

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
«ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ»
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ**

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

**до виконання лабораторних, практичних і розрахунково-графічної робіт з
дисциплін: «Методи комп'ютеризованого аналізу інформаційно-
вимірювальних систем», «Методи математичного та імітаційного
моделювання електронних схем», «Методи математичного моделювання
вимірювальних систем», «Моделювання пристроїв і систем»
для студентів денної та заочної форм навчання всіх спеціальностей**

Покровськ – 2021

Методичні вказівки до виконання лабораторних, практичних і розрахунково-графічної робіт з дисциплін: «Методи комп'ютеризованого аналізу інформаційно-вимірювальних систем», «Методи математичного та імітаційного моделювання електронних схем», «Методи математичного моделювання вимірювальних систем», «Моделювання пристроїв і систем» (для студентів денної та заочної форм навчання всіх спеціальностей) [Електронний ресурс] / уклад. О.В. Вовна, Г.А. Лактіонова. – 2-ге вид., перероб. і допов. – Покровськ : ДонНТУ, 2021. – 88 с.

Методичні вказівки є збірником інструкцій з дисциплін: «Методи комп'ютеризованого аналізу інформаційно-вимірювальних систем», «Методи математичного та імітаційного моделювання електронних схем», «Методи математичного моделювання вимірювальних систем», «Моделювання пристроїв і систем», у них викладено необхідні положення при підготовці до робіт, рішення типових прикладів, порядок виконання та завдання до робіт, зміст звіту, контрольні запитання та перелік рекомендованої літератури.

Укладачі: Вовна О.В., д.т.н., проф., зав. каф. електронної техніки;
Лактіонова Г.А., ас. каф. електронної техніки.

Рецензент: Дікова Ю.Л., к.т.н., доц. каф. комп'ютерної інженерії.

Відповідальний за випуск: д.т.н., проф., завідувач кафедри електронної техніки, Вовна О.В.

Затверджено навчально-методичним відділом ДонНТУ,
протокол № 2 від 28.09.2021 р.

Розглянуто на засіданні кафедри електронної техніки,
протокол № 3 від 23.09.2021 р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
1. ЗАНЯТТЯ №1. Дослідження ланцюгів постійного та змінного струму.	6
2. ЗАНЯТТЯ №2. Дослідження роботи резисторів, конденсаторів та індуктивних елементів.	18
3. ЗАНЯТТЯ №3. Дослідження роботи діода і його ВАХ.....	29
4. ЗАНЯТТЯ №4 Дослідження схем випрямлювачів та згладжувальних фільтрів.	37
5. ЗАНЯТТЯ №5 Дослідження ВАХ біполярного транзистора.	50
6. ЗАНЯТТЯ №6 Дослідження роботи польового транзистора.	56
7. ЗАНЯТТЯ №7 Дослідження роботи масштабуючих перетворювачів.	63
8. РОЗРАХУНКОВО-ГРАФІЧНА РОБОТА Розробка математичної моделі вимірювального каналу температури.....	70
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	88

ВСТУП

Моделювання на персональних комп'ютерах в даний час широко використовується при розробці різноманітної електронної апаратури. Воно допомагає узагальнити величезний теоретичний матеріал, провести аналіз складних взаємозв'язків між різними елементами електронних пристроїв, використовувати широку елементну базу. Даний лабораторний практикум дозволяє розвивати у студентів вміння і навички дослідницької роботи, збільшити інтенсивність їх самостійної роботи, удосконалювати навчальний процес, а також підвищити ефективність навчання при спільному використанні натурних експериментів з реальними елементами електричних ланцюгів і реальними вимірювальними приладами і комп'ютерних технологій.

Методичні вказівки є лабораторним практикумом із зазначеної дисципліни, в них викладено необхідні положення при підготовці до лабораторних робіт, порядок виконання та завдання до лабораторних робіт, зміст звіту, контрольні запитання та перелік рекомендованої літератури.

Метою вивчення дисциплін: «Методи комп'ютеризованого аналізу інформаційно-вимірювальних систем», «Методи математичного та імітаційного моделювання електронних схем», «Методи математичного моделювання вимірювальних систем», «Моделювання пристроїв і систем» надати студентові знання і практичні навички в галузі розв'язання задач аналізу та автоматизованого синтезу сучасних динамічних систем автоматизованого управління, моделювання систем та пристроїв електронної техніки. Методика вивчення даної дисципліни, маючи значні математичні основи, робить акцент на моделюванні реальних фізичних систем із застосуванням інтегрованих середовищ Mathcad та Multisim та їх практичному проектуванні з урахуванням накладених обмежень.

Основним завданням вивчення дисципліни є набуття студентами теоретичних знань та практичних умінь щодо основ роботи систем

моделювання електронних схем, методів та засобів побудови мікро- та макромоделей напівпровідникових електронних приладів, принципів застосування методів оцінки чутливості та оптимізаційних моделей, загальних засобів побудови динамічних систем, метамоделювання, характеристик та функціональних можливостей сучасних пакетів схемотехнічного моделювання.

Загальний порядок виконання лабораторних робіт є наступним: вивчення теоретичного матеріалу, що стосується теми відповідної лабораторної роботи; вирішення завдань для домашньої підготовки відповідно до заданого варіанту; вирішення завдань роботи на занятті відповідно до заданого варіанту; аналіз отриманих результатів; складання і захист звіту з лабораторної роботи. Під час захисту лабораторної роботи студенту задаються питання, з теоретичної та практичної частин відповідної лабораторної роботи.

З кожної виконаної роботи складається звіт, що повинен включати в себе: мету роботи, текст завдання за варіантом, результати виконання завдань домашньої підготовки, результати моделювання схем, висновки. На титульному аркуші вказується дисципліна, тема лабораторної роботи й автор звіту.

ЗАНЯТТЯ №1

ДОСЛІДЖЕННЯ ЛАНЦЮГІВ ПОСТІЙНОГО ТА ЗМІННОГО СТРУМУ

Мета роботи: отримання практичних навичок з дослідження електричних ланцюгів постійного та змінного струму методами імітаційного моделювання з використанням пакету прикладних програм Multisim.

Основні теоретичні відомості

Перший закон Кірхгофа: алгебраїчна сума всіх струмів, що втікають у будь-який вузол, дорівнює нулю. Токи, що втікають у вузол, умовно приймаються позитивними, а які витікають з нього – негативними (або навпаки). Якщо, наприклад, в I вузол втікає струм I_1 , а витікають струми I_2 і I_3 , то перший закон Кірхгофа може бути записаний у вигляді виразу: $I_{11}-I_{12}-I_{13}=0$.

Другий закон Кірхгофа: алгебраїчна сума ЕРС будь-якого замкнутого контуру дорівнює алгебраїчній сумі падінь напруг на всіх ділянках контура.

При застосуванні другого закону Кірхгофа необхідно враховувати знаки ЕРС і обраний напрям струмів на всіх ділянках контуру. Напрямок обходу контуру вибирається довільним; під час складання лівої частини рівності ЕРС, напрямки яких збігаються з обраним напрямом обходу незалежно від напрямку струму, що протікає через них, вважаються позитивними, а ЕРС зворотного напрямку вважаються негативними. Під час складання правої частини рівності зі знаком плюс беруться падіння напруги на тих ділянках, в яких позитивний напрямок струму збігається з напрямком обходу незалежно від напрямку ЕРС на цих ділянках, і зі знаком мінус – на ділянках, в яких позитивний напрямок струму протилежно напрямку обходу.

Загальна методика застосування законів Кірхгофа для розрахунку складних багатоконтурних ланцюгів наступна. Встановлюється число невідомих струмів, яке дорівнює числу гілок p . Для кожної гілки задається позитивний напрямок струму. Число незалежних рівнянь, що складаються за

першим законом Кірхгофа, дорівнює числу вузлів q (точок з'єднання не менше ніж трьох провідників) мінус одиниця. Число незалежних рівнянь, що складаються за другим законом Кірхгофа, дорівнює числу контурів $n=p-q+1$. Загальна кількість рівнянь, що складаються за першим та другим законами Кірхгофа, дорівнює числу невідомих струмів p .

Метод контурних струмів (Метод Максвелла) нагадує метод розрахунку з використанням законів Кірхгофа, однак він дещо простіше і тому отримав більшого поширення на практиці при розрахунках багатоконтурних ланцюгів, що складаються з n незалежних контурів $n=p-q+1$. Визначення струмів в гілках зводиться до вирішення системи рівнянь для контурних струмів I_{1k}, I_{2k}, I_{3k} ; дійсний же струм у кожній гілці знаходиться як алгебраїчна сума контурних струмів, що протікають через відповідну гілку. Вибір напрямків контурних струмів довільний. Кожна з гілок складного електричного кола повинна увійти хоча б в один з аналізованих контурів.

Приклад розрахунку ланцюга постійного струму

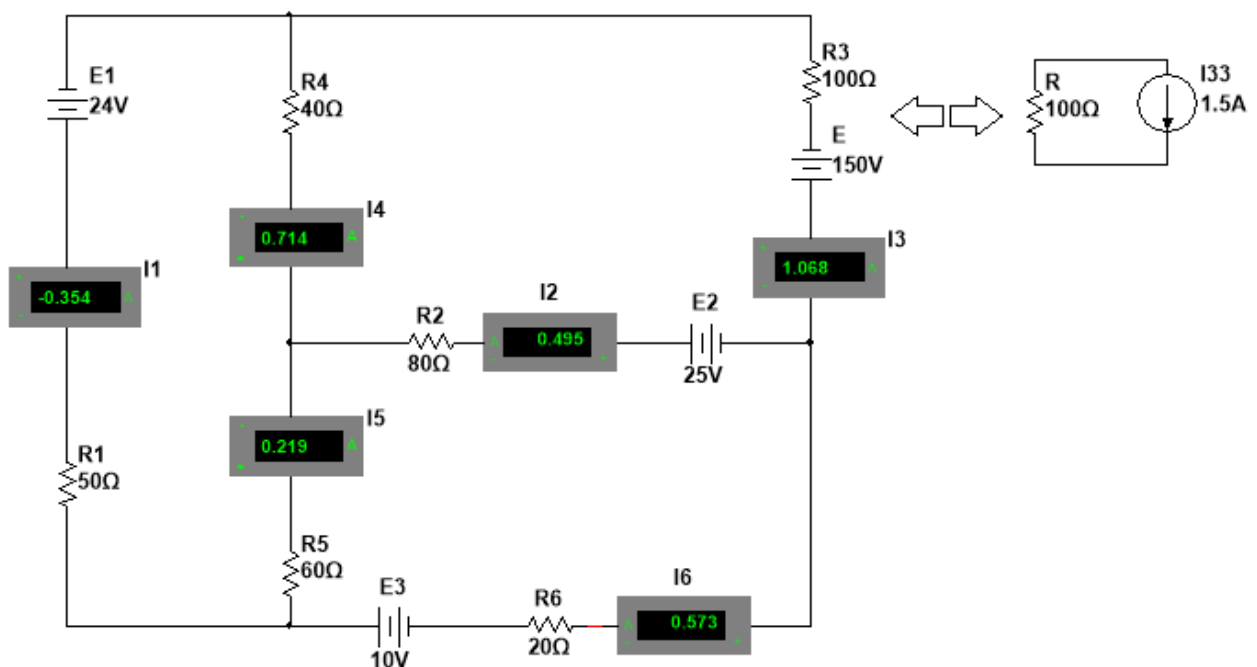


Рисунок 1.1 – Ланцюг постійного струму

Вихідні дані

$$\begin{array}{llll} E1 := 24 & R1 := 50 & I1 := 0 & I11 := 0 \\ E2 := 25 & R2 := 80 & I2 := 0 & I22 := 0 \\ E3 := 10 & R3 := 100 & I3 := 0 & I33 := 0 \\ & R4 := 40 & I4 := 0 & \\ Jk := 1.5 & R5 := 60 & I5 := 0 & \\ E := Jk \cdot R3 & R6 := 20 & I6 := 0 & \end{array}$$

1. Розрахунок ланцюга з використанням законів Кірхгофа

Given

$$I4 - I1 - I3 = 0$$

$$-I4 + I2 + I5 = 0$$

$$I1 - I5 + I6 = 0$$

$$-I4 \cdot R4 - I5 \cdot R5 - I1 \cdot R1 = -E1$$

$$I4 \cdot R4 + I3 \cdot R3 + I2 \cdot R2 = E + E2$$

$$-I2 \cdot R2 + I5 \cdot R5 + I6 \cdot R6 = E3 - E2$$

$$\begin{pmatrix} I1d \\ I2d \\ I3d \\ I4d \\ I5d \\ I6d \end{pmatrix} := \text{Find}(I1, I2, I3, I4, I5, I6)$$

$$I1d = -0.354 \quad I4d = 0.714$$

$$I2d = 0.495 \quad I5d = 0.219$$

$$I3d = 1.068 \quad I6d = 0.573$$

2. Розрахунок ланцюга за методом контурних струмів

Given

$$I_{11} \cdot (R_1 + R_4 + R_5) - I_{22} \cdot R_4 - I_{33} \cdot R_5 = -E_1$$

$$I_{22} \cdot (R_3 + R_2 + R_4) - I_{11} \cdot R_4 - I_{33} \cdot R_2 = E + E_2$$

$$I_{33} \cdot (R_2 + R_5 + R_6) - I_{11} \cdot R_5 - I_{22} \cdot R_2 = -E_2 + E_3$$

$$\begin{pmatrix} I_{1k} \\ I_{2k} \\ I_{3k} \end{pmatrix} := \text{Find}(I_{11}, I_{22}, I_{33})$$

$$I_{1k} = 0.354$$

$$I_{2k} = 1.068$$

$$I_{3k} = 0.573$$

$$I_{11d} := -I_{1k} \quad I_{11d} = -0.354$$

$$I_{22d} := I_{2k} - I_{3k} \quad I_{22d} = 0.495$$

$$I_{33d} := I_{2k} \quad I_{33d} = 1.068$$

$$I_{44d} := -I_{1k} + I_{2k} \quad I_{44d} = 0.714$$

$$I_{55d} := I_{3k} - I_{1k} \quad I_{55d} = 0.219$$

$$I_{66d} := I_{3k} \quad I_{66d} = 0.573$$

Приклад розрахунку ланцюга змінного струму

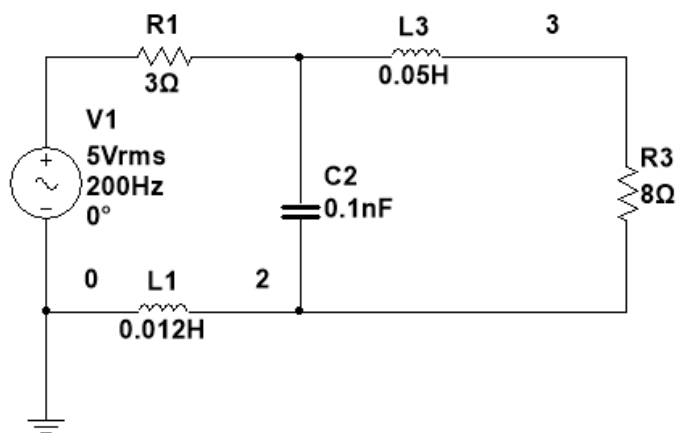


Рисунок 1.2 – Ланцюг змінного струму

Вихідні дані

$$\begin{aligned} R1 &:= 3 & L1 &:= 0.012 & C2 &:= 100 \cdot 10^{-6} & j &:= \sqrt{-1} \\ R3 &:= 8 & L3 &:= 0.05 & & & w &:= 0..5 \cdot 10^3 \end{aligned}$$

$$XC2(w) := \frac{1}{j \cdot w \cdot C2} \quad XL3(w) := j \cdot w \cdot L3 \quad XL1(w) := j \cdot w \cdot L1$$

$$Z3(w) := R3 + XL3(w) \quad Z1(w) := R1 + XL1(w) \quad Z2(w) := \frac{Z3(w) \cdot XC2(w)}{Z3(w) + XC2(w)}$$

$$H(w) := \frac{Z2(w)}{Z1(w) + Z2(w)}$$

Для отримання АЧХ та ФЧХ ланцюга змінного струму необхідно застосувати перетворення ланцюгів. Найбільш поширені і часто вживані зводяться до наступних:

1. Заміна послідовних опорів одним еквівалентним. Еквівалентний опір R ланцюга, що складається з послідовно з'єднаних опорів R_1, R_2, R_n , дорівнює сумі цих опорів: $R = R_1 + R_2 + \dots + R_n$.

2. Заміна паралельних опорів одним еквівалентним. Опори паралельні, якщо всі вони приєднані до однієї пари вузлів. Еквівалентний опір R ланцюга, що складається з ряду паралельно з'єднаних опорів, визначається з формулою підсумовування провідностей: $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$.

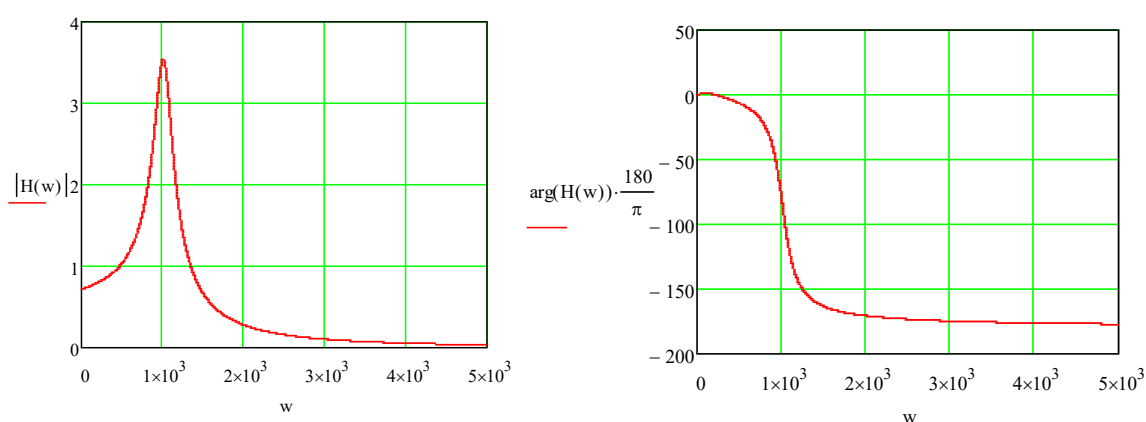


Рисунок 1.3 – АЧХ та ФЧХ ланцюга змінного струму

Порядок виконання

1. Для схеми електричного ланцюга постійного струму, що представлений на рис.1.4, необхідно виконати наступне:

– провести розрахунок струмів в гілках схеми зазначеним методом.

(домашня підготовка):

А. З використанням законів Кірхгофа

Б. За методом контурних струмів

Параметри джерел та інших елементів ланцюга наведені в табл.1.1.

– зібрати схему в пакеті прикладних програм (для моделювання поставити у кожну гілку індикатор – амперметр).

– порівняти отримані теоретичні дані з результатами моделювання.

Таблиця 1.1 – Варіанти завдань для схем ланцюгів постійного струму

Варіант	Номер схеми	Метод розрахунку ланцюга	$E_{1,B}$	$E_{2,B}$	$E_{3,B}$	$J_K,$ A	$r_1,$ Ω	$r_2,$ Ω	$r_3,$ Ω	$r_4,$ Ω	$r_5,$ Ω	$r_6,$ Ω	$r_7,$ Ω
1	1	Б	24	25	10	1,5	50	80	100	40	60	20	10
2	2	Б	48	150	60	2,5	20	80	100	40	80	40	10
3	3	А	24	5	30	1,5	4	10	5	12	6	8	12
4	4	Б	12	6	18	1,8	2	4	4	5	8	6	5
5	5	А	120	150	90	1,4	40	8	10	8	20	12	6
6	6	Б	48	30	12	1,4	4	8	6	10	16	6	8
7	0	Б	12	20	25	1,2	10	5	8	8	10	4	12
8	8	А	16	20	115	1,2	23	32	100	150	40	18	18
9	9	А	240	25	110	1,5	50	80	100	80	60	20	10
10	7	Б	48	150	160	2,5	20	80	100	70	80	40	10
11	4	Б	240	150	110	2,1	5	50	8	120	6	80	12

Таблиця 1.1 – Варіанти завдань для схем ланцюгів постійного струму
(продовження)

12	5	А	380	50	120	1,9	4	18	6	10	16	60	8
13	6	Б	120	120	250	2,2	10	15	18	18	10	40	12
14	7	Б	100	120	115	2,2	12	50	40	80	10	15	10
15	8	А	24	50	130	1,7	4	10	5	120	6	8	12
16	9	Б	120	60	180	1,6	20	40	40	50	8	60	15
17	0	Б	10	150	90	1.5	40	8	10	18	20	12	6
18	1	А	24	15	10	2,4	5	5	8	12	6	8	12
19	2	Б	10	12	15	2,0	12	5	4	8	10	15	10
20	3	А	56	80	100	2.2	24	12	10	15	20	18	18

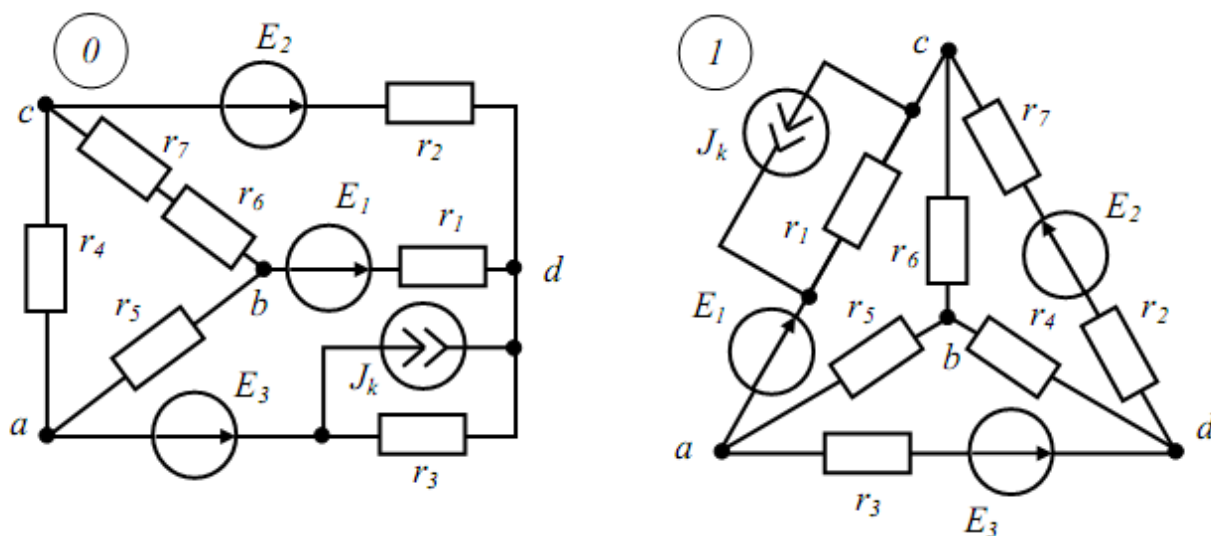


Рисунок 1.4 – Схеми ланцюгів постійного струму до варіантів завдань

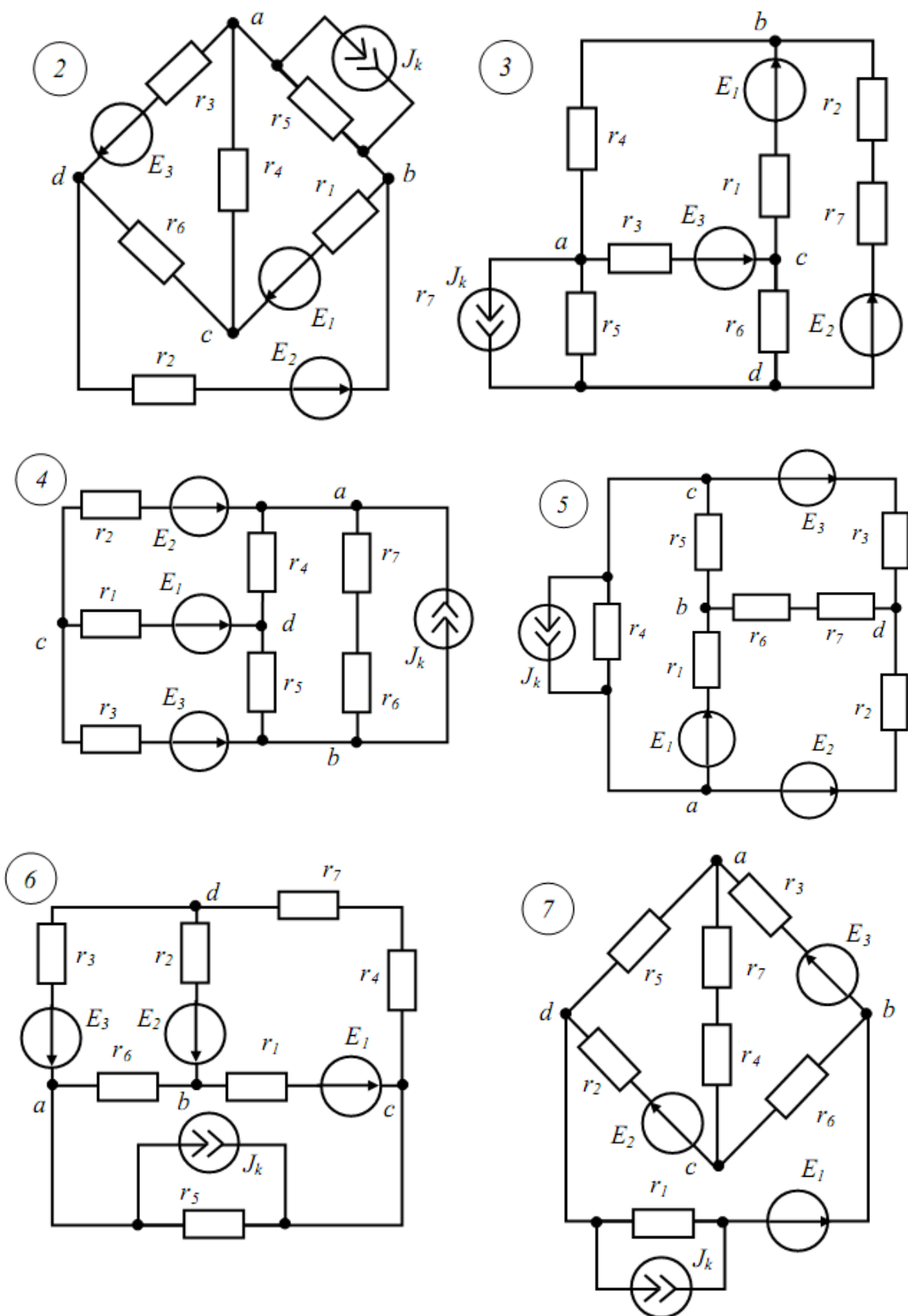


Рисунок 1.4 – Схеми ланцюгів постійного струму до варіантів завдань
(продовження)

