

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до лабораторних робіт
з дисципліни
АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ
для студентів спеціальності
6.050801 „Мікро- та наноелектроніка“
денної й заочної форм навчання

2010

Методичні вказівки до лабораторних занять з дисципліни „Аналіз електронних схем“ для студентів спеціальності 6.050801 „Мікро- та наноелектроніка“ денної й заочної форм навчання / Укл.: О.В.Василенко, Є.Л.Жавжаров. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2010. – 54 с.

Укладачі: О.В.Василенко, канд. техн. наук,
Є.Л. Жавжаров, доц., канд.фіз.-матем. наук

Рецензент: В. В. Погосов, проф., д-р фіз.-матем. наук

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

Затверджено
на засіданні кафедри
мікро- та наноелектроніки
Протокол №3
від 12 листопада 2010 р.

ЗМІСТ

Вступ.....	5
1 Лабораторна робота №1 „Дослідження інтерфейсів та можливостей постпроцесорів ECAD”.....	6
2 Лабораторна робота №2 „Розгалужувачі струму і напруги. Закони Кірхгофа”.....	9
3 Лабораторна робота №3 „Фільтруючі ланцюги. Кола інтегрування та диференціювання”.....	13
4 Лабораторна робота №4 „Аналіз статичного режиму підсилювачів на транзисторах”.....	19
5 Лабораторна робота №5 „Аналіз перехідних характеристик ключів на транзисторах при різних видах навантаження”....	25
6 Лабораторна робота №6 „Дослідження функцій схеми при випадковому розкиді параметрів моделі компонента за методом Монте-Карло”.....	30
7 Лабораторна робота №7 „Аналіз частотних характеристик схем на операційних підсилювачах. Визначення спектру сигналу”.....	35
8 Лабораторна робота №8 „Дослідження функцій схем при варіації параметрів компонентів. Методика параметричної оптимізації”.....	44
Перелік рекомендованої літератури.....	48
Додаток А Схеми для лабораторної роботи №3.....	50
Додаток Б. Завдання для лабораторної роботи №4.....	51
Додаток В Основні функції для спектрального аналізу в МС9	52
Додаток Д Основні вторинні параметри, які оптимізуються в МС9.....	53

ВСТУП

Дисципліна “Аналіз електронних схем” є основою вивчення математичного забезпечення етапу аналізу при проектуванні пристроїв електронної техніки: методів формування математичних моделей схем як універсальних, так і орієнтованих на дослідження конкретних функцій схем, видів одно- та багатоваріантного аналізу схем в середовищі програм ECAD.

Мета лабораторних робіт курсу: вивчення видів та методики аналізу основних електронних схем в ECAD.

За результатами вивчення дисципліни студенти повинні **знати:**

- способи отримання математичних моделей схем у компактній формі;
- критерії обирання методів аналізу та видів аналізу;
- методи та види аналізу в сучасних програмах автоматизованого схемотехнічного проектування;
- етапи формування та розв’язання рівнянь математичних моделей схем, особливості аналізу конкретних аналогових схем;

вміти:

- проводити всебічний аналіз електромагнітних процесів в пристроях електроніки;
- за аналізованими функціями схеми визначати вторинні параметри, давати напрямки параметричної оптимізації пристрою.

Дисципліна базується на знаннях, отриманих студентами при вивченні курсів: „Теорія електричних і електронних кіл“, „Аналогова схемотехніка“, „Твердотільна електроніка“, „Моделювання в електроніці“ і являє собою базу для таких дисциплін навчального циклу, як „Автоматизація схемотехнічного проектування“, „Силові напівпровідникові прилади“, інших дисциплін спеціалізації, курсового та дипломного проектування.

По кожній лабораторній роботі надані скорочені теоретичні відомості із посиланням на рекомендовані джерела, етапи виконання роботи та контрольні запитання.

1 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №1

„ДОСЛІДЖЕННЯ ІНТЕРФЕЙСІВ ТА МОЖЛИВОСТЕЙ ПОСТПРОЦЕСОРІВ ECAD”

Мета роботи - отримання навичок 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, можна виділити програми проектування і програми моделювання. Схема типової ECAD-системи показана на рис. 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 введення 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-проективання, підготовка

технологічних файлів і конструкторської документації. Такі програми призначені для проектування в області радіоелектроніки, автоматики, вимірювальної техніки, електротехніки та ін.

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

1.1.2 Види аналізу в ECAD

Доступні види аналізу в програмі MC9 наведені на рис. 1.2.

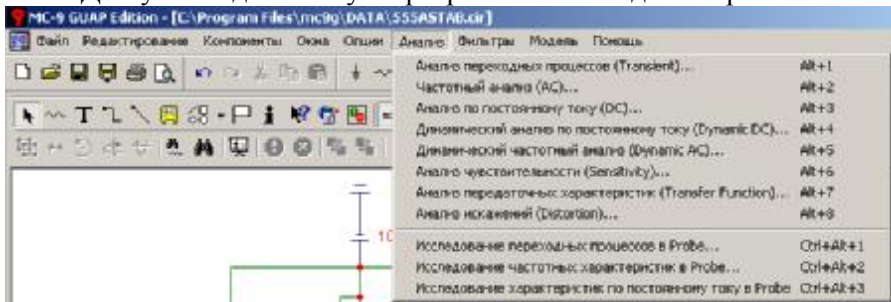


Рисунок 1.2 – Доступні види аналізу в програмі MC9

Вибір виду аналізу визначається класом моделюемого пристрою і функціями схеми, за якими схема має бути оптимізована. Перед аналізом необхідно визначити в редакторі SVE [2] або розрахунком режиму по постійному струму початкові умови: потенціали аналогових вузлів, струми індуктивностей та 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 та 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*.
- Багатоваріантні види аналізу призначені для визначення області

безпечних режимів і допусків, служать для локальної параметричної оптимізації пристроїв електроніки. Вони можуть бути з детермінованим, або випадковим кроком зміни внутрішніх (W) / зовнішніх (Q) / вхідних (X) параметрів (див. рис. 1.3). В принципі, розрахунок передаточних характеристик по постійному струму можна віднести до багатоваріантних видів. Сутність багатоваріантних видів аналізу полягає в багаторазовому розрахунку пристроїв одноваріантними видами.

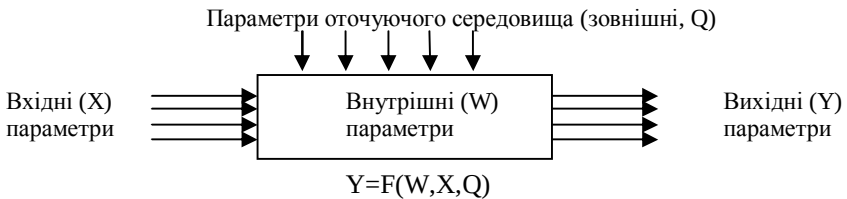


Рисунок 1.3 – Модель системи – «білий ящик»: схема та функціонал

Розрахунок сімейства функцій схеми при різних значеннях параметра (значення параметра моделі компонента) називають варіацією параметра (*Stepping/Sweep*). Крок варіації, початкове і кінцеве значення обираються користувачем. В якості варіюємого параметра 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 на найгірший випадок (*Worst Case*). Для розрахунку чутливості та найгіршого випадку використовують результати аналізу Монте – Карло, які теж пов’язані один із іншим. 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 та допоміжних обчислень над отриманими графіками. Всі можливості постпроцесора доступні при аналізі перехідних процесів, контекстне меню, що активується у вікні завдання функції для аналізу. На рис. 1.4 показано 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.

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

1.2.5 Дослідити функції постпроцесора.

Примітка: п.п. 1.2.4 і 1.2.5 виконати на прикладі готових бібліотечних файлів з меню DATA MC9.



Рисунок 1.4 – Меню постпроцесора в MC9

1.3 Контрольні запитання

- 1 Задачі аналізу при проектуванні пристроїв електроніки.
- 2 Структура ECAD. Чим програми моделювання відрізняються від програм проектування? Що таке наскрізне проектування?
- 3 Можливості автоматизованого аналізу в ECAD, аналогових пристроїв тощо. Склад бібліотеки моделей в MC9.
- 4 Особливості основних одноваріантних видів аналізу.
- 5 Особливості основних багатоваріантних видів аналізу.
- 6 Функції постпроцесорів в ECAD.

2 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №2 «РОЗГАЛУЖУВАЧІ СТРУМУ І НАПРУГИ. ЗАКОНИ КІРХГОФА»

Мета роботи - отримання навичок аналізу дільників струму і напруги в середовищі програм ECAD, повторення законів Ома і Кірхгофа.

2.1 Основні відомості

Закони Ома (компонентні рівняння) для пасивних двополюсників наведені нижче:

$$\begin{aligned} u_r &= r i_r & i_r &= \frac{1}{r} u_r \\ u_L &= L \frac{di_L}{dt} & i_L &= \frac{1}{L} \int u_L dt \cdot \\ u_C &= \frac{1}{C} \int i_C dt & i_C &= C \frac{du_C}{dt} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Використання цих законів на постійному струмі неможливо, тому в автоматизованому проектуванні приймають значення реактивного опору ємності нескінченно великим, а індуктивності — малим. Отже, в DC-аналізі заміняють елемент «ємність» розривом, а елемент «індуктивність» — замкерткою [2].

2.1.1 Закони Кірхгофа на постійному струмі формуються так:

Перший закон: алгебраїчна сума струмів через перетин (у вузлі) дорівнює нулю.

Другий закон: алгебраїчна сума падінь напруг в контурі дорівнює алгебраїчній сумі е.р.с, що діють у контурі.

Перший закон ще називають законом безперервності потоку, другий закон є формою закону збереження енергії.

Ці закони оперують топологічними елементами:

- перетин – замкнена область, яка віртуально охоплює частину схеми, кількість перетинів дорівнює кількості незалежних напруг;
- контур – замкнене коло (шлях) для протікання струму.

Ідеальні пасивні елементи використовують електромагнітну енергію так:

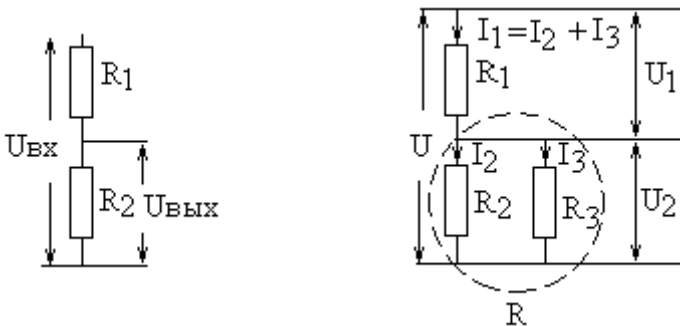
- опір розсіює у формі тепла;
- ємність накопичує електростатичну складову (потенціальну енергію);
- індуктивність накопичує магнітну складову (кінетичну енергію).

2.1.2 Дільники струму і напруги

В електротехніці та електроніці широко використовують такі схеми: дільники напруги, струму та мостові [4, 5].

Дільники напруги – це лінійні перетворювачі, у яких вихідна напруга завжди менше (або дорівнює) вхідної.

Простий приклад дільника напруги наведено на рисунку 2.1, а.:



а – дільник напруги; б - навантажений дільник

Рисунок 2.1 – Схеми для дільника напруги;

Якщо один з опорів негативний, то можна одержати підсилення ($U_{\text{вих}} > U_{\text{вх}}$).

Дільники напруги бувають:

а) ненавантаженими, його вихідна напруга:

$$U_2 = U \frac{R_2}{R_1 + R_2};$$

додатковий опір:

$$R_1 = \frac{U - U_2}{I}.$$

б) навантаженими, де $R_3 = R_n$, напруга на виході:

$$U_2 = \frac{R}{R_1 + R}, \text{ де } R = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3},$$

додатковий опір:

$$R_1 = \frac{U - U_2}{I_2 + I_3};$$

в) з керованим виходом (R_2 – керований опір).

Мостові схеми (рисунок 2.2, в) застосовують для вимірювання параметрів електронних ланцюгів, для їх перетворення в електронні сигнали, а також як фільтри.

