

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ**  
**“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМ. ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”**  
Факультет електроніки  
Кафедра електронної інженерії

До захисту допущено  
Завідувач кафедри  
В. І. Тимофєєв  
“\_\_\_” \_\_\_\_\_ 20\_\_р.

**Дипломна робота**  
освітнього рівня «бакалавр»  
за спеціальністю 153 мікро- та наносистемна техніка  
на тему «Параметрична ідентифікація та аналіз генераторів на тунельних діодах»

Виконав(ла) студент 4 курсу, групи ДМ-12

Цвігун Назарій Ярославович  
(прізвище, ім'я, по батькові)

  
\_\_\_\_\_  
(підпис)

Керівник доц. каф. ЕІ, к.т.н., доцент Витязь О.О.  
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

  
\_\_\_\_\_  
(підпис)

Рецензент доц. каф. ЕПС, к.т.н., доцент Михайлов С. Р.  
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

  
\_\_\_\_\_  
(підпис)

Засвідчую, що у цій дипломній роботі немає  
запозичень з праць інших авторів без відповідних  
посилань.

Студент   
\_\_\_\_\_  
(підпис)

Київ - 2025 року

**Національний технічний університет України**  
**“Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”**

Факультет електроніки  
 Кафедра електронної інженерії  
 Освітній рівень «бакалавр»  
 за спеціальністю 153 мікро- та наносистемна техніка

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

**Завідувач кафедри**

\_\_\_\_\_ В. І. Тимофєєв  
 “ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

**З А В Д А Н Н Я**  
**НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

\_\_\_\_\_  
Цвігуну Назарію Ярославовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи \_\_\_\_\_  
Параметрична ідентифікація та аналіз генераторів на тунельних діодах

**керівник роботи** \_\_\_\_\_  
Витязь Олег Олексійович, доцент, к.т.н.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від “ 03 ” червня 2025 року № 1885-с

2. Строк подання студентом роботи \_\_\_\_\_  
13.06.2025

3. Зміст дипломної роботи (перелік питань, які потрібно розробити) \_\_\_\_\_  
Дослідити та описати явище тунельного ефекту, електронно-діркового переходу, дослідити принцип роботи тунельного діода та особливості утворення його вольт-амперної характеристики, дослідити та описати різні методики синтезу генераторів електричних сигналів, виконати параметричний синтез генератора на тунельному діоді та верифікацію теоретичних результатів за допомогою комп'ютерного симулятора

4. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень, плакатів, презентацій тощо)

\_\_\_\_\_ – Презентація Power Point

\_\_\_\_\_ – Зображення прямокутного потенціального бар'єра, електронно-діркового переходу, а також вольт-амперна характеристика тунельного діода

\_\_\_\_\_ – Схеми генераторів різних типів

\_\_\_\_\_ – Схема генератора на тунельному діоді, результати параметричної ідентифікації та верифікації схеми

5. Дата видачі завдання \_\_\_\_\_  
11.04.2025

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

| № з/п | Назва етапів виконання дипломної роботи                                              | Строк виконання етапів роботи | Примітка |
|-------|--------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------|----------|
| 1     | Отримання завдання                                                                   | 11.04.2025                    | виконано |
| 2     | Ознайомлення із явищем тунельного ефекту та його опис у дипломній роботі             | 20.04.2025                    | виконано |
| 3     | Ознайомлення із принципом формування електронно-діркового переходу                   | 27.04.2025                    | виконано |
| 4     | Ознайомлення із особливостями тунельного діода і його вольт-амперною характеристикою | 06.05.2025                    | виконано |
| 5     | Вивчення різних методик синтезу генераторів сигналів та їх опис у дипломній роботі   | 22.05.2025                    | виконано |
| 6     | Розрахунок номіналів для генератора на тунельному діоді і його моделювання           | 04.06.2025                    | виконано |
| 7     | Оформлення переліку джерел посилання                                                 | 06.06.2025                    | виконано |

Студент



( підпис )

ЦВІГУН Н. Я.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи



( підпис )

ВИТЯЗЬ О.О.

(прізвище та ініціали)

## РЕФЕРАТ

Дипломна робота: 94 ст., 3 розділи, 62 рис., 39 джерел.

ВОЛЬТ-АМПЕРНА ХАРАКТЕРИСТИКА, ГЕНЕРАТОР ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛИВАНЬ, НЕГАТИВНИЙ ОПР, ПАРАМЕТРИЧНИЙ СИНТЕЗ, ТУНЕЛЬНИЙ ДІОД, ТУНЕЛЬНИЙ ЕФЕКТ

Мета роботи: дослідження фізичних процесів у тунельному діоді та можливості його застосування у генераторах електричних коливань, дослідження електронних схем генераторів різних типів та їх порівняльний аналіз, проведення параметричного синтезу генератора на тунельному діоді.

Об'єкт дослідження – метод параметричної ідентифікації генератора на тунельному діоді з використанням ділянки негативного диференціального опору на його вольт-амперній характеристиці.

У першому розділі було описано явище  $p-n$  переходу, явище тунельного ефекту на якому заснована робота тунельного діода, особливості роботи тунельного діода і його вольт-амперної характеристики.

У другому розділі розглянуто різноманітні методики синтезу генераторів електричних коливань, серед яких є: LC-генератори, RC-генератори, кварцові кристалічні генератори, генератори на основі мультівібраторів, операційних підсилювачів, прямого цифрового синтезу, аналогові функціональні генератори, генератори на тунельних діодах.

У третьому розділі описано параметричний синтез генератора на тунельному діоді та проведена верифікація теоретичних результатів за допомогою симулятора EveryCircuit.

## ABSTRACT

Diploma work: 94 p., 3 sections, 62 figures and 39 references.

ELECTRICAL OSCILLATION GENERATOR, I-V CHARACTERISTIC, NEGATIVE RESISTANCE, PARAMETRIC SYNTHESIS, TUNNEL DIODE, TUNNEL EFFECT

Objective of the work: study of physical processes in a tunnel diode and the possibility of its application in generators of electrical oscillations, study of electronic circuits of generators of different types and their comparative analysis, parametric synthesis of a generator on a tunnel diode.

Research subject: The object of the research is a method of parametric identification of a generator on a tunnel diode using a section of negative differential resistance on its voltage-ampere characteristic.

In Chapter 1 the phenomenon of the p-n junction, the phenomenon of the tunnel effect on which the operation of the tunnel diode is based, the features of the operation of the tunnel diode and its I-V characteristic were described.

In Chapter 2 the various methods for synthesizing electrical oscillation generators, including: LC generators, RC generators, quartz crystal generators, generators based on multivibrators, operational amplifiers, direct digital synthesis, analog functional generators, generators based on tunnel diodes were described.

Chapter 3 presents the calculation of component values for the electrical oscillation generator based on a tunnel diode, along with simulation results using the EveryCircuit simulator.

## ЗМІСТ

|                                                                                            |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ВСТУП.....                                                                                 | 8  |
| 1 ТУНЕЛЮВАННЯ ТА ТУНЕЛЬНИЙ ДІОД .....                                                      | 9  |
| 1.1 Тунельний ефект.....                                                                   | 9  |
| 1.2 Електронно-дірковий перехід.....                                                       | 14 |
| 1.3 Тунельний діод.....                                                                    | 20 |
| 1.3.1 Загальні поняття.....                                                                | 20 |
| 1.3.2 Принцип роботи тунельного діода та утворення його вольт-амперної характеристики..... | 21 |
| 1.3.3 Параметри тунельних діодів та відповідна еквівалентна схеми.....                     | 26 |
| 1.4 Висновок до розділу 1.....                                                             | 30 |
| 2 ЗАГАЛЬНІ МЕТОДИКИ СИНТЕЗУ ГЕНЕРАТОРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛИВАНЬ.....                          | 31 |
| 2.1 LC-генератори.....                                                                     | 31 |
| 2.2 RC-генератори.....                                                                     | 40 |
| 2.3 Кварцові кристалічні генератори.....                                                   | 50 |
| 2.4 Генератори на основі мультивібраторів.....                                             | 53 |
| 2.5 Аналогові функціональні генератори.....                                                | 57 |
| 2.6 Генератори на основі прямого цифрового синтезу.....                                    | 59 |
| 2.7 Генератори на тунельних діодах.....                                                    | 62 |
| 2.8 Висновок до розділу 2.....                                                             | 66 |
| 3 ПАРАМЕТРИЧНА ІДЕНТИФІКАЦІЯ ГЕНЕРАТОРА НА ТУНЕЛЬНОМУ ДІОДІ.....                           | 67 |
| 3.1 Опис схеми генератора.....                                                             | 67 |
| 3.2 Розрахунок номіналів схеми зміщення робочої точки.....                                 | 69 |
| 3.3 Розрахунок номіналів реактивних компонентів схеми.....                                 | 76 |
| 3.4 Верифікація теоретичних результатів.....                                               | 85 |
| 3.5 Висновок до розділу 3.....                                                             | 86 |

|                               |    |
|-------------------------------|----|
| ВИСНОВКИ.....                 | 87 |
| ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ..... | 89 |

## ВСТУП

Генератори електричних сигналів знаходять застосування у багатьох сферах, серед яких:

- телекомунація: для створення тестових сигналів, що будуть імітувати реальні сигнали, які використовуються, з метою налагодження системи;
- медицина: основне застосування генератори знайшли в діагностичних приладах, таких як ультразвукові апарати та енцефалографи;
- метрологія: високоточні генератори сигналів застосовують для калібрування вольтметрів, осцилографів, частотомірів;
- наукові дослідження: для створення тестових сигналів необхідної форми (синусоїдальні, прямокутні, трикутні) та заданих характеристик;
- тестування електронних пристроїв: (підсилювачі, фільтри, приймачі, передавачі тощо) шляхом подачі на вхід тестових сигналів, за реакцією робляться висновки щодо відповідності заданим технічним характеристикам.

З цього переліку випливає, що генератори електричних сигналів є важливими пристроями у багатьох галузях, і тому ця дипломна робота була присвячена синтезу генераторів на тунельному діоді як одному із найбільш перспективних рішень.

## 1 ТУНЕЛЮВАННЯ ТА ТУНЕЛЬНИЙ ДІОД

У першому розділі зосередимо увагу на описі явища тунельного ефекту,  $p$ - $n$ -переходу, а також тунельного діода і його особливостей.

### 1.1 Тунельний ефект

Розглянемо явище тунельного ефекту, на якому заснована робота тунельного діоду. Тунельний ефект проявляється у можливості проходження через потенціальний бар'єр частинки, енергія якої є меншою, чим висота цього бар'єра [1].

З точки зору класичної фізики, якщо тіло з енергією  $E$  наближається до певної області простору чи потенціального бар'єра (рис. 1.1), висота якого є більшою за енергію цього тіла ( $U > E$ ), то пройти через нього частинка не може, тому буде відбиватися [2]. Якщо ж енергія частинки більша за висоту бар'єра, то вона пройде над цим бар'єром, при цьому крізь бар'єр частинка проходити не може [1; 3].

Інша ситуація спостерігається для квантової фізики, де є ненульова вірогідність проходження частинки крізь бар'єр, якщо її енергія менша за висоту потенціального бар'єра, або ж навпаки – відбиття частинки від потенціального бар'єра навіть якщо енергія її є більшою за висоту цього бар'єра ( $E > U$ ) [1; 3].

