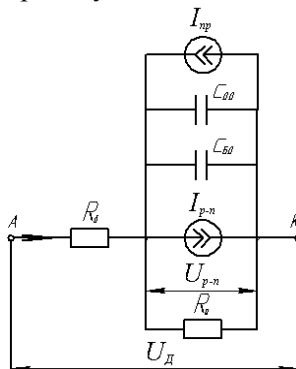


Рисунок 3.1 – Схема заміщення моделі діоду

Існує 4 типи моделі діода в середовищі SPICE-сумісних програм, наприклад, у бібліотеці MC9, які базуються на даній схемі заміщення (див. таблицю 3.1) [6, 9].

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

Таблиця 3.1 – Моделі діода в MC9

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

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

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

Розрізняються ці моделі значеннями параметрів, причому для моделі типу PSPICE використовуються більш точні значення, для моделі ж SPICE2G досить часто використовуються значення «за замовчуванням». Отже, ці моделі є модифікації відомої моделі Еберса-Молла, але PSPICE - точніша завдяки акуратному розрахунку вхідних параметрів, серед яких лише незначна частина належить до фізико-топологічних (ISR, N, NR).

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

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

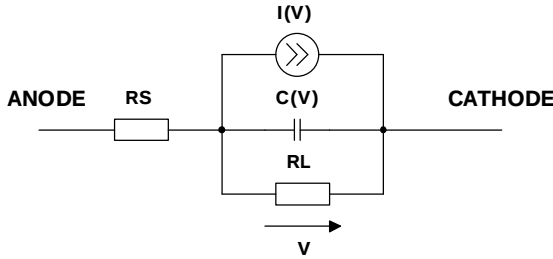


Рисунок 3.2 – Схема заміщення SPICE - моделі діода

Струм діода представляється у вигляді різниці струмів прямого і зворотного:

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

Залежність

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

апроксимує ВАХ діода при позитивній напрузі на переході V.

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

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

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

I_{fwd} – прямий струм діода;

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

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

I_{fwd} ;

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

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

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

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

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

Ємність переходу C дорівнює

$$C = C_t + C_j,$$

де C_t - дифузійна ємність переходу;

$$C_t = TT \cdot G;$$

C_j – бар'єрна ємність переходу;

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

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

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

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

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

Параметри моделі діода наведені у додатку А.

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

3.2 Етапи виконання роботи

3.2.1 Зібрати в середовищі ECAD-програми (*MC*, *EWB*, *Multisim*) схему для вимірювання ВАХ діода (рис. 3.3).

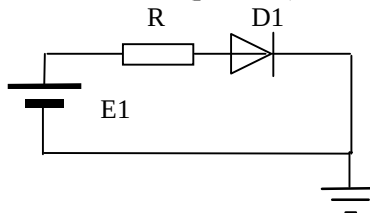


Рисунок 3.3 – Схема для вимірювання ВАХ діоду

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

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

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

3.3 Контрольні запитання

- 1 Класифікація, принцип дії діодів
- 2 Класифікація моделей діодів.
- 3 Зобразити структуру потужного діода і нанести на неї на відповідні ділянки елементи схеми заміщення моделі Еберса-Молла.
- 4 Рівняння і параметри моделі діода.
- 5 Пояснити, чому ВАХ діода має експоненціальний характер.

4 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №4

“МОДЕЛІ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА (БТ) І МАКРОМОДЕЛЬ ТИРИСТОРА”

Мета: дослідити моделі БТ, схему заміщення і рівняння моделі Еберса-Молла, макромодель тиристора.

4.1 Основні теоретичні відомості

4.1.1 Моделі БТ

Найбільш розповсюдженим в ECAD для моделювання малопотужних біполярних транзисторів (БТ) є різновид моделі Еберса-Молла (модель переносу, або Логана). Модель переносу була запропонована з метою більш точного опису планарних БТ, виготовлених методом подвійної дифузії, в яких емітерна область сильно легована, область бази легована слабкіше та має експоненціальний закон розподілу домішок, а область колектора має ще більш низьку концентрацію домішок. Модель переносу краще, ніж інжекційна відображає внутрішні ефекти в транзисторі. На рис. 4.1 наведено структуру БТ із зображенням відповідних елементів схеми заміщення.

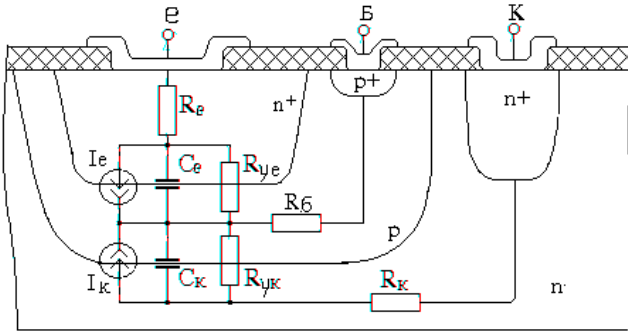


Рисунок 4.1 – Структура планарного п-р-п БТ з моделюючими елементами

Система рівнянь моделі переносу має вигляд:

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

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

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

$$C_e = C_{eб} + C_{eд}; \quad C_k = C_{кб} + C_{кд};$$

$$C_{eб} = \frac{C_{e0}}{\sqrt{1 - \frac{U_e}{j_{ke}}}}; \quad C_{кб} = \frac{C_{к0}}{\sqrt[3]{1 - \frac{U_k}{j_{кк}}}};$$

$$C_{eд} = \frac{t_N}{j_m} (I_N + I_S); \quad C_{кд} = \frac{t_I}{j_m} (I_I + I_S),$$

де I_e, I_k – струми емітера і колектора;

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

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

U_e, U_k – напруга на емітерному і колекторному переходах;

I_S – струм насичення;

$C_e, C_{еб}, C_{ед}$ – загальна, бар'єрна і дифузійна ємності емітерного переходу;

$C_k, C_{кб}, C_{кд}$ – загальна, бар'єрна і дифузійна ємності колекторного переходу;

φ_T – тепловий потенціал;

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

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

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

Однак варіації моделі Еберса-Молла не враховують двовимірні та тривимірні ефекти: зміну розміру «ефективного» емітера (локальне розширення бази і неоднаковість коефіцієнта підсилення вздовж емітерного переходу), модуляцію розподіленого опору бази, оскільки вони отримані з ФСР [8] у припущенні про відсутність явищ високого рівня інжекції. Крім того, в них не враховується наявність області «квазінасичення» на ВАХ транзистора та ще деякі ефекти, пов'язані з високим рівнем інжекції. Тому для моделювання потужних БТ використовують різновид зарядокерованої моделі Гуммеля-Пуна - модель Mextram (рис.4.2).