Мостові схеми використовують для сигналів:

а) постійного струму (для вимірювання опору електронного ланцюга і для перетворення опорів в струм або напругу);

б) змінного струму (для вимірювання або перетворення в електронний сигнал комплексних опорів, а також як фільтри).

Важлива властивість мостових ланцюгів - при певному співвідношенні опорів плечей моста, напруги і струму в його діагоналі сд немає при будь-якому значенні джерела живлення E_{π} .

Вираз для моста постійного струму:

$$R_{10} = R_3 \frac{R_2}{R_4},$$

де R_3 – регульований опір.

Для моста змінного струму:

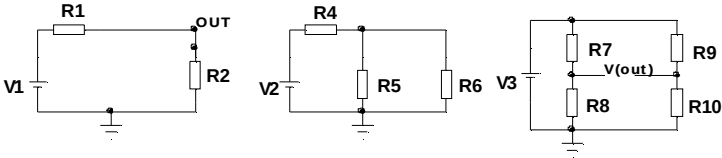
$$Z_{10} = Z_3 \frac{Z_2}{Z_4}; \quad \varphi_{10} = \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4.$$

Для врівноваження ланцюга постійного струму потрібен тільки один регульований елемент, а в мостах змінного струму – два врівноважуючих елементи (для модуля і аргументу комплексного опору).

У врівноваженому мості $I_1 Z_1 = I_3 Z_3$, $I_2 Z_2 = I_4 Z_4$.

2.2 Етапи виконання роботи

2.2.1 Зібрати в середовищі ECAD (EWB, Multisim) схему дільника напруги/струму (рис. 2.2, а, б).



а - дільник напруги; б - дільник струму; в - вимірювальний міст

Рисунок 2.2 – Схеми для дослідження

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

2.2.3 Заміряти значення вихідної напруги (струму) при варіації одного з опорів.

2.2.4 Зібрати і промоделювати процеси в схемі (рисунок 2.1, в) збалансованого вимірювального моста. Змінити опір одного з плечей і повторити моделювання.

2.3 Контрольні запитання

- 1 Закони Кірхгофа та Ома.
- 2 Пояснити відмінності процесів при паралельному і послідовному включенні елементів.
- 3 Номенклатура і призначення пасивних двополюсників.
- 4 Задача по розрахунку електричного стану кола постійного струму.
- 5 Вимірювальні пристрої для напруги і струму.
- 6 Вимірювальний міст: формули, принцип дії.

3 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №3 «ФІЛЬТРУЮЧІ ЛАНЦЮГИ. КОЛА ІНТЕГРУВАННЯ І ДИФЕРЕНЦІЮВАННЯ»

Мета роботи - дослідити характеристики функціонування пасивних фільтрів за допомогою моделювання.

3.1 Основні теоретичні відомості

3.1.1 Фільтруючі ланцюги

Електричним фільтром називають пристрій, призначений для пропускання зі всього спектру вхідного сигналу тих гармонічних складових, частоти яких знаходяться у визначеній смузі частот (смуга пропускання або прозорості), і приглушення тих складових, частоти яких знаходяться поза смугою пропускання фільтру [5, 6]. Частоту, яка знаходиться на кордоні смуги пропускання, називають *частотою зрізу* f_c .

За розташуванням смуги пропускання фільтри ділять на типи:

- фільтри нижніх частот (ФНЧ), що мають смугу пропускання з частотами від 0 до f_c (верхня - f_v);
- фільтри верхніх частот (ФВЧ), що мають смугу пропускання від f_c (нижня - f_n) до безкінечності;
- смугові, або селективні фільтри (СФ), вхідний сигнал передається, або підсилюється в смузі частот від f_{c1} до f_{c2} ;
- загороджувальні фільтри (ЗФ), вхідний сигнал згасає в смузі частот від f_{c1} до f_{c2} ;
- гребінчасті фільтри (ГФ), або багатосмугові.

За топологією розрізняють *T-подібні* та *Π-подібні* фільтри. Фільтри з паралельним включенням чотириполюсників називають *мостовими фільтрами*. Принциповою особливістю мостових фільтрів є те, що на деякій частоті два сигнали, які проходять по різних каналах, можуть поступати на вихід у протифазі, але з однаковою амплітудою.

За наявності активних елементів (транзисторів, операційних підсилювачів (ОП)) розрізняють *активні фільтри* і *пасивні*. Активні фільтри здатні підсилювати сигнали, що проходять через них, по потужності, вони, як правило, будуються на операційних підсилювачах. Селективні властивості активних фільтрів задаються

чотириполосником зворотного зв'язку, в якості яких виступають пасивні RC-фільтри. У резонансних підсилювачах відсутні зворотні зв'язки, тому зазвичай їх не відносять до розряду активних фільтрів.

У пасивних фільтрах можуть застосовуватися реактивні елементи одного типу - тільки індуктивності, або тільки ємності, при цьому селекція сигналів ґрунтується, як і раніше, на частотній залежності опору реактивних елементів.

Для формування необхідних частотних характеристик фільтри повинні містити і резистори. Зазвичай, при побудові фільтру відмовляються від індуктивності, яка є більш габаритним і дорогим, та менш стабільним елементом порівняно з ємністю.

Як міра передачі фільтру, тобто для безпосереднього порівняння його вихідної напруги з е.р.с. E джерела використовується коефіцієнт передачі $K(j\omega) = K \cdot \exp(\theta)$, причому частотні залежності $K(\omega)$ і $\theta(\omega)$ називають відповідно *частотною* (амплітудно-частотною) і *фазовою* (фазо-частотною) *характеристиками фільтру*.

Про селективні властивості фільтру можна судити по вигляду його амплітудно-частотної характеристики. Важливим параметром фільтру є смуга пропускання фільтру $\Delta F = f_{c2} - f_{c1}$, яка визначається для частот f_{c2} і f_{c1} . Частота зрізу $\omega_c = 1/RC$ визначають із співвідношення $K(\omega_c) = 1/\sqrt{2}$.

Розглянемо як прототип простий RC-фільтр, зображений на рисунку 3.1,а із коефіцієнтом передачі

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}. \quad (3.1)$$

Звідси отримуємо частотні характеристики:

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \quad (3.2)$$

$$q(\omega) = -\arctg(\omega RC). \quad (3.3)$$

Для реалізації спільного підходу доцільно ввести нормовану комплексну змінну $p = j\omega/\omega_c$. Коефіцієнт передачі матиме вигляд:

$$K(p) = \frac{1}{1 + p}. \quad (3.4)$$

При $p \ll 1$, тобто на низьких частотах $K(p) \approx 1$. На частоті зрізу $p=1$ коефіцієнт передачі зменшується на 3 дБ. На високих частотах при $p \gg 1$ $K(p) \approx 1/p$, тобто коефіцієнт передачі зворотно пропорційний частоті. При збільшенні частоти в 10 разів він зменшується на 20 дБ на декаду.

У загальному вигляді передавальна функція фільтру нижніх частот може бути представлена так:

$$K(p) = \frac{A_0}{1 + c_1 p + c_2 p^2 + \dots + c_n p^n}, \quad (3.5)$$

де $c_1, \dots, c_n$ - позитивні дійсні коефіцієнти.

3.1.2 Основні закони теорії кіл

3.1.2.1 Закони комутації

Перший закон: струм через індуктивність безпосередньо до комутації $i_L(0-)$ дорівнює струму безпосередньо після комутації $i_L(0+)$:

$$i_L(0-) = i_L(0+).$$

Другий закон комутації: напруга на ємності безпосередньо до комутації $u_C(0-)$ дорівнює напрузі безпосередньо після комутації $u_C(0+)$:

$$u_C(0-) = u_C(0+).$$

3.1.2.2 Компонентні рівняння для пасивних двополюсників (закони Ома) :

- як функції часу:

$$i_r(t) = \frac{1}{r} u_r(t)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int u_L dt. \quad (3.6)$$

$$i_C(t) = C \frac{du_C}{dt}$$

— як функції комплексної частоти (після виконання перетворення функції часу, компонентні рівняння стають алгебраїчними, див. Таблицю 3.1) [7].

Таблиця 3.1 –Параметри і рівняння основних двополусників

Двополусник	Пара-метр	Z	Y	Рівняння	
				для напруги	для струму
Опір	$R = \frac{1}{G}$	R	G	$U_R = R I_R$	$I_R = G U_R$
Емність	C	$\frac{1}{pC}$	pC	$U_C = \frac{1}{pC} I_C$	$I_C = pCU_C$
Індуктивність	L	pL	$\frac{1}{pL}$	$U_L = pLI_L$	$I_L = \frac{U_L}{pL}$

3.1.2.3 Закони Кірхгофа адекватні і для кіл змінного струму з додаванням напrikінці формулювання обох законів «...у кожний момент часу.» (див. п.2.1.1).

3.1.3 Кола інтегрування і диференціювання

Кола інтегрування і диференціювання широко використовують в електроніці, зокрема, в силовій, у системах автоматичного регулювання /управління. На їхній основі будують демпфуючі ланцюги (снаббери). Диференціювання вихідного сигналу лежить в основі принципу “вкорочення імпульсів”, тобто використовується в схемах генераторів коротких імпульсів.

В аналогових обчислювачах ці ланцюги використовуються разом із операційними підсилювачами для отримання інтегралів і похідних функцій вхідних сигналів. Для прикладу виведемо формулу для вихідної напруги кола, наведеного на рис. 3.1,а, тут вхідна напруга позначена u_{in} , вихідна - u_{out} :

$$u_{out} = u_C = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int \frac{u_{in}}{R} dt = \frac{1}{RC} \int u_{in} dt . \quad (3.7)$$

На рис. 3.2 наведені RC- та RL- ланки, які утворюють кола інтегрування (а, г) і диференціювання (б, в).

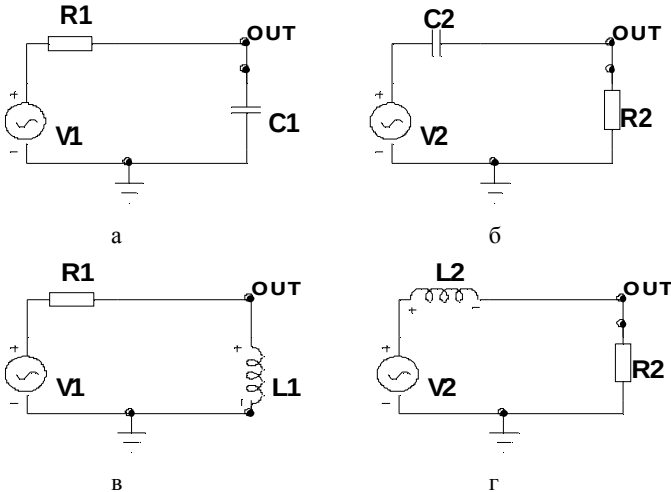


Рисунок 3.1 – RC- та RL- ланки

3.1.3 Принцип дуальності

Важливе практичне значення принципу дуальності полягає в тому, що заміна в будь-якій залежності величин і термінів відповідними дуальними величинами і термінами призводить до нової залежності, яка зберігає фізичний сенс [7].

Дуальними величинами і термінами є наступні пари: перетин - контур, вузол - контур, паралельне сполучення - послідовне сполучення, замикання - розмикання, провідність - опір, індуктивність - ємність, струм - напруга, потенціальна енергія - кінетична енергія і т.п.

Дуальними співвідношеннями є:

$$\text{рівняння для гілок: } I_z = Y_z U_z + J_z, \quad U_z = Z_z I_z + E_z;$$

$$\text{закони Кірхгофа: } \sum i(t) = 0 \text{ та } \sum u(t) = 0;$$

вирази для методу контурних струмів і вузлових потенціалів.

Де під I та U мається на увазі будь-які форми подання струмів та напруг, внаслідок лінійності всіх типів перетворення функцій часу.

3.2 Хід роботи

3.2.1 Виконати моделювання характеристик напруги та струму для схеми згідно варіанту (додаток А) за допомогою *Transient*-аналізу. Побудувати графіки напруги на вході та на виході.

