

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»

**МОДЕЛЮВАННЯ СИГНАЛІВ І ПРОЦЕСІВ
В РАДІОТЕХНІЦІ
В СЕРЕДОВИЩАХ MATHCAD ТА
MILTISIM
Частина 2**

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол №4 від 07.04.2022 р.)
як навчальний посібник для студентів,
які навчаються за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2022

Рецензенти: *О. В. Турєєва*, старший викладач,
Національний технічний університет України
Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського

За редакцією укладачів

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 4 від 07.04.2022 р.)
за поданням Вченої ради Радіотехнічного факультету (протокол № 01/2022 від 31.01.2022 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

Укладачі: *ГУССВА Олена Володимирівна*, канд.техн.наук, доцент
ПАВЛОВ Олег Ігорович, старший викладач

Моделювання сигналів і процесів в радіотехніці в середовищах MathCAD та Multisim Частина 2

Моделювання сигналів і процесів в радіотехніці в середовищах MathCAD та Multisim. Частина 2 [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / Уклад.: О. В. Гусєва, О.І.Павлов; КПІ ім. Ігоря Сікорського. — Електронні текстові дані (1 файл 3.198 Мбайт). — Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. — 112 с.

Розглянуто приклади виконання комп'ютерного моделювання процесів проходження сигналів через нелінійні частотно-вибіркові кола, формування амплітудно-модульованих сигналів, амплітудного детектування та генерації гармонічних коливань. Для математичного моделювання застосоване програмне середовище Mathcad, а для схемного моделювання – прикладне середовище Multisim. Наведено програми, що докладно відтворюють перетворення сигналів, які відбуваються у нелінійних вибіркових колах, та схемні моделі, що відтворюють реальні лабораторні роботи.

Для студентів, які навчаються за спеціальністю «Телекомунікації і радіотехніка».

© О. В. Гусєва, О. І. Павлов, 2022

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, (РТФ) 2022

Зміст

ПЕРЕДМОВА.....	6
ПРАВИЛА ВИКОНАННЯ ЗАВДАНЬ КОМП'ЮТЕРНИХ ПРАКТИКУМІВ, ОФОРМЛЕННЯ ПРОТОКОЛІВ ТА ЗАХИСТ	8
Комп'ютерний практикум 4. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ АМПЛІТУДНОЇ МОДУЛЯЦІЇ І АМПЛІТУДНОГО ДЕТЕКТУВАННЯ.....	11
4.1. Мета та завдання практикуму	11
4.2. Основні теоретичні відомості	11
4.2.1. Амплітудні модулятори	14
4.2.2. Амплітудне детектування	20
4.3 Математичне моделювання	24
4.4. Домашнє завдання	36
4.5. Завдання комп'ютерного практикуму	37
4.5.1. Дослідження фізичних процесів, що відбуваються при амплітудній модуляції	37
4.5.1.1. Використані прилади	38
4.5.1.2. Інші елементи схеми	38
4.5.1.3. Виконання моделювального завдання	38
4.5.2. Дослідження фізичних процесів, що відбуваються при амплітудному детектуванні	43
4.5.2.1. Використані прилади	43
4.5.2.2. Інші елементи схеми	43
4.5.2.3. Виконання моделювального завдання	44
4.6. Використана література	46
4.7. Контрольні питання.....	46
Комп'ютерний практикум 5. ДОСЛІДЖЕННЯ ЛС АВТОКОЛИВАЛЬНИХ СИСТЕМ ІЗ ЗОВНІШНІМ ЗВОРОТНІМ ЗВ'ЯЗКОМ	47
5.1. Мета та завдання практикуму	47
5.2. Основні теоретичні відомості	47
5.2.1. Загальні відомості	47
5.2.2. Режим самозбудження автогенераторів	50

5.2.3. Триточкові схеми автогенераторів	53
5.3 Математичне моделювання	55
5.4. Домашнє завдання	69
5.5. Завдання комп'ютерного практикуму	71
5.5.1. Дослідження умов самозбудження автогенератора з індуктивною триточкою.....	71
5.5.1.1. Використані прилади	71
5.5.1.2. Інші елементи схеми	71
5.5.1.3. Виконання моделювального завдання	71
5.5.2. Дослідження умов самозбудження автогенератора з індуктивною триточкою.....	72
5.5.2.1. Використані прилади	73
5.5.2.2. Інші елементи схеми	73
5.5.2.3. Виконання моделювального завдання	73
5.6. Використана література	73
5.7. Контрольні питання.....	73
Комп'ютерний практикум 6. ДОСЛІДЖЕННЯ РС АВТОКОЛИВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ ІЗ ЗОВНІШНІМ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ.....	75
6.1. Мета та завдання практикуму	75
6.2. Основні теоретичні відомості.....	75
6.2.1. Загальні відомості	75
6.2.2. Міст Віна.....	76
6.2.3. Подвійний Т-подібний міст	77
6.2.4. Фазозсуваючі кола.....	80
6.2.5. Забезпечення гармонічної форми і стабільності автоколивань	82
6.3 Математичне моделювання	84
6.4. Домашнє завдання	89
6.5. Завдання комп'ютерного практикуму	90
6.5.1. Використані прилади	91
6.5.2. Виконання моделювального завдання	91

6.6. Використана література	92
6.7. Контрольні питання.....	93
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	94
ДОДАТКИ	95
А. КОЕФІЦІЄНТИ БЕРГА.....	96
А.1. Коефіцієнти постійної складової і першої гармоніки косинусоїдальних імпульсів	96
А.2. Графіки коефіцієнтів Берга для косинусоїдальних імпульсів	97
Б. ГРАФІКИ ЗАЛЕЖНОСТІ $\cos \theta$ ВІД ПАРАМЕТРІВ СХЕМИ ДІОДНОГО ДЕТЕКТОРА (SR)	98
В. ВОЛЬТ-АМПЕРНА ХАРАКТЕРИСТИКА ПОЛЬОВОГО ТРАНЗИСТОРА 2N5114	99
Г. ВОЛЬТ-АМПЕРНА ХАРАКТЕРИСТИКА ІМПУЛЬСНОГО МАЛОПОТУЖНОГО ВИСОКОЧАСТОТНОГО ДІОДА 1N4148	100
Д. ПРОГРАМА СХЕМОТЕХНІЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ MULTISIM.....	101
Д.1. Гарячі клавіші	102
Д.2. Середовище Multisim.....	103
Д.3. Огляд компонентів.....	104
Д.4. Віртуальні прилади.....	110
Д.5. Аналіз	112
Д.6. Загальні правила моделювання	114
Д.7. Топологія схем	114

ПЕРЕДМОВА

В умовах електронного дистанційного навчання дуже важливо надати студентам інструменти, які допоможуть їм досконало опанувати теоретичний матеріал радіотехнічних дисциплін та нададуть можливість безпосередньо розв'язувати задачі щодо створення моделей сигналів та радіотехнічних об'єктів і оптимізації їх параметрів, не вдаючись до тонкощів програмування.

Одним з найпростіших у застосуванні програмних засобів, що орієнтовані у напрямку радіотехніки та радіоелектроніки є Multisim, що наслідує усі переваги Electronics workbench. Простота його застосування поєднується з наявністю у ньому потужної бібліотеки, яка містить моделі більшості елементів радіотехнічних кіл та вимірювальних пристроїв, а також низки функцій, що втілюють стандартні методи аналізу радіотехнічних пристроїв.

Іншим поширеним і популярним серед студентів є математичне програмне середовище MathCAD, яке містить сотні операторів і вбудованих функцій для розв'язку різноманітних технічних завдань. MathCAD надає користувачеві інструменти для роботи з формулами, числами, графіками та текстами, він забезпечений простим в освоєнні графічним інтерфейсом.

Саме ці два програмних середовища пропонуються для використання під час вивчення навчальної дисципліни «Основи теорії телекомунікації і радіотехніка – 2. Сигнали та процеси в радіотехніці» (у подальшому викладі СПРТ) с студентами радіотехнічного факультету Національного технічного університету «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського» напряму підготовки 172 «Телекомунікації і радіотехніка».

Навчальна дисципліна СПРТ вивчається на другому році бакалаврської підготовки протягом двох семестрів і містить лекційну частину, практичні заняття, лабораторні роботи, низку самостійних робіт і заходів контролю якості засвоєння навчального матеріалу.

Цикл комп'ютерних практикумів, що розглядаються в наведеному курсі, включає в себе три роботи, що охоплюють основні розділи теоретичного курсу «Нелінійні кола та нелінійні процеси перетворення гармонічних сигналів» [1,2].

Моделювальні завдання комп'ютерних практикумів, для проведення яких призначений даний Навчальний посібник, практично повторюють зміст лабораторних робіт [3], але дозволяють значно розширити коло дослідницьких питань та поглибити набуті знання з теорії сигналів та процесів в радіотехніці.

Кожне моделювальне завдання містить

- теоретичні відомості з теми дослідження, які необхідні для розуміння і грамотного виконання завдань практикуму;
- приклади математичного моделювання сигналів і процесів в MathCAD;
- домашнє завдання для підготовки до роботи;
- опис послідовності виконання дослідницьких задач в Multisim;
- посилання на літературу для поглибленого вивчення матеріалу;
- контрольні питання, що додаються до кожного завдання, дозволяють студенту зробити самоперевірку підготовки до виконання роботи.

Виконання кожного комп'ютерного практикуму починаєтьс з виконання домашньої роботи

Враховуючи майже стовідсоткове забезпечення студентів комп'ютерами, Навчальний посібник можна використовувати для підготовки до лекцій та контрольних заходів, а також для самостійного вивчення відповідних розділів навчальної дисципліни СПРТ або подібних за змістом.

Перед виконанням моделювальних завдань необхідно набути навичок роботи з програмним середовищем Multisim. Опис можливостей Multisim наведено у Додатку Д, а також в [13, 14].

За необхідності, з метою оптимізації навчального процесу, завдання комп'ютерних практикумів можна виконувати очно, очно-дистанційно або дистанційно, що надає можливість оптимізувати навчально-виховний процес (з точки зору досягнення високої якості освіти).

ПРАВИЛА ВИКОНАННЯ ЗАВДАНЬ КОМП'ЮТЕРНИХ ПРАКТИКУМІВ, ОФОРМЛЕННЯ ПРОТОКОЛІВ ТА ЗАХИСТ

В умовах електронного дистанційного навчання безпосереднє спілкування з викладачем під час проведення комп'ютерного практикуму (далі – КП) відбувається в середовищі Zoom. Запрошення надсилається на групову адресу в Telegram-канал за 5-10 хвилин до початку КП.

Посібник розміщено на Google Диску у розділі СПРТ > Комп'ютерні практикуми > Частина 2 у файлі «СПРТ_2_моделювання.pdf»
<https://drive.google.com/drive/folders/16pD2ygdLs5-qJX4Wf2GVUcTzpHR0yDTQ?usp=sharing>

1. Під час підготовки до моделювання студенти мають детально ознайомитися з теорією завдань, які розв'язуються протягом виконання комп'ютерного практикуму. Метою підготовки є:

- теоретичне вивчення основних процесів, що відбуваються у конкретному елементі або пристрої;
- набуття навичок графічного відображення параметрів процесів, що вивчаються у роботі;
- ознайомлення з методиками вимірювання параметрів досліджуваних процесів.

Основні теоретичні відомості у короткому викладі наведено у розділі «Теоретичні відомості» опису кожного завдання. У разі необхідності більш ґрунтовного вивчення наведених питань, слід звернутися до навчальної та методичної літератури, перелік якої наведено у кінці опису завдання.

Рівень засвоєння теорії слід контролювати за допомогою контрольних запитань, які наведені в практикумі.

2. Перед початком кожного КП викладач з'ясовує ступінь підготовленості студентів шляхом проведення контрольної роботи, яка виконується протягом 15 хв. Завдання на виконання контрольної роботи студенти отримують, і виконані завдання відсилають, через Telegram канал. Через 20 хв. після початку виконання студентами завдань КП викладач об'являє отримані оцінки.

Для допуску до виконання КП, студент повинен:

- засвоїти теоретичний матеріал за темою практикуму;
- мати уяву про фізичні процеси в використовуваних вимірювальних системах, очікувані результати, та вміти пояснити їх;
- надіслати викладачу виконане домашнє завдання (спосіб надіслання

обговорюється перед виконанням першого КП);

- вміти відповісти на контрольні питання щодо КП;
- успішно написати контрольну роботу.

3. КП виконуються кожним студентом індивідуально у час, що передбачений розкладом.

4. Дослідження процесів у радіотехнічних пристроях виконується за допомогою моделей радіоелектронного вимірювального обладнання (генератори, вольтметри, осцилографи тощо) з бібліотеки Multisim за стандартними методиками. Принципи дії радіовимірювальних пристроїв та основні методики вимірювань повинні бути засвоєні під час вивчення дисципліни «Основи метрології та радіовимірювань».

5. Виконання КП починається із загрузки схеми з бібліотеки програм Multisim, що знаходиться на Google Диску у розділі СПРТ > Комп'ютерні практикуми > SPRT_CP_LIB

<https://drive.google.com/drive/folders/15iq2KCjm7ZyucgoG0ZPxAXKOWYlH4dkO?usp=sharing>

6. Засобами Multisim встановлюються параметри сигналів та елементів схеми, що зазначені у описі виконуваного КП.

7. У разі одержання даних у вигляді таблиці та графіків, слід вказати розмірність одержаних величин. У разі одержання даних у вигляді кривих на екрані дисплея, слід, скориставшись курсорами, визначити екстремальні та інші характерні точки одержаних залежностей і занести їх до протоколу. При знятті кривих відліки необхідно брати не менш ніж в 8–10 точках, приділяючи окрему увагу ділянкам кривих поблизу екстремальних значень досліджуваної функції.

8. Залежності, що одержані під час виконання завдань КП, переносяться у протокол виконання КП за допомогою будь-якого скриншоту (наприклад, Lightshot, <https://app.prntscr.com/>). Завдання вважається виконаним, коли усі пункти протоколу заповнені.

9. Звіт про виконане завдання складається у вигляді протоколу досліджень (розміщено на Google Диску у розділі СПРТ > Комп'ютерні практикуми > Частина 2 > Протоколи

<https://drive.google.com/drive/folders/1GI8RWVnjeYSacSdmWYyq4ZJTM7rV7aBb?usp=sharing>

У звіті повинні бути:

- результати виконання домашніх завдань;
- результати вимірювань у вигляді таблиць і графіків одержаних залежностей, а також усі необхідні формули і розрахунки. На графіках мають бути чітко

визначені експериментально отримані точки. Позначення та написи на графіках повинні розкривати зміст одержаних результатів.

- висновки повинні містити короткий об'єктивний аналіз одержаних результатів, критичне співставлення теоретичних та експериментальних даних, їх фізичний зміст.

10. Протоколи з виконаного КП оформлюються, надсилаються викладачеві (у визначений спосіб) та захищаються в день його виконання.

Захист відбувається «тет-а-тет» в середовищі Zoom в режимі «online» протягом 5-10 хвилин.

Як виняток (з дозволу викладача), протоколи можуть бути представлені до початку наступного заняття і захищені після його закінчення.

11. Оцінка з результатів виконання КП складається з оцінювання «активності»:

- 1) виконання домашнього завдання;
- 2) результату контрольної роботи;
- 3) результатів виконання завдань КП;
- 4) результатів захисту.

Оцінка активності кожного пункту складає 100%. Підсумкова оцінка розраховується як середнє за вказаними показниками.

Семестровий залік з комп'ютерних практикумів виставляється на підставі заліків за **усіма** КП.

12. Студенти, що пропустили КП, допускаються до заняття з іншою групою або виконують КП за вказівкою викладача у встановлений ним час поза розкладом.

13. Якщо КП проводять два викладачі, група може бути розділена на дві підгрупи, кожна з яких буде спілкуватися переважно зі своїм викладачем.

14. Студенти можуть бути розбиті на окремі бригади по 2 студенти в кожній. Тоді кожна бригада виконує завдання КП разом. Захищати результати КП вони можуть також разом.

Комп'ютерний практикум 4. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ АМПЛІТУДНОЇ МОДУЛЯЦІЇ І АМПЛІТУДНОГО ДЕТЕКТУВАННЯ

4.1. Мета та завдання практикуму

Мета — дослідження фізичних процесів, що відбуваються при амплітудній модуляції і детектуванні.

Комп'ютерний практикум ставить наступні завдання:

- систематизація і розширення теоретичних і практичних знань щодо пристроїв, які призначені для амплітудної модуляції та амплітудного детектування;
- набуття досвіду математичного моделювання в програмному середовищі Mathcad для аналізу сигналів та процесів;
- оволодіння навичками схемного моделювання в програмованому емуляторі схем Multisim;
- придбання навичок вибору режимів і параметрів елементів досліджуваних кіл.

4.2. Основні теоретичні відомості

1. В процесі радіопередачі або радіоприймання сигнали зазнають різноманітних перетворень, сутність яких полягає у лінійному перенесенні спектра корисного сигналу з області одних частот до області інших частот.

Лінійність перенесення спектру сигналу означає, що отримані в результаті перетворення сигнали повинні містити в собі параметри корисного сигналу, а, отже, і корисну інформацію, без будь-яких змін. У протилежному випадку, перетворення сигналів з точки зору передачі або приймання інформації не буде мати сенсу.

Таким чином, перетворення сигналів зводиться до перетворення частоти. Останнє можна отримати, перемножуючи два коливання. Наприклад, перемножуючи два найпростіших гармонічних коливання $u_1(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ та $u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$, отримаємо перетворення частоти у вигляді сумарної та різницевої частот:

$$u_{12}(t) = 0.5 \cdot U_1 U_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2] + 0.5 \cdot U_1 U_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2].$$

2. Один зі способів перемноження двох коливань виконується за допомогою параметричного чотириполюсника (Рис. 4.1), провідність якого змінюється під

дією корисної напруги $u_2(t)$. Подаючи на вхід кола носійну напругу $u_1(t)$, отримаємо лінійний процес перемноження двох коливань у вигляді вихідного струму $i_{\text{вих}}$ (за наявності навантаження).

Нехай провідність лінійного (відносно вхідної напруги $u_1(t)$) чотириполосника змінюється під дією напруги $u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$ за законом

$$Y(t) = Y_0 [1 + M \cos(\omega_2 t + \varphi_2)],$$

де $M = \Delta Y / Y_0$ – коефіцієнт модуляції провідності, $\Delta Y = K_Y U_2$ (K_Y характеризує нелінійний елемент).

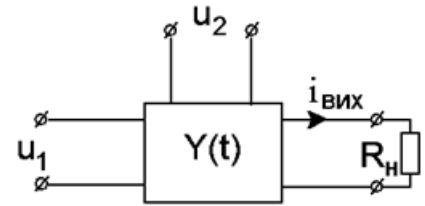


Рис. 4.1. Параметричне коло

Тоді, подаючи на вхід чотириполосника напругу $u_{\text{вх1}}(t) = U_1 (\cos \omega_1 t + \varphi_1)$, на його виході будемо мати струм $i_{\text{вих}}(t) = Y(t) \cdot u_{\text{вх1}}(t)$:

$$\begin{aligned} i_{\text{вих}}(t) &= Y_0 [1 + M \cos(\omega_2 t + \varphi_2)] \cdot U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) = \\ &= I \cdot [1 + M \cos(\omega_2 t + \varphi_2)] \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \end{aligned}$$

що буде перетворенням частоти, яке називають *параметричним*.

3. Інший спосіб перемноження двох коливань полягає у тому, що суму двох коливань $u_1(t)$ та $u_2(t)$, що перемножуються, з частотами ω_1 та ω_2 подають на вхід нелінійного кола. Амплітуди коливань, що перемножуються, повинні вкладатися у межі нижнього загину вольт-амперної характеристики (ВАХ) $i = f(u)$ нелінійного елемента. Цю ВАХ можна апроксимувати ступеневим поліномом

$$i = f(u) = I_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots \quad (4.1)$$

Тоді перемноження коливань здійсниться за рахунок квадратичної складової ВАХ.

Отже, якщо на нелінійний елемент подається сума двох напруг $[u_1(t) + u_2(t)]$, тоді в колі нелінійного елемента протікає струм, який містить складову, пропорційну до добутку обох напруг. Цю складову, вочевидь, надає квадратичний член $a_2 u^2$, і вона дорівнює

$$\Delta i(t) = 2a_2 \cdot u_1(t) \cdot u_2(t).$$

Розкривши цей добуток, отримаємо комбінаційні частоти $|\omega_1 \pm \omega_2|$. Складові зі ступенями високих порядків призводять до появи в спектрі вихідного сигналу комбінаційних частот високих порядків. Спектр частот на виході перетворювача, ВАХ якого можна представити як (4.1), у загальному випадку має вигляд $|n\omega_1 \pm m\omega_2|$, де n і m дорівнюють 1, 2, 3, ... Для отримання частоти $\pm|\omega_1 \pm \omega_2|$ при $n = m = 1$ робочу точку та режим роботи перетворювача намагаються вибирати у межах квадратичної ділянки ВАХ.

4. Інший різновид перетворювання сигналів, який застосовується при $\omega \gg \Omega$, тобто, коли частота одного коливання значно перевищує частоту іншого, засновано на зміні кута відсічки θ для коливання з більш високою частотою (ω) під дією напруги сигналу з набагато меншою частотою (Ω). Метод полягає у наступному. Робочу точку вибирають або на нижньому загині ВАХ активного нелінійного елемента ($\theta = 90^\circ$), або за межами нижнього загину ($\theta < 90^\circ$) за допомогою постійної напруги зміщення U_{p0} (Рис. 4.2); при цьому ВАХ апроксимують ломаною лінією.

Напруга високої частоти $u(t) = U_m \cos \omega t$ повинна мати амплітуду (U_m), достатню для того, щоби за напрузі зміщення U_{p0} охоплювати лінійну частину ВАХ активного нелінійного елемента. При цьому в колі активного нелінійного елемента буде протікати імпульсний струм з постійною амплітудою I_m і постійним кутом відсічки θ :

$$I_{\max} = SU \cdot (1 - \cos \theta).$$

Тут S – крутість лінійної ділянки ВАХ.

Якщо окрім викочастотного сигналу M і постійної напруги зміщення U_{p0} подати на вхід нелінійного елемента напругу сигналу низької частоти $u_n(t) = A_m \cos \Omega t$ з достатньою амплітудою (A_m), тоді напруга зміщення буде змінюватися за законом $U_p = U_{p0} + A_m \cos \Omega t$ і відповідно буде змінюватися кут відсічки.

Фізично (див. Рис. 4.3) це значить, що зміна напруги зміщення за законом низької частоти приведе до зміни положення робочої точки на різних періодах високої частоти, а це надасть імпульси струму в активному нелінійному елементі з різними кутами відсічки.

Вираз для миттєвого значення струму в активному нелінійному елементі має вигляд

$$i(t) = I_{\max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

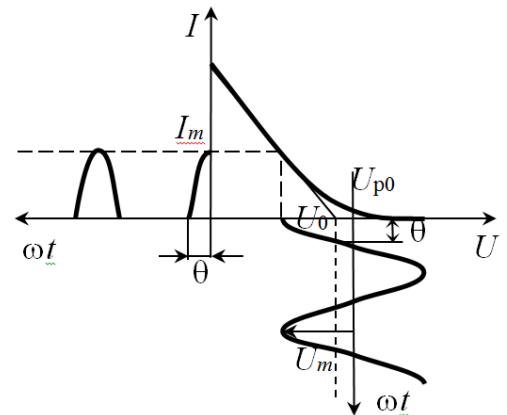


Рис. 4.2 – Метод кута відсічки

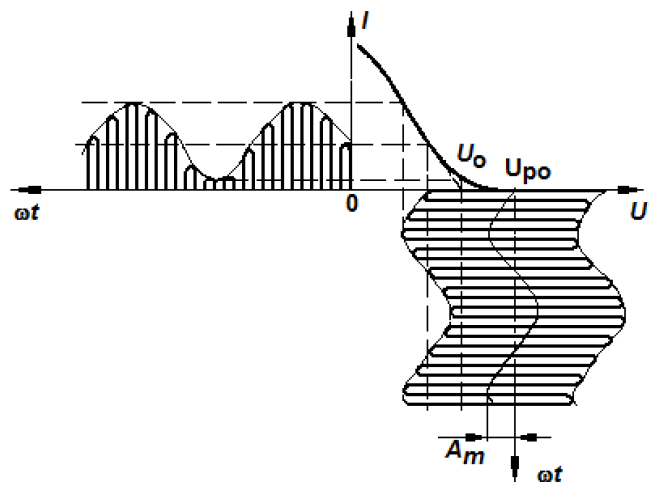


Рис. 4.3 – Зміна положення робочої точки

для ωt у межах кута відсічки ($0 < \omega t < \theta$).

Розклад отриманого виразу в ряд Фур'є надає значення постійної складової та амплітуд гармонік струму в активному нелінійному елементі через амплітудні значення імпульсів $I_{\max}$ і коефіцієнти гармонік Берга (Додаток А)

$$I_0 = \alpha_0(\theta) \cdot I_{\max}; \quad I_1 = \alpha_1(\theta) \cdot I_{\max}; \quad \dots, \quad I_n = \alpha_n(\theta) \cdot I_{\max}.$$

Таким чином, амплітуда першої гармоніки струму в активному нелінійному елементі і постійна складова струму, відповідно, дорівнюють

$$I_1 = SU \cdot \alpha_1(\theta) \cdot (1 - \cos \theta); \quad I_0 = SU \cdot \alpha_0(\theta) \cdot (1 - \cos \theta).$$

4.2.1. Амплітудні модулятори

5. Підсумуємо вищенаведене відносно процесів отримання АМ сигналу.

З *часової точки зору*, АМ – це процес керування амплитудою носійного коливання за законом керувального сигналу, тобто, процес формування АМ-радіосигналу

$$a(t) = A(t)(\cos \omega_0 t + \theta_0) = A_0[1 + m \cdot s(t)](\cos \omega_0 t + \theta_0),$$

де A_0 , ω_0 , θ_0 – амплітуда, частота та початкова фаза носійного коливання, $s(t)$ – модульовальна функція, m – коефіцієнт (глибина) амплітудної модуляції.

Із *спектральної точки зору*, АМ – це процес лінійного перенесення (транспонування) спектра керувального сигналу з області низьких частот до області високих частот (на ВЧ-носійну частоту ω_0) зі збереженням амплітудних та фазових співвідношень цього спектра.

З *математичної точки зору*, АМ – це процес множення обвідної $A_0[1 + m \cdot s(t)]$ (яка змінюється у часі пропорційно керувальному сигналу), на високочастотне носійне коливання $\cos \omega_0 t + \theta_0$.

Таким чином, АМ здійснення *лише в нелінійних та параметричних колах*, які працюють на нелінійних ділянках ВАХ їхніх керованих елементів. При цьому у спектрі вихідних сигналів з'являються складові з частотами, що є кратними частотам складових вхідного сигналу, та з комбінаційними частотами.

6. Розглянемо принцип роботи амплітудного модулятора, почавши з найпростішої його схеми (Рис. 4.4), в якій в якості нелінійного елементу використано діод. ВАХ діоду будемо апроксимувати поліномом третього або четвертого ступеню.

Обмежимося для спрощення розгляду випадком тональної АМ.

Подамо на схему напругу у вигляді:

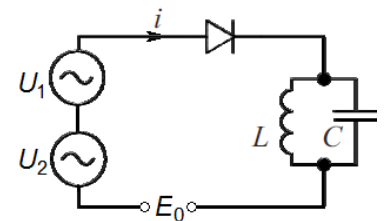


Рис.4.4. Найпростіша схема амплітудного модулятора

$$u(t) = U_{p0} + U_1(t) + U_2(t) = U_{p0} + U_0 \cos \omega_0 t + U \cos \Omega t,$$

де $U_1(t)$ — носійне коливання, $U_2(t)$ — керуючий сигнал, U_{p0} — напруга зміщення на нелінійному елементі.

Спектр струму нелінійного елементу у аналітичному вигляді знаходять, користуючись формулами кратного аргументу. АЧС струму діоду для випадку апроксимації ВАХ поліномом четвертого ступеню:

$$i = f(u) = I_0 + a_1(U_{p0} + U_1 + U_2) + a_2(U_{p0} + U_1 + U_2)^2 + a_3(U_{p0} + U_1 + U_2)^3 + a_4(U_{p0} + U_1 + U_2)^4.$$

Нижче показано, які частотні складові формуються кожним членом цього виразу:

$a_1(U_{p0} + U_1 + U_2) +$	$\rightarrow$	$0, \Omega, \omega_0$
$+ a_2(U_{p0} + U_1 + U_2)^2 +$	$\rightarrow$	$0, \Omega, 2\Omega, \omega_0, \omega_0 \pm \Omega, 2\omega_0$
$+ a_3(U_{p0} + U_1 + U_2)^3 +$	$\rightarrow$	$0, \Omega, 2\Omega, 3\Omega,$ $\omega_0, \omega_0 \pm \Omega, \omega_0 \pm 2\Omega,$ $2\omega_0, 2\omega_0 \pm \Omega, 3\omega_0$
$i = I_0 +$		$0, \Omega, 2\Omega, 3\Omega, 4\Omega,$ $\omega_0, \omega_0 \pm \Omega, \omega_0 \pm 2\Omega, \omega_0 \pm 3\Omega,$ $2\omega_0, 2\omega_0 \pm \Omega, 2\omega_0 \pm 2\Omega,$ $3\omega_0, 3\omega_0 \pm \Omega, 4\omega_0.$

АЧС струму діоду показано на Рис. 4.5,а.

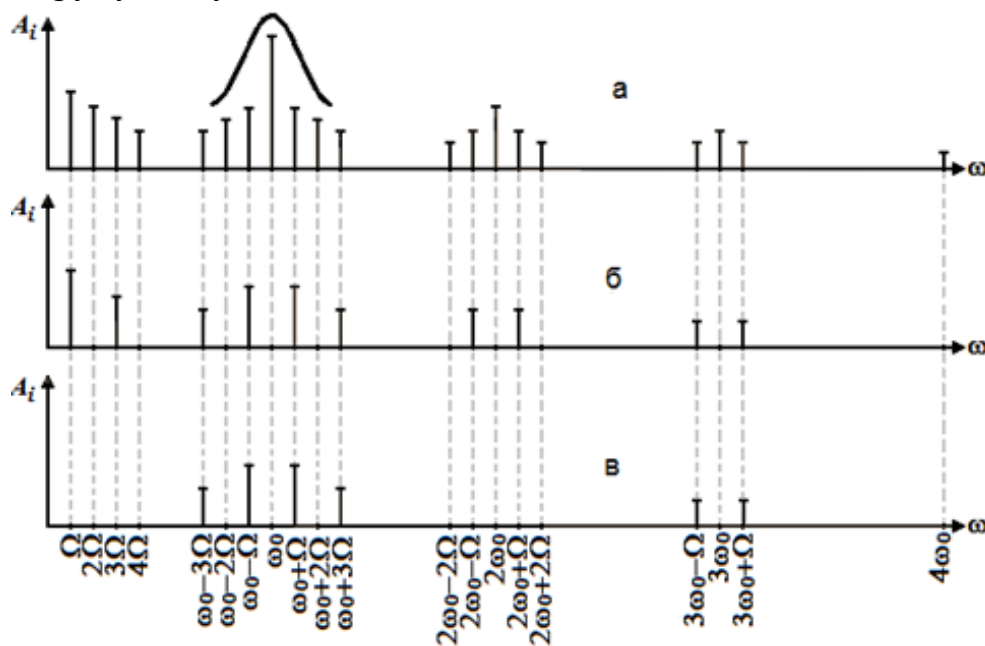


Рис. 4.5. АЧС струму (а) найпростішого амплітудного модулятора, (б) балансного модулятора, (в) кільцевого модулятора

Призначення коливального контуру в схемі модулятора — фільтрація заважаючих компонентів частотного спектру струму нелінійного елементу і виділення необхідних для АМ-коливання складових (носійна і два бічних коливання для випадку тональної модуляції). При цьому коливальний контур модулятора налаштовують на частоту носійного коливання $\omega_p = \omega_0$.

Якщо на графіку АЧС струму зобразити резонансну криву коливального контуру (Рис. 4.5,а), тоді стає зрозумілим, що причиною спотворень огинаючої АМ-коливань, які знімаються з контуру, у випадку апроксимації ВАХ нелінійного елементу ступеневими поліномами третього і вище порядку є попадання у смугу пропускання контуру компонентів спектру з частотами $\omega \pm 2\Omega$, $\omega \pm 3\Omega$ і т.д.

При розгляді апроксимації ВАХ поліномами різних ступенів легко переконатися в тому, що у випадку використання ділянки ВАХ, яку можна апроксимувати поліномом другого ступеню, спотворення АМ-коливань відсутні, а якщо робоча ділянка ВАХ апроксимується поліномом першого ступеню (лінійне коло) модуляція неможлива.

7. Розібравшись у принципі роботи найпростішого модулятора, перейдемо до розгляду балансного модулятора (Рис. 4.6). Звернемо увагу на те, що він складається з двох зустрічно ввімкнутих найпростіших модуляторів. З урахуванням того, що в верхній половині схеми вхідна напруга $u' = u_1 + u_2$, а в нижній половині — $u'' = u_1 - u_2$, згідно до (4.1) з урахуванням напруги зміщення U_{p0} запишемо

$$i' = f(u') = f(U_{p0} + u_1 + u_2) = I_0 + a_1(U_{p0} + u_1 + u_2) + a_2(U_{p0} + u_1 + u_2)^2 + \dots,$$

$$i'' = f(u'') = f(U_{p0} + u_1 - u_2) = I_0 + a_1(U_{p0} + u_1 - u_2) + a_2(U_{p0} + u_1 - u_2)^2 + \dots$$

Напруга на виході балансного модулятора з урахуванням напрямків струмів i' та i'' дорівнює

$$u_{\text{вих}} = \rho(i' - i'').$$

Підставимо сюди отримані вирази для струмів, які апроксимуються поліномами четвертого ступеню:

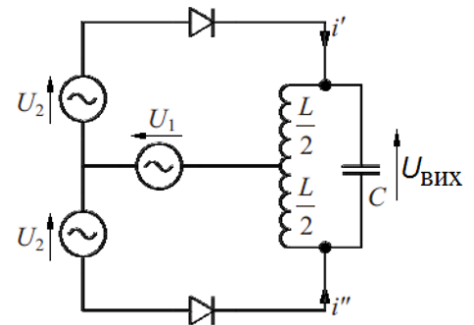


Рис.4.6. Схема балансного модулятора

$$\begin{aligned}
u_{\text{вих}} &= 2\rho \left[a_1 u_2 + 2a_2 (U_{p0} + u_1) u_2 + a_3 [3(U_{p0} + u_1)^2 u_2 + u_2^3] + \right. \\
&\quad \left. + 4a_4 [(U_{p0} + u_1)^3 u_2 + (U_{p0} + u_1) u_2^3] \right] = \\
&= 2\rho u_2 (a_1 + 2a_2 U_{p0} + 3a_3 U_{p0}^2 + 4a_4 U_{p0}^3) + \left| \begin{array}{l} \rightarrow \Omega \\ \rightarrow \omega_0 \pm \Omega \\ \rightarrow \Omega, 2\omega_0 \pm \Omega \\ \rightarrow \Omega, 3\Omega \\ \rightarrow \omega_0 \pm \Omega, 3\omega_0 \pm \Omega \\ \rightarrow \omega_0 \pm \Omega, \omega_0 \pm 3\Omega \end{array} \right. \quad (4.2) \\
&\quad + 4\rho u_1 u_2 (a_2 + 3a_3 U_{p0} + 6a_4 U_{p0}^2) + \\
&\quad + 6\rho (a_3 + 4a_4 U_{p0}) u_1^2 u_2 + \\
&\quad + 2\rho (a_3 + 4a_4 U_{p0}) u_2^3 + \\
&\quad + 8\rho a_4 u_1^3 u_2 + \\
&\quad + 8\rho a_4 u_1 u_2^3.
\end{aligned}$$

Коливання з частотами, що наведені у правому стовпчику і складають спектр вихідного радіосигналу балансного модулятора (див. Рис. 4.5,б). Він набагато «чистіший» за спектр однодіодного (однотактного) модулятора (Рис. 4.5,а). Видно, що в спектрі відклику балансного модулятора відсутні коливання носійної частоти, коливання з кратними їй частотами, а також парні гармоніки.

8. Ще чистіший спектр вихідного сигналу (див. Рис. 4.5,в) має *кільцевий модулятор* (подвійний балансний, *кільцевий* перетворювач) за схемою Рис. 4.7,а.

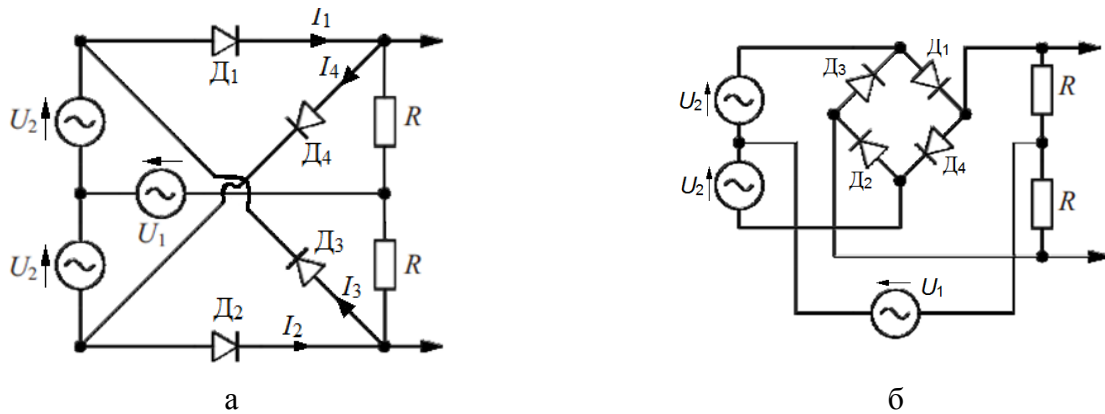


Рис.4.7. Кільцевий модулятор

У порівнянні зі схемою на Рис. 4.6, сюди добавлено ще два діода Д₃ і Д₄, які ідентичні до діодів Д₁ і Д₂. Називають цей модулятор *кільцевим* у зв'язку з особливістю взаємного з'єднання діодів (див. Рис. 4.7,б).

З урахуванням напрямів струмів діодів в резисторах R (див. Рис. 4.7,а) вихідна напруга кільцевого модулятора дорівнює

$$u_{\text{вих}} = R(i_1 - i_4) + R(i_3 - i_2) = R(i_1 - i_2) + R(i_3 - i_4),$$

причому $i_1 - i_2$ нам вже відоме (4.2), а для знаходження $i_3 - i_4$ достатньо змінити в (4.2) знаки u_1 і u_2 на протилежні. Зробивши це, отримаємо:

$$u_{\text{вих}} = 8Ru_1u_2(a_2 + 3a_3U_{p0} + 6a_4U_{p0}^2) + \begin{cases} \rightarrow \omega_0 \pm \Omega \\ \rightarrow \omega_0 \pm \Omega, \quad 3\omega_0 \pm \Omega \\ \rightarrow \omega_0 \pm \Omega, \quad \omega_0 \pm 3\Omega \end{cases}$$

В спектрі сигналу на виході модулятора залишилися складові з частотами $\omega_0 \pm \Omega$, $\omega_0 \pm 3\Omega$, $3\omega_0 \pm \Omega$, як показано на Рис. 4.5,в.

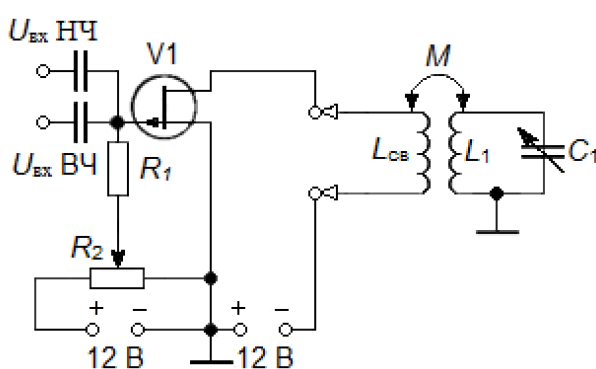
Якщо ВАХ діодів апроксимуються поліномами третього ступеня, тоді складові з частотами $\omega_0 \pm 3\Omega$ та $3\omega_0 \pm \Omega$ в спектрі вихідного сигналу будуть відсутні.