Систему рівнянь моделі наведено в [6, 9].

Коефіцієнт передачі β (у схемі із 3Е) залежить від струму колектору I_k . При малих струмах коефіцієнт передачі малий через наявність генераційно-рекомбінаційного струму просторового заряду. По мірі збільшення струму його дифузійна складова починає перевищувати генераційно-рекомбінаційну, що збільшує β .

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

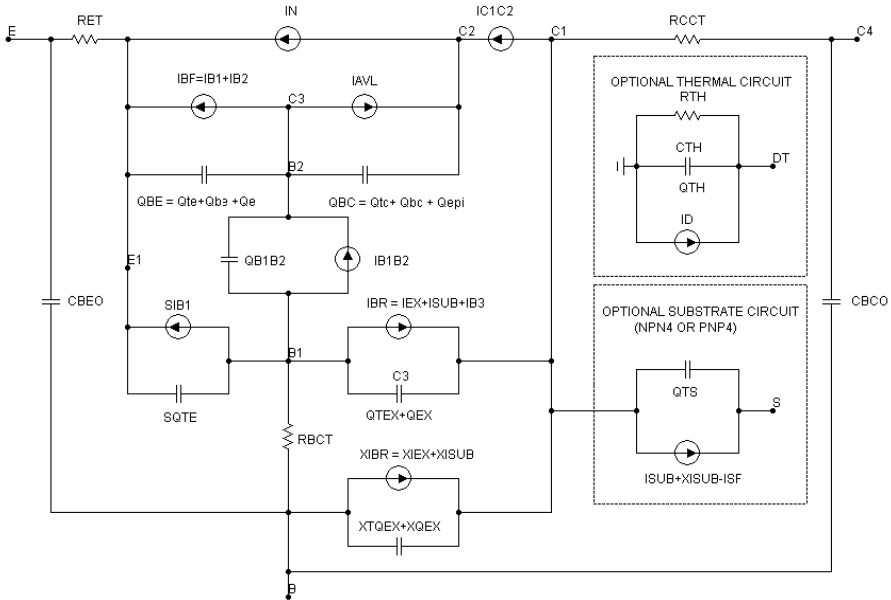


Рисунок 4.2 – Сема заміщення моделі Mextram

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

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

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

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

4.1.2 Макромодель тиристора в МС

Провівши уявно розріз (рис.4.3), можна представити типову тиристорну структуру у вигляді сполучення NPN і PNP транзисторів, де колектор одного транзистора буде базою іншого, і навпаки [8].

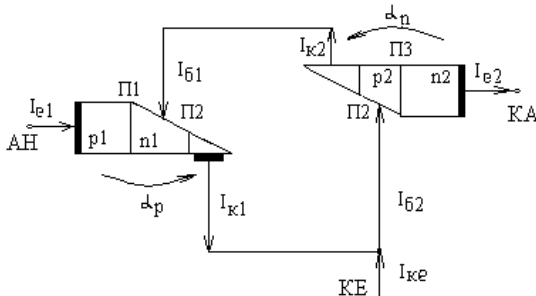


Рисунок 4.3 – Представлення тиристора у вигляді поєднання двох транзисторів

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

Двотранзисторну макромодель для малопотужного тиристора досить часто застосовують у Spice-сумісних програмах (рис.4.4).

Система параметрів і рівняння моделі тиристора, схему заміщення якого наведено на рис.4.4, має вигляд:

$$\begin{aligned} \text{RGK: якщо } (IGT/IH) > .36, \\ \text{RGK} &= (IGT/IH) \cdot (.75/IGT); \end{aligned}$$

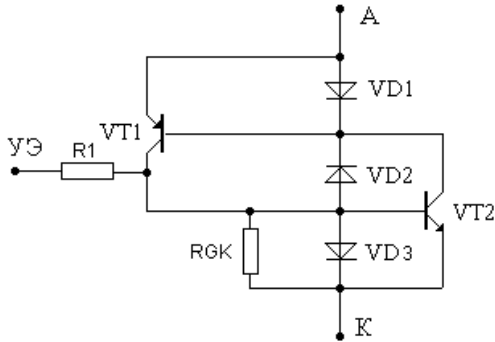


Рисунок 4.4 – Макромодель тиристора в МС

якщо $(IGT/IH) \leq .36$,

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

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

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

$Trise = 2 \cdot TON / 3$;

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

$BF2 = 9$;

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

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

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

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

$IS1 = 10^{-(VTMIN + .74) / .11}$, $IS2 = IS1$;

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

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

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

IGT , IH – струми вмикання і утримання керуючого електрода;

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

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

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

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

$CJC2$ – ємність колекторного переходу транзистора $VT2$;

$CJE1$ – ємність емітерного переходу транзистора $VT1$;

$Trise$, TON – тривалість наростання струму, тривалість

вмикання;

DVDT – максимальна швидкість наростання напруги dV/dt ;

VTMIN – мінімальна напруга затримки;

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

TQ – тривалість розсмоктування залишкового заряду;

K1, K2 – емпіричні коефіцієнти.

Модель оформлено як макрос, який викликається так:

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

4.2 Етапи виконання роботи

4.2.1 Зібрати в середовищі ECAD-програми (*MC*, *EWB*, *Multisim*) схему для вимірювання ВАХ БТ (рис. 4.5), або використати з бібліотеки MC готовий файл *ivbjt.cir*.

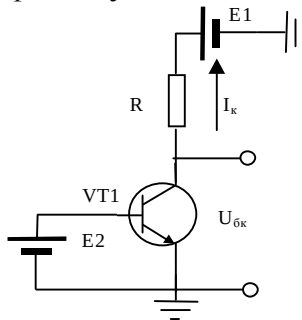


Рисунок 4.4 – Схема для вимірювання ВАХ БТ

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

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

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

4.3 Контрольні запитання

- 1 Особливості моделювання потужних БТ.
- 2 Зобразити структуру потужного БТ і нанести на неї на відповідні ділянки елементи схеми заміщення моделі Еберса-Молла.
- 3 Пояснити ефекти високого рівня інжекції в БТ і тиристорі.
- 4 Пояснити функціонування тиристора на базі двотранзисторної макромоделі.
- 5 Параметри моделі тиристора.

5 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5 “МОДЕЛЮВАННЯ ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ”

Мета: дослідити моделі польових транзисторів (ПТ).