3.2.2 Отримати АЧХ та ФЧХ кола за допомогою АС-аналізу. Проаналізувати АЧХ та ФЧХ, визначити смугу пропускання. Пояснить за допомогою АЧХ та ФЧХ, фільтр яких частот моделюється (низьких, високих).

3.2.3 Провести моделювання, замінивши вхідне джерело синусоїдної напруги на джерело напруги прямокутної форми (*PULSE*). Визначити, до якого типу (інтегруючий, або диференціюючий ланцюг) відноситься схема.

3.2.4 Провести моделюванням підтвердження законів комутації, проаналізувавши отримані перехідні (імпульсні) характеристики.

3.3 Контрольні запитання

- 1 Пояснити відмінності фізичних процесів у індуктивному і ємнісному фільтрах.
- 2 Закони Ома, Кірхгофа, комутації.
- 3 Паралельний та послідовний резонанси.
- 4 Частотні характеристики пасивного фільтра: смуга пропускання, коефіцієнт передачі.
- 5 Кола інтегрування та диференціювання. Вивід рівняння для вихідної напруги.
- 6 Принцип дуальності.
- 7 Векторні діаграми для пасивних RLC-кіл (задача) [4, 5].
- 8 Коефіцієнт потужності, його корекція [4, 5].

4 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №4

«АНАЛІЗ СТАТИЧНОГО РЕЖИМУ ПІДСИЛЮВАЧІВ НА ТРАНЗИСТОРАХ»

Мета - дослідити вхідні і вихідні характеристики підсилюючого каскаду на БТ за схемою загальний емітер. Побудувати характеристики каскаду при роботі в режимі А.

4.1 Основні теоретичні відомості

4.1.1 Особливості розрахунку статички в ECAD

Статичний режим розраховують для оцінки електричного стану до початку впливу на схему вхідних джерел (як початкові умови), тобто розраховуються потенціали вузлів при включенні джерел постійного струму (живлення).

У режимі аналізу статички розраховуються передаточні характеристики. До входу підключаються один чи два незалежних джерела постійної напруги / струму. Програма автоматично шунтує індуктивності, виключає конденсатори, потім, змінюючи із певним шагом вхідні джерела, отримує сімейство передаточних функцій, або, якщо на вході джерело постійної напруги, буде розрахована передаточна функція (для підсилювача) [2].

У програмах ECAD режим по постійному струму розраховують ітераційним методом Ньютона-Рафсона. За відсутності збіжності рекомендується збільшити максимальну кількість ітерацій в Global Setting - ITL1 (за замовчанням ITL1=40). Для підвищення швидкості збіжності рекомендується встановлювати початкові значення вузлових потенціалів якомога більш близькі до очікуваних по постійному струму (за відсутності цієї директиви всі вузлові потенціали на початковій ітерації вважаються рівними нулю). Якщо рішення методом Ньютона-Рафсона не збігається, програма автоматично переходить до метода варіації напруг джерел живлення Source stepping, що ціною збільшення витрат машинного часу забезпечує збіжність рішення в більшості випадків. Іноді спочатку застосовується метод варіації мінімальної провідності GMIN і після цього, у випадку його невдачі, – метод варіації напруг.

У математичних моделях компонентів враховані теплові, дробові та низькочастотні фліккер-шуми, спектральні щільності яких

можуть бути розраховані. Можна розрахувати в режимі аналізу статистики сумарну спектральну щільність напруги або струму шумів, перерахованих до входу. Після розрахунку рівня шумів на графіках виводяться значення кореня квадратного з цих величин, розмірності $B/\sqrt{Гц}$, або $A/\sqrt{Гц}$. Розрахунок спектральної щільності шумів можливий також в режимі малого сигналу (аналіз по змінному струму/частотних характеристиках /AC).

Рівень шуму перераховується із виходу на вхід діленням спектральної щільності на квадрат модуля передаточної функції.

4.1.2 Основні показники каскадів підсилення за схемою 3Е

Підсилювальні властивості біполярного транзистора зумовлені тим, що слабкий струм бази I_b , що протікає в проміжку база-емітер транзистора, управляє у багато разів більшим струмом колектора I_k , що протікає в проміжку емітер-колектор, або близьким йому (за значенням) струмом в ланцюзі емітера $I_e = I_k + I_b$.

Зазвичай [3,5] джерело сигналу, який належить підсилити, підключають до входних електродів «база» і «емітер», навантаження R_n у вихідному ланцюзі приєднують так, щоб через нього протікав струм I_k або I_e , який не перевищує допустимого струму $I_{k \text{ доп}}$ (рис. 4.1 а,б).

Для нормальної роботи транзистора необхідно подати на його електроди початкову напругу постійного струму відповідної полярності. Щодо емітера вона має складати на базі близько 0,6-0,7 В (для кремнієвих БТ), а на колекторі - не перевищувати напругу $U_{ке,доп}$. За цих умов транзистор має здатність підсилювати напругу, струм і потужність. Граничні значення параметрів $U_{к,доп}$ і $U_{ке,доп}$, а також максимально допустима розсіювана на колекторі потужність $P_{к,доп}$, наводяться в довідниках.

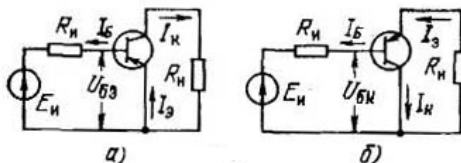


Рисунок 4.1 Схеми включення БТ: а) – 3Е; б)– 3К

У каскаді підсилення сигналів транзистор підключають до решти ланцюгів за допомогою трьох виводів. Один з них, як правило, спільний для вхідного і вихідного ланцюгів підсилювача, отже, розрізняють типові схеми включення БТ в підсилювальний каскад: із загальним емітером (ЗЕ), із загальною базою (ЗБ) і загальним колектором (ЗК). Найбільш поширена схема каскаду з ЗЕ наведена на рис. 4.2. Вхідна напруга тут прикладена до виводів бази і емітера, а вихідна напруга знімається з колектора; вхідним струмом є струм бази, а вихідним - струм колектора.

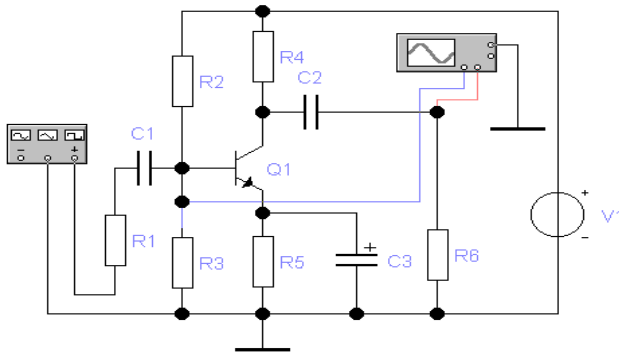


Рисунок 4.2 – Схема моделі каскаду з ЗЕ в програмі EWB

Підсилювальні властивості каскадів найчастіше характеризуються наступними основними показниками: здатністю повертати фазу вихідного сигналу щодо вхідного на 180° (інвертуючий каскад) або залишати її незмінною (неінвертуючий каскад); значеннями коефіцієнта посилення по напрузі, по струму і по потужності; значеннями вхідного і вихідного опорів; формою амплітудно-частотної і фазочастотної характеристик; рівнем нелінійних спотворень.

Принцип підсилення в схемі ЗЕ полягає в наступному. При подачі на базу n-p-n транзистора змінної напруги U_c повна напруга на базі (при миттєвій позитивній полярності сигналу) $U_c + E_{б3}$ збільшується. Це призводить до зростання колекторного струму і напруги на опорі навантаження R_n . Отже, напруга на колекторі зменшується ($E_0 - I_k \cdot R_n$), що вказує на те, що фаза вихідної напруги

$U_{\text{вих}}$ протилежна фазі напруги U_c . Звідси витікає, що каскад із 3Е є таким, що інвертує.

Коефіцієнт підсилення по струму K_T каскаду з 3Е в режимі короткого замикання вихідних затисків, тобто при $R_H=0$, $K_T=i_k/i_6=h_{21}$, де h_{21} -коефіцієнт передачі струму бази при $R_H=0$; він наводиться в довідкових даних серед параметрів транзисторів і складає десятки, інколи сотні одиниць.

Якщо R_H не дорівнює нулю, то для будь-якого R_H коефіцієнт підсилення по струму (динамічний):

$$K_{T.Д.} = h_{12} R_{\text{вих}} / (R_{\text{вих}} + R_H), \quad (4.1)$$

де $R_{\text{вих}}$ — вихідний опір транзистора при обриві вхідного ланцюга (режим холостого ходу на вході).

Вихідний опір $R_{\text{вих}}$ транзистора в каскаді з 3Е можна визначити приблизно за формулою $R_{\text{вих}}=U_{\text{вих}}/I_k=1/h_{22}$, де h_{22} - вихідна провідність при розімкненому вході, значення якої наводиться в довідниках параметрів транзисторів.

Найбільший коефіцієнт підсилення по струму в каскаді з 3Е $K_{T.Д}=h_{21}$ — в режимі короткого замикання вихідних затисків; при R_H , який прямує до нескінченності (режим холостого ходу), $K_{T.Д} \rightarrow 0$.

При будь-якому опорі навантаження коефіцієнт підсилення по напрузі:

$$K = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}} = K_T R_H / R_{\text{вх}} \approx 40 R_H I_K, \quad (4.2)$$

де $R_{\text{вх}}$ - вхідний опір транзистора при коротко замкнутому виході, рівний $1/39 I_6$ або, з урахуванням того, що $I_6=I_k/K_T$, $K_T/39 I_k$, де I_k - в міліамперах. Вхідний опір дорівнює

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}} = h_{11} \approx 0.025 / I_B = 0,025(h_{21} + 1) / I_K, \quad (4.3)$$

де h_{11} - вхідний опір транзистора при короткозамкнутому виході. Для малопотужних БТ він складає декілька сотень Ом, а для потужних - менше 10 Ом. Польові транзистори мають вхідний опір $10^6 \div 10^{12}$ Ом.

При $R_n=0$ і $K=0$, а при $R_n \rightarrow \infty$ теоретично (при зроблених допущеннях) $K \rightarrow \infty$. Практично K можна отримати від декількох десятків до декількох сотень одиниць.

При оцінці підсилювальних властивостей каскаду в сталому режимі роботи представляє інтерес визначення відношення його вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ до напруги джерела зовнішнього сигналу $E_{\text{дж}}$, що поступає на вхід каскаду, тобто так званий крізний коефіцієнт підсилення $K_{\text{кп}}$

$$K_{\text{кп}} = \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\text{дж}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{E_{\text{дж}}} \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{E_{\text{дж}}} K. \quad (4.4)$$

Цей показник характеризує підсилювальні властивості каскаду, оскільки враховує ослаблення зовнішнього сигналу, що виникає при передачі його у вхідний ланцюг підсилювача через те, що внутрішній опір джерела сигналу $R_{\text{дж}}$ не дорівнює 0.

Відношення $U_{\text{вх}}/E_{\text{дж}}$, що показує послаблення сигналу у вхідному ланцюзі каскаду, визначається виразом:

$$a = \frac{U_{\text{вх}}}{E_{\text{дж}}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{дж}} + R_{\text{вх}}}, \quad (4.5)$$

де $R_{\text{вх}}$ - вхідний опір підсилювального каскаду, для каскаду з БТ він найчастіше дорівнює вхідному опору транзистора. Для підсилювачів на БТ $K_{\text{кп}}$ завжди менше K .

Отже, каскад з ЗЕ, маючи здатність підсилювати напругу і струм, дозволяє отримати значний коефіцієнт підсилення по потужності:

$$K_P = K \cdot K_{T,Д.} = h_{21}^2 \left(\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вих}}} + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{дж}}} \right) \approx 40 h_{21} R_{\text{дж}} I_K. \quad (4.6)$$

Його значення сягає декількох тисяч і навіть десятків тисяч одиниць.

4.2 Етапи виконання роботи

4.2.1 Побудувати модель схеми підсилюючого каскаду в ECAD-програмі згідно завданню (див. Додаток Б).