Недивлячись на явні переваги кільцевого модулятора щодо отримання «чистого» спектра, який практично не потребує застосування вихідної фільтрації, існують певні складнощі, що пов'язані зі схемною реалізацією цього модулятора:

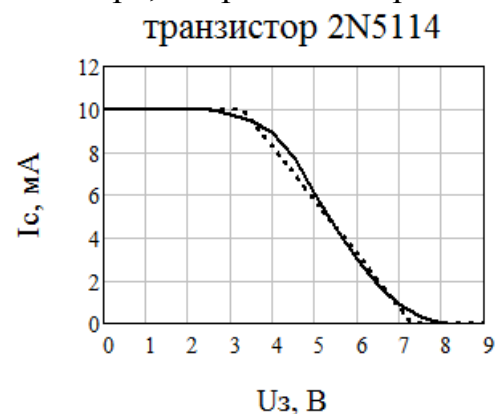
- 1) Підібрати чотири цілкові ідентичних (в сенсі ВАХ і власних реактивностей) діоди навряд можливо.
- 2) Апроксимація ВАХ діодів поліномом третього ступеня, як і будь-яка апроксимація, є лише наближенням до реальної ВАХ, а її точність залежить також і від амплітуд вхідних впливів.
- 3) Параметри наявних в схемі елементів (реактивності, опори, кількість витків обмоток трансформаторів тощо) частин схеми кільцевого модулятора повинні бути строго симетричними відносно горизонталі, яку проведено через джерело u_1 , а це реалізується також з деякою похибкою.

Тому, подальша резонансна або смугова фільтрація вихідного сигналу кільцевого модулятора все ж таки необхідна.

9. Завершимо підготовку до комп'ютерного практикума за розділом «Амплітудна модуляція» розглядом схеми амплітудного модулятора на керованому нелінійному елементі. Одна з можливих схем, де керувальний сигнал подається в контур керувального електроду транзистора, зображено на рис. 4.8,а.



а



б

Рис.4.8 Модулятор на керованому нелінійному елементі
а – схема, б – ВАХ нелінійного елемента

Таку схему застосовують у випадку малих сигналів, які не виходять за межі нелінійної ділянки ВАХ транзистора. Тоді амплітудну модуляцію можна отримати, подаючи на вхід суму двох змінних напруг (модулювальної та носійної частот), якщо робочу точку вибрано на нижній ділянці ВАХ. В такому колі відбудеться перемноження поданих напруг (тобто, модуляція), однак, для отримання високого рівня вихідної потужності (і високого ККД), застосовують метод зміни кута відсічки під дією модулювальної напруги.

На Рис. 4.8,б наведено ВАХ польового транзистора 2N5114 (див. Додаток В), який застосовано в схемі амплітудного модулятора. Цю ВАХ можна достатньо точно апроксимувати кубічним поліномом:

$$i(u) = \begin{cases} 10 \text{ мА}, & u_3 < 2.5 \text{ В}, \\ b_0 + b_1 \cdot u_3 + b_2 \cdot u_3^2 + b_3 \cdot u_3^3 \text{ мА} & 2.5 \text{ В} \leq u_3 \leq 8.1 \text{ В}, \\ 0, & u_3 > 8.1 \text{ В}. \end{cases}$$

Застосувавши цю апроксимацію до сигналу з тональною АМ (див. п.6), отримаємо АЧС, що наведений на Рис. 4.9.

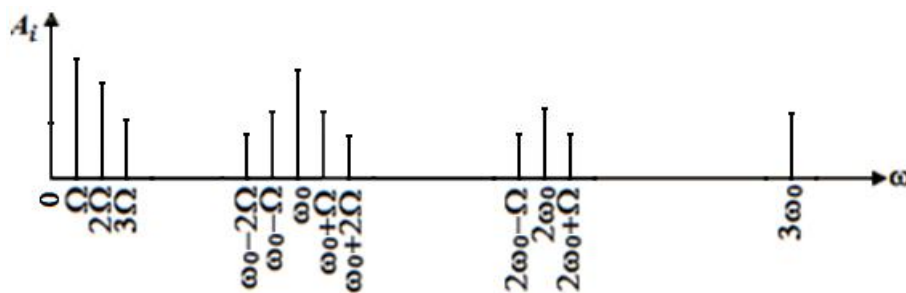


Рис.4.9. АЧС вихідного струму транзистора

Коливальну система в схемі на Рис. 4.8,а налаштовують на частоту носійного колювання ω_0 . Таким чином, сигнал на виході модулятора буде містити складові з частотами ω_0 , $\omega_0 \pm \Omega$, $\omega_0 \pm 2\Omega$.

Також на рис.4.8,б пунктирною лінією показано кусково-лінійну апроксимацію ВАХ транзистора, що дозволяє застосувати для аналізу роботи модулятора методу кута відсічки (див. п.4).

10. Необхідно звернути увагу на три основні характеристики модулятора:

- *Статичну модуляційну характеристику* — залежність амплітуди вихідного струму модулятора від значення напруги зміщення на затворі транзистора $I_{\text{вих}}(U_{30})$; при постійній напрузі вхідного носійного колювання за відсутності керувального сигналу. Сім'я статичних модуляційних характеристик для різних амплітуд носійного колювання дозволяють знайти ділянку, що наближена до лінійної, обрати режими роботи модулятора ($U_{\omega 0}$, U_{Ω} , U_{p0}), оцінити ступінь нелінійних спотворень та максимально досяжний коефіцієнт неспотвореної

модуляції першої гармоніки струму нелінійного елемента:

$$m_{\max} = |I_{1\omega_0} - I_{2\omega_0}| / (I_{1\omega_0} + I_{2\omega_0}),$$

де $I_{1\omega_0}$ та $I_{2\omega_0}$ – амплітуди вихідного струму, що отримані для різних напруг носійного коливання на одній напрузі зміщення.

- *Амплітудну динамічну модуляційну характеристику* — залежність коефіцієнту (глибини) амплітудної модуляції від амплітуди керувального сигналу $m(U_\Omega)$ при постійній частоті керувального сигналу $\Omega = \text{const}$. Щоб уникнути нелінійних спотворень закону модуляції амплітуда керувальної напруги U_Ω не повинна виходити за межі лінійної ділянки амплітудної динамічної модуляційної характеристики.
- *Частотну динамічну модуляційну характеристику* – залежність коефіцієнту модуляції вихідного тонально-модульованого АМ-радіосигналу $m(\Omega)$ від керувальної частоти при постійній амплітуді керувального коливання $U_\Omega = \text{const}$.

4.2.2. Амплітудне детектування

Амплітудне детектування — це процес, що є зворотнім до процесу амплітудної модуляції (на виході детектора відновлюється керувальний сигнал). У зв'язку з цим процес детектування часто називають процесом демодуляції.

Детектування може бути здійснено тільки в нелінійних або параметричних колах, оскільки воно супроводжується трансформацією частотного спектру.

Схему найбільш поширеного діодного амплітудного детектора наведено на рис. 4.10.

Розрізняють два основних режими роботи детектора — квадратичний і лінійний.

11. *Квадратичний режим* має місце при малих амплітудах АМ-коливань, що детектуються $u(t) = U(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$, близько десятих долей вольт.

Апроксимуємо ВАХ діода поліномом другого ступеню:

$$i(u) = I_0 + a_1 u + a_2 u^2.$$

Подаючи на вхід детектора напругу у вигляді сигналу з тональною АМ

$$u(t) = U_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t,$$

отримаємо вираз для миттєвого значення струму діода

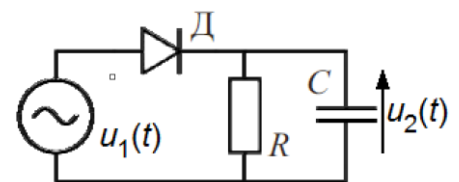


Рис.4.10. Схема амплітудного детектора

$$\begin{aligned}
i(t) &= I_0 + a_1 \cdot u(t) + a_2 \cdot u^2(t) = \\
&= I_0 + a_1 u(t) + \frac{a_2 \cdot U_0^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right) (1 + \cos 2\omega_0 t) = \\
&= I_0 + \frac{a_2 \cdot U_0^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right) + \\
&\quad + a_1 u(t) + \frac{a_2 \cdot U_0^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right) \cos 2\omega_0 t.
\end{aligned}$$

АЧС струму діода наведено на Рис. 4.11.

АЧС вихідної напруги модулятора можна знайти за допомогою виразу:

$$U(\omega) = I(\omega) \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}},$$

де $\tau = RC$ – постійна часу низько-частотного фільтра, що утворений паралельним з'єднанням опору R та ємності C .

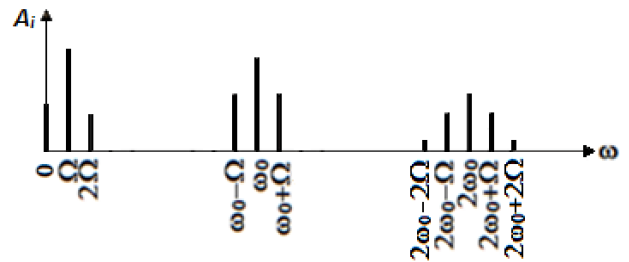


Рис. 4.11. АЧС струму діода

Смуга пропускання фільтра RC в схемі на Рис. 4.10 повинна бути такою, щоб зменшити вплив складової з частотою 2Ω на форму вихідної напруги.

Назва «квадратичний детектор» пов'язана з тим, що вихідна напруга детектора пропорційна квадрату амплітуди коливання, яке детектується, а не тому, що ВАХ в режимі малих амплітуд апроксимується поліномом другого ступеню.

Необхідно звернути увагу на високий рівень нелінійних спотворень, які з'являються у квадратичному детекторі, якщо коефіцієнт (глибина) амплітудної модуляції детектуемого сигналу $m \geq 30\%$, що робить неможливим застосування такого детектора в радіоприймальній апаратурі.

12. Лінійний режим роботи детектора (лінійний детектор) відбувається в режимі великих амплітуд сигналів, які детектуються¹⁾.

¹⁾ Зазвичай лінійний режим роботи нелінійних елементів відповідає «режиму малого сигналу» (тобто малим амплітудам), коли захоплюється мала ділянка ВАХ НЕ, яка в першому наближенні добре апроксимується лінійною функцією. Проте в даному випадку для додатніх значень напруги вхідного сигналу нелінійність ВАХ НЕ сильніше проявляється як раз при малих амплітудах, а при збільшенні амплітуди захоплюється настільки велика ділянка ВАХ НЕ, що сильною нелінійністю початкової ділянки можна знехтувати і апроксимувати ВАХ НЕ кусково-лінійною залежністю.

В цьому режимі діод працює з відсічкою струму. Під час чергового позитивного імпульсу вхідної напруги (коли діод відкритий) ємність C заряджається, в інший час – ємність розряджається (Рис. 4.12,а). Коли миттєве значення вхідної напруги $u_1(t)$ перевищує вихідну напругу $u_2(t)$ (під час приходу чергового імпульсу), це призводить до відкриття діода. При цьому відбувається дозаряд конденсатора C . Схему на Рис. 4.10 в цьому випадку можна представити схемою, яку наведено на Рис. 4.13. Тут R_d – опір діода у прямому напрямку, значення якого, зазвичай, складає **одиниці омів**.

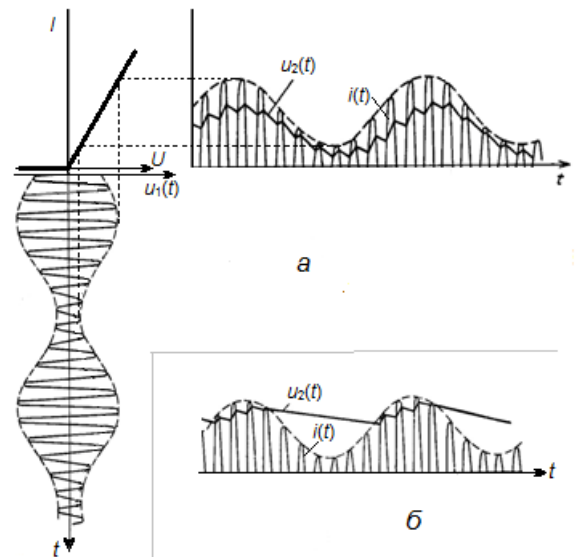


Рис. 4.12. Сигнал на виході амплітудного детектора

Для нормального функціонування схеми на Рис.4.10 необхідно, щоби опір навантаження R значно перевищував опір діода у прямому напрямку $R \gg R_d$ або $RS_d \gg 1$ ($S_d = 1/R_d$ – крутість ВАХ діода).

Постійна часу кола на Рис. 4.13 дорівнює

$$\tau_{\text{зар}} = C \frac{R_d \cdot R}{R_d + R} \approx CR_d.$$

У проміжку часу, коли миттєве значення вхідної напруги $u_1(t)$ стає меншим за вихідну напругу $u_2(t)$, діод працює у зворотньому напрямку. Його опір при цьому складає **сотні мегаомів**. Ємність C розряджається з постійною часу

$$\tau_{\text{розр}} = C \frac{R_{\text{дзвор}} \cdot R}{R_{\text{дзвор}} + R} \approx CR.$$

Заряд ємності через прямий опір діода відбувається набагато швидкіше ніж її розряд через великий опір навантаження, тому осцилограма вихідного сигналу виглядає як пілоподібна крива з невеликою висотою зубців.

Відмітимо, що обвідна АМ-коливання, що детектується, попадає на лінійну ділянку ВАХ діода (див. Рис 4.12,а), в результаті чого амплітуда імпульсів току і

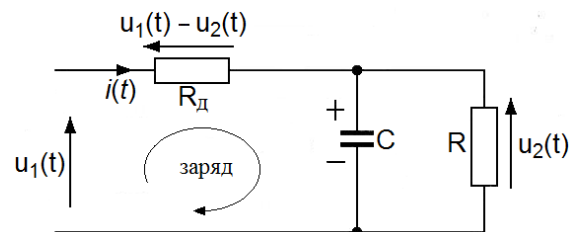


Рис. 4.13 – Еквівалентна схема амплітудного детектора в режимі заряду конденсатора

Така апроксимація (така модель НЕ) приводить до «лінійного детектування», - коли амплітуда обвідної вихідного сигналу лінійно-пропорційна амплітуді вхідного сигналу. Тому «лінійне детектування» відповідає «режиму великого сигналу».

вихідна напруга лінійно залежать від амплітуди АМ-коливання. Саме тому такий детектор названо лінійним, а не тому, що ВАХ діода лінійна, як інколи помилково вважають (лінійне детектування відбувається в типово нелінійному колі).

Вихідною напругою детектора є напруга зміщення діода, яка створюється постійною складовою його струму на елементах RC навантаження і є пропорційною до обвідної АМ-коливання.

13. Режим модуляції накладає на вибір елементів навантаження детектора додаткові обмеження. Необхідно, щоби постійна часу кола навантаження була мала у порівнянні з періодом модуляції.

В іншому випадку зміна напруги у навантаженні може відставати від зміни обвідної вхідного сигналу (див. Рис. 4.12,б). Тут через велику інерційність RC -кола вихідна напруга на ділянці зростання відстає від обвідної. На ділянці спадання обвідної повільне зменшення вихідної напруги призводить до оминання імпульсів вхідного сигналу до того часу, поки їх амплітуда знову не досягне значення вихідного сигналу. Отримуємо нелінійне спотворення сигналу. Ці спотворення обумовлені як параметрами RC -кола та глибиною модуляції, так і частотою модуляції. Вони зростають із зростом частоти та глибини модуляції. Для їх уникнення необхідно виконати умову $RC \ll 1/\Omega$.

З іншого боку, для згладжування високочастотних пульсацій потрібно виконувати умову $RC \gg 1/\omega_0$.

Таким чином, отримуємо нерівності

$$\frac{1}{\omega_0} \ll RC \ll \frac{1}{\Omega}.$$

Оскільки значення сталої часу кола навантаження $\tau = RC$ обирається, враховуючи швидкість зміни обвідної, яка, в свою чергу, залежить від частоти і глибини m модуляції, тоді для найбільшої швидкості зміни обвідної АМ коливання можна одержати наступну вимогу до сталої часу кола – $RC \leq \frac{1}{4m\Omega}$.

14. Основною характеристикою амплітудного детектора є детекторна характеристика — залежність постійної складової струму діода від амплітуди вхідної високочастотної напруги $I_0(U_{\omega 0})$.

15. Найпростіший детектор АМ сигналу на Рис. 4.10 має низку недоліків:

- Параметри фільтру нижніх частот, який утворюється внутрішнім опором діода, джерела сино визначити з двох причин: по-перше, неможливо визначити опір діода в режимі детектування, а по-друге, постійна складова напруги на виході такого детектора змінює режим роботи діода при різкій амплітуді

вхідного сигналу, що призводить до появи додаткових нелінійних спотворень

- В продетектованому сигналі присутня небажана високочастотна складова напруги. Ця складова додатково навантажує наступні кола приймального пристрою (навіть, може спричинити самозбудження приймача).

Для придушення ВЧ складових сигналу застосовують додаткові ФНЧ.

Спотворень сигналу в області малих сигналів, що пов'язану з суттєвою нелінійністю ВАХ діода при малих напругах, можна уникнути, застосовуючи схеми детекторів АМ сигналів на транзисторах або керованих нелінійних резисторах.

Ще один тип детектора АМ-сигналов – синхронний детектор.

Синхронне детектування засноване на процесі «перетворення частоти униз» на задану проміжну частоту $\omega_0 - \omega_r$. Синхронним цей процес називають через необхідність точної рівності гетеродинної ω_r і носійної ω_0 частот.

Принцип дії такого детектора достатньо простий. Якщо помножити напругу АМ-сигналу на гармонічний сигнал (гетеродинний), частота якого дорівнює частоті носійного колювання, тоді на виході такого пристрою отримаємо складові з частотою модульовального колювання та з комбінаційними частотами навкруги подвоєної частоти носійного колювання:

$$u_{\text{вих}}(t) = U_M(t) \cos \omega_0 t \cdot \cos \omega_0 t = \frac{U_M(t)}{2} + \frac{U_M(t)}{2} \cos 2\omega_0 t,$$

де $U_M(t)$ – обвідна АМ сигналу.

ВЧ складові придушуються ФНЧ і на виході формується сигнал, закон зміни якого повністю повторює закон зміни модульовального колювання. При зміні глибини модуляції зміниться лише амплітуда вихідного сигналу такого детектора.

16. На основі проведеної підготовки необхідно чітко представляти собі, який тип детектора і чому доцільно використовувати для детектування різних радіосигналів з амплітудною модуляцією (передача мови або музики, детектування биття і однополосного радіосигналу).

4.3 Математичне моделювання

Приклад 1. Використовуючи ВАХ польового транзистора 2N5114 (Додаток В), виконати її кусково-лінійну та сплайнову апроксимації.

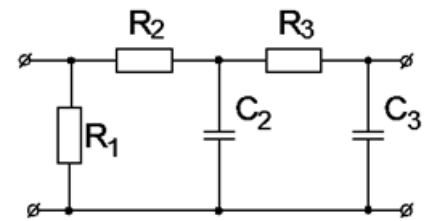


Рис. 4.14. Діодне навантаження з додатковими ФНЧ

Кусково-лінійна апроксимація

За ВАХ транзистора визначаємо координати крайових точок ділянки для лінійної апроксимації: $I_{st} = 10$ мА, $I_{end} = 0$, $U_{st} = 2.5$ В, $U_{end} = 8.1$ В.

Знаходимо середню напругу $U_{ser} = (U_{st} + U_{end})/2 = 5.3$ В.

Використовуючі дані таблиці у Додатку В за рівнянням прямої, що проходить через дві точки, визначаємо середню крутість ВАХ S [мА/В] та значення середнього струму I_{ser} .

Нарешті, визначаємо координати напруги u_{start} та u_{end} , які відповідають точкам злому з крайовими значеннями струму.

Програмування в MathCad

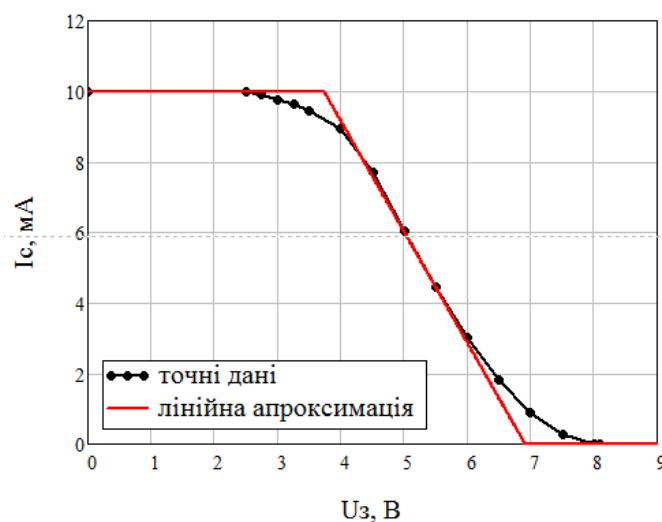
```
Ust := 2.5    Uend := 8.1    Ist := 10    Iend := 0
User := (Ust + Uend) / 2 = 5.300
U1 := 5.5    U2 := 5    I1 := 4.457    I2 := 6.029
S := (I1 - I2) / (U1 - U2) = -3.144    Iser := I2 + S*(User - U2) = 5.086
ustart := (Ist - I2 + U2*S) / S = 3.737    uend := (Iend - I2 + U2*S) / S = 6.918
```

Кусково-лінійна апроксимація ВАХ транзистора має вигляд

$$I_{CT}(U_3) = \begin{cases} I_{ser} + S \cdot (U_3 - U_{ser}), & u_{start} \leq U_3 \leq u_{end}, \\ 10, & u_{start} > U_3, \\ 0 & U_3 > u_{end}. \end{cases}$$

Програмування в MathCad

```
Ia(u) := | Ist if u < ustart
         | Iend if u > uend
         | Iser + S*(u - User) otherwise
```



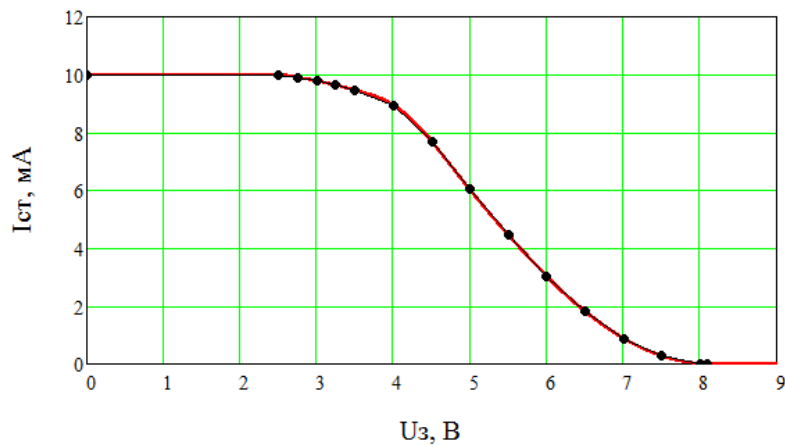
Сплайнова апроксимація

На кожній ділянці ВАХ транзистора, що знаходиться між сусідніми точками таблиці в Додатку В, будується кубічний поліном. При цьому в кожній точці, що знаходиться на границі між сусідніми ділянками ВАХ забезпечується нереревність функції та її першою і другої похідних. Використання сплайнової апроксимації дозволяє визначати значення стокового струму у будь-якій довільній точці ВАХ.

Використовуються дві вбудовані функції MathCad: **vs** – для отримання значень другої похідної, **interp** – для побудови ВАХ.

Програмування в MathCad

```
vs := | G ← cspline(Uz,Ic) | Iсс(x) := | 10 if x < Ust
      | return G | 0 if x > Uend
      | interp(vs,Uz,Ic,x) otherwise
```



Приклад 2. Розрахувати і побудувати статичні модуляційні характеристики $I_{ст1}(U_{з0})$ транзисторного модулятора при дії на його вході височастотного коливання з амплітудами $U_{f0} = 0.5$ В та $U_{f0} = 1$ В. Для розрахунку скористатися: 1) методом кута відсічки; 2) прямим способом.

Метод кута відсічки

Метод кута відсічки застосовується до кусково-лінійної апроксимації ВАХ. Стоковий струм визначається формулою

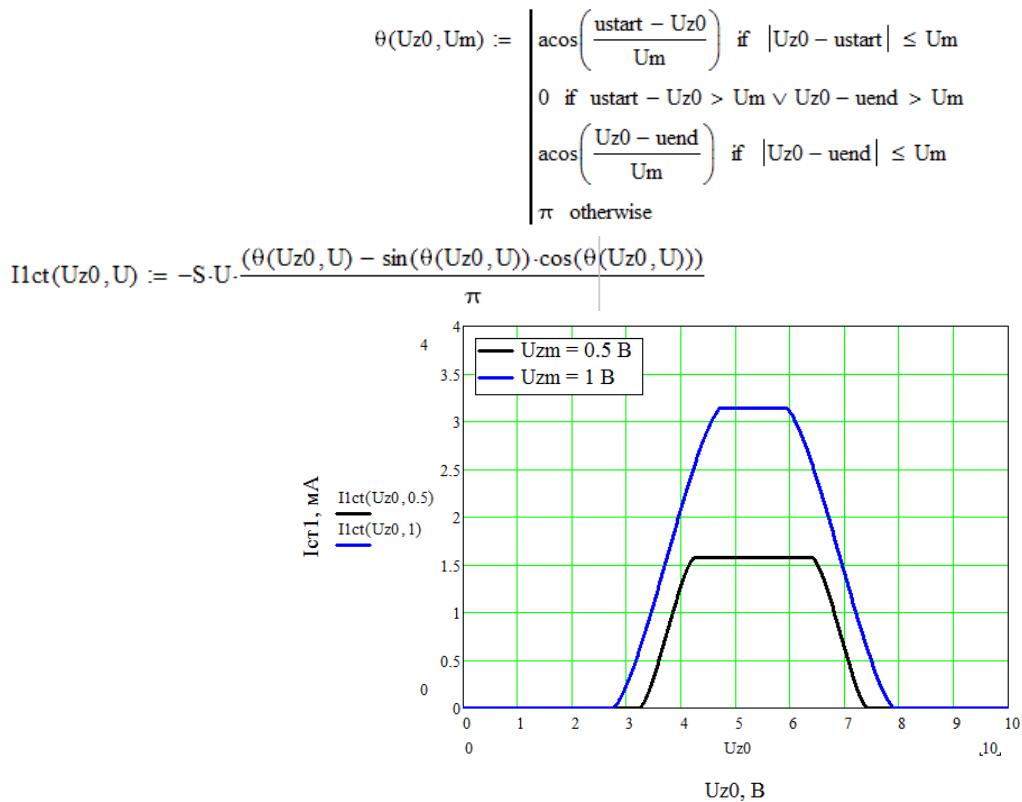
$$I_{ст1} = I_{max} \cdot \alpha_1(\theta) = S U_{f0} \cdot (1 - \cos \theta) \cdot \alpha_1(\theta) = S U_{f0} \cdot \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\pi},$$

де θ – кут відсічки, S – крутість лінеаризованої характеристики.

ВАХ транзистора має дві напруги відсічки: u_{start} та u_{end} . В залежності від амплітуди входньої напруги U_m та значення напруги зміщення $U_{з0}$ кут відсічки можна визначити наступним чином:

$$\cos \theta = \begin{cases} \frac{u_{start} - U_{30}}{U_m}, & |u_{start} - U_{30}| \leq U_m, \\ \frac{U_{30} - u_{end}}{U_m}, & |U_{30} - u_{end}| \leq U_m, \\ 1, & u_{start} - U_{30} > U_m \cup U_{30} - u_{end} > U_m, \\ -1, & U_{30} - u_{start} > U_m \cap u_{end} - U_{30} > U_m. \end{cases}.$$

Програмування в MathCad



Прямий спосіб

За заданою вхідною гармонічною напругою $u_{bx}(t) = U_m \cos(2\pi f_0 t)$, використовуючи сплайнову апроксимацію ВАХ, напочатку визначаємо стоковий струм. Потім визначаємо амплітуду першої гармоніки цього струму, враховуючи парність отриманого струму.

Програмування в MathCad

```
f0 := 200      uin(t, um) := um * cos(2 * pi * f0 * t)

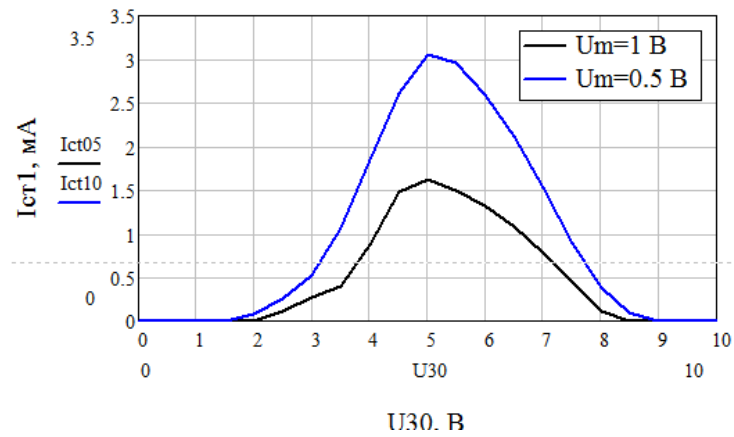
Ict(t, uzp, um) := Iss(uzp + uin(t, um))

Ict1(uzp, um) := 4 * f0 * ∫00.5/f0 Ict(t, uzp, um) * cos(2 * pi * f0 * t) dt

N := 21      n := 0..N - 1

U30n := 0.5 * n      Ict05n := -Ict1(U30n, 0.5)

Ict10n := -Ict1(U30n, 1)
```



Статичні модуляційні характеристики розраховані за реальною ВАХ транзистора дещо відрізняються від розрахованих за методом відсічки, оскільки крутість реальної ВАХ є змінною, а не постійною, як у апроксимованій лінійної ВАХ.

Висновок. Статичні модуляційні характеристики не залежать від носійної частоти.

Приклад 3. Визначити динамічну амплітудну модуляційну характеристику – залежність глибини модуляції вихідного сигналу амплітудного модулятора від амплітуди керувального коливання при незмінних частоті керувального сигналу, параметрах носійного коливання та напрузі зміщення.

Задамо: частоту керувального сигналу $F = 2$ кГц, амплітуду носійного коливання $U_m = 1$ В, частоту носійного коливання $f_0 = 200$ кГц.

Напругу зміщення обираємо посередині спадаючої ділянки статичної модуляційної характеристики $U_{3p} = 6.5$ В.

Окрім того, треба задати параметри коливальної системи: добротність $Q = 50$, резонансна частота дорівнює частоті носійного коливання $f_p = f_0$, передавальна характеристика коливального контуру

$$K(jF) = \frac{K_p}{1 + j\tau \cdot F}, \quad K(F) = \frac{K_p}{\sqrt{1 + (\tau \cdot F)^2}}, \quad \varphi_K(F) = -\arctg(\tau \cdot F),$$

де $K_p = 1$ – коефіцієнт підсилення, $\tau = 2Q / f_p$.

$$\text{Вхідна напруга } u_{\text{вх}}(t) = U_{3p} + U_m \cos(2\pi f_0 t) + U_F \cos(2\pi F t).$$

Використовуючи сплайнову апроксимацію ВАХ транзистора, визначаємо стоковий струм. Потім розраховуємо амплітуди кількох (NG) гармонік струму, які розташовані на носійній частоті f_0 та на частотах $f_0 + nF$ ($n = 1, \dots, NG$):

$$A_n = 4 f_0 \int_0^{1/(2f_0)} I_{\text{ст}}[u_{\text{вх}}(t)] \cdot \cos[2\pi(f_0 + nF)t] dt.$$

Глибину модуляції вихідного сигналу визначаємо за першою бічною гармонікою та гармонікою на носійній частоті: $m = \frac{2A_1K_p(F)}{A_0K_p(0)}$.

Програмування в MathCad

```

Uzp := 6.5      F := 2      Q := 50      f0 := 200      Um := 1      Kp := 1      NG := 3      NT := 7

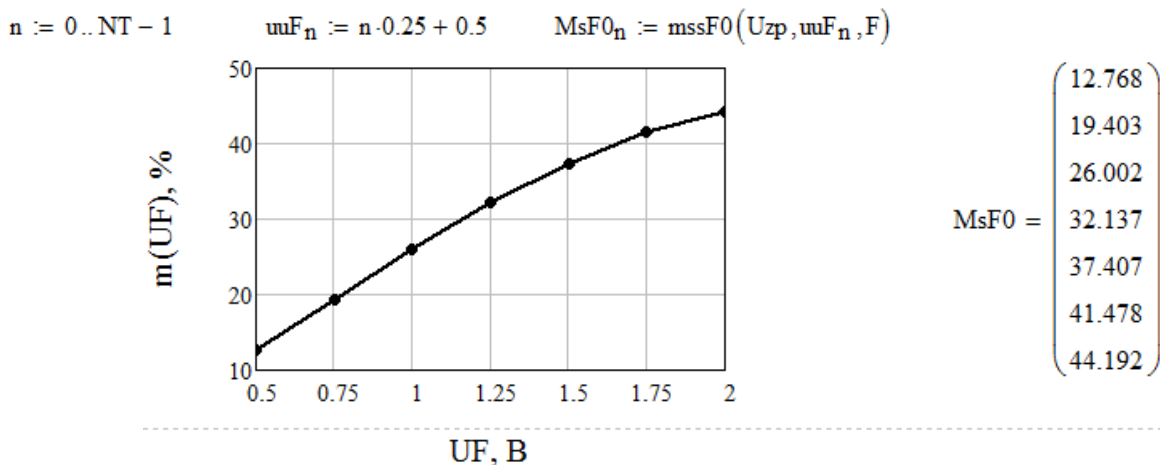
       $\tau_k := \frac{2 \cdot Q}{f0} = 0.500$        $KK(FF) := \frac{1}{1 + i \cdot \tau_k \cdot FF}$ 

uin(t,uF,FF) := Um*cos(2*pi*f0*t) + uF*cos(2*pi*FF*t)      IctF0(t,uzp,uF,FF) := Iss(uzp + uin(t,uF,FF))
AG(uzp,uF,FF) :=  $\left| \int_0^{\frac{0.5}{FF}} IctF0(t,uzp,uF,FF) \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f0 + n \cdot FF) \cdot t] dt \right|$ 
      return G

       $mssF0(uzp,uF,FF) := \left| \frac{Re(2 \cdot AG(uzp,uF,FF) \cdot KK(FF))}{AG(uzp,uF,FF)_0 \cdot KK(0)} \right| \cdot 100$ 

```

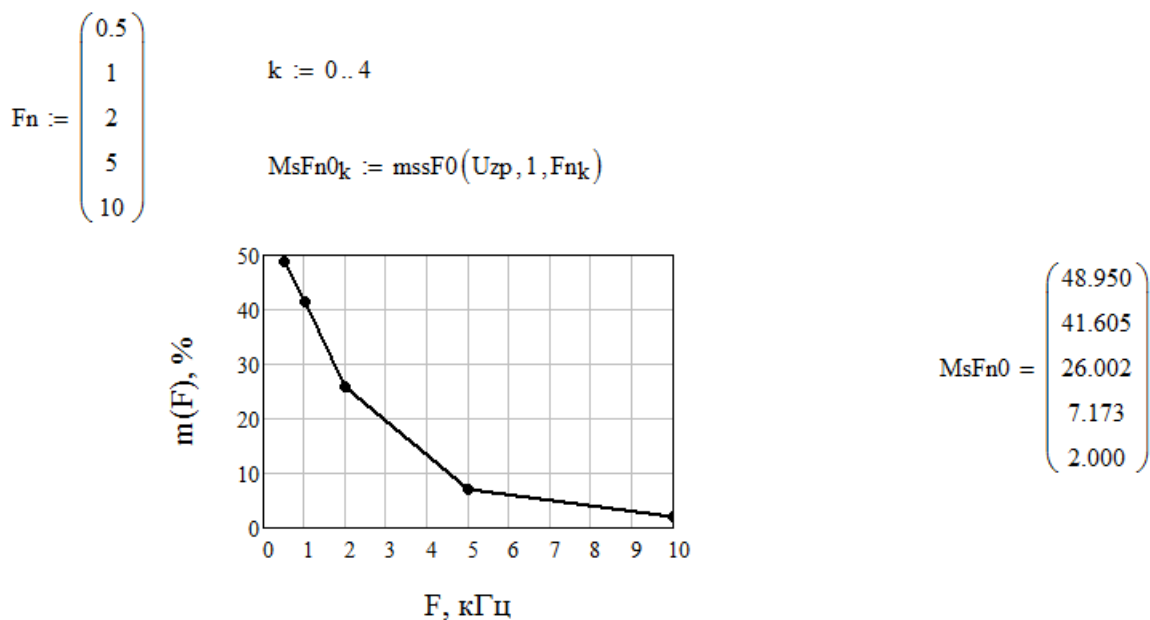
Тут глибину модуляції записано як функцію напруги зміщення, амплітуди та частоти керувального колювання. Таке визначення нам знадобиться для розрахунку динамічної частотної модуляційної характеристики.



Приклад 4. Визначити динамічну частотну характеристику модулятора – залежність глибини модуляції вихідного сигналу амплітудного модулятора від частоти керувального колювання при незмінних амплітуді керувального сигналу, параметрах носійного колювання та напрузі зміщення.

Задамо амплітуду керувального сигналу $U_F = 1$ В.

Програмування в MathCad

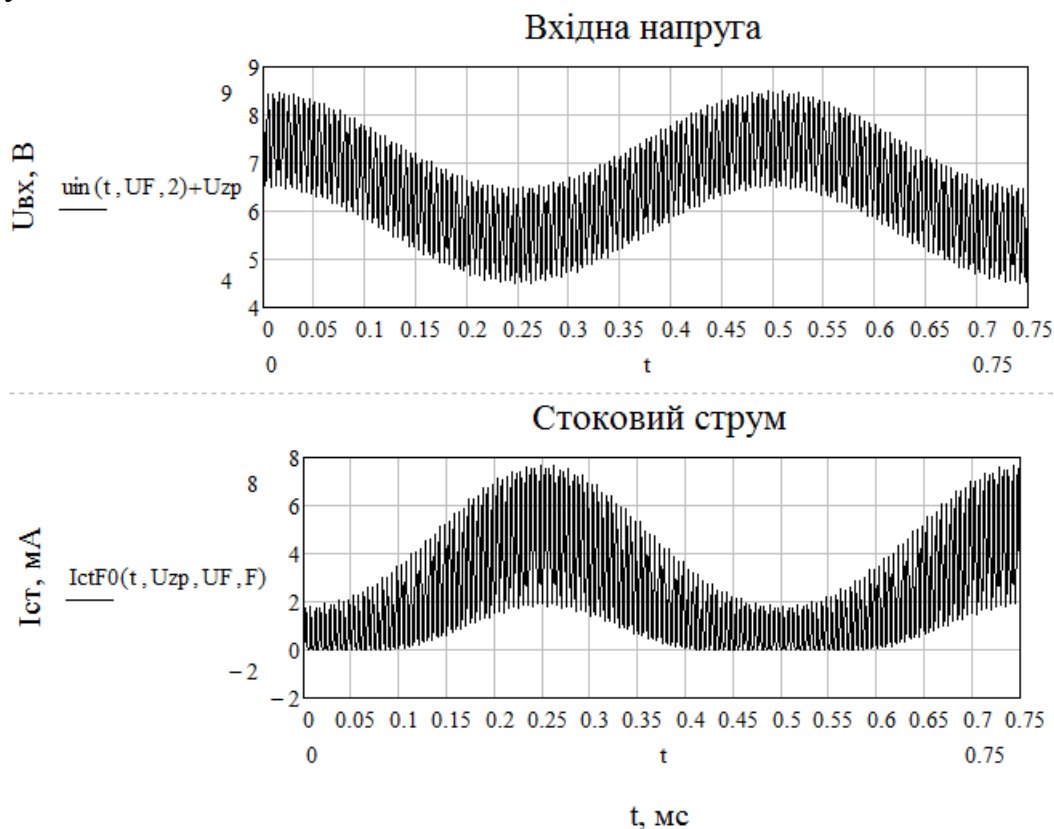


Приклад 5. Розрахувати сигнали напруги на вході модулятора, стокового струму та напруги на виході модулятора.

Приймемо наступні параметри вхідного сигналу: мплітуда носійного коливання $U_m = 1$ В; частота носійного коливання $f_0 = 200$ кГц, амплітуда керувального сигналу $U_F = 1$ В, частота керувального сигналу $F = 2$ кГц.