5.1 Основні теоретичні відомості

5.1.1 Особливості моделювання потужних ПТ

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

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

стік-витік у відкритому стані, який помітно збільшується при збільшенні максимально допустимої напруги стік-витік [11].

Успішне застосування МОНТ в гібридних силових модулях в якості потужних керованих ключів пояснюється особливостями його структури. Для підвищення швидкодії в МОНТ скорочують довжину каналу, що істотно зменшує область безпечних режимів. З метою підвищення пробивної напруги і допустимих струмів стоку були запропоновані різноманітні варіанти планарних і вертикальних МОНТ зі збільшеною дрейфовою областю. Елементарну комірку ПМОНТ (МОНТ із подвійною дифузією) наведено на рисунку 5.1, а.

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

Фірмою Siemens, яка займає перше місце в Європі по виробництву електронних пристроїв, запропоновано структуру Cool MOSTM (рис. 5,1 б). Уведення наскрізних р-каналів знижує товщину тривимірного дрейфового шару і дозволяє підвищити рівень легування в підканальній області, що сприяє зменшенню опору R_{ON} і комутуємої потужності; ємність Міллера зменшується, що дозволяє використовувати прилад на більші частоти, зменшити потужність керування та підвищити ступінь мініатюризації.

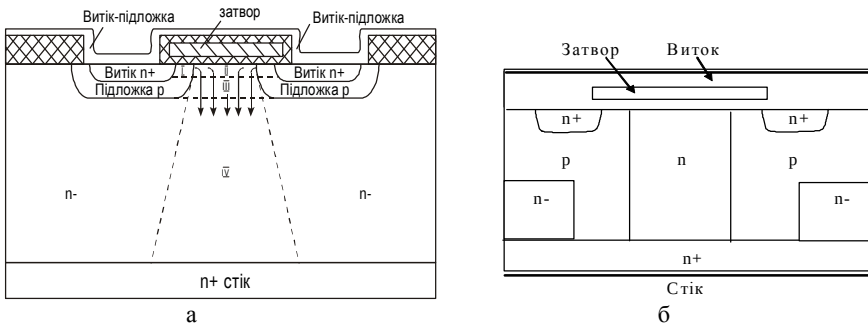


Рисунок 5.1 – Елементарні комірки: а - ПМОНТ; б - Cool MOSTM

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

Моделі МОНТ (Ходжеса, Хофстайна) [8] враховують роботу транзистора в усіх областях ВАХ, окрім теплового пробою. Вони базуються на схемі заміщення (рис.5.2 ,а), де $C_{зс}$ і $C_{зв}$ – ємності затвор-стік і затвор-витік, R_c і R_B – об'ємні опори областей стоку і витоку, J_c – залежне джерело струму, яке моделює статичні характеристики транзистора, D_c і D_B – діоди, які моделюють р-п переходи стік- підкладинка, витік- підкладинка.

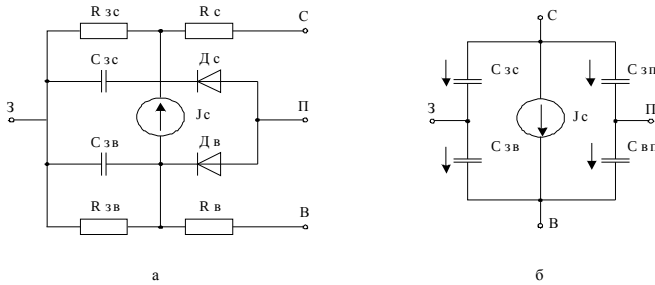


Рисунок 5.2 - Еквівалентні схеми МОНТ: початкова (а) і загальноприйнята (б)

При аналізі електронних схем, як правило, не враховують опори $R_{зс}$, $R_{зв}$, R_c , R_B , а закриті діоди D_c і D_B представляються їхніми бар'єрними ємностями $C_{сп}$ і $C_{вп}$. Тому еквівалентна схема, відповідна моделям МОНТ, яка використовується у більшості програм ECAD, має вигляд рис. 5.2,б.

Різні моделі відрізняються виглядом залежності $J_c = f(U_{св}, U_{зв})$. Нижче наведені вирази для триступінчастого джерела струму J_c у моделі Ходжеса.

Для активної області I:

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

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

Для області насичення II:

$$J_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{Be}{1+h} \cdot \left(U_3 - U_{зпор} + \frac{2}{3}h \cdot U_n \right)^2 \cdot \text{Sign}(U_c) + G_c \cdot U_c,$$

$$\text{якщо } |U_{св}| > \frac{U_3 - U_{зпор} + \frac{2}{3}h \cdot U_{ne}}{1+h}.$$

Для області відсікання III:

$$J_C=0, \text{ якщо } U_3 \leq U_{зпор} - \frac{2}{3}h \cdot U_{ne},$$

де J_C – струм стоку МОНТ у статичному режимі;

$U_C, U_3, U_n, U_{зпор}$ – напруги стік-витік, затвор-витік, підкладинка-витік, напруга порогова;

Be, G_c — питома крутість і внутрішня провідність МОНТ;

η – коефіцієнт, який враховує вплив підкладинки.

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

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

Опір дрейфової області визначається:

$$RON=RD+RS+1/(\text{beta} \cdot (V_{gst}-V_{ds})),$$

де $\text{beta}=KP \cdot W/L$;

$$V_{gst}=V_{gs}-V_T-I_d \cdot RS;$$

$$V_{ds}=V_{gst}-((V_{gst}^2)-2 \cdot I_d/\text{beta})^{0.5} - \text{напруга стік-витік};$$

V_T – напруга порогова;

KP – провідність;

I_d – струм стоку;

RS – опір джерела струму.

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

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

5.2 Етапи виконання роботи

5.2.1 Ознайомитися із системою параметрів моделі Шіхмана-Ходжеса, виписати основні параметри в звіт.

5.2.2 Зібрати в середовищі ECAD-програми (*MC, EWB, Multisim*) схему для вимірювання ВАХ МОНТ.

5.2.3 Провести моделювання, отримати вихідні та прохідні ВАХ, визначити на них ділянки, відповідні активному режиму і насиченню, визначити порогову напругу за прохідною характеристикою. Результати занести в звіт.

5.2.4 Зібрати в середовищі ECAD-програми (*MC, EWB, Multisim*) схему для вимірювання ВАХ ПТКП.

5.2.5 Отримати прохідну характеристику для ПТКП, визначити характерні точки (початковий струм, напругу відсікання), занести в звіт.