4.2.2 Під'єднати вимірювальні прилади (в EWB) / сформулювати правильно завдання на аналіз (в MC9).

4.2.3 За допомогою попередніх розрахунків опорів дільника задати робочу точку підсилюючого каскаду (режим А) і перевірити його працездатність за допомогою *Transient*-аналізу.

4.2.4 Провести малосигнальний АС-аналіз і визначити параметри амплітудно-частотної характеристики.

4.2.5 Результати моделювання і схеми занести в звіт.

4.3 Контрольні питання

- 1 Класифікація та призначення підсилювачів.
- 2 Режими роботи підсилювача (А,АБ,Б).
- 3 Методика розрахунку параметрів підсилювача на БТ в схемі ЗЕ.
- 4 Особливості та призначення аналізу статичного режиму.
- 5 Основні вихідні (вторинні) параметри підсилювачів.
- 6 Методи підвищення збіжності в ході моделювання на постійному струмі.

5 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5

«АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК КЛЮЧІВ НА ТРАНЗИСТОРАХ ПРИ РІЗНИХ ВИДАХ НАВАНТАЖЕННЯ»

Мета - проаналізувати особливості траєкторій перемикання при комутації польових транзисторів із різним видом навантаження.

5.1 Основні теоретичні відомості

5.1.1 Польові транзистори з ізольованим затвором - МОНТ

Нині відбувається активне витіснення біполярних транзисторів з області ключових пристроїв. Значною мірою альтернативою є польові транзистори, які не споживають статичної потужності по ланцюгу управління; в них відсутні неосновні носії, отже, не потрібен час на їх розсмоктування, тобто підвищується швидкодія. Нарешті, зростання температури призводить до зменшення струму стоку, що забезпечує підвищену термостійкість.

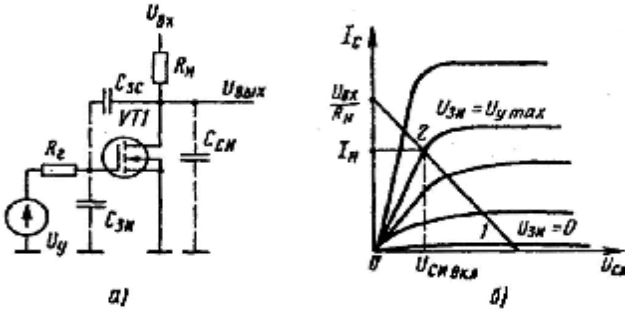
З усього різноманіття польових транзисторів для побудови електронних ключів найбільшого поширення набули МОН - транзистори з індукованим каналом (в іноземній літературі – MOS FET збагаченого типу). Транзистори цього типу характеризуються пороговою напругою, при якій виникає провідність каналу. В області малої напруги між стоком і витокм (відкритий транзистор) їх можна представити еквівалентним опором (на відміну від насиченого біполярного транзистора - джерела напруги). Довідкові дані на ключові транзистори цього типу включають значення опору стік-витік у відкритому стані, який помітно збільшується при збільшенні максимально допустимої напруги стік-витік [7].

У схемотехніці ключових пристроїв на польових транзисторах найчастіше використовують схему із загальним витокм, представлену на рис. 5.1. При відкритому транзисторі струм через транзистор має визначатися значенням опору навантаження і напругою живлення. Для надійного відмикання транзистора амплітуду напруги, яка управляє (напруга на затворі), вибирають з умови:

$$U_{y_{\max}} > (1.2...1.5)(U_0 + I_H / S_0), \quad (5.1)$$

де $I_H = \frac{E}{R_H + R_{\hat{N}}}$ - струм навантаження, U_0 - порогова напруга,

S_0 - крутизна ВХ.



а- принципова схема; б- статичні вихідні характеристики із лінією навантаження
Рисунок 5.1– Ключ на МОНТ

Перехідні процеси в ключах на МОНТ показані на рис. 5.2.

На першому етапі відбувається заряд ємності $C_{ЗВ}$ і перезаряд $C_{ЗС}$ до напруги на затворі, рівній пороговій. Транзистор залишається замкнутим.

На другому етапі транзистор відпирається і переходить в активний підсилювальний режим. На цьому етапі перезаряд $C_{ЗС}$ сповільнюється за рахунок дії негативного зворотного зв'язку (ефект Міллера).

Протягом 3-го етапу напруга на затворі залишається практично постійною. Після закінчення перезаряду $C_{ЗС}$ напруга на затворі збільшується. Виключення відбувається в зворотному порядку.

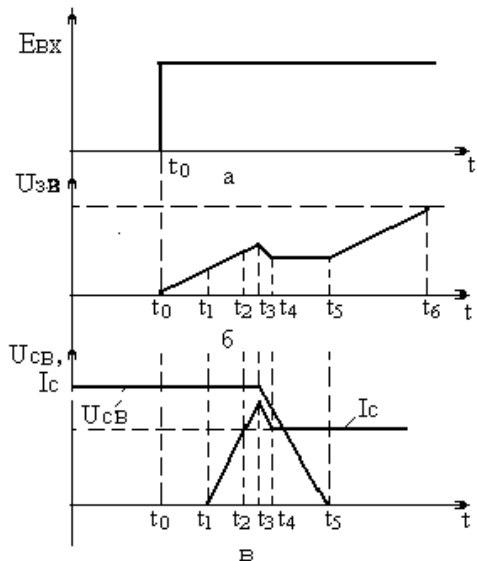


Рисунок 5.2 – Включення МОНТ

5.1.3 Аналіз перехідних процесів

Розглянемо якісно особливості експлуатації напівпровідникових приладів на навантаження активно-індуктивне (RL-навантаження) і на активно-ємнісне (RC-навантаження) в ключовому режимі в порівнянні з R-навантаженням (рис. 5.3). При R-навантаженні зміни струму $i(t)$ і напруги $u(t)$ під час перехідних процесів визначаються швидкодією напівпровідникового приладу і мають однакову форму:

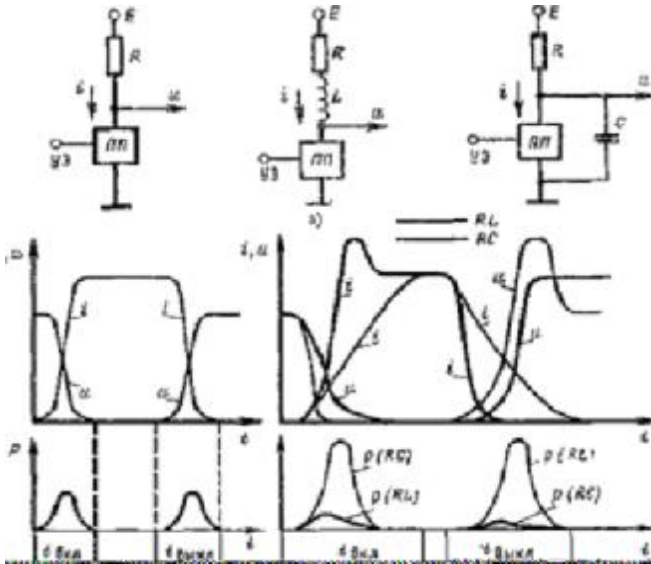
$$u(t) = E - i(t)R. \quad (5.2)$$

Перехідний процес включення на RL-навантаження [7] характеризується зниженням швидкості наростання струму, яка тепер задається постійною часу індуктивності $\tau_L = L/R$; швидкість спаду напруги при цьому змінюється мало і визначається швидкодією приладу.

При включенні на RC-навантаження спад напруги на приладі сповільнюється, а швидкість наростання струму задається приладом, причому амплітуда струму зростає за рахунок енергії, запасеної в конденсаторі [7].

Під час перехідного процесу виключення напівпровідникового приладу RL- і RC-навантаження в своїй дії на перехідні характеристики $i(t)$, $u(t)$ міняються місцями: при RC-навантаженні прилад швидко вимикається «по струму» (тривалість цього процесу визначається власною швидкодією приладу), а наростання напруги затягується в часі; при RL-навантаженні спад струму сповільнюється (визначається постійною часу), а швидкість зміни напруги задається приладом, причому амплітуда напруги зростає за рахунок енергії, запасеної в індуктивності навантаження.

Отже, перехідний процес включення напівпровідникового приладу на RC-навантаження характеризується підвищеними втратами потужності і перевантаженням по струму, включення на RL-навантаження енергетично найбільш сприятливе для приладу; найгірший з цих позицій режим виключення напівпровідникового приладу має місце, навпаки, при RL-навантаженні; RC-навантаження забезпечує при виключенні найменшу потужність втрат у приладі.



а) - схеми; б) - перехідні характеристики

Рисунок 5.3 - Робота приладу на комплексне навантаження

Якщо допустимі поєднання струму і напруги напівпровідникового приладу обмежити областю безпечних режимів (ОБР), то при роботі на комплексне навантаження можливі короточасні «виходи» з ОБР (рис. 5.4), що може призвести до порушення надійної роботи приладу.

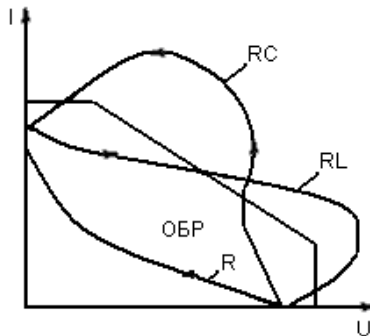


Рисунок 5.4 - Траєкторії робочої точки і область безпечної роботи для різних видів навантаження напівпровідникового приладу

5.1.3 Аналіз перехідних процесів

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 вибраним шагом, мінімальне значення якого визначається припустимою відносною похибкою RELTOL. У вікні *Global Setting* RELTOL звичайно $= 10^{-3}$. Якщо максимальний шаг не задано, він обирається: $h_{\max} = (T_{\max} - T_{\min}) / 100$ [2, 3].

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 та лінеаризуються методом Ньютона. Для рішення отриманої СЛАР використовують метод *LU*-перетворення.

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

5.2 Етапи виконання роботи

5.2.1 Зібрати модель ключа з польовим транзистором МОНТ (DNMOS). Включити послідовно навантаження (R, RC, RL) і додати джерело напруги живлення та генератор прямокутних імпульсів керування.

5.2.2 У *Transient*-аналізі досягти стабільного режиму включення та виключення МОНТ. Отримати характеристики вихідної та вхідної напруги, вихідного струму та вихідної потужності, що розсіюється.

5.2.3 Виконати п.1-2 для при навантаженні RC-типу.

5.2.4 Виконати п.1-2 для при навантаженні RL-типу.

5.2.5 Порівняти і проаналізувати отримані характеристики.

5.3 Контрольні запитання

- 1 Фізична структура і модель МОНТ.
- 2 Пояснити фізичні процеси в МОНТ при відкритті.
- 3 Пояснити фізичні процеси в МОНТ при замиканні.
- 4 Обмеження області безпечної роботи (ОБР) та траєкторії перемикання при комплексному навантаженні.
- 5 Особливості проведення аналізу перехідних характеристик.

6 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №6 «ДОСЛІДЖЕННЯ ФУНКЦІЙ СХЕМИ ПРИ ВИПАДКОВОМУ РОЗКИДІ ПАРАМЕТРІВ МОДЕЛІ КОМПОНЕНТА ЗА МЕТОДОМ МОНТЕ-КАРЛО»

Мета - оволодіти навичками статистичного аналізу в ECAD.

Цілі статистичного аналізу:

- розрахунок допусків на вихідні параметри y_j при заданих допусках на внутрішні x_i і зовнішні q_r параметри;
- отримання законів розподілу і оцінка числових характеристик розподілу вихідних параметрів y_j при заданому розподілі вектора внутрішніх параметрів X і при заданих значеннях зовнішніх параметрів.

6.1 Основні відомості

6.1.1 Метод статистичних випробувань

Основний метод статистичного аналізу в ECAD [2, 3] – метод статистичних випробувань (Монте-Карло). Алгоритм методу включає виконання 100 випробувань (реалізацій/варіантів аналізу), в кожному випробуванні задаються випадкові значення вхідних параметрів x_i . відповідно до їх законів розподілу і визначаються випадкові значення вихідних параметрів y_j (див. рисунок 1.3).