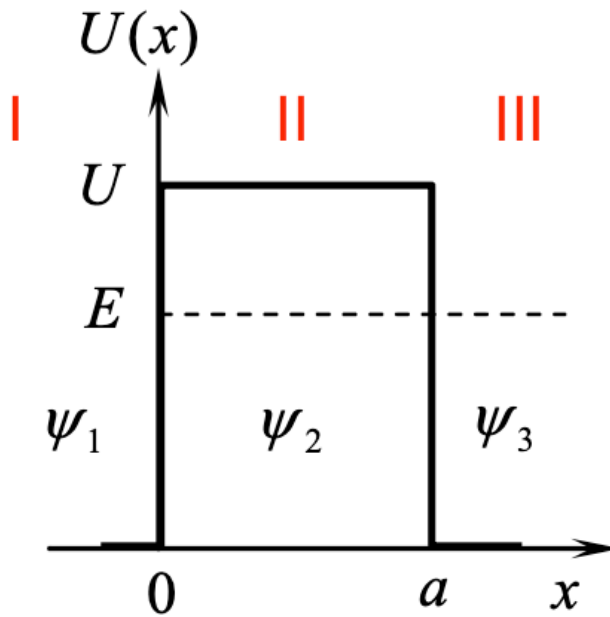


Рисунок 1.1 – Прямокутний потенціальний бар'єр [2]

Для опису поведінки частинки у потенціальному бар'єрі необхідно застосувати стаціонарне рівняння Шредінгера [1]:

$$\frac{d^2\psi(x)}{dx^2} + (E - U(x))\psi(x) = 0, \quad (1.1)$$

де для області I та III, у яких потенціал дорівнює нулю ( $U = 0$ ), задача зводиться до руху частинки у вільному просторі, тому розв'язок рівняння Шредінгера запишеться як [1]:

$$\psi_{1,3} = A_{1,3}e^{ikx} + B_{1,3}e^{-ikx}, \quad (1.2)$$

де  $k = \sqrt{\frac{2mE}{\hbar^2}} > 0$ .

Далі розглянемо поведінку частинки для області II:

- У випадку, коли енергія частинки більша за висоту потенціального бар'єра ( $E > U$ ), рівняння Шредінгера буде записуватися як [2]:

$$-\frac{\hbar^2}{2m} \frac{d^2 \psi_2}{dx^2} + U \psi_2 = E \psi_2, \quad (1.3)$$

з розв'язком:

$$\psi_2 = A_2 e^{ik_1 x} + B_2 e^{-ik_1 x}, \quad (1.4)$$

де  $k_1 = \sqrt{\frac{2m(E-U)}{\hbar^2}}$ . При цьому  $k_1$  залежить від того, яка з величин більша – енергія чи потенціал, і тому може бути як більше, так і менше нуля [1].

- У випадку, коли енергія частинки є меншою за висоту потенціального бар'єра ( $E < U$ ), що відповідає ефекту тунелювання, то хвильовий вектор  $k_1$  є уявним числом, а розв'язок рівняння Шредінгера є сумою двох експонент – згасаючої та наростаючої [1]:

$$\psi_2 = A_2 e^{-|k_1|x} + B_2 e^{|k_1|x}. \quad (1.5)$$

Аналізуючи вирази (1.2) для обох областей I та III, а також (1.5) для області II, одержуємо три рівняння і шість невідомих коефіцієнтів, для визначення яких необхідно вводити додаткові умови, тому розглянемо кожную область окремо [1]:

- Для області I  $\psi$ -функція записується відповідно до (1.2) і відповідає двом хвилям, які відрізняються за напрямком поширення:  $A_1$  є амплітудою падаючої хвилі, а  $B_1$  амплітудою відбитої хвилі, тому жодних додаткових умов накласти неможливо;
- Для області II, оскільки вважаємо бар'єр скінченним, також необхідно зберегти обидва коефіцієнти у (1.5), при цьому якби потенціальний бар'єр був нескінченним, то можна було би вказати, що  $B_2 = 0$ ;
- Для області III слід обрати лише той розв'язок рівняння ( $\psi_3 = A_3 e^{ikx}$ ), який відповідає додатному напрямку поширення хвилі, а  $B_3 = 0$ , адже відсутня

хвиля, що поширюється справа наліво, і залишається лише та, що пройшла бар'єр і рухається зліва направо.

Вказавши додаткові умови неперервності для точок 0 та  $a$  [1]:

$$\begin{cases} \psi_1(0) = \psi_2(0) \\ \psi_2(a) = \psi_3(a) \\ \frac{d\psi_1}{dx}(0) = \frac{d\psi_2}{dx}(0), \\ \frac{d\psi_2}{dx}(a) = \frac{d\psi_3}{dx}(a) \end{cases} \quad (1.6)$$

та підставивши у (1.6) відповідні вирази (1.2) та (1.5), отримаємо:

$$\begin{cases} A_1 e^{ikx} + B_1 e^{-ikx} = A_2 e^{-|k_1|x} + B_2 e^{|k_1|x}, & (x = 0) \\ A_2 e^{-|k_1|x} + B_2 e^{|k_1|x} = A_3 e^{ikx}, & (x = a) \\ \frac{d\psi_1}{dx}(A_1 e^{ikx} + B_1 e^{-ikx}) = \frac{d\psi_2}{dx}(A_2 e^{-|k_1|x} + B_2 e^{|k_1|x}), & (x = 0) \\ \frac{d\psi_2}{dx}(A_2 e^{-|k_1|x} + B_2 e^{|k_1|x}) = \frac{d\psi_3}{dx}(A_3 e^{ikx}), & (x = a) \end{cases} \quad (1.7)$$

Перетворивши (1.7) із врахуванням умов неперервності (1.6) та взявши перші похідні, отримаємо:

$$\begin{cases} A_1 + B_1 = A_2 + B_2 \\ A_2 e^{-|k_1|a} + B_2 e^{|k_1|a} = A_3 e^{ika} \\ ikA_1 - ikB_1 = -|k_1|A_2 + |k_1|B_2 \\ -|k_1|A_2 e^{-|k_1|a} + |k_1|B_2 e^{|k_1|a} = ikA_3 e^{ika} \end{cases} \quad (1.8)$$

Оскільки необхідно знайти співвідношення амплітуди пройденої хвилі до амплітуди падаючої хвилі, то останню можна прийняти за одиницю  $A_1 = 1$ .

Підставивши у систему рівнянь (1.8) значення  $k = \sqrt{\frac{2mE}{\hbar^2}}$  та  $k_1 = \sqrt{\frac{2m(E-U)}{\hbar^2}}$ , а також вказавши, що коефіцієнт проходження становить [1]:

$$D = |A_3|^2 / |A_1|^2, \quad (1.9)$$

і виконавши обчислення, можна вказати, що коефіцієнт проходження однієї частинки через потенціальний бар'єр дорівнює [2]:

$$D = D_0 \exp\left(-\frac{2a}{\hbar} \cdot \sqrt{2m(U - E)}\right), \quad (1.10)$$

де  $D_0$  – стала величина порядку одиниці.

Якщо ж необхідно знайти ймовірність проходження через декілька  $n$  послідовних бар'єрів або ж якщо бар'єр має більш складну форму, то необхідно взяти добуток ймовірності проходження через кожний бар'єр окремо [2]:

$$D = D_1 D_2 \dots D_n = D_0 \exp\left(-\frac{2}{\hbar} \cdot \sum_j \sqrt{2m(U(x_j) - E)} \Delta x\right). \quad (1.11)$$

За умови, що  $n \rightarrow \infty$ ,  $\Delta x \rightarrow 0$  сума в показнику експоненти перетворюється на інтеграл [2]:

$$D = D_0 \exp\left(-\frac{2}{\hbar} \cdot \int_{x_1}^{x_n} \sqrt{2m(U(x) - E)} dx\right), \quad (1.12)$$

де  $x_1$  та  $x_n$  визначаються з умови  $E = U(x_1) = U(x_n)$ .

Окрім коефіцієнта проходження, що характеризує ймовірність проходження частинки через потенціальний бар'єр, навіть якщо її енергія менша за висоту цього бар'єра, існує також і коефіцієнт відбиття, який визначається як співвідношення інтенсивності відбитої хвилі до інтенсивності падаючої хвилі [1]:

$$R = |B_1|^2 / |A_1|^2, \quad (1.13)$$

який характеризує ймовірність відбиття частинки від потенціального бар'єра навіть якщо енергія цієї частинки є більшою за висоту бар'єра.

З характеристики коефіцієнта проходження та відбиття стає зрозумілим, що вони співвідносяться як [1]:

$$R + D = 1, \quad (1.14)$$

адже чим більша вірогідність проходження частинки через потенціальний бар'єр, тим менша вірогідність її відбиття, і навпаки.

Варто також зазначити, що ймовірність проходження через бар'єр завжди існує, однак вона визначається трьома факторами: масою частинки  $m$ , шириною бар'єра  $a$  та різницею енергій  $U - E$ , адже чим більша маса частинки та ширший і вищий бар'єр, тим менша вірогідність, що частинка зможе пройти крізь нього [1].

Головною особливістю тунельного ефекту є те, що при проходженні через потенціальний бар'єр енергія частинок не змінюється, тобто вони виходять із бар'єра з такою ж самою енергією, з якою і увійшли в нього [3].

Тунельний ефект широко використовується у фізиці, забезпечуючи роботу таких електронних пристроїв, як тунельні діоди (про які буде йти мова далі), пояснює альфа-розпад частинок та виникнення термоядерних реакцій, на яких ґрунтується створення термоядерної зброї, пояснює контактні ефекти у металах та напівпровідниках [1].

## 1.2 Електронно-дірковий перехід

Оскільки тунельний діод, як і будь-який інший діод, заснований на  $p$ - $n$ -переході, то опишемо детально явище  $p$ - $n$ -переходу.

Якщо у напівпровіднику існує два типи провідності ( $n$ -типу та  $p$ -типу), то область, яка розділяє його на дві частини, кожна з яких містить свій тип провідності (рис. 1.2), і називається електронно-дірковим переходом або  $p$ - $n$ -переходом [4].



Рисунок 1.2 – Електронно-дірковий перехід [4]

Якщо враховувати, що концентрації електронів у  $n$ -області та концентрації дірок у  $p$ -області є однаковими, то у напівпровіднику  $p$ -типу концентрація негативних іонів акцепторів дорівнюватиме концентрації вільних дірок, а у напівпровіднику  $n$ -типу концентрація позитивних іонів донорів збігатиметься з концентрацією вільних електронів. Також в областях  $n$ - та  $p$ -типу провідності буде наявна невелика кількість неосновних носіїв, концентрація яких є набагато меншою. [5]

При створенні  $p$ - $n$ -переходу рівність концентрацій електронів та дірок порушується, тому виникає процес дифузії (переміщення) електронів із  $n$ -області в  $p$ -область та дірок із  $p$ -області в  $n$ -область. У результаті чого в приконтатній  $n$ -області знижується концентрація вільних електронів та виникає некомпенсований позитивний заряд іонів донорної домішки, а в приконтатній  $p$ -області аналогічно знижується концентрація вільних дірок та виникає некомпенсований негативний заряд іонів акцепторної домішки. Саме на межі поділу цих областей і утворюється подвійний об'ємний шар просторових зарядів, який називається  $p$ - $n$ -переходом. [4]

Необхідно також зауважити, що некомпенсовані заряди можуть виникнути, якщо частина електронів та дірок у суміжній області буде рекомбінувати (об'єднуватися), що викликати порушення умови рівноваги між нерухомими домішками іонів та вільними носіями заряду [5].

Для  $p$ - $n$ -переходу також характерно значення напруженості електричного поля  $E$  (рис. 1.3), що створюється об'ємними зарядами на межі поділу двох напівпровідників з різним типом провідності та яке направлено від позитивно зарядженого шару ( $n$ -області) до негативно зарядженого шару ( $p$ -області). Ці заряди (іони) утворюють потенціальний бар'єр, який сповільнює рух основних

носіїв заряду із одної області в іншу (електронів із  $n$ -області у  $p$ -область та дірок із  $p$ -області у  $n$ -область), а висота цього потенціального бар'єра визначається як [5]:

$$\Delta\varphi_k = \frac{\Delta W}{q}, \quad (1.15)$$

де  $\Delta W$  – мінімальна енергія, надана електрону або дірці для переходу в суміжну область;  $q$  – заряд електрона.