5.3 Контрольні запитання

- 1 Розвиток польових транзисторів.
- 2 Функціонування і структури ПТКП.
- 3 Функціонування і структури МОНТ.
- 4 Особливості потужних ПТ та їхнього моделювання.
- 5 Зобразити структуру потужного ПТ та нанести на відповідні її ділянки елементи схеми заміщення моделі Шіхмана-Ходжеса.
- 6 Треступінчаста модель Шіхмана-Ходжеса: система рівнянь для МОНТ.
- 7 Треступінчаста модель Шіхмана-Ходжеса: система рівнянь для ПТКП.

6 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №6

“МОДЕЛІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ (ОП)”

Мета: дослідити моделі ОП, схему заміщення і систему параметрів

6.1 Основні теоретичні відомості

6.1.1 Макромоделі операційного підсилювача (ОП)

Макромоделі аналогових схем будують, як правило, поблочно, що відповідає структурі самих схем. Сучасні аналогові ІМС відрізняються регулярністю структури. Це дозволяє виділити як типові наступні каскади: диференціальний підсилювач, віддзеркалювач струму, вихідний підсилювач, проміжний підсилювальний каскад за схемою зі спільним емітером. Для типових каскадів розробляють відповідні моделі з врахуванням режимів їхньої роботи. Моделі типових каскадів спільно з рядом керованих джерел, утворюють базовий набір макроелементів, які використовуються для оперативного створення макромоделей аналогових і цифро-аналогових приладів. Типову структуру макромоделі інтегральних аналогових схем схемотехнічного рівня наведено на рис. 6.1.

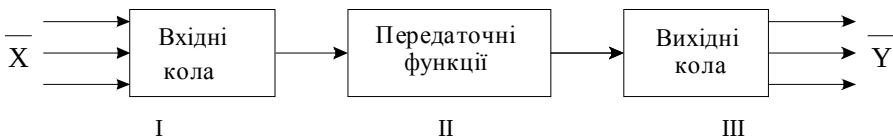
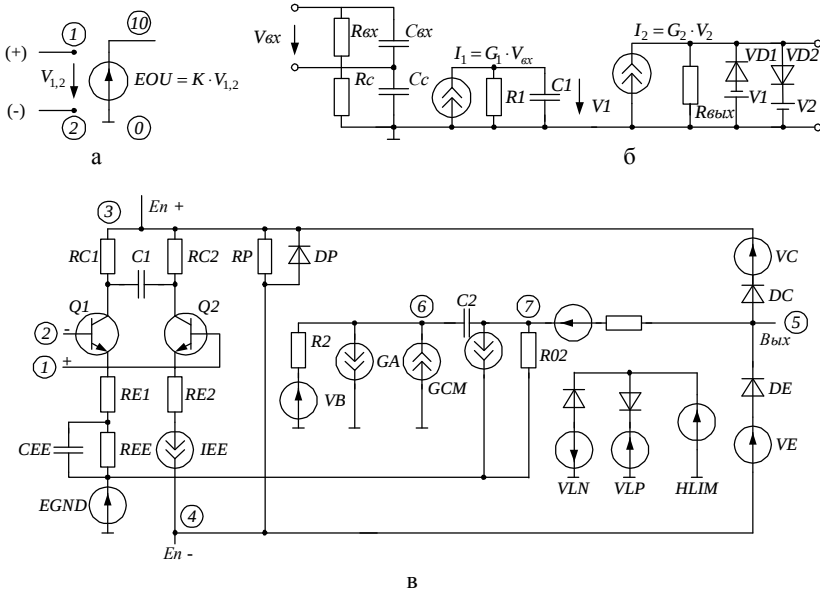


Рисунок 6.1. Типова структура макромоделі

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

- LEVEL1 – найпростіша лінійна модель, представлена джерелом струму, що керується напругою (рис. 6.2, а);
- LEVEL2 – лінійна трикаскадна макромодель, так звана «двополюсна», яка імітує два полюси передатної функції операційного підсилювача, обмеження швидкості наростання вихідної напруги, кінцевий коефіцієнт підсилення із частотою зрізу та кінцевий вихідний опір (рис. 6.2, б);

- LEVEL3 – нелінійна макромодель, яка враховує не тільки обмеження швидкості наростання вихідної напруги, а й значення вихідного опору на постійному і змінному струмах, струм і напругу зміщення, «запас» по фазі на частоті одиничного підсилення, постійність коефіцієнта площі підсилення на АЧХ, коефіцієнт придушення синфазного сигналу, реальний діапазон вихідної напруги (рис.6.2, в).



- а – ОП як ідеальне джерело напруги, кероване напругою;
 б – двополюсна макромодель ОП з нелінійною передаточною характеристикою;
 в – макромодель ОП з вхідним диференційним каскадом (модель Бойля)

Рисунок 6.2 – Макромоделі ОП

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

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

6.2 Етапи виконання роботи

6.2.1 Занести в звіт схеми заміщення макромоделей трьох рівнів.

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

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

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

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

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

6.3 Контрольні запитання

- 1 Операційні підсилювачі: призначення, структурні схеми.
- 2 Принципи побудови макромоделей інтегральних схем.
- 3 Макромоделі ОП.
- 4 Особливості малосигнальних моделей.
- 5 Особливості АС-аналізу.
- 6 Поняття адекватності і точності моделювання.

7 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №7

“СИНТЕЗ І АНАЛІЗ ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ У СЕРЕДОВИЩІ ELECTRONICS WORKBENCH”

Мета: оволодіти методикою проектування цифрових схем в ECAD.

7.1 Основні теоретичні відомості

7.1.1 Етапи побудови схем в Electronics Workbench / Multisim

Electronics Workbench (EWB) дозволяє моделювати цифрові, аналогові й аналого-цифрові пристрої в одній оболонці з можливістю зміни параметрів компонентів під час моделювання. В EWB є віртуальні контрольно-вимірювальні прилади для вимірювання і подальшої візуалізації струмів, напруг, осцилограм у вузлах схеми. Віртуальні прилади зовні і по інтерфейсу користування не відрізняються від звичайних приладів.

Для аналогових і цифрових компонентів використовують математичні моделі, прийняті у відомій програмі Pspice [3]. Для моделювання застосовують 32-розрядний алгоритм SPICE 3F5. Результати аналізу формуються як на віртуальних контрольно-вимірювальних приладах, так і в окремому вікні у вигляді закладок записника.

У повній версії EWB є системою наскрізного проектування [12], оскільки включає редактор розведення друкованої плати (PCB Editor). Програма автоматично вибирає з бібліотеки корпуси елементів, які використовуються в схемі (якщо вони не задані користувачами), і виконує з'єднання виводів корпусів елементів відповідно до електричної схеми (списку з'єднань - NetList) і вимог проектувальника (ширина доріжок, крок сітки, кількість шарів).