Результати статистичних випробувань нагромаджуються у вигляді сум:

$$S_{1j} = \sum_{k=1}^l y_{jk}, \quad S_{2j} = \sum_{k=1}^l y_{jk}^2, \quad S_{3ji} = \sum_{k=1}^l y_{jk} x_{ik}, \quad S_{4jd} = \sum_{k=1}^l \delta_{jdk}, \quad (6.1)$$

де x_{ik} і y_{jk} – значення внутрішнього параметра x_i і вихідного параметра y_i в k -м випробуванні; $\delta_{jdk} = 1$, якщо значення y_{jk} попало в d -й інтервал гістограми, інакше $\delta_{jdk} = 0$.

Кількість випробувань N впливає на точність аналізу і витрати машинного часу T_m . Метод статистичних випробувань характеризується великими T_m : $T_m \approx NT_{oa}$, де T_{oa} - витрати часу на один варіант аналізу, тобто виконується багаторазове моделювання, кожного разу параметри компонентів змінюються випадково, згідно

типу розподілу і допустимому відхиленню параметра.

В ECAD доступні два закони розподілу випадкової величини δ :

Однорідний лінійний розподіл, який генерує величину дельта рівномірно всередині діапазону допустимого відхилення.

Розподіл Гауса, який генерує функцію ймовірності:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{u-x}{\sigma^2} \right)^2}, \quad (6.2)$$

де u – номінальна величина параметра;

σ – величина середньоквадратичного відхилення;

x – незалежна змінна.

Середньоквадратичне відхилення σ обчислюється з допустимого відхилення параметра згідно формули:

$$\sigma = \frac{\text{tolerance percentage} * \text{nominal value}}{100},$$

де *tolerance percentage* – допустиме відхилення величини;

nominal value – номінальна величина.

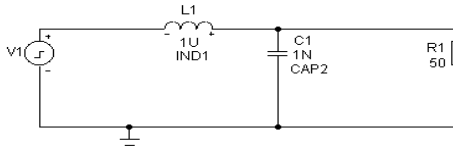
Відсоток від генеральної сукупності, включеної в діапазон допустимого відхилення визначається номінальною величиною параметру компоненту плюс або мінус σ раз числа середньоквадратичних відхилень (SD), в діапазоні допуску. SD зв'язаний з відсотком генеральної сукупності, як показано нижче.

SD	Відсоток від генеральної сукупності
1.0	68.0
2.58	99.0
3.0	99.7
3.29	99.9

Наприклад, якщо встановлюєте відсоток допуску 5%, для резистора 1 k Ω буде $\sigma = 50\Omega$. Одне стандартне середньоквадратичне відхилення веде до діапазону допуску відхилень від 0.95 k Ω до 1.05 k Ω (1 k Ω +/- 50 Ω), і 68.0% генеральної сукупності.

6.1.2 Методика проведення аналізу

Коло для проведення статистичного експерименту за методом Монте-Карло [7-9] наведено на рисунку 6.1 (файл *Carlo.cir* з типової бібліотеки програми *MC*). Перед виконанням одно-варіантного аналізу



.MODEL IND1 IND (L=1.0 LOT=10%)

.MODEL CAP2 CAP (C=1.0 LOT=10%)

Рисунок 6.1 – Коло для дослідження

необхідно в параметрах елементу задати відсоток розкиду параметрів. Виділення параметрів, що мають випадковий розкид, виконується за допомогою ключових слів *LOT* та/або *DEV*. При *DEV*, параметри

набувають незалежні випадкові значення, при *LOT* – корельовані випадкові значення. Формат: *LOT*=<розкид>[%]] [*DEV*=< розкид >[%]]. Вказується або абсолютне, або відносне значення розкиду у відсотках (у першому випадку треба ввести знак).

Після виконання одноваріантного аналізу стає доступним підрежим *Monte Carlo*, для розрахунку характеристик схем при випадковому розкиді параметрів. Етапи формування завдання на аналіз: *Monte Carlo* ® *Options...* → *Distributions of Use* потрібно відмітити вид розподілення: нормальний (*Normal*) або лінійний (*Linear*), на рисунку 6.2 «Гауссово» та «Рівномірне» відповідно.

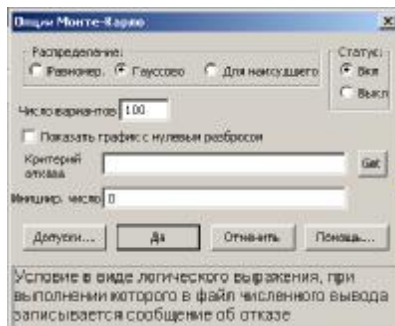


Рисунок 6.2 – Опції Монте-Карло

У діалоговому вікні *Monte Carlo Analysis* в *EWB* необхідно проставити:

Number of runs – число варіантів, кількість статистичних випробувань;

Tolerance – відхилення параметрів резисторів, конденсаторів, ємностей, джерел постійного і змінного струмів та напруг;

Seed – початкове значення випадкової величини (цей параметр визначає початковий стан генератора випадкових чисел та задається в межах 1...32767);

Distribution type – закон розподілу випадкової величини (див. рисунок 6.2).

Статистична обробка результатів моделювання здійснюється по команді *Monte Carlo® Histogram®Add...* На графіку гістограми по горизонтальній осі відкладаються значення характеристики функції, по вертикалі – ймовірності у відсотках.

Гістограму часу наростання вихідної напруги, отриману моделюванням за методом Монте-Карло, наведено на рисунку 6.3. Огинаюча гістограми в даному випадку має вигляд нормального розподілення, ймовірність того, що час наростання вихідної напруги знаходиться в інтервалі 10.8-11.04 нс, складає 23%.

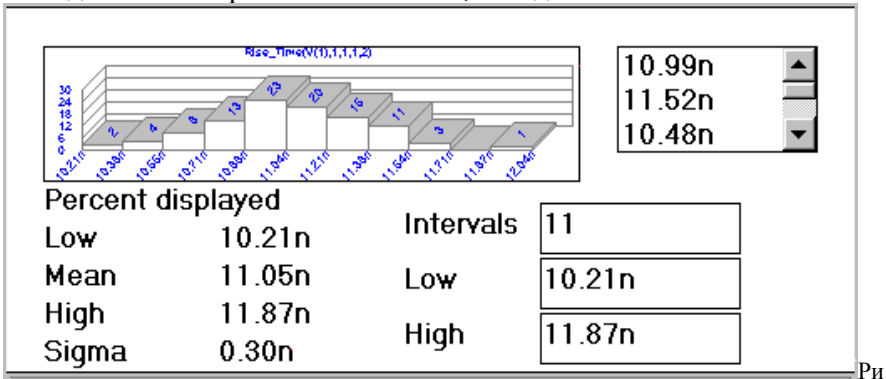


Рисунок 6.3 – Гістограма часу наростання вихідної напруги

Ниже знаходиться така статистична інформація:

Low – мінімальне значення характеристики;

Mean – середнє значення характеристики;

High –максимальне значення;

Sigma – середньо-квадратичне відхилення;

Intervals – кількість інтервалів;

Percent displayed – нормувальний коефіцієнт параметру вихідної

характеристики.

Отримати додаткову інформацію у текстовому вигляді можна, відкривши вікно *Monte Carlo*® *Statistics*, куди у текстовому вигляді занесено результати статистичної обробки.

Назви основних вторинних параметрів, розподіл яких можна отримати, наведено в додатку С.

6.2 Етапи виконання аналізу Монте-Карло

6.2.1 Зібрати схему фільтра в редакторі схем з додатку А.

6.2.2 Задати тип і значення у відсотках випадкового розкиду параметрів компонентів фільтра.

6.2.3 Провести аналіз перехідних процесів /частотних характеристик.

6.2.4 Вибрати аналіз Монте-Карло, в діалоговому вікні якого задати кількість запусків (100) та вид розподілення (*Normal*).

6.2.5 Запустити аналіз ще раз, побудувати гістограму розподілу обраного параметра обраної вихідної функції.

6.2.6 Результати моделювання занести в звіт, зробити висновки.

6.3 Контрольні запитання

- 1 Методика аналізу методом Монте-Карло.
- 2 Призначення статистичних видів аналізу.
- 3 Виду розподілу значень параметрів приладів.
- 4 Опис даних статистичного аналізу в електроніці.
- 5 Метод найгіршого випадку.

7 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №7

„АНАЛІЗ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СХЕМ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ. ВИЗНАЧЕННЯ СПЕКТРУ СИГНАЛУ»

Мета - оволодіти навичками малосигнального аналізу в EСAD.

7.1 Основні відомості

7.1.1 Дослідження функцій схеми у частотному діапазоні

При гармонійному сигналі на вході змінна p приймає вигляд $p=j\omega$, та функція схеми задається у вигляді [6]:

$$F(j\omega) = F(\omega)e^{j(\omega)} \quad (7.1)$$

Залежність модуля $F(\omega)$ від частоти називають амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ), а $\phi(\omega)$ від частоти – фазово-частотною характеристикою (ФЧХ). Частотні характеристики можна отримати по графічному зображенню цих функцій у комплексній площині або аналітичні по функції $F(p)$ при $p=j\omega$. Частотні характеристики, отримані при гармонійному сигналі на вході, характеризують реакцію схеми при будь-якому збудженні. Схема не спотворює сигнал при передачі, якщо збудження і реакція на її вході і виході пов'язані:

$$g(t) = k_0(t - t), \quad (7.2)$$

де g - імпульсна характеристика схеми.

З виразу (7.2) видно, що форма вхідного сигналу зберігається при передачі, якщо усі його елементи запізнюються на одну й ту ж величину t (за наявності реактивних елементів).

В операторному виді можна записати

$$G(p) = k_0 e^{-tp} \quad \text{або} \quad G(j\omega) = k_0 e^{-j\tau\omega}, \quad (7.3)$$

де k_0 - модуль, $\tau\omega$ – фаза характеристики.

$$|F(j\omega)| = \sqrt{F_R^2(\omega) + F_I^2(\omega)} \quad - \text{модуль (АЧХ)}. \quad (7.4)$$

$$(\omega) = \arctg \frac{F_I(\omega)}{F_R(\omega)} \quad - \text{фаза (ФЧХ)}. \quad (7.5)$$

Потужність, яка віддається навантаженню при $\omega = \omega_{cp}$, у два рази менша за потужність при $\omega_{B_{cp}} < \omega < \omega_{H_{cp}}$.

Інколи АЧХ і ФЧХ будують у логарифмічному масштабі по осі частот (ЛАЧХ), для вигоди модуль будується теж у логарифмічному масштабі:

$$F_{dB}(\omega) = 20 \lg F(\omega). \quad (7.6)$$

Децибел визначається логарифмом співвідношення вихідної P_{OUT} до вхідної P_{IN} потужностей:

$$n_{dB} = 10 \lg \left(\frac{P_{вх}}{P_{вх}} \right). \quad (7.7)$$

У режимі аналізу частотних характеристик визначаються початкові умови розрахунком статистики [2, 3], після цього всі нелінійні компоненти лінеаризуються та виконується розрахунок комплексних амплітуд вузлових потенціалів та струмів індуктивностей. Амплітуда вхідного синусоїдального сигналу приймається рівною одиниці. ММС отримується у вигляді СЛАР.

Можна розраховувати частотні характеристики пристроїв, заданих передаточною функцією, але перетворення Лапласа не можна використовувати для завдання лінійних блоків із постійними коефіцієнтами передачі. Для розрахунку імпульсної характеристики за допомогою перетворення Фур'є в режимі аналізу АС по осі x задається час, а для побудови годографа для аналізу стійкості за методом Найквіста – дійсна частина комплексної напруги.