Параметри коливального контуру беремо такі ж, яу у прикладі 3.

Програмування в MathCad



Вихідну напругу визначаємо наступним чином:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вих}}(t) &= A_0 K(0) \cos(2\pi f_0 t) + \\
 &\quad + A_1 K(F) [\cos(2\pi(f_0 - F)t - \varphi_1) + \cos(2\pi(f_0 + F)t + \varphi_1)] + \\
 &\quad + A_2 K(2F) [\cos(2\pi(f_0 - 2F)t - \varphi_2) + \cos(2\pi(f_0 + 2F)t + \varphi_2)] + \\
 &\quad + A_3 K(3F) [\cos(2\pi(f_0 - 3F)t - \varphi_3) + \cos(2\pi(f_0 + 3F)t + \varphi_3)] = \\
 &= A_0 K(0) \cos(2\pi f_0 t) + 2A_1 K(F) \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi Ft - \varphi_1) + \\
 &\quad + 2A_1 K(2F) \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi 2Ft - \varphi_2) + \\
 &\quad + 2A_1 K(3F) \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi 3Ft - \varphi_3) = \\
 &= \cos(2\pi f_0 t) \left[A_0 K(0) + 2 \sum_{n=1}^3 A_n K(nF) \cos(2\pi nFt - \varphi_n) \right].
 \end{aligned}$$

Програмування в MathCad

```

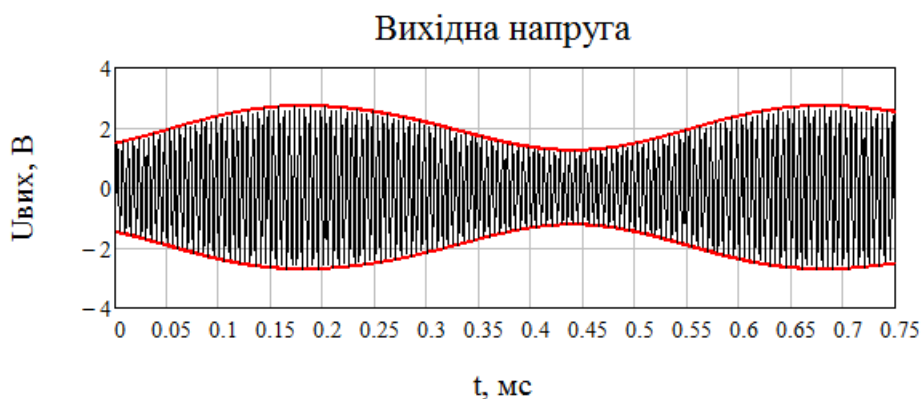
n := 0..NG      Krfn := |KK(n·F)|      φn := arg(KK(n·F))

Cg := ⌊ G0 ← AG(Uzp,UF,F)0·Krf0
    for n ∈ 1..NG
        Gn ← 2·AG(Uzp,UF,F)n·Krfn
    return G

Uobv(t) := ∑k=03 (Cgk·cos(2·π·k·F·t - φk))

uout(t) := Uobv(t)·cos(2·π·f0·t)

```



Приклад 6. Виконати кусково-лінійну та сплайнову апроксимації ВАХ діода 1N4148

Кусково-лінійна апроксимація

Користуючись Додатком Г, визначимо:

Програмування в MathCad

Максимальний струм на виході діода	$I_{\text{max}} := 300$	мА
Максимальна напруга на виході діода	$U_{\text{max}} := 1.223$	В
Середній струм на виході діода	$I_{\text{ds}} := 150$	мА
Середня напруга на виході діода	$U_{\text{ds}} := 0.965141$	В

Середня крутість ВАХ діода

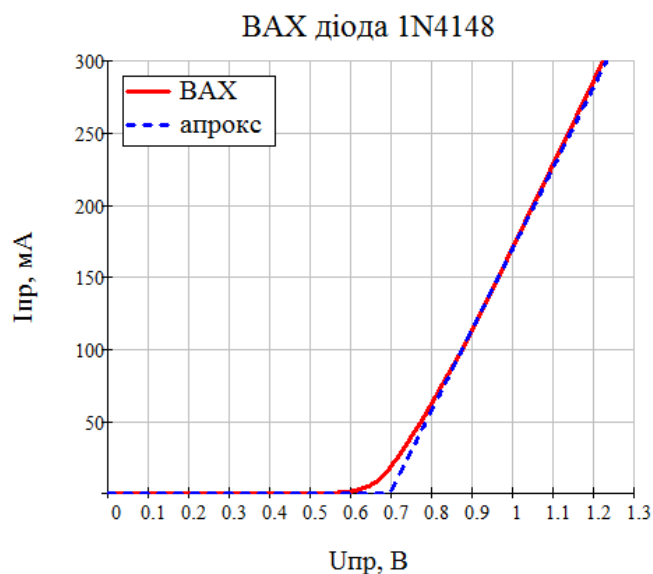
$$SD := \frac{100}{1.053 - 0.874654} = 560.708 \quad \text{мСим [мА/В]}$$

Напруга відсічки

$$U_{d0} := \frac{SD \cdot U_{ds} - I_{ds}}{SD} = 0.698 \quad \text{В} \quad +$$

Кусково-лінійна апроксимація діода

$$I_{Dpr}(u) := \begin{cases} I_{ds} + SD \cdot (u - U_{ds}) & \text{if } u \geq U_{d0} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$



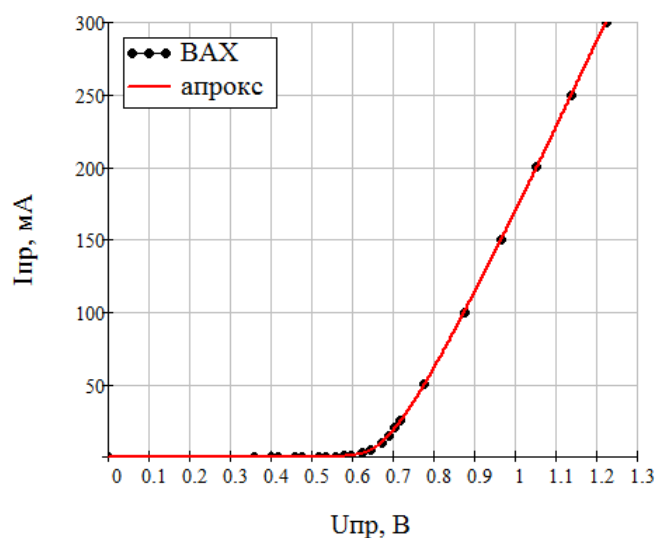
Сплайнова апроксимація

Сплайнова апроксимація ВАХ діода виконується так само, як і для транзистора у прикладі 1.

Програмування в MathCad

```
vs :=  $\begin{cases} G \leftarrow \text{cspline}(U1, I1) \\ \text{return } G \end{cases}$ 
```

$$I_{Ds}(x) := \begin{cases} 0 & \text{if } x < 0 \\ \text{interp}(vs, U1, I1, x) & \text{otherwise} \end{cases}$$



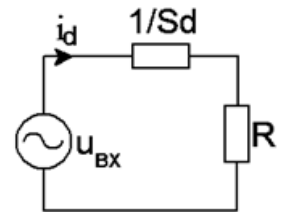
Приклад 7. Розрахувати і побудувати детекторну характеристику діодного детектора $I_0(U_{f0})$ – залежність постійної складової струму від амплітуди вхідної гармонічної напруги – для значення опору навантаження детектора $R = 1$ кОм. Скористатися 1) методом кута відсічки; 2) прямим способом.

Метод кута відсічки

Метод кута відсічки застосовується до кусково-лінійної апроксимації ВАХ. Струм визначається формулою

$$I_0 = I_{\max} \cdot \alpha_0(\theta) = \frac{S_d U_{f0}}{1 + R S_d} \cdot (1 - \cos \theta) \cdot \alpha_0(\theta) =$$

$$= \frac{S_d U_{f0}}{1 + R S_d} \cdot \frac{\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta}{\pi},$$



де θ – кут відсічки, S_d – крутість лінеаризованої характеристики.

ВАХ діода має напругу відсічки U_{d0} . Напруга зміщення дорівнює нулю. В залежності від амплітуди вхідної напруги U_{f0} кут відсічки визначається наступним чином:

$$\cos \theta = \begin{cases} \frac{U_{d0}}{U_{f0}}, & U_{f0} \geq U_{d0}, \\ 1, & U_{f0} < U_{d0}. \end{cases}$$

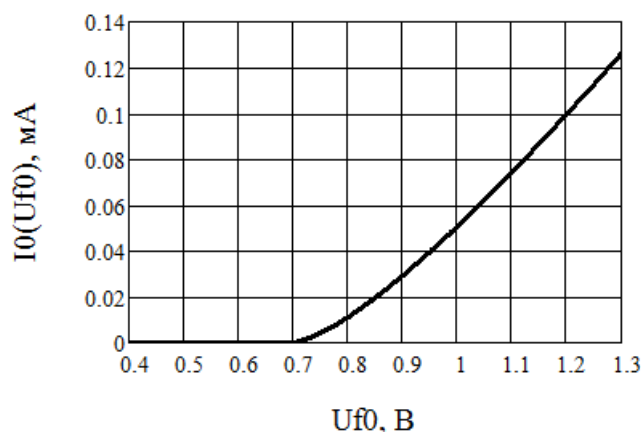
Програмування в MathCad

$$R := 1$$

$$\theta(U_m) := \begin{cases} 0 & \text{if } U_m < U_{d0} \\ \arccos\left(\frac{U_{d0}}{U_m}\right) & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\gamma_0(\theta) := \frac{\sin(\theta) - \theta \cdot \cos(\theta)}{\pi}$$

$$I_{0d}(U_m) := \frac{U_m \cdot S_d}{1 + S_d \cdot R} \cdot \gamma_0(\theta(U_m))$$



Прямий спосіб

З одного боку, струм у колі визначається напругою на діоді

$$i_d(t) = BAX[u_d(t)]$$

(ВАХ діода). З іншого боку, напруга на діоді визначається з другого рівняння Кірхгофа для замкнутого кола:

$$u_d(t) = u_{BX}(t) - i_d(t) \cdot R.$$

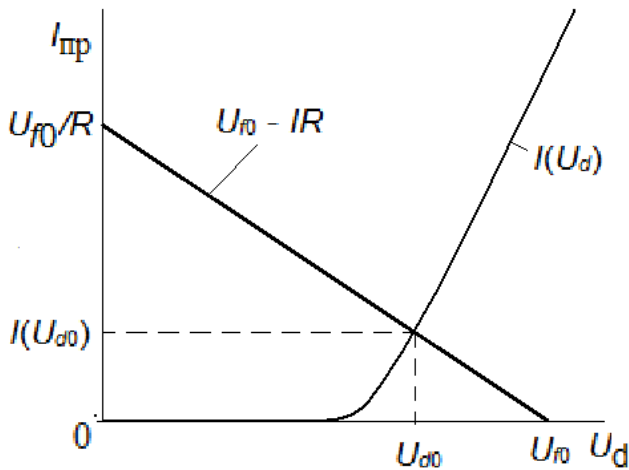
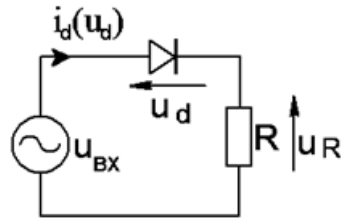
Об'єднуючи обидві умови, отримуємо рівняння для визначення напруги на діоді:

$$u_{BX}(t) - u_d(t) - i_d[u_d(t)] \cdot R = 0.$$

Розв'язуємо його відносно напруги $u_d(t)$. За нею визначаємо струм у колі

$$i_d(t) = \frac{u_{BX}(t) - u_d(t)}{R}.$$

Тепер можна визначити сталу складову цього струму.



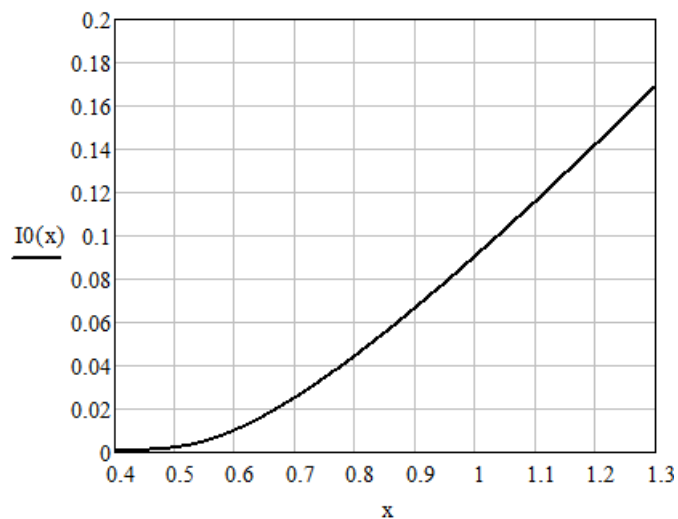
Програмування в MathCad

$f0 := 200$

$u1(t, Um) := Um \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f0 \cdot t)$

$ir_{dt}(A, t) := \frac{u1(t, A) - \text{root}(u1(t, A) - x - R \cdot ID_s(x), x, 0, u1(t, A))}{R}$

$I0(Um) := 2 \cdot f0 \cdot \int_0^{0.5/f0} ir_{dt}(Um, t) dt$



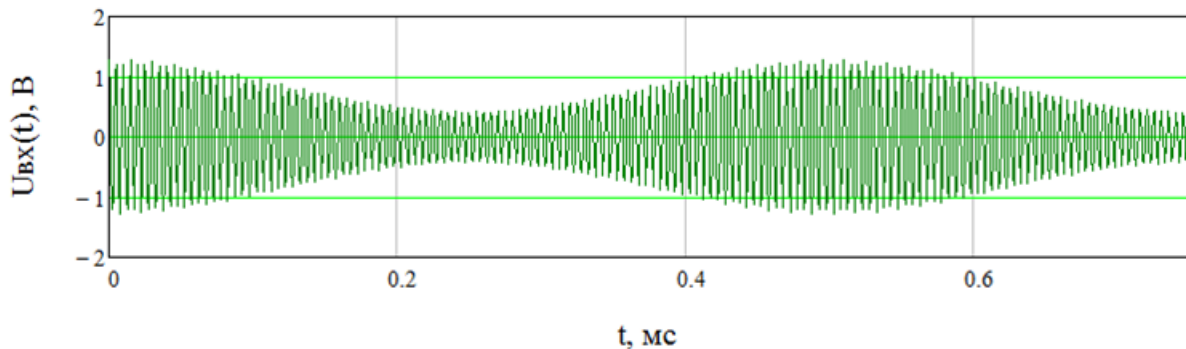
Приклад 8. Отримати осцилограми сигналів напруги на вході детектора, на виході при відключеній ємності та при включеній ємності
Програмування в MathCad

$$f_0 := 200 \quad F := 2$$

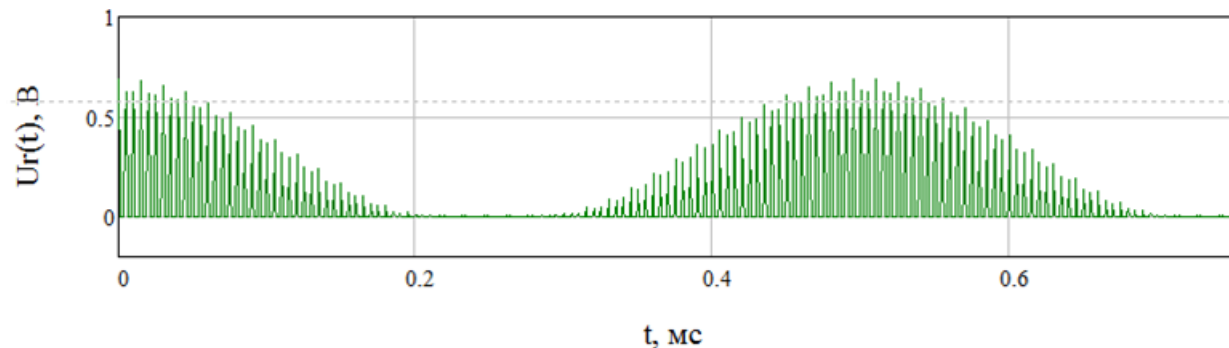
$$u_1(t, U_m, m) := U_m \cdot (1 + m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot F \cdot t)) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t)$$

$$urdt(t, U_m, u_F) := u_1(t, U_m, u_F) - \text{root}(u_1(t, U_m, u_F) - x - R \cdot \text{ID}_s(x), x, 0, u_1(t, U_m, u_F))$$

$m = 0.5$ – вхідна напруга



Вихідна напруга при відімкненій ємності



Значення ємності визначимо з виразу

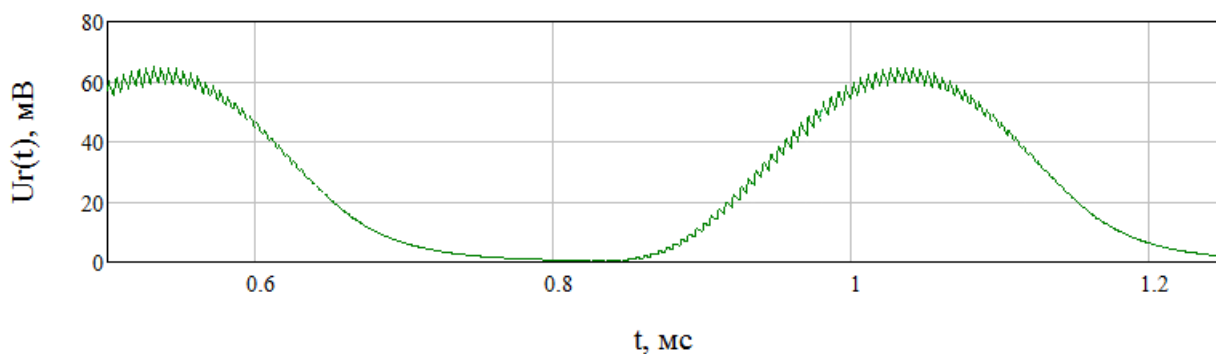
$$C \leq \frac{1}{2\pi 4mF} = 0.04 \text{ мкФ.}$$

Програмування в MathCad

$$f_{sr} := 4 \cdot 0.5 \cdot F = 4.000 \quad C := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{sr} \cdot R} = 0.040 \text{ мкФ} \quad \tau := R \cdot C = 0.040 \text{ мс}$$

$$irCt(t, U_m, m) := \text{ID}_s(u_1(t, U_m, m)) \quad g(t) := \frac{R}{\tau} \cdot e^{\frac{-t}{\tau}}$$

$$U_n(t, U_m, m) := \int_0^t irCt(\theta, U_m, m) \cdot g(t - \theta) d\theta$$



4.4. Домашнє завдання

1. Використовуючи ВАХ польового транзистора 2N5114 (Додаток В), виконати її кусково-лінійну апроксимацію.

2. Розрахувати і побудувати статичні модуляційні характеристики $I_{ст1}(U_{з0})$ транзисторного модулятора при дії на його вході височастотного колювання з амплітудами $U_{\omega0} = U_3 = 0.5$ та 1 В. Для розрахунку скористатися методом кута відсічки:

$$\cos \theta = \frac{U_{з0} - U_1}{U_3}, \quad I_{ст1} = I_{\max} \cdot \alpha_1(\theta) = S U_3 \cdot (1 - \cos \theta) \cdot \alpha_1(\theta),$$

де використані позначення приведені на рис. 4.15, S — крутість лінеаризованої характеристики.

Графік і таблиця коефіцієнтів першої гармоніки косинусоїдальних імпульсів (коефіцієнти Берга) наведені у Додатку А.

3. Для послідовного колювального контуру з резонансною частотою 150 кГц та індуктивністю 2 мГн розрахувати опір втрат за формулою

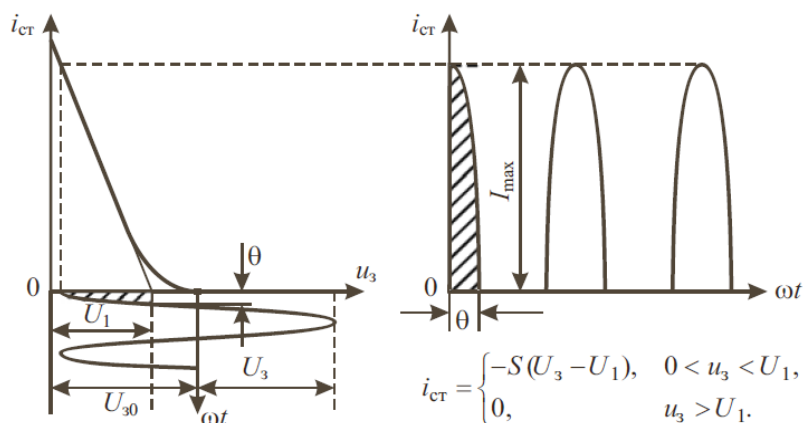


Рис.4.15. Метод відсічки

$$R = 35 - (-1)^N \cdot \text{ціла частина} \left(\frac{N}{2} \right) \text{ Ом},$$

де N — номер студента у списку групи.

Розрахувати еквівалентну добротність і ширину смуги пропускання.

4. Виконати кусково-лінійну апроксимацію ВАХ діода 1N4148 (Додаток Г).

5. Розрахувати і побудувати детекторну характеристику діодного детектора $I_0(U_{\text{в0}})$ для значення опору навантаження детектора $R = 1 \text{ кОм}$. Скористатися методом кута відсічки. Кут відсічки θ визначити за графіком залежності $\cos \theta = f(R/R_i) = f(SR)$ (Додаток Б), а значення коефіцієнтів Берга знайти у Додатку А.

6. Визначити вхідний опір діодного амплітудного детектора (рис. 4.10) для опору навантаження 1 кОм.

7. Визначити ємність навантаження детектора, яка забезпечує неспотворене детектування тонально-модульованого АМ-коливання при $f_0 = 150$ кГц та $F = 1$ кГц.

8. Приблизно побудувати часові діаграми детектованого тонального АМ-коливання і вихідної напруги детектора для випадків вибору ємності навантаження з умов:

$$\text{a) } RC \gg \frac{2\pi}{\Omega}; \text{ б) } RC = \frac{2\pi}{\Omega}; \text{ в) } C = 0.$$

4.5. Завдання комп'ютерного практикуму

4.5.1. Дослідження фізичних процесів, що відбуваються при амплітудній модуляції

1.1. Запустити програмне середовище MultiSim 12.0. У бібліотеці, у папці ***SPRT CP_LIB***, знайти і відкрити ***файл kp_21_1.ms12***.

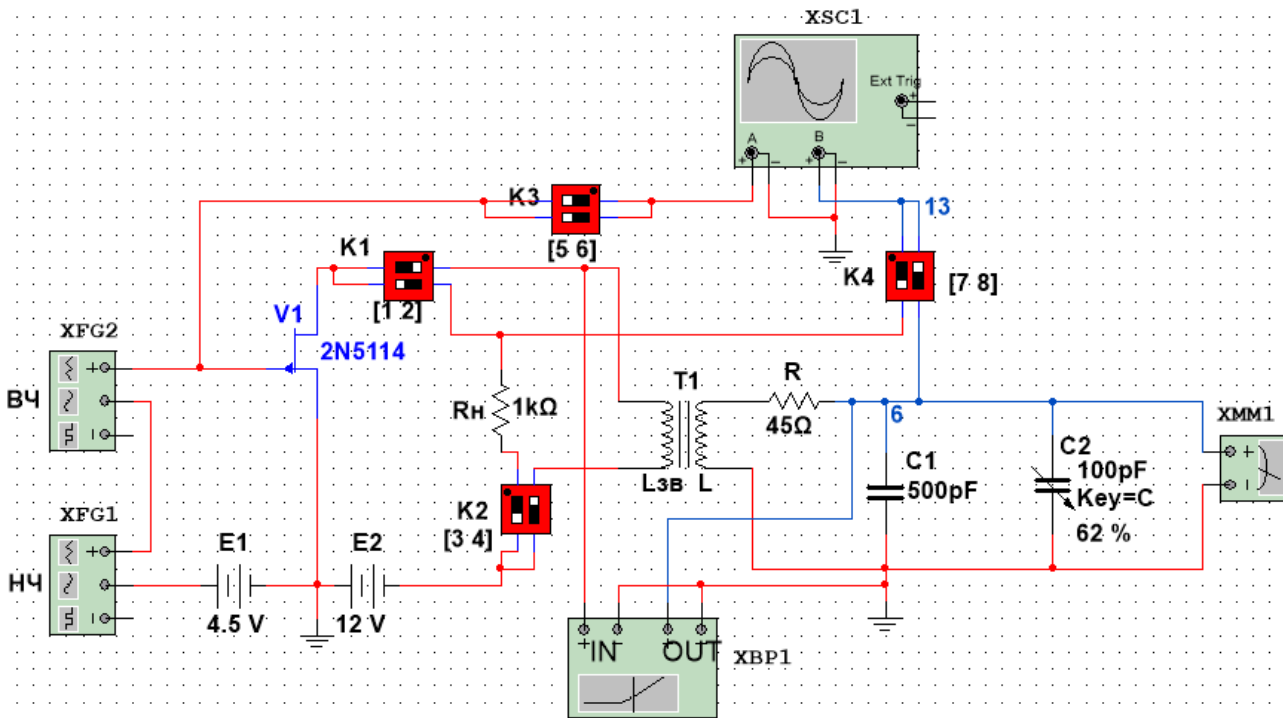


Рис. 4.16. Схема дослідження роботи амплітудного модулятора

4.5.1.1. Використані прилади

- 1) два функціональні генератори: XFG1 для отримання керувального сигналу та XFG2 для отримання носійного коливання;
- 2) двоканальний осцилограф - XSC1;
- 3) побудовник АЧХ і ФЧХ – ХВР1;
- 4) мультиметр ХММ1 для налаштування коливального контуру.

4.5.1.2. Інші елементи схеми

В схемі на Рис. 4.16 використано підсилювач на польовому транзисторі 2N5114 за схемою з загальним затвором. ВАХ транзистора наведено на Рис. 4.17.

В схемі на Рис. 4.16 присутні чотири кнопкові перемикачі К1 – К4, контактний рівень в яких позначено чорною точкою. Поряд з перемикачами на схемі в квадратних дужках наведені назви кнопок клавіатури, якими здійснюється перемикання (зліва – направо).

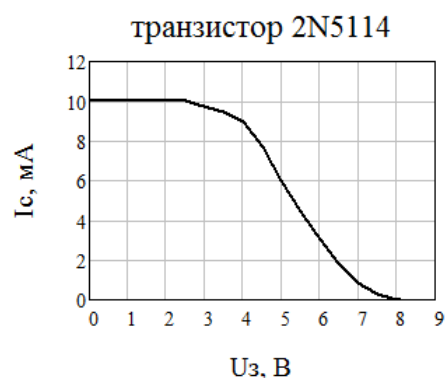


Рис. 4.17. ВАХ

Встановити значення опору R у відповідності з розрахунком у п.3 домашнього завдання.

4.5.1.3. Виконання моделювального завдання

1.2. Налаштувати коливальний контур на резонансну частоту $f_p = 150$ кГц.

Встановити перемикачі К1 – К4 в наведені положення:

К3

К4

К1

К2

За допомогою джерела постійної напруги Е1 встановити напругу постійного зміщення U_{30} , значення якої відповідає лінійній ділянці ВАХ транзистора

Напряжение (V): V

Встановити параметри функціональних генераторів XFG1 та XFG2:

XFG1

Параметры сигнала	
Частота	1 kHz
Длительность	50 %
Амплитуда	1 fVp
Смещение	0 V

XFG2

Параметры сигнала	
Частота	150 kHz
Длительность	50 %
Амплитуда	1 Vp
Смещение	0 V

Тут рівень амплітуди 1 fVp дорівнює 10^{-15} В.

Відкрити мультиметр ХММ1 та встановити в ньому режим вимірювання синусоїдальної напруги.

Активувати схему.

Змінюючи значення ємності С2 (натискаючи на клавіатурі «С» (латиниця) для збільшення або «Shift С» для зменшення), досягти максимальної напруги на контурі. Контроль напруги виконувати за показником мультиметра.

Зупинити активацію. Закрити мультиметр.

1.3. Визначити резонансну частоту контуру і значення $K_{pдБ}$.

Відкрити вимірювач частотних характеристик ХВР1 та встановити показані параметри. Натиснуті кнопки підсвічені.

Командою «Установить» встановити кількість розрахункових точок – 1000.

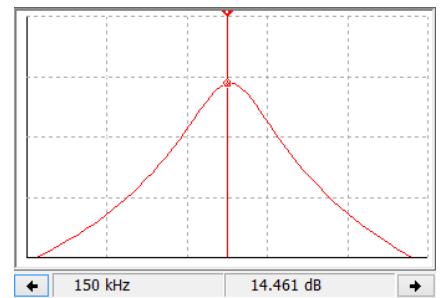
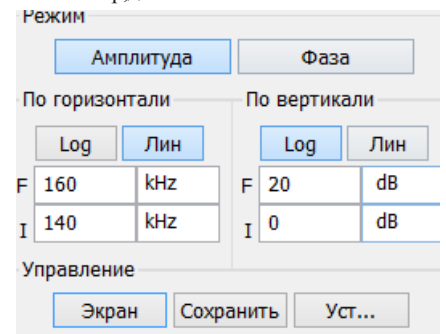
Активувати схему.

Захопивши лівою кнопкою миші вертикальний курсор вимірювача частотних характеристик, вивести його на максимум резонансної кривої.

Для більш точного налаштування зручно користуватися кнопками  та , які знаходяться під екраном вимірювача. Між ними можна прочитати значення частоти та коефіцієнта передачі в децибелах, які відповідають положенню курсора.

Зберегти значення частоти, яка відповідає максимальному значенню $K_{pдБ}$ та саме значення коефіцієнту передачі

$$F_p = \underline{150} \text{ кГц}, \quad K_{pдБ} = \underline{14.461} \text{ дБ}.$$



1.4. Визначити смугу пропускання та добротність коливального контуру ПВЧ.

За рівнем ($K_{pдБ} - 3$) дБ, користуючись вертикальним курсором вимірювача частотних характеристик, визначити граничні частоти смуги пропускання контуру:

$$f_B = \underline{151.925} \text{ кГц}, \quad f_H = \underline{148.261} \text{ кГц}$$

Розрахувати ширину смуги пропускання та добротність контуру ПВЧ.

$$\Pi = \underline{3.664} \text{ кГц}, \quad Q = \underline{40.94}.$$

Зупинити активацію.

Закрити вимірювач частотних характеристик ХВР1.

1.5. Зняти та побудувати статичні модуляційні характеристики (СМХ) схеми $U_{\text{вих}}(U_{30})$ при двох значеннях амплітуди носьйного коливання $U_{f0} = 0.5 \text{ В}$ і $U_{f0} = 1 \text{ В}$ (значення $U_{\text{вих}}$ пропорційні $I_{\text{ст1}}$).

Напругу зміщення U_{30} **змінювати у межах (1.5...8.5) В**.

Зміну значення напруги зміщення U_{30} виконувати, змінюючи напругу джерела Е1. Амплітуду вихідної напруги контролювати за осцилографом ХSC1, використовуючи вертикальні курсори.

Для кожного значення U_{30} виконати наступні дії:

- В джерелі Е1 встановити напругу, що дорівнює новому значенню U_{30} .
- Активувати схему.
- Коли форма сигналу в осцилографі стане стабільною, зупинити акивацію.
- За осцилографом, використовуючи вертикальні курсори, визначити амплітуду вихідної напруги $U_{\text{вих}}$.
- Дані U_{30} та $U_{\text{вих}}$ занести в Табл. 4.1.

Таблиця 4.1. Вихідна напруга $U_{\text{вих}}$, В

$U_{30} \text{ В}$	$U_{f0} = 0.5 \text{ В}$	$U_{f0} = 1 \text{ В}$	$U_{30} \text{ В}$	$U_{f0} = 0.5 \text{ В}$	$U_{f0} = 1 \text{ В}$
...	...	...	...	...	...

Порівняти отримані характеристики з розрахованими.

По закінченні вимірювагь, побудувати отримані статичні модуляційні характеристики.

Розрахувати максимально досяжний коефіцієнт неспотвореної модуляції першої гармоніки струму нелінійного елемента $m_{\text{max}} = \underline{\hspace{2cm}}$.

1.6. Зняти і побудувати амплітудну динамічну модуляційну характеристику модулятора $m(U_F)$.

За допомогою джерела Е1 встановити робочу точку на середині статичної модуляційної характеристики.

Напряжение (V):

 V

Встановити частоту керувального сигналу $F = 1$ кГц. Амплітуду керувального U_F сигналу змінювати у межах $(0.5 \dots U_{F\max})$ В.

Для початкового значення $U_F = 0.5$ В встановити такі параметри функціонального генератора XFG1.

$U_{F\max}$ визначається можливістю отримати вихідний сигнал, форма обвідної якого відповідає сигналу з тональною АМ.

Частоту і амплітуду носійного коливання підтримувати постійними ($f_0 = f_p = 150$ кГц, $U_{f0} = 1$ В).

Параметри функціонального генератора XFG2 будуть наступними:

Для кожного значення U_F виконати наступні дії:

- В функціональному генераторі XFG1 встановити нове значення напруги керувального сигналу U_F .
- Активувати схему.
- Коли форма сигналу в осцилографі стане стабільною, зупинити акивацію.
- За осцилографом, використовуючи вертикальні курсори, визначити максимальне $U_{\max}$ та мінімальне $U_{\min}$ значення амплітуди вихідної напруги.
- Розрахувати коефіцієнт (глибину) АМ за формулою $m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} \cdot 100\%$.
- Дані U_F , $U_{\max}$, $U_{\min}$ та m занести в Табл. 4.2.

Таблиця 4.2

U_F , В	$U_{\max}$, В	$U_{\min}$, В	m , %
...	...	...	...

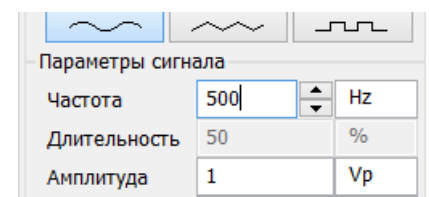
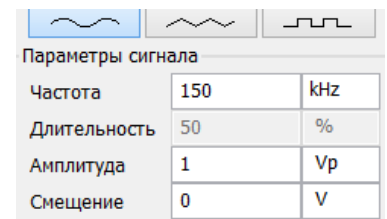
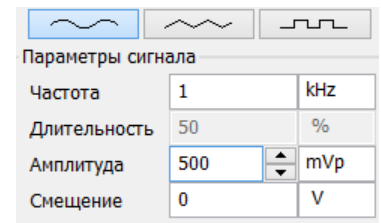
1.7. Зняти і побудувати частотну динамічну модуляційну характеристику модулятора $m(F)$.

Встановити амплітуду керувального сигналу $U_F = 1$ В. Частоту керувального сигналу F змінювати у межах $(0.5 \dots 10)$ В.

Для початкового значення $F = 0.5$ кГц встановити такі параметри функціонального генератора XFG1.

Для кожного значення F виконати наступні дії:

- В функціональному генераторі XFG1 встановити нове значення частоти



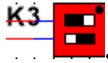
керувального сигналу F .

- Активувати схему.
- Коли форма сигналу в осцилографі стане стабільною, зупинити акивацію.
- За осцилографом, використовуючи вертикальні курсори, визначити максимальне $U_{\max}$ та мінімальне $U_{\min}$ значення амплітуди вихідної напруги.
- Розрахувати коефіцієнт (глибину) АМ за формулою $m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} \cdot 100\%$.
- Дані F , $U_{\max}$, $U_{\min}$ та m занести в Табл.4.3.

Таблиця 4.3

F , кГц	$U_{\max}$, В	$U_{\min}$, В	m , %
...	...	...	...

1.8. Отримати та зберегти у протоколі осцилограми напруг на вході і виході модулятора при частоті керувального колювання $F = 1$ кГц, частоті носіного колювання $f_0 = f_p = 150$ кГц, амплітудах носійного та керувального колювань $U_{f_0} = U_F = 1$ В.

Встановити перемикач К3 в положення .

Встановити параметри функціональних генераторів XFG1 та XFG2:

XFG1

Параметры сигнала		
Частота	1	kHz
Длительность	50	%
Амплитуда	1	Vp
Смещение	0	V

XFG2

Параметры сигнала		
Частота	150	kHz
Длительность	50	%
Амплитуда	1	Vp
Смещение	0	V

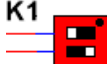
Активувати схему.

Коли форма сигналу в осцилографі стане стабільною, зупинити акивацію.

Червоним кольором зображено вхідний сигнал, синім – вихідний сигнал модулятора.

Спостерігати та зберегти у протоколі отриману осцилограму.

1.9. Отримати та зберегти у протоколі осцилограму струму стока $i_{ст}(t) = U_{Rн}(t)/R_{н}$ при тих же умовах, що і в п.6. Замінити резонансне навантаження модулятора резистором $R_{н} = 1$ кОм.

Перевести перемикачі К1, К2 та К4 у положення   .

4.5.2. Дослідження фізичних процесів, що відбуваються при амплітудному детектуванні

2.1. У бібліотеці, у папці **SPRT_CP_LIB**, знайти і відкрити **файл** **kp_21_2.ms12**.

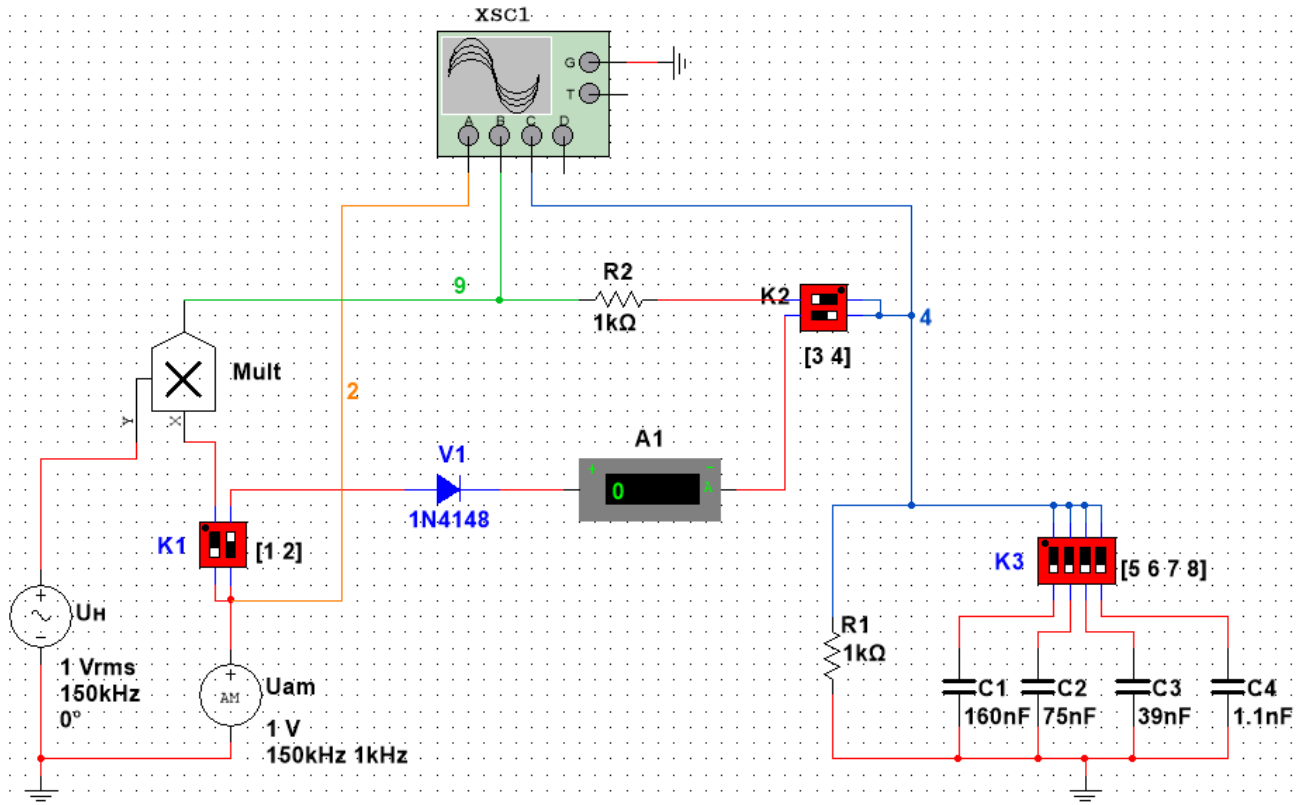


Рис. 4.19. Схема дослідження роботи амплітудних детекторів

4.5.2.1. Використані прилади

- 1) джерело гармонічних коливань U_n ;
- 2) джерело АМ коливань U_{am} ;
- 3) чотирьоканальний осцилограф - XSC1;
- 4) амперметр A1.