На висоту потенціального бар'єра прямо пропорційно впливає концентрація домішки, адже чим вона більша – тим більша висота потенціального бар'єра [5].

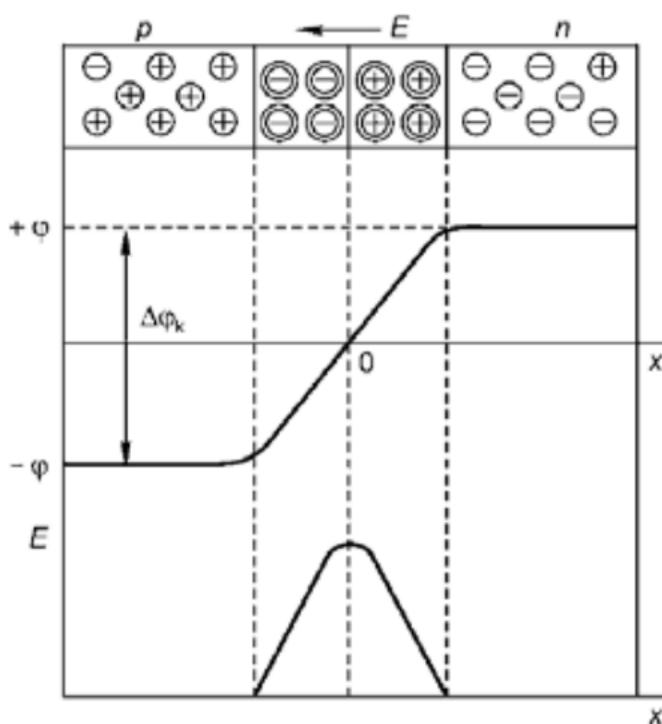


Рисунок 1.3 – Зміна потенціалу в напрямку, перпендикулярному до площини  $p$ - $n$ -переходу [5]

За кімнатної температури певна частина основних носіїв заряду в кожній області напівпровідника володіє енергією, достатньою для подолання потенціального бар'єра, тому і переміщуються через нього під явищем дифузії, яке являє собою явище самовільного переміщення частинки із області з більшою концентрацією в область з меншою концентрацією, через що незначна кількість електронів та дірок утворює тим самим електронну та діркову складові

дифузійного струму ( $J_{\text{диф}} = J_{n \text{ диф}} + J_{p \text{ диф}}$ ). При цьому при переміщенні основних носіїв заряду виникає переміщення і неосновних носіїв заряду, утворюючи цим самим електронну та діркову складову дрейфового струму або струму провідності ( $J_{\text{дрейф}} = J_{n \text{ дрейф}} + J_{p \text{ дрейф}}$ ), напрямом переміщення якого є протилежним напрямку дифузійних складових, а загальна густина струму в напівпровіднику визначається як [4; 5]:

$$J_{n \text{ диф}} - J_{n \text{ дрейф}} + J_{p \text{ диф}} - J_{p \text{ дрейф}} = 0. \quad (1.16)$$

Як видно з (1.16), дифузійні та дрейфові струми є однаковими за абсолютними значеннями [5].

Існує два варіанти ввімкнення  $p$ - $n$ -переходу – прямий та зворотний [4; 5]:

- при прямому ввімкненні плюс джерела живлення подається до області  $p$ -типу, а мінус – до області  $n$ -типу (рис. 1.4, а), де напруженість результуючого електричного поля буде дорівнювати  $E_{\text{рез}} = E - E_u$  ( $E$  – напруженість електричного поля  $p$ - $n$ -переходу,  $E_u$  – напруженість джерела напруги), а прямий струм розраховуватися як:

$$I_{\text{пр}} = I_{\text{диф}} - I_{\text{дрейф}} = I_{\text{дрейф}}(e^{qU/(kT)} - 1). \quad (1.17)$$

З (1.17) можна помітити, що прямий струм залежить від прикладеної напруги  $U$ , і навіть невелике її значення дуже сильно збільшує струм. Для випадку прямого ввімкнення характерно зниження висоти потенціального бар'єра на значення  $\Delta\varphi_{k_1} = \Delta\varphi_k - U$ , і відповідно зменшення ширини  $p$ - $n$ -переходу;

- при зворотному ввімкненні плюс джерела живлення подається до області  $n$ -типу, а мінус – до області  $p$ -типу (рис. 1.4, б), при цьому напруженість результуючого електричного поля становитиме  $E_{\text{рез}} = E + E_u$ , висота потенціального бар'єра збільшується, як і збільшується ширина  $p$ - $n$ -переходу, а зворотний струм розраховуватися як:

$$I_{\text{зв}} = I_{\text{дрейф}} - I_{\text{диф}} = I_{\text{дрейф}}(e^{-qU/(kT)} - 1). \quad (1.18)$$

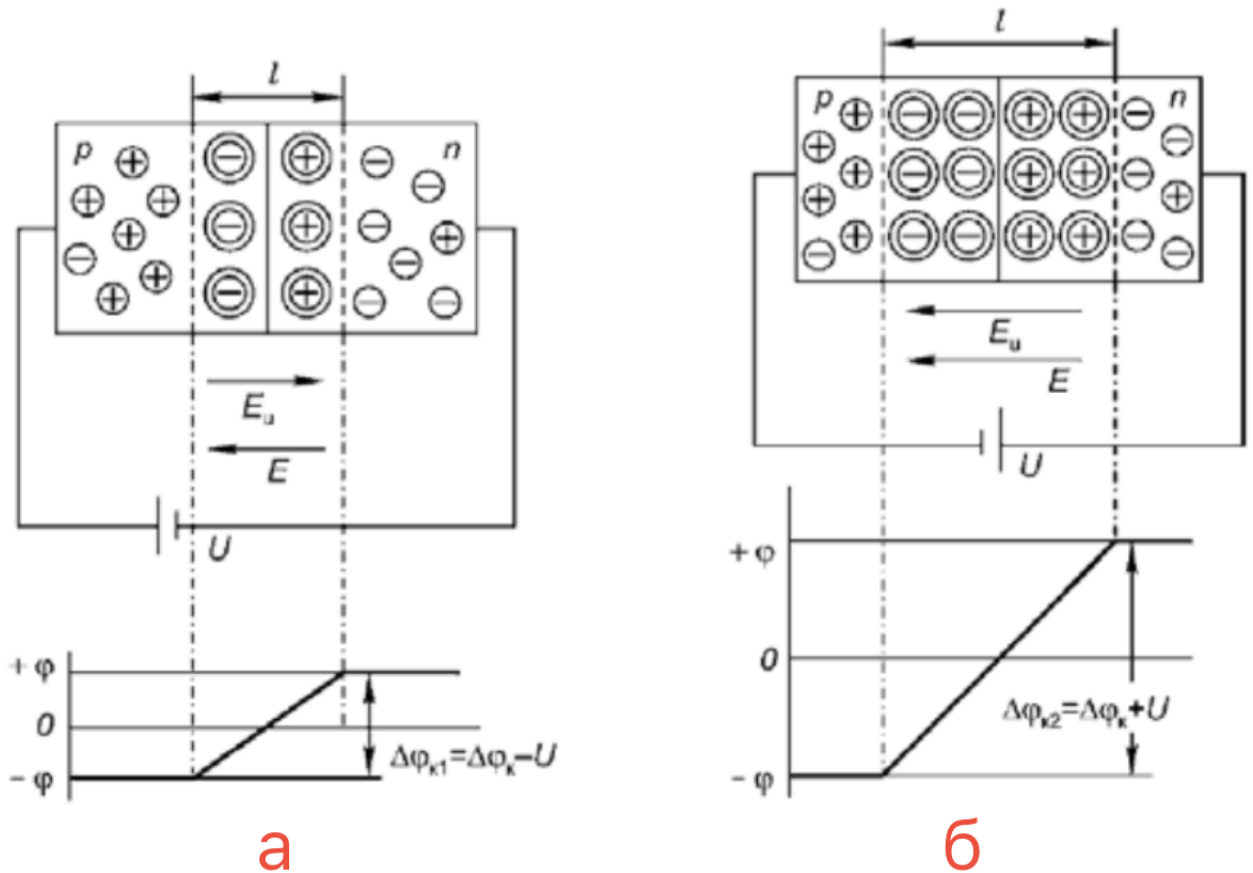


Рисунок 1.4 – Під'єднання джерела живлення до  $p$ - $n$ -переходу [5]:

- а) пряме ввімкнення  $p$ - $n$ -переходу;
- б) зворотнє ввімкнення  $p$ - $n$ -переходу

Загальна вольт-амперна характеристика електронно-діркового переходу показана на рисунку 2.4 та описується відповідним виразом [4]:

$$I = I_0(\exp(eU/kT) - 1), \quad (1.19)$$

де  $I_0$  – зворотний струм насичення  $p$ - $n$ -переходу, який залежить від фізичних характеристик напівпровідникового матеріалу;  $U$  – прикладена напруга до  $p$ - $n$ -переходу;  $T$  – абсолютна температура  $p$ - $n$ -переходу.

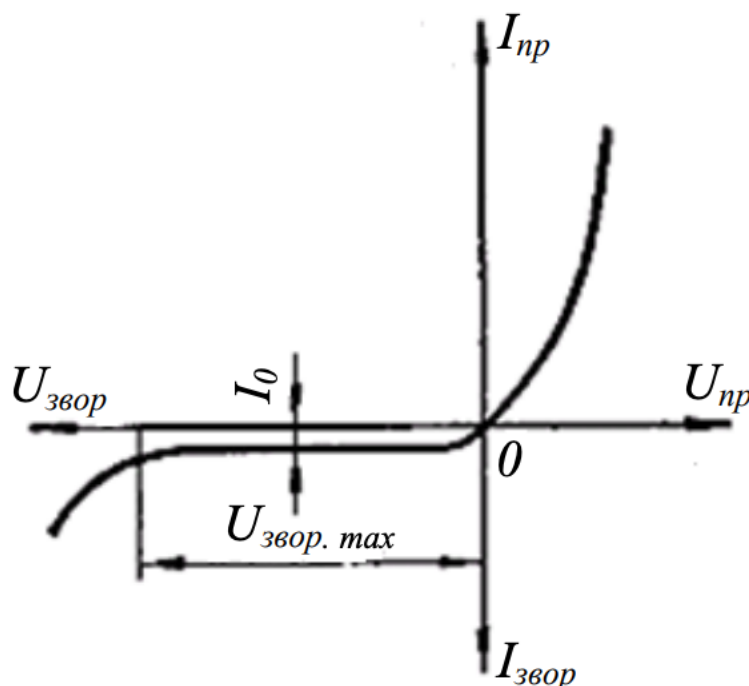


Рисунок 1.5 – Вольт-амперна характеристика  $p$ - $n$ -переходу (ВАХ напівпровідникового діода) [4]

Також для електронно-діркового переходу властиве явище пробою, що виникає за умови  $U_{звор} > U_{звор. max}$ , для якого характерно різке збільшення зворотного струму при незначному збільшенні зворотної напруги. При цьому пробій буває [4; 5]:

- 1) електричним, який обумовлений фізичними процесами, що відбуваються в сильних електричних полях та виникає при значному збільшенні напруженості електричного поля в  $p$ - $n$ -переході понад  $10^7$  В/см; цей вид пробію не є небезпечним, адже при вимкненні джерела живлення вентиляльні властивості електронно-діркового переходу швидко відновлюються;
- 2) тепловим, який пов'язаний з нагріванням  $p$ - $n$ -переходу при протіканні через нього прямого струму до значення температури більшої, ніж може розсіяти  $p$ - $n$ -перехід; цей вид пробію є незворотним, адже він призводить до руйнування кристалічної структури напівпровідника.