7.1.2 Параметри малосигнального аналізу (АС - Analysis)

Завдання на розрахунок формується у вікні, показаному на рисунку 7.1. Тут:

- *Frequency Range* – специфікація кінцевої й початкової частоти за форматом $F_{\max}$, $F_{\min}$. Негативні значення частоти не допускаються. Якщо значення $F_{\min}$ не вказане, то розрахунок не здійснюється;

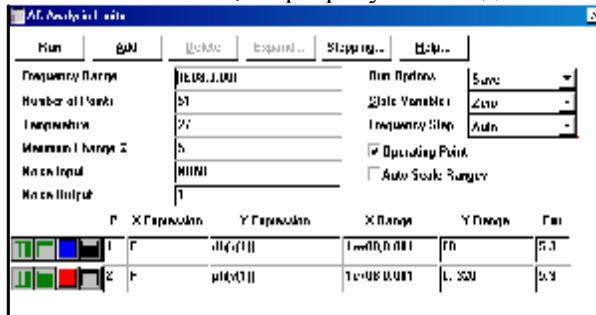


Рисунок 7.1 – Завдання для малосигнального аналізу (AC - Analysis)

- *Number of Points* — кількість точок по частоті, в яких розраховуються частотні характеристики. Мінімальне значення - 5. Значення частот розрахунку характеристик, залежить від параметрів, встановлених в розділі «Опції». В режимі *Auto* параметр *Number of Points* до уваги не приймається, і кількість точок визначається величиною *Maximum Change*;

- *Noise Input* — ім'я джерела сигналу, підключеного до входу схеми. При вказівці змінної *INOISE* в графі *Y expression* виводиться графік квадратного корня спектральної щільності напруги або струму внутрішніх шумів ланцюга, перерахованого до цих затисків зажимів. Якщо в якості джерела вхідного сигналу включається джерело напруги, то на вхід перераховується спектральна щільність напруги, а якщо джерело струму, – то спектральна щільність струму;

- *Noise Output* — номери вузлів вихідних затисків схеми, в яких обчислюється спектральна щільність напруги вихідного шуму ланцюга. Формат: вузол1 [, вузол2].

Вивід результатів моделювання:

- *X Expression*- по цій осі відкладається частота (змінна F);
- *Y Expression* – в загальному випадку це $\text{db}(v(\text{out}))$ – АЧХ та/або $\text{ph}(v(\text{out}))$ – ФЧХ;
- *Run Options* – керування результатами розрахунків (аналогічний режимам розрахунку статички);

- *Frequency Step* – крок зміни частоти: *Auto* – автоматичний вибір кроку по частоті, *Fixed Linear* – розрахунок з постійних лінійним кроком по частоті, *Fixed Log* – розрахунок з постійним кроком на логарифмічній шкалі частоти.

7.1.3 Основні поняття спектрального аналізу

Спектральний аналіз – один з методів обробки сигналів, що дозволяє охарактеризувати частотний склад сигналу. Спектральне перетворення функцій являє собою представлення функцій у новій системі координат, тобто переведення початкових функцій на новий координатний базис. Для аналізу лінійних та лінеаризованих кіл використовуються перетворення функцій часу, які дозволяють шляхом переходу від оригіналів (функцій часу) до їх зображення в комплексній області, звести операції диференціювання та інтегрування в отриманій математичній моделі схеми (ММС) до алгебраїчних операцій. Тобто, інтегро-диференційні рівняння в часовій області перетворюються в алгебраїчні рівняння в комплексній області. Знаходження електричного стану схеми (струмів та напруг як функцій часу) полягає у процедурі зворотного перетворення їх зображень. Перетворення функцій часу дозволяють також отримати передавальні функції схеми для аналізу в частотній області [4, 6].

Найбільш поширеним є перетворення сигналів у базисах гармонійних функцій: комплексних експонентних $\exp(j\omega t)$ і дійсних тригонометричних синус-косинусних функцій, пов'язаних одна з однією формулою Ейлера. У зв'язку з існуванням зворотної змінної $f=1/t$ часового подання сигналів і функцій, спектральний аналіз часто називають частотним аналізом.

На спектральних діаграмах по осі абсцис відкладають поточну частоту, а по осі ординат – дійсну чи комплексну амплітуду, або фазу відповідних гармонійних складових сигналу, який аналізується. Спектр періодичного сигналу прийнято називати лінійчатим або дискретним (див. рис. 7.2).

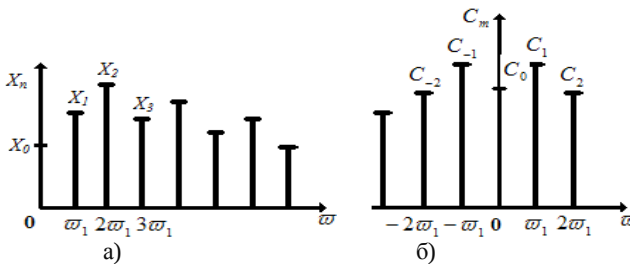
Для знаходження реакції системи на будь-який вплив, згідно з принципом суперпозиції (накладення) виконується його представлення у вигляді безкінечно великого числа гармонійних впливів, обраним методом знаходиться реакція на кожен з впливів і потім додаються реакції на всі впливи. При цьому припускається, 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 накладання (інтегралу Дюамеля) [11].

Для нелінійних кіл основна умова можливості застосування спектрального методу – лінеаризація кола. Мінімальна похибка при лінеаризації досягається при здійсненні впливу на схему сигналу малої амплітуди, що дозволяє замінити нелінійні опори (активні та пасивні) диференційними, які розраховані в області робочої точки.

Амплітудно-фазова характеристика (АФЧХ) дає уявлення про зміну у всьому діапазоні частот $K(\omega)$ і $\varphi(\omega)$, тобто, і про спектральну щільність $S(\omega)$. Часто АФЧХ і перетворення Фур'є ототожнюють. АФЧХ $S(\omega)$ елемента або системи пов'язана зі спектральною щільністю вхідного збурення $S_{X_{BX}}(\omega)$ і спектральною щільністю вихідної величини $S_{X_{VIX}}(\omega)$ співвідношенням [4]:

$$S_{X_{VIX}}(\omega) = S(\omega) S_{X_{BX}}(\omega)$$



а - амплітудний; б - комплексний
Рисунок 7.2 – Спектри періодичного сигналу:

Маючи АФЧХ, можна отримати й інші частотні характеристики (дуже широко такі характеристики застосовуються в теорії автоматичного управління).

7.1.4 Функцій спектрального аналізу в програмах ECADE

Усі функції спектрального аналізу (див. Додаток В) використовують вбудовану підпрограму FFT, для роботи якої необхідні 2 параметри [2]:

- а) N – кількість дискретних відліків функції;
- б) інтервал між сусідніми відліками FFT-функції: DF (крок по частотній осі) – для *Transiernt*-аналізу або DT (крок по координаті часу) – для *AC*-аналізу.

Параметр N задається у полі *Number of data points* закладки FFT вікна *Properties* (F10) і є цілим числом, рівним степеню двійки. Мінімальне значення, яке можна встановити в MC9, становить 1024.

Частота першої гармоніки (DF) визначається:

$$DF = \text{гармоніка № 1} = \frac{1}{UpperTimeLimit - LowerTimeLimit},$$

де *Upper Time Limit* і *Lower Time Limit* - верхня (T_{max}) та нижня (T_{min}) межі діапазону часу.

Встановлюється величина, яка дорівнює 2-4 періодам основної гармоніки, оскільки найбільш важливим є вимога усунення перехідних процесів при виконанні аналізу *Transient*.

7.1.5 Методика спектрального аналізу

Спектрального аналізу, як окремого виду розрахунків, в програмі *MicroCap* немає. Для його проведення в графах *Y expression* вікна *Analysis Limits* при виконанні *Transient*- або *AC*-аналізу необхідно записати відповідні оператори, для чого передбачена група спеціальних *FFT*-функцій.

Налаштування однакові, як і для частотного аналізу, так для аналізу перехідних процесів, але слід враховувати, що правильне завдання частоти вибірки (DF або DT) і кількості точок даних N впливає на дозволу здатність, діапазон та точність *FFT*. Для отримання адекватного результату слід дотримуватися наступних рекомендацій, що пов'язано з особливостями спектрального аналізу.

7.1.5.1 Значення DF в *Transient*-аналізі визначається як $DF = F_1 = 1/t_{max}$. Як відомо, формат поля *Time Range* (час для розрахунку перехідних процесів): $<t_{max}>[, <t_{min}>]$. Відповідно, $DF = F_1 = 1/Time Range$. Отже, має виконуватися умова: $t_{max} > 1/F_{MIN}$, де F_{MIN} найменша гармоніка, яка очікується (мінімальна частота спектра сигналу). Це пов'язано з тим, що дискретизація більш обмежена, ніж безперервне перетворення Фур'є, оскільки є апроксимацією останнього. Якщо обмежуватися тільки дискретним набором частот, тоді сигнал, який представляється рядом Фур'є, може бути тільки періодичним з періодом, що дорівнює періоду найбільш низькочастотної компоненти в ряду Фур'є. Отже, необхідно встановити величину *Time Range* $\geq 1/F_{MIN}$. Якщо величина F_{MIN} невідома, слід припустити, що вона

дорівнює найнижчій частоті будь-яких джерел вхідних сигналів, які існують у схемі;

7.1.5.2 При виборі максимального часового кроку розрахунку (*Maximum Time Step*) в *Transient*-аналізі слід враховувати, що чим менше це значення, тим більш гладкими будуть отримані графіки і точніші результати розрахунку (дискретно-часовий ряд Фур'є буде точніше апроксимувати безперервне перетворення). Але при цьому витрачається більше часу на моделювання. Якщо *Maximum Time Step* не задавати (або записати 0), програма автоматично встановить крок рівним $(T_{\max} - T_{\min})/100$. Оптимальним є максимальний крок по осі часу DT на рівні 0,1% від періоду гармонійної складової мінімальної частоти, тобто слід встановлювати $Maximum\ Time\ Step = 0.001/F_{MIN}$;

7.1.5.3 Спектр гармонік можна подивитися за допомогою декількох операторів. Найбільш зручним є оператор *HARM(u)*, який визначає амплітудні значення гармонік сигналу $u(t)$. Також велике значення має функція $THD(S[,FR])$, що визначає поточний накопичувальний коефіцієнт гармонік спектру S у відсотках відносно рівня складової на частоті FR .

На практиці зручним є оператор $IHD(HARM(u))$, тобто зі спектра виділяються гармоніки тільки основної частоти.

Необхідно правильно задати параметр в полі *X Expression* і діапазон його зміни (*X Range*), які залежать від виду функції, записаної у рядку *Y Expression*:

- оскільки функції *HARM*, *THD*, *IHD* і *FFT* перетворюють сигнал області часу в спектр частотної області, при їх використанні слід X задавати як частоту F . При цьому *X Range* (масштаб по вісі x) краще спочатку встановлювати між $5*DF$ і $10*DF$. Якщо значення N досить велике, горизонтальний масштаб за частотою автоматично буде встановленим $N*DF$. Зазвичай особливий інтерес представляє частотний діапазон з верхньою межею $5*DF \dots 20*DF$;

- функція *IFT* перетворює спектр частотної області в сигнал часової області, тому вираз X має бути часом T , а початковий діапазон часу слід встановлювати між $10*DT$ і $100*DT$;

- усі інші FFT-функції (*CC*, *AC*, *CON*, *CONJ* та ін.) також залежать від часу T ;

- FFT-оператори спектру S (*RE*, *IM*, *MAG*, *PH*) можуть бути як функціями часу, так і частоти, залежно від виду аналізу.

7.1.5.4 У полі *Y Expression* необхідно правильно записати вираз, тобто визначити, над якою саме величиною буде проводитися перетворення, тому що це може призвести до неадекватного результату.

Слід розрізняти, коли функція застосовується до сигналу (*u*), а коли до його спектру *S*. Безпосередньо для спектру можуть бути використані функції THD, IHD, IFT, IFTS, CONJ (див. додаток В), а також оператори RE, IM, MAG, PH. Тому, наприклад, треба записувати IHD(HARM(v(1))), ph(FFT(v(1))), re(FFTS(v(1))). Інші функції призначені для спектрального аналізу сигналу (наприклад, FFT(v(out))).