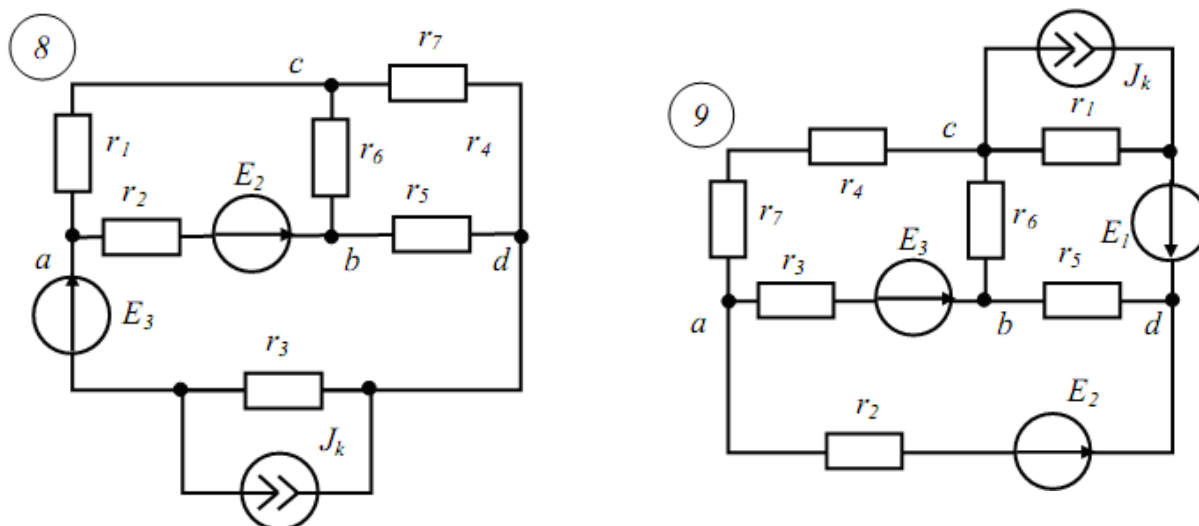


Рисунок 1.4 – Схеми ланцюгів постійного струму до варіантів завдань
(продовження)

2. Для свого варіанту ланцюга змінного струму, що представлений на рис.1.5:

– розрахувати за формулами АЧХ і ФЧХ в Matchad. (домашня підготовка).

Параметри елементів ланцюга наведені в табл.1.2.

– шляхом моделювання отримати АЧХ і ФЧХ на відповідних частотах за допомогою *Analysis and Simulation/AC Sweep*, порівняти отриманий результат.

– за допомогою *Parameter Sweep* промоделювати вплив активних і реактивних елементів на вигляд АЧС та ФЧС схеми, отримати графіки (взяти один реактивний і один активний елемент схеми).

Таблиця 1.2 – Варіанти завдань для схем ланцюгів змінного струму

Варіант	Номер схеми	R_1 , Ом	L_1 , Гн	C_1 , мкФ	R_2 , Ом	L_2 , Гн	C_2 , мкФ	R_3 , Ом	L_3 , Гн	C_3 , мкФ
1	0	3	0,012	400	10	0,05	200	8	0,04	100
2	5	3	0,015	460	120	0,04	100	16	0,01	140

Таблиця 1.2 – Варіанти завдань для схем ланцюгів змінного струму
(продовження)

3	6	4	0,024	320	18	0,02	110	17	0,02	220
4	7	15	0,022	480	16	0,01	140	18	0,03	175
5	8	5	0,021	360	14	0,03	170	19	0,02	200
6	9	4	0,018	380	12	0,02	150	10	0,02	280
7	2	13	0,011	450	100	0,05	120	18	0,04	280
8	3	5	0,011	400	18	0,04	130	16	0,04	310
9	4	12	0,012	280	16	0,01	170	19	0,02	220
10	1	3	0,013	500	120	0,04	160	20	0,04	220
11	4	3	0,012	200	100	0,06	220	18	0,03	210
12	5	3	0,015	460	20	0,04	160	6	0,03	240
13	6	14	0,020	420	18	0,03	140	7	0,02	200
14	7	5	0,022	380	160	0,05	120	8	0,03	275
15	8	15	0,027	360	14	0,04	180	9	0,02	300
16	9	4	0,018	480	12	0,03	150	10	0,02	280
17	0	13	0,016	450	10	0,05	160	8	0,04	280
18	1	5	0,021	500	18	0,04	170	6	0,03	300
19	2	12	0,014	480	160	0,02	180	9	0,02	260
20	3	3	0,016	400	12	0,04	190	10	0,03	240

Примітка: опори елементів, не зазначених на схемі, прийняти рівними нулю.

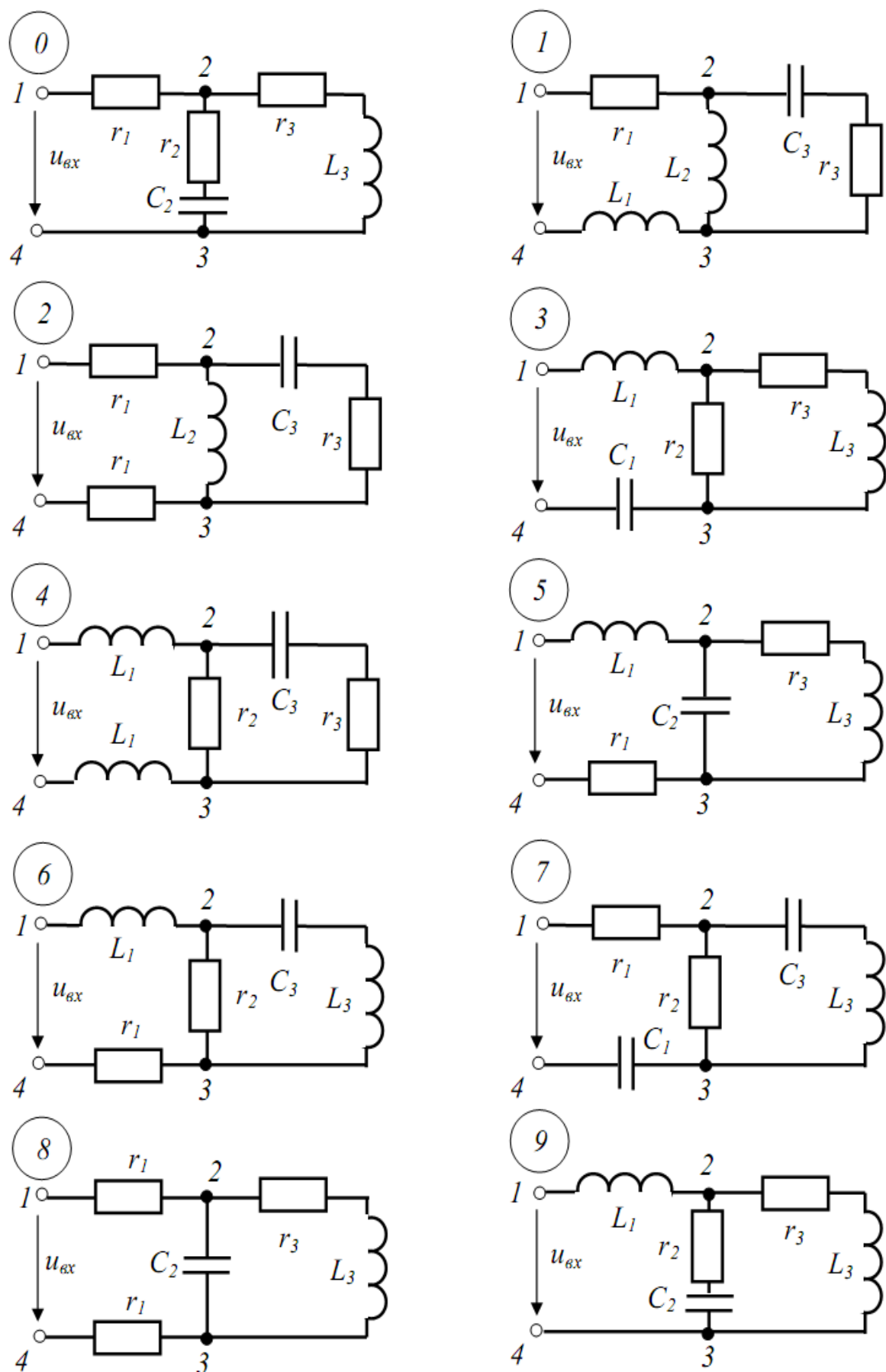


Рисунок 1.5 – Схеми ланцюгів змінного струму до варіантів завдань

Зміст звіту

1. Мета роботи.
2. Теоретичний розрахунок струмів у схемі постійного струму зазначеним методом.
3. Результати моделювання схеми постійного струму в пакеті прикладних програм.
4. Теоретичний розрахунок АЧХ та ФЧХ схеми змінного струму.
3. Результати моделювання схеми змінного струму, які отримано в пакеті прикладних програм.
6. Результати дослідження впливу активних і реактивних елементів на АЧХ та ФЧХ в пакеті прикладних програм.
7. Висновки.

Контрольні питання

1. Навести формулювання законів Кірхгофа.
2. Який алгоритм розрахунку ланцюга постійного струму за допомогою законів Кірхгофа?
3. Який алгоритм розрахунку ланцюга за методом контурних струмів?
4. Навести формулу для визначення коефіцієнта передачі подільника напруг. Як із нього визначається АЧХ і ФЧХ ланцюга?
5. Як за допомогою інструменту Parameter Sweep промодельовати вплив елементів схеми на частотні характеристики?

Література [1,2,4,5,8].

ЗАНЯТТЯ №2

ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ РЕЗИСТОРІВ, КОНДЕНСАТОРІВ ТА ІНДУКТИВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Мета роботи: отримання практичних навичок з дослідження роботи резисторів, конденсаторів та індуктивних елементів на прикладі схем дільників напруги методами імітаційного моделювання з використанням пакету прикладних програм Multisim.

Основні теоретичні відомості

Для дослідження конденсатора розглянемо схему ємнісного дільника, що використовують на практиці (рис. 2.1).

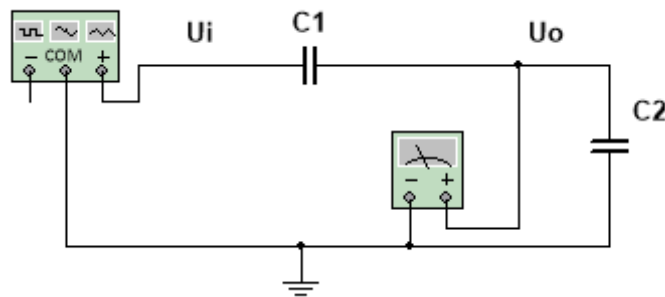


Рисунок 2.1 – Ємнісний дільник

Вихідна напруга дільника, що вимірюється мультиметром, визначається за формулою:

$$U_0 = \frac{U_i \cdot C_1}{C_1 + C_2}. \quad (2.1)$$

Оскільки вимірювання можна проводити при різній формі напруги функціонального генератора, то при зіставленні результатів розрахунку за

формулою і результатів моделювання необхідно враховувати, що мультиметр вимірює ефективне значення напруги, яке для синусоїдального сигналу становить 0,707 від амплітудного, 0,578 – для трикутного і дорівнює амплітуді меандру (прямокутний сигнал з шпаруватістю 2).

Розглянемо можливість використання в якості підстроювального конденсатора варикапа – спеціально сконструйований діод, бар'єрна ємність р–п–переходу якого залежить від зворотної напруги:

$$C_u = \frac{C_i}{\left(1 + \frac{U_t}{U_c}\right)^m}, \quad (2.2)$$

де C_u – ємність переходу при зворотній напрузі U_c , C_i – ємність при нульовій напрузі, U_t – температурний потенціал переходу (при кімнатній температурі він складає 26 мВ), $m = 0,5$ – для різких (сплавних) і $0,333$ – для плавних (дифузійних) переходів.

Основний параметр варикапа – ємність C_n при номінальній напрузі зсуву. Крім того, вказуються максимальна C_{max} і мінімальна C_{min} , ємності при мінімальній та максимальній напругах зсуву відповідно. Іноді в числі характеристик варикапа наводиться коефіцієнт перекриття ємності – відношення максимальної ємності до мінімальної.

Схема ємнісного дільника з використанням діода представлена на рис. 2.2. Ця схема містить ланцюг зсуву (ланцюг управління бар'єрної ємністю, що складається з джерела напруги U_c і резистора R), генератор (амплітуда 1 В, частота 1 МГц), мультиметр, еталонний конденсатор C_0 і діод, що досліджується VD типу GP10W з бар'єрної ємністю C_i при нульовій напрузі на переході.

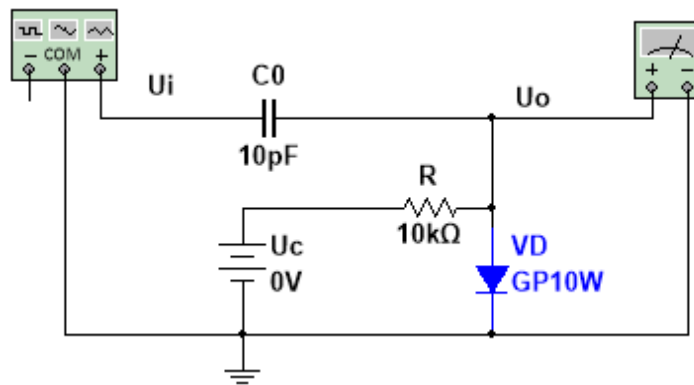


Рисунок 2.2 – Схема резистивного дільника з урахуванням паразитної ємності резистора

Конденсатори C_0 і C_i утворюють ємнісний дільник, вихідна напруга якого визначається виразом (2.1). За допомогою цього виразу можна визначити при ємність при нульовій напрузі:

$$C_i = C_0 \cdot \left(\frac{U_i}{U_0} - 1 \right). \quad (2.3)$$

Приклад розрахунку коефіцієнта передачі дільника при змінюванні частоти вхідного сигналу

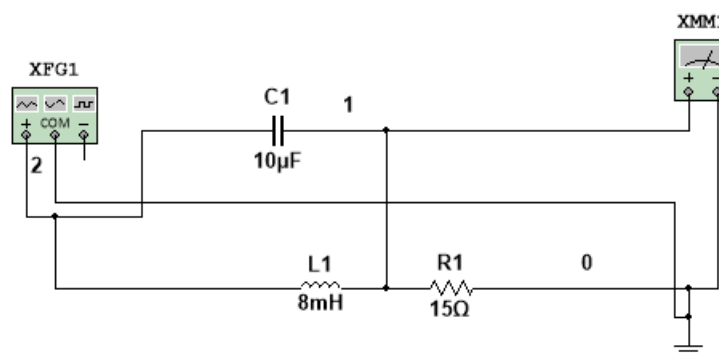


Рисунок 2.3 – Схема ланцюга змінного струму

Вихідні дані

$$R1 := 15 \text{ Ом} \quad C1 := 10 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} \quad L1 := 8 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$$

1. Теоретичний розрахунок при $F=10$ Гц

$$F1 := 10 \text{ Гц}$$

$$X_{c1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F1 \cdot C1} \quad X_{l1} := 2 \cdot \pi \cdot F1 \cdot L1$$

$$Z1 := \frac{X_{c1} \cdot X_{l1}}{X_{c1} + X_{l1}}$$

$$K_{d1} := \frac{R1}{Z1 + R1} \quad K_{d1} = 0.968$$

Практичний розрахунок при $F=10$ Гц

$$U_{vx} := 5 \text{ В} \quad U_{d1} := 3.534 \text{ В}$$

$$U_{vux1} := \sqrt{2} \cdot U_{d1} \quad U_{vux1} = 4.998$$

$$K_{d11} := \frac{U_{vux1}}{U_{vx}} \quad K_{d11} = 0.9996$$

2. Теоретичний розрахунок при $F=10$ кГц

$$F2 := 10 \cdot 10^3 \text{ Гц}$$

$$X_{c2} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F2 \cdot C1} \quad X_{l2} := 2 \cdot \pi \cdot F2 \cdot L1$$

$$Z2 := \frac{X_{c2} \cdot X_{l2}}{X_{c2} + X_{l2}}$$

$$K_{d2} := \frac{R1}{Z2 + R1} \quad K_{d2} = 0.9043$$

Практичний розрахунок при $F=10$ кГц

$$U_{vx} := 5 \text{ В} \quad U_{d2} := 3.516 \text{ В}$$

$$U_{vux2} := \sqrt{2} \cdot U_{d2} \quad U_{vux2} = 4.972$$

$$K_{d22} := \frac{U_{vux2}}{U_{vx}} \quad K_{d22} = 0.9945$$

3. Теоретичний розрахунок при $F=10$ МГц

$$F3 := 10 \cdot 10^6 \quad \text{Гц}$$

$$X_{c3} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F3 \cdot C1} \quad X_{l3} := 2 \cdot \pi \cdot F3 \cdot L1$$

$$Z3 := \frac{X_{c3} \cdot X_{l3}}{X_{c3} + X_{l3}}$$

$$K_{d3} := \frac{R1}{Z3 + R1} \quad K_{d3} = 1$$

Практичний розрахунок при $F=10$ МГц

$$U_{vx} := 5 \quad \text{В} \quad U_{d3} := 3.536 \quad \text{В}$$

$$U_{vux3} := \sqrt{2} \cdot U_{d3} \quad U_{vux3} = 5.001$$

$$K_{d33} := \frac{U_{vux3}}{U_{vx}} \quad K_{d33} = 1$$

4. Теоретичний розрахунок при $F=50$ МГц

$$F4 := 50 \cdot 10^6 \quad \text{Гц}$$

$$X_{c4} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F4 \cdot C1} \quad X_{l4} := 2 \cdot \pi \cdot F4 \cdot L1$$

$$Z4 := \frac{X_{c4} \cdot X_{l4}}{X_{c4} + X_{l4}}$$

$$K_{d4} := \frac{R1}{Z4 + R1} \quad K_{d4} = 1$$

Практичний розрахунок при $F=50$ МГц

$$U_{vx} := 5 \quad \text{В} \quad U_{d4} := 3.536 \quad \text{В}$$

$$U_{vux4} := \sqrt{2} \cdot U_{d4} \quad U_{vux4} = 5.001$$

$$K_{d44} := \frac{U_{vux4}}{U_{vx}} \quad K_{d44} = 1$$

Порядок виконання

1. Для своєї схеми (рис.2.4), варіант якої представлений в табл.2.1:

– скласти наближену формулу для розрахунку коефіцієнта передачі подільника (див. лаб. раб. №1), використовуючи закон Ома, а також формули для розрахунку опору конденсатора ($X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot C}$), де F – частота сигналу) та опору індуктивності ($X_L = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot L$). Отримайте значення на частотах: 10 Гц, 10 кГц, 10 і 50 МГц (домашня підготовка).

– промодельовати схему в пакеті прикладних програм на частотах: 10 Гц, 10 кГц, 10 і 50 МГц. При цьому треба враховувати, що мультиметр вимірює ефективне значення напруги, яке для синусоїдального сигналу становить 0,707 від амплітудного. Порівняти результати розрахунку з результатами моделювання.

– за допомогою *Parameter Sweep* промодельовати вплив розподіленої ємності C або індуктивності L або резистора R на коефіцієнт ділення подільника на частоті 10 кГц.