Для побудови електричної схеми необхідно:

- вибрати елементи із запропонованого набору;
- розмістити їх на робочому полі в потрібній конфігурації;
- з'єднати компоненти між собою дротами;
- задати параметри елементів;
- під'єднати вимірювальні прилади;
- задати режими роботи приладів;
- клацнути по кнопці "Пуск" для початку моделювання.

Для синтезу і аналізу цифрових схем використовують такі

віртуальні прилади, як логічний перетворювач, генератор слів, логічний осцилограф/аналізатор.

7.1.2 Логічний перетворювач

Логічний перетворювач є пристроєм, який дозволяє синтезувати і перетворювати (конвертувати) логічні схеми в схемні діаграми, таблиці істинності, логічні вирази.

Зовнішній вигляд приладу приведений на рисунку 7.1.

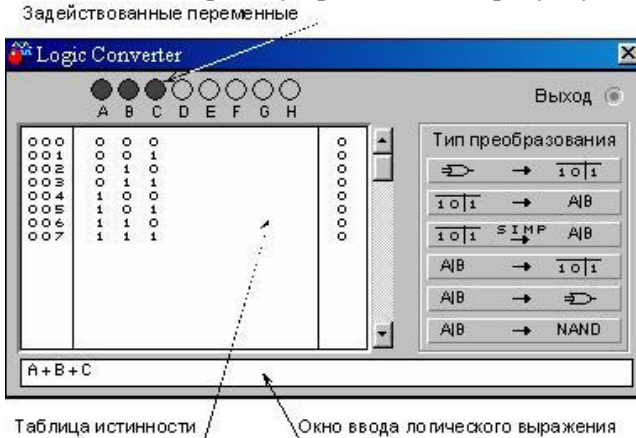


Рисунок 7.1 – Логічний перетворювач

Логічний перетворювач, як прилад, містить:

- вхідні і вихідні термінали / вузли підключення;
- текстовий рядок для введення логічних виразів, що підлягають перетворенню;
- панель управління перетворенням.

Дисплей перетворювача складається з трьох зон. У лівій вертикальній формуються порядково, починаючи із значення 000, десяткові еквіваленти двійкових чисел, присутніх на середньому полі. Правий стовпець є вихідною і відображає результат взаємодії логічних сигналів.

7.1.2.1 Управління логічним перетворювачем. У “таблицю істинності” дані можна уводити в двох областях. Перша область заповнюється за допомогою вхідних терміналів, розташованих над дисплеєм і позначених символами від “a” до “h”. Після клацання на будь-якому з терміналів (що рівнозначно підключенню до приладу

відповідного розряду вхідного двійкового числа) під ним по вертикалі з'являються набори двійкових чисел, склад і розташування яких залежить від того, чи наявні у даний час інші виділені термінали. При цьому в лівій колонці відображаються десяткові еквіваленти двійкових комбінацій по рядках. Активізація всіх восьми терміналів дозволяє представити у двійковій формі числа від 0 до 255. В міру заповнення середнього поля дисплея в правій вихідній колонці навпроти кожного рядка вписуються значення 0, яке на наступному етапі перетворення буде змінюватися або автоматично, або вручну, залежно від вирішуваної задачі.

Символ “х” у вихідній колонці вказує, що прийнятне будь-яке значення / невизначений стан.

Друга область уведення даних розташовується знизу під екраном і є текстовим рядком.

7.1.2.2. Види логічних перетворень. Праворуч від дисплея розташована панель “CONVERSIONS” (перетворення). Розглянемо типи перетворень.

 $\rightarrow$  [схема пристрою $\rightarrow$ таблиця істинності] - це перетворення дозволяє отримати таблицю істинності логічного пристрою за його електричною схемою, побудованою на логічних елементах з бібліотеки. Для перетворення необхідно:

- підключити термінали зображення таблиці істинності (не розкритої) до входів схеми, враховуючи їх позначення “a” – “h” на лицьовій панелі приладу;

- з'єднати вихід схеми, який перевіряється, з останнім терміналом на символі приладу “OUT” (вихід).

 $\rightarrow$  [таблиця істинності $\rightarrow$ логічний вираз] - таблиця істинності логічного пристрою є проміжним етапом у процесі розробки цифрової схеми. Аналіз логічної схеми з використанням апарату алгебри логіки припускає її опис логічним виразом. Результат перетворення у вигляді логічного виразу з'явиться у текстовому рядку під екраном дисплея. При цьому в якості логічних змінних будуть використовуватися літерні позначення обраних вхідних терміналів.

 $\xrightarrow{\text{SIMP}}$  [таблиця істинності $\rightarrow$ спрощений логічний вираз] - це перетворення виконує представлення логічного виразу, отриманого в попередньому перетворенні, в скороченій мінімальній формі. Для спрощення використовують метод Квайна – Мак-Класкї,

який дозволяє оперувати великою кількістю змінних. Щоб спростити логічний вираз, спочатку необхідно перетворити його в таблицю істинності.

$A|B \rightarrow \begin{array}{|c|c|} \hline 1 & 0 & 1 \\ \hline \end{array}$ [логічний вираз $\rightarrow$ таблиця істинності].

$A|B \rightarrow \text{схема на різних ЛЕ}$ [логічний вираз $\rightarrow$ схема на різних ЛЕ]

- перетворення дозволяє отримати схему по заданому логічному виразу в розширеному базисі І, АБО, НІ.

$A|B \rightarrow \text{NAND}$ [логічний вираз $\rightarrow$ схема на ЛЕ "І-НЕ"] -

перетворення дозволяє отримати схему по заданому логічному виразу в базисі І-НІ.

7.1.3 Генератор слів

Генератор слів застосовують для формування 16-бітових зразкових сигналів, які управляють цифровою схемою (рис. 7.2).

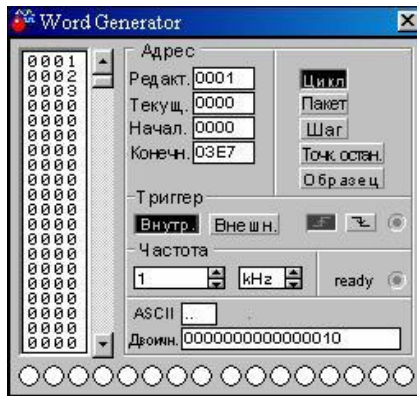


Рисунок 7.2 – Зовнішній вигляд генератора

У лівій частині лицьової панелі генератора є вікно з лінійкою прокрутки для введення коду в шістнадцятковій формі (0000 – FFFF). Кількість елементів пам'яті – 1000. У правій частині знаходяться органи управління генератором: редагування, організація способу подачі даних, установка частоти і способу синхронізації. У нижній частині розташовані термінали для підключення до схеми з індикацією значення бітів.