Особливо уважно треба виконувати аналіз при використанні функції IFT(*S*), тому що спектр є комплексною функцією, яка залежить від частоти. При АС-аналізі отримують подібні вихідні сигнали, тому тут використання, наприклад, IFT(V(1)) дозволяє отримати адекватні результати у вигляді функції часу. В режимі *Transient* використання IFT(V(1)) не має сенсу, тому що у цьому випадку V(1) – змінна, яка залежить від часу.

7.1.5.5 При внесенні змін в рядок *Time Range* для отримання правильного та наглядного результату необхідно обов'язково змінювати відповідні параметри в полях *Maximum Time Step*, *X(Y) Range*. Інколи важливо вносити додаткові значення у виразі *Y Expression*, якими можуть бути номери гармонік початку та кінця аналізу сигналу n_1 і n_2 (для функцій HA, HE, HO, FS, RES), опорна частота FR (для THD та IHD), ширина смуги BW (для HARM і FFTS).

7.1.6 Рекомендації по розрахунку схеми

Для розрахунку схеми (рисунок 7.3) необхідно задати частоту зрізу ω_c , коефіцієнт передачі постійного сигналу $K_0 = -R_2/R_1$ (для цієї схеми він має бути заданий із знаком мінус) і ємність конденсатора C_1 : $R_2 = a_1/\omega_c C_1$, $R_1 = -R_2/K_0$.

При підборі опорів жодних проблем не виникає, оскільки їх стандартні номінали задаються з однопроцентним допуском. Що стосується конденсаторів, то допуск їх номінальних значень, як правило, складає 10% і більш. У зв'язку з цим краще при розрахунку фільтру задавати значення ємностей конденсаторів і потім обчислювати необхідні значення опорів.

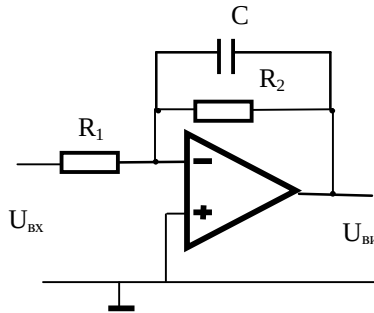


Рисунок 7.3 – Активний фільтр нижніх частот 1-го порядку

7.2 Етапи виконання роботи

7.2.1 Розрахувати параметри схеми (згідно варіанту).

7.2.2 Виконати моделювання характеристик напруги та струму для схеми за допомогою *Transient*-аналізу. Побудувати графіки напруги на вході та напруги на виході.

7.2.3 Отримати АЧХ та ФЧХ кола за допомогою АС-аналізу. Проаналізувати АЧХ та ФЧХ, визначити смугу пропускання. Поясніть, фільтр яких частот моделюється (низьких, високих, селективний, загороджувальний).

7.2.4 Отримати спектральні характеристики фільтра (спектр та коефіцієнт нелінійних спотворень). Зробити висновки.

7.2.5 Синтезувати засобами програми МС9 фільтр, який має аналогічні частотні характеристики, порівняти структури, компонентний склад та параметри фільтрів досліджуваного в п.п.1, 2 та синтезованого.

7.3 Контрольні запитання

- 1 Методика та особливості малосигнального аналізу.
- 2 Методика та особливості спектрального аналізу.
- 3 Частотні характеристики активних фільтрів: смуга пропускання, коефіцієнт передачі.
- 4 Зв'язок частотних та перехідних характеристик .
- 5 Принцип дуальності.

8 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №8

«ДОСЛІДЖЕННЯ ФУНКЦІЙ СХЕМ ПРИ ВАРІАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ КОМПОНЕНТІВ. МЕТОДИКА ПАРАМЕТРИЧНОЇ ОПТИМІЗАЦІЇ»

Мета - оволодіти евристичним і математичними підходами оптимізації, та методикою параметричної оптимізації.

8.1 Основні теоретичні відомості

8.1.1 Функції схеми

Функції схеми подаються різноманітними методами, в залежності від мети дослідження та прийнятого виду аналізу [4].

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:

$$F(p) = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0} \quad (8.1)$$

Вторинні параметри, стосовні до входу, називають вхідними функціями ($R_{ВХ}$, $Y_{ВХ}$). Прохідні, передатні функції – K_U , K_I , $Z_{ПЕР}$, $Y_{ПЕР}$. До вихідних функцій відносяться ($R_{ВИХ}$, $Y_{ВИХ}$) [6].

8.1.2 Варіювання параметра (*Stepping*) в програмі *MC* та *Parameter/ Sweep* в програмі *EWB*.

Застосовується при аналізах: робочої точки по постійному струму, перехідних процесах, в частотному діапазоні.

Детерміноване (з фіксованим кроком) варіювання параметру [7-9] компонента або параметру моделі здійснюється на етапі підготовки даних до аналізу в розділі *Transient Analysis... ® Limits... ® Stepping* [3-13]. Ціль варіації внутрішніх параметрів системи – пошук напрямку параметричної оптимізації. Наприклад, змінюючи параметри

елементів фільтру, можна оптимізувати значення коефіцієнта пульсацій вихідної напруги.

Простежимо залежність ємності стік-затвор потужного МОПТ від напруги стік-витік U_{cb} . Коло для дослідження залежності ємності Міллера [10-12] (C_{GD}) від напруги U_{cb} (V_{ds}) наведено на рисунку 5.1, а (напруга U_{cb} варіюється в межах 100 – 0 В), отримані характеристики, – на рисунку 8.1.

Зверніть увагу, що значення опорів, ємностей та індуктивностей можуть бути числом або виразом, який залежить від часу, вузлових потенціалів, або струмів гілок, температури [2, 3].

Наприклад, опір резистора, який визначається параметром {value} може бути: $100+V(10)*2$ (таку форму використовують лише для аналізу перехідних процесів). Якщо зазначити ім'я моделі резистора, буде застосовано температурну модель опора резистора:

$$\{value\}=R*[1+TC1(T-Tnom)+TC2*(T-Tnom)^2],$$

де R – масштабний коефіцієнт ($R=1$);

TC1, TC2 – температурні коефіцієнти опору.

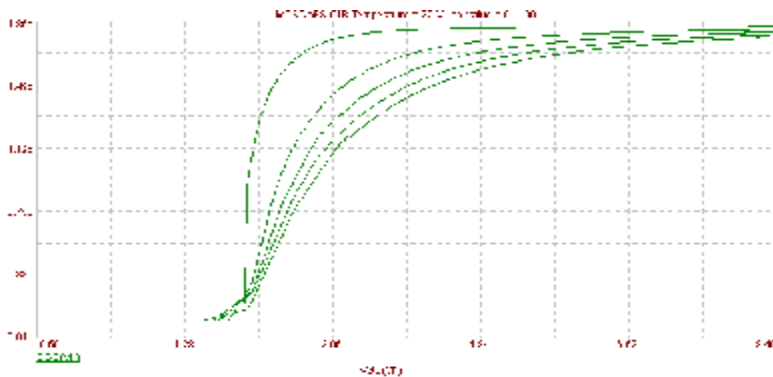


Рисунок 8.1 – Залежності значення ємності Міллера від напруги витік-затвор при варіації напруги U_{cb}

Управляти величинами параметру можна, вибираючи початок, кінець і крок значення в діалоговому вікні.

8.1.3 Аналіз за розкидом температури

Варіація параметра оточуючого середовища (температури) застосовується під час проведення всіх видів одноваріантного аналізу.

Якщо розкид температури не використовується, схема буде моделюватися при заданій за температурі 27°C , яку можна змінювати в діалоговому вікні *Analysis Options*. Оскільки моделі елементів містять температурні залежності для основних параметрів [2], при зміні температури характеристики будуть у вигляді сімейств, як, наприклад ВАХ стабілітрона на рисунку 8.2.

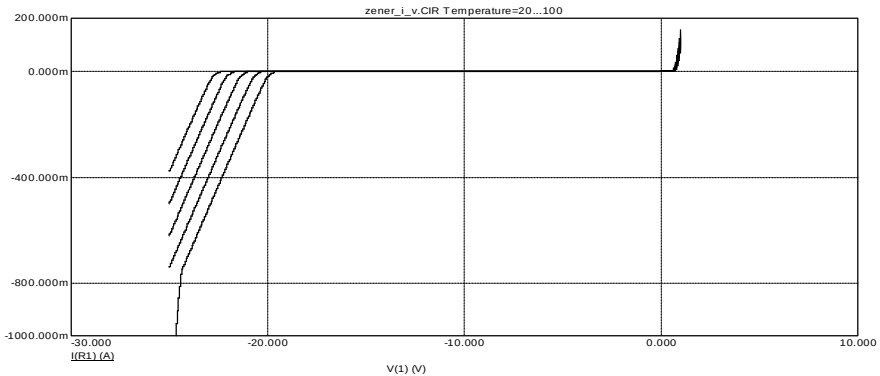


Рисунок 8.2 – ВАХ стабілітрона з температурною варіацією ($20\text{--}100^{\circ}\text{C}$)

При дослідженні в EWB [3] в діалоговому вікні задається початкова, кінцева температура і крок, а також вузол, в якому будуть спостерігатися зміни. Результати аналізу схеми (рисунок 4.2) представлені на рис. 8.3, з якого видно, що викривлення форми вихідного сигналу простежується у випадках виходу значень температури за межі нормальних робочих.

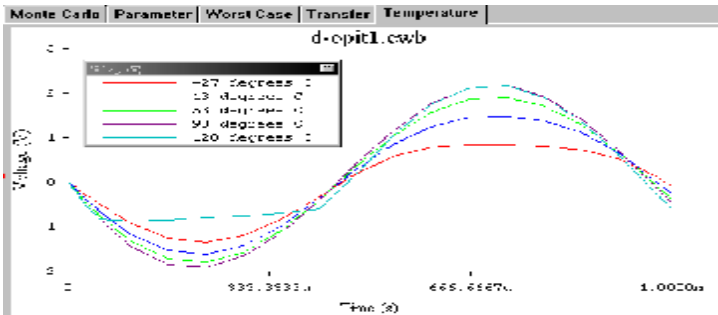


Рисунок 8.3 – Осцилограми вихідної напруги з температурною варіацією підсилювача

8.1.4 Методика параметричної оптимізації

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

8.1.4.2 Вибирається вид аналізу, наприклад, перехідні процеси.

8.1.4.3 Пошук напрямку для параметричної оптимізації здійснюється багатоваріантними видами аналізу, наприклад, *Stepping*, окремим розрахунком чутливості (*Sensitivity*) для визначення складу варійованих/впливаючих параметрів в цільовій функції, тобто для її мінімізації.

8.1.4.4 Наступний етап – оптимізація схеми. Команда стає доступною тільки після виконання аналізу. Запускаємо вікно настройки оптимізації, що дозволяє виконувати оптимізацію параметрів компонентів схеми та її моделей за критеріями, вказаними в Додатку С. При цьому можлива оптимізація за максимальним (*Maximizes*), мінімальним (*Minimizes*) або заданим (*Equates*) значенням обраного критерію.

Якщо знайдені значення нас влаштовують, то можна натискати на кнопку *Застосувати*, і знайдені значення перенесуться на схему.

8.2 Етапи виконання роботи

8.2.1 Провести багатоваріантний аналіз по температурі для схеми підсилювача.

8.2.2 Провести багатоваріантний аналіз по температурі для схеми підсилювача випрямляча із фільтром (файл *choke.cir*), або розробити модель схеми випрямляча (діодного мосту) та проаналізувати при варіації параметрів елементів вихідного фільтру.

8.2.3 Дослідити схеми *opt.cir* з бібліотеки МС9, вивчити правила формування цільових функцій та обмежень.

8.2.4 Оптимізувати значення опору в колі затвора для ключа на МОНТ (загальний виток) із активним навантаженням, при якому час вмикання/вимикання буде мінімальним.

8.3 Контрольні запитання

- 1 Мета і методика багатоваріантного аналізу.
- 2 Мета і методика параметричної оптимізації схем.
- 3 Методи евристичного синтезу/оптимізації (експертних оцінок).

ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

Основна:

1 Системы автоматизированного проектирования в радиоэлектронике: Справочник под ред. **Норенкова И.П.** – М.: Радио и связь, 1986. – 368 с.

2 **Амелина М.А.,** Амелин С. А. Программа схемотехнического моделирования Micro Cap 8. / Справочное издание. – М: Горячая линия-Телеком, 2007. – 464 с.

3 **Карлащук В.И.** Электронная лаборатория на IBM PC . – М.:Солон-Р., 1999. – 506 с.

4 **Бессоннов Л.А.** Теоретические основы электротехники. – М.: Высш. школа, 1978. – 528 с.

5 **Руденко, В. С.** Основы промышленной электроники /В.С.Руденко, В.И.Сенько, В.В.Трифонюк. – К.: Вища школа, 1985. – 400 с.

6 **Сигорский В.П.** Основы анализа электронных схем. – К.: Вища школа, 1971. – 567с.

7 **Тугов Н.Н.,** Глебов Б.А., Чарыков Н.А. Полупроводниковые приборы – М.: Энергоиздат, 1990 – 676 с.

8 **Гаврилов Л. П., Соснин Д. А.** Расчёт и моделирование линейных электрических цепей с применением ПК. Учебное пособие для студентов машиностроительных вузов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 448 с.: ил.;

Додаткова:

9 **Разевиг, В.Д.** Система схемотехнического моделирования Micro-Cap7. –М.: Солон, 2003. – 368 с.

10 **Разевиг, В.Д.** Система схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат. – М.: СКПресс, 1996. – 272с.

11 **Разевиг, В.Д.** Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab8.0. – М.: Солон, 1999. – 698с.

12 **Разевиг, В.Д.** Система проектирования цифровых устройств OrCAD.–М.: Солон, 2000.– 160 с.

13 **Семенов, Б.Ю.** Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: Солон-Пресс, 2005.– 415 с.

Додаток А
Схеми для лабораторної роботи №3

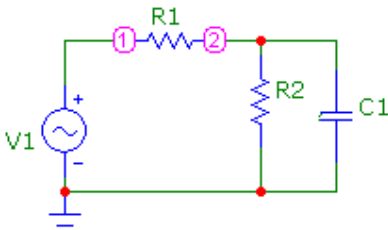


Схема №1

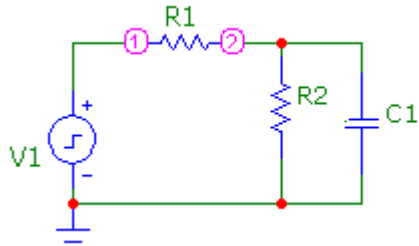


Схема №2

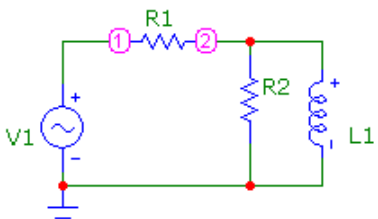


Схема №3

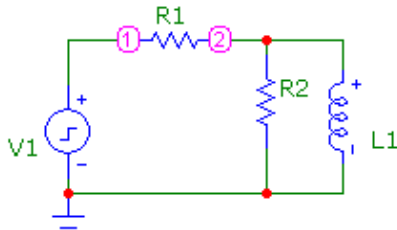


Схема №4

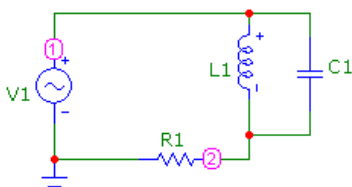


Схема №5

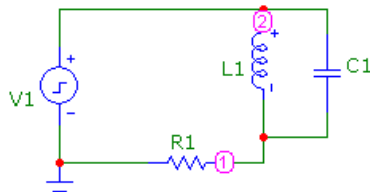


Схема №6

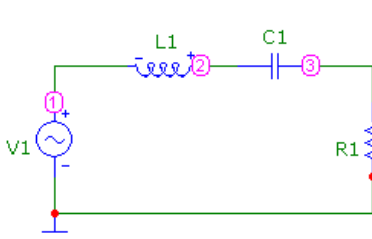


Схема №7

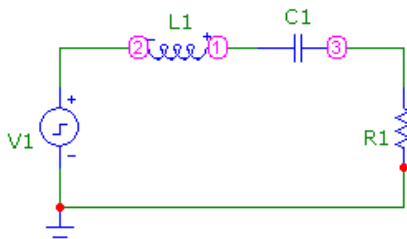


Схема №8

Додаток Б
Завдання для лабораторної роботи №4

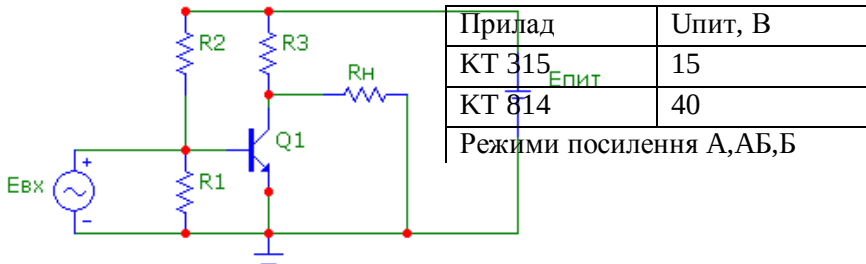


Рисунок Б.1 – Схема №1

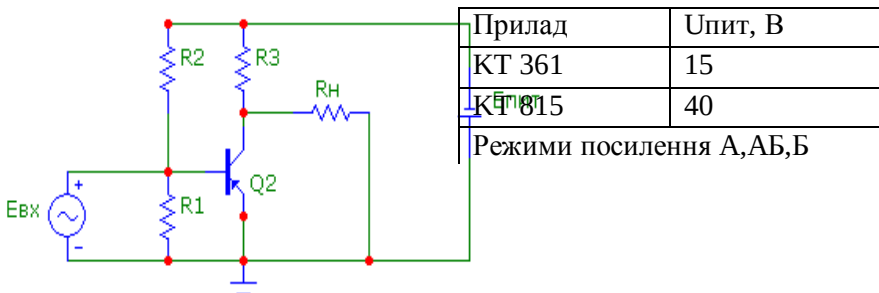


Рисунок Б.2 – Схема №2

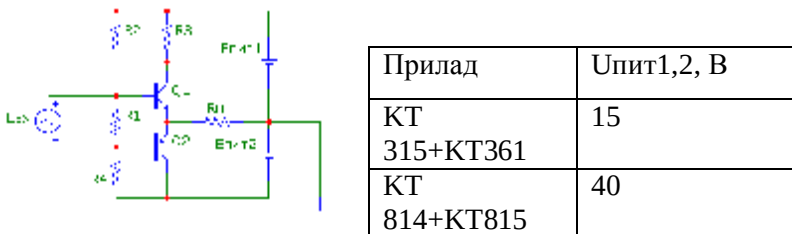
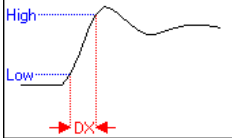
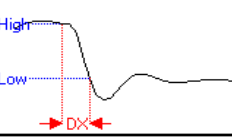
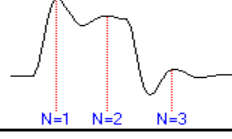
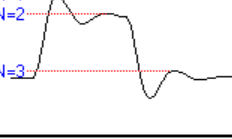
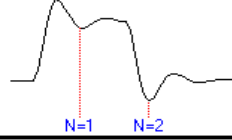
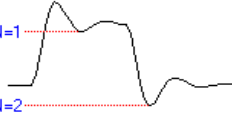
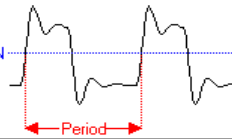


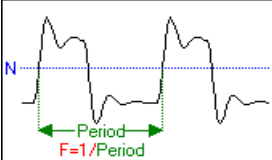
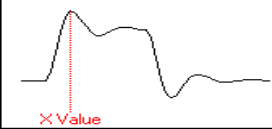
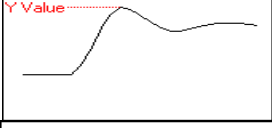
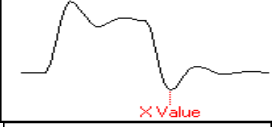
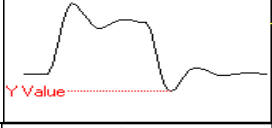
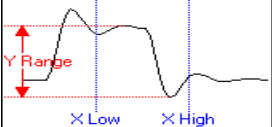
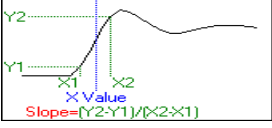
Рисунок Б.3 – Схема №3

Додаток В
Основні функції для спектрального аналізу в МС9

Назва	Дія	Приклад
<i>HARM(u[,BW])</i>	амплітудні значення (середня множина синусних та косинусних функцій) гармонік сигналу $u(t)$. BW - ширина смуги.	HARM(V(OUT)) – амплітуди гармонік напруги V(OUT); HARM(IC(Q1)) – амплітуди гармонік струму IC(Q1)
<i>THD(S[,FR])</i>	поточний накопичуючий коефіцієнт спотворень спектру S у відсотках відносно амплітуди гармоніки опорної частоти FR; або відносно складової на частоті першої гармоніки ($1/T_{\max}$).	THD(HARM(V(1))) – повний коефіцієнт гармонік напруги V(1); THD(HARM(I(D1))) – повний коефіцієнт гармонік струму I(D1).
<i>IHD(S[,FR])</i>	коефіцієнт нелінійних спотворень окремих складових спектра S у відсотках відносно амплітуди гармоніки опорної частоти FR.	IHD(HARM(V(A))) – індивідуальні коефіцієнти гармонік напруги V(A); IHD(HARM(IB(Q1))) – струму IB(Q1).
<i>FFT(u)</i>	значення класичного прямого перетворення Фур'є дискретних відліків сигналу $u(t)$, тобто ряд коефіцієнтів Фур'є a_N , та b_N .	FFT(V(A)) – пряме перетворення Фур'є напруги V(A); FFT(IB(Q1)) – пряме перетворення Фур'є струму бази IB(Q1).
<i>IFT(S)</i>	зворотне перетворення Фур'є спектру S.	IFT(V(5)*I(R10)); IFT(FFT(x(t)))=x(t).
<i>CONJ(S)</i>	комплексно пов'язаний спектр для спектру S.	CONJ(FFT(V(1))).
<i>AC(u)</i>	автокореляція сигналу $u(t)$	AC(V(OUT))

Додаток Д
Основні вторинні параметри, які оптимізуються в МС9

Ілюстрація	Функція	Опис
	<i>Rise_Time</i>	Знайти зміни у виразі X коли вираз Y збільшується
	<i>Fall_Time</i>	Знайти зміни у виразі X коли вираз Y зменшується
	<i>Peak_X</i>	Знайти n -ий локальний максимум у виразі X
	<i>Peak_Y</i>	Знайти n -ий локальний максимум у виразі Y
	<i>Valley_X</i>	Знайти n -ий локальний мінімум у виразі X
	<i>Valley_Y</i>	Знайти n -ий локальний мінімум у виразі Y
	<i>Period</i>	Знайти n -ий період у виразі Y .

1	2	3
	<i>Frequency</i>	Знайти n -у частоту у виразі Y .
	<i>High_X</i>	Знайти найбільше значення у виразі X у виділеній частині
	<i>High_Y</i>	Знайти найбільше значення у виразі Y у виділеній частині
	<i>Low_X</i>	Знайти найменше значення у виразі X у виділеній частині
	<i>Low_Y</i>	Знайти найменше значення у виразі Y у виділеній частині
	<i>X_Range</i>	Знайти межі $X_{\min-\max}$ в межах n -го випадку вказаного діапазону
	<i>Y_Range</i>	Знайти межі $Y_{\min-\max}$ в межах n -го випадку вказаного діапазону X
	<i>Slope</i>	Знайти крутизну нахилу (дельта Y /дельта X) у n -ому випадку вказаного значення X