Таблиця 2.1 – Варіанти завдань

Варіант	Номер схеми	R1, Ом	R2, Ом	C1,мк Ф	L1,м Гн	L2, мГ н	Тип діода	Тип стабілітрона
1	5	15	10	10	8	15	GP10W	Z4ke120
2	6	30	10	500	10	30	MR756	05AZ2.2
3	7	12	15	10	100	75	RGP25A	02DZ4.7
4	8	70	20	650	0	45	1N1206C	BZB84–B10
5	9	80	35	10	75	20	GP20A	BZV49–C3V6
6	4	30	15	70	160	100	GP10A	Z4ke100
7	10	50	40	10	10	20	1N3495	BZV49–C3V6
8	1	40	200	30	20	50	1N3495	BZB84–B5V6

Таблиця 2.1 – Варіанти завдань (продовження)

9	2	10	10	20	20	80	Mur420	BZV55–B39
10	3	60	500	45	20	50	1N5393	BZV55–B2V4
11	4	20	20	30	20	10	BYV10– 30	SML4742
12	2	80	400	20	15	60	GI250–3	BZV55–B68
13	3	15	15	30	130	80	BA314	BZV55–B56
14	1	10	30	10	20	60	GP20D	BZV55–B10
15	5	12	150	10	15	70	DO– 204AC	BZV55–B2V4
16	6	60	500	10	80	10	Gf1A	GLL4740
17	7	15	10	300	0	40	Gp02–20	GLL4751
18	8	10	80	30	70	30	GP10N	SML4737
19	9	15	50	10	30	100	GP15A	Z4ke110
20	10	30	50	30	10	70	RGF1M	SML4760

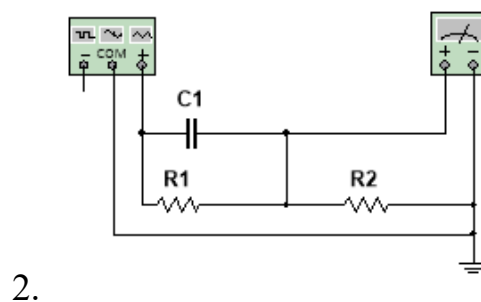
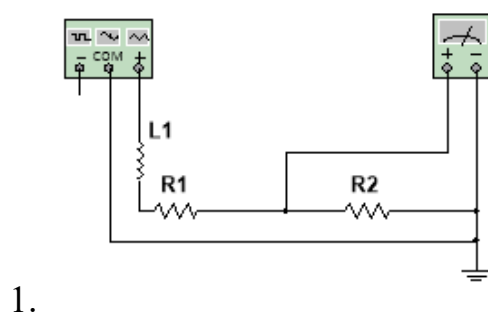


Рисунок 2.4 – Схеми ланцюгів змінного струму до варіантів завдань

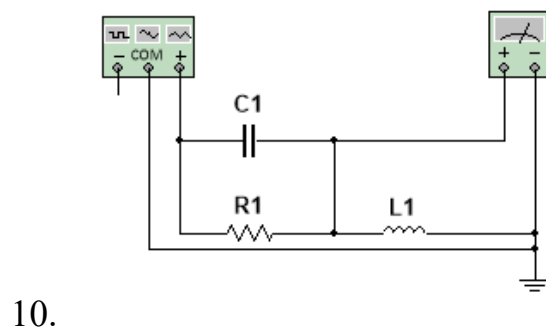
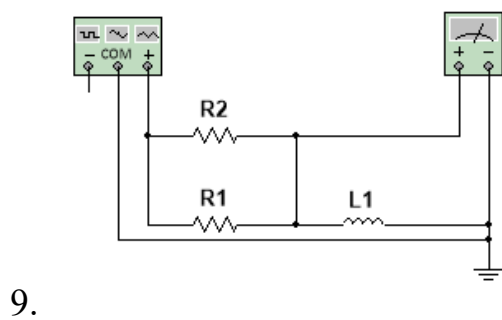
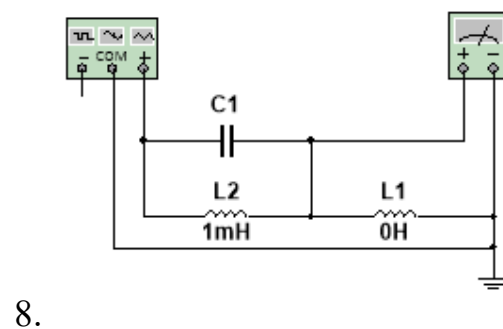
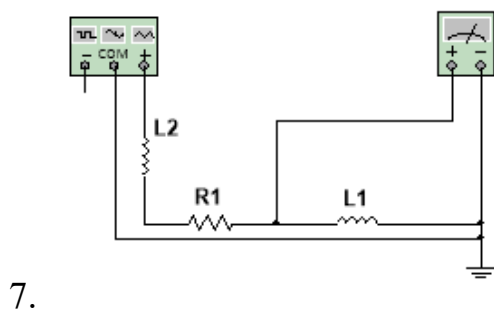
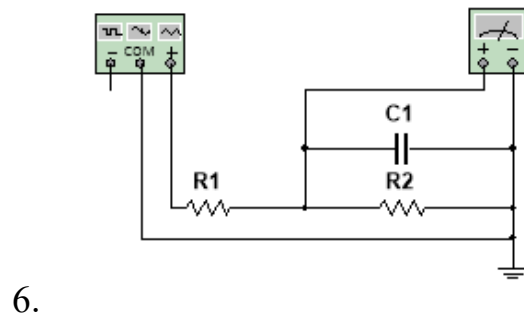
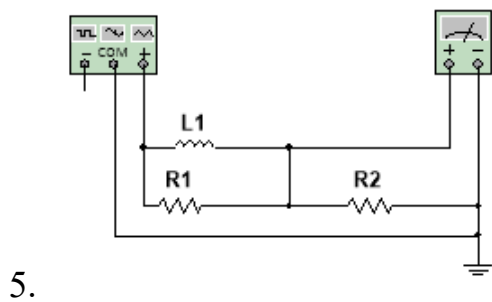
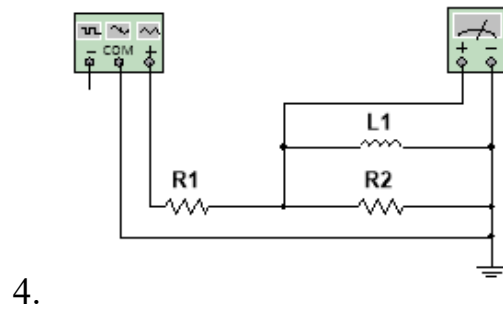
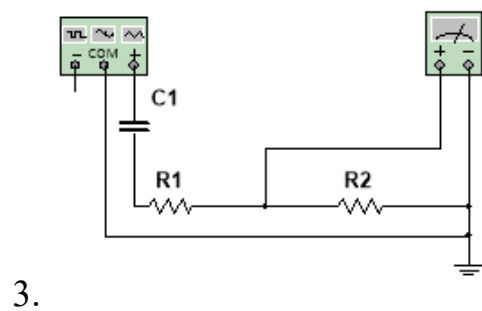


Рисунок 2.4 – Схеми ланцюгів змінного струму до варіантів завдань
(продовження)

2. Змінюючи напругу U_c джерела зсуву в схемі на рис. 2.2 і вимірюючи мультиметром напругу U_o , за допомогою формул (2.3) і (2.2) знайти залежність бар'єрної ємності діода від напруги U_c при $m = 0,5$ і $0,333$ і порівняти отримані дані (напругу U_c змінювати в діапазоні від 1 до 12 В або від 1 до 200 В. Діапазон підібрати залежно *Revers Bias Breakdown Voltage [BV]* – зворотної напруги пробою зазначеного діода). За знятим значенням побудувати графіки в Matchad. Тип діода вказано в табл. 2.1.

3. Провести аналогічні завданню 2 дослідження для стабілітрона. При цьому необхідно врахувати, що максимальна напруга зміщення повинна бути менше напруги стабілізації (позначення *Zener test voltage at I_{zt} [VZT], В*). Тип стабілітрона вказано в табл. 2.1.

Зміст звіту

1. Мета роботи.
2. Теоретичний розрахунок коефіцієнта передачі подільника на частотах: 10 Гц, 10 кГц, 10 і 50 МГц.
3. Практичні значення коефіцієнта передачі подільника на частотах: 10 Гц, 10 кГц, 10 і 50 МГц при моделюванні схеми в пакеті прикладних програм.
4. Результати дослідження впливу розподіленої ємності C або індуктивності L або резистора R на коефіцієнт ділення подільника на частоті 10 кГц.
5. Результати моделювання схеми ємнісного дільника з використанням діода, які отримано в пакеті прикладних програм.
6. Графіки залежності бар'єрної ємності діода від зворотної напруги для різких (сплавних) і плавних (дифузійних) переходів.
7. Результати моделювання схеми ємнісного дільника з використанням стабілітрона, які отримано в пакеті прикладних програм.

8. Графіки залежності бар'єрної ємності стабілітрона від зворотної напруги для різких (сплавних) і плавних (дифузійних) переходів.

9. Висновки.

Контрольні питання

1. Які перетворення електричних ланцюгів застосовувалися в роботі? Навести приклади.

2. Як визначається вихідна напруга ділянки ?

3. Навести формули для розрахунку ємнісного та індуктивного опорів.

4. Як визначається амплітудне значення напруги?

5. Що таке бар'єрна ємність р–п–переходу діода? За якою формулою вона визначається?

Література [1,2,4,5,8].

ЗАНЯТТЯ №3

ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ ДІОДА І ЙОГО ВАХ

Мета роботи: отримання практичних навичок з дослідження роботи діода методами імітаційного моделювання з використанням пакету прикладних програм Multisim.

Основні теоретичні відомості

У бібліотеці компонентів програми схемотехнічного моделювання (Multisim) діоди та стабілітрони мають вигляд, що представлений на рис. 3.1. Де, 1 – анод (anode), електрод, який підключається до позитивного виводу джерела живлення, 2 – катод (cathode), електрод з якого виходить струм позитивного потенціалу.

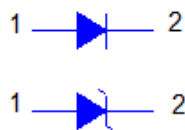


Рисунок 3.1 – Діоди та стабілітрони

Математична модель діода у Multisim задається наступними параметрами (в дужках вказані аббревіатура):

Saturation current $[IS]$ – струм насичення при температурі 27°C (10^{-14} А);

Ohmic resistance $[RS]$ – об'ємний опір (0 Ом);

Emission coefficient $[N]$ – коефіцієнт інжекції;

Tranzit time $[TT]$ – час переносу заряду;

Zero-bias junction capacitance $[CJO]$ – бар'єрна ємність при нульовому зміщенні;

Junction potential $[VJ]$ – контактна різниця потенціалів;

Junction grading coefficient $[M]$ – коефіцієнт лавинного множення;

Activation energy $[EG]$ – ширина забороненої зони;

Coefficient for forward–bias depletion capacitors [FC] – коефіцієнт нелінійності бар'єрної ємності;

Revers Bias Breakdown Voltage [BV] – зворотна напруга пробою (позитивна величина);

Current at reverse breakdown voltage [IBV] – початковий струм пробою, що відповідає напрузі BV (позитивна величина);

Temperature exponent [XTI] – температурний коефіцієнт струму насичення;

Flicker noise coefficient [KF] – коефіцієнт флікер–шуму;

Flicker noise exponent [AF] – показник ступеня у формулі рожевого шуму;

Parameter temperature [$Tnom$] – абсолютна температура.

Для стабілітронів до переліку параметрів додатково включаються:

Zener test current [IZT], А – номінальний струм стабілізації (від одиниць до десятків мА);

Zener test voltage at Izt [VZT], В – напруга стабілізації при номінальному струмі стабілізації.

Визначення основних параметрів діода:

1. Параметри моделі IS , RS , N (при заданому значенні P_t) можна визначити, вирішивши систему з трьох нелінійних рівнянь виду:

$$V_{di} = \left(\frac{RS \cdot I_{di}}{N \cdot P_t} + \ln \left(\frac{I_{di} + IS}{IS} \right) \right) \cdot N \cdot P_t, \quad (3.1)$$

де $i = 1, 2, 3$, V_{di} , I_{di} – значення напруги на діоді і струму в i -й точці;

RS – об'ємний опір діода;

P_t – температурний потенціал ($P_t = 25.5$ мВ при 27°C);

N – коефіцієнт інжекції.

Цю систему з трьох нелінійних рівнянь можна вирішити, скориставшись функцією $find(IS, RS, N)$ програми Mathcad.

2. Зворотню напругу пробою BV можна знайти за довідником з даних, орієнтуючись на максимально допустиму напругу. Зазвичай приймають BV рівною 120% від цієї напруги. Для стабілітрона ця напруга BV є напругою пробою.

3. Бар'єрна ємність р-п переходу діода CJO при нульовій напрузі за замовчуванням дорівнює 10^{-12} Ф. Бар'єрну ємність можна визначити 3 способами:

- задати значення ємності однаковим для всіх діодів, виходячи з деяких апріорних знань;

- величину C_{BO} можна визначити з довідників, побудувавши залежність $C_B(U)$, по двох точках, склавши систему рівнянь, можна визначити величину $\Delta\varphi_0$ і n .

Величина постійної часу життя носіїв τ , як правило задається в довіднику, її експериментальне визначення в діоді полягає у вимірюванні постійної часу розсмоктування носіїв при перемиканні струму в діоді з прямого на зворотний.

- обчислити за формулою, якщо відомі значення ємності діода і напруга, при якій була виміряна ця ємність;

Бар'єрна ємність пов'язана з напругою виразом:

$$CJO = \frac{C_d}{\exp\left(\frac{M \cdot \ln(VJ - V_d)}{VJ}\right)}, \quad (3.2)$$

де V_d – напруга на діоді в момент вимірювання;

C_d – ємність діода при напрузі V_d ;

VJ – контактна різниця потенціалів переходу;

M – показник ступеня, який залежить від технології виготовлення діода: якщо діод сплавний, то перехід різкий і $M=0.5$; якщо дифузний, то перехід плавний і $M=0.33$.

4. Ширина забороненої зони EG залежить від матеріалу діода: для кремнію $EG = 1.1$ eВ; для германію $EG = 0.67$ eВ.
5. Контактна різниця потенціалів VJ (потенційний бар'єр) залежить від матеріалу діода. Якщо матеріал кремній, то $VJ = (0.7...0.8)$ В, якщо матеріал германій, то $VJ = (0.1...0.5)$ В.
6. Час переносу заряду TT (середній час життя носіїв) можна визначити наступним чином (для діода, виготовленого за сплавною технологією):

$$TT = 4 \cdot T_{voc} \cdot \left(1 + \ln \frac{I_{np}}{I_{obr}} \right), \quad (3.3)$$

де T_{voc} – час відновлення зворотного опору;

I_{np} – значення прямого струму, при якому було виміряно T_{voc} (якщо цей параметр не вказано в ТУ на діод, то замість I_{np} вводимо значення постійного прямого струму);

I_{obr} – постійний зворотний струм.

Ці параметри іноді наводяться в довідниках.

Якщо діод виготовлений за дифузійною технологією, то:

$$TT = 1.6 \cdot T_{voc}. \quad (3.4)$$

Якщо максимальна частота виправлення відома f_{max} , то:

$$TT = \frac{1}{2\pi f_{max}}. \quad (3.5)$$

Дослідження прямої гілки ВАХ діодів може бути проведено за допомогою схеми на рис. 3.2. Вона складається з джерела напруги $V1$, досліджуваного діода $D2$ і резистора $R1$. Дослідження проводять за допомогою інструменту *DCSweep* шляхом варіації параметрів джерела живлення.

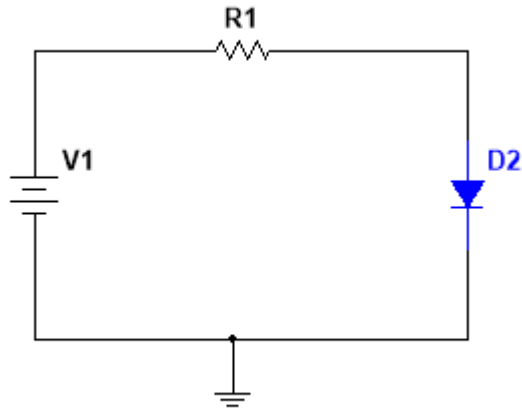


Рисунок 3.2 – Схема для дослідження прямої гілки ВАХ

Для дослідження зворотної гілки ВАХ діода використовується схема на рис.3.3. У ній джерело напруги V1 з захисним резистором R1 для обмеження струму через діод у разі його пробоя.

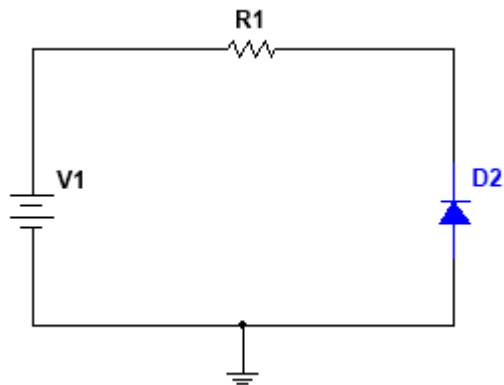


Рисунок 3.3 – Схема для дослідження зворотної гілки ВАХ діода

ВАХ прямої та зворотної гілок на прикладі діода 1N4005 показано на рис. 3.4 та рис. 3.5.

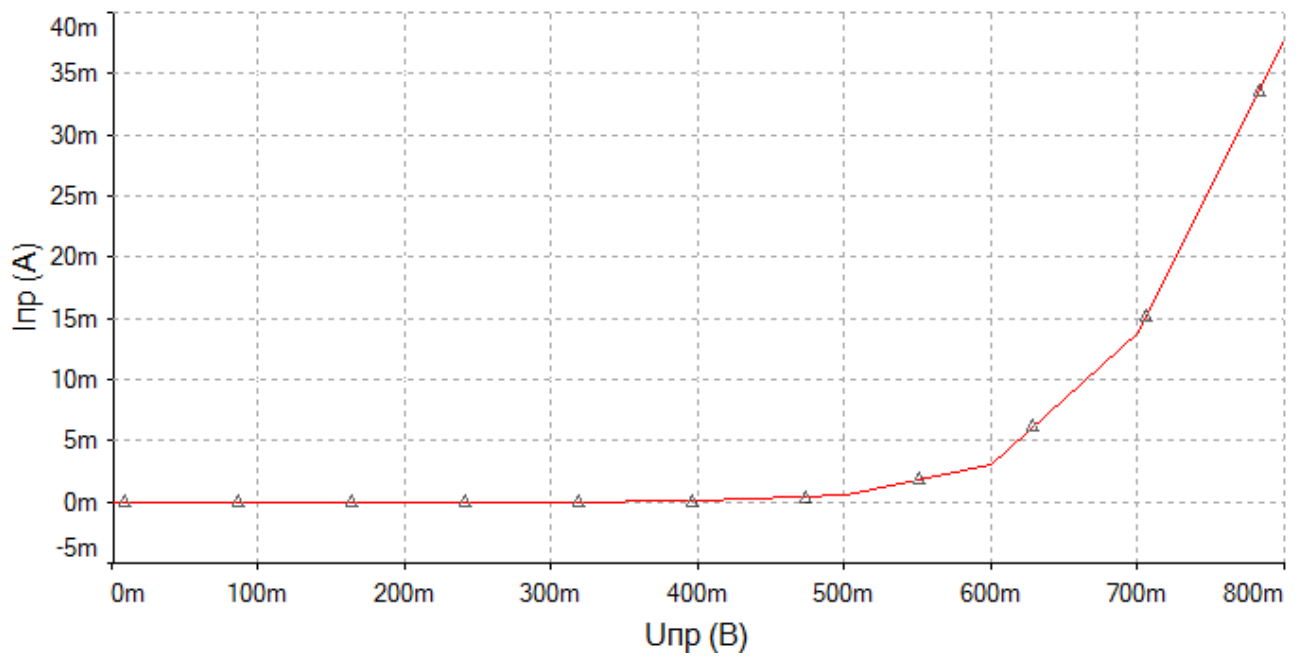


Рисунок 3.4 – ВАХ прямої гілки діода

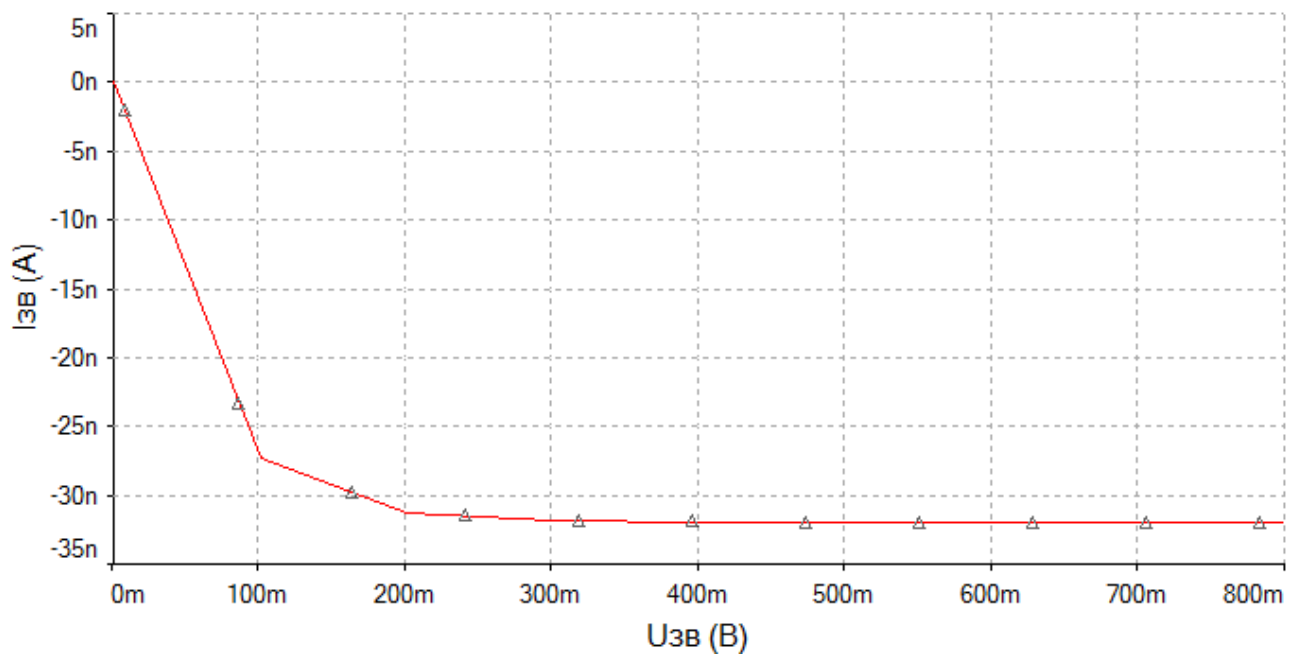


Рисунок 3.5 – ВАХ зворотної гілки діода

Дослідження роботи стабілітрона при включенні у зворотному напрямку можна проводити з використанням схеми на рис. 3.6, на якому показано джерело вхідної напруги V1, потенціометр R2 (регульований

ділник напруги від V1), захисний резистор R1, досліджуваний стабілітрон D1 та вольтметри U2, U1 для зняття вхідної і вихідної напруги відповідно.

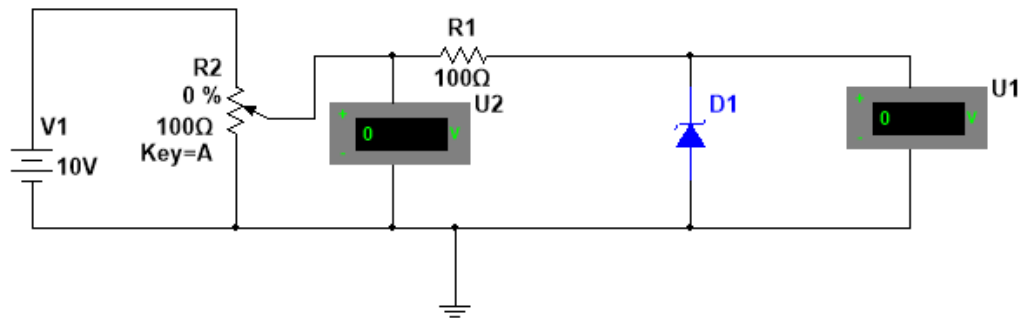


Рисунок 3.6 – Схема дослідження роботи стабілітрона у зворотньому включенні

Порядок виконання

1. Для заданого в табл. 3.1 типу діода в довідковій літературі знайти параметри і ВАХ (прямої і зворотної гілки). (домашня підготовка)
2. Відповідно до наведеної вище методики визначити значення параметрів математичної моделі діода у Matchad. (домашня підготовка)
3. Підібрати в Multisim прототип, максимально наближений за параметрами, тобто знайти зарубіжний аналог в довідковій літературі (домашня підготовка). Скопіювати у власну бібліотеку і відкоригувати внутрішні параметри відповідно до довідкових даних і пункту 2.
4. Використовуючи схему на рис. 3.2, побудувати пряму гілку ВАХ діода і порівняти отримані результати з довідковими характеристиками (моделювання проводити за допомогою інструменту *DCSweep*).
5. Використовуючи схему на рис. 3.3, побудувати зворотню гілку ВАХ діода і порівняти отримані результати з довідковими характеристиками (моделювання проводити за допомогою інструменту *DCSweep*).
6. Використовуючи схему на рис. 3.6, дослідити роботу стабілітрона у зворотньому включенні (встановлюючи значення відсотка на потенціометрі в діапазоні від 0 до 100 % з кроком 10 %, тим самим змінюючи вхідну напругу, зняти відповідні значення вихідної напруги). За отриманими значеннями

побудувати у Matchad залежність вихідної напруги від вхідної. Тип стабілітрона вказано в табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Варіанти завдань

Варіант	Тип діода	Тип стабілітрона
парні	КД243А	02ВZ2.2
непарні	КД509А	02DZ4.7

Зміст звіту

1. Мета роботи.
2. Довідкові параметри і ВАХ типу діода за варіантом.
3. Теоретичний розрахунок параметрів математичної моделі діода.
4. Результати моделювання схеми прямого включення діода, які отримано в пакеті прикладних програм.
5. Результати моделювання схеми зворотного включення діода, які отримано в пакеті прикладних програм.
6. Результати моделювання схеми зворотного включення стабілітрона, які отримано в пакеті прикладних програм. Графік залежності вихідної напруги від вхідної.
7. Висновки.