### 1.3 Тунельний діод

#### 1.3.1 Загальні поняття

Тунельний діод – це напівпровідниковий пристрій, схемне позначення якого наведено на рисунку 1.6, що створений на основі виродженого напівпровідника, тобто напівпровідника, у якому значення концентрації домішок є дуже великим, через що він втрачає свої напівпровідникові властивості та набуває властивостей, схожий на метал [6]. Цікавість тунельного діода полягає у тому, що на деякій частині його вольт-амперної характеристики (ВАХ) при прикладанні прямої напруги виникає область негативного опору, що дозволяє застосовувати його в схемах генераторів електричних коливань [7].



Рисунок 1.6 – Схемне позначення тунельного діода. Адаптовано з [8]

Робота тунельного діода ґрунтується на явищі тунелювання, принцип якого описана у пункті 1.1, де частинка, енергія якої є меншою за ширину потенціального бар'єра, може все ж таки пройти через нього, якщо з іншого боку є доступний енергетичний рівень, аналогічний тому, який частинка займала до бар'єра. Ймовірність виникнення тунельного ефекту є тим більшою, чим вузьчий потенціальний бар'єр і чим менша його висота. [9]

Для звичайних площинних діодів концентрація домішок в області, що є менш легованою, становить близько  $10^{17} \text{ см}^{-3}$ , через що товщина *p-n*-переходу є відносно великою і становить  $10^{-4}$  мкм, тому ймовірність виникнення тунельного ефекту невелика [9; 10].

У випадку ж тунельного діода концентрація домішок може сягати значень  $10^{20} - 10^{21} \text{ см}^{-3}$ , і тому товщина  $p$ - $n$ -переходу є на два порядки меншою за звичайні діоди –  $10^{-2}$  мкм. Саме це і зумовлює велику вірогідність виникнення тунельного ефекту для цього типу діодів. [11]

### 1.3.2 Принцип роботи тунельного діода та утворення його вольт-амперної характеристики

У звичайних напівпровідникових діодах за рахунок невеликого значення концентрації домішки у порівнянні із тунельним діодом їхня ширина області збіднення (області, що перешкоджає руху електронів та дірок з  $n$ - та  $p$ -областей відповідно) є досить великою (рис. 1.7, а). Тому значення прикладеної напруги до напівпровідникового діода повинно також бути досить великим, аби ця напруга перевищила значення напруги шару збіднення, що забезпечить можливість переходу електронів через бар'єр та генерації електричного струму, адже чим більша напруга, тим меншою є товщина області збіднення. [8]

Для тунельних діодів за рахунок великої різниці рівнів енергії валентної зони та зони провідності зона провідності матеріалу  $n$ -типу перекривається з валентною зоною матеріалу  $p$ -типу (рис. 1.9), що не є характерним для звичайного напівпровідникового діода (рис. 1.8), а за рахунок того, що концентрація домішки у тунельних діодів є досить великою, то і ширина області збіднення менша у порівнянні із звичайними напівпровідниковими діодами (рис. 1.7, б) [8].

Через невелике значення області збіднення у тунельному діоді електрони можуть безпосередньо тунелювати через неї із зони провідності  $n$ -типу у валентну зону  $p$ -типу без необхідності прикладання великої зовнішньої напруги [8]. З цієї причини тунельні діоди можуть працювати від напруги в середньому  $0,5 - 0,8 \text{ В}$ , що є як перевагою над звичайними напівпровідниковими діодами, для яких значення напруги повинно бути набагато більшим, так і недоліком, оскільки при

застосування тунельних діодів у схемах генераторів електричних коливань значення вихідної напруги буде досить малим у діапазоні мілівольт.

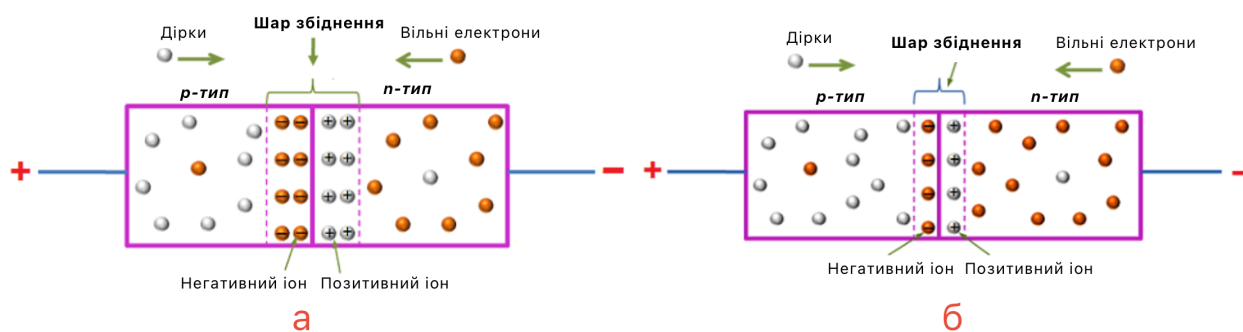


Рисунок 1.7 – Пряме змiщення звичайного напiвпровiдникового дiода (а) та тунельного дiода (б). Адаптовано з [8]

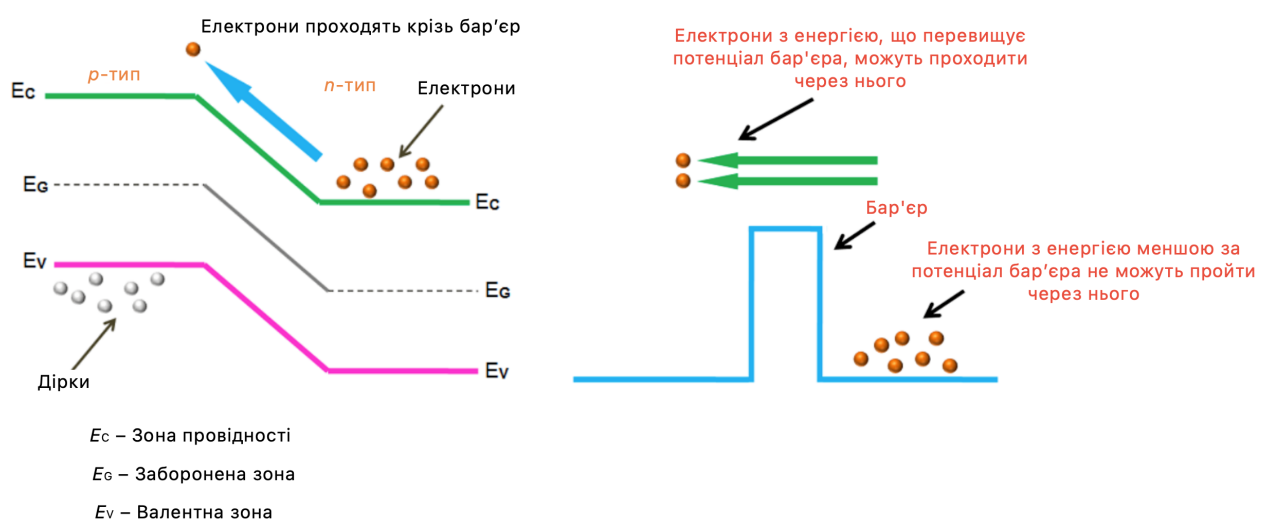


Рисунок 1.8 – Енергетична дiаграма звичайного напiвпровiдникового дiода.  
Адаптовано з [8]

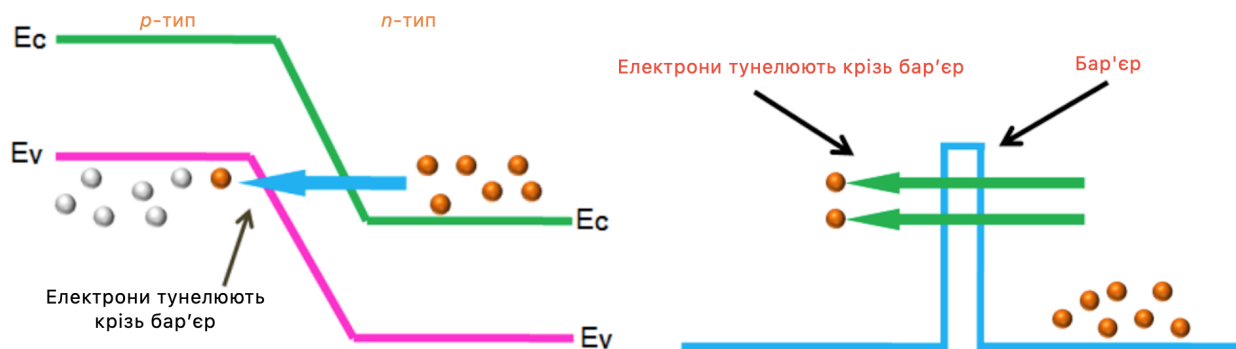


Рисунок 1.9 – Енергетична дiаграма тунельного дiода. Адаптовано з [8]

Як уже зазначалося, для тунельного діода характерна наявність ділянки негативної диференціальної провідності на його вольт-амперній характеристиці (рис. 1.10), що якісно відрізняє його від вольт-амперної характеристики звичайного напівпровідникового діода, яка показана на рисунку 1.5.

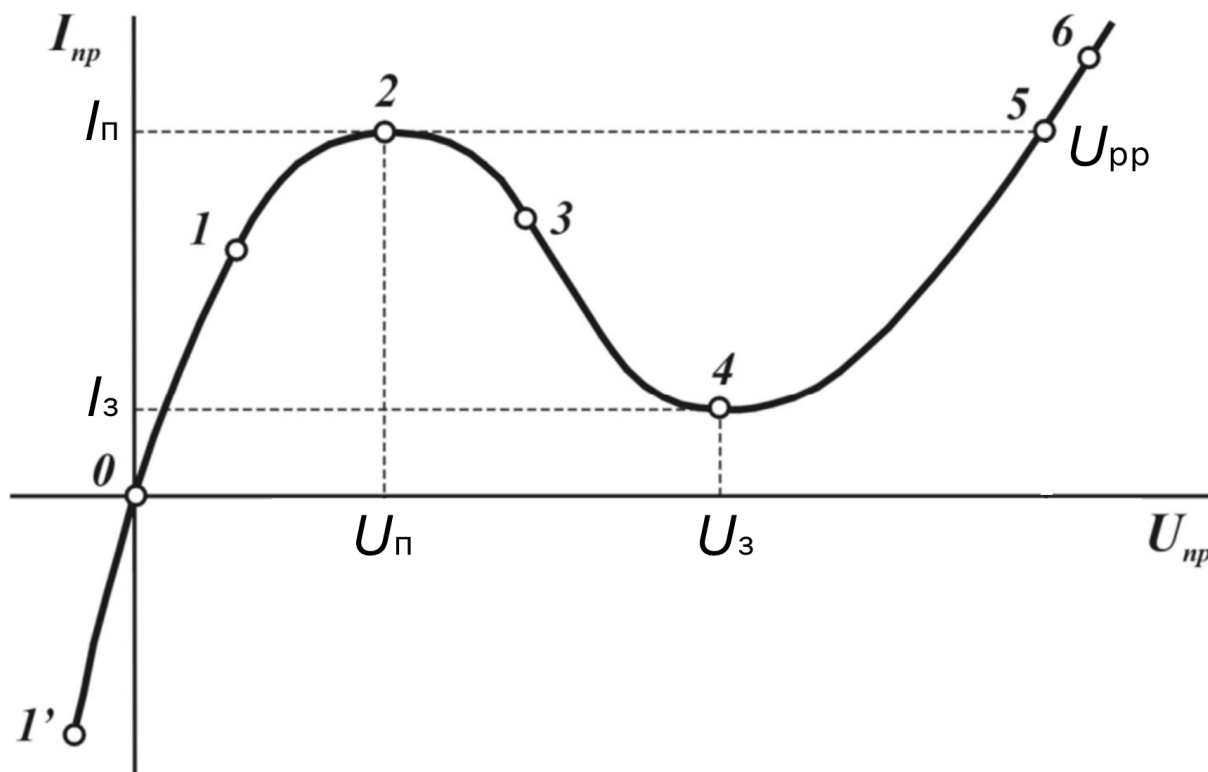


Рисунок 1.10 – Вольт-амперна характеристика тунельного діода.