4.5.2.2. Інші елементи схеми

В схемі на Рис. 4.19 використано імпульсний малопотужний високочастотний діод 1N4148, ВАХ якого наведено на Рис. 4.20.

В схемі також присутні три кнопкові перемикачі K1 – K3, контактний рівень в яких позначено чорною точкою. Поряд з перемикачами на схемі в квадратних

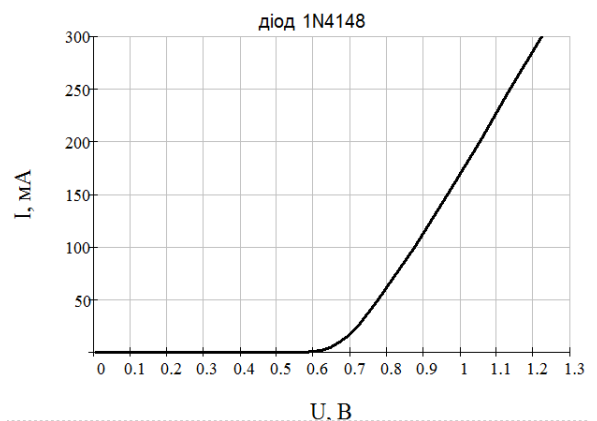


Рис. 4.20. ВАХ

дужках наведені назви кнопок клавіатури, якими здійснюється перемикання (зліва – направо).

4.5.2.3. Виконання моделювального завдання

2.2. Подавши на детектор ВЧ коливання ($f_0 = 150$ кГц) від генератора ВЧ, зняти і побудувати детекторну характеристику діодного детектора $I_0 = f(U_{ВХ})$.

Перемикачі К1 – К3 повинні бути в положеннях: К1  К2  К3 

При цьому сигнал на діодний детектор надходить з джерела $U_{ам}$ сигналу з тональною АМ. Навантаженням детектора є опір R_1 .

Струм I_0 в навантаженні детектора R_1 вимірювати амперметром постійного струму А1.

Зміна вхідної напруги $U_{ВХ} = (0.4 \dots 1.3)$ відповідає зміні амплітуди носійної напруги джерела $U_{ам}$ сигналу з тональною АМ (коефіцієнт модуляції при цьому дорівнює нулю).

Амплітуда несущей: V

Несущая частота: kHz

Коэффициент/индекс модуляции:

Частота модуляции: kHz

Для кожного значення вхідної напруги $U_{ВХ}$ виконати наступні дії:

- В джерелі $U_{ам}$ встановити чергове значення $U_{ВХ}$.
- Активувати схему
- Занести значення $U_{ВХ}$ та показник амперметра до табл.4.4.
- Зупинити активацію

Таблиця 4.4

$U_{ВХ}, В$	$I_0, мА$
...	...

Порівняти отриману залежність з розрахованою теоретично.

2.3. Визначити за детекторною характеристикою режим неспотвореного лінійного детектування (існує тільки амплітуда носійного коливання).

2.4. Для модульовальної частоти $F = 1$ кГц та двох значень коефіцієнту (глибини) АМ $m = 50\%$ і $m = 100\%$ отримати та зберегти в протоколі осцилограми напруг на вході і виході детектора при відікненій і ввімкненій ємності навантаження детектора C_2 для $m = 50\%$ або C_3 для $m = 100\%$. Носійна частота $f_0 = 150$ кГц. Дослідження виконати для трьох значень амплітуди носійного коливання $U_{f_0} = 0.55 В; 0.7 В; 0.85 В$ (для $m = 50\%$.) або $U_{f_0} = 0.4 В; 0.55 В; 0.65 В$

(для $m = 100\%$). Для усіх значень m і U_{f0} отримати АЧС та визначити коефіцієнт гармонік відновленого сигналу.

Встановити параметри джерела U_{am} сигналу з тональною АМ (тут $m = 0.5$, $U_{f0} = 0.5$ В).

Амплитуда несущей:	0.5	V
Несущая частота:	150	kHz
Коэффициент/индекс модуляции:	0.5	
Частота модуляции:	1	kHz

Для вмикання та вимикання ємності застосовується перемикач КЗ.

Для отримання АЧС вихідного сигналу детектора потрібно у вікні *Анализ Фурье*,

- у вкладці *Анализируемые параметры* встановити *Частота дискретизации* 1000 Гц та *Количество гармоник* 20, результати надати у вигляді графіка та таблиці;

Параметры	
Частота дискретизации (основная):	1000 Hz
Количество гармоник:	20
Результаты	
☐ Отображать фазу	Экран График и таблица
☒ Отображать в виде гистограммы	Шкала амплитуды Линейная

- у вкладці *Переменные* у переліку *Переменные для анализа* повинна бути лише напруга $v(4)$.

Переменные для анализа
Все переменные
v(4)

У вікні «Просмотр графиков» коефіцієнт гармонік знаходиться в четвертому рядку таблиці

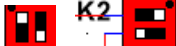
4	THD:	30.1532 %
---	------	-----------

2.5. Використовуючи ємність навантаження детектора, яка визначена із умови $RC \approx \frac{1}{2\pi F}$, отримати осцилограми вихідного сигналу детектора та визначити коефіцієнт гармонік для вхідного сигналу з параметрами, використаними в п.2.4.

Вказаній умові відповідає ємність C_1 .

2.6. Для двох значень коефіцієнту (глибини) АМ $m = 50\%$ і $m = 100\%$, отримати та зберегти в протоколі осцилограми напруг на вході і виході синхронного детектора при ввімкненій ємності C_2 у ФНЧ навантаження

детектора. В джерелі сигналу з тональною АМ задати амплітуду носійного коливання 1 В. Визначити коефіцієнт гармонік.

Перемикачі K1 і K2 перевести в положення .

4.6. Використана література

- | | |
|----------------------------------|-------------------------|
| [1] т.3, с.285–377; | [4] с.321–323, 300–311; |
| [5] с.479–482, 638–643, 646–652; | [6] с.340–347; |
| [9] с.32–39; | [10] с.73–81, 90–106; |
| [11] с.113–132, 134–147. | |

4.7. Контрольні питання

1. Що таке амплітудно-модульовані коливання?
2. Чим характеризується частотний спектр АМ-коливань?
3. У чому полягає принцип роботи транзисторного модулятора з подачею керуючого сигналу у вхідне коло?
4. Що таке статична і динамічна модуляційні характеристики?
5. Чим слід керуватися при виборі робочої точки на характеристиці нелінійного елемента модулятора?
6. Як працює і які властивості має балансний модулятор?
7. Як працює і які властивості має кільцевий модулятор?
8. Чим відрізняються частотні спектри на виході звичайного, балансного і кільцевого модуляторів?
9. Із яких міркувань вибирається добротність коливального контуру модулятора?
10. Чим обмежується максимально допустиме значення коефіцієнту глибини амплітудної модуляції в конкретній схемі модулятора?
11. Що представляють собою лінійні і квадратичні амплітудні детектори?
12. Нарисуйте схему діодного амплітудного детектора. Як вибирають і яку роль грають параметри елементів схеми?
13. Чим визначається значення вхідного опору детектора?
14. Що представляє собою детекторна характеристика?
15. Нарисуйте схему транзисторного амплітудного детектора. Як працює схема? Як обирають параметри елементів схеми?
16. Який тип детектора слід застосовувати при детектуванні АМ-коливань у випадку передачі мови або музики, у випадках детектування биття і однополосного радіосигналу?

Комп'ютерний практикум 5. ДОСЛІДЖЕННЯ LC АВТОКОЛИВАЛЬНИХ СИСТЕМ ІЗ ЗОВНІШНІМ ЗВОРОТНІМ ЗВ'ЯЗКОМ

5.1. Мета та завдання практикуму

Мета — дослідження виконання умов самозбудження в схемах LC-автогенераторів із зовнішнім трансформаторним зворотнім зв'язком, які побудовано на інвертуючому підсилювачі, «м'якого» та «жорсткого» режимів самозбудження, автогенераторів на індуктивній триточці.

Комп'ютерний практикум ставить наступні завдання:

- систематизація і розширення теоретичних і практичних знань щодо LC-автогенераторів з трансформаторним зворотнім зв'язком та триточкових автогенераторів;
- набуття досвіду математичного моделювання в програмному середовищі Mathcad для аналізу сигналів та процесів;
- оволодіння навичками схемного моделювання в програмованому емуляторі схем Multisim;
- придбання навичок вибору режимів і параметрів елементів досліджуваних кіл.

5.2. Основні теоретичні відомості

5.2.1. Загальні відомості

1. Коливання, які самостійно виникають за відсутності зовнішнього впливу, називають **автоколиваннями**, а пристрої та системи, в яких вони виникають, — **автоколивальними**. До таких пристроїв належать генератори різних видів та форм коливань, які часто називають **автогенераторами**.

Об'єктом дослідження є автономні генератори, які перетворюють енергію сталих напруги або струму в енергію гармонічних коливань. Спрощену схему автогенератора із зовнішнім зворотним зв'язком, який містить резонансний підсилювач та пасивне лінійне коло зовнішнього зворотного зв'язку, наведено на Рис. 5.1.

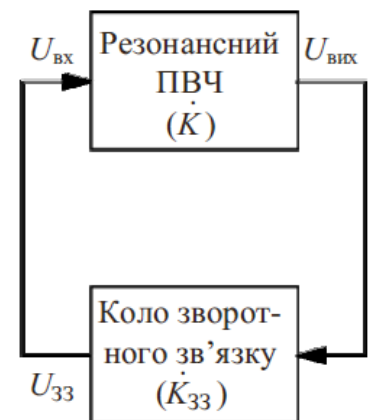


Рис. 5.1. Узагальнена схема LC автогенераторів із зовнішнім зворотнім зв'язком

Якісно процеси, які відбуваються в схемі, можна пояснити наступним чином. Внаслідок флуктуацій, що завжди виникають в елементах реальної схеми, напруга на вході $U_{\text{вх}}$ резонансного підсилювача викликає на його виході напругу $U_{\text{вих}}$, яка матиме максимальну складову на резонансній частоті f_0 контуру підсилювача

$$U_{\text{вих}} = I_{\text{вих1}} \cdot R_{e0} = I_{\text{вих1}} \cdot Q\rho,$$

де R_{e0} – еквівалентний опір контуру при f_0 .

Напруга $U_{\text{вих}}$ через коло зворотного зв'язку передається на вхід підсилювача. Якщо складова $U_{\text{вих}}$ на частоті f_0 буде у фазі з $U_{\text{вх}}$ на цій частоті, то $U_{\text{вх}}$ надалі збільшуватиметься і, як наслідок, зростатиме $U_{\text{вих}}$. Тобто, амплітуда коливань зростатиме, якщо підсилювач віддає у коливальний контур енергію, більшу за ту, що витрачається у пасивних елементах генератора за той же час. Це і є механізм самозбудження коливань частоти f_r , що наближена до f_0 , тобто, умова самозбудження має вигляд

$$K(j\omega, U_{\text{вх}m})K_{33}(j\omega) > 1 \cdot e^{j2\pi n}, \quad n = \overline{0, N}. \quad (5.1)$$

На початку самозбудження амплітуди коливань є малими і підсилювач можна розглядати як лінійний.

2. Коливальний контур без втрат, який містить котушку індуктивності, конденсатор та джерело постійного струму може слугувати найпростішим прикладом автоколивательної системи. У реальному контурі завжди мають місце втрати через активний опір котушки індуктивності і конденсатора, внаслідок чого електромагнітні коливання в ньому будуть згасаючими (рис. 5.2).

Для підтримки незгасаючих коливань на виході схеми втрати в коливальному контурі необхідно компенсувати, причому ця компенсація повинна відбуватися безперервно. Для цього необхідно та достатньо виконати дві умови:

1. Необхідно знати величину втрат;
2. В які моменти часу їх відповлювати.

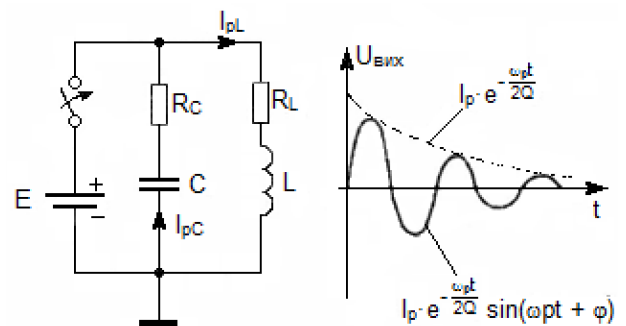


Рис. 5.2 Сигнал на виході коливального контуру

3. Найважливішим моментом у вивченні процесу самозбудження автогенератора із зовнішнім ЗЗ є розуміння умов самозбудження генератора і умов стаціонарності його роботи.

В стаціонарному режимі виконуються умови балансу амплітуд і балансу фаз, які можуть бути відповідно представлені наступними виразами:

$$K(\omega) \cdot K_{33}(\omega) = 1, \quad \varphi(\omega) + \varphi_{33}(\omega) = n \cdot 2\pi,$$

де n — будь-яке ціле число, включаючи нуль.

Ці умови отримуються із загальної умови стаціонарності

$$\dot{K}(\omega) \cdot \dot{K}_{33}(\omega) = 1,$$

де співмножники — комплексні коефіцієнти передачі підсилювача високої частоти і кола ЗЗ.

Одна із умов стаціонарності (баланс фаз) є одночасно і необхідною умовою самозбудження автогенератора.

Друга умова стаціонарності (баланс амплітуд) при самозбудженні не виконується.

Генератор самозбудиться лише в тому випадку, якщо в момент його включення добуток

$$K(\omega) \cdot K_{33}(\omega) > 1.$$

Слід звернути увагу на те, що тільки при виконанні цієї нерівності енергія, що надходить в контур, перевищує енергію втрат в контурі, що призводить до зростання амплітуди автоколивань. Зростання амплітуди, у свою чергу, призводить до зменшення коефіцієнту передачі підсилювача $K(\omega)$. При деякій амплітуді нерівність перетворюється в рівність, — має місце стаціонарний режим.

В схемі LC автогенератора з трансформаторним ЗЗ умова балансу фаз виконується відповідним включенням кінців котушки зворотного зв'язку, а умова $K(\omega) \cdot K_{33}(\omega) > 1$ — підбором величини зв'язку між контуром генератора і котушкою зворотного зв'язку.

Виконання умови балансу фаз дозволяє знайти частоту автоколивань, а виконання умови балансу амплітуд — стаціонарну амплітуду цих коливань.

4. У зв'язку з тим, що розглядати роботу автогенератора зручно за допомогою квазілінійного методу аналізу, слід розібратися в його суті — складання лінійних за формою рівнянь схеми, що розглядається, коефіцієнтами яких є середні параметри кола, що враховують її реальну нелінійність.

Ці середні параметри є незмінними для даної амплітуди коливань в колі. Найчастіше в якості такого середнього параметра кола використовується середня крутість нелінійної ВАХ активного елемента схеми.

При збільшенні амплітуди коливань починає відчуватися вплив нелінійності підсилювача. Реакція нелінійного кола на синусоїдальну дію завжди несинусоїдальна, тобто, спектр реакції є сумою гармонік частоти вхідного

коливання. Амплітуди і фази цих гармонік залежать від виду та ступеня нелінійності елементів кола.

Суттєвою особливістю нелінійного резонансного підсилювача, що застосований у автогенераторі, є його навантаження у вигляді високодобротного коливального контуру, напруга на якому завжди синусоїдальна, незалежно від форми струму у контурі (за умови, що співпадають частота дії і резонансна частота контуру навантаження). Такий «фільтрувальний» вплив навантаження дозволяє застосувати «квазілінійний» метод аналізу, коли нелінійний підсилювач вважається лінійним (тобто таким, що не змінює форму коливання), але з коефіцієнтом підсилення, який залежить від амплітуди вхідного коливання.

Основною характеристикою нелінійного підсилювача у «квазілінійному» наближенні є його **коливальна характеристика**

$$I_{1m} = f(U_{вх\ m}),$$

залежність амплітуди першої гармоніки струму навантаження від амплітуди вхідної синусоїдальної дії.

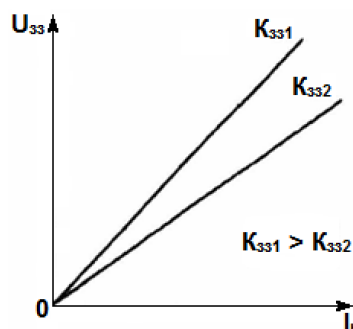
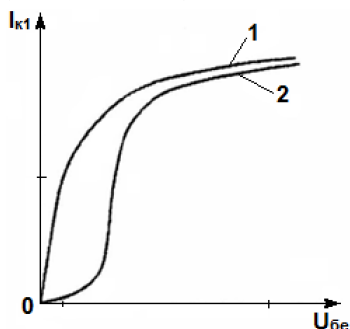
Форма коливальної характеристики залежить від форми ВАХ підсилювального елемента і вибору положення робочої точки на ВАХ.

5.2.2. Режими самозбудження автогенераторів

5. Для детального аналізу режимів роботи АГ' можна скористуватися графічним методом з застосуванням *коливальної характеристики* і *лінії зворотного зв'язку*.

Коливальна характеристика – це залежність амплітуди першої гармоніки вихідного струму підсилювального елемента (ПЕ) від амплітуди сигналу керуючого електрода, наприклад, $I_{c1} = f(U_{з0})$. Вид коливальної характеристики (рис.5.3) залежить від положення робочої точки на наскрізній навантажувальній характеристиці транзистора (крива 1 відповідає м'якому режиму, крива 2 – жорсткому режиму самозбудження).

Лінія зворотного зв'язку – це залежність напруги зворотного зв'язку від струму у вихідному колі $U_{зз} = f(I_{c1})$ (рис.5.4).



Для графічного аналізу поєднаємо осі коливальної характеристики та прямої зворотного зв'язку. Розглянемо два окремих випадка: *м'який* та *жорсткий* режим самозбудження.

М'який режим самозбудження. В цьому режимі робоча точка ПЕ знаходиться на лінійній ділянці прохідної ВАХ. Розглянемо, як будуть виникати автоколивання в цьому режимі (рис. 5.5).

До включення живлення автоколивальна система знаходиться в точці 0. Після включення живлення у вибіркового кола (ВК) стокового струму відбудеться стрибок струму I_{c1} . Позаяк пряма 33 знаходиться нижче коливальної характеристики, енергія втрат в ВК менша за енергію компенсації і струм I_{c1} виведе через коло 33 напругу U_{331} . В свою чергу, напруга U_{331} створить струм I_{c2} і т.д., доки система не вийде в точку А, яка є точкою рівноваги всієї автоколивальної системи.

В точці А виконується умова балансу амплітуд. Видно, що в *м'якому режимі самозбудження* амплітуда вихідного сигналу плавно зростає до деякого стаціонарного значення, що відповідає точці А. При будь-якому зовнішньому збуренні, наприклад, зміні струму, яке виведе систему з цієї точки, вона повернеться назад у стан рівноваги.

Жорсткий режим самозбудження. В цьому режимі робоча точка ПЕ знаходиться на нелінійній ділянці характеристики.

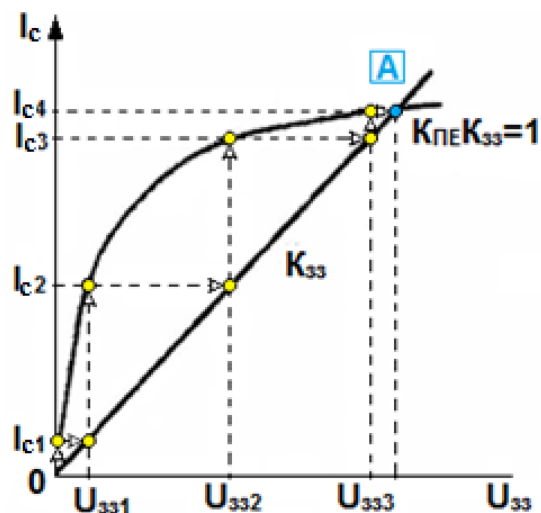


Рис. 5.5 М'який режим самозбудження автогенератора

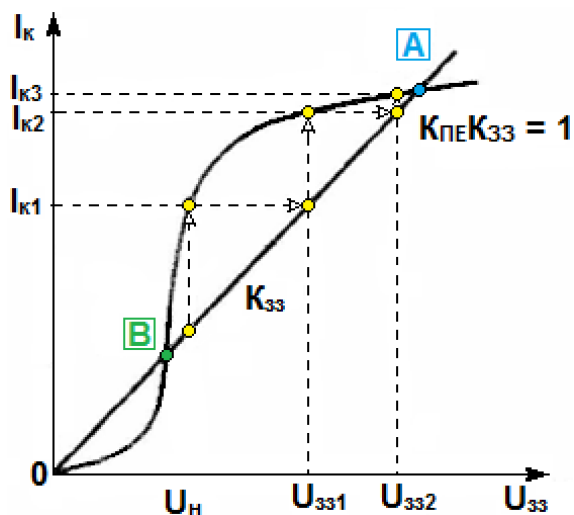


Рис. 5.6. Жорсткий режим самозбудження

Розглянемо, як будуть виникати автогенерація автоколивання в цьому режимі (рис. 5.6).

На графіку рис. 5.6 можна виділити дві характерні області: перша – до точки В, коли коливальна характеристика має вгнутий характер, і, друга – до точки А, коли коливальна характеристика має опуклий характер, як і в м'якому режимі самозбудження. Якщо автоколивальна система після включення живлення і при незначному стрибку струму знаходиться у першій області, нижче точки В, тоді коливання зростати не будуть, оскільки пряма 33 вища за коливальну характеристику, а енергія втрат у ВК більша за енергію компенсації. В точці В умова балансу амплігуд не виконується, і її називають точкою *квазістійкого стану*, оскільки будь-яке відхилення системи від цієї точки може викликати «зрив» коливань.

Для переходу системи у другу область напруга зворотного зв'язку повинна перевищувати початкову напругу $U_{33} > U_n$ (рис.5.6). Амплітуда сигналу на виході в цьому випадку різко збільшиться, звідси і назва «жорсткий режим самозбудження». У другій області автоколіальна система веде себе так само, як і у м'якому режимі самозбудження.

Переваги та недоліки м'якого режиму самозбудження:

- простота технічної реалізації, не потрібно мати коло керування та джерело напруги запуску;
- малі спотворення вихідного сигналу (режим А);
- низький ККД через постійне споживання енергії від джерела живлення.

Переваги та недоліки жорсткого режиму самозбудження:

- складність технічної реалізації, потрібно мати кола керування та джерело напруги запуску;
- великі спотворення вихідного сигналу (режим В);
- високий ККД через мале споживання енергії від джерела живлення.

Необхідно враховувати, що для забезпечення запуску автогенератора в «м'якому» і його роботи у «жорсткому» режимах використовуються автоматичне зміщення у схемах генераторів. Слід вивчити схеми і принцип роботи схем автоматичного зміщення, вибір параметрів елементів схеми автоматичного зміщення, а також небажане явище переривчастої генерації, що виникає при занадто великій постійній часу схем автозміщення.

6. Поширеним параметром коливальної характеристики є середня крутість

$$S_{\text{сеп}}(U_{\text{вх м}}) = I_{1\text{м}}(U_{\text{вх м}}) / U_{\text{вх м}}.$$

Відповідно, резонансний коефіцієнт підсилення напруги нелінійного підсилювача

$$K_p = R_{E0} \cdot S_{cp}(U_{вх\ m})$$

також є залежним від амплітуди вхідної дії.

Необхідно чітко уявляти собі, що таке середня крутість і як вона змінюється в залежності від амплітуди діючих в колі коливань при різних положеннях робочої точки на нелінійній характеристиці.

Необхідно вміти пояснити «м'який» і «жорсткий» режими самозбудження за допомогою кривих середньої крутості і прямої зворотного зв'язку, а також вміти знайти в цих режимах значення стаціонарної амплітуди коливань. При розгляді сімейства кривих середньої крутості, яке отримано для різних положень робочої точки на нелінійній ВАХ, необхідно вміти пояснити роботу кола автоматичного зміщення і режим переривчастої генерації.

7. В даному комп'ютерному практикумі 1) за допомогою математичного моделювання в MathCad досліджуються два типи LC автогенераторів із зовнішнім ЗЗ — генератор з трансформаторним зворотнім зв'язком та двухконтурний генератор; 2) в спеціалізованому середовищі MultiSim досліджується автогенератор з індуктивною триточкою.

8. Слід звернути увагу на те, яким чином навантаження автогенератора підключається до коливального контуру. У випадку резонансного характеру навантаження при її сильному зв'язку з контуром генератора з'являється **явище затягування частоти** — частота автоколивань змінюється при перестроюванні контуру, який є навантаженням генератора. Необхідно знати причини зміни частоти автоколивань, яка може мати як плавний так і стрибкоподібний характер, а також вміти пояснити залежність частоти генеруємих коливань від налаштування контуру – навантаження, що має вигляд петлі.

5.2.3. Триточкові схеми автогенераторів

9. Замість трансформаторного ЗЗ в АГ може використовуватися автотрансформаторний ЗЗ. Коливальною системою таких генераторів є складні паралельні контури II і III виду. Такі схеми називають *триточкові схеми автогенераторів* через те, що реактивні елементи вибіркового кола підключаються до трьох точок нелінійного елемента.

Узагальнену триточкову схему автогенератора за

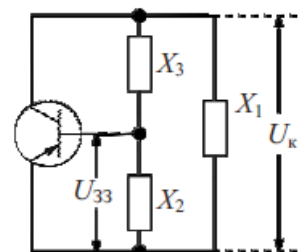


Рис. 5.7.
Трьохточковий LC автогенератор

змінним струмом наведено на рис. 5.7, ВК включає в себе реактивні елементи X_1, X_2, X_3 , які підключаються до трьох електродів транзистора.

Коефіцієнт зворотного зв'язку в таких схемах визначається співвідношенням опорів X_2 та X_1 , оскільки $K_{33} = \frac{U_{33}}{U_k} = \frac{X_2}{X_1}$.

Виходячи з умов резонансу ВК, сума опорів коливального контуру повинна біти рівною нулю $X_2 + X_1 + X_3 = 0$. Звідси отримуємо умову самозбудження $X_2 + X_1 = -X_3$.

Характер опору X_2 , з якого знімають напругу 33, повинен бути таким самим, як X_1 , що видно з отриманого виразу. Тільки у цьому випадку буде виконуватися умова балансу фаз. Звідси впливають два типи побудови триточкових схем автогенераторів:

- *індуктивний триточковий автогенератор*, якщо характер опорів X_2 та X_1 індуктивний, а X_3 ємнісний;
- *ємнісний триточковий автогенератор*, якщо характер опорів X_2 та X_1 ємнісний, а X_3 індуктивний.

Свої назви індуктивна та ємнісна триточкові схеми отримують в залежності від того, з якого елемента знімають сигнал 33, з індуктивності або з ємності.

Індуктивну триточкову схему автогенератора називають також *індуктивною триточкою* або генератором Хартлі.

Отримаємо вирази, що описують залежність K_{33} від параметрів частотно-вибіркового кола L_1, L_2 . Оскільки коефіцієнт зворотного зв'язку

$$K_{33} = \frac{1}{K_{\text{ПЕ}}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВІХ}}} = \frac{I_k \cdot j\omega L_1}{I_k \cdot j\omega L_2} = \frac{L_1}{L_2},$$

а загальна індуктивність коливального контуру $L_k = L_1 + L_2$, значить можна записати систему з двох рівнянь:

$$\begin{cases} K_{33} = \frac{1}{K_{\text{ПЕ}}} = \frac{L_1}{L_2}, \\ L_k = L_1 + L_2. \end{cases} \quad (5.2)$$

Для початку перетворимо систему рівнянь (5.2):

$$\begin{cases} L_1 = K_{33} \cdot L_2, \\ L_2 = L_k - L_1. \end{cases} \quad (5.3)$$

Якщо підставити одне рівняння системи (5.3) в інше, отримаємо

$$L_2 = \frac{L_k}{1 + K_{33}}.$$

Підставимо знайдений вираз в систему (2.3) для визначення L_1

$$L_1 = L_k \cdot \frac{K_{33}}{1 + K_{33}}.$$

Умови самозбудження для підтримки на виході сигналу з постійною амплітудою і частотою:

$$\text{Умова балансу амплітуд.. } K_{\text{ПЕ}} \cdot K_{33} = K_{\text{ПЕ}} \cdot \frac{L_1}{L_2} = 1.$$

Таким чином, умова балансу амплітуд забезпечується вибором номіналів котушок індуктивності L_1 та L_2 .

Умова балансу фаз $\varphi_{\text{ПЕ}} + \varphi_{33} = 2\pi n$, де n – ціле число.

Баланс фаз тут забезпечується автоматично, оскільки напруги сигналів з котушок L_1 та L_2 протифазні при відповідному включенні обмоток.

Частоту генерації в таких схемах можна визначити за формулою:

$$F_{\text{ген}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C_1}}.$$

10. Необхідно розуміти, що подібні автогенератори достатньо складні і тому на практиці зазвичай використовують двухконтурні генератори, в яких контури підключені замість елементів X_1 і X_2 , а елементом X_3 є ємність (часто це міжелектродна ємність транзистора).

Важливо розібратися в перевагах такого автогенератора — існує можливість розділення функцій його контурів. Один з них X_2 — вхідний, який визначає частоту автоколивань, а другий X_1 — визначає режим роботи генератора і використовується для підключення навантаження. Зміни в останньому мало впливають на частоту автоколивань. Слід зрозуміти фізичні причини цього явища і вміти їх пояснити.

5.3 Математичне моделювання

Приклад 1. Визначити умови збудження автоколивань в LC-автогенераторі на інвертуючому підсилювачі з трансформаторним зв'язком 33 (рис.5.8),

Тут вторинну котушку L_2 **включено зустрічно**. Напруга 33 утворюється струмом, що наводиться у ній.

При аналізі автогенератора на рис.5.8 прийнято наступні виправдані

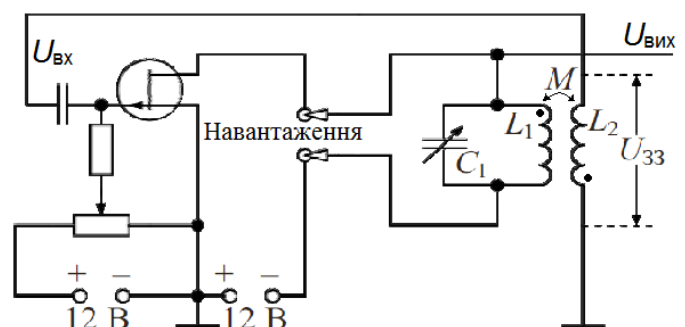


Рис.5.8. LC автогенератор з трансформаторним зворотним зв'язком

практикою припущення:

1) опір втрат R коливального контуру зосереджено в його індуктивній гілці. Оскільки контур є добротним, $R \ll \omega L_1$.

2) впливом індуктивності L_2 на реактивний опір коливального контуру можна знехтувати, тобто вважати, що внесений з неї в коливательний контур опір

$$\dot{Z}_{\text{вн}21} = \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2} = -j\omega L_1 k_{\text{зв}} \approx 0,$$

де $k_{\text{зв}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ – коефіцієнт зв'язку.

Таким чином, можна вважати, що стоковим навантаженням є власний опір паралельного контуру

$$\dot{Z}_{\text{BX} \parallel \text{KK}} = \frac{R_{\text{екв}}}{1 + j\xi},$$

де $R_{\text{екв}} = Q\rho = \rho^2/R = L_1/RC_1$; $\xi = 2Q(\omega - \omega_p)/\omega_p$ – узагальнена розстройка, а Q – добротність коливального контуру, $\omega_p = 2\pi f_p$, f_p – резонансна частота.

Коефіцієнт підсилення резонансного каскаду на польовому транзисторі із загальним витоком:

$$K(j\omega) = \frac{U_H(j\omega)}{U_{\text{BX}}(j\omega)} = \frac{I_C(j\omega) \cdot \dot{Z}_{\text{BX} \parallel \text{KK}}}{U_{\text{BX}}(j\omega)} = \frac{U_{\text{BX}}(j\omega) \cdot S_d \cdot \dot{Z}_{\text{BX} \parallel \text{KK}}}{U_{\text{BX}}(j\omega)},$$

$$K(j\omega) = \frac{S_d \cdot R_{\text{екв}}}{(1 + j\xi)}. \quad (5.4)$$

Тут S_d – *диференційна крутість в робочій точці динамічної прохідної ВАХ* транзистора, яка для транзистора 2N5114, що викоистано в схемі, має **від'ємне значення**; $U_H(j\omega)$ – напруга навантаження підсилювача (напруга на вході коливального контуру), $U_{\text{BX}}(j\omega) = U_{\text{зз}}(j\omega)$ – вхідна напруга підсилювача (напруга зворотного зв'язку).

Коефіцієнт зворотного зв'язку:

$$\beta(j\omega) = \frac{U_{\text{зз}}(j\omega)}{U_H(j\omega)} = \frac{U_{\text{BX}}(j\omega)}{U_H(j\omega)}.$$

Напруга зворотного зв'язку (з урахуванням припущення 2 та зустрічного включення котушок)

$$U_{\text{зз}}(j\omega) = -j\omega M \cdot I_{L_1}(j\omega) = -j\omega k_{\text{зв}} \cdot I_{L_1}(j\omega) \cdot \sqrt{L_1 L_2}.$$

Струм в гілці контуру з індуктивністю L_1 (з урахуванням припущення 1)

$$I_{L_1}(j\omega) = \frac{U_H(j\omega)}{R + j\omega L_1} \approx \frac{U_H(j\omega)}{j\omega L_1}.$$

Тоді

$$U_{33}(j\omega) \approx -\frac{j\omega M}{j\omega L_1} \cdot U_H(j\omega) = -\frac{M}{L_1} \cdot U_H(j\omega) = -U_H(j\omega) \cdot k_{3B} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}.$$

$$\beta(j\omega) \approx -\frac{M}{L_1} = -k_{3B} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}. \quad (5.5)$$

Умова збудження в комплексній формі

$$K(j\omega) \cdot \beta(j\omega) \geq 1. \quad (5.6)$$

Підставляючи сюди вирази для коефіцієнту підсилення та коефіцієнту зворотного зв'язку, отримаємо

$$-\frac{S_d \cdot R_{\text{екв}}}{(1 + j\xi)} \cdot \frac{M}{L_1} \geq 1 \quad \text{або} \quad -\frac{S_d \cdot R_{\text{екв}} \cdot k_{3B}}{\sqrt{1 + \xi^2}} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot e^{-j \arctg \xi} \geq 1.. \quad (5.7)$$

Умова балансу фаз з урахуванням від'ємності S_d

$$\varphi_K(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = -\arctg \xi = 0, 2\pi, 4\pi, \dots \quad (5.8)$$

Умова балансу фаз (5.8) буде виконуватися, коли $\xi = 0$. Це означає, що

$$\text{збудження коливань можливе лише на частоті } \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}.$$

Умова балансу амплітуд (з урахуванням $\xi = 0$):

$$|K(j\omega)| \cdot |\beta(j\omega)| \geq 1. \quad (5.9)$$

Звідси отримуємо

$$\frac{|S_d| \cdot R_{\text{екв}} \cdot M}{L_1} \geq 1 \quad \text{або} \quad |S_d| \cdot R_{\text{екв}} \cdot k_{3B} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \geq 1. \quad (5.10)$$

Підставляючи в (5.10) вираз $R_{\text{екв}} = L_1 / RC_1$, остаточно маємо

$$\frac{|S_d| \cdot M}{RC_1} \geq 1 \quad \text{або} \quad \frac{|S_d| \cdot k_{3B}}{RC_1} \cdot \sqrt{L_1 L_2} \geq 1. \quad (2.11)$$

Таким чином,

$$\text{критичне значення взаємної індуктивності } M_{\text{кр}} = \frac{RC_1}{|S_d|}, \quad (5.12, \text{a})$$

$$\text{критичне значення коефіцієнт зв'язку } k_{3B \text{ кр}} = \frac{RC_1}{|S_d| \cdot \sqrt{L_1 L_2}}. \quad (5.12, \text{б})$$

Зміна положення робочої точки нелінійного елемента призводить до зміни значення крутості S_d і, відповідно, до зміни значень $M_{\text{кр}}$ та $k_{3B \text{ кр}}$.

Приклад 2.

2.1. Визначити за ВАХ польового транзистора 2N5114 (рис.5.9) величини постійного зміщення на затворі U_{30} для «м'якого» і «жорсткого» режимів самозбудження автогенератора.

У «м'якому» режимі робоча точка (постійне зміщення на затворі U_{30}) відповідає, зазвичай, середині лінійної ділянки ВАХ. Візьмемо $U_{30} = 5.3 \text{ В}$ (точка А на рис.2.9).

У «жорсткому» режимі робочу точку зміщають на нелінійну ділянку у бік відсічки. Візьмемо $U_{30} = 7.5 \text{ В}$ (точка В на рис.2.9).

2.2. Побудувати графіки залежності вихідної напруги $U_{\text{вих}}(k_{3\text{В}})$ від величини зв'язку для «м'якого» і «жорсткого» режимів самозбудження, змінюючи зв'язок від $M_{\text{мін}}$ до $M_{\text{макс}}$, а потім від $M_{\text{макс}}$ до $M_{\text{мін}}$.

Вихідна напруга автогенератора залежить від амплітуди першої гармоніки стокового струму I_{C1} .

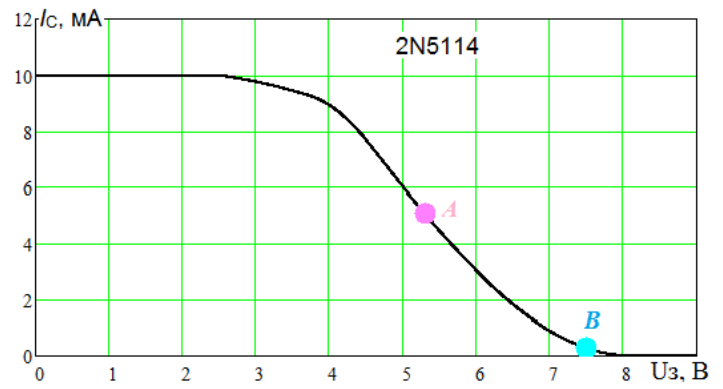


Рис.5.9. Прохідна ВАХ транзистора 2N5114

Програмування в MathCad

```

Uz := ( 0
        2.5
        2.75
        3
        3.25
        3.5
        4
        4.5
        5
        5.5
        6
        6.5
        7
        7.5
        8
        8.1 )
Ic := ( 10
        10
        9.895
        9.77
        9.624
        9.448
        8.936
        7.693
        6.029
        4.457
        3.032
        1.821
        0.881
        0.265
        0.00533
        0 )

Ust := 2.5    Uend := 8.1    Ist := 10    Iend := 0

робоча точка у      робоча точка у
м'якому режимі      жорсткому режимі

Um := 5.3    B      Uz := 7.5    B

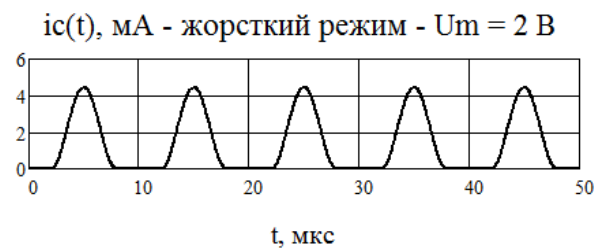
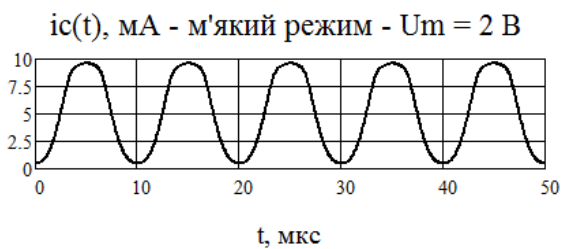
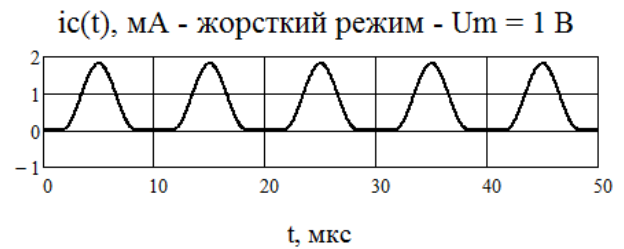
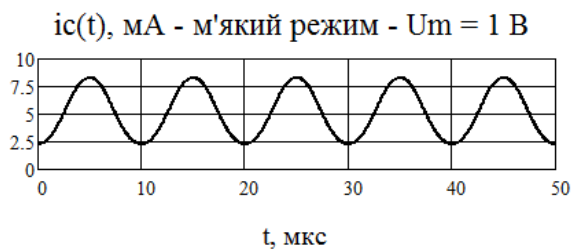
vs := | G ← cspline(Uz, Ic)
      | return G

Iss(x) := | Ist if x < Ust
           | Iend if x > Uend
           | interp(vs, Uz, Ic, x) otherwise

fp := 0.100 МГц      T := 1/fp = 10 МКС      ω := 2·π·fp

ict(t, Uz0, Um) := Iss(Uz0 + Um·cos(ω·t))

```

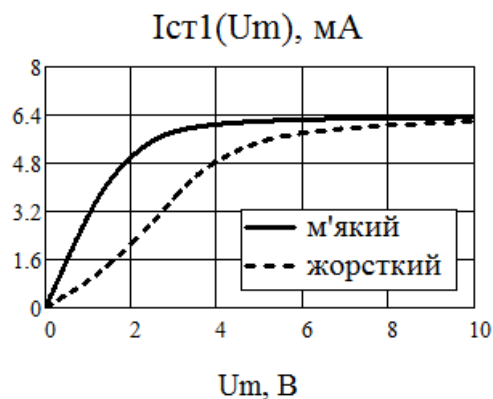


Тут видно, як змінюється форма вихідних коливань від положення робочої точки та величини вхідної напруги.