Контрольні питання

1. Якими параметрами задається математична модель діода програмі схемотехнічного моделювання (Multisim)?
2. Як аналітично можна визначити струм насичення, об'ємний опір, коефіцієнт інжекції?
3. За якою формулою визначається бар'єрна ємність діода?
4. Як визначається час переносу заряду для діодів, виготовлених за сплавною та дифузійною технологіями?

5. Навести ВАХ діода з основними параметрами.
6. Навести ВАХ стабілітрона з основними параметрами.
7. У чому різниця роботи діода і стабілітрона?

Література [3,4,5,8].

ЗАНЯТТЯ №4

ДОСЛІДЖЕННЯ СХЕМ ВИПРЯМЛЮВАЧІВ ТА ЗГЛАДЖУВАЛЬНИХ ФІЛЬТРІВ

Мета роботи: отримання практичних навичок з дослідження схем випрямлювачів та згладжувальних фільтрів методами імітаційного моделювання з використанням пакету прикладних програм Multisim.

Основні теоретичні відомості

Випрямлячі

Розрізняють некеровані і керовані випрямлячі. Для побудови некерованих випрямлячів застосовують напівпровідникові діоди, а для побудови керованих - тиристори.

Схема найпростішого однонапівперіодного випрямляча наведена на рис. 4.1.

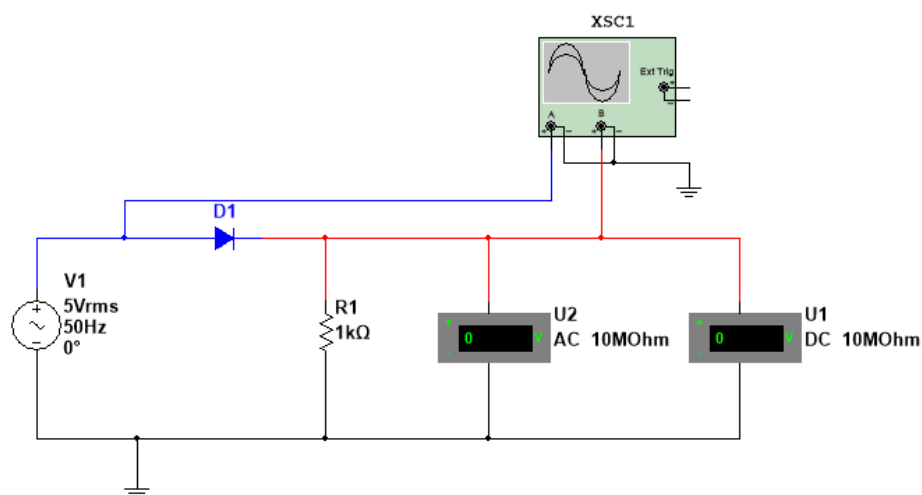


Рисунок 4.1 – Схема однонапівперіодного випрямляча

До складу схеми входять: джерело синусоїдальної напруги V1, випрямний діод D1 і навантаження Rн.

На рис. 4.2 наведено відповідні цій схемі епюри вхідної (блакитний колір сигналу) та вихідної (червоний колір сигналу) напруг.

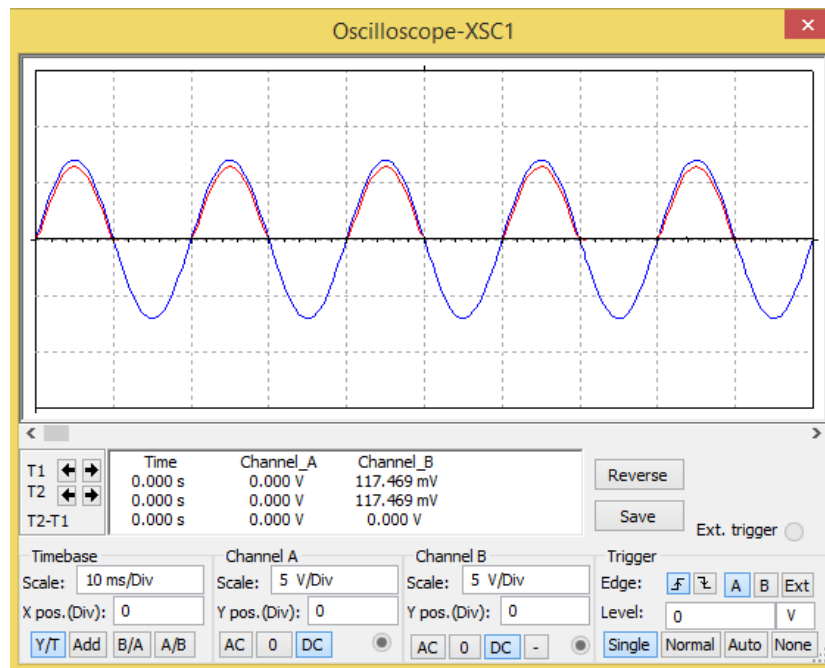


Рисунок 4.2 – Осцилограми вхідної та вихідної напруг однонапівперіодного випрямляча

При аналізі роботи схеми вважається, що опір діода в прямому напрямку дорівнює нулю, а в зворотному - нескінченності. При таких припущеннях через навантаження протікає несинусоїдальний періодичний струм, у вигляді напівхвиль синусоїди:

$$i(t) = \begin{cases} \frac{U_m}{R} \cdot \sin(w \cdot t), \text{ при } U_{ex} > 0; \\ 0, \text{ при } U_{ex} \leq 0. \end{cases} \quad (4.1)$$

Цей струм створює на опорі падіння напруги у вигляді періодичних пульсацій. З урахуванням прийнятих припущень амплітудне значення пульсацій дорівнює амплітудному значенню вхідної напруги. Під час

негативного напівперіоду вхідної напруги вся напруга джерела падає на нескінченно великому опорі діода. Таке падіння напруги називають зворотною напругою діода, а випрямляч - однонапівперіодним.

Рис.4.2 наочно показує, що період пульсацій випрямленої напруги T дорівнює періоду вхідної напруги. Значить і частота пульсацій F_n дорівнює частоті вхідної напруги f , а кратність пульсацій:

$$m = \frac{F_n}{f} = 1. \quad (4.2)$$

Для оцінки якості випрямленої напруги застосовують спеціальний параметр - коефіцієнт пульсацій – K_n . Він визначається відношенням амплітуди першої гармоніки випрямленої напруги (пульсацій) U_{m1} - до середнього значення U_0 :

$$K_n = \frac{U_{m1}}{U_0}. \quad (4.3)$$

Розкладання в ряд Фур'є функції, представленої рис.4.2 має вигляд:

$$u(t) = \frac{U_m}{\pi} + \frac{U_m}{2} \cdot \sin(w \cdot t) - \frac{2 \cdot U_m}{3 \cdot \pi} \cdot \cos(2 \cdot w \cdot t) - \dots \quad (4.4)$$

У цьому розкладанні перший член - постійна складова (середнє значення випрямленої напруги), а амплітуда першої гармоніки $\frac{U_m}{2}$. Отже:

$$K_n = \frac{U_m \cdot \pi}{2 \cdot U_m} \approx 1.57 \quad (4.5)$$

Таким чином, розглянута схема однонапівперіодного випрямляча дозволяє отримати малі значення середнього і чинного струмів і напруг і володіє великим значенням пульсацій.

Значно кращими параметрами володіє схема двонапівперіодного випрямляча. Схема включає до свого складу джерело змінної напруги V1, чотири діоди (D1-D4) і опір навантаження R1, яке включено в діагональ моста (рис. 4.3).

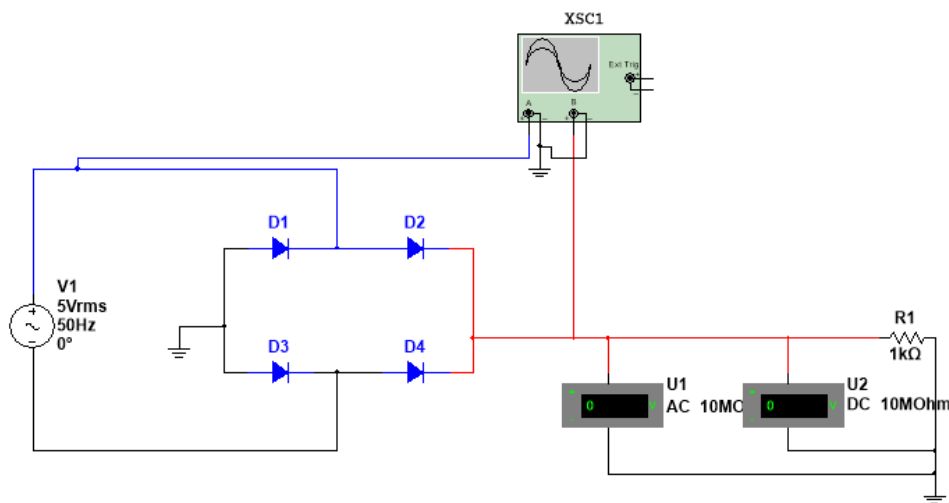


Рисунок 4.3 – Схема двонапівперіодного випрямляча

Нехай під час позитивного напівперіоду вхідного напруги до діодів D2 і D3 докладено пряма напруга, а до діодів D1 і D4 – зворотня. У ланцюзі випрямляча потече струм від полярності напруги живлення “+”, через діод D2, опір навантаження R1, діод D3, до полярності напруги живлення “-”. Цей струм створить на опорі навантаження падіння напруги (пульсацію) на інтервалі позитивного напівперіоду вхідної напруги.

Під час негативного напівперіоду полярність вхідної напруги змінюється на протилежну. Тепер пряма напруга докладена до діодів D1 і

D4, а зворотня - до діодів D2 і D3. У ланцюзі випрямляча потече струм від полярності напруги живлення “+”, через діод D4, опір навантаження R1, діод D1, до полярності напруги живлення “-”. Напрямок струму через опір R1 не змінився. Значить форма напруги на опорі R1 (червоний колір) така як на рис4.4.

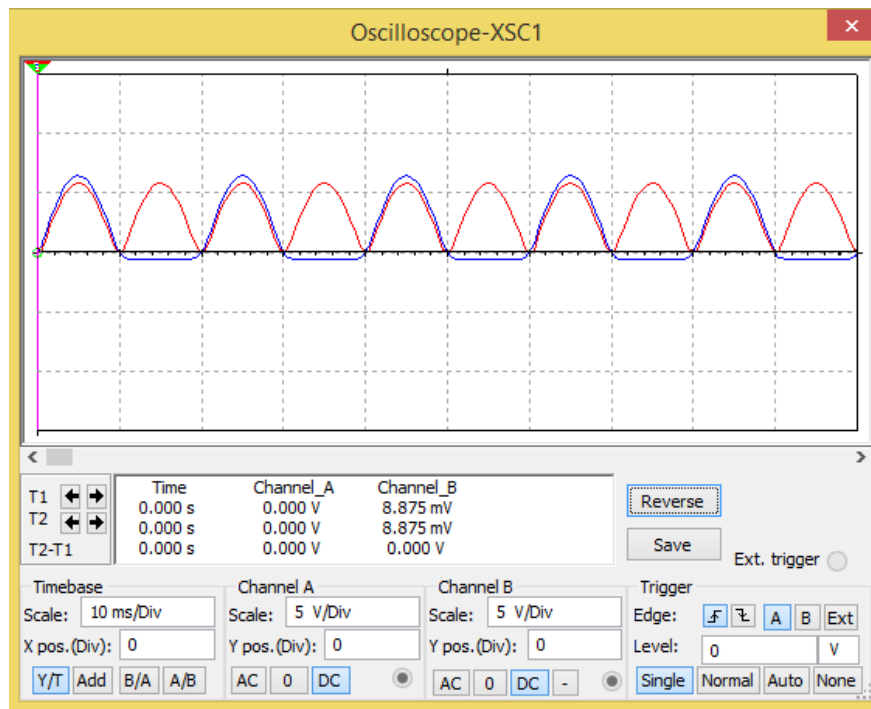


Рисунок 4.4 – Осцилограми вхідної та вхідної напруг двонапівперіодного випрямляча

Рис.4.4 наочно показує, що період пульсацій випрямленої напруги T_n в два рази менше періоду вхідної напруги. Отже:

$$T_n = \frac{T}{2}; F_n = 2 \cdot f; m = \frac{F_n}{f} = 2. \quad (4.6)$$

Розкладання в ряд Фур'є функції, представленої рис.4.4 має вигляд:

$$u(t) = U_m \cdot \left(1 + \frac{2}{3} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{2 \cdot U_m}{15} \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) + \dots\right) \quad (4.7)$$

У цьому розкладанні перший член - постійна складова (середнє значення випрямленої напруги), а амплітуда першої гармоніки $\frac{2 \cdot U_m}{3}$. Отже:

$$K_n = \frac{\frac{2 \cdot U_m}{3}}{U_m} \approx 0.67 \quad (4.8)$$

Отримане рішення показує, що для збільшення середнього значення випрямленої напруги U_0 (а значить для зменшення K_n) потрібно збільшувати кратність пульсацій m .

Згладжувальні фільтри

Аналіз роботи розглянутих схем випрямлячів показав, що напруга на їх виході не постійна, а пульсуюча. Застосовувати таку напругу безпосередньо для живлення електронних пристроїв не можна. Істотно знизити рівень пульсацій дозволяють згладжувальні фільтри. В основу їх побудови покладено застосування реактивних елементів - індуктивностей і ємностей.

Пульсуюча напруга на виході випрямлячів завжди описується періодичною функцією. Розкладання такої функції в ряд Фур'є містить постійну складову (середнє значення випрямленої напруги) і сукупність гармонік. Ідеальний згладжувальний фільтр повинен безперешкодно пропускати в навантаження постійну складову і не пропускати гармоніки пульсацій. Для вирішення цього завдання і використовуються властивості реактивних елементів.

Відомо, що опір індуктивності прямо пропорційно частоті. Це означає, що для постійної складової опір ідеальної індуктивності дорівнює нулю, а для

гармонік воно тим більше, чим вище номер гармоніки. Тому індуктивність корисно включати послідовно навантаженню (рис.4.5,а).

Опір ємності зворотно-пропорційно частоті. Для постійної складової це опір нескінченно великий, а для гармонік - малий, тим менше чим вище номер гармоніки. Тому ємність корисно включати паралельно навантаженню (рис. 4.5,б).

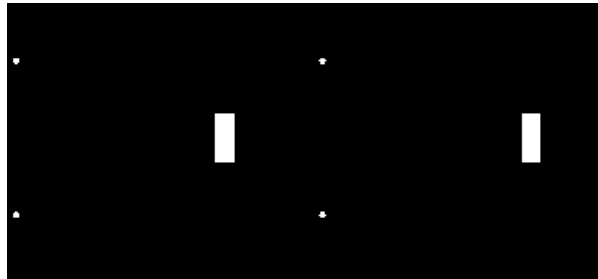


Рисунок 4.5 – Згладжувальні фільтри

Основним параметром згладжувального фільтра є коефіцієнт згладжування K_z - відношення коефіцієнта пульсацій на вході фільтра до коефіцієнта пульсацій на виході фільтра:

$$K_z = \frac{U_{m\ BX}^{(1)}}{U_{0\ BX}} : \frac{U_{m\ BИX}^{(1)}}{U_{0\ BИX}} = \frac{U_{m\ BX}^{(1)}}{U_{m\ BИX}^{(1)}} \cdot \frac{U_{0\ BИX}}{U_{0\ BX}}. \quad (4.9)$$

Ставлення $U_{0\ BИX} / U_{0\ BX}$ має бути якомога ближче до одиниці, тому величина коефіцієнта фільтрації визначається відношенням амплітуд основної гармоніки на вході і виході фільтра.

Розглянемо принцип роботи найпростішого ємнісного фільтра, що згладжує пульсації однонапівперіодного випрямляча (рис 4.6).

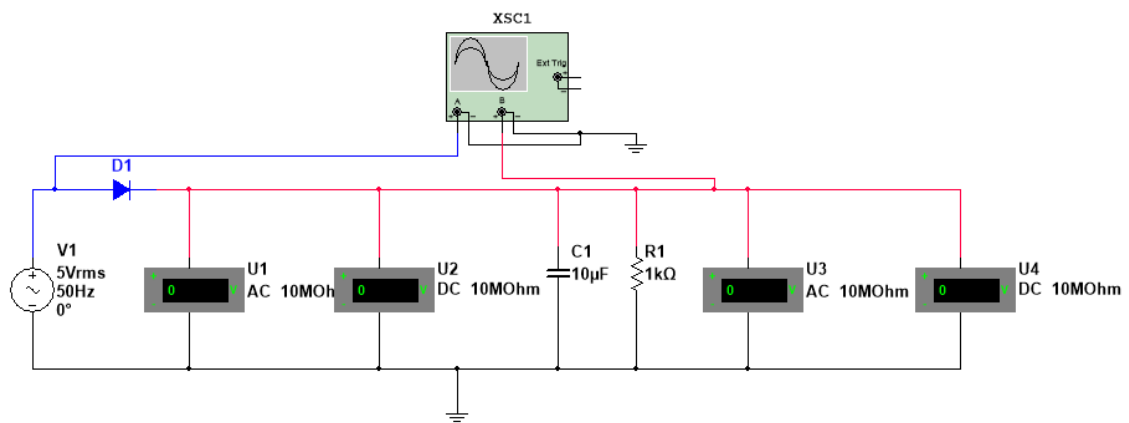


Рисунок 4.6 – Схема однонапівперіодного випрямляча зі згладжувальним ємнісним фільтром

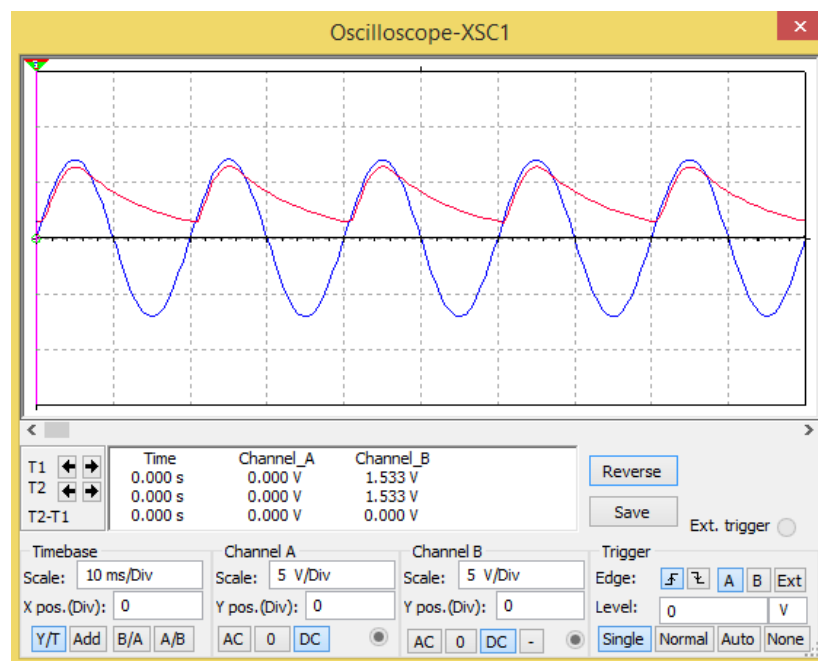


Рисунок 4.7 – Осцилограмми вхідної та вхідної напруг згладжувального ємнісного фільтра

Так як опір ємності змінному струмі значно менше опору навантаження, то прямий струм діода D1 на інтервалі пульсації протікає через конденсатор C1, заряджаючи його до напруги, близького до значення вхідної напруги. При зменшенні напруги пульсації діод закривається. Його опір стає значно більше R1. Тому ємність C1 починає розряджатися через R1, а напруга на її обкладинках зменшується за експоненціальним законом. Підбором значення C1

можна забезпечити необхідне значення коефіцієнта пульсацій, а значить і якість випрямленої напруги.

Порядок виконання

1. Відповідно до побудованої в лабораторній роботі №3 моделі діода зібрати схему однонапівперіодного випрямляча (рис.4.1). Отримати осцилограму на навантаженні $R1 = 1 \text{ кОм}$.

2. Шляхом моделювання перевірити справедливість наближених виразів для коефіцієнта пульсацій розглянутої схеми однонапівперіодного випрямляча.

3. Для схеми випрямляча визначити залежність коефіцієнта пульсації K_p від опору навантаження $R1$. Для цього зняти значення напруги на виході випрямляча (при режимі вольтметрів $U2, U1$: AC і DC) при нагрузці $R1$: 10 Ом, 100 Ом, 1 кОм, 10 кОм, 100 кОм. Побудувати в Matchad графік залежності K_p ($R1$).

4. Перевірити ефективність використання в випрямлячах фільтра (тип фільтра і значення R_n представлено в табл.4.1). Для RC-фільтра зібрати схему на рис.4.2, для RL-фільтру – схему на рис.4.8. Визначити коефіцієнт згладжування K_z фільтра і зняти осцілограму.

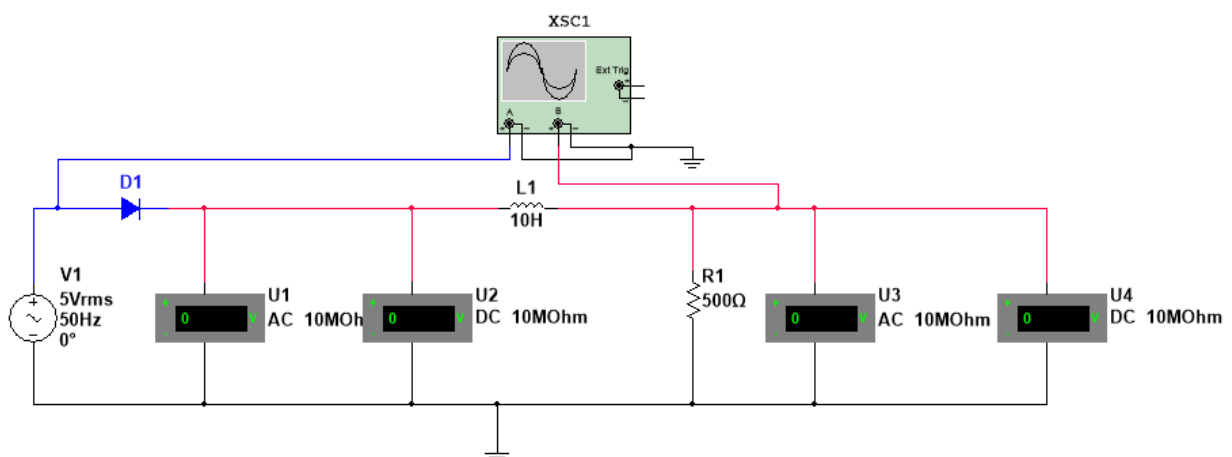


Рисунок 4.8 – Схема однонапівперіодного випрямляча зі згладжувальним індуктивним фільтром

5. Підбором значення ємності $C1$ (або індуктивності $L1$) потрібно забезпечити необхідне значення коефіцієнта пульсацій, а значить і якість випрямленої напруги. Необхідне значення K_{Π} наведено в табл.4.1.

6. Визначити залежність коефіцієнта пульсації K_{Π} від ємності фільтруючого конденсатора $C1$ (або від індуктивності $L1$). Зняти значення напруг (при режимі вольтметрів AC і DC) на виході фільтра при різних значеннях ємності (індуктивності) і побудувати в Matchad графік залежності $K_{\Pi}(C1)$ або $K_{\Pi}(L1)$. Значення ємності взяти: 1 мкФ, 10 мкФ, 50 мкФ, 100 мкФ (Значення індуктивності: 10 мГн, 1 Гн, 10 Гн, 100 Гн).

7. Провести аналогічні дослідження (1-6) для схеми двонапівперіодного випрямляча. Схема двонапівперіодного випрямлювача представлена на рис.4.3. Для RC-фільтра зібрати схему на рис.4.9 , для RL-фільтру – схему на рис.4.10.