При підключенні слід мати на увазі, що молодший розряд слова

розташовується праворуч. На панелі “Адреса” у вікнах висвічуються шістнадцяткові значення початку, кінця блоку пам'яті і поточне значення адреси комірки. У вікні “Двоичн.” висвічується поточне двійкове значення слова.

Команда “Step” (*крок*) при кожному зверненні до неї передає на вихід одне слово (16 біт) і переміщає вертикальну смужку на одну позицію вниз у вікні прокрутки.

Команда “Burst” (*накет*) посилає на вихід послідовно всі запрограмовані слова або їх блок (визначається параметрами “Нач.” “Конецн.”) тільки один раз.

Команда “Cycle” (*цикл*) продовжує циклічно повторювати введені зразки слів до натиснення кнопки останову моделювання.

При необхідності зупинитися на певній адресі, потрібно застосовувати команду “Breakpoint” (*точка останову*).

Команда “Pattern” (*зразок*) дозволяє завантажувати вже існуючі набори даних або формувати запрограмовані зразки (зростання і спадання числової послідовності, організація зсуву ліворуч і праворуч одиниці в двійковому слові).

7.1.4 Логічний аналізатор

Логічний аналізатор є 16-канальним осцилографом, який показує значення логічних сигналів у різних точках цифрової схеми у вигляді імпульсів прямокутної форми. При цьому інформація про кожне слово представляється як у двійковій, так і в шістнадцятковій формі. Зовнішній вигляд приладу наведено на рис. 7.3.

При підключенні логічного аналізатора слід мати на увазі, що нумерація входів від молодших до старших відбувається зверху вниз. У полях терміналів, розташованих з лівого боку приладу, відображаються логічні значення бітів поточного слова.

Синхронізація логічного аналізатора може бути як внутрішньою, так і зовнішньою. При натисненні в блоці синхронізації на кнопку “Set...” з'являється меню, в якому визначається зовнішня або внутрішня синхронізація, частота останньої (1 Гц ... 999 МГц), а також спрацювання по позитивному або негативному фронту сигналу.

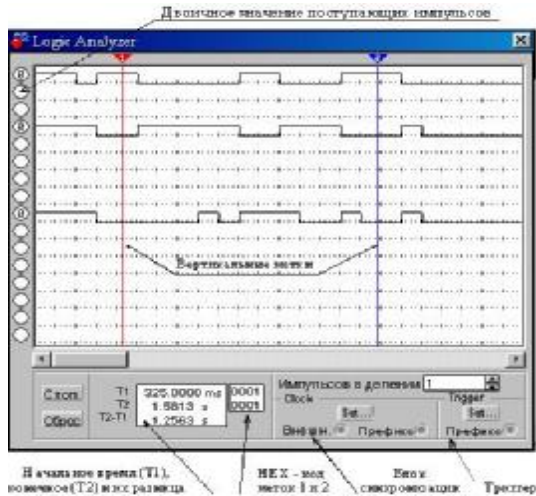


Рисунок 7.3 – Зовнішній вигляд логічного аналізатора

7.2 Етапи виконання роботи

За даним логічним виразом (Додаток Б) засобами логічного перетворювача синтезувати схему.

7.2.1 Встановивши на робочому полі логічний перетворювач, в полі запису внести логічний вираз з урахуванням синтаксису програми EWB 5.12. Мінімізувати вираз.

7.2.2 Перевірити правильність функціонування синтезованого пристрою. Підключити на входи генератор слів, а на вихід – інструмент “Логічний аналізатор”, синхронізовані один з одним. В “Генераторі слів” задати цикл імпульсів у шістнадцятковому коді.

7.2.5 Занести в звіт отриманий мінімізований вираз, синтезовану схему і результати моделювання.

7.3 Контрольні запитання

- 1 Інтерфейс і призначення інструментів у EWB.
- 2 Логічні функції та відповідні їм логічні елементи (NOT, AND, NAND, OR, NOR, XOR, XNOR, buffer).
- 3 Моделі цифрових пристроїв.
- 4 Методика синтезу комбінаційного пристрою в EWB.

8 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №8 “ДОСЛІДЖЕННЯ МОДЕЛЕЙ КОМБІНАЦІЙНИХ І ПОСЛІДОВІСНИХ ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ”

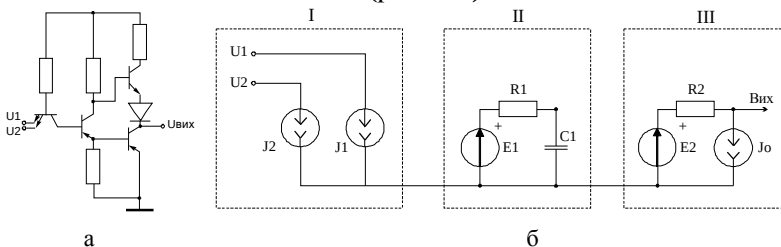
Мета: ознайомитися із складом бібліотеки, правилами формування систем параметрів моделей цифрових ІМС і алгоритмами моделювання цифрових пристроїв.

8.1 Основні теоретичні відомості

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

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

Особливо чітко виділяється описана вище (див. л.р. №7) структура у вигляді трьох блоків у макромоделей логічних ІМС. Типовим прикладом таких макромоделей може бути макромоделю двовходового ТТЛ-вентиль І-НІ (рис. 8.1).



а – принципова схема; б – макромоделю

Рисунок 8.1 - Двовходовий ТТЛ-вентиль

Тут джерела струму J_1 і J_2 відображають вхід 1 і вхід 2 та задаються у вигляді таблиць або діодами. Джерело напруги $E_1=f(I_1, I_2)$ реалізує логічну функцію вентиля, а його інерційні властивості – елементи R_1, C_1 . Кероване джерело $E_2=f(UC_1)$ відображає вихідну напругу вентиля, а опір R_2 — вихідний опір. Генератор струму I_0 введений для часткового врахування зміни режимів вихідного кола.