Залежність I_{C1} від амплітуди вхідної синусоїдальної напруги $U_{вхл}$ є основною характеристикою нелінійного підсилювача, яку називають **коливальною характеристикою** $I_{1m} = f(U_{вхл})$. Форма коливальної характеристики залежить від форми ВАХ підсилювального елементу і вибору положення робочої точки на ВАХ.

Програмування в MathCad

$$I_{ct1}(U_{z0}, U_m) := \frac{4}{T} \cdot \int_0^{0.5 \cdot T} i_{ct}(t, U_{z0}, U_m) \cdot \cos(\omega_p \cdot t) dt$$



Найбільш поширеним параметром коливальної характеристики є **середня крутість**, значення якої залежить від амплітуди вхідної напруги

$$S_{сеп}(U_{вхл}) = I_{ct1}(U_{вхл}) / U_{вхл}$$

Програмування в MathCad

$$Ssr(Uz0, U) := \frac{Ict1(Uz0, U)}{U}$$

$$fd(u) := \frac{d}{du} Ssr(UZ, u)$$

$$SdZ(u) := \frac{Ict1(UZ, u)}{u}$$

$$SdM(u) := \frac{Ict1(UM, u)}{u}$$

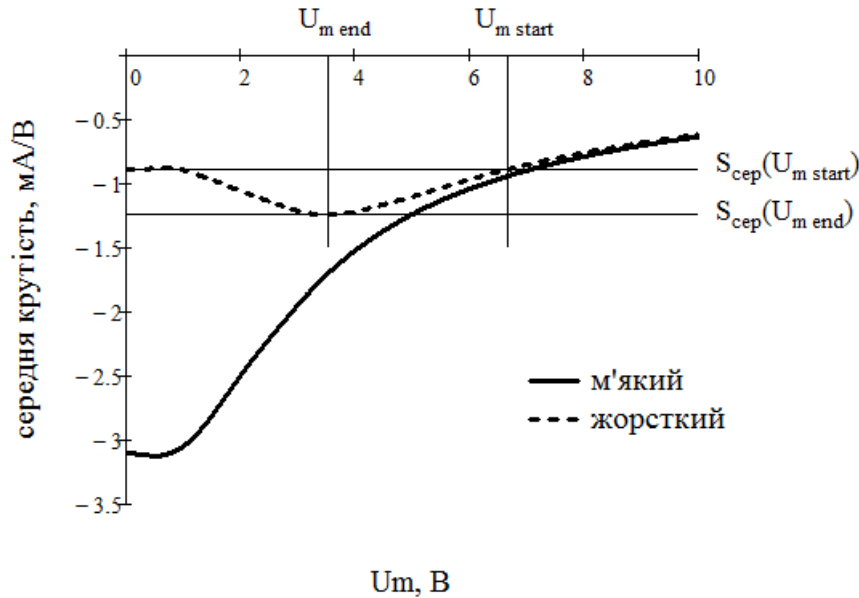
$$Umstart := \text{root}(Ssr(UZ, x) - Ssr(UZ, 0.001), x, 6, 7) = 6.667935$$

$$sf := \begin{pmatrix} 0 \\ -1.5 \end{pmatrix}$$

$$Umend := \text{root}(fd(x), x, 2, 8.1) = 3.52495$$

$$uf1 := \begin{pmatrix} Umstart \\ Umstart \end{pmatrix}$$

$$uf2 := \begin{pmatrix} Umend \\ Umend \end{pmatrix}$$



Проміжний висновок: характер процесів виникнення та усталення коливань в автогенераторі залежить від виду коливальної характеристики, а, отже, від вибору початкової робочої точки (тобто від режиму роботи транзистора – «м'якого» чи «жорсткого»).

Коливання виникають і тримаються, коли виконується умова $K_p \cdot \beta \geq 1$.

Ця умова в **м'якому режимі** самозбудження може виконатися тільки один раз, коли коефіцієнт зв'язку $k_{зв}$ буде

$$k_{зв} \geq -\frac{RC_1}{S_{сер}(U_{вхм}) \cdot \sqrt{L_1 L_2}}.$$

Тобто, зріст коефіцієнта зв'язку $k_{зв}$ пов'язаний зі спаданням $|S_{сер}(U_{вхм})|$ та зростом амплітуди стаціонарної напруги. Оскільки $S_{сер}(U_{вхм})$ обмежується значенням $S_{сер}(0)$, коефіцієнт зв'язку $k_{зв}$ має мінімальне значення

$$k_{зв \min} = -\frac{RC_1}{S_{сер}(0) \cdot \sqrt{L_1 L_2}}, \text{ нижче якого автоколивання неможливі.}$$

У **жорсткому режимі** самозбудження коливань можливе за умови

$$S_{сер}(U_{вхм}) = S_{сер}(U_{вхм \text{ старт}}) = S_{сер}(0).$$

При цьому коефіцієнт зв'язку $k_{зв}$ дорівнює

$$k_{зв} = k_{зв1} = -\frac{RC_1}{S_{сер}(U_{вхм \text{ старт}}) \cdot \sqrt{L_1 L_2}},$$

а амплітуда коливання стрибком зростає від нуля до $U_{вхм \text{ старт}}$.

При збільшенні середньої крутості зрив коливань відбудеться за умови

$$S_{сер}(U_{вхм}) = S_{сер}(U_{вхм \text{ end}}),$$

що відповідає максимальному значенню $|S_{сер}(U_{вхм})|$.

При цьому коефіцієнт зв'язку $k_{зв}$ дорівнює

$$k_{зв} = k_{зв2} = -\frac{RC_1}{S_{сер}(U_{вхм \text{ end}}) \cdot \sqrt{L_1 L_2}},$$

а амплітуда коливання стрибком спадає від $U_{вхм \text{ end}}$ до нуля.

Положення максимального значення $|S_{сер}(U_{вхм})|$ знаходимо з умови

$$\frac{dS_{сер}(U_{вхм})}{dU_{вхм}} = 0.$$

Задамо параметри схеми на рис.2.4: $L_1 = 2$ мГн, $L_2 = 5$ мГн, $C_1 = 0.3$ нФ, $R = 10$ Ом.

Програмування в MathCad

$L1 := 2$	мГн	$L2 := 5$	мГн	$C1 := 0.3$	нФ	$R := 0.01$	кОм	$KK := \frac{R \cdot C1}{\sqrt{L1 \cdot L2}}$
$km := \frac{KK}{-Ssr(UM, 0.001)} = 3.057359 \times 10^{-4}$								
$kzS := \frac{KK}{-Ssr(UZ, 0.001)} = 1.069055 \times 10^{-3}$								
$kzE := \frac{KK}{-Ssr(UZ, Umend)} = 7.628086 \times 10^{-4}$								

```

UstaM(kzv) :=
  U0 ← 0.0001
  Δ ← 0.2
  while Δ > 10-7
    U1 ← U0 ·  $\frac{-S_{sr}(U_M, U_0) \cdot k_{zv}}{KK}$ 
    Δ ← |U1 - U0|
    U0 ← U1
  return U0

UstaZ(kzv, Us) :=
  U0 ← Us
  Δ ← 0.2
  while Δ > 10-7
    U1 ← U0 ·  $\frac{-S_{sr}(U_Z, U_0) \cdot k_{zv}}{KK}$ 
    Δ ← |U1 - U0|
    U0 ← U1
  return U0

KzM :=
  (0.306
   0.307
   0.308
   0.31
   0.32
   0.35
   0.4
   0.5
   0.75
   1
   1.25
   1.5
   1.75
   2
   2.5
   3) · 10-3

KzZP :=
  (1.08
   1.09
   1.1
   1.15
   1.25
   1.5
   1.75
   2
   2.5
   3) · 10-3

KzZR :=
  (0.763
   0.765
   0.77
   0.8
   0.9
   1
   1.1) · 10-3

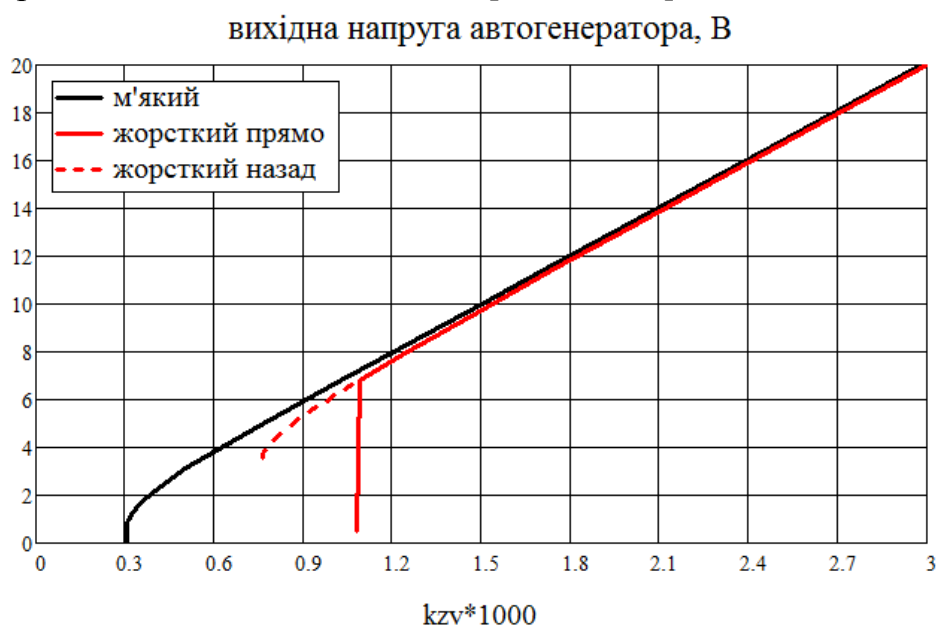
j := 0..15
UMstabj := UstaM(KzMj)

nm := 0..9
UZstabnm := UstaZ(KzZPnm, 0.001)

n := 0..6
UstaZ2n := UstaZ(KzZRn, 3.525)

```

Тут масиви KzM, KzZP, KzZR, що містять значення коефіцієнтів зв'язку для м'якого (KzM) та жорсткого [при проході вперед (KzZP) та назад (KzZR)] режимів збудження, заповнюються в ручному режимі. При цьому розв'язуються рівняння виду $|U_i - U_{i-1}| = \varepsilon = 10^{-7}$, де $U_i = U_{i-1} \frac{S_{сеп}(U_{i-1}) k_{зв} \sqrt{L_1 L_2}}{RC_1}$. В м'якому режимі і в жорсткому режимі «прямо» розв'язок шукається в діапазоні [0.001, ...], в жорсткому режимі «назад» – в діапазоні [$U_{вхm\ end}$, ...].



Амплітуда стаціонарної напруги, що генерується в **м'якому режимі** збудження, може збути скільки завгодно малої амплітуди за умови $k_{зв} \geq k_{зв\ min}$.

Приклад 3. Дослідити явище затягування частоти автоколивань в LC автогенераторі з трансформаторним зворотним зв'язком на неінвертуючому підсилювачі і резонансним контуром–навантаженням L_2C_2 (рис. 5.10), який разом з контуром генератора L_1C_1 формує систему двох зв'язаних коливальних контурів.

Напруга зворотного зв'язку утворюється струмом, що наводиться у котушці зв'язку $L_{зв}$, яку для виконання умови балансу фаз – $\varphi_{\beta}(\omega) = \pi$ – включено зустрічно.

Значення зв'язку між контуром генератора і контуром–навантаженням встановлено максимальним.

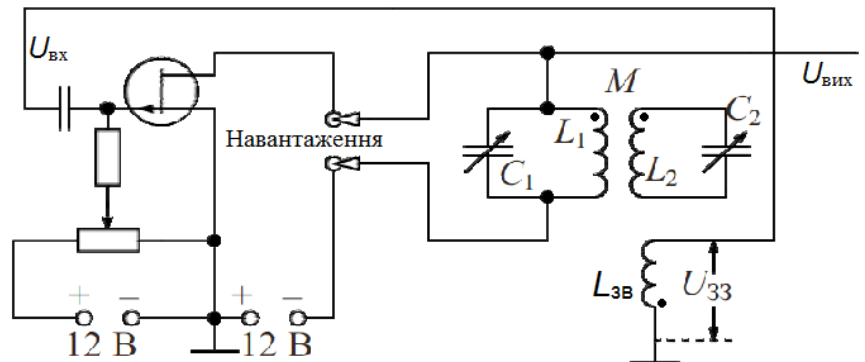


Рис.5.10. Автогенератор з резонансним навантаженням

3.1. Побудувати залежність частоти коливань, що генеруються, від настройки контуру–навантаження (ємності $C_2 = \alpha_{C2}C_1$) $f_{\Gamma}(\alpha_{C2})$, змінюючи α_{C2} від 0.8 до 1.2.

В схемі на рис.5.10 маємо два коливальні контури: вхідний паралельний L_1C_1 і послідовний контур навантаження L_2C_2 . Розглянемо вхідний контур за канонічною схемою: паралельне з'єднання $R_{екв}$, L_1 та C_1 ($R_{екв} = \rho^2/R_1$), в якому гілка з L_1 зв'язана з контуром навантаження L_2C_2 .

Для спрощення будемо вважати однаковими індуктивності контурів $L_1 = L_2 = L$ та опори втрат $R_1 = R_2 = R$. Припустимо також, що впливом $L_{зз}$ на опір вхідного контуру можна нехтувати, тобто вважати, що внесений з неї в коливальний контур опір $Z_{внзз} = 0$.

Вхідна провідність системи зв'язаних контурів

$$\dot{Y}_{\text{вх}}(\omega) = Y_{\text{екв}} + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L + \dot{Z}_{\text{вн}}(\omega)}.$$

Тут внесений опір $\dot{Z}_{\text{вн}}(\omega) = x_{зв}^2 / \dot{Z}_2(\omega)$, опір зв'язку $x_{зв} = \omega M$, опір контуру навантаження $\dot{Z}_2 = R + j\omega L + 1/j\omega C_2 = R(1 + j\xi_2)$.

Додамо до $\dot{Y}_{\text{вх}}$ та віднімемо від неї провідність індуктивності $1/j\omega L$. Отримаємо

$$\dot{Y}_{\text{вх}}(\omega) = Y_{\text{екв}}(1 + j\xi_1) + \frac{\dot{Z}_{\text{вн}}(\omega)}{[j\omega L + \dot{Z}_{\text{вн}}(\omega)]j\omega L} = \dot{Y}_1(\omega) + \dot{Y}_{21}(\omega),$$

де провідність вхідного (паралельного) контуру

$$\dot{Y}_1(\omega) = Y_{\text{екв}}(1 + j\xi_1);$$

внесена провідність контуру навантаження

$$\dot{Y}_{21}(\omega) = - \frac{x_{3\text{Б}}^2}{[j\omega LR(1 + j\xi_2) + x_{3\text{Б}}^2]j\omega L} = \frac{jk_{3\text{Б}}^2}{k_{3\text{Б}}^2\omega L - R\xi_2 + jR};$$

коефіцієнт зв'язу $k_{3\text{Б}} = M/L$;

узагальнені розстройки: вхідного контуру $\xi_1(\omega) = \frac{2Q_1}{\omega_{p1}}(\omega - \omega_{p1}) = \frac{2L}{R}(\omega - \omega_{p1})$,

контуру-навантаження $\xi_2(\omega) = \frac{2Q_2}{\omega_{p2}}(\omega - \omega_{p2}) = \frac{2L}{R}(\omega - \omega_{p2})$;

резонансні частоти вхідного контуру $\omega_{p1} = 1/\sqrt{LC_1}$ та контуру-навантаження $\omega_{p2} = 1/\sqrt{LC_2}$.

Вхідний опір системи зв'язаних контурів

$$\dot{Z}_{\text{вх}}(\omega) = \frac{1}{\dot{Y}_{\text{вх}}(\omega)} = \frac{1}{\dot{Y}_1(\omega) + \dot{Y}_{21}(\omega)} = R_{\text{вх}}(\omega) + jX_{\text{вх}}(\omega).$$

Підставляючи сюди усі відомі, отримаємо вирази для активної та реактивної складових вхідного опору системи зв'язаних контурів:

$$R_{\text{вх}}(\omega) = R_{\text{екв}} \frac{(k_{3\text{Б}}^2 \cdot \omega L - R \cdot \xi_2)^2 + R^2 + R \cdot R_{\text{екв}} \cdot k_{3\text{Б}}^2}{(k_{3\text{Б}}^2 \cdot \omega L - R \cdot \xi_2 - R \cdot \xi_1)^2 + [R + \xi_1 \cdot (k_{3\text{Б}}^2 \cdot \omega L - R \cdot \xi_2) + R_{\text{екв}} \cdot k_{3\text{Б}}^2]^2}, \quad (5.13, \text{a})$$

$$X_{\text{вх}}(\omega) = -R_{\text{екв}} \frac{\xi_1 \cdot [R^2 + (k_{3\text{Б}}^2 \cdot \omega L - R \cdot \xi_2)^2] + R_{\text{екв}} \cdot k_{3\text{Б}}^2 \cdot (k_{3\text{Б}}^2 \cdot \omega L - R \cdot \xi_2)}{(k_{3\text{Б}}^2 \cdot \omega L - R \cdot \xi_2 - R \cdot \xi_1)^2 + [R + \xi_1 \cdot (k_{3\text{Б}}^2 \cdot \omega L - R \cdot \xi_2) + R_{\text{екв}} \cdot k_{3\text{Б}}^2]^2}. \quad (5.13, \text{б})$$

Частота автоколивань відповідає одній з резонансних частот системи зв'язаних контурів (таких частот може бути три або одна), які визначаються з умови рівності нулю реактивної складової вхідного опору:

$$X_{\text{вх}}(\omega_{\Gamma}) = 0. \quad (5.14)$$

3.2. Задамо $C_1 = 600$ пФ, $R = 10$ Ом, $f_{p1} = 100$ кГц, $k_{3\text{Б}} = 0.03$. Звідси знаходимо $L = 4.222$ мГн, $M = 0.127$ мГн.

Змінюючи ємність C_2 в діапазоні від $0.8 \cdot C_1$ до $1.2 \cdot C_1$, побудуємо залежності складових вхідного опору системи зв'язаних контурів (окремо для випадків $C_2 \leq C_1$ та $C_2 \geq C_1$).

Програмування в MathCad

$R := 0.01 \text{ кОм}$	$C1 := 0.6 \text{ нФ}$	$K_{3\text{Б}} := 0.03$	$f_{p1} := 0.1 \text{ МГц}$	$\omega_{p1} := 2 \cdot \pi \cdot f_{p1} = 0.628319$
$L := \frac{1}{C1 \cdot \omega_{p1}^2} = 4.221716 \text{ мГн}$	$R_{\text{eq}} := \frac{L}{C1 \cdot R} = 703.619331 \text{ кОм}$	$Y_{\text{eq}} := \frac{1}{R_{\text{eq}}} = 1.421223 \times 10^{-3}$		

$$\omega_{p2}(C2) := \omega_{p1} \cdot \sqrt{\frac{C1}{C2}}$$

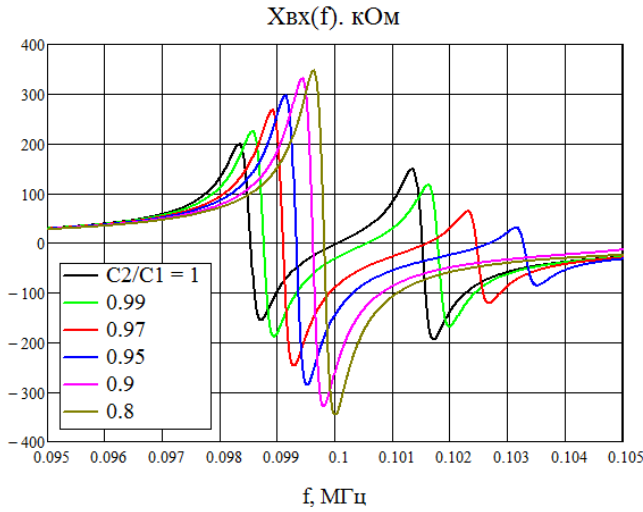
$$X1(\omega, C2) := K_{zv}^2 \cdot \omega \cdot L - 2 \cdot L \cdot (\omega - \omega_{p2}(C2))$$

$$f_{p2}(C2) := f_{p1} \cdot \sqrt{\frac{C1}{C2}}$$

$$X2(\omega, C2) := [X1(\omega, C2) \cdot Y_{eq} - 2 \cdot R \cdot C1 \cdot (\omega - \omega_{p1})]^2 + [K_{zv}^2 + R \cdot Y_{eq} + 2 \cdot X1(\omega, C2) \cdot C1 \cdot (\omega - \omega_{p1})]^2$$

$$Rbx(\omega, C2) := \frac{1}{R_{eq}} \cdot \frac{R^2 + R_{eq} \cdot R \cdot K_{zv}^2 + (X1(\omega, C2))^2}{X2(\omega, C2)}$$

$$Xbx(\omega, C2) := -1 \cdot \frac{X1(\omega, C2) \cdot K_{zv}^2 + 2 \cdot [R^2 + (X1(\omega, C2))^2] \cdot C1 \cdot (\omega - \omega_{p1})}{X2(\omega, C2)}$$

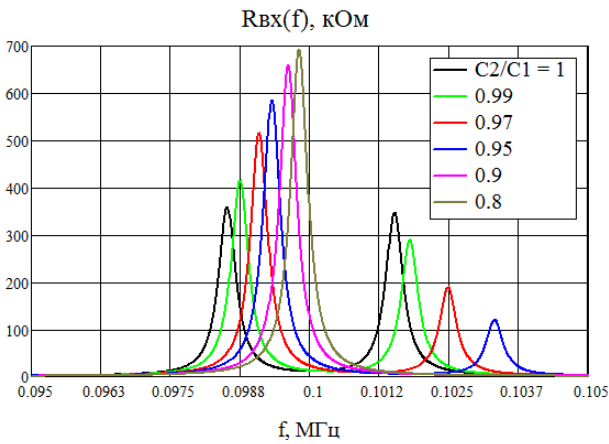


$$n := 0..9$$

$$\alpha_{11} := \begin{pmatrix} 0.8 \\ 0.84 \\ 0.88 \\ 0.9 \\ 0.92 \\ 0.95 \\ 0.96 \\ 0.98 \\ 0.99 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$f_{11} := \begin{pmatrix} 0.099813 \\ 0.099761 \\ 0.099677 \\ 0.099615 \\ 0.099529 \\ 0.099324 \\ 0.099223 \\ 0.098945 \\ 0.098757 \\ 0.098534 \end{pmatrix}$$

$$R_{11} := \begin{pmatrix} 692.859305 \\ 686.124463 \\ 672.478526 \\ 660.102885 \\ 640.461237 \\ 584.569355 \\ 554.285676 \\ 469.349281 \\ 415.459465 \\ 356.942932 \end{pmatrix}$$



$$m := 0..6$$

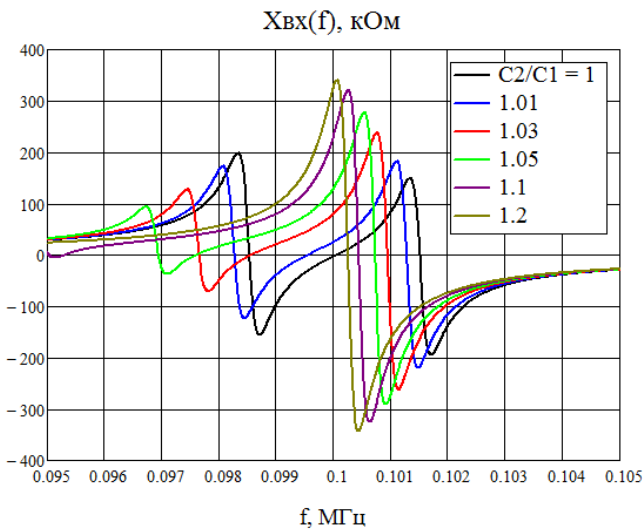
$$\alpha_{12} := \begin{pmatrix} 0.94 \\ 0.95 \\ 0.96 \\ 0.97 \\ 0.98 \\ 0.99 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$f_{12} := \begin{pmatrix} 0.103727 \\ 0.103275 \\ 0.10285 \\ 0.102456 \\ 0.102099 \\ 0.101783 \\ 0.101511 \end{pmatrix}$$

$$R_{12} := \begin{pmatrix} 88.850785 \\ 113.621025 \\ 145.303079 \\ 184.83513 \\ 232.804569 \\ 287.751579 \\ 346.467165 \end{pmatrix}$$

$$R_{11n} := Rbx(2 \cdot \pi \cdot f_{11n}, C1 \cdot \alpha_{11n})$$

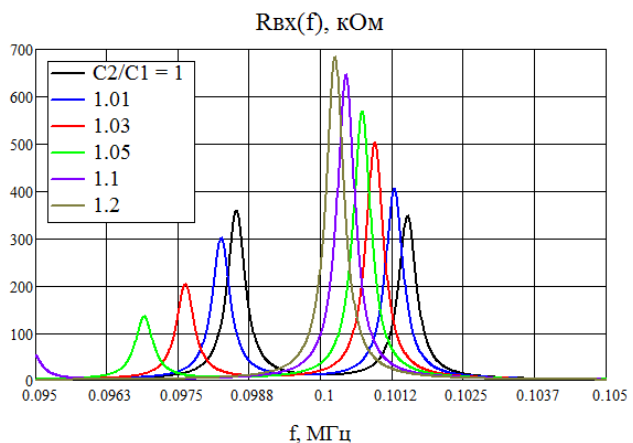
$$R_{12m} := Rbx(2 \cdot \pi \cdot f_{12m}, C1 \cdot \alpha_{12m})$$



$$\alpha_{21} := \begin{pmatrix} 1 \\ 1.01 \\ 1.02 \\ 1.04 \\ 1.05 \\ 1.08 \\ 1.1 \\ 1.12 \\ 1.16 \\ 1.2 \end{pmatrix}$$

$$f_{21} := \begin{pmatrix} 0.101511 \\ 0.101283 \\ 0.101096 \\ 0.100823 \\ 0.100725 \\ 0.100527 \\ 0.100445 \\ 0.100384 \\ 0.100303 \\ 0.100252 \end{pmatrix}$$

$$R_{21} := \begin{pmatrix} 346.467165 \\ 404.419055 \\ 457.400214 \\ 540.09629 \\ 569.809617 \\ 626.029858 \\ 646.718153 \\ 660.221021 \\ 675.93692 \\ 684.276574 \end{pmatrix}$$



$$\alpha_{22} := \begin{pmatrix} 1 \\ 1.01 \\ 1.02 \\ 1.03 \\ 1.04 \\ 1.05 \\ 1.06 \end{pmatrix} \quad f_{22} := \begin{pmatrix} 0.098534 \\ 0.098273 \\ 0.097979 \\ 0.097656 \\ 0.09731 \\ 0.096948 \\ 0.096575 \end{pmatrix} \quad R_{22} := \begin{pmatrix} 356.942932 \\ 298.827583 \\ 244.948403 \\ 198.393204 \\ 160.063265 \\ 129.105692 \\ 104.395947 \end{pmatrix}$$

$$R_{21n} := Rbx(2 \cdot \pi \cdot f_{21n}, C1 \cdot \alpha_{21n})$$

$$R_{22m} := Rbx(2 \cdot \pi \cdot f_{22m}, C1 \cdot \alpha_{22m})$$

Масиви f11, f12, f21, f22 містять значення бічних резонансних частот (частот зв'язу), що задовольняють рівнянню (5.14), заповнюються в ручному режимі:

$$fg(C2) := \text{root}(Xbx(2 \cdot \pi \cdot x, C2), x, fp2(C2) - 0.01, fp2(C2) - 0.0005)$$

Тут вручну задаються границі інтервалу пошуку коренів.

Видно, що із зміною C_2 криві зміщуються уздовж осі частот. При цьому з відходом значення C_2 від значення C_1 порушується симетрія кривих.

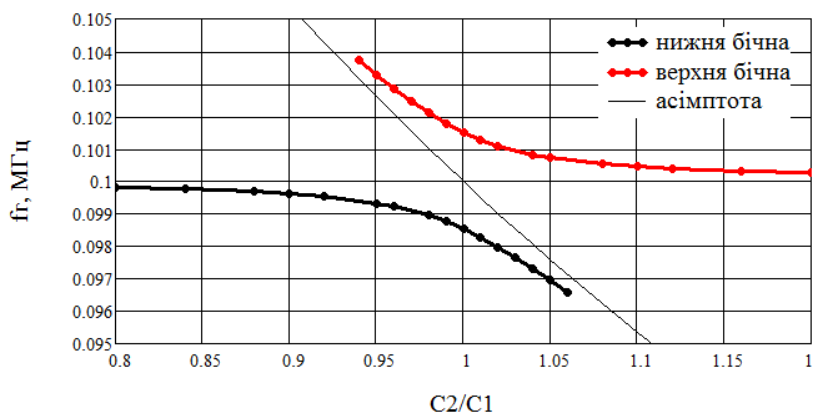
Реактивна складова вхідного опору у досліджуваному діапазоні зміни C_2 при $0.9 \cdot C_1 \leq C_2 \leq 1.1 \cdot C_1$ тричі проходить через нуль (три резонансні частоти). При $C_2 \leq 0.9 \cdot C_1$ поступово зникають дві верхні резонансні частоти. При $C_2 \geq 1.1 \cdot C_1$ поступово зникають дві нижні резонансні частоти.

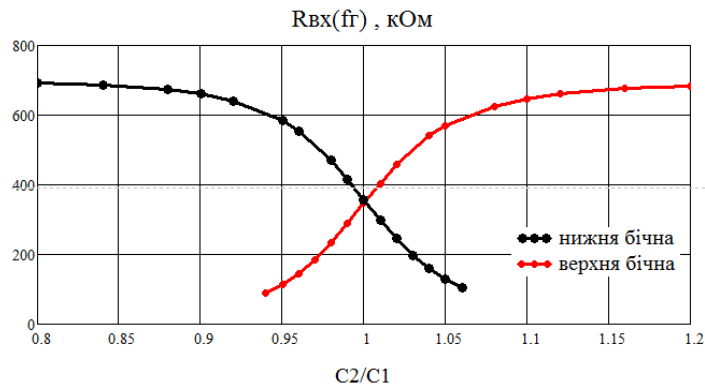
Активна складова вхідного опору має два максимуми (на бічних резонансних частотах) і мінімум на центральній резонансній частоті. Вхідний (активний) опір в максимумах значно (на декілька порядків) перевищує опір в мінімумі.

З точки зору самозбудження коливань в даному автогенераторі, розглядати випадок резонансної частоти з мінімумом активного опору не має сенсу (умова балансу амплітуд точно в цьому випадку виконуватися не буде). Цікавість викликають резонансні частоти з максимумами вхідного опору.

Програмування в MathCad

$$fr_{11} := \frac{fp1}{\sqrt{\alpha_{11}}} \quad fr_{21} := \frac{fp1}{\sqrt{\alpha_{21}}}$$





З цих графіків добре зрозуміла причина стрибків частоти автоколивань: коли вхідний опір однієї з гілок резонансних частот зменшується так, що умова балансу амплітуд в ній перестає виконуватися, збудження відбувається на резонансній частоті іншої гілки, де вхідний опір більше.

При поступовому збільшенні C_2 частота автоколивань буде зменшуватися і напочатку буде йти за чорною кривою, а потім (десь на рівні $C_2/C_1 > 0.95$) стрибком перейде на червону криву. При зворотній зміні C_2 частота автоколивань напочатку буде йти за червоною кривою, а потім (десь на рівні $C_2/C_1 < 1.05$) стрибком перейде на чорну криву.

Таким чином, утворюється «петля затягування частоти».

Комп'ютерний експеримент показує, що із зростом значення коефіцієнту зв'язку $k_{зв}$ збільшується відстань між частотними гілками, але і зменшуються значення вхідних опорів. Це означає, що існує таке значення $k_{зв \max}$, вище якого збудження автоколивань стає неможливим.

Більш детально про це явище див. «Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Часть II».

Приклад 4. В схемі двоконтурного LC автогенератора на інвертуючому підсилювачі (рис. 5.11) побудувати залежності частоти автоколивань $f_1(C_1)$ і $f_1(C_2)$ від ємності конденсаторів C_1 і C_2 . При цьому підтримувати постійними значення ємності C_2 і C_1 , відповідно. Встановити мінімальне значення коефіцієнта зв'язку між котушками L_1 і L_2 .

На відміну від попередньої схеми, тут контур L_2C_2 є включеним в коло зворотного зв'язку, його вихідна напруга та струм стоку, що втікає в контур L_1C_1 , пов'язані між собою:

$$i_{ст}(t) = S_d \cdot u_{зз}(t),$$

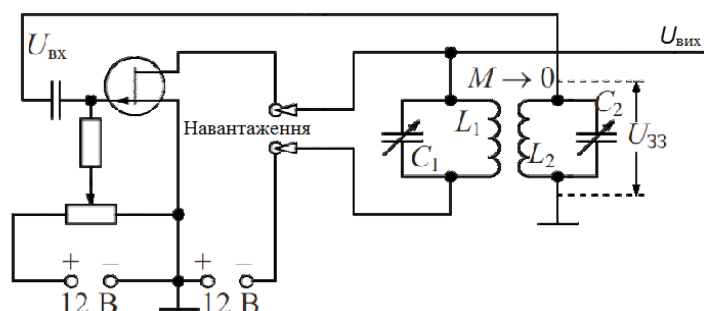


Рис.5.11. Автогенератор з резонансним зворотним зв'язком

де S_d – диференційна крутість ВАХ нелінійного елемента в робочій точці.

4.1. Частота автоколивань дорівнює резонансній частоті системи зв'язаних контурів. Для спрощення подальшого аналізу будемо вважати однаковими індуктивності контурів $L_1 = L_2 = L$ та опори втрат контурів $R_1 = R_2 = R$.

Замінімо схему двох зв'язаних контурів еквівалентною Т-схемою (рис.5.12).

Для цієї схеми можна записати систему

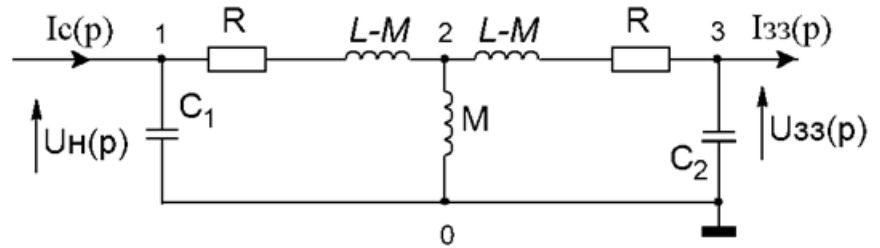


Рис.5.12. Еквівалентна схема системи зв'язаних контурів

рівнянь за методом вузлових напруг в операторному вигляді:

$$\begin{bmatrix} pC_1 + y(p) & -y(p) & 0 \\ -y(p) & 2y(p) + \frac{1}{pLk_{зв}} & -y(p) \\ 0 & -y(p) & pC_2 + y(p) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_H(p) \\ U_{20}(p) \\ U_{33}(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_C(p) \\ 0 \\ -I_{33}(p) \end{bmatrix},$$

де $y(p) = \frac{1}{R + pL \cdot (1 - k_{зв})}$.

Позначимо

$$I_C(p) = U_{33}(p) \cdot S_d.$$

Тоді система рівнянь

$$\begin{bmatrix} pC_1 + y(p) & -y(p) & -S_d \\ -y(p) & 2y(p) + \frac{1}{pLk_{зв}} & -y(p) \\ 0 & -y(p) & pC_2 + y(p) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_H(p) \\ U_{20}(p) \\ U_{33}(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -I_{33}(p) \end{bmatrix}.$$

Вираз для вхідного опору аналізуємої схеми має вигляд

$$Z_{вх}(p) = \frac{y^2(p) + a_{22}(p) \cdot S_d}{S_d \cdot [a_{11}(p)a_{22}(p) - y^2(p)]},$$

де $a_{11}(p)$, $a_{22}(p)$ – елементи матриці провдностей.

Аналізуючи цю формулу, побачимо, що вхідний опір не залежить від значення ємності C_2 вихідного контуру.

Частота генерації, в свою чергу, теж не залежить від значення C_2 , а приблизно дорівнює резонансній частоті вхідного контуру $f_r = f_{p1} = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$.

4.2. Задамо параметри схеми $R = 30$ Ом, $L = 3$ мГн, $k_{зв} = 0.003$, $S_d = -1.5$ мА/В, середнє значення ємності $C_1 = 600$ пФ.

Програмування в MathCad

$$R := 0.03 \text{ кОм} \quad C1 := 0.6 \text{ нФ} \quad L := 3 \text{ мГн} \quad Sd := -1.5 \text{ мА/В} \quad K_{zv} := 0.003$$

$$fp1(c1) := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot c1}}$$

$$fp1(C1) = 0.118627 \text{ МГц}$$

$$x2(p) := \frac{1}{R + p \cdot L \cdot (1 - K_{zv})}$$

$$\Delta_{33}(p, c1) := \begin{vmatrix} p \cdot c1 + x2(p) & -x2(p) \\ -x2(p) & x2(p) + \frac{1}{p \cdot L \cdot K_{zv}} \end{vmatrix}$$

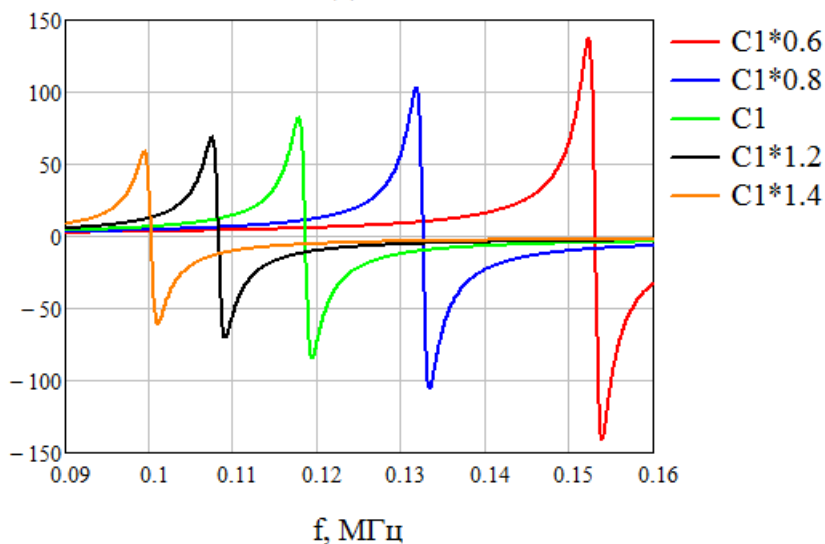
$$Zin(p, c1) := \frac{x2(p)^2 + \left(2 \cdot x2(p) + \frac{1}{p \cdot L \cdot K_{zv}}\right) \cdot Sd}{\Delta_{33}(p, c1) \cdot Sd}$$

$$Xin(p, c1) := \text{Im}(Zin(p, c1))$$

$$n := 0..4 \quad \alpha_n := 0.6 + 0.2 \cdot n \quad F_{gn} := fp1(C1 \cdot \alpha_n)$$

$$\alpha = \begin{pmatrix} 0.6 \\ 0.8 \\ 1 \\ 1.2 \\ 1.4 \end{pmatrix} \quad F_g = \begin{pmatrix} 0.153147 \\ 0.132629 \\ 0.118627 \\ 0.108291 \\ 0.100258 \end{pmatrix}$$

$X_{BX}(f), \text{ кОм}$



5.4. Домашнє завдання

1. Визначити критичне значення коефіцієнта зв'язку для LC автогенератора з трансформаторним зворотним зв'язком у м'якому режимі самозбудження, якщо ємність коливального контуру $C = 500$ пФ, а опір втрат контуру складає $R_k = 30$ Ом, індуктивності трансформатору $L_1 = 2$ мГн, $L_2 = 5$ мГн. Значення середньої крутості взяти $S = 2$ мА/В.