Адаптовано з [10]

Опишемо процес формування відповідної вольт-амперної характеристики тунельного діода покроково.

При нульовому значенні зовнішньої напруги  $U_{np} = 0$  В (точка 0 на рисунку 1.10) рівень Фермі є однаковим для всього кристала і на зонній діаграмі (рис. 1.11, (0)) виникає ефект перекриття дозволених зон – дно зони провідності  $W_n$   $n$ -типу провідності знаходиться нижче стелі валентної зони  $W_B$   $p$ -типу провідності. При цьому сумарний струм через  $p$ - $n$ -перехід не буде протікати, оскільки однакова кількість носіїв заряду (електронів та дірок) будуть тунелювати у протилежних напрямках і для тунельного ефекту немає необхідних умов. [7; 8]

Якщо на тунельний діод подати невелику пряму напругу, яка є меншою за напругу шару збіднення, то відбудеться зменшення висоти потенціального бар'єра

$p$ - $n$ -переходу і деяка кількість електронів у зоні провідності буде тунелювати до вакантних станів валентної зони, що спричинить виникнення невеликого тунельного струму зміщення, який буде поступово зростати (точка 1 на рисунку 1.10), а відповідна енергетична діаграма показана на рисунку 1.11, (1) [8; 12].

Коли прикладена пряма напруга трохи збільшиться, то утвориться більша кількість вільних електронів у  $n$ -області та дірок у  $p$ -області, через що збільшується перекриття зони провідності та валентної зони і рівень енергії зони провідності буде точно рівним рівню енергії валентної зони, при цьому зворотний струм електронів з  $p$ -області досягне нуля, а прямий сумарний тунельний струм буде мати найбільше значення (точка 2 на рисунку 1.10); відповідна енергетична діаграма показана на рисунку 1.11, (2) [8; 10].

При подальшому збільшенні прямої напруги на діоді тунельний струм через нього буде зменшуватися (точка 3 на рисунку 1.10), оскільки через невелике зміщення зони провідності та валентної зони (рис. 1.11, (3)) відбуватиметься скорочення числа рівнів у зоні домішок  $p$ -області, на які можуть переходити електрони. В результаті на вольт-амперній характеристиці буде спадна ділянка, яка відповідає області негативного диференціального опору. [10]

При ще більшому значенні прямої напруги, прикладеної до тунельного діода, тунельний струм зникає. Це обумовлено тим, що області зони провідності та валентної зони взагалі не будуть перекриватися (рис. 1.11, (4)) і тому для вільних електронів у  $n$ -області не буде доступних енергетичних рівнів у  $p$ -області. Однак при цьому у діоді буде існувати невелике значення струму западини, показане точкою 4 на рисунку 2.8, що виникає через дифузію електронів з  $n$ - у  $p$ -область та переміщенням дірок у протилежному напрямку. Коли ж пряма напруга перевищить значення  $U_z$ , то прямий дифузійний струм через тунельний діод знову почне збільшуватися (точки 5, 6 на рисунку 1.10), а поведінка вольт-амперної характеристики буде аналогічною до звичайного напівпровідникового діода, відповідна енергетична діаграма показана на рисунку 1.11, (5). [10]

При прикладанні зворотної напруги до тунельного діода збільшується висота потенціального бар'єра  $p$ - $n$ -переходу, і при цьому зворотний струм буде різко

зростати пропорційно до значення прикладеної зворотної напруги (точка 1' на рисунку 1.10), що зумовлено наявністю тунельних переходів електронів валентної зони  $p$ -області в зону провідності  $n$ -області, а відповідна енергетична діаграма показана на рисунку 1.11, (1') [7; 10].

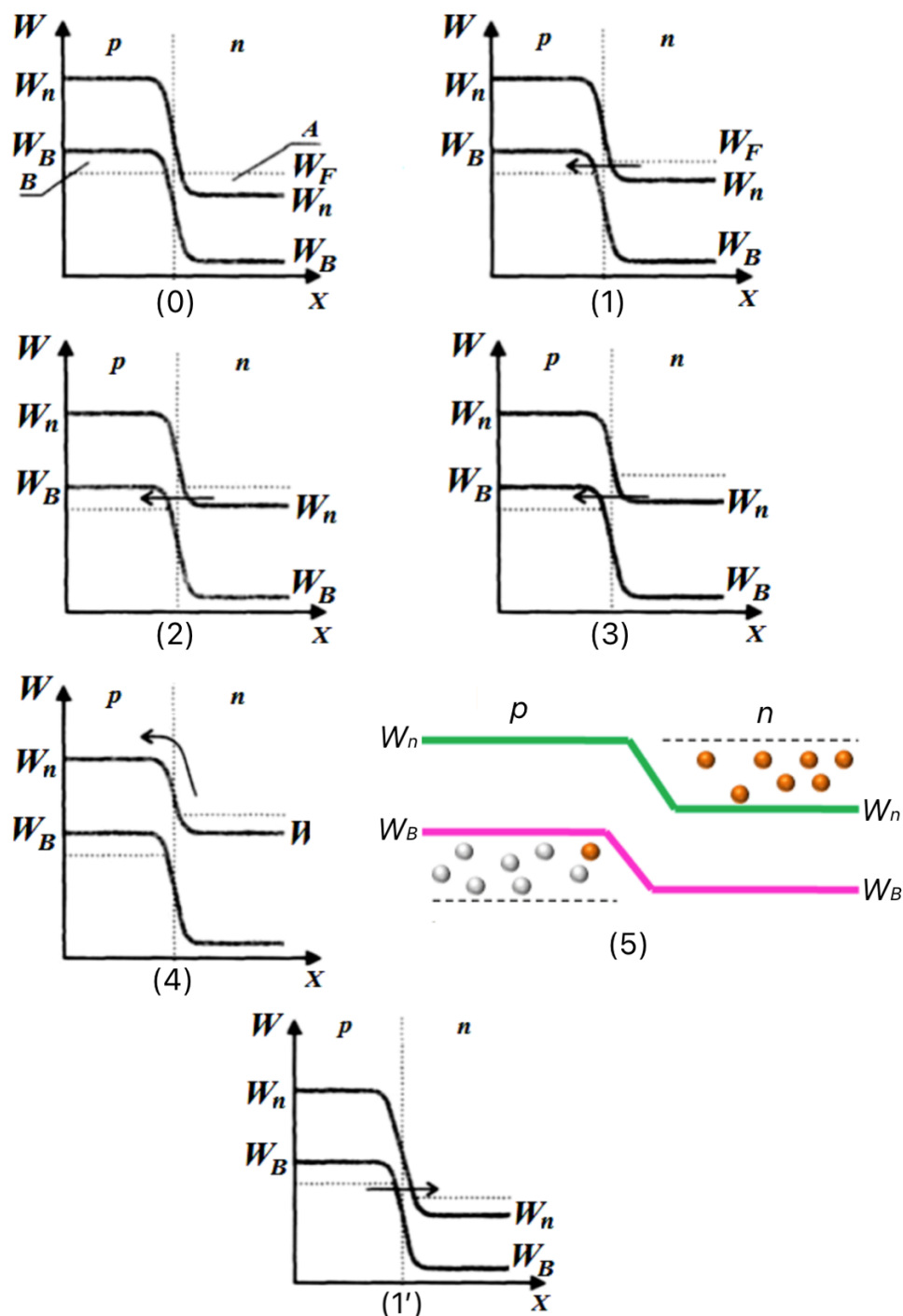


Рисунок 1.11 – Енергетичні діаграми формування вольт-амперної характеристики тунельного діода, де номери енергетичних діаграм відповідають відповідним точкам на рисунку 1.10. Адаптовано з [7] та [8]

### 1.3.3 Параметри тунельних діодів та відповідна еквівалентна схема

Тунельні діоди характеризуються певними параметрами [5; 7; 13]:

- піковий струм  $I_p$  та пікова напруга  $U_p$  – це значення прямого струму та напруги в точці максимуму вольт-амперної характеристики (точка 2 на рисунку 1.10), величина пікового струму складає від декількох міліампер до сотень міліампер, а пікової напруги – від декількох десятків мілівольт до сотень мілівольт (значення можуть відрізнятися в залежності від матеріалу, з якого виготовлено тунельний діод);
- струм западини  $I_z$  та напруга западини  $U_z$  (величина якої становить кілька сотень мілівольт в залежності від матеріалу тунельного діода), що відповідають відповідно значенням прямого струму та напруги в точці мінімуму вольт-амперної характеристики (точка 4 на рисунку 1.10);
- відношення струму піка до струму западини  $I_p / I_z$ , що може складати значення від декількох одиниць (для германієвих діодів) до десяти і більше (для діодів з арсеніду галію);
- напруга розчину  $U_{pp}$  – це напруга, що є більшою за напругу впадини на другій висхідній гілці ВАХ, при якій струм рівний піковому струму (показано на рисунку 1.10 точкою 5);
- диференціальний опір  $r_{\text{диф}}$ , що визначається приблизно на середині падаючої ділянки ВАХ (між точками  $U_p$ ;  $I_p$  та  $U_z$ ;  $I_z$ ), його модуль є значенням від одиниць до сотень Ом в залежності від матеріалу діода;
- гранична резистивна частота  $f_{\text{рез}}$  – це максимальна частота, на якій на зовнішніх виводах тунельного діода буде проявлятися негативний диференціальний опір та активна складова повного опору буде дорівнювати нулю;
- загальна ємність діода.

При проектуванні тунельного діода також необхідно приділяти увагу збільшенню температури, адже її зміна може як збільшувати піковий струм, коли при збільшенні температури відбуватиметься зменшення ширини забороненої зони  $i$ , відповідно, товщини потенціального бар'єра, через який тунелюють електрони, тому  $i$  вірогідність тунелювання збільшується, так і зменшувати тунельний струм, коли у результаті збільшення температури відбуватиметься перерозподіл електронів за енергетичними рівнями і зменшуватиметься кількість електронів, які можуть тунелювати з  $n$ -області у  $p$ -область [7].

Тунельний діод може бути представлений еквівалентною схемою, показаною на рисунку 1.12, яка включає: негативний диференціальний опір  $r_{\text{диф}}$ , що визначається приблизно на середині падаючої ділянки ВАХ, опір розтікання та контактів  $r_s$ , індуктивність виводів  $L_s$  та ємність  $p$ - $n$ -переходу  $C_{\text{бар}}$  [10].