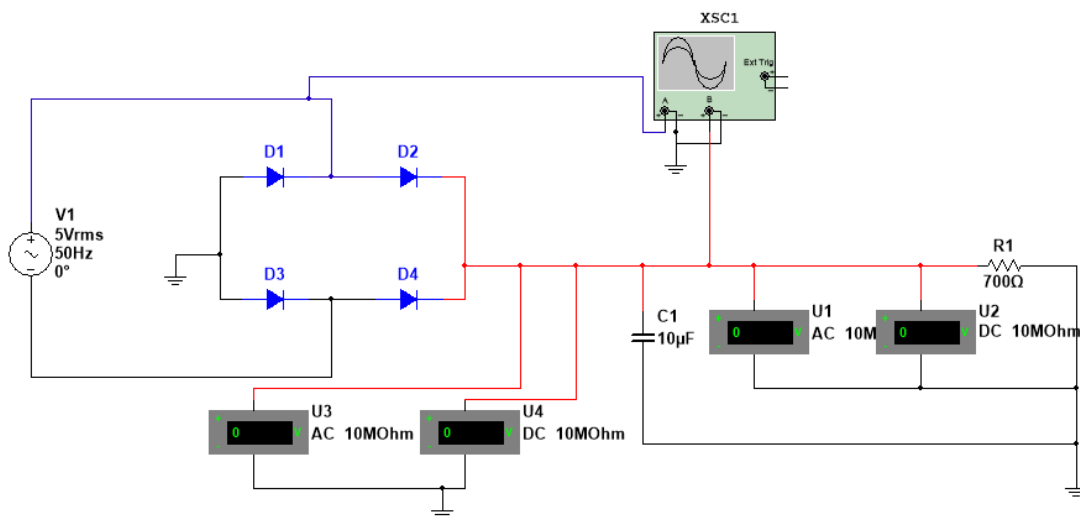


Рисунок 4.9 – Схема двонапівперіодного випрямляча зі згладжувальним ємнісним фільтром

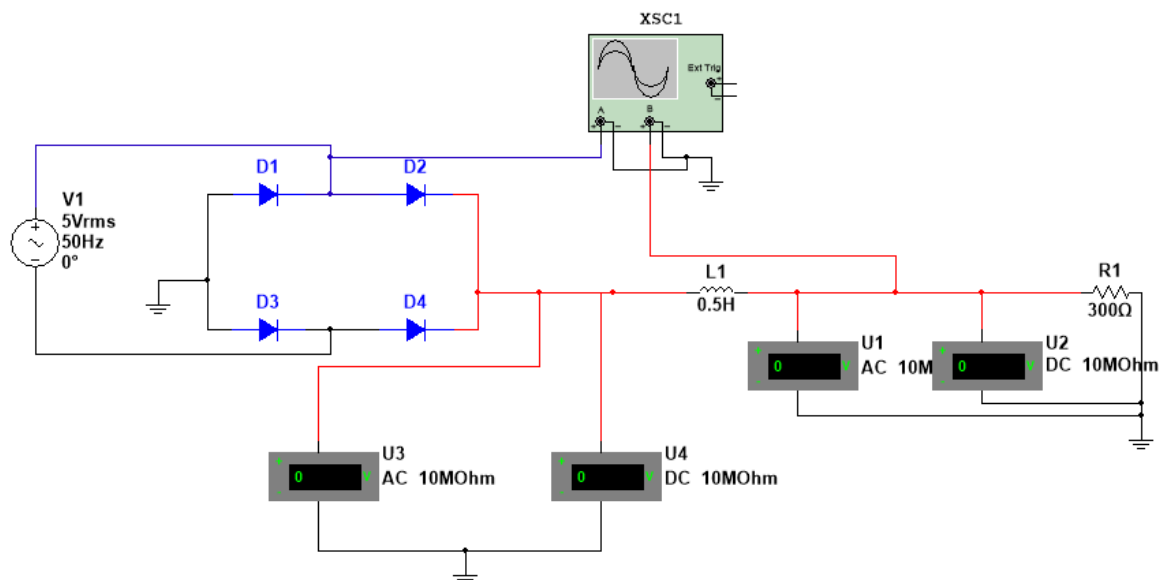


Рисунок 4.10 – Схема двонапівперіодного випрямляча зі згладжувальним індуктивним фільтром

Таблиця 4.1 – Варіанти завдань

Варіант	однонапівперіодний			двонапівперіодний		
	Тип фільтра	R_H , кОм	K_p	Тип фільтра	R_H , кОм	K_p
парні	RC	1	0,24	LC	0,3	0,1
непарні	LC	0,5	0,84	RC	0,7	0,15

Зміст звіту

1. Мета роботи.
2. Результати моделювання схеми однонапівперіодного випрямляча.
3. Перевірка справедливості наближеного виразу для коефіцієнта пульсації схеми однонапівперіодного випрямляча.
4. Графік залежності коефіцієнта пульсації від опору навантаження для схеми однонапівперіодного випрямляча.

5. Результати моделювання схеми однонапівперіодного випрямлювача зі згладжувальним фільтром. Визначення коефіцієнту згладжування фільтра.

6. Результати моделювання схеми однонапівперіодного випрямлювача зі згладжувальним фільтром з підібраним значенням реактивного елемента для отримання заданого коефіцієнту пульсацій.

7. Графік залежності коефіцієнта пульсації від ємності фільтруючого конденсатора або індуктивності фільтруючої котушки індуктивності для схеми однонапівперіодного випрямляча.

8. Результати моделювання схеми двонапівперіодного випрямляча.

9. Перевірка справедливості наближеного виразу для коефіцієнта пульсації схеми двонапівперіодного випрямляча.

10. Графік залежності коефіцієнта пульсації від опору навантаження для схеми двонапівперіодного випрямляча.

11. Результати моделювання схеми двонапівперіодного випрямлювача зі згладжувальним фільтром. Визначення коефіцієнту згладжування фільтра.

12. Результати моделювання схеми двонапівперіодного випрямлювача зі згладжувальним фільтром з підібраним значенням реактивного елемента для отримання заданого коефіцієнту пульсацій.

13. Графік залежності коефіцієнта пульсації від ємності фільтруючого конденсатора або індуктивності фільтруючої котушки індуктивності для схеми двонапівперіодного випрямляча.

14. Висновки.

Контрольні питання

1. Навести схему найпростішого однонапівперіодного випрямляча. Принцип роботи.

2. Як визначається коефіцієнт пульсацій випрямляча? Як він залежить від опору навантаження?

3. Навести схему двонапівперіодного випрямляча. Принцип роботи.

4. Види згладжувальних фільтрів. Як визначається коефіцієнт згладжування?

5. Принцип роботи випрямлювача з С-фільтром. Як залежить коефіцієнт пульсацій від значення ємності фільтра?

Література [3,4,5,8].

ЗАНЯТТЯ №5

ДОСЛІДЖЕННЯ ВАХ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Мета роботи: отримання практичних навичок з дослідження роботи біполярного транзистора методами імітаційного моделювання з використанням пакету прикладних програм Multisim.

Основні теоретичні відомості

У бібліотеці компонентів програми Multisim біполярні транзистори представлені двома зразками: n-p-n-структура і p-n-p-структура, та показані на рис. 5.1,а і 5.1,б відповідно. Де електроди: 1 - база (base); 2 - колектор (collector); 3 - емітер (emitter).

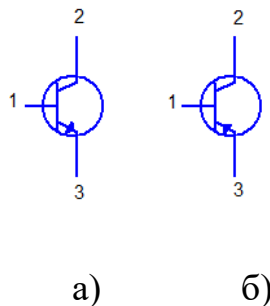
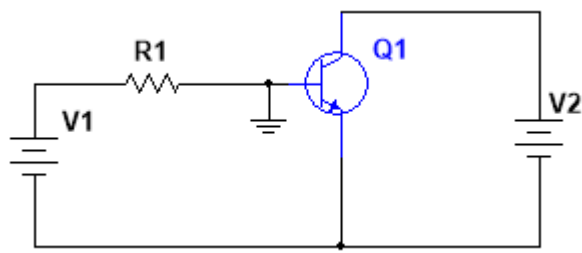
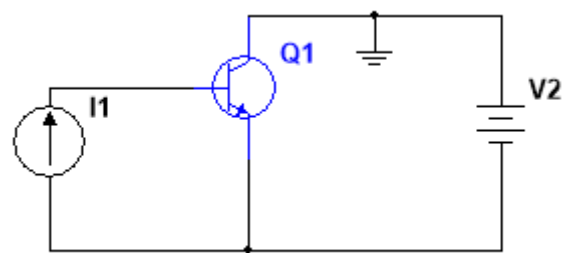


Рисунок 5.1 – Біполярні транзистори

Схеми для дослідження ВАХ n-p-n та p-n-p - транзисторів показано на рис. 5.2а,б та рис. 5.3а,б. Сімейство входних ВАХ $I_b = f(U_{eб})$ знімається при фіксованих значеннях $U_{ке}$ (V2) шляхом зміни напруги $U_{eб}$ (V1) та виміру I_b . Сімейство вихідних ВАХ $I_k = f(U_{ке})$ знімається при фіксованих значеннях I_b (I1), шляхом зміни напруги $U_{ке}$ (V2) і вимірювання I_k .

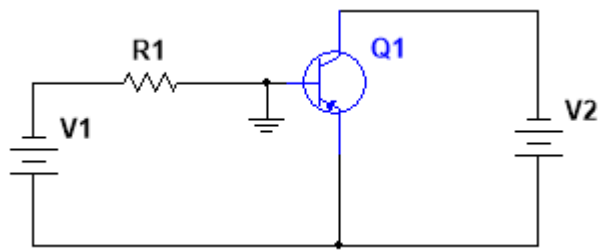


a)

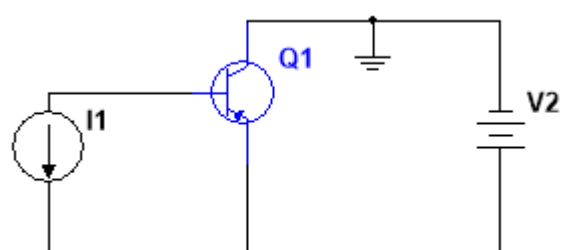


б)

Рисунок 5.2 – Схеми для дослідження ВАХ біполярного n-p-n транзистора



a)



б)

Рисунок 5.3 – Схеми для дослідження ВАХ біполярного p-n-p транзистора

Сімейства входних та вихідних ВАХ на прикладі біполярного транзистора 2N2714 показано на рис. 5.4 та 5.5.

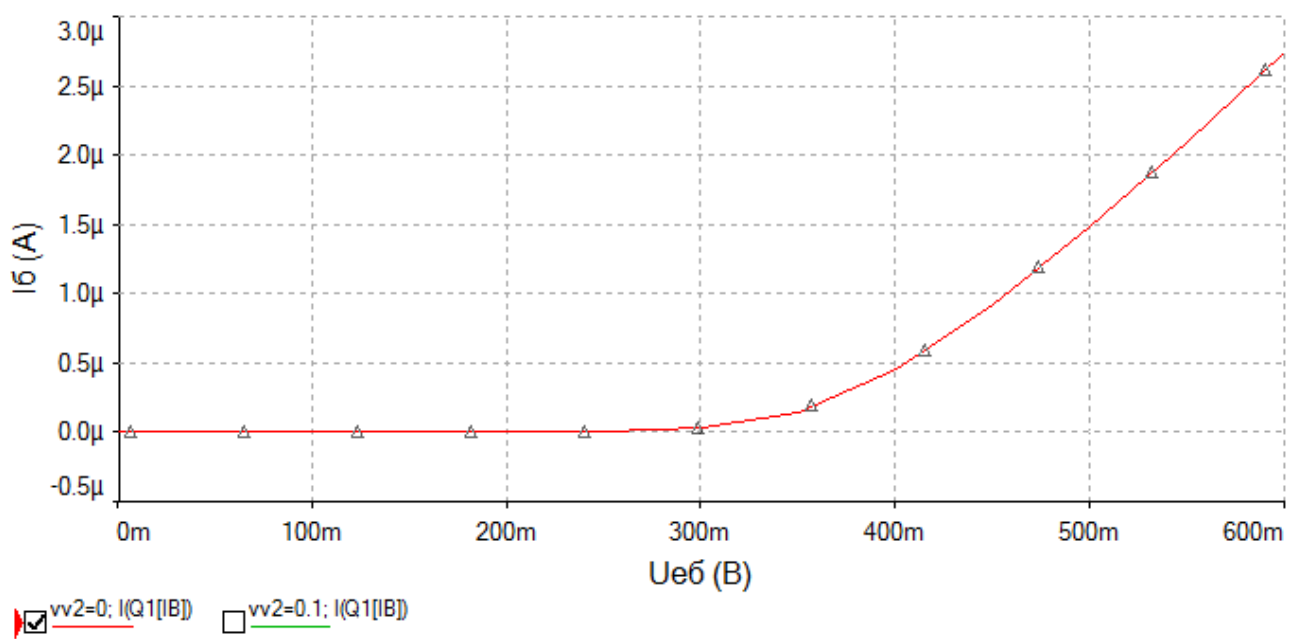


Рисунок 5.4 – Вхідна ВАХ біполярного транзистора

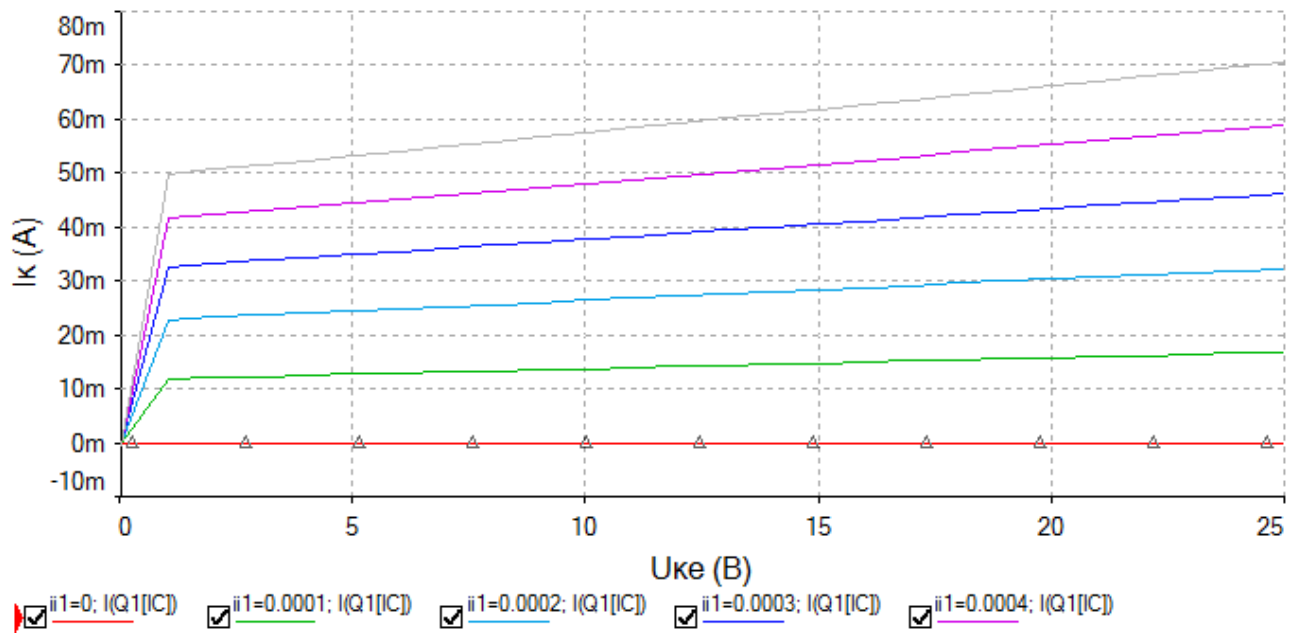


Рисунок 5.5 – Вихідна ВАХ біполярного транзистора

Модуль коефіцієнта передачі струму $|H_{21b}|$ на високій частоті може бути визначений за допомогою схеми на рис.5.6.

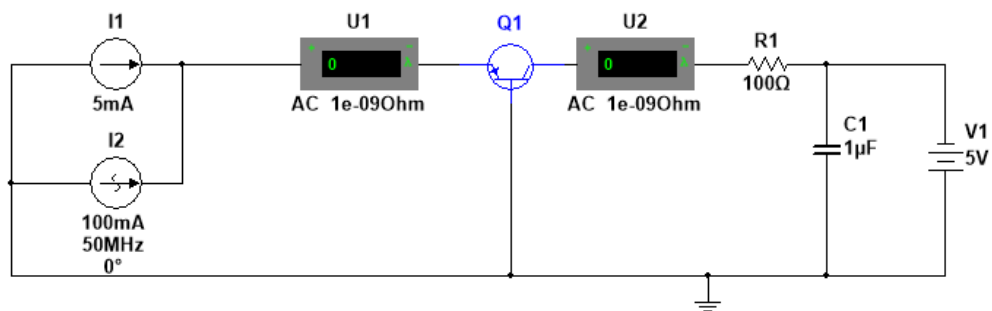


Рисунок 5.6 – Схема для вимірювання коефіцієнта передачі струму на високих частотах

Режим по постійному струму транзистора задається за допомогою джерела струму I_1 , в якості джерела вхідного синусоїдального сигналу використовується джерело струму I_2 (при вимірах частота варіюється в межах від одиниць до сотень МГц), струм емітера I_e і колектора I_k вимірюється

амперметрами U1 та U2 в режимі АС. Конденсатор С1 – блокувальний (так звана розв'язка за високою частотою).

Модуль коефіцієнта передачі струму розраховується за показниками амперметрів U1 та U2:

$$|H_{21b}| = \frac{I_k}{I_e}. \quad (5.1)$$

Значення H_{21b} завжди коливається в діапазоні 0,95...0,99.

Порядок виконання

1. Згідно заданому варіанту в табл. 5.1 транзистора n-p-n знайти його ВАХ у довідковій літературі. (*домашня підготовка*)
2. Підібрати в Multisim прототип, максимально наближений за параметрами тобто знайти зарубіжний аналог у довідковій літературі. (*домашня підготовка*)
3. Використовуючи схему на рис. 5.2, отримати сімейства характеристик вхідних та вихідних ВАХ і порівняти їх з довідковими характеристиками (моделювання проводити за допомогою інструменту *DCSweep*).
4. Згідно заданому варіанту в табл. 5.1 транзистора p-n-p знайти його ВАХ в довідковій літературі. (*домашня підготовка*)
5. Підібрати в Multisim прототип, максимально наближений за параметрами тобто знайти зарубіжний аналог в довідковій літературі. (*домашня підготовка*)
6. Використовуючи схему на рис. 5.3, отримати сімейства характеристик вхідних та вихідних ВАХ і порівняти їх з довідковими характеристиками (моделювання проводити за допомогою інструменту *DCSweep*).
7. Використовуючи схему на рис. 5.6, дослідити роботу p-n-p транзистора при високих частотах вхідного сигналу (в джерелі змінного струму змінювати частоту вхідного сигналу в діапазоні від 1 Гц до граничної частоти f_T транзистора,

та зняти відповідні значення струмів емітера I_e та колектора I_k . За отриманими значеннями побудувати у Matchad залежність модуля коефіцієнта передачі струму від частоти вхідного сигналу. На графіку знайти значення граничної частоти коефіцієнта передачі струму схеми (частота, на якій модуль коефіцієнта передачі струму падає на 3 дБ у порівнянні з його максимальним значенням, тобто в $\sqrt{2}$ раз). Тип р-п-р-транзистора вказано в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Варіанти завдань

Варіант	Тип n-p-n транзистора	Тип p-n-p транзистора
парні	КТ-315	КТ-361
непарні	КТ3102	КТ-3107

Зміст звіту

1. Мета роботи.
2. Довідкові ВАХ типів n-p-n та p-n-p транзисторів за варіантом.
3. Результати моделювання схем підключення біполярного n-p-n транзистора зі спільним емітером, які отримано в пакеті прикладних програм.
5. Результати моделювання схем підключення біполярного p-n-p транзистора зі спільним емітером, які отримано в пакеті прикладних програм.
6. Результати моделювання схеми для вимірювання коефіцієнта передачі струму на високих частотах, які отримано в пакеті прикладних програм. Графік залежності модуля коефіцієнта передачі струму від частоти вхідного сигналу.
7. Висновки.

Контрольні питання

1. Графічне позначення біполярного транзистора у Multisim. Назвати електроди елемента.
2. Якими параметрами задається математична модель біполярного транзистора програмі схемотехнічного моделювання (Multisim)?

3. Як знімається сімейства вхідних та вихідних ВАХ транзистора у програмі Multisim?

4. Навести схему для вимірювання коефіцієнта передачі струму на високих частотах. Як визначається при цьому коефіцієнт передачі струму?

5. Як залежить модуль коефіцієнта передачі струму від частоти вхідного сигналу?

Література [3,4,5,8].

ЗАНЯТТЯ №6

ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ ПОЛЬОВОГО ТРАНЗИСТОРА

Мета роботи: отримання практичних навичок з дослідження роботи польового транзистора методами імітаційного моделювання з використанням пакету прикладних програм Multisim.

Основні теоретичні відомості

У бібліотеці компонентів програми Multisim транзистори з керуючим р-n-переходом представлені двома зразками: n-канальним і р-канальним, та показані на рис. 6.1а і 6.1б, відповідно. Де 1 - затвор (gate) - керуючий електрод; 2 - витік (source) - електрод, від якого починають рух основні носії (у першому типі - електрони, у другому - дірки); 3 - сток (drain) - електрод, що приймає ці носії.

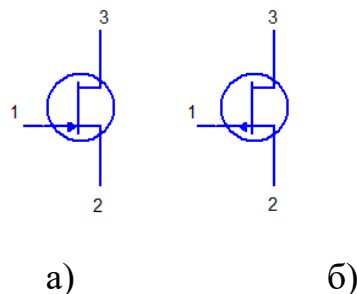


Рисунок 6.1 – Польові транзистори з керуючим р-n переходом

МДП-транзистори з вбудованим каналом представлені двома зразками: n-канальним і р-канальним, попарно показаними на рис 6.2, на якому цифрою 4 позначена підкладка, інші позначення аналогічні позначенням на малюнку 6.1.

Кожен тип МДП-транзистора представлений в двох варіантах: з окремим виводом підкладки і загальним виводом підкладки і витоку.

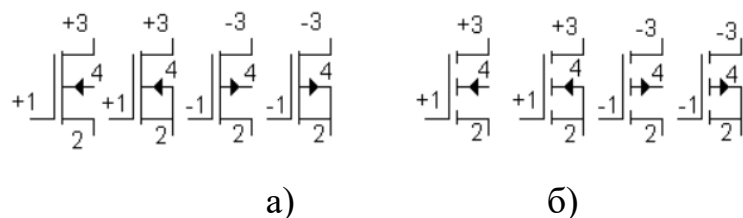


Рисунок 6.2 – МДН-транзистори зі вбудованим та з індукованим каналом

Для дослідження сімейства вихідних ВАХ польового транзистора з керуючим р-п переходом в схемі зі спільним витіком може бути використана схема на рис. 6.3. Вона містить джерело напруги живлення затвор-витік V1, досліджуваний транзистор Q1, джерело напруги живлення стік-витік V2. Вихідна ВАХ знімається при фіксованих значеннях $U_{зв}$ (V1) шляхом зміни напруги $U_{св}$ (V2) і вимірювання струму стоку I_c .

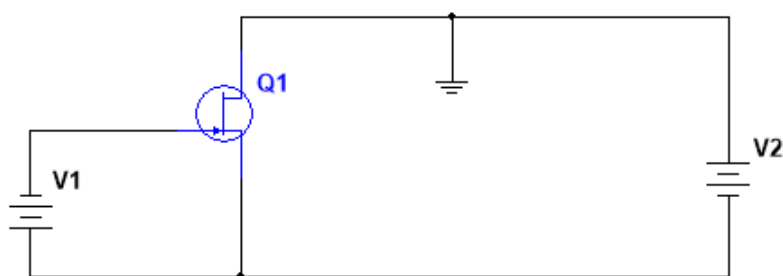


Рисунок 6.3 – Схема для дослідження ВАХ польового транзистора з керуючим р-п переходом

За допомогою характеристики $I_c = f(U_{св})$ можна визначити крутизну характеристики, яка є однією з найважливіших характеристик польового транзистора як підсилювального приладу:

$$S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{св}} \right|_{U_{зв} = const}. \quad (6.1)$$

Крутизна може мати значення в межах: 0,1-500 мА/В та найбільше значення - в транзисторах з ізольованим затвором і п-типу.

Вихідний опір визначається за формулою:

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c} \right|_{U_{ce} = const.} \quad (6.2)$$

В режимі насичення зміна напруги U_{ce} не суттєво змінює струм I_c , тому опір дуже великий і складає 10^4 - 10^6 Ом.