2. Для автогенератора з індуктивною триточкою визначити значення індуктивності L_1 та частоти генерації f_g для даних, що наведені в табл.5.1.

Таблиця 5.1. Дані для виконання домашнього завдання

Варіант	N – номер за списком в групі
$C, \text{ пФ}$	$500 + 6 \cdot (N - 1)$
$L_2, \text{ мГн}$	$3.5 - 0.06 \cdot (N - 1)$
K_{33}	$0.165 + 0.001 \cdot (N - 1)$

5.5. Завдання комп'ютерного практикуму

5.5.1. Дослідження умов самозбудження автогенератора з індуктивною триточною

1. Запустити програмне середовище MultiSim 12.0. У бібліотеці, у папці *SPRT_CP_LIB*, знайти і відкрити *файл* *kr_22_1.ms12*.

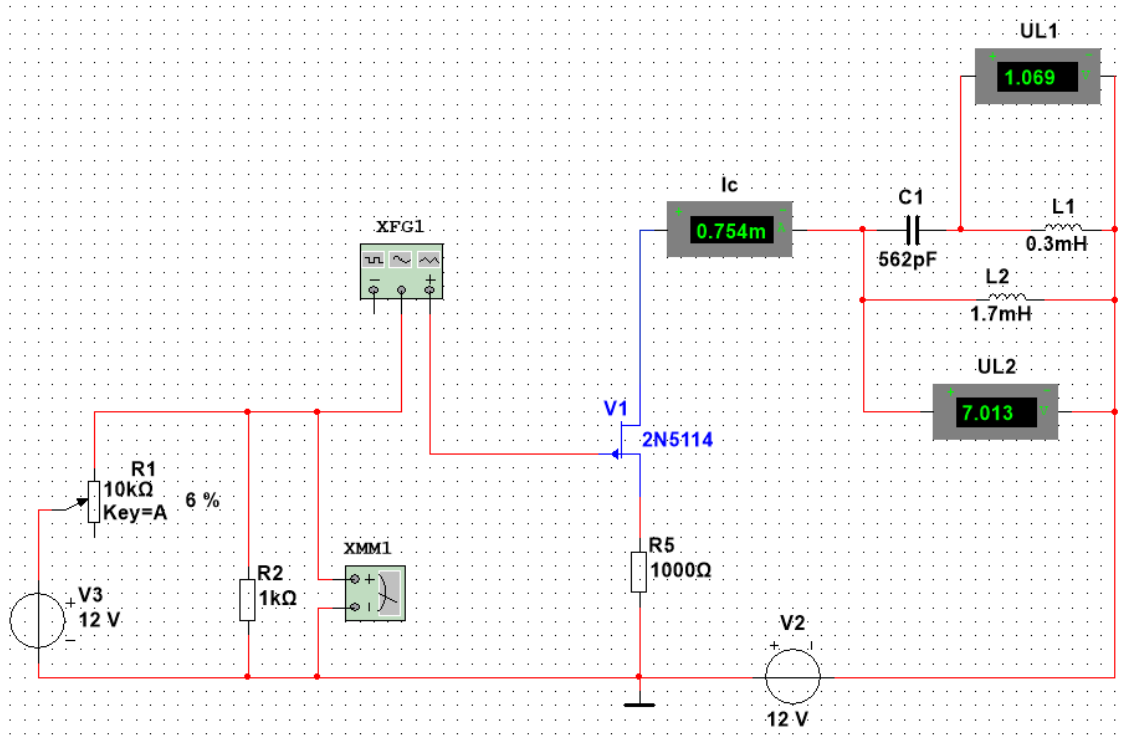


Рис. 5.13. Схема дослідження умов самозбудження автогенератора з індуктивною триточною

5.5.1.1. Використані прилади

- 1) функціональний генератор XFG1;
- 2) мультиметр XMM1;
- 3) два вольтметри – UL1, UL2;
- 4) амперметр Ic;
- 5) два джерела постійної напруги 12 В – V2, V3.

5.5.1.2. Інші елементи схеми

Встановити значення опору C_1 , L_1 , L_2 у відповідності з виконанням п.2 домашнього завдання. В функціональному генераторі встановити приблизне значення розрахованої частоти.

5.5.1.3. Виконання моделювального завдання

2. Для чотирьох положень робочої точки $U_{30} = 4.6 \text{ В}$; 5.2 В ; 6 В ; 7.5 В виміряти та побудувати для кожного значення U_{30} **окремо** пари залежностей

$U_{\text{вих}}(U_{\text{вх}})$, $U_{\text{вих}}(U_{33})$. $U_{\text{вих}}$ контролюється вольтметром UL2, U_{33} – вольтметром UL1, значення вхідної напруги $U_{\text{вх}} = (0.025; 0.05; 0.1; 0.25; 0.5; 1; 2; 3) \text{ В}$ встановлюється в функціональному генераторі. Дані вимірювань занести в табл.5.2.

Таблиця 5.2

$U_{\text{вх}}, \text{ В}$	$U_{30} = 4.6 \text{ В}$		$U_{30} = 5.2 \text{ В}$		$U_{30} = 6 \text{ В}$		$U_{30} = 7.5 \text{ В}$	
	$U_{\text{вих}}, \text{ В}$	$U_{33}, \text{ В}$	$U_{\text{вих}}, \text{ В}$	$U_{33}, \text{ В}$	$U_{\text{вих}}, \text{ В}$	$U_{33}, \text{ В}$	$U_{\text{вих}}, \text{ В}$	$U_{33}, \text{ В}$
0.025								
0.05								
0.1								
0.25								
0.5								
1								
2								
3								

Примітка. Врахувати, що вольтметри показують діюче значення напруги, а в функціональному генераторі – встановлюється амплітудне значення напруги.

5.5.2. Дослідження умов самозбудження автогенератора з індуктивною триточною

3. У бібліотеці, у папці **SPRT_CP_LIB**, знайти і відкрити **файл** **kp_22_2.ms12**.

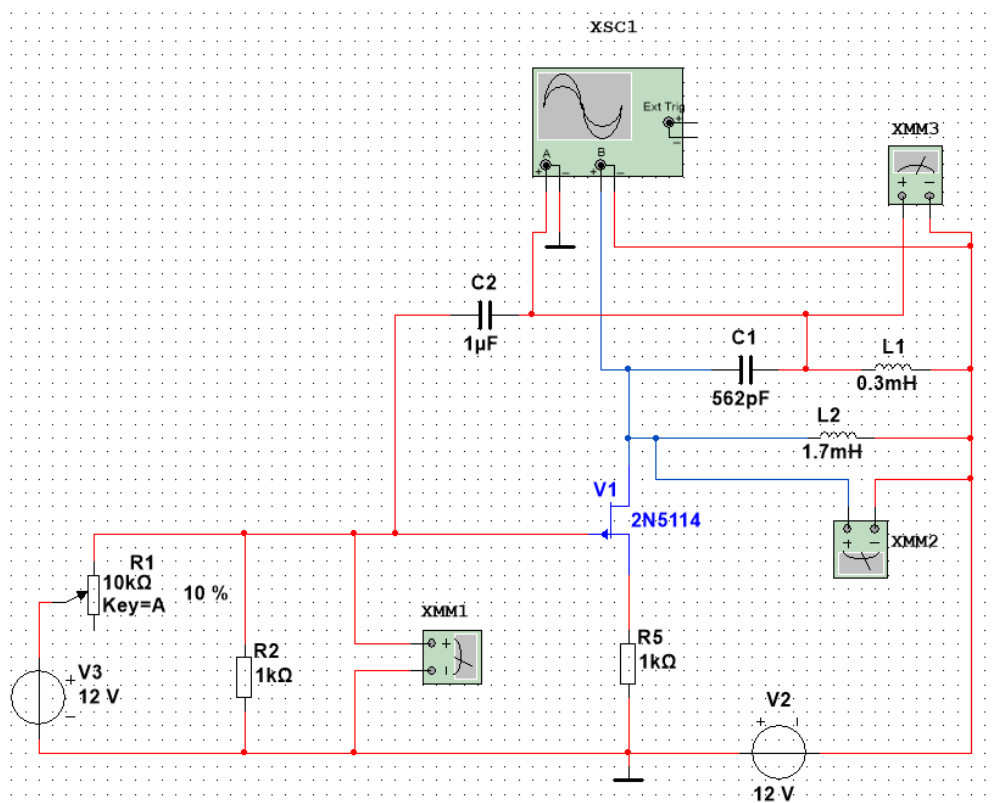


Рис. 5.14. Схема дослідження роботи автогенератора з індуктивною триточною

5.5.2.1. Використані прилади

- 1) три мультиметри – ХММ1, ХММ2, хММ3;
- 3) два вольтметри – UL1, UL1;
- 4) двоканальний осцилограф ХSC1;
- 5) два джерела постійної напруги 12 В – V2, V3.

5.5.2.2. Інші елементи схеми

Встановити значення опору C_1 , L_1 , L_2 у відповідності з виконанням п.2 домашнього завдання.

5.5.2.3. Виконання моделювального завдання

4. Для чотирьох положень робочої точки $U_{30} = 4.6$ В; 5.2 В; 6 В; 7.5 В збудити автогенератор та визначити частоту генерації.

Коливання спостерігати за допомогою осцилографа. За допомогою вертикальних курсорів визначити період коливань, та їх частоту. Дані занести в табл.5.3.

Таблиця 5.3

U_{30} , В	f_{Γ} , кГц
4.6	
5.2	
6	
7.5	

Порівняти отримані значення частот з розрахованими в домашньому завданні.

5.6. Використана література

- | | |
|----------------------------------|--------------------------|
| [1] т.4, с.5–96, 127–159; | [4] с.323–338; |
| [5] с.694–706, 713–716, 721–726; | [6] с.439–444; |
| [9] с.112–123, 149–167; | [10] с.215–222, 245–257; |
| [11] с.5–12. | |

5.7. Контрольні питання

1. В чому полягають умови самозбудження і стаціонарності автогенератора і як вони виконуються в схемі LC автогенератора з трансформаторним зворотним зв'язком?

2. В чому суть квазілінійного методу аналізу стаціонарного режиму роботи автогенератора?

3. Що таке середня крутість і як вона змінюється в залежності від амплітуди коливань при різних положеннях робочої точки на нелінійній характеристиці активного елементу?

4. Що представляють собою «м'який» і «жорсткий» режими самозбудження? Як пояснити ці режими за допомогою кривих середньої крутості і коливальних характеристик?

5. Навіщо в схемах автогенераторів використовують автоматичне зміщення? Як вибираються елементи кола автоматичного зміщення?

6. Що собою представляє і в яких випадках виникає явище перервної генерації?

7. Що представляє собою узагальнена трьохточкова схема автогенератора і як в ній виконуються умови самозбудження?

8. Чим визначається частота автоколивань в LC автогенераторах і від чого залежить стабільність частоти?

9. Які особливості і чому мають схеми двухконтурних LC автогенераторів?

10. В чому суть явища затягування частоти?

11. Як і чому впливає настройка контуру–навантаження на частоту автоколивань?

Комп'ютерний практикум 6. ДОСЛІДЖЕННЯ RC АВТОКОЛИВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ ІЗ ЗОВНІШНІМ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ

6.1. Мета та завдання практикуму

Мета — дослідження виконання умов самозбудження і можливості отримання гармонічних коливань в RC автоколивальній системі, яку побудовано на неінвертуючому підсилювачі.

Комп'ютерний практикум ставить наступні завдання:

- систематизація і розширення теоретичних і практичних знань щодо RC автогенераторів з мостом Віна, подвійним Т-мостом та фазозсуваючими колами;
- набуття досвіду математичного моделювання в програмному середовищі Mathcad для аналізу сигналів та процесів;
- оволодіння навичками схемного моделювання в програмованому емуляторі схем Multisim;
- придбання навичок вибору режимів і параметрів елементів досліджуваних кіл.

6.2. Основні теоретичні відомості

6.2.1. Загальні відомості

1. RC автоколивальні системи із зовнішнім зворотним зв'язком, які генерують гармонічні коливання генератори — це схеми автогенераторів, у яких в частотно-вибіркових колах використовують RC елементи.

В області низьких (до 100 кГц) та інфранизьких (до 100 Гц) частот застосування вибіркового кіла, які складаються з LC елементів, є неефективним, оскільки на таких частотах ці елементи мають великі габарити і вагу, окрім того добротність таких коливальних контурів буде нижче за ту, що вимагається для автогенераторів. Замість коливальних контурів на низьких частотах застосовують лінійні кола, що складаються з RC елементів. За рахунок застосування резисторів і конденсаторів RC -автогенератори мають більш високу стабільність, менші габарити, вагу і вартість, ніж LC -автогенератори тих же частот.

Існують декілька різновидів RC -автогенераторів, які відрізняються видом

застосовуваних RC кіл:

- з мостом Віна;
- з подвійним Т-подібним мостом;
- з фазозсуваючими колами.

6.2.2. Міст Віна

2. Розглянемо властивості та характеристики **мосту Віна** $C_1R_1C_2R_2$ (рис. 6.1), який включено в коло зворотного зв'язку автогенератора.

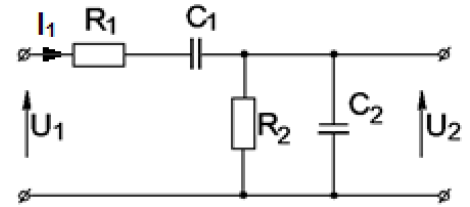


Рис.6.1. Міст Віна

Запишемо матрицю провідностей мосту Віна в операторному вигляді:

$$[G] = \begin{bmatrix} G_1 & -G_1 & 0 \\ -G_1 & G_1 + pC_1 & -pC_1 \\ 0 & -pC_1 & pC_1 + G_2 + pC_2 \end{bmatrix}.$$

Передаюча функція мосту Віна

$$K_{33}(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{\Delta_{13}}{\Delta_{11}} = \frac{pC_1G_1}{G_1(pC_1 + G_2 + pC_2) + pC_1(G_2 + pC_2)}.$$

Після перетворень отримуємо

$$K_{33}(p) = \frac{p\tau_{12}}{1 + p(\tau_1 + \tau_2 + \tau_{12}) + p^2\tau_1\tau_2}, \quad (6.1)$$

де постійні часу $\tau_1 = R_1C_1$, $\tau_2 = R_2C_2$, $\tau_{12} = R_2C_1$.

Найчастіше використовують міст Віна з однаковими опорами та однаковими ємностями: $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$. Позначимо постійну часу кола $\tau = RC$. Тоді комплексний коефіцієнт передачі дорівнює

$$\dot{K}_{33}(\omega) = \frac{j\omega\tau}{1 - \omega^2\tau^2 + j3\omega\tau}. \quad (6.2)$$

Частота генерації ω_0 визначається з умови

$$\text{Im}[K_{33}(\omega_0)] = 0. \quad (6.3)$$

Звідки $1 - \omega_0^2\tau^2 = 0$ і частота генерації

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC}.$$

На частоті генерації коефіцієнт передачі мосту Віна максимальний і дійсний $K_{33}(f_0) = 1/3$, а фазовий зсув, який вносить коло зворотного зв'язку, дорівнює нулю, $\varphi_0 = 0^\circ$ (рис. 6.2). Це означає, що його опір на частоті f_0 є чисто активним

$$X_{\text{вх}} = R.$$

Саме тому для виконання умови балансу фаз аперіодичний підсилювач, що використовується в автогенераторі з мостом Віна, повинен бути неінвертуючим та для виконання умови балансу амплітуд мати коефіцієнт підсилення $K_y \geq 3$.

Частоту, яка генерується, визначають, в основному, за ФЧХ передаточної функції моста Віна, оскільки його АЧХ дуже полого. В реальних схемах добротність мосту невисока $Q \approx 0.3$.

Частоту f_0 називають також *частотою квазірезонансу* (оскільки відсутня комбінація L і C елементів).

Міст Віна часто застосовують в генераторах звукових сигналів, оскільки його можна легко налаштувати двосекційним змінним конденсатором або двосекційним змінним потенціометром на потрібну частоту f_0 . При такому регулюванні необхідно змінювати або опір обох резисторів, або ємності обох конденсаторів.

Зрозуміло, що переналаштовувати (змінювати частоту) такого автогенератора можна, змінюючи величину будь-якого опору або ємності кола Віна. Але, при зміні лише одного параметру кола Віна, разом із зміною частоти буде змінюватися і потрібний коефіцієнт підсилення. Тобто, зміна частоти буде супроводжуватися зміною амплітуди генерації і, рано чи пізно, через порушення умови балансу амплітуд генерація може зірватися. Для запобігання цьому, переналаштування частоти генератора здійснюють одночасною зміною обох опорів або обох ємностей.

6.2.3. Подвійний Т-подібний міст

3. В таких схемах використовують два Т-подібних RC кола, які включено паралельно (рис. 6.3).

Одне з цих кіл складається з елементів R_1 , R_2 , C_3 і діє як фільтр низьких частот. Друге коло Т-виду складається з елементів C_1 , C_2 , R_3 і діє як фільтр високих частот. Разом ці кола утворюють подвійний міст, який налаштовують на генерацію потрібної частоти f_0 .

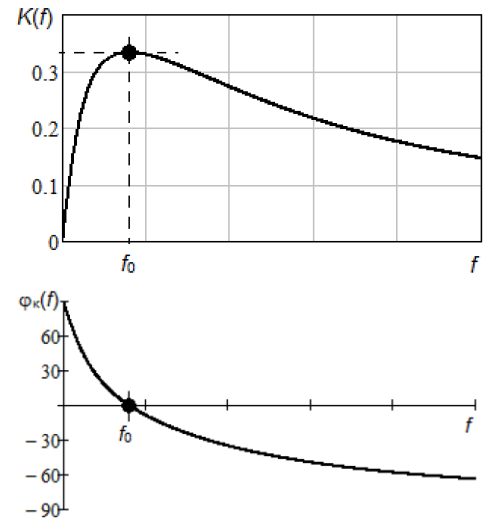


Рис.6.2. АЧХ та ФЧХ мосту Віна

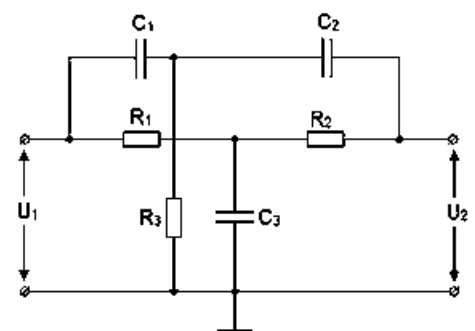


Рис. 6.3. Схема подвійного Т-подібного мосту

Запишемо матрицю провідностей подвійного Т-подібного мосту в операторному вигляді:

$$[G] = \begin{bmatrix} G_1 + pC_1 & -pC_1 & -G_1 & 0 \\ -pC_1 & pC_1 + pC_2 + G_3 & 0 & -pC_2 \\ -G_1 & 0 & G_1 + G_2 + pC_3 & -G_2 \\ 0 & -pC_2 & -G_2 & G_2 + pC_2 \end{bmatrix}.$$

Передаюча функція подвійного Т-подібного мосту

$$K_{33}(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{\Delta_{14}}{\Delta_{11}} =$$

$$= \frac{p^2 C_1 C_2 (G_1 + G_2 + pC_3) + G_1 G_2 (pC_1 + pC_2 + G_3)}{(pC_1 + pC_2 + G_3)[(G_1 + pC_3)(G_2 + pC_2) + G_2 pC_2 - pC_2 pC_2 (G_1 + G_2 + pC_3)]}.$$

Після перетворень отримуємо

$$K_{33}(p) = \frac{1 + p(\tau_{13} + \tau_{23}) + p^2 \tau_{13}(\tau_2 + \tau_{12}) + p^3 \tau_1 \tau_2 \tau_3}{1 + p(\tau_{12} + \tau_{13} + \tau_2 + \tau_{31} + \tau_{32}) + p^2[\tau_2 \tau_{31} + \tau_1 \tau_3 + \tau_{12}(\tau_{31} + \tau_{32} + \tau_3)] + p^3 \tau_1 \tau_2 \tau_3},$$

де постійні часу $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$, $\tau_3 = R_3 C_3$, $\tau_{ij} = C_i R_j$.

Зазвичай, в автогенераторах використовують **симетричний** подвійний Т-подібний міст. Назва «симетричний» походить від рівності номіналів елементів. На нерівномірній частотній характеристиці виділяється тільки одна частота F_0 , на якій і можлива генерація гармонічних коливань.

Якщо елементи ланок відповідають вимогам $R_1 = R_2 = \underline{R}$, $R_3 = R \cdot M$ та $C_1 = C_2 = C$, $C_3 = C/M$ (M – заданий постійний множник), а постійна часу кола $\tau = RC$, тоді коефіцієнт передачі подвійного Т-подібного мосту дорівнює

$$\dot{K}_{33}(\omega) = \frac{1 - 2M\omega^2 \tau^2 + j\omega\tau(2M - \omega^2 \tau^2)}{1 - \omega^2 \tau^2 \left(2M + 2 + \frac{1}{M}\right) + j\omega\tau \left(2M + 2 + \frac{1}{M} - \omega^2 \tau^2\right)}. \quad (6.4)$$

Частота генерації визначається з умови (6.3):

$$\begin{aligned} & (2M - \omega_0^2 \tau^2) \cdot \left[1 - \omega_0^2 \tau^2 \left(2M + 2 + \frac{1}{M}\right)\right] - \\ & - (1 - 2M\omega_0^2 \tau^2) \cdot \left(2M + 2 + \frac{1}{M} - \omega_0^2 \tau^2\right) = 0. \end{aligned} \quad (6.5)$$

Після спрощення виразу (6.5) отримуємо рівняння

$$(\omega_0^4 \tau^4 - 1)(2 + 1/M) = 0.$$

Звідки частота генерації $f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC}$.

Коефіцієнт передачі (6.4) на частоті генерації f_0 залежить тільки від значення M :

$$\dot{K}_{33}(\omega_0) = \frac{2M^2 - M}{2M^2 + M + 1}. \quad (6.6)$$

Аналізуючи вираз (6.6), бачимо, що коефіцієнт передачі в залежності від значення M може бути додатнім ($M > 0.5$) і від'ємним ($M < 0.5$). Тобто фазовий зсув кола зворотного зв'язку може дорівнювати нулю (тоді для виконання балансу фаз потрібен неінвертуючий підсилювач) або 180° (тоді для виконання балансу фаз потрібен інвертуючий підсилювач), див.рис.6.4.

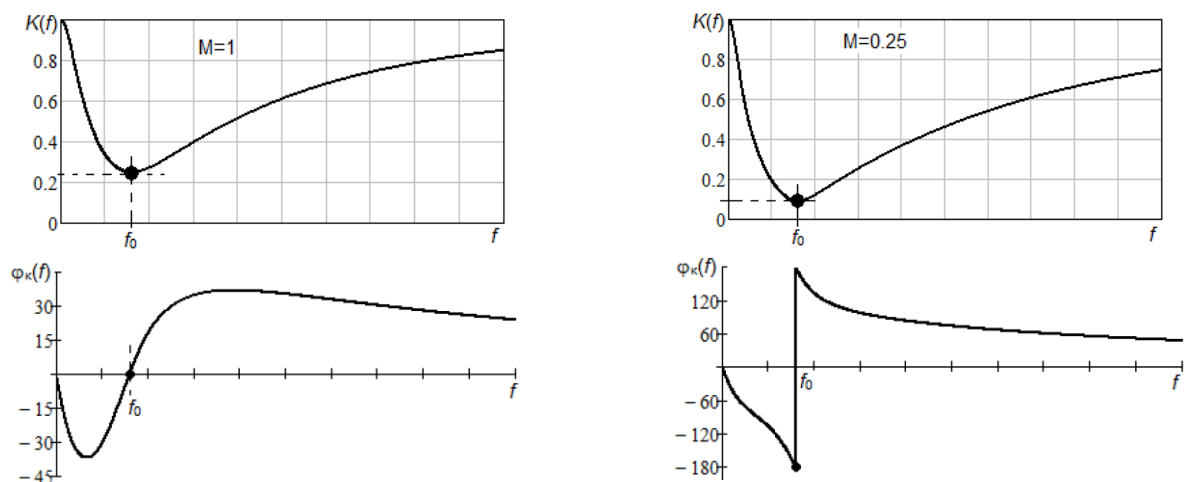


Рис.6.4. АЧХ та ФЧХ подвійного Т-подібного мосту для різних M

Коли $M = 0.5$ напруга на виході дорівнює нулю, і подвійний Т-подібний міст в цьому випадку в автогенераторах не застосовується.

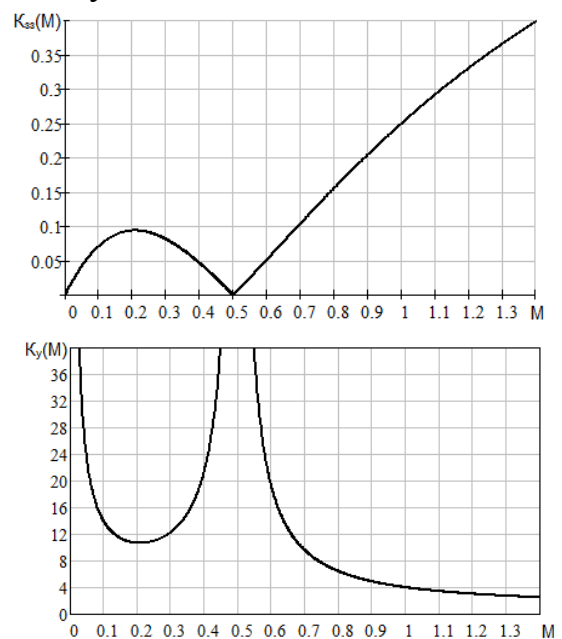


Рис.6.5. Залежності $K_{33}(M)$ та $K_y(M)$ на

На рис.6.5 наведено залежності (6.6) частоті генерації $K_{33}(M)$ та потрібного для збудження коефіцієнту підсилення $K_y(M)$ на частоті генерації f_0 .

Коли $M = 1$ (усі опори мосту однакові та усі його ємності однакові) міст називають **симетричним**. На частоті генерації маємо $K_{33} = 0.25$ та нульовий фазовий зсув $\varphi_0 = 0^\circ$. Коефіцієнт передачі неінвертуючого підсилювача в цьому випадку повинен бути $K_u \geq 4$.

Використання симетричного мосту потребує включення двох каскадів підсилення, що не завжди раціонально. Частіше застосовують **несиметричний** Т-подібний міст ($0.05 < M < 0.45$), який на частоті f_0 має фазовий зсув $\varphi_0 = 180^\circ$. При цьому однокаскадний інвертуючий підсилювач повинен мати коефіцієнт підсилення $K_u \geq 11$ (залежить від M).

6.2.4. Фазозсуваючі кола

4. Свою назву такі схеми отримали через застосування для кола зворотного зв'язку Г-подібних RC кіл, як правило, триланкових (рис. 6.6), які утворюють фільтр нижніх частот (ФНЧ) або фільтр високих частот (ФВЧ).

Застосовуються такі кола в RC автогенераторах з інвертуючими підсилювачами.

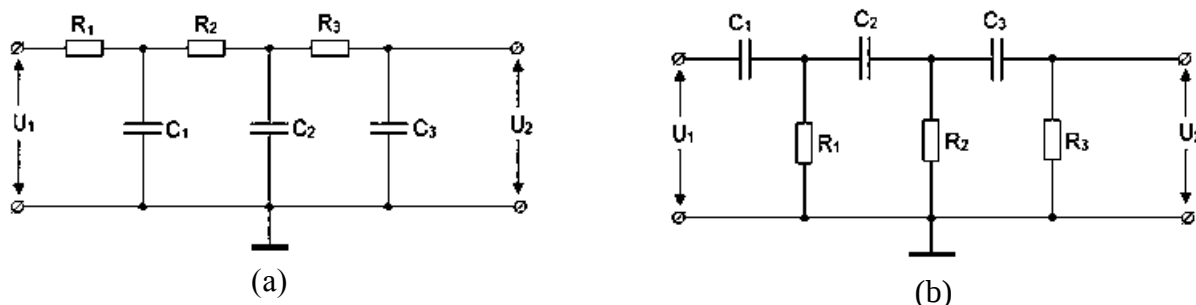


Рис.6.6. Триланкові фазозсуваючі кола на основі ФНЧ (a) та ФВЧ (b)

Для дотримування балансу фаз в автогенераторах з фазозсуваючими колами напругу ЗЗ зсувають на $\varphi_0 = \pm 180^\circ$.

Операторна матриця провідностей триланкового фазозсуваючого кола на основі ФНЧ має вигляд:

$$[G] = \begin{bmatrix} G_1 & -G_1 & 0 & 0 \\ -G_1 & G_1 + pC_1 + G_2 & -G_2 & 0 \\ 0 & -G_2 & G_2 + pC_2 + G_3 & -G_3 \\ 0 & 0 & -G_3 & G_3 + pC_3 \end{bmatrix}.$$

Передаточна функція фазозсуваючого кола на основі ФНЧ

$$K_{33}(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{\Delta_{14}}{\Delta_{11}} =$$

$$= \frac{G_1 G_2 G_3}{(G_1 + pC_1 + G_2)[(G_2 + pC_2)(G_3 + pC_3) + pC_3 G_3] - G_2^2 (G_3 + pC_3)}.$$

Після перетворень отримуємо

$$K_{33}(p) = \frac{1}{\left[\begin{aligned} &1 + p(\tau_1 + \tau_{21} + \tau_2 + \tau_{31} + \tau_{32} + \tau_3) + \\ &+ p^2(\tau_1 \tau_2 + \tau_1 \tau_{32} + \tau_1 \tau_3 + \tau_{21} \tau_3 + \tau_2 \tau_3) + p^3 \tau_1 \tau_2 \tau_3 \end{aligned} \right]},$$

де постійні часу $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$, $\tau_3 = R_3 C_3$, $\tau_{ij} = C_i R_j$.

Операторна матриця провідностей триланкового фазозсуваючого кола на основі ФВЧ має вигляд:

$$[G] = \begin{bmatrix} pC_1 & -pC_1 & 0 & 0 \\ -pC_1 & G_1 + pC_1 + pC_2 & -pC_2 & 0 \\ 0 & -pC_2 & pC_2 + pC_3 + G_2 & -pC_3 \\ 0 & 0 & -pC_3 & G_3 + pC_3 \end{bmatrix}.$$

Передаюча функція фазозсуваючого кола на основі ФВЧ

$$K_{33}(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{\Delta_{14}}{\Delta_{11}} =$$

$$= \frac{p^3 C_1 C_2 C_3}{(G_1 + pC_1 + pC_2)[(G_2 + pC_2)(G_3 + pC_3) + pC_3 G_3] - p^2 C_2^2 (G_3 + pC_3)}.$$

Після перетворень отримуємо

$$K_{33}(p) = \frac{p^3 \tau_1 \tau_2 \tau_3}{\left[\begin{aligned} &1 + p(\tau_1 + \tau_2 + \tau_{21} + \tau_3 + \tau_{32}) + \\ &+ p^2(\tau_1 \tau_2 + \tau_1 \tau_3 + \tau_1 \tau_{32} + \tau_2 \tau_3 + \tau_{21} \tau_3 + \tau_2 \tau_{31}) + p^3 \tau_1 \tau_2 \tau_3 \end{aligned} \right]},$$

де постійні часу $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$, $\tau_3 = R_3 C_3$, $\tau_{ij} = C_i R_j$.

Зазвичай, в RC автогенераторах застосовують триланкові кола з однаковими опорами та однаковими ємностями.

Якщо елементи ланок відповідають вимогам $R_1 = R_2 = R_3 = R$ та $C_1 = C_2 = C_3 = C$, а постійна кола $\tau = RC$, тоді коефіцієнт передачі триланкового кола на базі ФНЧ дорівнює

$$\dot{K}_{33}(\omega) = \frac{1}{1 - 5\omega^2 \tau^2 + j\omega\tau(6 - \omega^2 \tau^2)}. \quad (6.7)$$

Частота генерації визначається з умови (3.3):

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}, \quad \dot{K}_{33}(f_0) = -\frac{1}{29}.$$

Коефіцієнт передачі триланкового кола на базі ФВЧ дорівнює

$$\dot{K}_{33}(\omega) = \frac{-j\omega^3\tau^3}{1 - 6\omega^2\tau^2 + j\omega\tau(5 - \omega^2\tau^2)}. \quad (6.8)$$

Частота генерації визначається з умови (3.3):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}, \quad \dot{K}_{33}(f_0) = -\frac{1}{29}.$$

Неважко побачити, що частота генерації для кола на основі ФНЧ завжди вища, ніж в колі на базі ФВЧ. На вказаних частотах фаза сигналу між виходом і входом кола відрізняється на величину $\varphi_0 = -180^\circ$ (див.рис.6.7).

Таким чином, при однакових постійних часу ланок частота генерації в схемі на основі ФВЧ у шість разів менша, ніж в схемі на основі ФНЧ, а коефіцієнт підсилення в обох схемах повинен бути більшим за 29.

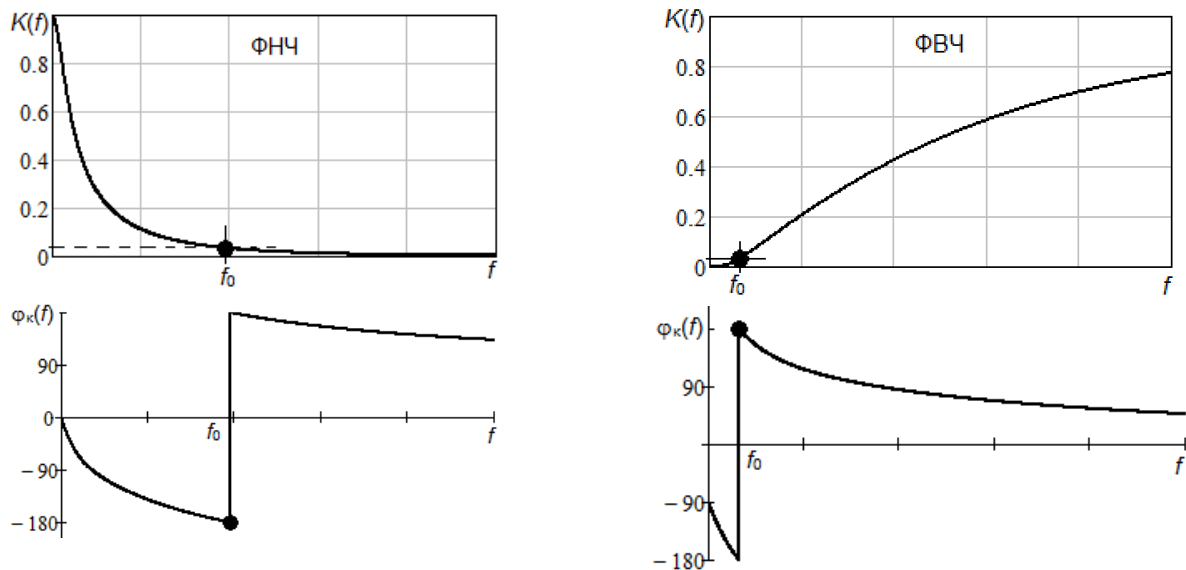


Рис.6.7. АЧХ та ФЧХ триланкових кіл на основі ФНЧ та ФВЧ з однаковими постійними часу

6.2.5. Забезпечення гармонічної форми і стабільності автоколивань

5. В RC -генераторах відсутній вузькосмуговий резонансний фільтр, який придушує гармоніки частоти генерації, що народжуються у нелінійному підсилювачі.

Дійсно, адже підсилювач – широкосмуговий, частотно-невибірковий. Наприклад, для мосту Віна (див.рис.6.2), коефіцієнт передачі K_{33} кола зворотного зв'язку (для схеми з однаковими опорами і однаковими ємностями) дорівнює 0.33 на частоті генерації, 0.3 – на частоті її другої гармоніки, 0.25 – на частоті її третьої гармоніки. Тобто, гармоніки практично не придушуються і, чим вони більші, тим менш синусоїдальний вигляд має напруга, що знімається з виходу підсилювача.

Коли $K_y \cdot K_{зз} \gg 1$, напруга, що генерується набуває форму розривних коливань типу «меандр».

Але, якщо неможливо придушити гармоніки поза підсилювачем, тоді потрібно мінімізувати їх рівень в місті виникнення, тобто, в самому підсилювачі.

Неохідно, щоб підсилювач працював у майже лінійному режимі (точніше, в самому поначатку нелінійного режиму, коли гармоніки ще достатньо малі). Це можливо лише при незначному перевиконанні умови балансу амплітуд, тобто, при: $1 < K_y \cdot K_{зз} < 1.05 \dots 1.1$. Потрібно застосувати якесь автоматичне регулювання, яке прискорює падіння коефіцієнту підсилення першої гармоніки із зростом її амплітуди.

Проблема розв'язується застосуванням *термоінерційного негативного зворотного зв'язку* (НЗЗ), який реалізується в схемі генератора рис.6.8 за допомогою подільника напруги R_3 - R_4 , де R_3 - металічний *терморезистор* (ТР).

Опір такого ТР зростає із зростом температури, а вона визначається середньою потужністю, яка розсіюється в ньому змінним струмом. Тобто, по відношенню до миттєвих значень змінного струму (або напруги) ТР є лінійним елементом (не спотворює форму, не породжує гармонік), але величина його опору залежить від розсіюваної потужності (від квадрату амплітуди).

Тому, зростання амплітуди вихідних коливань підсилювача (рис.6.9) призводить до зросту амплітуди струму в колі НЗЗ і, таким чином, до нагрівання та зростання опору R_3 .

Це супроводжується збільшенням коефіцієнта НЗЗ

$$\gamma = U_1/U_2 = R_3/(R_3 + R_4)$$

і відповідним зменшенням коефіцієнта підсилення

$$K_y = k_0/(1 + \gamma k_0).$$

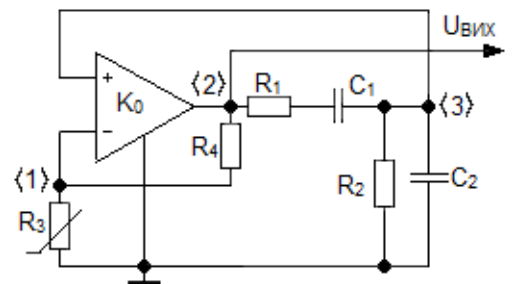
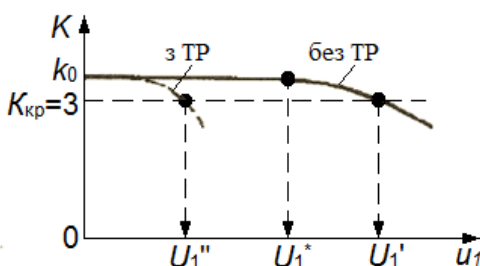


Рис.6.8. Застосування НЗЗ

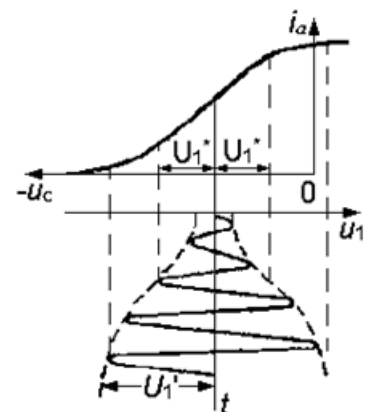


Рис.6.9 – Процес стабілізації

Таким чином, умова стаціонарності автоколивань $K_y(U_m) \cdot K_{zz} = 1$ починає виконуватися при значно менших (ніж без НЗЗ) амплітудах $U_1'' \ll U_1'$ (див.рис.6.10), що і забезпечує гармонічність коливань, які генеруються.