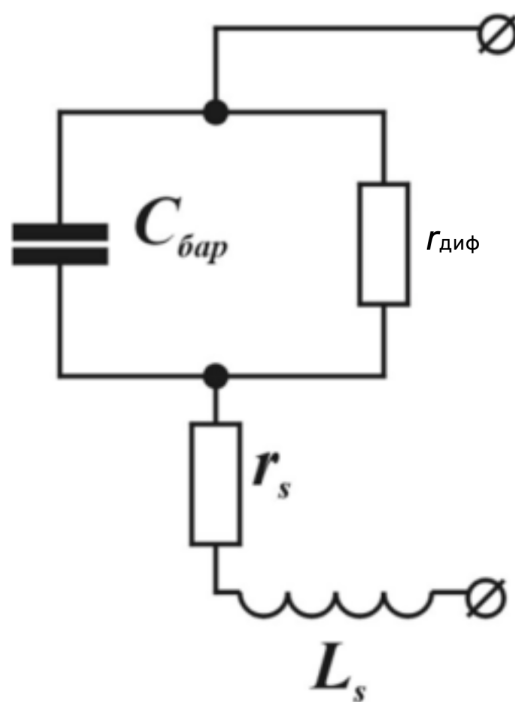


Рисунок 1.12 – Еквівалентна схема тунельного діода [10]

Для того, щоб у тунельному діоді існував негативний диференціальний опір, дійсна частина повного опору має бути менше нуля [7]:

$$r_s < \left| \frac{g}{g^2 + \omega^2 \cdot C_{\text{бар}}^2} \right|. \quad (1.20)$$

Визначимо граничну резистивну частоту, на якій активна частина повного опору тунельного діода буде дорівнювати нулю, вказавши нерівність (1.20) як рівність, тоді отримаємо [7]:

$$\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{|r_{\text{диф}}|C_{\text{бар}}} \sqrt{\frac{|r_{\text{диф}}|}{r_s} - 1}, \quad (1.21)$$

або ж якщо враховувати умову  $\omega = 2\pi f$  формулу (1.21) можна переписати як:

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi \cdot |r_{\text{диф}}|C_{\text{бар}}} \sqrt{\frac{|r_{\text{диф}}|}{r_s} - 1}. \quad (1.22)$$

Якщо продиференціювати (1.22) по  $|r_{\text{диф}}|$  і прирівняти отриманий вираз до нуля, то отримаємо умову, за якої гранична резистивна частота буде максимальною [7]:

$$|r_{\text{диф}}| = 2r_s. \quad (1.23)$$

Якщо підставити (1.23) у (1.22), отримаємо формулу для визначення максимальної граничної резистивної частоти [7]:

$$f_{\text{резmax}} = \frac{1}{2\pi \cdot |r_{\text{диф}}|C_{\text{бар}}}. \quad (1.24)$$

Також для тунельного діода важливими параметрами є питомий струм, що характеризує якість діода і є відношенням пікового струму до ємності  $p$ - $n$ -переходу, де чим вище значення пікового струму, тим більшу потужність здатен віддати тунельний діод у генераторному режимі, а також резонансна частота, що

визначається за умови рівності уявної частини повного опору діода нулю і записується як [7]:

$$\omega_0 = \frac{1}{|r_{\text{диф}}|C_{\text{бар}}} \sqrt{\frac{|r_{\text{диф}}|^2 C_{\text{бар}}}{L} - 1}. \quad (1.25)$$

Резонансна частота обов'язково повинна бути більшою за граничну резистивну частоту, аби небажані резонансні явища виникали на тих частотах, де тунельний діод не матиме негативного диференціального опору [7].

Перевагами тунельних діодів є: наявність області негативного диференціального опору на їхній вольт-амперній характеристиці, що дозволяє їх застосовувати для генераторів електричних сигналів, висока швидкодія (час, необхідний електрону для проходження відстані, рівній товщині енергетичного бар'єра, складає близько  $10^{-13}$  с), низький рівень шуму, низьке енергоспоживання (споживають не більше 1 % потужності звичайного напівпровідникового діода), більш широкий діапазон робочих температур (максимальна температура може сягати  $400^\circ\text{C}$ ), однак суттєвий недолік – це мала вихідна потужність, обумовлена низькими напругами живлення та малою площею  $p$ - $n$ -переходу [7; 8; 10].

Тунельні діоди виготовляють на основі германію, арсеніду галію й антимоніду галію, де чим більша ширина забороненої зони вихідного матеріалу, тим більша напруга, при якій спостерігається максимальний струм (рис. 1.13), а вузький  $p$ - $n$ -перехід одержують методом вкраплення домішок, де для германію застосовують як акцепторні домішки галій та алюміній, а як донорні домішки – фосфор та миш'як, тоді для арсеніду галію акцепторними домішками можуть слугувати цинк і кадмій, а донорними – свинець, телур, сірка, селен, олово [10].

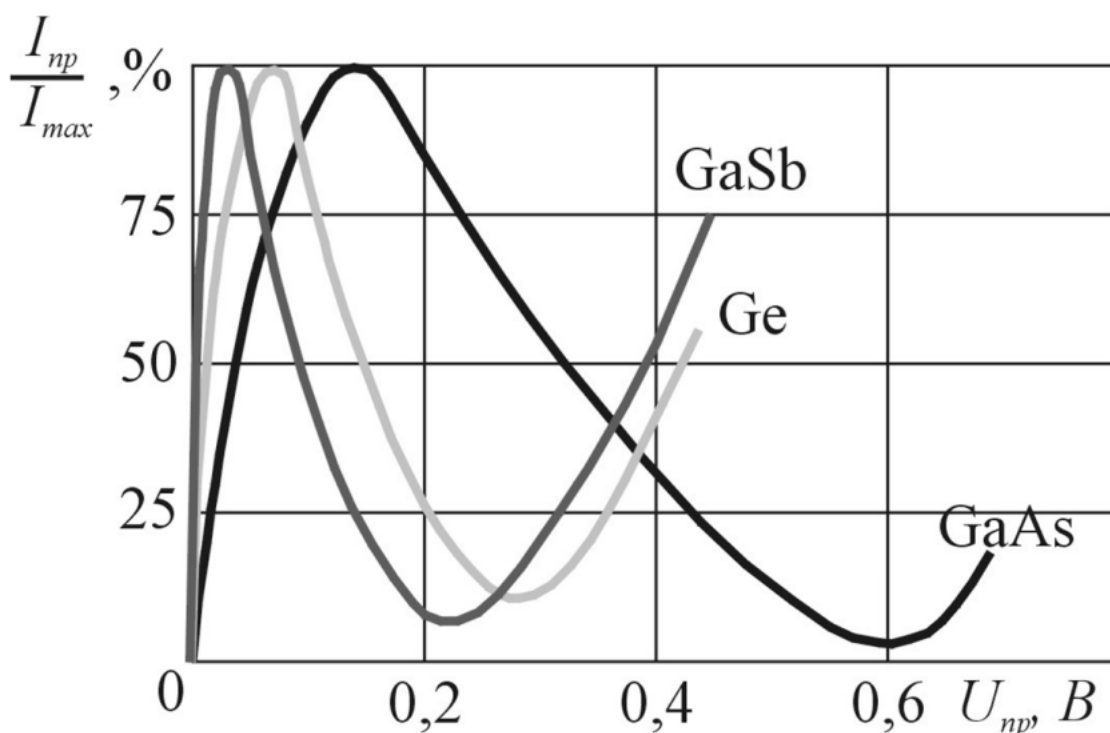


Рисунок 1.13 – Вольт-амперні характеристики тунельних діодів на основі різних матеріалів [10]

#### 1.4 Висновок до розділу 1

У першому розділі було висвітлено явище тунельного ефекту та особливості проходження частинки через прямокутний потенціальний бар'єр, описано принцип формування електронно-діркового переходу та два види включень, наведено принцип роботи тунельного діода, його параметри, особливості формування вольт-амперної характеристики, яка містить область негативного диференціального опору, а також зазначено відмінності тунельного діода від звичайного напівпровідникового діода, такі як вузька ширина  $p$ - $n$ -переходу та наявність дуже великої концентрації домішок.

## 2 ЗАГАЛЬНІ МЕТОДИКИ СИНТЕЗУ ГЕНЕРАТОРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛИВАНЬ

Загалом генератори електричних коливань можуть бути побудовані на принципі *LC*-синтезу, *RC*-синтезу, із використанням кварцових кристалічних генераторів, операційних підсилювачів, на основі мультівібраторів, тунельних діодів, аналогових функціональних генераторів та засновані на принципі прямого цифрового синтезу. Розглянемо кожну із методик детальніше (у випадку із генераторами, побудованими з використанням операційних підсилювачів, відповідні схеми наведені при розгляді *LC*- та *RC*-генераторів).

### 2.1 LC-генератори

*LC*-генератори (рис. 2.1) засновані на використанні коливального контуру, що складається із конденсатора та котушки індуктивності, які з'єднані паралельно. Даний тип генераторів використовують, коли необхідно забезпечити частоту генерації вище 20 кГц, оскільки для менших частот їхнє використання є недоцільним через громіздку конструкцію. Параметрами конденсатора та котушки індуктивності визначають частоту коливань згідно із формулою 2.1. [14]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}. \quad (2.1)$$

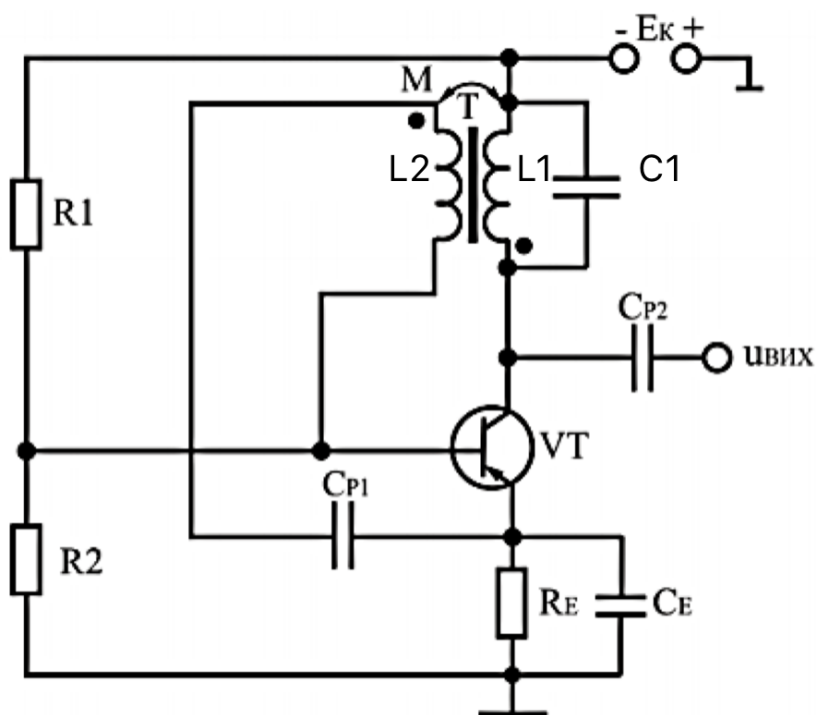


Рисунок 2.1 – Приклад LC-генератора гармонічних коливань [14]

**Генератор Хартлі** є одним із підвидів *LC*-генераторів, у якому зворотній зв'язок може здійснюватися або через центральне відведення котушки індуктивності (для цього застосовується котушка з одним відведенням, що є подібним до автотрансформатора), або через дві окремі котушки, які з'єднані послідовно та розташовані паралельно змінному конденсаторові. Приклади обох резонансних контурів наведено на рисунку 2.2, а на рисунку 2.3 показано базовий дизайн генератора Хартлі. [15]

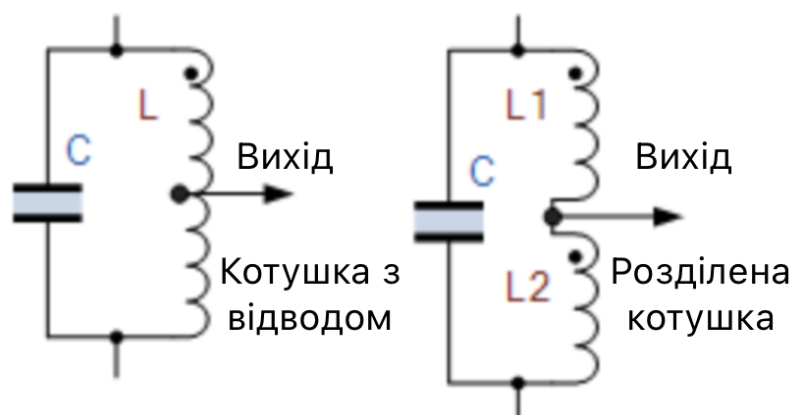


Рисунок 2.2 – Резонансний контур генератора Хартлі. Адаптовано з [15]