Напруга U_{ce} , при якій струм I_c має близьке до нуля значення, називається напруга відсічення $U_{від}$. Діапазон напруги відсічення становить 0,2-10 В.

Стокові ВАХ польового транзистора з керуючим р-п переходом на прикладі 2N3684 показано на рис.6.4.

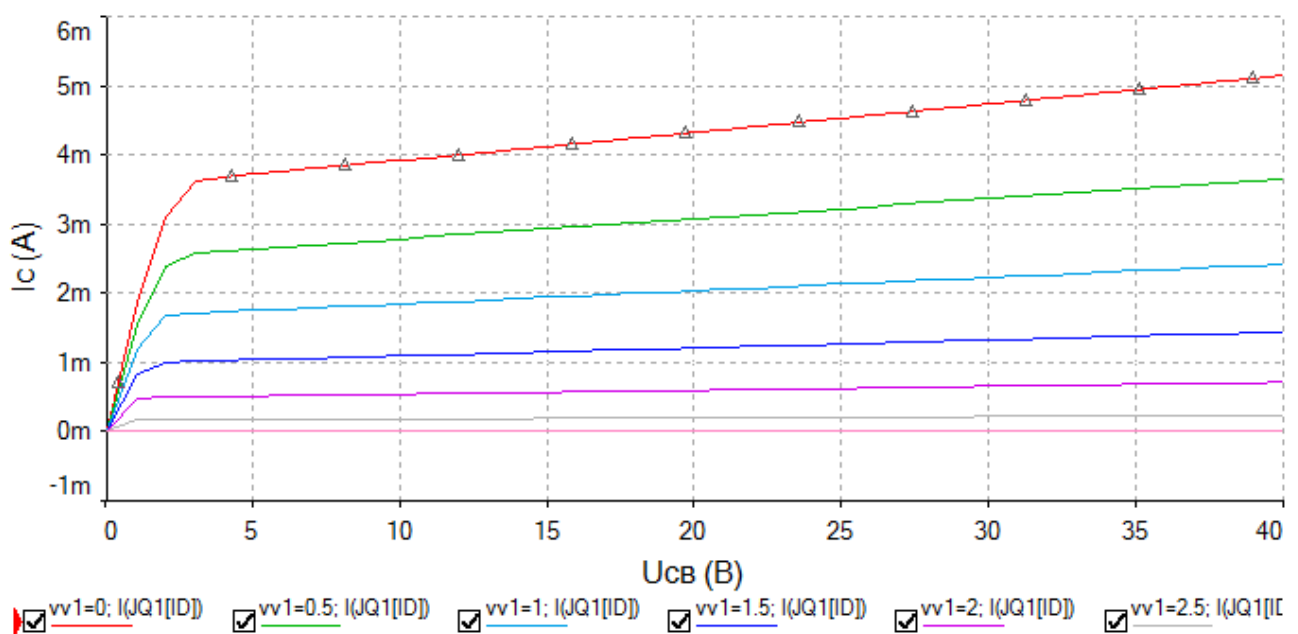


Рисунок 6.4 – Вихідна ВАХ польового транзистора з керуючим р-п переходом

Для дослідження характеристик МДН-транзисторів використовується схема на рис.6.5. За її допомогою можна отримати сімейство вихідних характеристик МДП-транзисторів при фіксованих значеннях напруги на затворі V1 і підкладці V3.

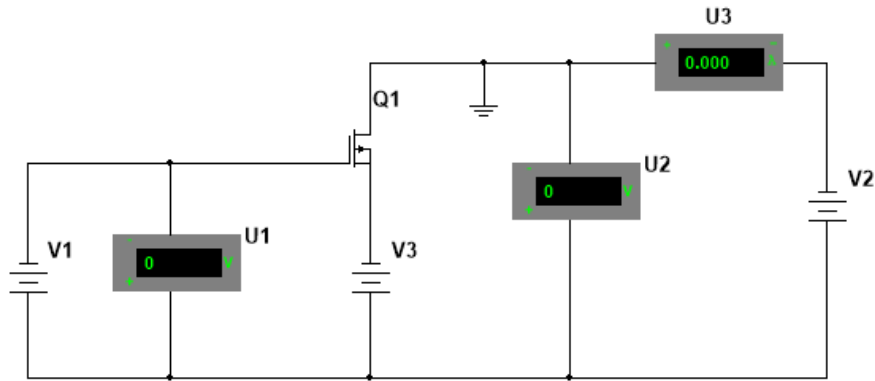


Рисунок 6.5 – Схема для дослідження ВАХ МДН-транзисторів

За допомогою характеристики $I_c = f(U_{cg})$, можна визначити крутизну характеристики S (6.1) при управлінні з боку затвора та вихідний опір R_i (6.2).

Також за допомогою схеми на рис. 6.5 можна визначити статичний коефіцієнт посилення:

$$\mu = \frac{\Delta U_{cg}}{\Delta U_{3g}} \bigg|_{I_c = const} . \quad (6.3)$$

Значення μ становить: 10-100 одиниць.

Напруга затвора, при якій з'являється помітний струм стоку, називають пороговою $U_{пор}$. Цей параметр становить для МДН-транзисторів з n-каналом 0,2 - 1 В та 2 - 6 В з р-каналом.

Приклади стокових ВАХ польових МДН-транзисторів зі вбудованим та з індуктованим каналом показано на рис.6.6 та рис.6.7 відповідно.

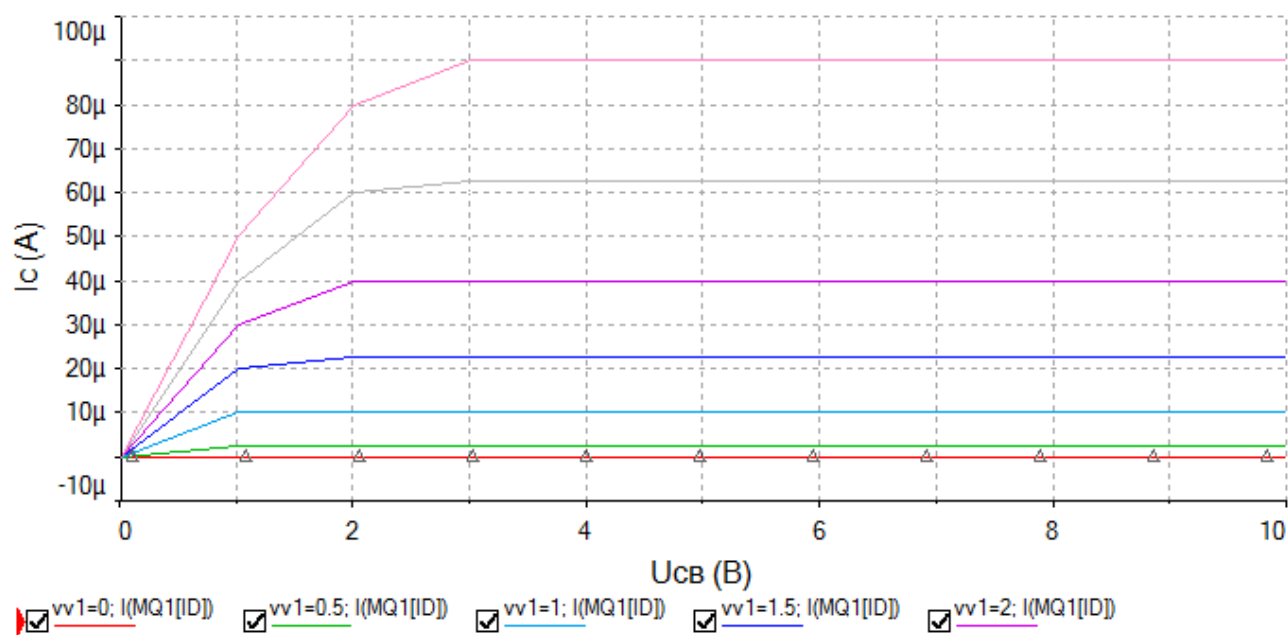


Рисунок 6.6 – Вихідна ВАХ МДН-транзистора зі вбудованим каналом

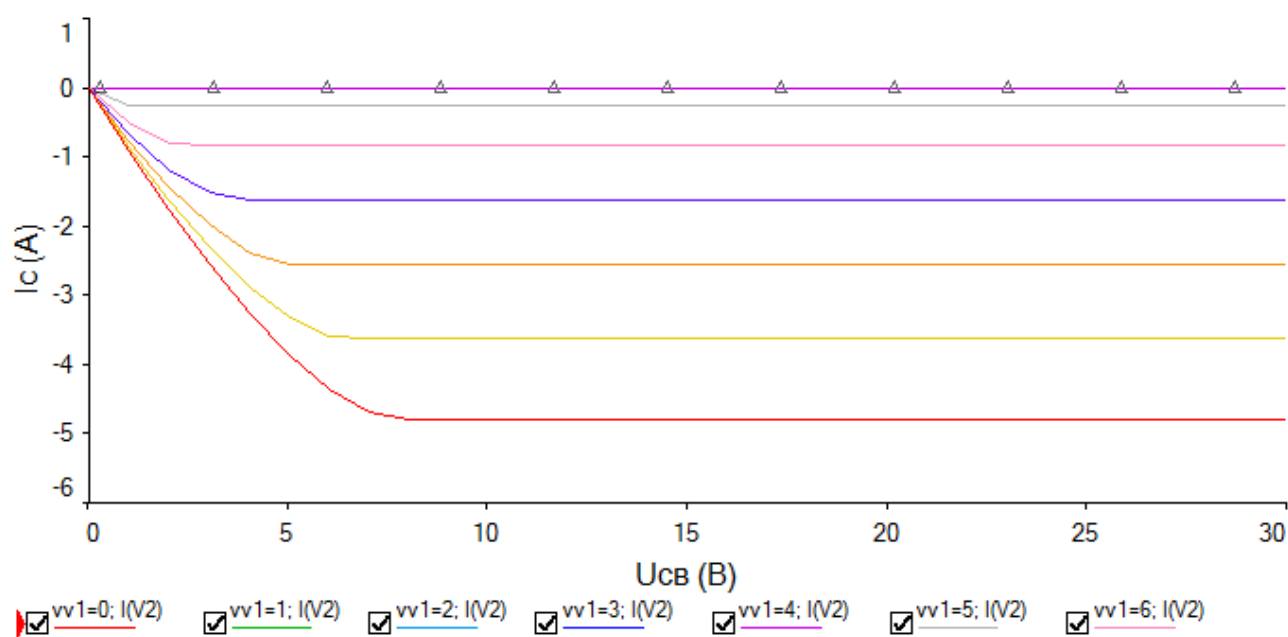


Рисунок 6.7 – Вихідна ВАХ МДН-транзистора з індукованим каналом

Порядок виконання

1. Згідно заданому варіанту в табл. 6.1 польового транзистора з керуючим р-п переходом знайти його параметри у довідковій літературі. (домашня підготовка)

2. Використовуючи схему на рис. 6.3, отримати сімейство характеристик ВАХ для польового транзистора з керуючим р-n переходом (моделювання проводити за допомогою інструменту *DCSweep*). Визначити напругу відсічення $U_{від}$ (порівняти його з довідковим значенням), крутизну характеристики S в режимі насичення та вихідний опір R_i . Тип транзистора вказано в табл. 6.1.

3. Використовуючи схему на рис. 6.5, отримати сімейство характеристик ВАХ МДН-транзистора зі вбудованим каналом (моделювання проводити за допомогою інструменту *DCSweep*). Визначити крутизну характеристики при управлінні з боку затвора S в режимі насичення, статичний коефіцієнт посилення μ та вихідний опір R_i . В якості транзистору Q1 взяти віртуальний *MON_P_DEP* у бібліотеці елементів.

4. Згідно заданому варіанту в табл. 6.1 польового транзистора з індукованим каналом знайти його параметри у довідковій літературі. (домашня підготовка)

5. Виконати дослідження за п.3 для МДН-транзистора з індукованим каналом. Додатково визначити порогову напругу $U_{пор}$. Тип транзистора вказано в табл. 6.1.

Таблиця 6.1 – Варіанти завдань

Варіант	Транзистор з керуючим р-n переходом	Транзистор з індукованим каналом
парні	2N4860	IRFD9024
непарні	2N3459	IRF9132

Зміст звіту

1. Мета роботи.
2. Довідкові параметри польових транзисторів з керуючим р-n переходом та з індукованим каналом за варіантом.

3. Результати моделювання схеми підключення польового транзистора з керуючим р-n переходом зі спільним витіком, які отримано в пакеті прикладних програм. Визначення крутизни характеристики, вихідного опору та напруги відсічення.

4. Результати моделювання схеми підключення МДН-транзистора зі вбудованим каналом, які отримано в пакеті прикладних програм. Визначення крутизни характеристики при управлінні з боку затвора, статичного коефіцієнту посилення та вихідного опору.

6. Результати моделювання схеми підключення МДН-транзистора з індукованим каналом, які отримано в пакеті прикладних програм. Визначення крутизни характеристики при управлінні з боку затвора, статичного коефіцієнту посилення, вихідного опору та порогової напруги.

7. Висновки.

Контрольні питання

1. Графічне позначення польового транзистора у Multisim. Назвати електроди елемента.

2. Навести параметри транзисторів, що досліджувалися у лабораторній роботі. Як вони визначаються?

3. Навести вихідну ВАХ характеристику транзистора з керуючим р-n переходом та зі вбудованим каналом. Чим вони відрізняються?

4. Як побудувати ВАХ характеристику польового транзистора за допомогою інструменту DC Sweep у Multisim?

Література [3,4,5,8].

ЗАНЯТТЯ №7

ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ МАСШТАБУЮЧИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

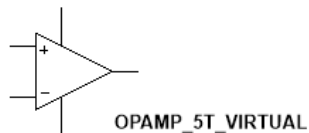
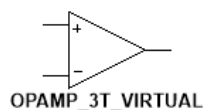
Мета роботи: отримання практичних навичок з дослідження роботи масштабуючих перетворювачів методами імітаційного моделювання з використанням пакету прикладних програм Multisim.

Основні теоретичні відомості

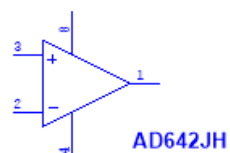
Масштабуючі перетворювачі застосовуються для приведення вихідного сигналу первинного вимірювального перетворювача (датчика) до стандартного рівня для подальшого перетворення в цифрову форму і обробки в мікропроцесорних системах управління або вимірювання. Такі перетворювачі, по суті, є підсилювачами, які переважно виконуються на операційних підсилювачах (ОП) в інтегральному виконанні.

Термін «операційний підсилювач» відноситься до підсилювачів постійного струму з великим коефіцієнтом посилення, які мають диференційний вхід (два вхідних вивода) і один загальний вихід (один вивід).

В середовищі Multisim присутні два типи компонентів: реальні (OPAMP) (рис. 7.1,а) та ідеальні (Analog_Virtual) (рис. 7.1,б). Де 1 – вихід, 2 – інвертувальний вхід, 3 - неінвертувальний вхід, 4,8 – виводи для підключення напруги живлення ОП.



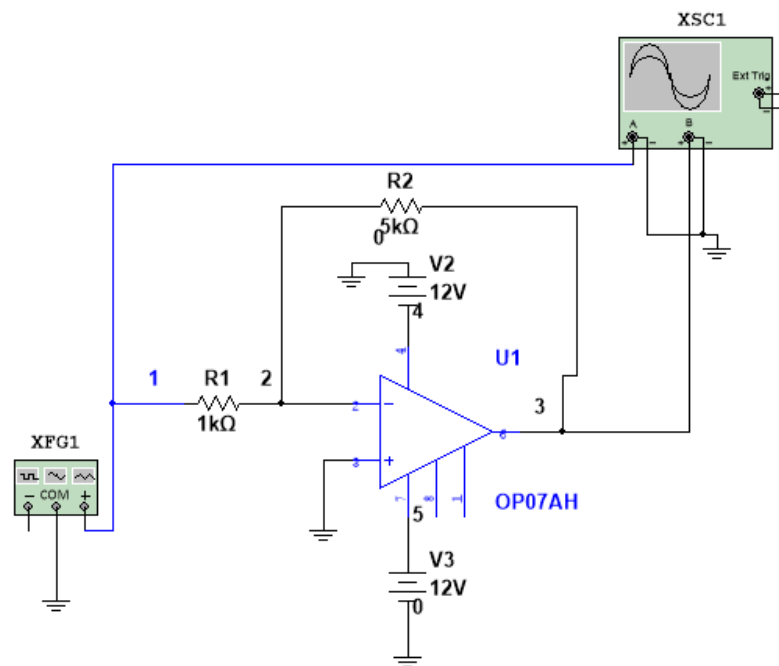
а)



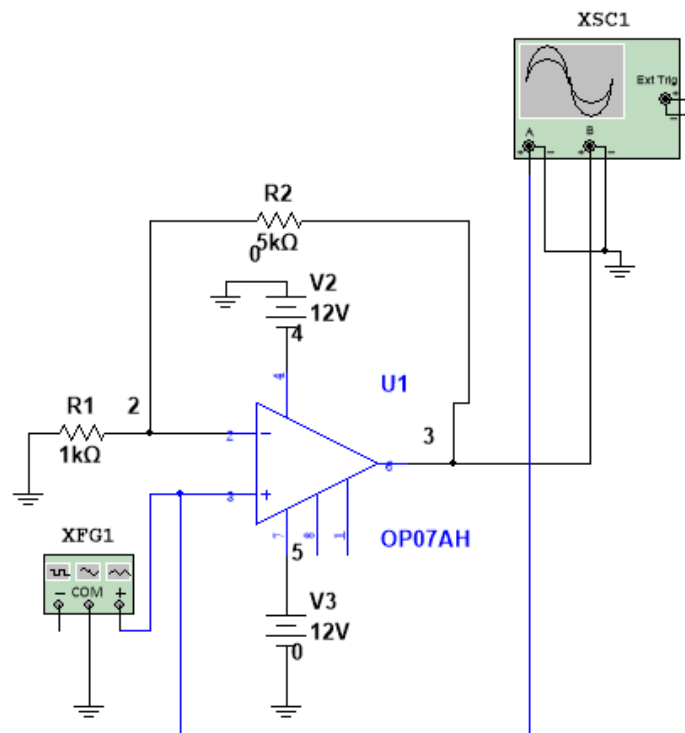
б)

Рисунок 7.1 – Операційні підсилювачі

Найчастіше використовуються дві схеми включення ОП, що показані на рис.7.2а,б.



а)



б)

Рисунок 7.2 – Інвертувальний (а), неінвертувальний (б) підсилювач напруги на ОП

Підсилювач на рис.7.2,а називається інвертуальним з тієї причини, що на його виході сигнал знаходиться в протифазі зі вхідним.

Коефіцієнт посилення інвертуального підсилювача по постійному струму в першому наближенні визначається формулою:

$$K_{noc} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (7.1)$$

Коефіцієнт посилення по постійному струму неінвертуючий підсилювача (рис.1,б) в першому наближенні дорівнює:

$$K_{noc} = \frac{R_2}{R_1} + 1. \quad (7.2)$$

Однією з важливих характеристик підсилювачів є їх частотні характеристики. Для оцінки робочого діапазону частот підсилювача на ОУ вимірюють його АЧХ і визначають верхню граничну частоту за рівнем 0,707, що відповідає спаду посилення на -3Дб.

Дуже важливими характеристиками ОУ є зміщення нуля і паразитні вхідні струми. Ці параметри визначають характеристики на точність таких пристроїв, як аналогові обчислювальні машини, різноманітна вимірювальна техніка тощо.

Для інвертувального підсилювача вихідна напруга, що викликана напругою зміщення нуля VOS, визначається виразом:

$$U_{oiov} = VOS \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (7.3)$$

Вихідна напруга, що викликана вхідними струмами IBS і їх різницею IOS - відповідно виразами:

$$U_{oibc} = IBS \cdot (R_3 - (\frac{R_2 \cdot R_i}{R_2 + R_i} + R_1)), \quad (7.4)$$

де R_i — вхідний опір ОП.

$$U_{oios} = IOS \cdot R_2. \quad (7.5)$$

Порядок виконання

1. Зібрати схему інвертувального підсилювача (на основі ОР07АН) згідно рис.7.2,а. Параметри вхідного синусоїдального сигналу в генераторі імпульсів встановити - 1 Гц, 500 мВ. Отримати осцилограмми вхідних і вихідних напруг при різних значеннях опору зворотного зв'язку (R_2): 5 кОм, 10 кОм, 20 кОм, 30 кОм.

2. Розрахувати коефіцієнт посилення по постійному струму за осцилограмою та коефіцієнт посилення за формулою (7.1) при різних значеннях опору зворотного зв'язку. Порівняти отримані значення.

3. Зібрати схему неінвертувального підсилювача (на основі ОР07АН) згідно рис.7.2,б. Отримати осцилограмми вхідних і вихідних напруг при різних значеннях опору зворотного зв'язку (R_2): 5 кОм, 10 кОм, 20 кОм, 30 кОм.

4. Розрахувати коефіцієнт посилення по постійному струму за осцилограмою та коефіцієнт посилення за формулою (7.2) при різних значеннях опору зворотного зв'язку. Порівняти отримані значення.

5. Визначити робочий діапазон частот ОУ за допомогою схеми на рис. 7.3. Провести порівняльний аналіз ОУ наступних типів: ОР07АН, LM358AD, LM324AD, LT1208CN8. Вибрати ОУ з максимальною граничною частотою. Для виконання завдання використовувати пристрій *Bode Plotter*.

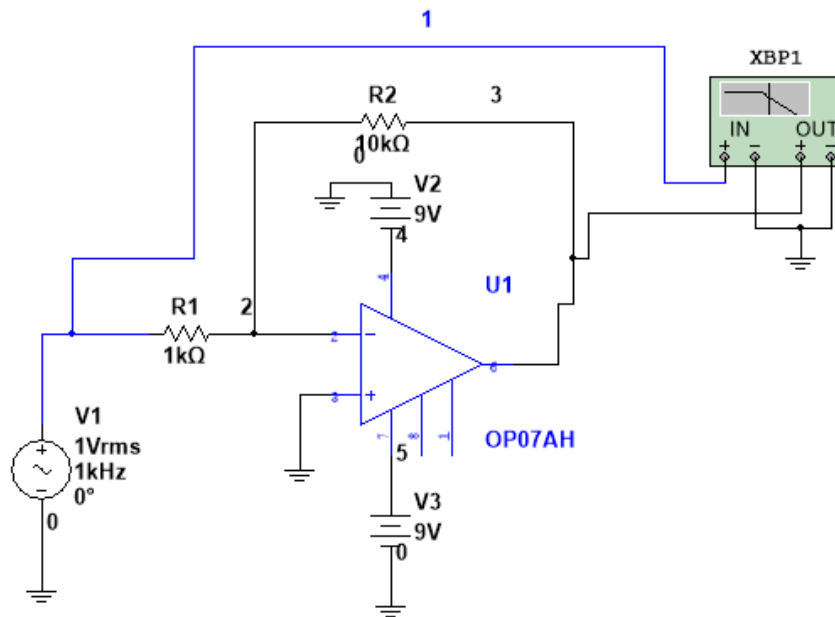
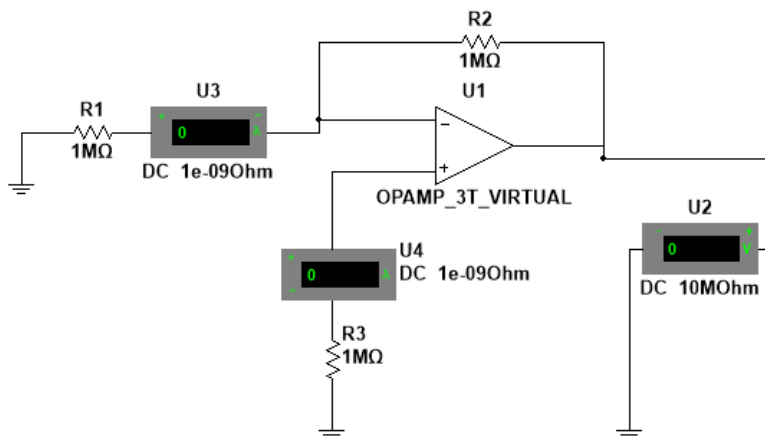


Рисунок 7.3 – Схема інвертувального підсилювача для визначення робочого діапазону частот ОП

6. Дослідити вплив дестабілізуючих факторів на вихідну напругу ОП за допомогою схеми на рис. 7.4.