При використанні напівпровідникових ТР, опір яких зменшується при нагріванні, їх вмикають замість R_4 , а замість R_3 – звичайні резистори.

6.3 Математичне моделювання

Для $R = 1$ кОм, $C = 10$ нФ дослідити умови самозбудження RC автогенераторів із зворотнім зв'язком на базі

- 1) мосту Віна;
- 2) подвійного Т-подібного мосту з
 - 2.1) $M = 0.8$,
 - 2.2) $M = 0.3$;
- 3) триланкового фазозсуваючого кола на основі
 - 3.1) ФНЧ,
 - 3.2) ФВЧ.

Для усіх кіл зворотного зв'язку

- 1) визначити частоту генерації f_0 .
- 2) побудувати АЧХ та ФЧХ коефіцієнта передачі.
- 3) на частоті генерації визначити:
 - коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку K_{zz} ;
 - фазовий зсув, що вноситься колом зворотного зв'язку, φ_{zz} ;
 - необхідний для збудження коефіцієнт підсилення підсилювача K_y ;
 - необхідний для збудження фазовий зсув, що вноситься підсилювачем, φ_y .

Завдання 1). Міст Віна

Постійна часу кола $\tau = RC$.

$$\text{Частота генерації } f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC} = 15.915 \text{ кГц.}$$

Комплексний коефіцієнт передачі ви значається за формулою (6.2)

$$\dot{K}_{zz}(\omega) = \frac{j\omega\tau}{1 - \omega^2\tau^2 + j3\omega\tau}.$$

Програмування в Mathcad

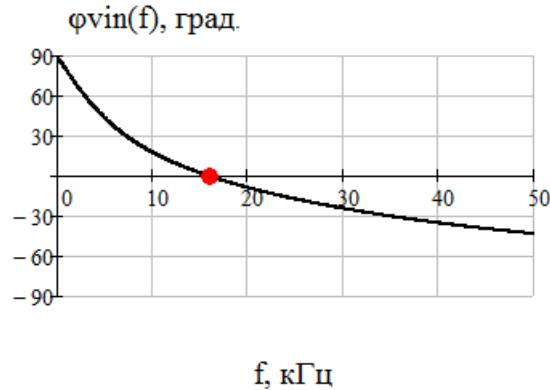
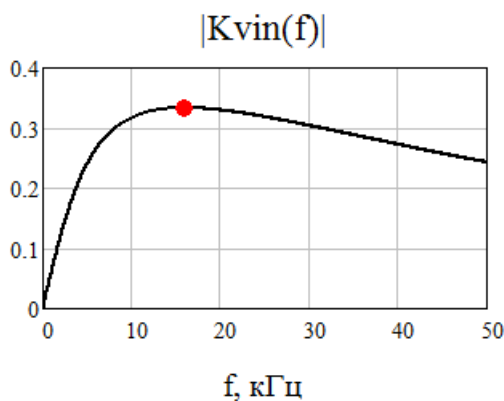
```
R := 1 кОм      C := 10 нФ
tau := R.C = 10 мкс/рад
```

$$F0 := \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot \tau} = 15.915494 \quad \text{кГц}$$

$$K_{vin}(f) := \frac{i \cdot w\tau(f)}{1 - (w\tau(f))^2 + 3i \cdot w\tau(f)}$$

$$w\tau(f) := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau$$

$$\varphi_{vin}(f) := \frac{\arg(K_{vin}(f))}{\deg}$$



На частоті генерації $\dot{K}_{33}(f_0) = j1/j3 = \frac{1}{3} e^{j0^\circ}$.

Програмування в Mathcad

$$K33 := |K_{vin}(0.001 \cdot F0)| = 0.333 \quad \varphi33 := \varphi_{vin}(0.001 \cdot F0) = 0$$

$$K_y := \frac{1}{K33} = 3 \quad \varphi_y := 360 - \varphi33 = 360$$

Таким чином, на частоті генерації коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку $K_{33} = 0.333$, $\varphi_{33} = 0^\circ$.

Для виконання схеми RC автогенератора необхідно мати неінвертуючий (двокаскадний) підсилювач з коефіцієнтом підсилення $K_y \geq 3$ та фазовим зсувом $\varphi_y = 360^\circ$.

Завдання 2). Подвійний Т-подібний міст

Постійна часу кола $\tau = RC$.

$$\text{Частота генерації } f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC} = 15.915 \text{ кГц}$$

Комплексний коефіцієнт передачі ви значається за формулою (6.4)

$$\dot{K}_{33}(\omega) = \frac{1 - 2M\omega^2\tau^2 + j\omega\tau(2M - \omega^2\tau^2)}{1 - \omega^2\tau^2\left(2M + 2 + \frac{1}{M}\right) + j\omega\tau\left(2M + 2 + \frac{1}{M} - \omega^2\tau^2\right)}$$

Програмування в Mathcad

$$M1 := 0.8 \quad M2 := 0.3 \quad G := \frac{1}{R} = 1$$

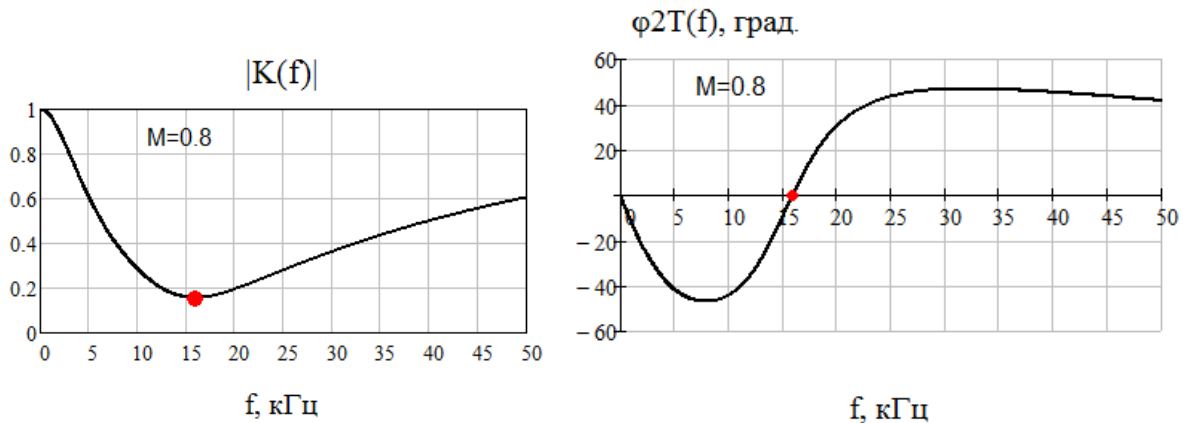
$$w\tau(f) := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau$$

$$w\tau2(f) := (w\tau(f))^2$$

$$K2T(f, M) := \frac{1 - 2 \cdot M \cdot w\tau u2(f) + i \cdot w\tau u(f) \cdot (2 \cdot M - w\tau u2(f))}{1 - \left(2 \cdot M + 2 + \frac{1}{M}\right) \cdot w\tau u2(f) + i \cdot w\tau u(f) \cdot \left(2 \cdot M + 2 + \frac{1}{M} - w\tau u2(f)\right)}$$

$$\varphi2T(f, M) := \frac{\arg(K2T(f, M))}{\deg}$$

Коефіцієнт **M = 0.8**



На частоті генерації $\dot{K}_{33}(f_0) = \frac{-0.6 + j0.6}{-3.85 + j3.85} = 0.1558.$

Програмування в Mathcad

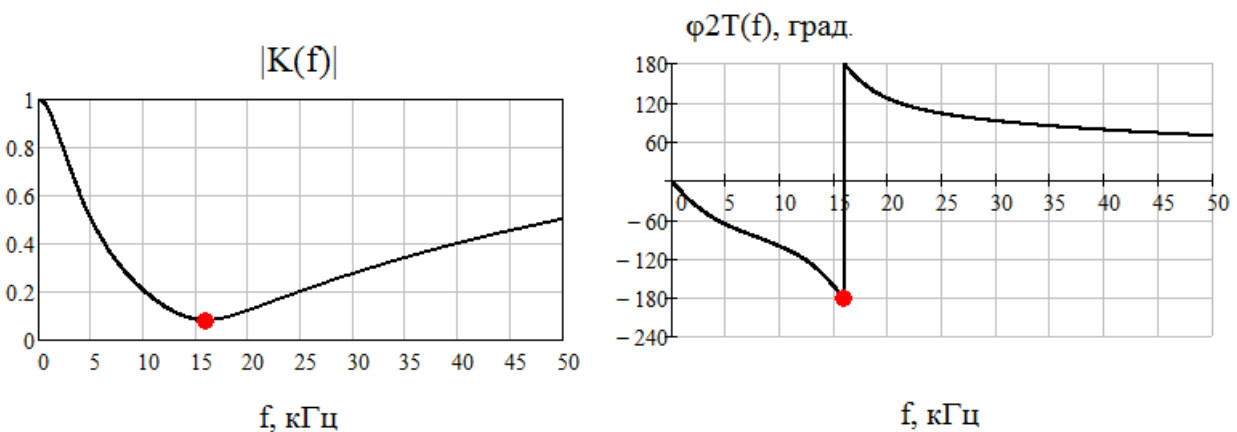
$$K33 := |K2T(0.001 \cdot F0, M1)| = 0.156 \quad \varphi33 := \varphi2T(0.001 \cdot F0, M1) = -0$$

$$K_y := \frac{1}{K33} = 6.416667 \quad \varphi_y := 360 - \varphi33 = 360$$

Таким чином, на частоті генерації коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку $K_{33} = 0.1558$, $\varphi_{33} = 0^\circ$.

Для виконання схеми RC автогенератора необхідно мати неінвертуючий (двокаскадний) підсилювач з коефіцієнтом підсилення $K_y \geq 6.417$ та фазовим зсувом $\varphi_y = 360^\circ$.

Коефіцієнт **M = 0.3**



На частоті генерації $\dot{K}_{33}(f_0) = \frac{0.4 - j0.4}{-4.9333 + j4.9333} = -0.0811.$

Програмування в Mathcad

$$K_{33} := |K_{2T}(0.001 \cdot F_0, M_2)| = 0.081 \quad \varphi_{33} := \varphi_{2T}(0.001 \cdot F_0, M_2) = -180$$

$$K_y := \frac{1}{K_{33}} = 12.333333 \quad \varphi_y := -\varphi_{33} = 180$$

Таким чином, на частоті генерації коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку $K_{33} = 0.0811$, $\varphi_{33} = 180^\circ$.

Для виконання схеми RC автогенератора необхідно мати інвертуючий (однокаскадний) підсилювач з коефіцієнтом підсилення $K_y \geq 12.334$ та фазовим зсувом $\varphi_y = 180^\circ$.

Завдання 3.1). Триланкове фазозсуваюче коло на основі ФНЧ

Постійна часу кола $\tau = RC$.

$$\text{Частота генерації } f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi\tau} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = 38.985 \text{ кГц.}$$

Комплексний коефіцієнт передачі ви значається за формулою (6.7)

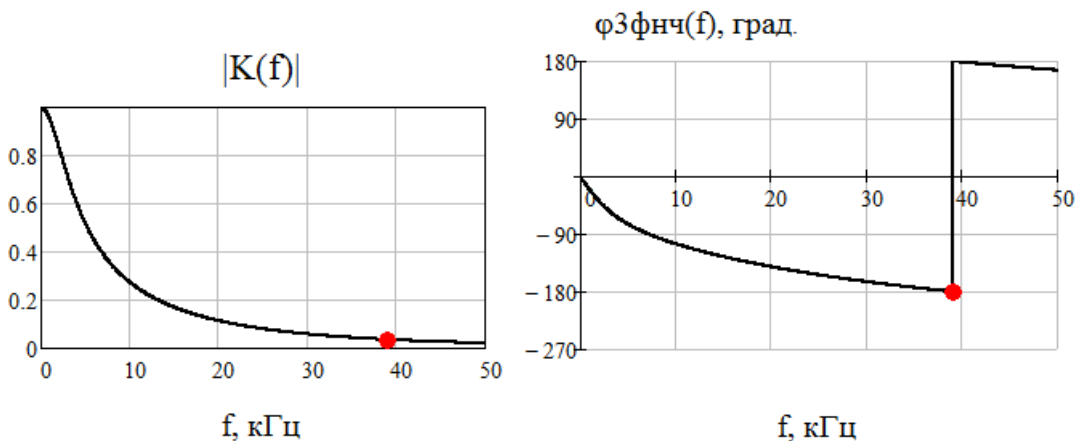
$$\dot{K}_{33}(\omega) = \frac{1}{1 - 5\omega^2\tau^2 + j\omega\tau(6 - \omega^2\tau^2)}.$$

Програмування в Mathcad

$$F_{0n} := \sqrt{6} \cdot F_0 = 38.98484 \quad \text{wtau}(f) := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau \quad \text{wtau2}(f) := (\text{wtau}(f))^2$$

$$K_{3n}(f) := \frac{1}{1 - 5 \cdot \text{wtau2}(f) + i \cdot \text{wtau}(f) \cdot (6 - \text{wtau2}(f))}$$

$$\text{f3n}(f) := \frac{\arg(K_{3n}(f))}{\deg}$$



$$\text{На частоті генерації } \dot{K}_{33}(f_0) = \frac{1}{1 - 5 \cdot 6} = -\frac{1}{29}.$$

Програмування в Mathcad

$$K_{33} := |K_{3n}(0.001 \cdot F_{0n})| = 0.034 \quad \varphi_{33} := \text{f3n}(0.001 \cdot F_{0n}) = -180$$

$$K_y := \frac{1}{K_{33}} = 29 \quad \varphi_y := -\varphi_{33} = 180$$

Таким чином, на частоті генерації коефіцієнт передачі кола зворотного

зв'язку $K_{33} = 1/29$, $\varphi_{33} = 180^\circ$.

Для виконання схеми RC автогенератора необхідно мати інвертуючий (однокаскадний) підсилювач з коефіцієнтом підсилення $K_y \geq 29$ та фазовим зсувом $\varphi_y = 180^\circ$.

Завдання 3.2). Триланкове фазозсуваюче коло на основі ФВЧ

Постійна часу кола $\tau = RC$.

$$\text{Частота генерації } f_0 = \frac{1}{2\sqrt{6}\pi\tau} = \frac{1}{2\sqrt{6}\pi RC} = 6.497 \text{ кГц.}$$

Комплексний коефіцієнт передачі ви значається за формулою (6.8)

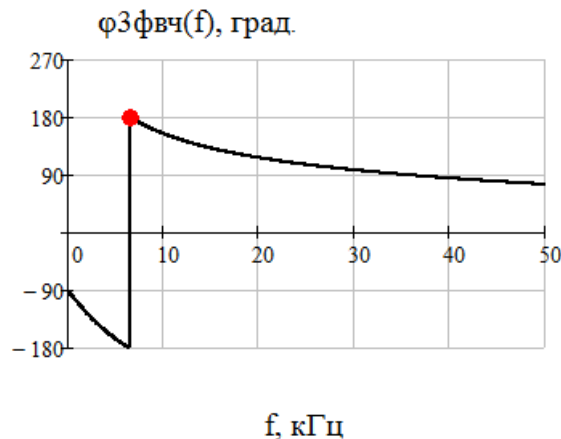
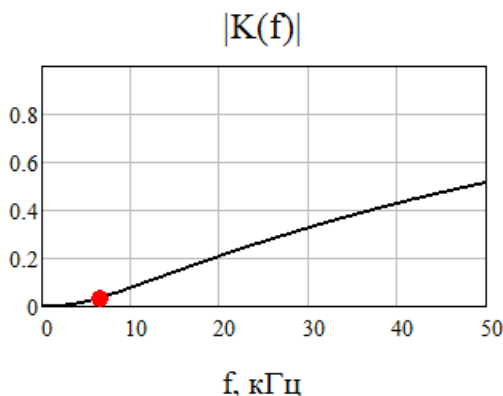
$$\dot{K}_{33}(\omega) = \frac{-j\omega^3\tau^3}{1 - 6\omega^2\tau^2 + j\omega\tau(5 - \omega^2\tau^2)}.$$

Програмування в Mathcad

$$F0v := \frac{F0}{\sqrt{6}} = 6.497473$$

$$K3v(f) := \frac{-i \cdot wtau(f) \cdot wtau2(f)}{1 - 6 \cdot wtau2(f) + i \cdot wtau(f) \cdot (5 - wtau2(f))}$$

$$\phi3v(f) := \frac{\arg(K3v(f))}{\deg}$$



$$\text{На частоті генерації } \dot{K}_{33}(f_0) = \frac{-j1/(6\sqrt{6})}{j(5 - 1/6)/\sqrt{6}} = -\frac{1}{29}.$$

Програмування в Mathcad

$$K33 := |K3v(0.001 \cdot F0v)| = 0.034 \quad \varphi33 := \phi3v(0.001 \cdot F0v) = 180$$

$$K_y := \frac{1}{K33} = 29 \quad \varphi_y := 360 - \varphi33 = 180 \quad +$$

Таким чином, на частоті генерації коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку $K_{33} = 1/29$, $\varphi_{33} = 180^\circ$.

Для виконання схеми RC автогенератора необхідно мати інвертуючий

(однокаскадний) підсилювач з коефіцієнтом підсилення $K_y \geq 29$ та фазовим зсувом $\varphi_y = 180^\circ$.

6.4. Домашнє завдання

1. Розрахувати теоретичне значення частоти автоколивань, використовуючи данні з табл.6.1. Елементи моста Віна вибрати однаковими ($R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$). Номер варіанту відповідає номеру студента у списку групи.

2. За принциповою схемою моста Віна отримати вираз його передаточної функції. Побудувати АЧХ та ФЧХ коефіцієнта передачі. Відмітити на побудованх залежностях частоту генерації.

Таблиця 6.1. Параметри елементів мосту Віна

Номер у списку групи	C, пФ	R, кОм	Номер у списку групи	C, пФ	R, кОм	Номер у списку групи	C, пФ	R, кОм
1	500	20	9	1300	12	17	2100	12
2	600	19	10	1400	11	18	2200	11
3	700	18	11	1500	10	19	2300	10
4	800	17	12	1600	9	20	2400	9
5	900	16	13	1700	8	21	2500	8
6	1000	15	14	1800	7	22	2600	7
7	1100	14	15	1900	6	23	2700	6
8	1200	13	16	2000	5	24	2800	5

6.5. Завдання комп'ютерного практикуму

1. Запустити програмне середовище MultiSim 12.0. У бібліотеці, у папці *SPRT_CP_LIB*, знайти і відкрити *файл* *кр_23.ms12*.

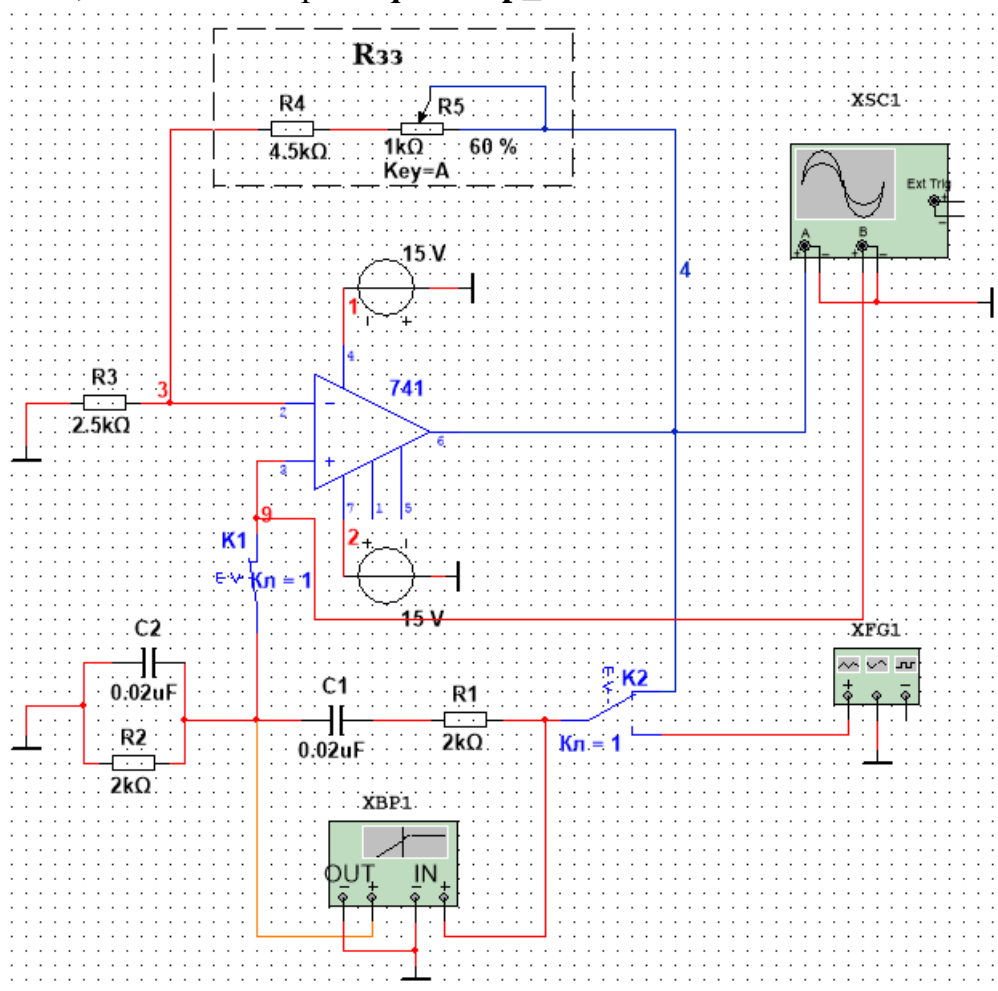


Рис. 6.10. Схема дослідження умов самозбудження RC автогенератора

6.5.1. Використані прилади

- 1) функціональний генератор - XFG1;
- 2) двоканальний осцилограф - XSC1;
- 3) побудовник АЧХ і ФЧХ – XBP1;
- 4) два джерела постійної напруги 15 В.

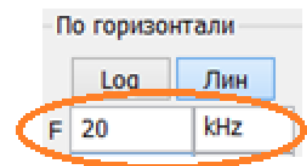
6.5.2. Виконання моделювального завдання

Встановити значення ємностей $C_1 = C_2 = C$ та опорів $R_1 = R_2 = R$ у відповідності з табл.6.1 В функціональному генераторі встановити приблизне значення розрахованої у домашньому завданні частоти генерації.

1. Отримати та зберегти у протоколі АЧХ та ФЧХ мосту Віна.

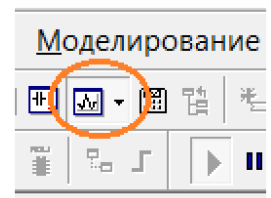
Для цього натисканням клавіші «1» відкрити перемикач K1 та перевести перемикач K2 в нижнє положення.

Відкрити побудовник АЧХ та ФЧХ – **XBP1** – та встановити в ньому верхню частоту «F» приблизно в п'ять разів більшою за розраховану в домашньому завданні частоту генерації.



Активувати схему.

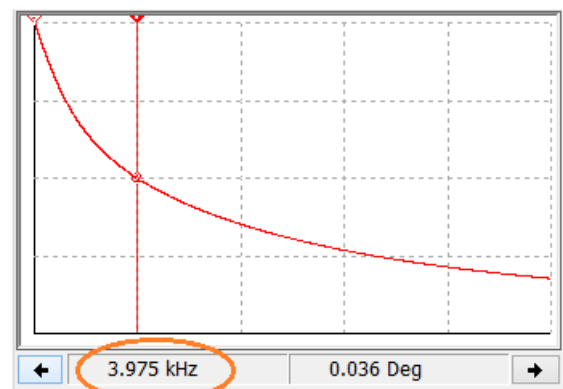
Зберегти у протоколі АЧХ та ФЧХ мосту Віна. Для цього скористатися графічним редактором MultiSim, який відкривається з головного меню. У графічному редакторі обрати закладку «Плоттер Боде». Додати в обидва графіка сітку та перенести їх у протокол.



2. Визначити частоту генерації за **ФЧХ** мосту Віна.

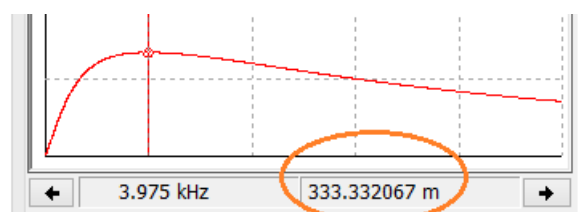
Встановити вертикальний курсор побудовника АЧХ та ФЧХ в точку нульової фази та зберегти значення частоти, на якій фаза дорівнює нулю.

$$f_0 \text{ дз} = \text{_____ кГц.}$$
$$f_0 \text{ мосту Віна} = \text{_____ кГц.}$$



3. Визначити коефіцієнт зворотного зв'язку за **АЧХ** мосту Віна.

Встановити вертикальний курсор побудовника АЧХ та ФЧХ на частоту, що



отримана в п.2, та зберегти значення коефіцієнту передачі на цій частоті.

$$K_{33} = \underline{\hspace{2cm}}.$$

Закрити побудовник АЧХ та ФЧХ – **ХВР1**.

4. Домогтися появи автоколивань в РС автогенераторі.

Натисканням клавіші «1» замкнути перемикач К1 та перевести перемикач К2 у верхнє положення.

Відкрити осцилограф.

Активувати схему.

Збільшуючи значення опору R5 до (60...65)% (натисканням клавіші «А») домогтися появи автоколивань.

Поступово зменшуючи значення опору R5 (натисканням клавіш «shiftA») визначити найменше значення опору R5, при якому автогенератор ще збуджується. Розрахувати при цьому опорі коефіцієнт підсилення ОП

$$K_y = 1 + \frac{R_4 + R_5}{R_3} = \underline{\hspace{2cm}}.$$

5. Для найменшого значення опору R5, що визначене в п.4, за допомогою вертикальних курсорів осцилографу визначити період та частоту автоколивань

$$T = \underline{\hspace{2cm}} \text{ мкс}, \quad f_{0 \text{ АГ}} = \underline{\hspace{2cm}} \text{ кГц}.$$

Пояснити відмінність отриманого значення частоти генерації від значення, що отримане в п.2.

6. Зберегти у протоколі осцилограми для трьох значень коефіцієнту підсилення, яке залежить від значення опору R5, змінюючи опір R5 від найменшого значення (отриманого в п.4) до 65%.

7. Перевірити виконання умови балансу амплітуд за значеннями коефіцієнту зворотного зв'язку, що визначений в п.3, та коефіцієнта підсилення ОП, що визначений в п.4

$$K_{33} \cdot K_y = \underline{\hspace{2cm}}.$$

6.6. Використана література

[1] т.4, с.127–159

[4] с.361–364.

[5] с.730–733.

[6] с.444–446..

[9] с.262–271.

[11] с.13–17.

6.7. Контрольні питання

1. В чому полягає принцип побудови RC генераторів гармонічних коливань?
2. Як виконуються умови самозбудження в автогенераторах, що використовують неінвертуючі підсилювачі?
3. Які характеристики має міст Віна і як вони використовуються в RC автогенераторі.
4. Чим визначається частота генеруємих коливань і від чого залежить її стабільність?
5. Чому доцільно змінювати частоту коливань, що генеруються, одночасною перестройкою двох резисторів або двох конденсаторів мосту Віна?
6. Яким чином може бути підвищена стабільність амплітуди автоколивань?
7. Які властивості мають інерційні нелінійності (терморезистори)?
8. Яким чином досягається синусоїдальна форма коливань, що генеруються?
9. Чим визначається коефіцієнт підсилення підсилювача генератора?

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Волощук, Ю. І. *Сигнали та процеси в радіотехніці*, в 4-ч томах. — Харків : СМІТ, 2003-2005.
2. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник. Навчальний посібник / За ред. Ю.А.Мазора, Є.Д.Мачуського, В.І.Правди. - К.: Вища шк., 1999. - 838 с.
3. Основи теорії телекомунікацій і радіотехніки. Частина І, ІІ. *Методичні вказівки до лабораторних робіт для студентів радіотехнічного факультету всіх форм навчання за спеціальністю 172 «Телекомунікації і радіотехніка»* / В. П. Гололобов, С. М. Літвінцев. — К. : НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського», 2017. —72 с.—Видання 3-є, виправлене та доповнене.
4. Гоноровский, И.С. *Радиотехнические цепи и сигналы*. — М. : Сов. Радио, 1977. —М. : Радио и связь, 1986 (4е изд.).— 512 с.
5. Баскаков, С. И. *Радиотехнические цепи и сигналы*.—М. : Высшая школа, 1983, 2000, 2002.
6. Зернов, Н.В.; Карпов, В. Г. *Теория радиотехнических цепей*. — Л. : Энергия, 1972. —816 с.
7. Самойло, К. А. (ред.). *Радиотехнические цепи и сигналы*.—М. : Радио и связь, 1982.—527 с.
8. Зиновьев, А.Л.; Филиппов, Л. И. *Введение в теорию сигналов и цепей*. — М. : Высшая школа, 1975.
9. Андреев, В. С. *Теория нелинейных электрических цепей*. — М. : Связь, 1972. — М. : Радио и связь, 1982.
10. Кушнир, В.Ф.; Ферсман, Б.А. *Теория нелинейных электрических цепей*. — М. : Связь, 1974. — 383 с.
11. Кольченко, О. Ф. *Методические указания к выполнению лабораторного практикума по дисциплине «Радиотехнические цепи и сигналы» (раздел «Нелинейные и параметрические цепи»)* для студентов специальности «Радиотехника».—К. : КПИ, 1986. — 52 с
12. Mathcad [Online] // <https://uk.wikipedia.org/wiki/Mathcad>.
13. Маланчук Є.З. Моделювання та аналіз цифрових схем. Підручник / Є.З. Маланчук, В.В. Макаренко, В.М. Співак, Г. Г. Власюк, А.В. Рудик. – Рівне: НУВГП, 2018. – 463 с.
14. Програма схемотехнічного моделювання Multisim // <https://studizba.com/lectures/129-inzhenerija/2101-jelektronika/40850-6-programma-shemotehnicheskogo-modelirovanija-multisim.htm>

ДОДАТКИ

А. КОЕФІЦІЄНТИ БЕРГА

$$\alpha_0(\theta) = \frac{\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta}{\pi \cdot (1 - \cos \theta)}, \quad \alpha_1(\theta) = \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\pi \cdot (1 - \cos \theta)},$$

$$\alpha_2(\theta) = \frac{2[\sin 2\theta \cdot \cos \theta - 2 \sin \theta \cdot \cos 2\theta]}{6\pi \cdot (1 - \cos \theta)}, \quad \alpha_3(\theta) = \frac{2[\sin 3\theta \cdot \cos \theta - 3 \sin \theta \cdot \cos 3\theta]}{24\pi \cdot (1 - \cos \theta)}, \dots$$

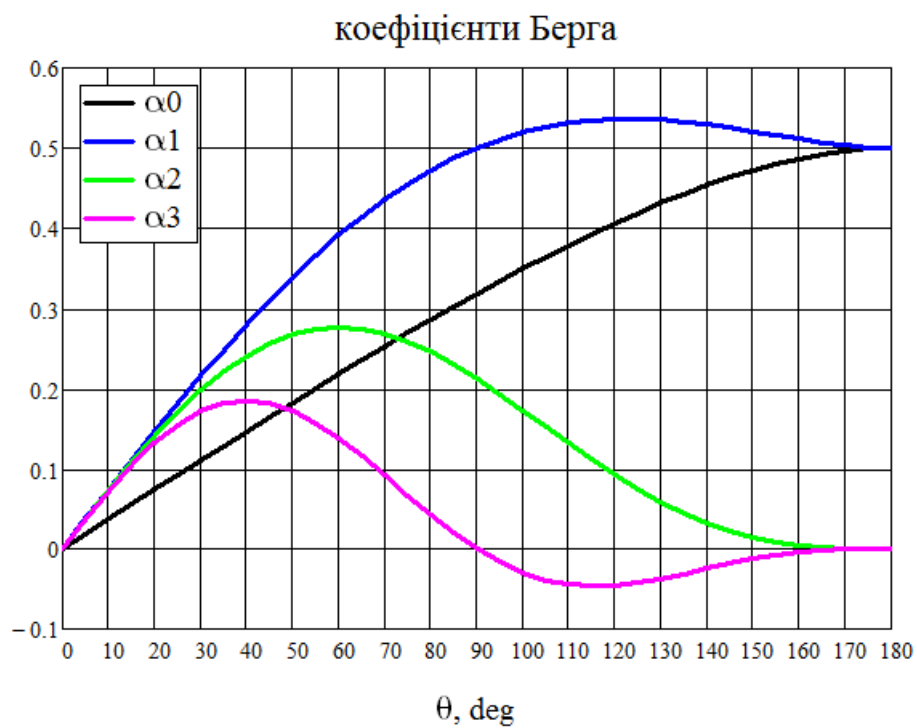
**А.1. Коефіцієнти постійної складової і першої гармоніки
косинусоїдальних імпульсів**

θ , град	α_0	α_1
5	0.019	0.037
10	0.037	0.074
15	0.055	0.11
20	0.074	0.146
25	0.092	0.181
30	0.111	0.215
35	0.129	0.248
40	0.147	0.28
45	0.165	0.31
50	0.183	0.339
55	0.2	0.366
60	0.218	0.391

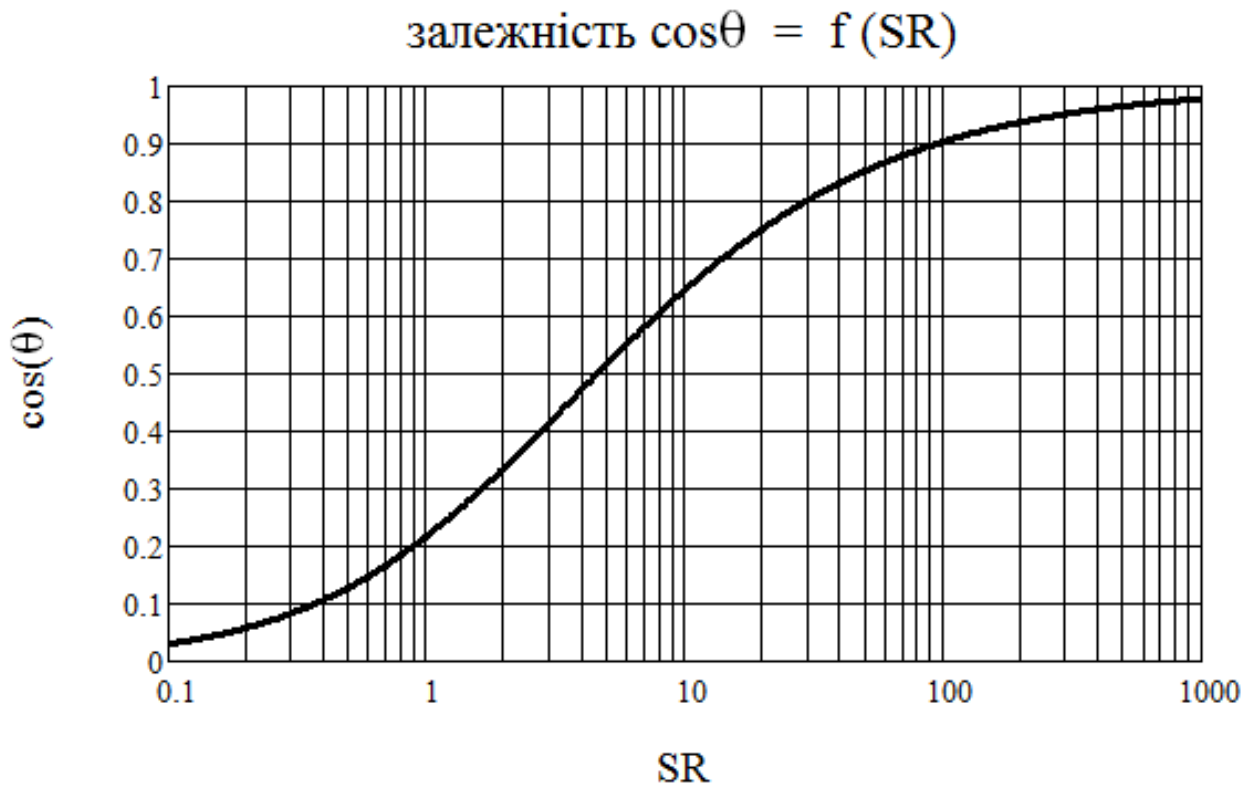
θ , град	α_0	α_1
65	0.235	0.414
70	0.252	0.436
75	0.269	0.455
80	0.286	0.472
85	0.302	0.487
90	0.318	0.5
95	0.334	0.511
100	0.349	0.52
105	0.364	0.527
110	0.379	0.532
115	0.393	0.535
120	0.406	0.536

θ , град	α_0	α_1
125	0.419	0.536
130	0.431	0.535
135	0.443	0.533
140	0.453	0.529
145	0.463	0.525
150	0.472	0.52
155	0.48	0.516
160	0.487	0.511
165	0.492	0.507
170	0.496	0.503
175	0.499	0.501
180	0.5	0.5

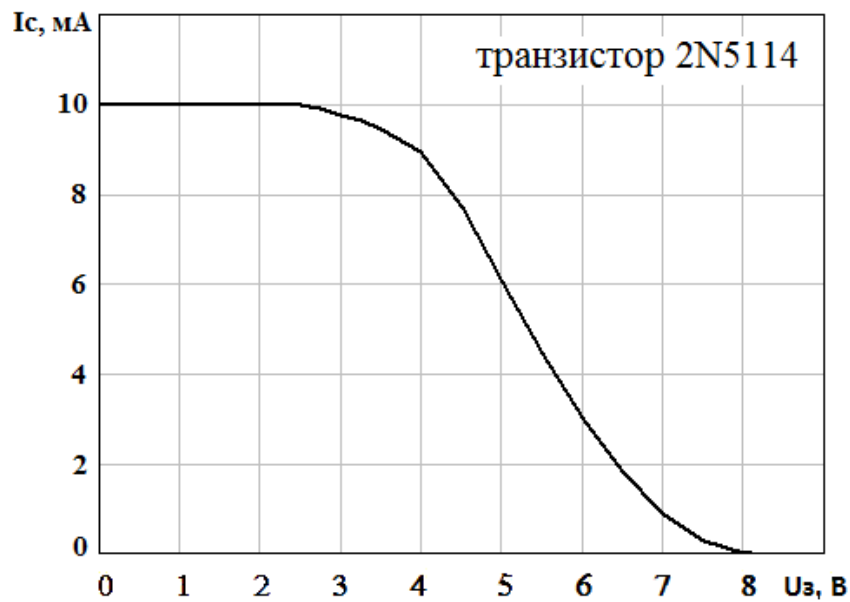
А.2. Графіки коефіцієнтів Берга для косинусоїдальних імпульсів



**Б. ГРАФІКИ ЗАЛЕЖНОСТІ $\cos \theta$ ВІД ПАРАМЕТРІВ СХЕМИ
ДІОДНОГО ДЕТЕКТОРА (SR)**

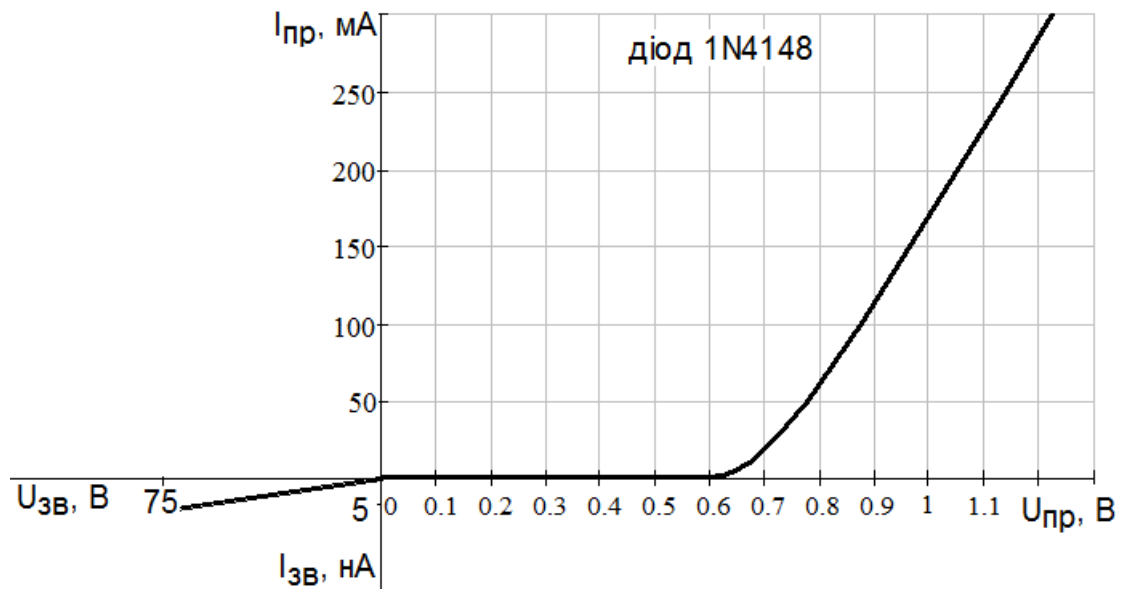


В. ВОЛЬТ-АМПЕРНА ХАРАКТЕРИСТИКА ПОЛЬОВОГО ТРАНЗИСТОРА 2N5114



$U_з, \text{В}$	$I_c, \text{мА}$	$U_з, \text{В}$	$I_c, \text{мА}$	$U_з, \text{В}$	$I_c, \text{мА}$	$U_з, \text{В}$	$I_c, \text{мА}$
0	10	2.5	10	4	8.936	6.5	1.821
0.5	10	2.75	9.895	4.5	7.693	7	0.881
1	10	3	9.77	5	6.029	7.5	0.265
1.5	10	3.35	9.624	5.5	4.457	8	0.00533
2	10	3.5	9.448	6	3.032	8.1	0

Г. ВОЛЬТ-АМПЕРНА ХАРАКТЕРИСТИКА ІМПУЛЬСНОГО МАЛОПОТУЖНОГО ВИСОКОЧАСТОТНОГО ДІОДА 1N4148



$I_{пр}, \text{мА}$	$U_{пр}, \text{В}$	$I_{пр}, \text{мА}$	$U_{пр}, \text{В}$	$I_{пр}, \text{мА}$	$U_{пр}, \text{В}$	$I_{пр}, \text{мА}$	$U_{пр}, \text{В}$
0.0001	0.00357	0.05	0.518	2.5	0.623	25	0.7188
0.0005	0.398	0.1	0.536	5	0.645	50	0.7767
0.001	0.416	0.25	0.56	10	0.6711	100	0.87465
0.005	0.4585	0.5	0.578	15	0.689	200	1.053
0.01	0.4765	1	0.597	20	0.705	300	1.223

$$I_{зв} (U_{зв} = 75 \text{ В}) = 5 \text{ нА}$$

$$I_{зв} (U_{зв} = 100 \text{ В}) = 10 \text{ нА}$$

Максимальний прями́й струм 300 мА $\rightarrow$ $U_{пр \text{ max}} = 1.223 \text{ В}$

Час відновлення 4 нс

Д. ПРОГРАМА СХЕМОТЕХНІЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ MULTISIM

Multisim – це зручний емулятор схем, який дозволяє створювати найкращу продукцію за мінімальний час. Він містить в собі версію Multicap, що робить його універсальним засобом для програмного опису та негайного наступного тестування схем.