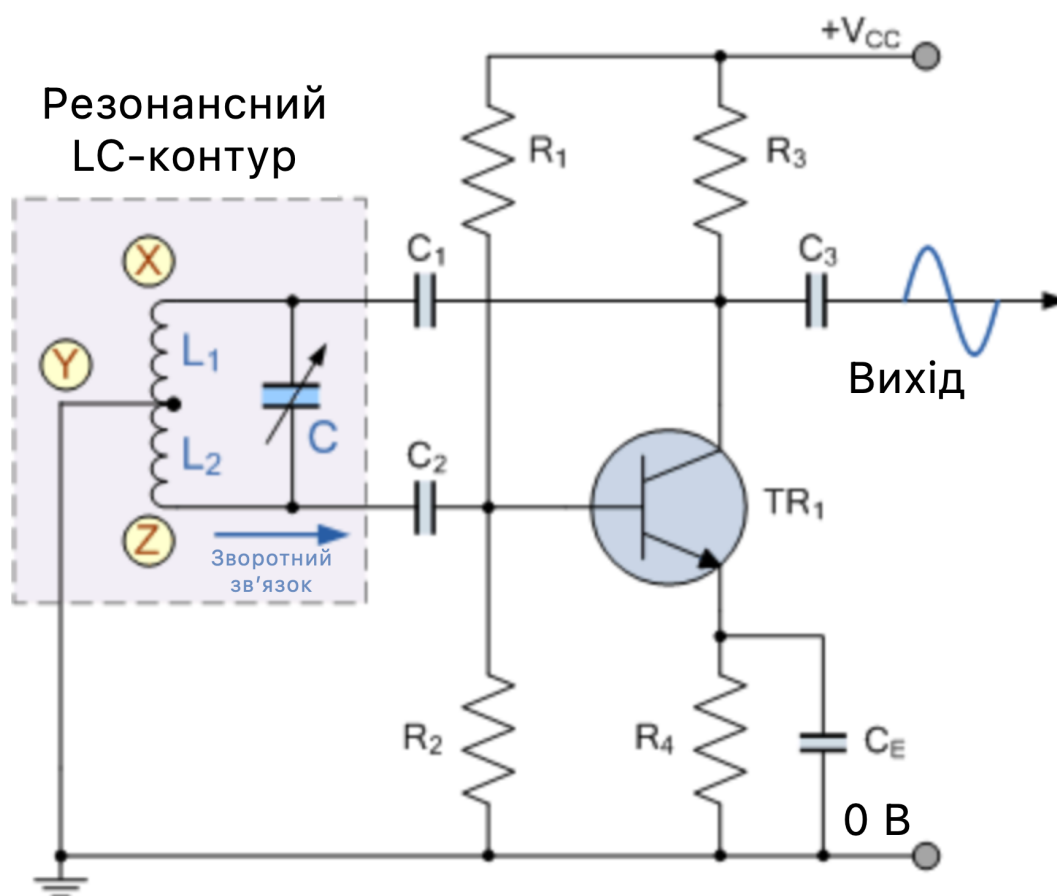


Рисунок 2.3 – Базовий дизайн генератора Хартлі. Адаптовано з [15]

Оскільки для схеми на рисунку 2.3 постійний колекторний струм протікає через частину котушки, то ця схема генератора Хартлі отримала назву «послідовно підключена», при цьому частота коливань задається за формулою 2.1 із врахуванням того, що індуктивність  $L$  розраховується як  $L = L_1 + L_2 + 2M$ , де  $M$  – це взаємна індуктивність двох окремих намотаних котушок [15].

Частоту коливань можна змінювати шляхом регулювання налаштовуваного конденсатора  $C$  або змінюючи положення феритового осердя всередині котушки, що дозволяє отримати вихідний сигнал у широкому діапазоні частот. Також генератор Хартлі забезпечує постійну амплітуду вихідного сигналу на всьому діапазоні частот. [15]

Окрім використання біполярного транзистора як активного елемента підсилення генератора Хартлі, можливе також використання і операційного підсилювача (рис. 2.4), що дозволяє легко змінювати коефіцієнт підсилення, налаштовуючи резистори  $R_1$  та  $R_2$  [15].

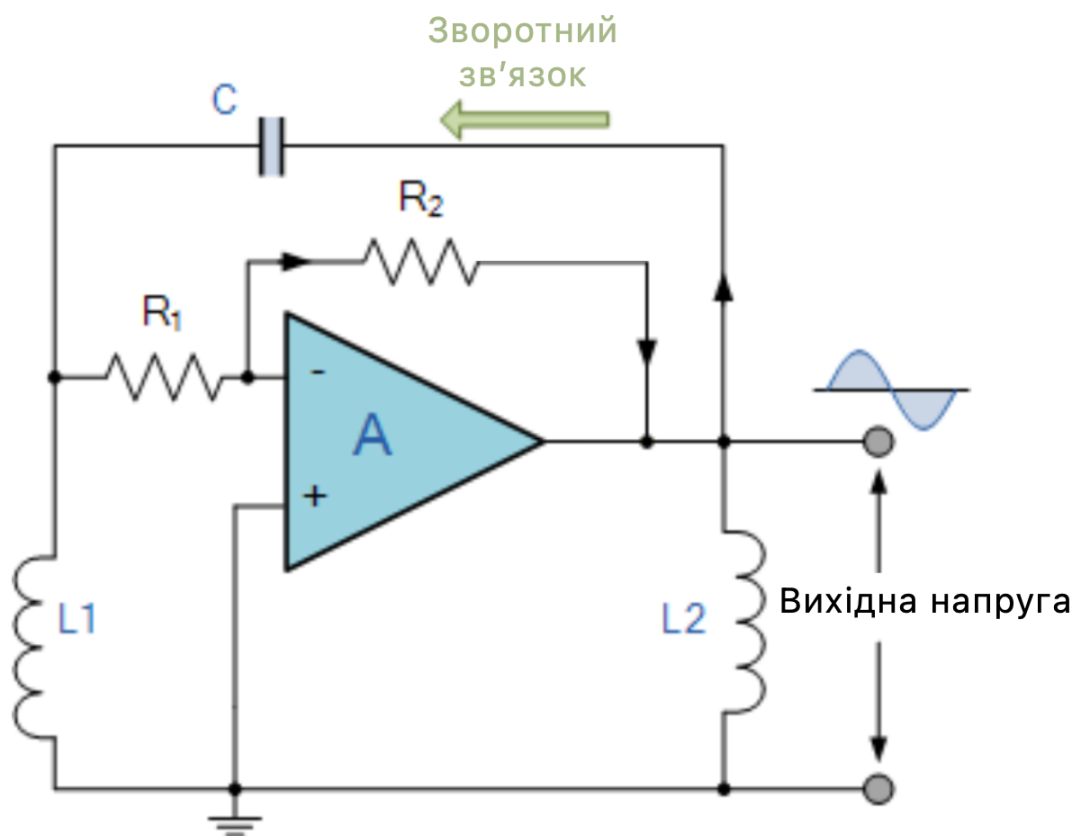


Рисунок 2.4 – Генератор Хартлі, де в якості активного елемента підсилення застосовується операційний підсилювач. Адаптовано з [15]

**Генератор Колпітса** за своєю конфігурацією нагадує вже розглянутий генератор Хартлі, однак головна відмінність полягає у тому, що центральне відведення резонансного контуру тепер знаходиться на з'єднанні ємнісного діляника напруги, що використовується як джерело зворотного зв'язку, на відміну від генератора Хартлі, де резонансний контур був побудований на автотрансформаторному індукторі [16].

Застосування ємнісного діляника напруги дозволяє покращити стабільність частоти генерації завдяки меншій власній та взаємній індуктивності та забезпечити простішу конструкцію [16]. Приклад резонансного контуру генератора Колпітса показано на рисунку 2.5, а на рисунку 2.6 показано відповідний йому базовий дизайн.

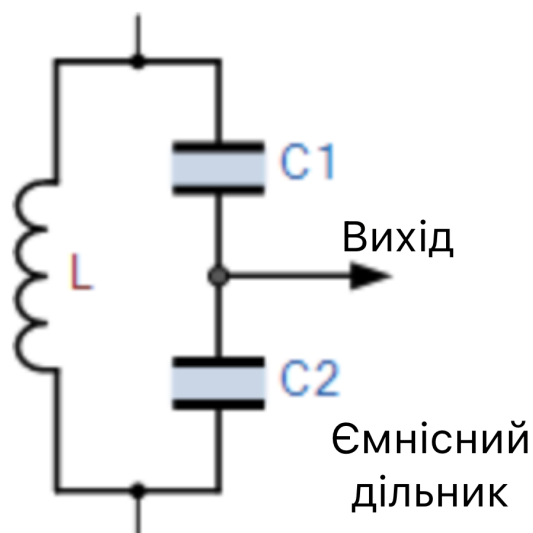


Рисунок 2.5 – Резонансний контур генератора Колпітса. Адаптовано з [16]

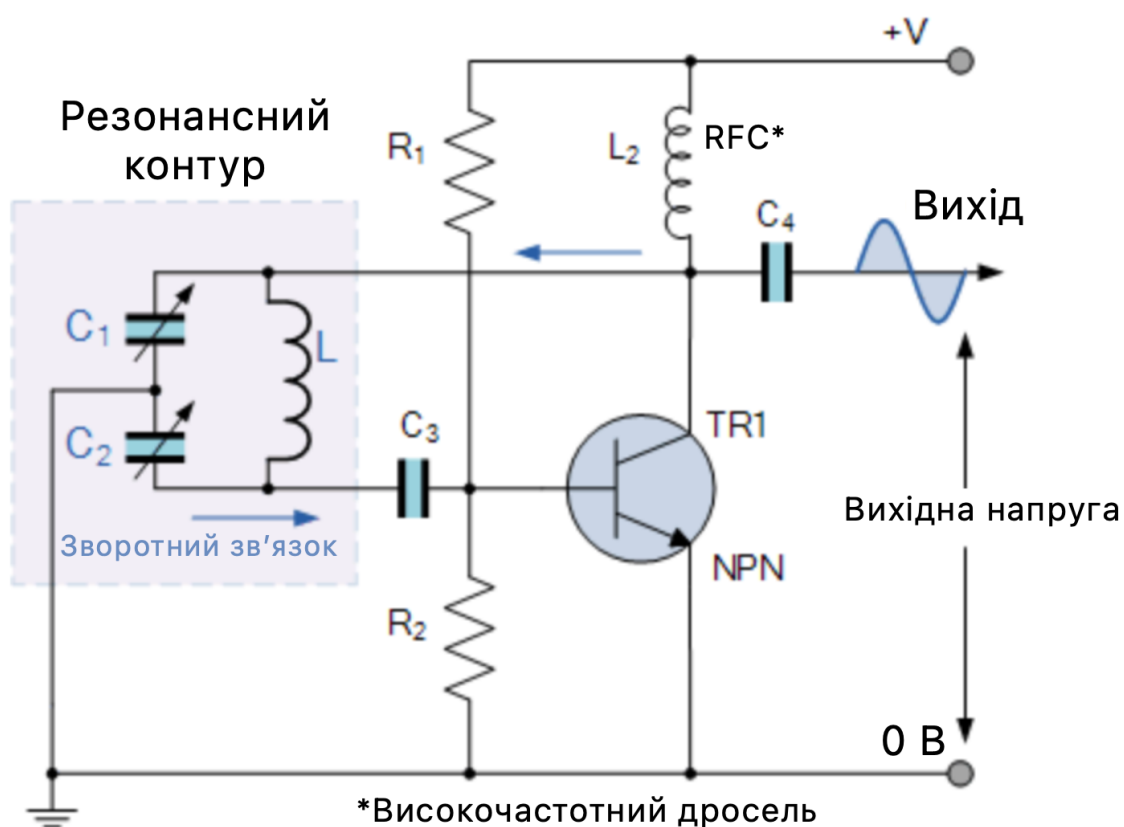


Рисунок 2.6 – Базовий дизайн генератора Колпітса. Адаптовано з [16]