Label	Display	Value	Fault	Pins	Variant
Input offset voltage (VOS):		0			V
Input bias current (IBS):		0			A
Input offset current (IOS):		0			A
Open loop gain (A):		200k			V/V
Unity-gain bandwidth (FU):		100M			Hz
Input resistance (RI):		10M			Ω
Output resistance (RO):		10			Ω
Positive voltage swing (VSW+):		12			V
Negative voltage swing (VSW-):		-12			V

Replace... OK Cancel Help

Рисунок 7.4 – Схема для визначення впливу дестабілізуючих факторів на вихідну напругу ОП

6.1 У режимі редагування характеристик ОП встановити значення $IBS = 0$, $IOS = 0$, а для VOS виберіть значення 1, 3, 5, 10 мВ і за допомогою мультиметра виміряти відповідні їм вихідні напруги. Отримані дані порівняти з результатами розрахунків за формулою 7.3.

6.2 У режимі редагування характеристик ОП встановити $VOS = 0$, $IOS = 0$, для IBS вибрати 10n, 30n, 50n, 1n А, для цих значень вимірити вихідну напругу і порівняти з даними розрахунків за формулою (7.4).

6.3 У режимі редагування характеристик ОП встановити $VOS = 0$, $IBS = 0$ і для IOS виберіть 10n, 30n, 50n А; для кожного значення IOS вимірити вихідну напругу і порівняти з даними розрахунків за формулою (7.5).

Зміст звіту

1. Мета роботи.

2. Результати моделювання схеми інвертувального підсилювача, які отримано в пакеті прикладних програм. Визначення теоретичного та практичного коефіцієнту посилювання.

3. Результати моделювання схеми неінвертувального підсилювача, які отримано в пакеті прикладних програм. Визначення теоретичного та практичного коефіцієнту посилювання.

4. Результати моделювання схеми інвертувального підсилювача для визначення робочого діапазону частот, які отримано в пакеті прикладних програм.

5. Результати моделювання схеми інвертувального підсилювача для дослідження впливу дестабілізуючих факторів на вихідну напругу ОП, які отримано в пакеті прикладних програм.

6. Висновки.

Контрольні питання

1. Основні схеми включення операційного підсилювача. Принцип роботи.
2. Як визначається коефіцієнт посилення інвертувального та неінвертувального підсилювачів? Як він залежить від опору зворотнього зв'язку?
3. Як визначити робочий діапазон частот підсилювача на ОУ за допомогою інструменту Bode Plotter?
4. Як визначається вихідна напруга, що викликана напругою зміщення нуля та паразитними вхідними струмами?

Література [3,4,5,8].

РОЗРАХУНКОВО-ГРАФІЧНА РОБОТА

РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ ТЕМПЕРАТУРИ

Мета роботи: виконати розробку математичної моделі вимірювального каналу температури з використанням пакетів прикладних програм Multisim та MathCad; визначити основні характеристики і параметри вимірювального каналу.

1 Завдання на роботу

Для перетворення змін фізичної величини в зміну електронних параметрів датчика, таких як опір або ємність, використовуються вимірювальні датчики. Прикладами вимірювальних датчиків є: резистивні або ємнісні тензодатчики для вимірювання тиску, термістори для вимірювання температури, магніто-резистивні датчики для визначення напрямку або положення. Електронні параметри в подальшому зчитуються за допомогою мостових схем. На виході мостової схеми отримують сигнал напруги або струму, а вимір співвідношень дозволяє вимірювальній системі компенсувати зміни температури і напруги живлення. Сигнал, що надходить від мостової схеми має високий вихідний опір, малий рівень вихідного сигналу. Підсилювач розташовано як правило на відстані від вимірювального кола.

Для кіл мостового типу потрібен підсилювач з диференціальним входом, високим входним опором і великим коефіцієнтом послаблення синфазного сигналу. Так як реалізувати такий підсилювач на основі одного операційного підсилювача постійного струму (ОППС) складно, в схемі використовують кілька ОППС. Два входних ОППС (A_1 і A_2) забезпечують високий входний опір і необхідне придушення синфазного сигналу; підсилювач A_3 забезпечує віднімання вихідних сигналів A_1 і A_2 (рис. 8.2).

Підсилювачі на трьох операційних підсилювачів постійного струму використовуються для посилення малих диференціальних напруг в присутності великих синфазних напруг, забезпечуючи при цьому високий вхідний імпеданс. Завдяки цій властивості його широко застосовують в різних схемах, таких як мостові інтерфейси тензодатчиків для вимірювання тиску і температури, датчиків температури на базі термопар і різних сильно- і слабкострумівих схем вимірювання струму.

Перевагами таких підсилювачів вважаються: високий коефіцієнт послаблення синфазного сигналу; високий вхідний опір; коефіцієнт підсилення встановлюється одним резистором.

Підсилення вихідного сигналу диференціального підсилювача до необхідного рівня здійснюють за допомогою нормуючого підсилювача.

Розглядається вимірювальний канал температури, який складається з трьох основних блоків:

1) Вимірювальний міст, в одне з плечей якого включено терморезистор, який перетворює зміну температури в опір. На виході вимірювального моста сигнал напруги пропорційний зміні температури від 0 до 50 °С;

2) Диференціальний підсилювач (ДП) підсилює сигнал від вимірювального моста в необхідну зміну напруги на виході, яке пропорційне значенням температури;

3) Нормуючий перетворювач підсилює сигнал від диференціального підсилювача в необхідну зміну напруги на виході для подальшої його обробки в мікропроцесорних системах.

Структурна схема вимірювального підсилювача представлена на рис. 8.1.

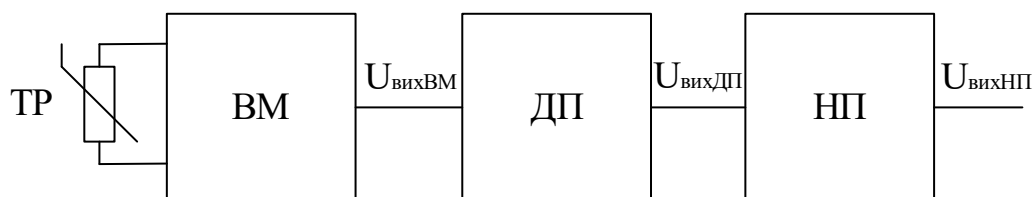


Рисунок 8.1 – Структурна схема вимірювального підсилювача

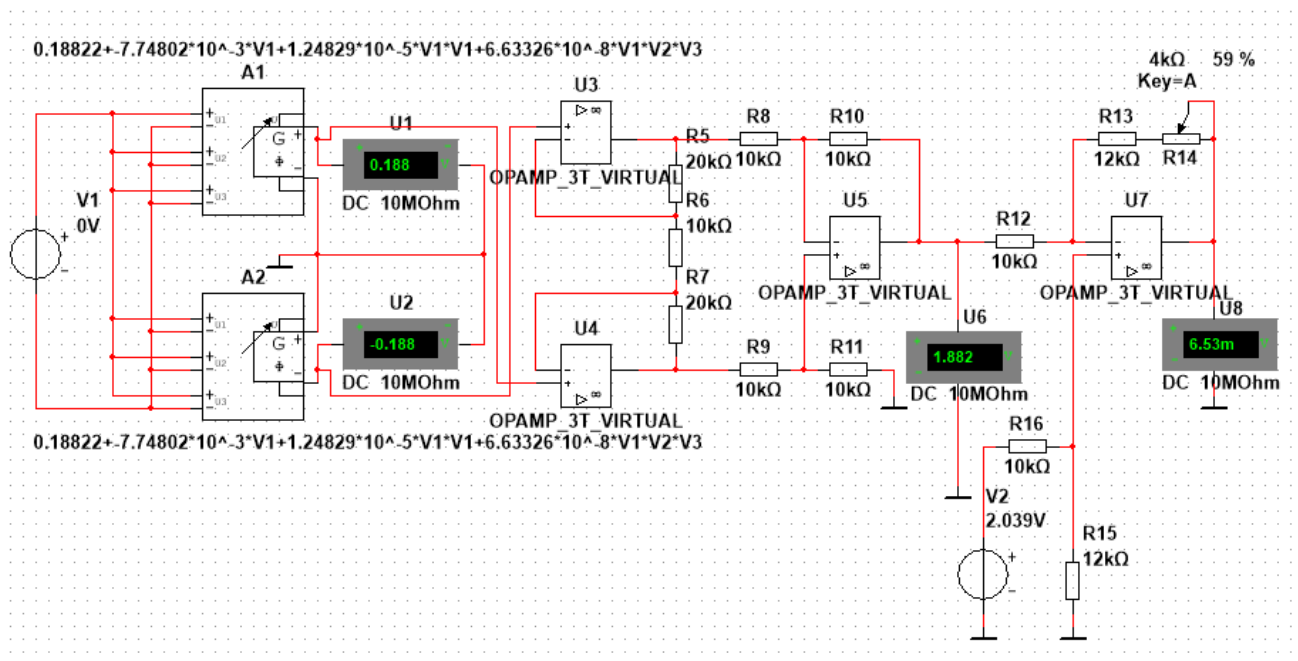


Рисунок 8.2 – Принципова схема вимірювального підсилювача

В ході виконання роботи необхідно:

- 1) Розробити математичну модель вимірювального каналу температури у пакеті прикладних програм MathCad.
- 2) Розрахувати значення чутливості на виході диференціального та нормуючого підсилювачів за графіками в програмі MathCad.
- 3) Розробити математичну модель вимірювального каналу температури у пакеті прикладних програм Multisim.
- 4) Розрахувати значення чутливості на виході диференціального та нормуючого підсилювачів за графіками в програмі Multisim.
- 5) Здійснити порівняння значень чутливості математичних моделей у MathCad та Multisim шляхом визначення показників точності моделей.

2 Порядок виконання

2.1 Математична модель вимірювального каналу температури у MathCad.

Вихідними даними для завдання є масиви температури та відповідних значень опору на терморезисторі:

$$T_g := \begin{pmatrix} 0 \\ 5 \\ 10 \\ 15 \\ 20 \\ 25 \\ 30 \\ 35 \\ 40 \\ 45 \\ 50 \end{pmatrix} \text{ }^{\circ}\text{C} \quad F := \begin{pmatrix} 4558 \\ 3666 \\ 2837 \\ 2344 \\ 1870 \\ 1565 \\ 1314 \\ 1087 \\ 901.1 \\ 727.6 \\ 637.1 \end{pmatrix} \text{ Ом}$$

2.1.1 Апроксимація статичної характеристики терморезистора методом найменших квадратів статичним поліномом.

У ході апроксимації необхідно задати ступінь полінома, яким апроксимується характеристика $m=3$, та n – кількість точок, що описують характеристику перетворення терморезистора.

$$i := 0 .. m \quad j := 0 .. m$$

$$TT_{i,j} := \sum_{k=0}^{n-1} (Tg_k)^{i+j} \quad FT_i := \sum_{k=0}^{n-1} F_k \cdot (Tg_k)^i \quad A := TT^{-1} \cdot FT$$

$$R(t) := \sum_{q=0}^m (A)_q \cdot t^q \quad T_{\max} := 50 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad T := 0 .. T_{\max} \text{ }^{\circ}\text{C}$$

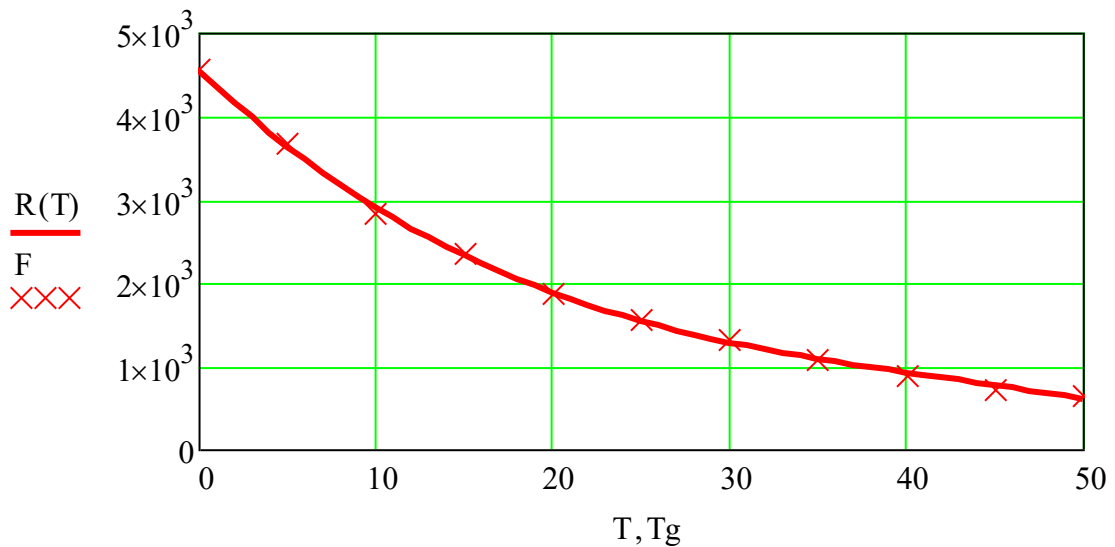


Рисунок 8.3 – Статична характеристика терморезистора при описі емпіричними даними та статичним поліномом

2.1.2 Визначення статичної характеристики вимірювального моста.

Вимірювальний міст використовується для перетворення зміни опору терморезистора від температури у функцію напруги.

Джерело живлення моста має значення $E_g = 1,5$ В. При використанні вимірювального моста задається середнє значення температури $T_{сер} = 25$ °C та здійснюється балансування виду:

$$R_{1TP}(T = 25^{\circ}\text{C}) = R_2 = R_3 = R_4 = 1,54 \text{ кОм.}$$

Функція зміни вихідної напруги моста від температури може бути розрахована за формулою:

$$E_m(T) := U_g \cdot \frac{R(T) \cdot R_3 - R_2 \cdot R_4}{(R(T) + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}$$

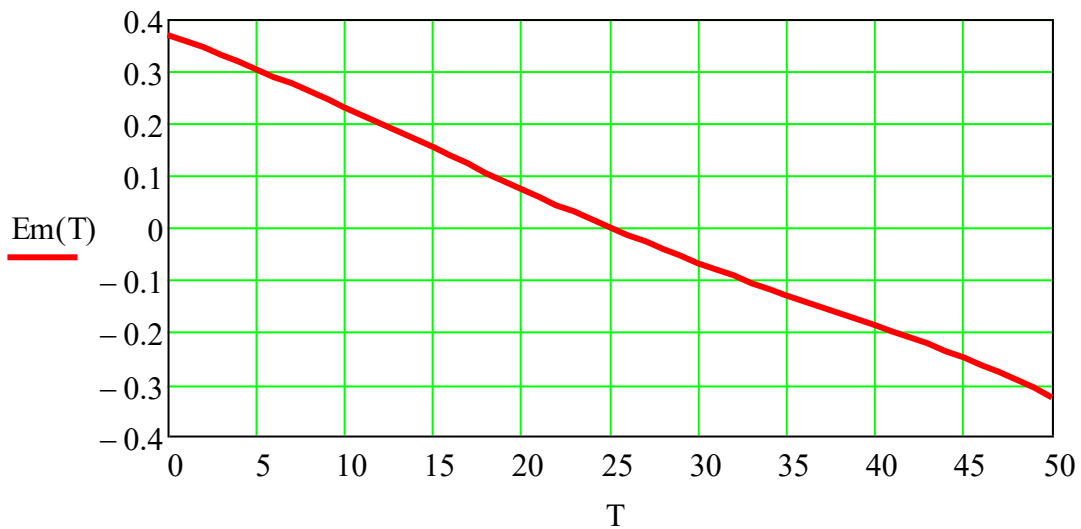


Рисунок 8.4 – Графік залежності вихідної напруги вимірювального моста від температури

2.1.3 Апроксимація залежності вихідної напруги вимірювального моста від температури методом найменших квадратів статичним поліномом.

У ході апроксимації необхідно задати ступінь полінома, яким апроксимується характеристика $m_U = 3$, та n_U – кількість точок, що описують залежність. Для формування масиву значень залежності необхідно скористатися інструментом MathCad – Trace. Значення коефіцієнтів $B/2$ потрібно використати при моделюванні у Multisim.

$$em_0 := 0.37091 \text{ В} \quad em_1 := 0.30403 \text{ В} \quad em_2 := 0.23038 \text{ В} \quad em_3 := 0.15263 \text{ В}$$

$$em_4 := 0.07453 \text{ В} \quad em_5 := 0.00000 \text{ В} \quad em_6 := -0.06819 \text{ В} \quad em_7 := -0.12980 \text{ В}$$

$$em_8 := -0.18798 \text{ В} \quad em_9 := -0.24975 \text{ В} \quad em_{10} := -0.32693 \text{ В}$$

$$TTU_{i,j} := \sum_{k=0}^{n_U-1} (T_{gk})^{i+j} \quad emT_i := \sum_{k=0}^{n_U-1} [em_k \cdot (T_{gk})^i] \quad B := TTU^{-1} \cdot emT$$

$$Um(t) := \sum_{q=0}^{m_U} [(B)_q \cdot t^q] \quad B = \begin{pmatrix} 0.3764345 \\ -0.015496 \\ 2.4965734 \times 10^{-5} \\ 1.3266511 \times 10^{-7} \end{pmatrix} \quad \frac{B}{2} = \begin{pmatrix} 0.18822 \\ -7.74802 \times 10^{-3} \\ 1.24829 \times 10^{-5} \\ 6.63326 \times 10^{-8} \end{pmatrix}$$

Зміна вихідних напруг вимірювального моста від температури може бути розрахована за наступними формулами:

$$U_{out1}(T) = -\frac{U_m(T)}{2}; \quad U_{out2}(T) = \frac{U_m(T)}{2}.$$

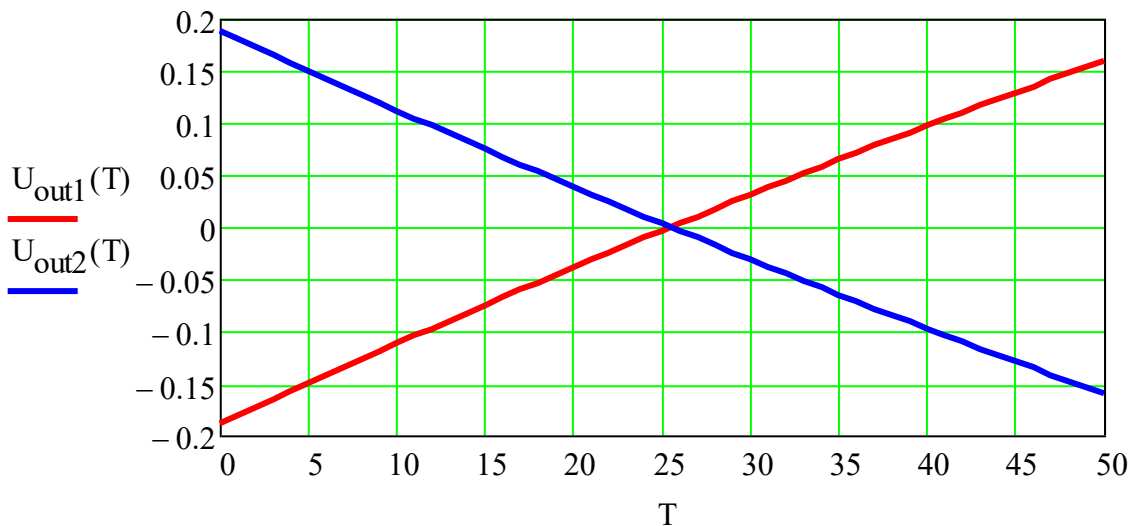


Рисунок 8.5 – Графік залежності вихідних напруг вимірювального моста від температури

2.1.4 Математична модель функціонування вимірювального підсилювача на трьох операційних підсилювачах.

Схема диференціального підсилювача складається з двох каскадів (рис. 8.2). Перший каскад, що складається з підсилювачів A1 та A2, підсилює диференціальний сигнал в $(R_5 + R_6 + R_7) / R_6$ раз, і коефіцієнт передачі для синфазної напруги дорівнює 1. Отже, диференціальний сигнал збільшується на виходах A1 та A2 без збільшення синфазного сигналу. Другий каскад, виконаний на операційному підсилювачі A3, в диференціальному включенні підсилює диференціальний сигнал в $(R_{13} + R_{14}) / R_{12}$ раз. Така схема має більш високий вхідний імпеданс і забезпечує більше посилення і кращий коефіцієнт послаблення синфазного сигналу в порівнянні зі схемами на одному операційному підсилювачі. Крім того, величина коефіцієнту послаблення синфазного сигналу менш чутлива до точності підбору резисторів.

Потрібно задати значення резисторів та вивести передавальну функцію:

$$R_5 := 20 \text{ кОм} \quad R_6 := 10 \text{ кОм} \quad R_7 := 20 \text{ кОм}$$

$$\gamma_1 := \frac{R_6 + R_7}{R_5 + R_6 + R_7} \quad \gamma_1 = 0.6 \quad \gamma_2 := \frac{R_5 + R_6}{R_5 + R_6 + R_7} \quad \gamma_2 = 0.6$$

$$K_1 := \frac{2 \cdot R_5}{R_6} + 1 \quad K_1 = 5 \quad K_2 := \frac{2 \cdot R_7}{R_6} + 1 \quad K_2 = 5$$

$$R_8 := 10 \text{ кОм}$$

$$R_{10} := 10 \text{ кОм}$$

$$R_9 := 10 \text{ кОм}$$

$$R_{11} := 10 \text{ кОм}$$

$$U_1(T) := K_1 \cdot U_{\text{out1}}(T)$$

$$U_2(T) := K_2 \cdot U_{\text{out2}}(T)$$

$$U_{\text{zs1}} := 0.7 \cdot 10^{-3} \text{ В}$$

$$U_{\text{zs2}} := 0.7 \cdot 10^{-3} \text{ В}$$

$$K_{3i} := \frac{R_9}{R_8} \quad K_{3i} = 1$$

$$K_{3ni} := \frac{R_{11} \cdot (R_8 + R_9)}{(R_{10} + R_{11}) \cdot R_8} \quad K_{3ni} = 1$$

$$U_{\text{outDA}}(T) := -U_1(T) \cdot K_{3i} + U_2(T) \cdot K_{3ni}$$

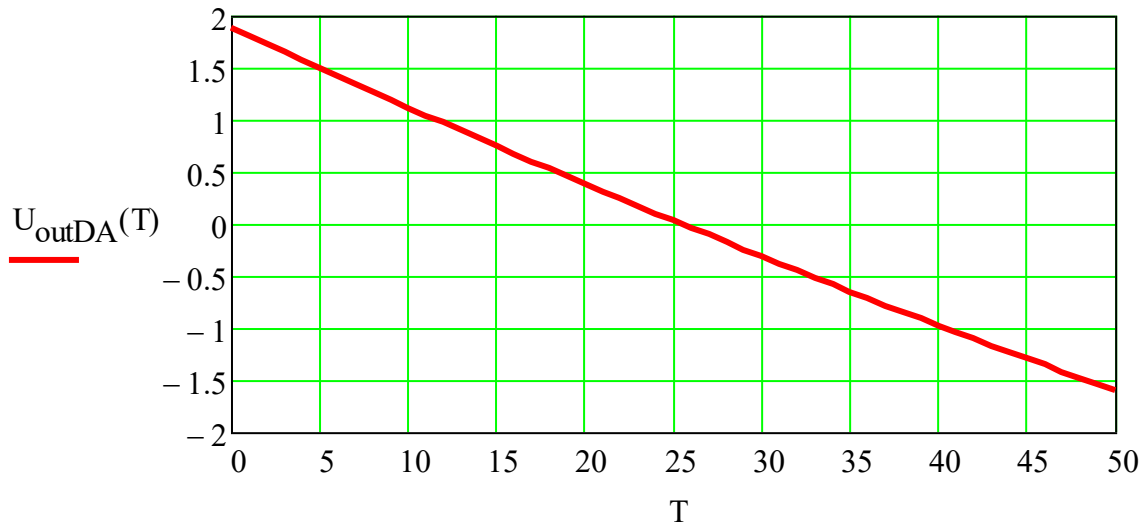


Рисунок 8.6 – Графік залежності зміни вихідної напруги диференціального підсилювача від температури

2.1.5 Величина чутливості на виході диференціального підсилювача за характеристикою у MahtCad.