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

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

8.1.1 Особливості моделей цифрових схем

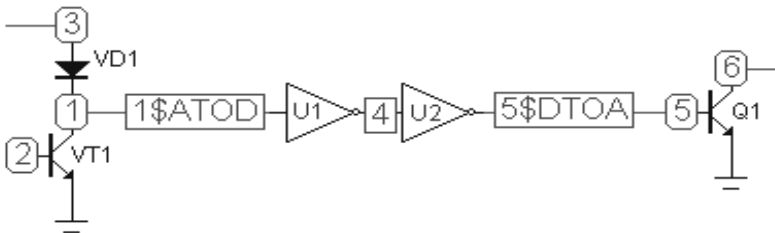
Моделі аналогових та цифрових приладів в ECAD-програмах принципово різні. Якщо моделі та макромоделі аналогових пристроїв мають схеми заміщення, по яких формуються компонентні й топологічні рівняння на основі законів Ома і Кірхгофа, моделі цифрових пристроїв представляються тільки реактивними лінійними,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

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

8.1.2 Особливості моделювання пристроїв аналогово-цифрового типу

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

Програмно розрізняються вузли аналогові, цифрові та А/Ц, Ц/А (рисунок 8.2), у останні автоматично додаються прилади сполучення (програмно-інструментальні інтерфейси А/Ц, Ц/А, джерела живлення із дискретними рівнями, заземлення із потенціалом „0” в форматі Integer), які не відображаються на схемі, але забезпечують обмін даними між підпрограмами моделювання електричних процесів в аналоговій частині ланцюга і п'ятизначного моделювання цифрової частини [9].



1-3,5,6 – аналогові вузли, 4 – цифровий вузол;

1\$ATOD, 5\$DTCOA – вузли узгодження (інтерфейсні)

Рисунок 8.2 – Приклад позначення різних типів вузлів в МС

Алгоритм будовання та розв'язання рівнянь ММС в аналоговій та цифровій частинах теж різний. Для аналогової частини діє традиційний алгоритм послідовної алгебраїзації та лінеаризації вихідної системи диференціальних рівнянь ММС, отриманих в неявному вигляді модифікованим методом вузлових потенціалів. В цифровій частині схеми моделювання виконується подійне моделювання за правилами п'ятизначної логіки, де дискретні рівні сигналу приймають значення 1, 0, X, F, R (дозволені рівні напруги – алфавіт сигналу).

При моделюванні пристроїв мішаного типу, кроки інтегрування в аналоговій та цифровій частинах пристрою обираються незалежно один від одного. Мінімальне значення кроку інтегрування у цифровій частині визначається кроком дискретизації (частота дискретизації, як правило, 10ГГц), або параметром Pin-to-Pin Delay. Крок інтегрування у аналоговій частині визначається найменшою постійною часу у схемі. Загальна кількість кроків залежить від значення максимальної постійної часу в схемі, і в аналогово-цифровій схемі значно вища за кількість кроків у аналогових схемах тієї ж розмірності. Звичайно, аналогово-цифрові пристрої моделюються в режимі розрахунку перехідних процесів (*Transient*), однак інші режими – по постійному (*DC*) та змінному (*AC*) струму також доступні при певних спрощеннях схеми. Математичні моделі мішаних пристроїв є жорсткими, оскільки відношення постійних часу не менше 10^5 , тому до алгоритмів моделювання висуваються вимоги підвищеної тривкості та збіжності.

8.2 Етапи виконання роботи

8.2.1 Занести в звіт класифікацію моделей цифрових компонентів в ECAD.

8.2.2 Занести в звіт параметри моделей цифрових схем.

8.2.3 Визначити особливості моделей аналогових та цифрових схем в MC9 (файли mix.cir).

8.2.4 Дослідити особливості моделювання аналогово-цифрових схем в MC9 (файли mix.cir).

8.2.5 Визначити особливості представлення результатів моделювання аналогових та цифрових схем в постпроцесорі MC9 (файли mix.cir).

8.3 Контрольні запитання

- 1 Класифікація цифрових пристроїв та їхніх моделей.
- 2 Параметри моделей цифрових пристроїв.
- 3 Відмінності моделей цифрових компонентів порівняно із моделями аналогових компонентів.
- 4 П'ятизначний подійний алгоритм.
- 5 Проблеми стикування алгоритмів моделювання при аналізі аналогово-цифрових схем.
- 6 Програми проектування програмованих IC (PLD, FPGA).

ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- 1 Системы автоматизированного проектирования в радиоэлектронике / Справочник под ред. Норенкова И.П. – М.: Радио и связь, 1986. – 368 с.
- 2 **Амелина, М.А.** Программа схемотехнического моделирования Micro Cap 8; справочное издание /М.А.Амелина, С.А.Амелин. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 464 с.
- 3 **Карлащук, В.И.** Электронная лаборатория на IBM PC / В.И.Карлащук. – М.: Солон-Р., 1999. – 506 с.
- 4 **Разевиг, В.Д.** Система схемотехнического моделирования Micro-Cap7 / В.Д.Разевиг. –М.: Солон, 2003. – 368 с.
- 5 **Бессоннов, Л.А.** Теоретические основы электротехники / Л.А.Бессоннов. – М.: Высш. школа, 1978. – 528 с.
- 6 Micro-Cap 9 Electronic Circuit Analysis Program. User's Guide. – Spectrum Software, 2007. – 220 с.
- 7 **Руденко, В. С.** Основы промышленной электроники / В. С. Руденко, В. И. Сенько, В. В. Трифонюк. – К.: Вища школа, 1985. – 400 с.
- 8 **Тугов, Н.Н.** Полупроводниковые приборы /Н.Н.Тугов, Б.А.Глебов, Н.А.Чарыков – М.: Энергоиздат, 1990 – 676 с.
- 9 Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual. – Spectrum Software, 2007. – 916 с.
- 10 **Переверзев, А.В.** Моделювання пристроїв силової електроніки: учбовий посібник для студентів напрямку Електроніка» / А.В.Переверзев, О.В.Василенко — Запоріжжя: ЗДІА, 2003. - 160с., іл.
- 11 **Семенов, Б.Ю.** Силовая электроника: от простого к сложному /Б.Ю.Семенов. – М.: Солон-Пресс, 2005.– 415 с.
- 12 **Разевиг, В.Д.** Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab8.0 / В.Д.Разевиг. – М.: Солон, 1999. – 698с.