NI Multisim дозволяє об'єднати процеси розробки електронних пристроїв і тестування на основі технології віртуальних приладів для навчальних та виробничих цілей. Підрозділ Electronics Workbench Group компанії National Instruments анонсувало випуск Multisim та Ultiboard, останніх версій програмного забезпечення для інтерактивного SPICE-моделювання та аналізу електричних кіл, які використовують в схемотехніці, проектуванні друкованих плат і комплексном тестуванні.

Ця платформа пов'язує процеси тестування і проектування, надаючи розробнику електронного обладнання гнучкі можливості технології віртуальних приладів. Сумісне використання програмного забезпечення для моделювання електричних кіл Multisim компанії National Instruments із середовищем розробки вимірюючих систем LabVIEW, дозволяє порівнювати теоретичні дані з реальними безпосередньо в процесі створення схем звичайних друкованих плат, що знижує кількість проектних ітерацій, кількість помилок в прототипах та прискорює вихід продукції на ринок.

Можна застосовувати Multisim для інтерактивного створення принципових електричних схем і моделювання режимів їх роботи.

«Multisim надає основу платформи для вивчення електротехніки компанії National Instruments, яка містить в собі прототип робочої станції NI ELVIS та NI LabVIEW. Він надає можливість студентам отримати всебічний практичний досвід протягом повного циклу проектування електронного обладнання», – заявив Рей Алмгрен, віце-президент компанії National Instruments з академічних зв'язків. «За допомогою цієї платформи студенти зможуть легко перейти від теорії до практики, створюючи дослідні зразки та поглиблюючи свої знання з основ проектування схем», – відмітив він.

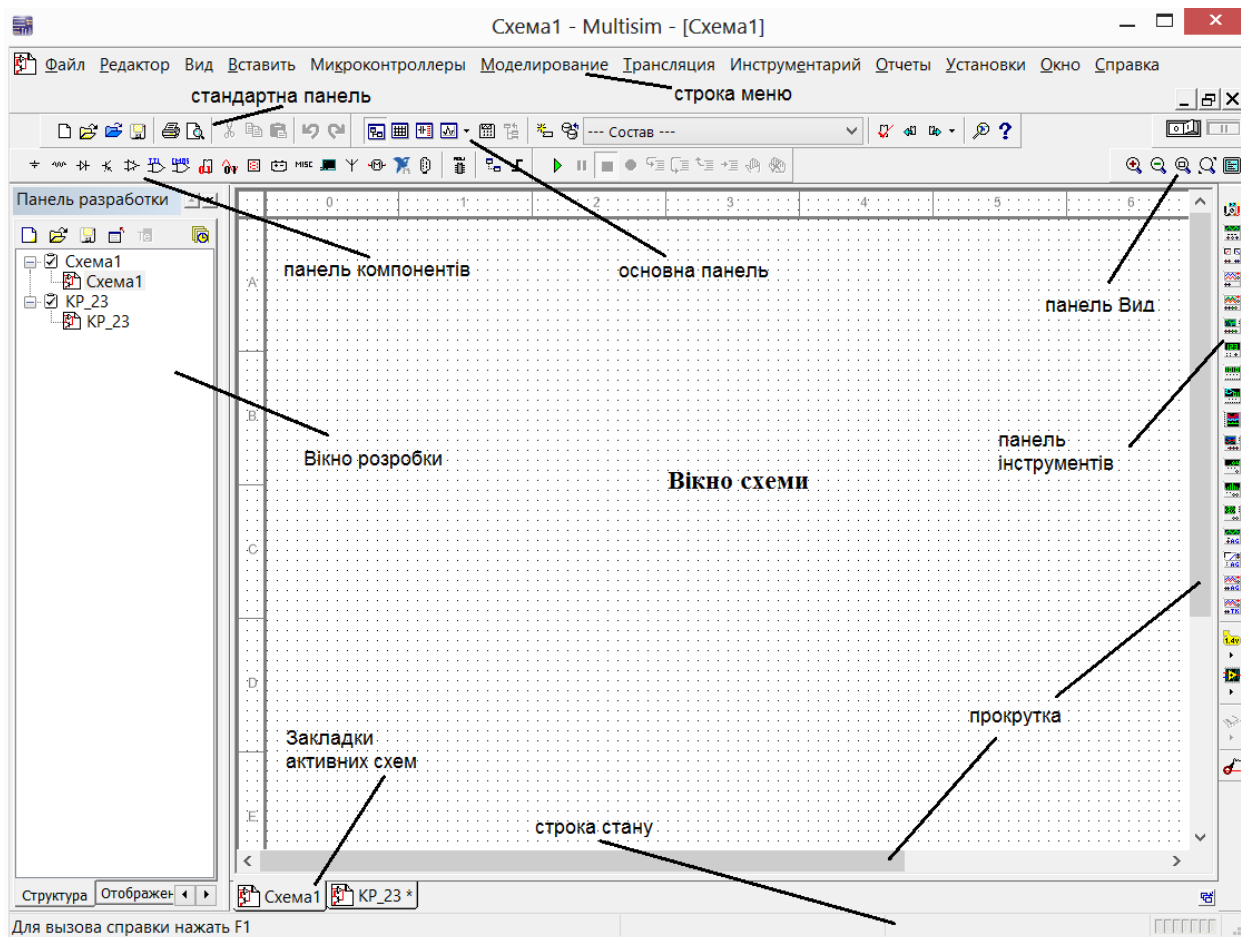
База даних компонентів містить більше ніж 1200 SPICE-моделей елементів від провідних виробників, таких як Analog Devices, Linear Technology та Texas Instruments, а також більше ніж 100 нових моделей імпульсних джерел живлення. Окрім того, в новій версії програмного забезпечення з'явився помічник

Convergence Assistant, який автоматично корегує параметри SPICE, виправляючи помилки моделювання. Додано підтримку моделей МОП-транзисторів стандарту BSIM4, а також розширено можливості відображення і аналізу даних, включаючи новий пробник для значень струму та оновлено статичні пробники для диференціальних вимірювань.

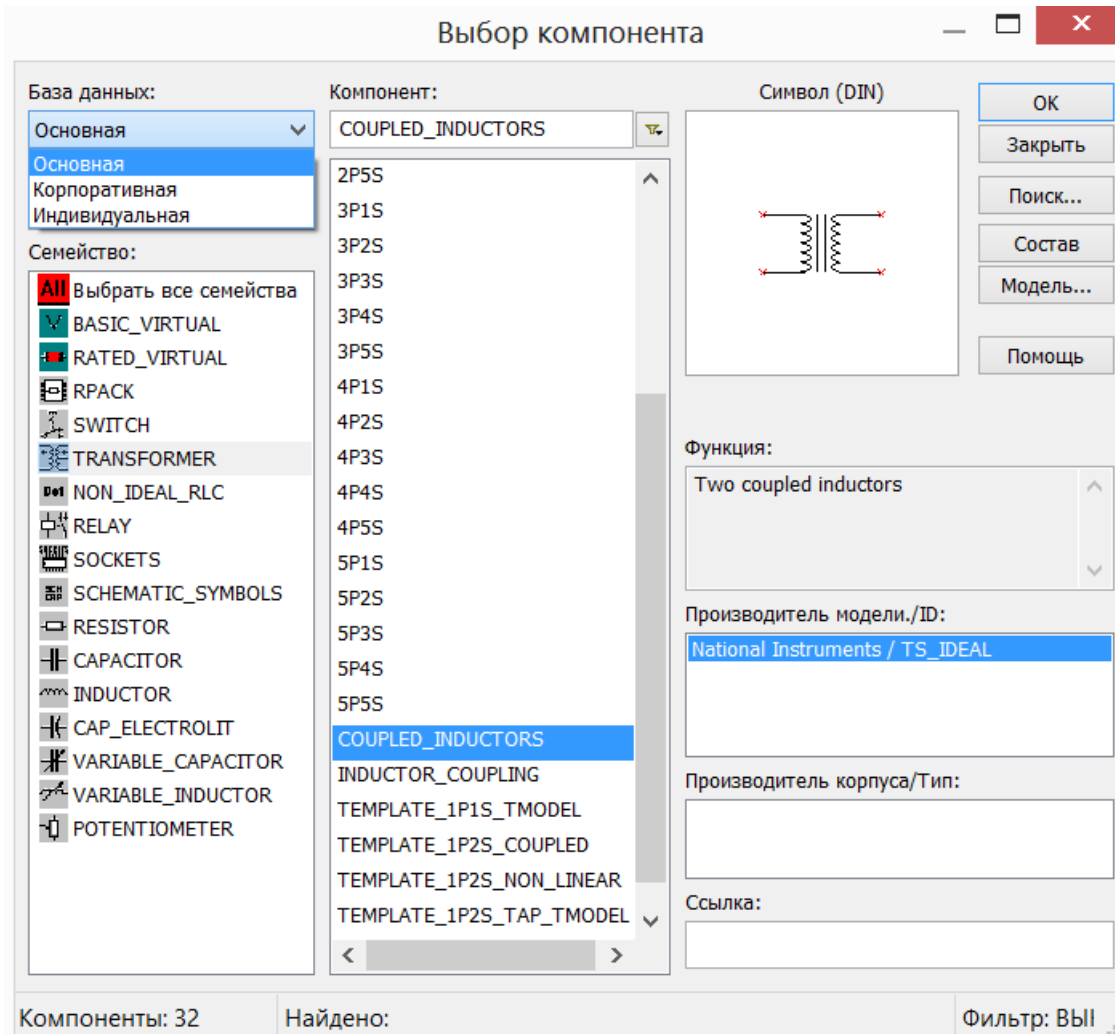
Д.1. Гарячі клавіші

Ctrl+N	Створити новий файл
Ctrl+O	Відкрити файл
Ctrl+S	Зберегти відкритий файл
Ctrl+P	Друк графіків / поточний файл
Ctrl+Z	Відміна дії
Ctrl+X	Вирізати з копіюванням в буфер
Ctrl+C	Копіювати в буфер
Ctrl+V	Вставити з буфера
Ctrl+D	Відкрити Circuit Description Box (Панель опису схеми)
Ctrl+F	Пошук
Delete	Видалити виділену групу
Ctrl+W	Вибір пристроїв
Ctrl+J	Вставити вузол
Ctrl+Q	Додати провідник
Ctrl+I	Вставити конектор
Ctrl+B	Вставити підсхему
Ctrl+T	Вставити текст
F5	Активувати схему
F6	Пауза
Alt+Y	Зеркальне відображення за вертикаллю
Alt+X	Зеркальне відображення за горизонталлю
Ctrl+R	Поворот на 90° за часовою стрілкою
Ctrl+Shift+R	Поворот на 90° проти часової стрілки
Клавиши курсора	Переміщує виділений пристрій вліво, вправо, вгору, вниз

Д.2. Середовище Multisim



Д.3. Огляд компонентів



В Multisim є бази даних трьох рівнів:

- з Основної бази даних («*Master Database*») можна тільки зчитувати інформацію, в ній знаходяться усі компоненти;
- Корпоративна база даних («*Corporate Database*») призначена для тих компонентів, які повинні бути доступні іншим користувачам по мережі;
- Індивідуальна база даних («*User Database*») відповідає поточному користувачу комп'ютера. Вона призначена для зберігання компонентів, які небажано надавати у загальний доступ.

Засоби керування базами даних дозволяють переміщувати компоненти, об'єднувати дві бази в одну і редагувати їх. Усі бази даних розділені на групи, а вони, у свою чергу, – на сім'ї. Коли користувач обирає компонент і поміщає його в схему, утворюється нова копія. Усі зміни з нею ніяким чином не зачіпають інформацію, що зберігається в базі даних.

Основна база даних «*Master Database*» розділена на групи:

																	
Джерела	Пасивні компоненти	Діоди	Транзистори	Аналогові компоненти	Логіка TTL	Логіка CMOS	Цифрові компоненти	Аналогово-цифрові компоненти	Індикатори	Компоненти живлення	Інші компоненти	Периферійні пристрої	ВЧ-компоненти	Електро-механічні компоненти	Компоненти NI	Роз'єми	Мікроконтролери

1) **Джерела («Sources»)**. Група містить усі джерела напруги та струму, заземлення.

Наприклад, «*power_sources*» (джерела постійної, змінної напруги, заземлення, безпровідні з'єднання – VCC, VDD, VSS, VEE), «*signal_voltage_sources*» (джерела прямокутних імпульсів, джерела сигналу через певні проміжки часу), «*signal_current_sources*» (постійні, змінні джерела струму, джерела прямокутних імпульсів) тощо.

	POWER_SOURCES
	SIGNAL_VOLTAGE_SOURCES
	SIGNAL_CURRENT_SOURCES
	CONTROLLED_VOLTAGE_SOURCES
	CONTROLLED_CURRENT_SOURCES
	CONTROL_FUNCTION_BLOCKS
	DIGITAL_SOURCES

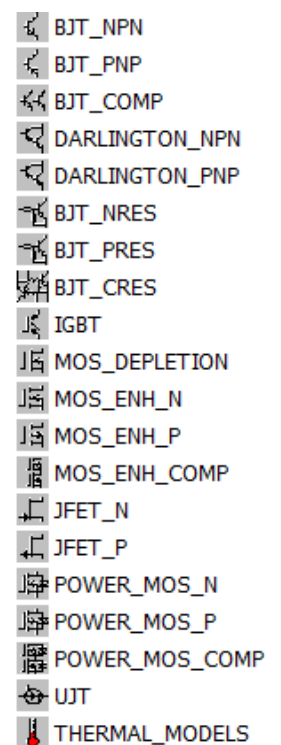
2) **Пасивні компоненти («Basic»)**. Група містить основні елементи схемотехніки: резистори, індуктивні елементи, ємнісні елементи, перемикачі, трансформатори, реле, коннектори тощо.

	BASIC_VIRTUAL
	RATED_VIRTUAL
	RPACK
	SWITCH
	TRANSFORMER
	NON_IDEAL_RLC
	RELAY
	SOCKETS
	SCHEMATIC_SYMBOLS
	RESISTOR
	CAPACITOR
	INDUCTOR
	CAP_ELECTROLIT
	VARIABLE_CAPACITOR
	VARIABLE_INDUCTOR
	POTENTIOMETER

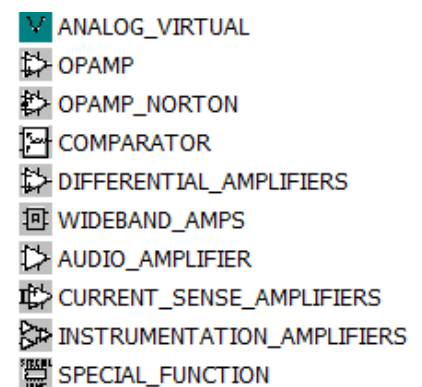
3) **Діоди («Diodes»)**. Група містить різні типи діодів: фотодіоди, діоди Шоткі, світлодіоди тощо.



4) **Транзистори («Transistors»)**. Група містить різні типи транзисторів: рnp-, npn-транзистори, біполярні транзистори, МОП-транзистори, КМОП-транзистори тощо.



5) **Аналогові компоненти («Analog»)**. Група містить усі види підсилювачів: операційні, диференціальні, інвертуючі, інструментальні тощо.



6) **Логіка TTL («TTL»)**. Група містить елементи транзисторно-транзисторної логіки.

	74STD
	74STD_IC
	74S
	74S_IC
	74LS
	74LS_IC
	74F
	74ALS
	74AS

7) **Логіка CMOS («CMOS»)**. Група містить елементи КМОП-логіки.

	CMOS_5V
	CMOS_5V_IC
	CMOS_10V
	CMOS_10V_IC
	CMOS_15V
	74HC_2V
	74HC_4V
	74HC_4V_IC
	74HC_6V
	TinyLogic_2V
	TinyLogic_3V
	TinyLogic_4V
	TinyLogic_5V
	TinyLogic_6V

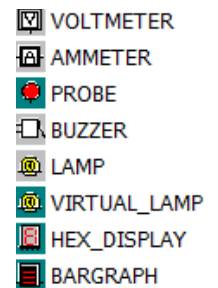
8) **Цифрові компоненти («Misc Digital»)**. Група містить різні цифрові пристрої.

	TTL
	DSP
	FPGA
	PLD
	CPLD
	MICROCONTROLLERS
	MICROPROCESSORS
	MEMORY
	LINE_DRIVER
	LINE_RECEIVER
	LINE_TRANSCEIVER

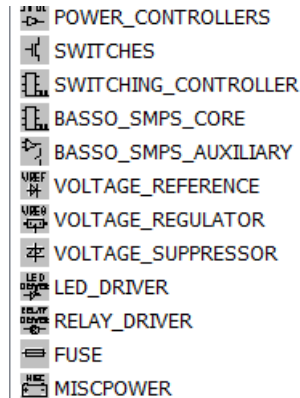
9) **Аналогово-цифрові компоненти («Mixed»)**. Група містить комбіновані компоненти.

	MIXED_VIRTUAL
	ANALOG_SWITCH
	ANALOG_SWITCH_IC
	TIMER
	ADC_DAC
	MULTIVIBRATORS

10) **Індикатори («Indicators»)**. Група містить вимірювальні прилади (вольтметри, амперметри, пробники), лампи тощо.

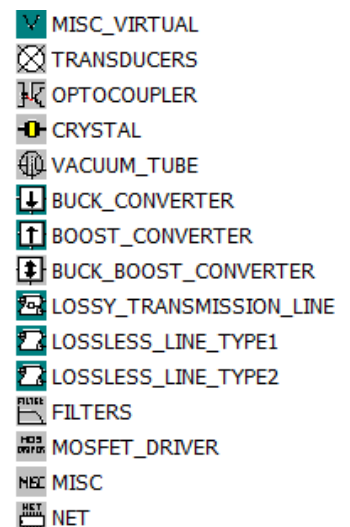


11) **Компоненти живлення («Power»)**. Група містить стабілізатори, діодні та транзисторні перемикачі тощо.

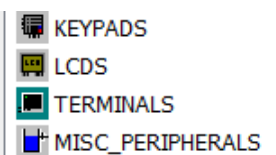


запобіжники,

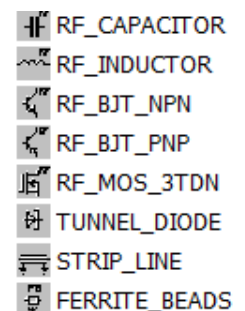
12) **Інші компоненти («Misc»)**. Група містить елементи, що не попали до інших груп (кварцові генератори, оптопары, довгі лінії) тощо.



13) **Периферійні пристрої («Advanced Peripherals»)**. Група містить підключаємі зовнішні пристрої (дисплеї, термінали, клавішні поля) тощо.



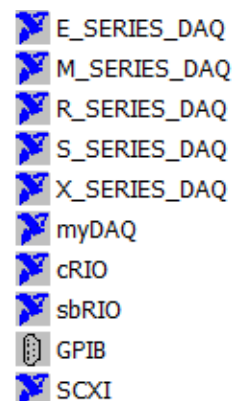
14) **ВЧ-компоненти («RF»)**. Група містить компоненти, що використовують у ВЧ діапазоні.



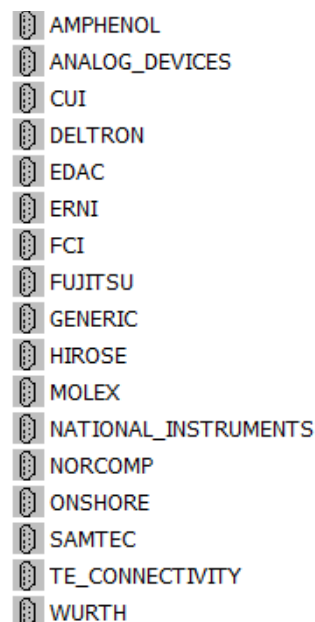
15) **Електро-механічні компоненти («Electro Mechanical»)**. Група містить контролюючі механізми, датчики, розмикачі тощо.



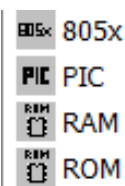
16) **Компоненти NI («NI Components»)**. Група містить великі мікросхеми компанії National Instruments різного призначення.



17) **Роз'єми («Connertors»)**. Група містить роз'єми різних компаній.



18) **Мікроконтролери («MCU»)**. Група містить керувальні модулі багатопунктового зв'язку (від англ. *multipoint control unit*).



Д.4. Віртуальні прилади

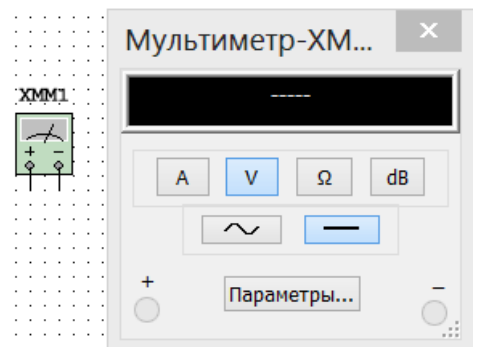
Усі прилади розташовані на панелі інструментів.

	Мультиметр		Вимірювач нелінійних спотворень
	Функціональний генератор		Аналізатор спектра
	Ваттметр		Панорамний аналізатор
	Осцилограф		Функціональний генератор Agilent
	Чотириканальний осцилограф		Мультиметр Agilent
	Плоттер Боде (побудовник АЧХ та ФЧХ)		Осцилограф Agilent
	Частотомер		Осцилограф Tektronics
	Генератор слів		Вимірювальний пробник
	Логічний перетворювач		Прилади LabVIEW
	Логічний аналізатор		Датчик струму
	Характеріограф		

Розглянемо основні.

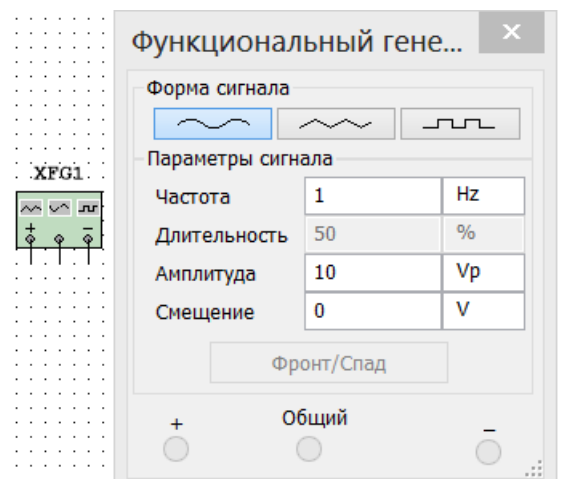
Мультиметр

Мультиметр призначений для вимірювання змінних або постійних струмів або напруг, опору чи затухання між двома вузлами схеми. Діапазон вимірювань мультиметра підбирається автоматично. Його внутрішній опір і струм наближені до ідеальних значень, але їх можна змінити.



Функціональний генератор

Генератор сигналів (*function generator*) – це джерело напруги, яке може генерувати синусоїдалі, пілкоподібні (трикутні) та прямокутні періодичні сигнали. Можна змінювати форму сигнала, його частоту, амплітуду, коефіцієнт заповнення та постійну складову. Частоти сигналів генератора можна змінювати від часток герц до оптичного діапазону.

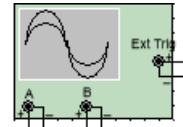


Осциллограф

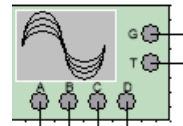
В Multisim є кілька модифікацій осцилографів, якими можна керувати як справжніми. Вони дозволяють встановлювати параметри часової розгортки і напруги, обирати тип та рівень запуску вимірювань.

В Multisim є наступні осцилографи:

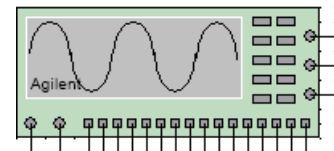
- двоканальний



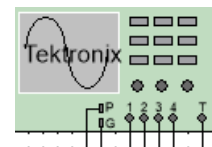
- чотириканальний



- осцилограф змішаних сигналів Agilent 54622D

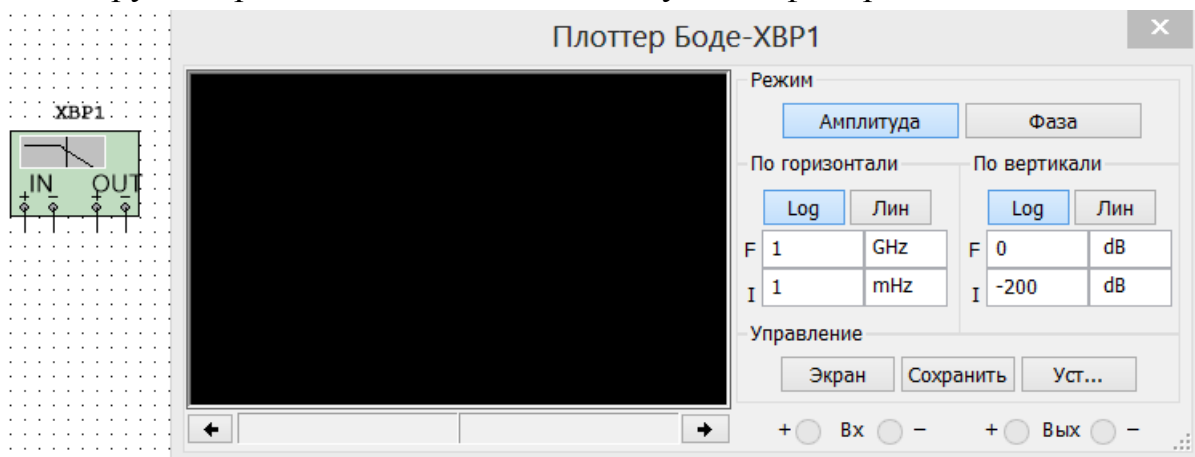


- чотириканальний цифровий осцилограф із записом Tektronix TDS 2024



Побудовник АЧХ і ФЧХ

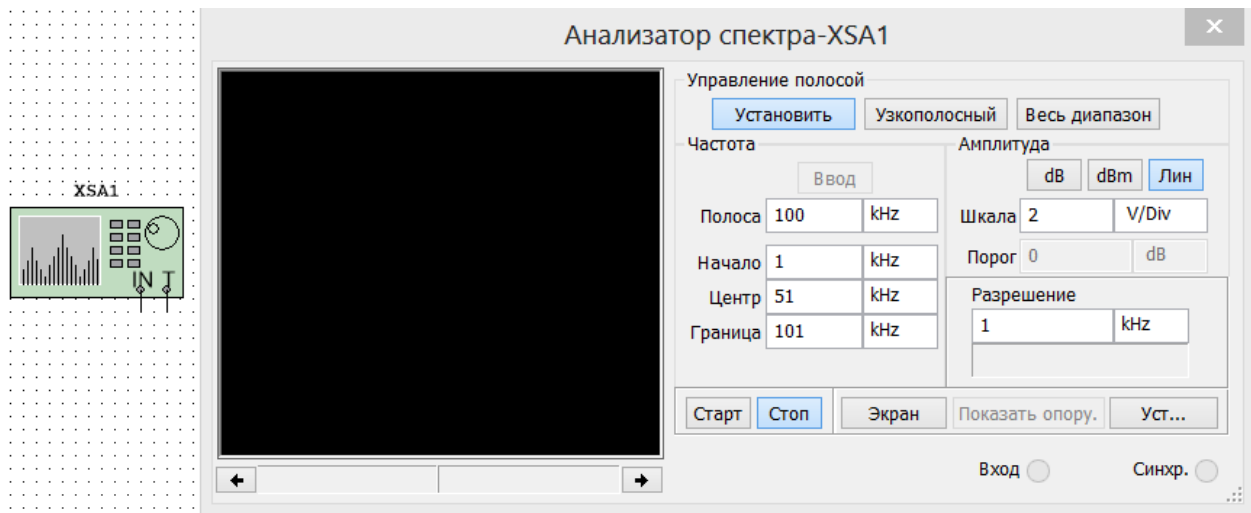
Побудовник частотних характеристик (*Бодє Плоттер*) відображає відносний фазовий або амплітудний відклик входного та вихідного сигналів. Це особливо зручно при аналізі властивостей смугових фільтрів.



Спектроаналізатор

Спектроаналізатор (*spectrum analyzer*) слугує для вимірювання амплитуди гармоніки з заданою частотою. Також він може вимірювати потужність сигналу та частотних компонент, визначити наявність гармонік в сигналі. Результати роботи спектроаналізатора відображаються в частотній області, а не у часовій. Звичайно, сигнал – це функція часу, для її вимірювання астосовують осцилограф.

Іноді очікується синусоїдальний сигнал, але він може містити додаткові гармоніки, в результаті, неможливо виміряти рівень сигналу. Якщо ж сигнал вимірювати спектроаналізатором, тоді отримують частотний склад сигналу, тобто визначають амплітуди основної і додаткових гармонік.



Д.5. Аналіз

В Multisim передбачено багато режимів аналізу даних емуляції, від простих до самих складних, у тому числі і вкладених.

Основні види аналіза:

1) Режим постійного струму (DC). Аналіз кіл на постійному струмі виконується для резистивних схем. Це правило прямо впливає з теорії електричних кіл; при аналізі на постійному струмі конденсатори замінюють розривом, котушки індуктивності – коротким замкненням, нелінійні компоненти, такі як діоди і транзистори, замінюють їх опором постійному струму в робочій точці. Аналіз кола на постійному струмі виявляє вузлові потенціали досліджуваної схеми;

2) Режим змінного струму (AC). Аналіз кіл на змінному струмі полягає у побудові частотних характеристик;

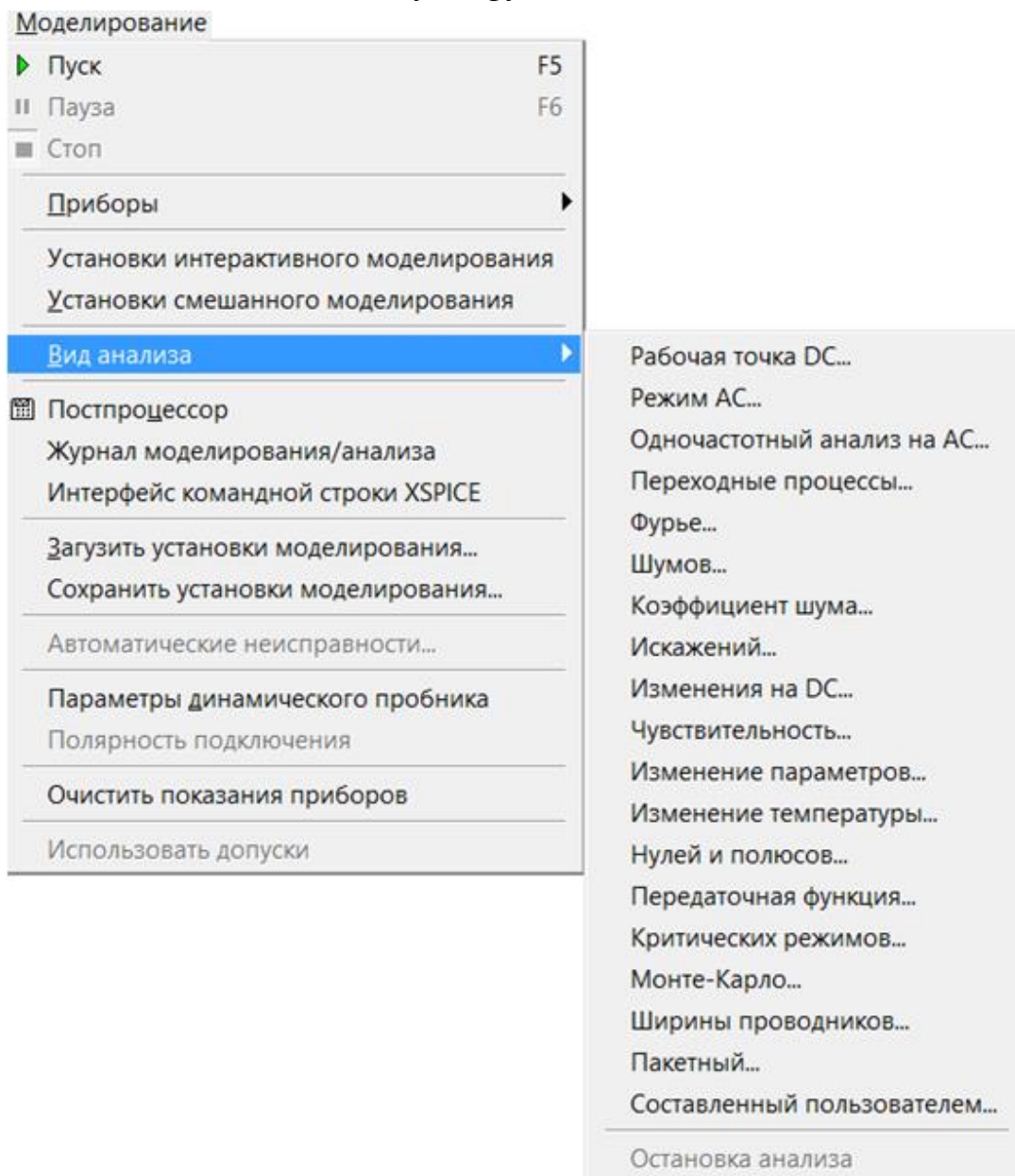
3) Перехідні процеси (Transient). Аналіз перехідних процесів в колах дозволяє визначити форму вихідного сигналу, тобто побудувати графік сигналу як функції часу.

4) Фур'є (Fourier). Аналіз амплітудних и фазових спектрів періодичних сигналів. Інформація може бути представлена як лінійчасті спектри, як обвідні спектрів, як таблиця, що містить значення сталої складової, коефіцієнта гармонік, абсолютні та відносні значення амплітуд гармонік.

5) Зміни на DC. Аналіз вхідних, вихідних або прохідних характеристик нелінійних елементів. Можна будувати характеристики від зміни двох параметрів.

6) Робоча точка DC. Видаються значення усіх визначених струмів та напруг в робочій точці нелінійного елемента (або в заданому вузлі схеми).

Список усіх функцій Multisim



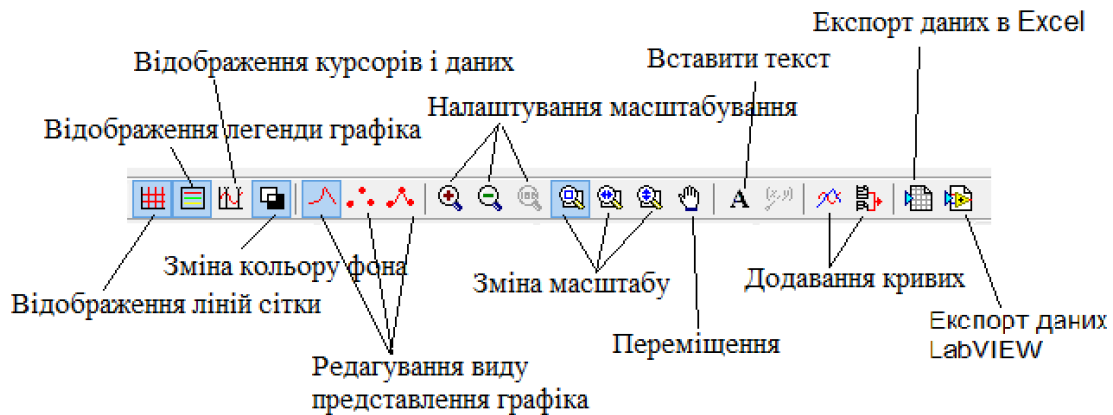
Окрім вбудованих функцій аналізу є можливість визначити свою функцію за допомогою команд SPICE.

Для початку аналізу треба обрати потрібний пункт меню Моделирование (*Simulate*) – підменю Вид анализа (*Analyses*) – вид аналізу.

При підготовці до обраного аналізу необхідно налаштувати його параметри. Наприклад, діапазон частот для аналізатора змінного струму (AC analysis) або кількість гармонік і частоту основної гармоніки (*Fourier*). Необхідно також обрати вихідні вузли (*traces*).

Просмотр графіков (*Grapher*) – основний інструмент просмотра результатів емуляції. Його вікно відкривається або з головного меню (основна панель) або автоматично при запуску емуляції обраного аналізу.

Багато налаштувань графіків знаходяться у вікні властивостей вікна просмотра графіків. Наприклад, можна змінювати масштаби, діапазони, заголовки, стилі ліній тощо.



Д.6. Загальні правила моделювання

При моделюванні схем необхідно дотримуватися наступних загальних правил:

- 1) Будь-яка схема повинна обов'язково містити хоча б один символ заземлення.
- 2) Будь-які два кінця провідника або контакту пристрою, що зустрічаються в точці, завжди вважаються з'єднаними. При з'єднанні трьох кінців (Т-з'єднання) необхідно використовувати символ з'єднання (вузол). Таки ж правила застосовуються при з'єднанні чотирьох і більше контактів.
- 3) В схемах повинні бути присутні джерела сигналу (струму або напруги), що забезпечують вхідний сигнал, та не менш однієї контрольної точки (за виключенням аналізу схем постійного струму).

Д.7. Топология схем

- 1) В схемі не повинні бути присутні контури тільки з котушок індуктивності або джерел напруги.
- 2) Джерела струму не повинні з'єднуватися послідовно.
- 3) Не повинні бути присутні короткозамкнуті котушки.
- 4) Джерело напруги повинно з'єднуватися з котушкою індуктивності та трансформатором через послідовно включений резистор. До конденсатора, що підключається до джерела струму, обов'язково повинно бути паралельно приєднано резистор.