Параметр чутливості – це відношення зміни вихідної величини до зміни вхідної величини.

За графіком залежності зміни вихідної напруги диференціального підсилювача від температури та за допомогою засобів Matchad чутливість на виході диференціального підсилювача становить:

$$U_{\text{outDA}}(15) = 0.7503 \text{ В}$$

$$U_{\text{outDA}}(20) = 0.38781 \text{ В}$$

$$S_{\text{DA}} := \frac{U_{\text{outDA}}(15) - U_{\text{outDA}}(20)}{15 - 20} \quad S_{\text{DA}} = -0.0725$$

2.1.6 Математична модель функціонування нормуючого підсилювача.

Потрібно задати значення резисторів та вивести передавальну функцію:

$$R_{12} := 10 \text{ кОм} \quad R_{13} := 12 \text{ кОм} \quad R_{14} := 2.372 \text{ кОм}$$

$$R_{15} := \frac{R_{12} \cdot (R_{13} + R_{14})}{R_{12} + R_{13} + R_{14}} \quad R_{15} = 5.897 \text{ кОм}$$

$$K_4 := -\frac{R_{13} + R_{14}}{R_{12}} \quad U_{zsNA} := 2.039 \text{ В}$$

$$U_{outNA}(T) := K_4 \cdot U_{outDA}(T) + U_{zsNA} \cdot \left(1 + \frac{R_{13} + R_{14}}{R_{12}} \right) \cdot \frac{12}{10 + 12}$$

$$U_{outNA}(0) = 5.551 \times 10^{-3} \text{ В} \quad U_{outNA}(50) = 5.006 \text{ В}$$

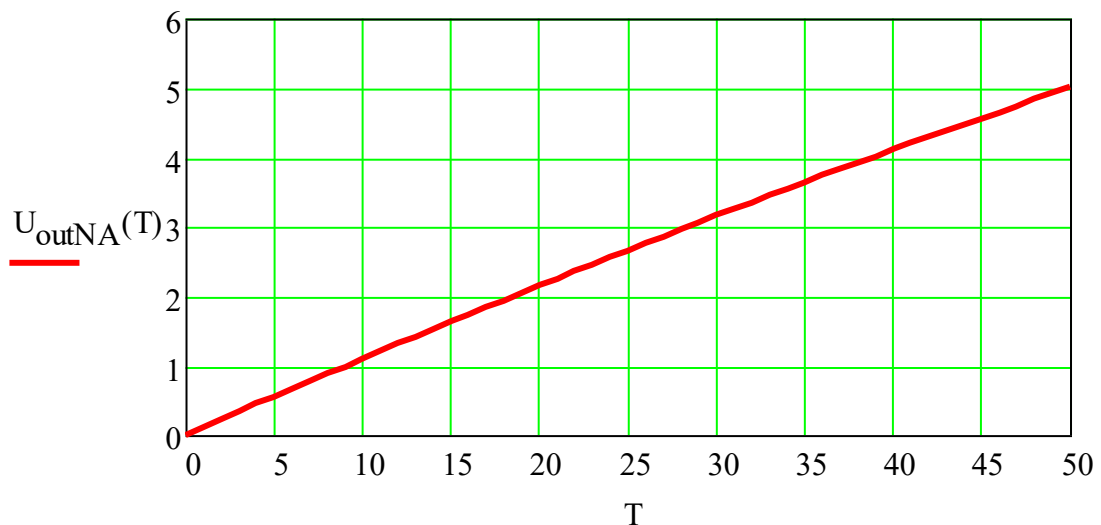


Рисунок 8.7 – Графік залежності зміни вихідної напруги нормуючого підсилювача від температури

2.1.7 Величина чутливості на виході нормуючого підсилювача за характеристикою у MahtCad.

За графіком залежності зміни вихідної напруги нормуючого підсилювача від температури та за допомогою засобів Matchad чутливість на виході нормуючого підсилювача становить:

$$U_{\text{outNA}}(30) = 3.15898 \text{ В} \quad U_{\text{outNA}}(35) = 3.64231 \text{ В}$$

$$S_{\text{NA}} := \frac{U_{\text{outNA}}(30) - U_{\text{outNA}}(35)}{30 - 35} \quad S_{\text{NA}} = 0.09667$$

2.2 Математична модель вимірювального каналу температури у Multisim.

2.2.1 Модель функціонування вимірювального моста в Multisim.

При моделюванні терморезистора і вимірювального моста можна скористатися поліноміальним джерелом напруги (рис. 8.8), для перетворення сигналу температури (в якості сигналу температури виступає сигнал напруги з відомою амплітудою), в напругу, пропорційну зміні температури. Аналогічно моделюються датчики зі струмовим виходом. Для побудови моделі датчиків, у яких в якості вихідного сигналу виступає опір, рекомендується використання польового транзистора, у якого на входи затвор-витік подається сигнал напруга, а на виходах витік-витік сигнал опору.

Поліноміальне джерело – це джерело напруги, яким керує певна багаточленна функція типу перетворення.

У моделі використовуються певні константи А, В, Е, К, тоді вихідна напруга буде описуватися наступним виразом:

$$V_{\text{out}} = A + B \cdot V_1 + E \cdot V_1 \cdot V_1 + K \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot V_3.$$

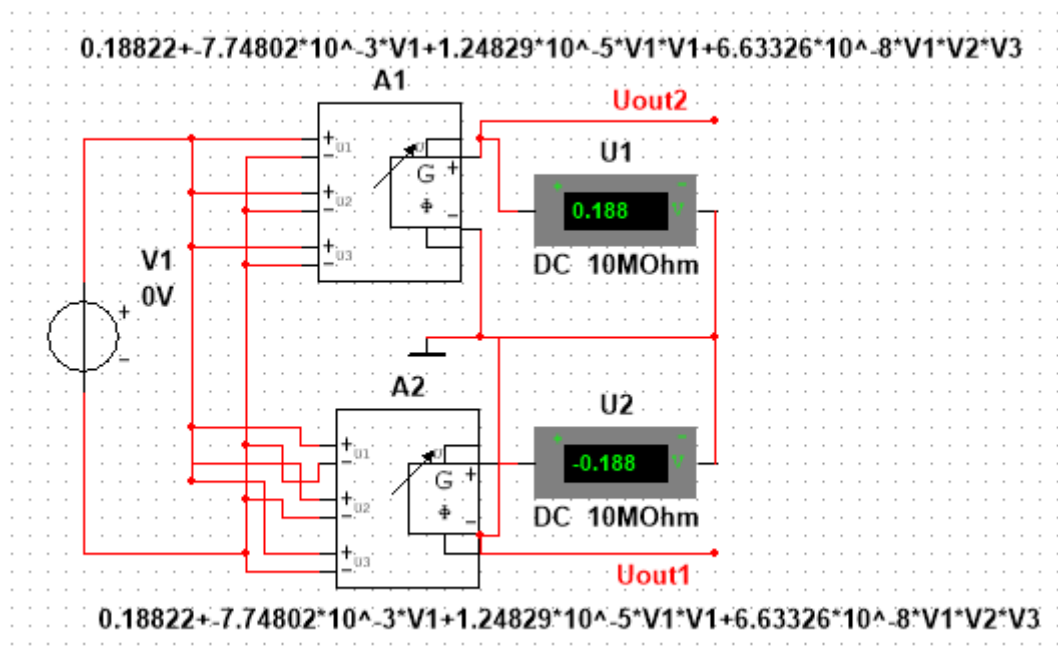


Рисунок 8.8 – Модель вимірювального моста в програмі Multisim

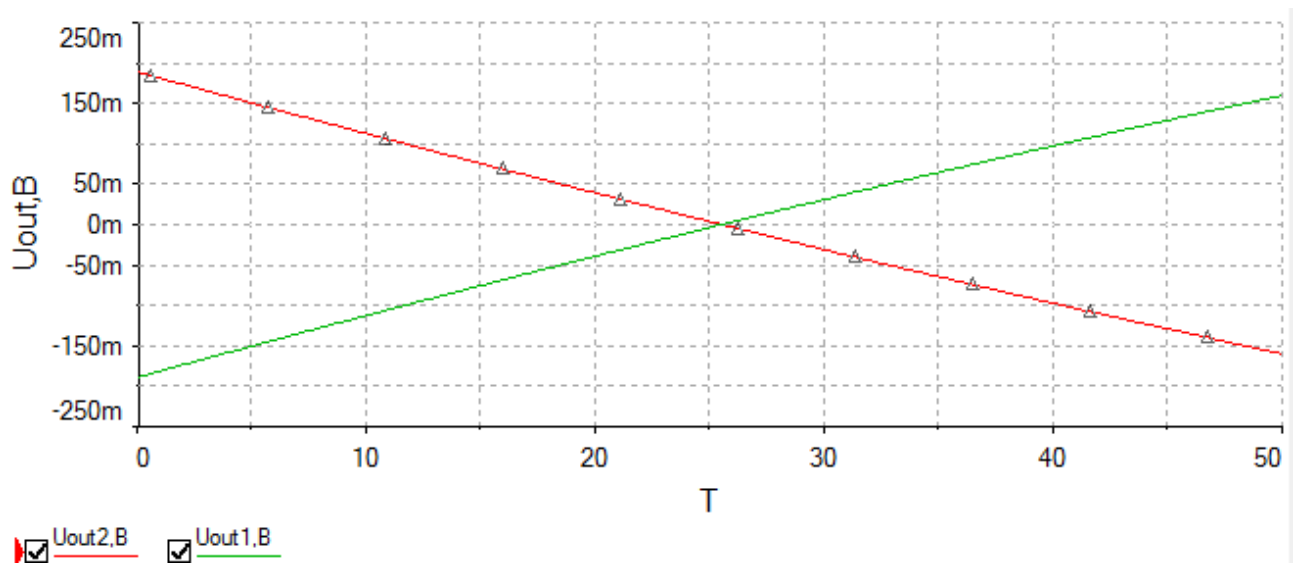


Рисунок 8.9 – Графік залежності вихідних напруг вимірювального моста від температури в Multisim

2.2.2 Модель функціонування диференціального підсилювача в Multisim.

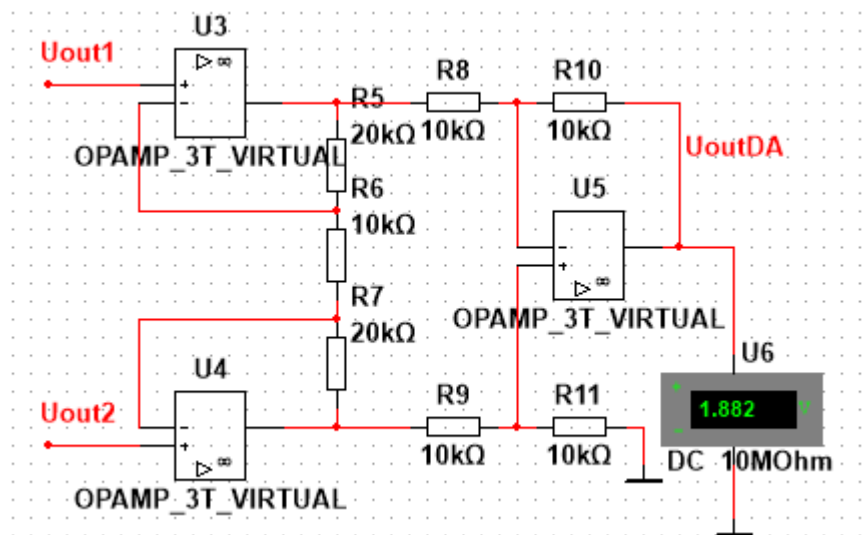


Рисунок 8.10 – Модель диференціального підсилювача в програмі Multisim

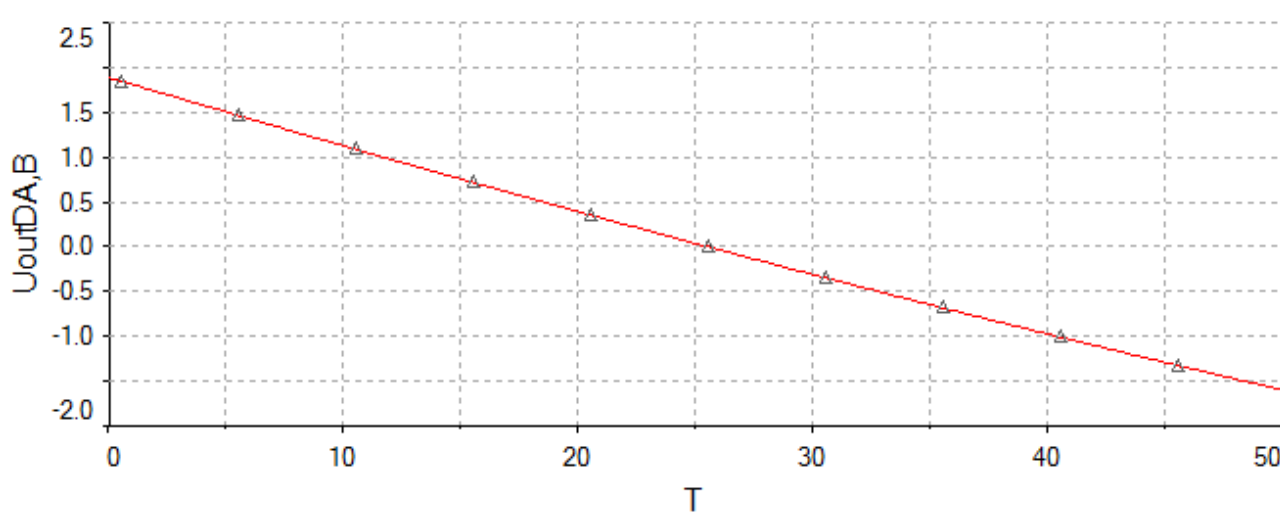


Рисунок 8.11 – Графік залежності вихідної напруги диференціального підсилювача від температури в Multisim

2.2.3 Величина чутливості на виході диференціального підсилювача за характеристикою у Multisim.

За графіком залежності зміни вихідної напруги диференціального підсилювача від температури у Multisim чутливість на виході та за допомогою засобів Multisim складає:

Cursor	
V(uoutda)	
x1	15.0250
y1	748.4259m
x2	20.0334
y2	385.4086m
dx	5.0083
dy	-363.0173m
dy/dx	-72.4825m
1/dx	199.6667m

Рисунок 8.12 – Результати підрахунку чутливості на виході диференціального підсилювача за характеристикою у Multisim

2.2.4 Модель функціонування нормуючого підсилювача в Multisim.

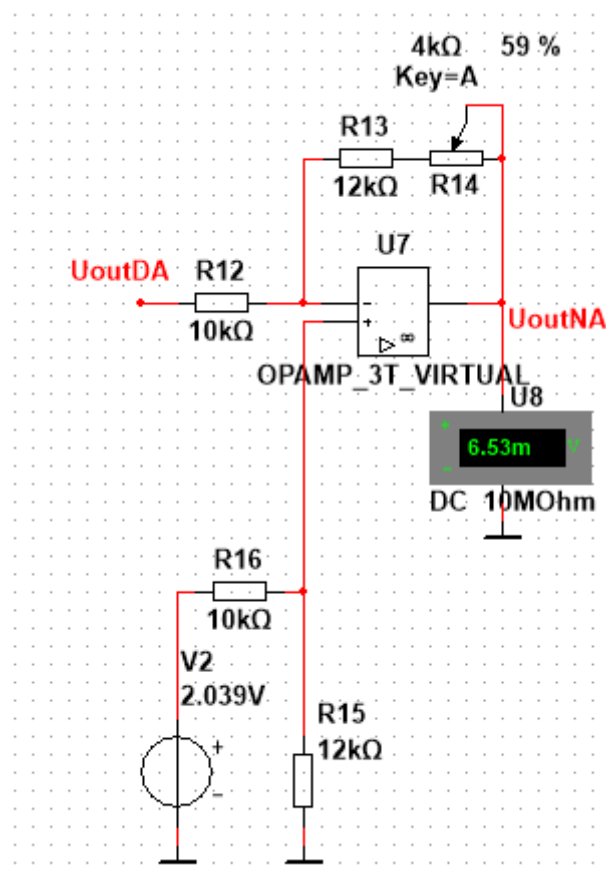


Рисунок 8.13 – Модель нормуючого підсилювача в програмі Multisim

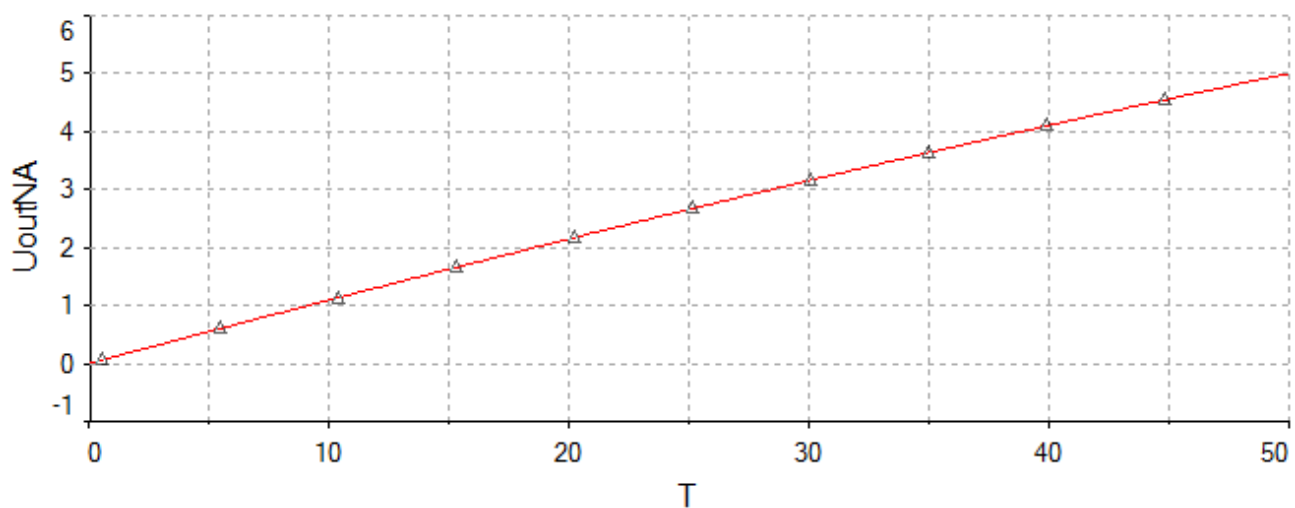


Рисунок 8.14 – Графік залежності вихідної напруги нормуючого підсилювача від температури в Multisim

2.2.5 Величина чутливості на виході нормуючого підсилювача за характеристикою за характеристикою у Multisim.

За графіком залежності зміни вихідної напруги нормуючого підсилювача від температури у Multisim чутливість на виході нормуючого підсилювача та за допомогою засобів Multisim складає:

Cursor	
V(uoutna)	
x1	30.0493
y1	3.1620
x2	35.0575
y2	3.6456
dx	5.0082
dy	483.5533m
dy/dx	96.5521m
1/dx	199.6721m

Рисунок 8.15 – Результати підрахунку чутливості на виході нормуючого підсилювача за характеристикою у Multisim

2.3 Розрахунок значень чутливості математичних моделей у MathCad та Multisim шляхом визначення показників точності моделей.

2.3.1 Показники точності для диференціального підсилювача.

$$S_{DA1} := -0.07248 \quad S_{DA} := -0.07250$$

$$\Delta_{DA} := S_{DA1} - S_{DA} \quad \Delta_{DA} = 2 \times 10^{-5} \text{ В}$$

$$\delta_{DA} := \frac{\Delta_{DA}}{S_{DA}} \cdot 100 \quad \delta_{DA} = 0.03 \quad \%$$

2.4.2 Показники точності для нормуючого підсилювача.

$$S_{NA1} := 0.09655 \quad S_{NA} := 0.09667$$

$$\Delta_{NA} := S_{NA1} - S_{NA} \quad \Delta_{NA} = -1.2 \times 10^{-4} \text{ В}$$

$$\delta_{NA} := \frac{\Delta_{NA}}{S_{NA}} \cdot 100 \quad \delta_{NA} = 0.124 \quad \%$$

3 Варіанти завдань

Таблиця 8.1 – Вихідні дані для варіантів

Масив значень температури для всіх варіантів											
<i>T</i>	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
Варіант №1											
<i>F</i>	4558	3666	2837	2344	1870	1565	1314	1087	901.1	727.6	637.1
Варіант №2											
<i>F</i>	4565	3617	3018	2362	1947	1566	1263	1079	876.5	773.4	621.4
Варіант №3											
<i>F</i>	4648	3728	3039	2330	1932	1561	1330	1071	923.4	744.1	648.1
Варіант №4											
<i>F</i>	4670	3650	3022	2498	1934	1631	1347	1126	926.4	764.6	647.2
Варіант №5											
<i>F</i>	4698	3800	2978	2416	1999	1631	1328	1128	943.2	777.3	663.8
Варіант №6											
<i>F</i>	4766	3777	3112	2459	1992	1666	1382	1096	957.5	784.1	679.6

Таблиця 8.1 – Вихідні дані для варіантів (продовження)

Варіант №7											
<i>F</i>	4738	3894	3094	2488	2065	1696	1323	1134	946.6	810.3	674.3
Варіант №8											
<i>F</i>	4757	3938	3120	2545	2011	1702	1355	1146	956.7	814.8	678.0
Варіант №9											
<i>F</i>	5040	4013	3143	2488	2025	1660	1402	1129	962.4	805.3	671.3
Варіант №10											
<i>F</i>	4863	4040	3195	2546	2050	1759	1368	1164	975.6	819.3	697.8
Варіант №11											
<i>F</i>	5103	4099	3183	2549	2085	1734	1410	1168	973.9	844.4	679.0

Зміст звіту

1. Мета роботи.
2. Результати моделювання математичної моделі вимірювального каналу температури у пакеті прикладних програм MathCad. Розрахунок величини чутливості на виході диференціального та нормуючого підсилювачів.
3. Результати моделювання математичної моделі вимірювального каналу температури у пакеті прикладних програм Multisim. Розрахунок величини чутливості на виході диференціального та нормуючого підсилювачів..
4. Обчислення показників точності моделей у MathCad та Multisim.
5. Висновки.

Контрольні питання

1. Для чого використовують вимірювальні датчики? Назвіть їх приклади.
2. Які має переваги підсилювач на трьох операційних підсилювачах постійного струму? Де він широко застосовується?
3. Назвіть складові вимірювального каналу температури та їх призначення.
4. З чого складається диференціальний підсилювач? Які характеристики він має?

5. За допомогою якого блоку у Multisim можливо промодельовати вимірювальний міст? Яким чином обчислюються та задаються в ньому параметри?

Література [4,5,6,7,8].

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Сенько, В.Ф. Теорія електричних кіл : навч. посіб. / В.Ф. Сенько, О.В. Вовна, І.С. Лактіонов. – Покровськ : ДВНЗ «ДонНТУ», 2017. – 254 с.
2. Сенько, В.Ф. Теорія електричних кіл. Практикум : навч. посіб. / В.Ф. Сенько, О.В. Вовна, І.С. Лактіонов. – Покровськ : ДВНЗ «ДонНТУ», 2018. – 214 с.
3. Моделювання в електроніці : підручник / А.В. Переверзєв, В.І. Бойко, А.А. Зорі та ін. – 2-ге вид., перероб. і допов. – Донецьк : ДВНЗ«ДонНТУ», 2010. – 352 с.
4. Шестеркин, А.Н. Система моделирования и исследования радиоэлектронных устройств Multisim 10 / А.Н. Шестеркин. – М. : ДМК Пресс, 2012. – 360 с.
5. Карлащук, В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В.И. Карлащук. – М. : Солон-Р, 2000. – 506 с.
6. Температурные измерения : справ. / О.А. Геращенко, А.Н. Гордов, В.И. Лах и др. – К. : Наук. думка, 1984. – 495 с.
7. Щербаков, В.И. Электронные схемы на операционных усилителях : справ. / В.И. Щербаков, Г.И. Грездов. – К. : Техника, 1983. – 213 с.
8. Хернитер, М.Е. Электронное моделирование в multisim / М.Е. Хернитер. – М. : ДМК Пресс, 2012. – 488 с.