Додаток А
Параметри моделі діода

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

Додаток Б
Варіанти завдань до роботи
“Синтез і аналіз цифрових пристроїв в середовищі
Electronics Workbench”

№ варіанта	Логічний вираз	Базис
1	$F = \overline{X_1 X_2} \oplus X_3$	I–НІ
2	$F = (X_1 + X_2) \overline{(X_3 + X_4)} X_1 X_3$	змішаний
3	$F = \overline{X_1 X_3} \cdot \overline{X_2 X_4} + \overline{X_1} \cdot \overline{X_3 X_4}$	I–НІ
4	$F = \overline{(X_1 + X_2)} \overline{(X_3 + X_2)} \overline{(X_3 + X_1)}$	змішаний
5	$F = \overline{(X_1 + X_2)} \overline{(X_2 + X_3)} + X_1 + X_3$	I–НІ
6	$F = \overline{(X_1 X_2 + X_2 X_3)} \overline{(X_1 + X_2)}$	змішаний
7	$F = X_1 \overline{X_3 X_4} + \overline{X_2 X_4} + \overline{X_1 X_3 X_4}$	I–НІ
8	$F = (X_1 + X_2 + \overline{X_3}) \overline{(\overline{X_3} + X_4)} \overline{(X_1 + X_3)} \overline{(\overline{X_3} + X_2)}$	змішаний
9	$F = \overline{X_1 X_2} \oplus \overline{X_3} + X_4$	I–НІ
10	$F = \overline{X_1 X_3} + \overline{X_2 X_3} + X_1 \overline{X_2 X_3}$	змішаний
11	$F = X_1 X_2 \oplus \overline{X_1} X_2$	I–НІ
12	$F = \overline{X_1 X_2} + \overline{X_1 X_3} + X_2 X_3$	змішаний
13	$F = \overline{X_1 X_2 X_3} + \overline{X_1 X_2 X_3}$	I–НІ

14	$F = (\overline{X_1 + X_2})(\overline{X_3 + X_4})X_2X_3$	змішаний
15	$F = \overline{\overline{\overline{X_1 + X_2}}X_3X_4 + X_5}$	I–НІ
16	$F = X_1X_2 \oplus \overline{X_3}$	змішаний
17	$F = \overline{(\overline{X_1X_2 + X_2X_3})(\overline{X_1 + X_2})}$	I–НІ
18	$F = \overline{X_1X_2} \oplus \overline{X_3X_4}$	змішаний
19	$F = X_1X_2 \oplus \overline{X_3X_4}$	I–НІ
20	$F = \overline{\overline{X_1X_2X_4} + X_1\overline{X_3X_4}}$	змішаний
21	$F = \overline{X_1X_4} + \overline{X_3X_1} + X_2$	I–НІ
22	$F = \overline{X_1X_2} + X_3\overline{X_1} + \overline{X_2X_3}$	змішаний
23	$F = \overline{X_1} \cdot \overline{X_2} \cdot \overline{X_3} + \overline{\overline{X_1X_2} \cdot \overline{X_3}} + \overline{\overline{\overline{X_1X_2}}}$	I–НІ
24	$F = (\overline{X_1} + \overline{X_2})(\overline{X_3 + X_1})(\overline{X_2 + X_3})$	змішаний
25	$F = \overline{X_1X_2} + \overline{X_2X_3} \cdot \overline{X_1} + X_3$	I–НІ

Додаток В

Перелік питань до модульних контролів і самостійних робіт

В.1 Перелік питань, які виносяться на перший МК

Питання першого рівня складності

- 1 Етапи та рівні проектуванні пристроїв електроніки.
- 2 Структура ECAD.
- 3 Розвиток ECAD.
- 4 Функції постпроцесорів в ECAD.
- 5 Склад і структура бібліотеки моделей в ECAD.
- 6 Закони Кірхгофа (топологічні рівняння).
- 7 Закони Ома. Компонентні рівняння/моделі для пасивних двополюсників.
- 8 Компонентні рівняння в операторному виді в ECAD.
- 9 Класифікація моделей трансформаторів.
- 10 Система рівнянь двообмоточного трансформатора.
- 11 Моделювання дроселів.
- 12 Класифікація моделей діодів.
- 13 Зобразити структуру потужного діода та нанести на неї на відповідні ділянки елементи схеми заміщення моделі Еберса-Молла.
- 14 Зобразити структуру БТ та нанести на неї на відповідні ділянки елементи схеми заміщення моделі Еберса-Молла.
- 15 Пояснити функціонування тиристора на основі двотранзисторної макромоделі.

Питання другого рівня складності

- 16 Магнітні матеріали. Параметри моделі Джіла-Атертона.
- 17 Чим програми моделювання відрізняються від програм проектування.
- 18 Використання законів комутації в ECAD.
- 19 Пояснити ефекти високого рівня інжекції в БТ та тиристорі.
- 20 Методи підвищення збіжності в ході моделювання на постійному струмі.

В.2 Перелік питань, які виносяться на другий МК

Питання першого рівня складності

- 1 Функціонування та структури ПТКП.
- 2 Функціонування та структури МОПТ.

- 3 Особливості моделювання потужних ПТ.
- 4 Модель Шіхмана-Ходжеса для польових транзисторів.
- 5 Принципи побудови макромоделей інтегральних схем.
- 6 Макромоделі ОП.
- 7 Інтерфейс та призначення логічного конвертора.
- 8 Методика синтезу комбінаційного пристрою в EWB.
- 9 Класифікація цифрових пристроїв та їхніх моделей.
- 10 Особливості моделей цифрових приладів.
- 11 Аналоговий алгоритм.
- 12 Метод Ньютона.
- 13 Метод Ейлера.
- 14 Методи управління точністю моделювання.
- 15 Методи управління збіжністю моделювання.

Питання другого рівня складності

- 16 Спрощення математичної моделі схеми (ММС) при аналізі в режимі малого сигналу.
- 17 Зобразити структуру потужного ПТ та нанести на неї на відповідні ділянки елементи схеми заміщення моделі Шіхмана-Ходжеса.
- 18 Методи управління тривкістю/стійкістю моделювання.
- 19 Особливості моделювання аналогово-цифрових пристроїв.
- 20 Принципи локальної лінеаризації при моделюванні (ряд Тейлора).

В.3 Перелік питань, які пропонуються для самостійної роботи (реферати)

- 1 Моделювання електронних пристроїв в універсальних математичних процесорах.
- 2 Особливості моделювання пристроїв силової електроніки.
- 3 Особливості моделювання височастотних електронних пристроїв.
- 4 Моделювання паразитних ефектів при проектуванні друкованих плат.
- 5 Електротеплові моделі.
- 6 Програми наскрізного проектування, віртуальне виробництво.
- 7 Spice-сумісні програми ECAD.
- 8 Моделювання та проектування програмованих ІС.
- 9 Проблеми алгоритмічних збоїв при моделюванні.
- 10 Методика розробки нових моделей/макромоделей.