На схемі на рисунку 2.5 конденсатори  $C_1$  та  $C_2$  діють як простий дільник напруги, резистори  $R_1$  та  $R_2$  забезпечують стандартне стабілізуюче постійне зміщення для транзистора, а додаткові конденсатори  $C_3$  та  $C_4$  використовуються для блокування постійного струму. Високочастотний дросель ( $RFC$ )

використовується в колекторному колі для забезпечення високого реактивного опору на частоті коливань і низького опору на постійному струмі, що сприяє запуску коливань. [16]

Частота коливань для генератора Колпітса визначається резонансною частотою  $LC$ -контур за формулою 2.1, де ємність  $C$  вираховується як [16]:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}, \text{ або ж } C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}. \quad (2.2)$$

Для досягнення вимоги балансу фаз, що є обов'язковою для правильної генерації, застосовуються дві умови: по-перше, вихідний сигнал підсилювача із загальним емітером зміщений на  $180^\circ$  відносно вхідного сигналу; а по-друге, два конденсатори з'єднані послідовно між собою, але паралельно із індуктивністю, що забезпечує аналогічний зсув на  $180^\circ$ , які в сумі забезпечують необхідний зсув фази у  $360^\circ$  або у нуль [16].

Рівень зворотного зв'язку у генераторі Колпітса налаштовується завдяки співвідношенню ємностей  $C_1$  і  $C_2$ , схема підключення яких показана на рисунку 2.5, і які впливають на частоту коливань згідно із формулою 2.2. При цьому необхідно слідкувати за рівнем зворотного зв'язку, оскільки дуже велике його значення може призвести до спотворення вихідного синусоїдального сигналу, тоді як мале значення не забезпечить необхідні умови для виникнення коливань. [16]

Генератор Колпітса також може бути реалізований із використанням не біполярного транзистора, а операційного підсилювача (рис. 2.7), де коефіцієнт підсилення регулюється за допомогою резисторів  $R_1$  та  $R_2$ .

Основна перевага генератора Колпітса над генераторами Хартлі полягає у тому, що генератор Колпітса може забезпечити кращу синусоїдальну форму хвилі, а також здатен працювати на дуже високих частотах [16].

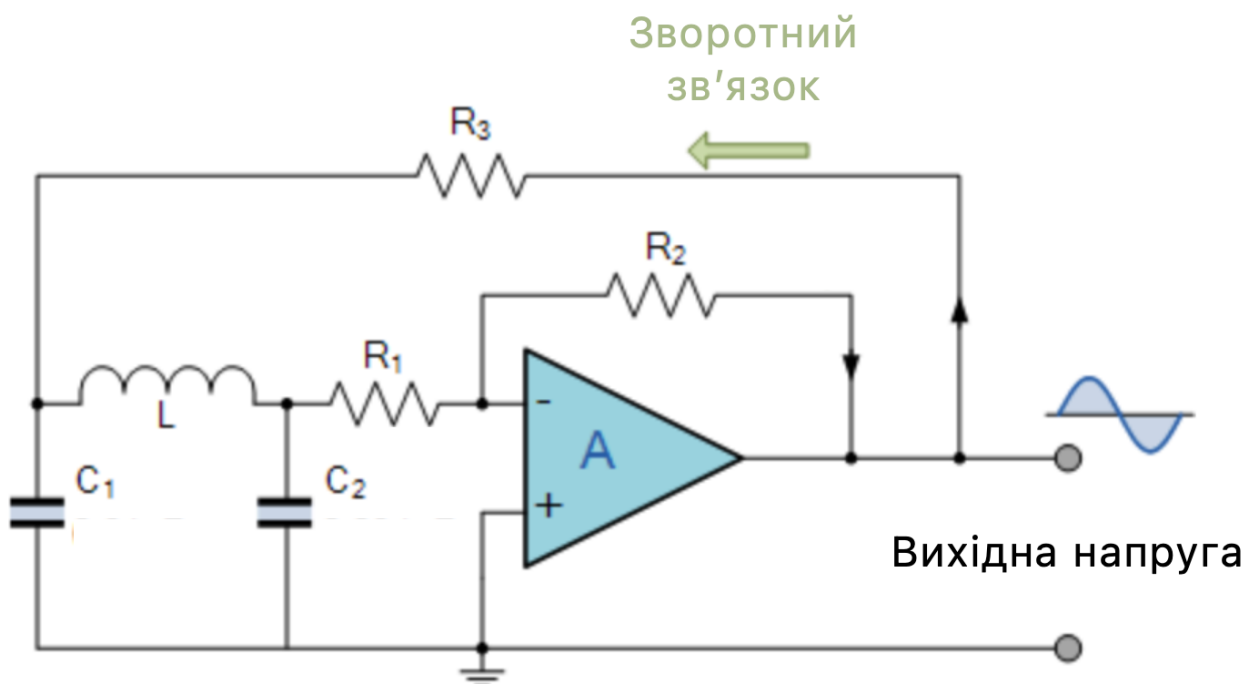


Рисунок 2.7 – Генератор Колпітса, де в якості активного елемента підсилення застосовується операційний підсилювач Адаптовано з [16]

**Генератор Клаппа** має схожу схему (рис. 2.9) та принцип роботи, що й генератор Колпітса, однак основна відмінність полягає у тому, що генератор Клаппа містить додатковий конденсатор  $C_3$ , який з'єднаний послідовно з індуктивністю (рис. 2.8). Це рішення дозволяє покращити стабільність частоти та усунути вплив параметрів транзисторів та паразитних ємностей. Частота генератора визначається за формулою 2.1, де ємність дорівнює [17]:

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}. \quad (2.3)$$

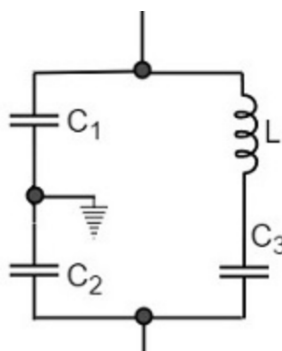


Рисунок 2.8 – Резонансний контур генератора Клаппа [17]

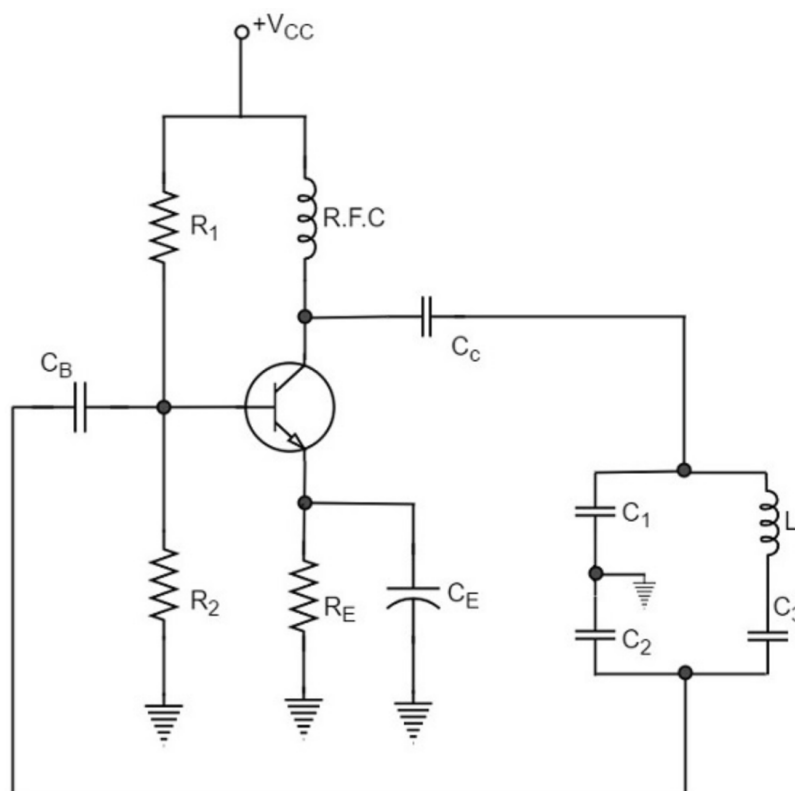


Рисунок 2.9 – Базова схема генератора Клаппа [17]

**У генераторі Армстронга** (рис. 2.10), основним компонентом якого є паралельна схема  $LC$ -генератора, використовується особливий високочастотний трансформатор, у якому первинна обмотка отримує живлення від коливального контуру, а вторинна генерує вихідний сигнал, виконуючи при цьому функцію зворотного зв'язку [18].

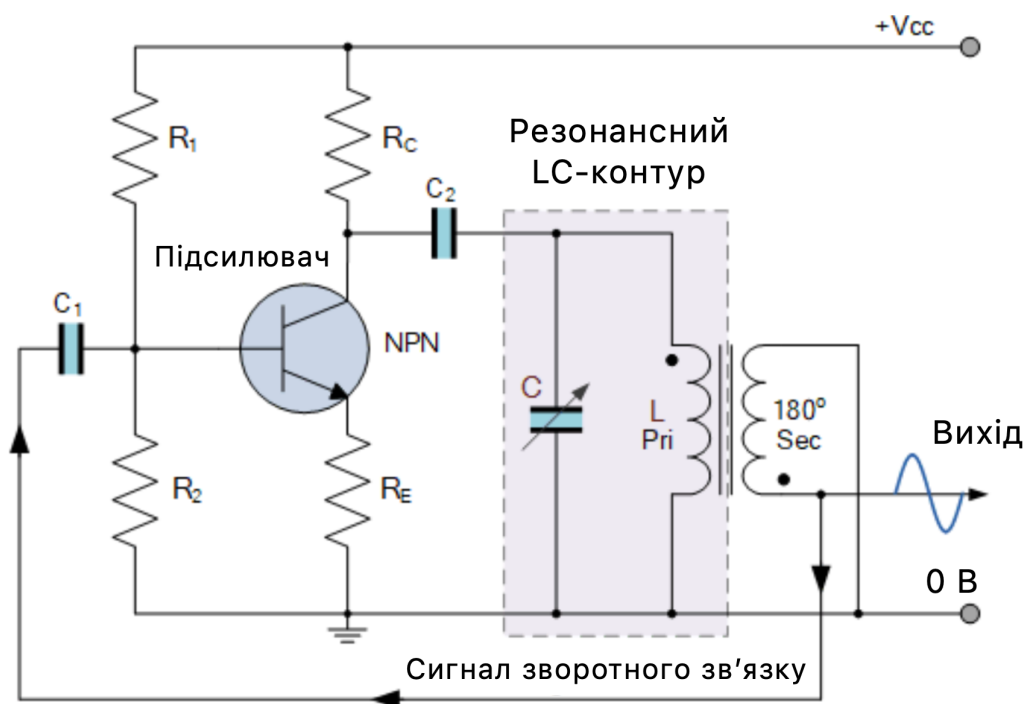


Рисунок 2.10 – Базовий дизайн генератора Армстронга. Адаптовано з [18]

Для схеми на рисунку 2.10 резистори  $R_1$  та  $R_2$  виконують роль дільника напруги для забезпечення потрібної напруги зміщення бази для переходу база-емітер  $NPN$ -транзистора, а емітерний резистор  $R_E$  дозволяє налаштовувати амплітуду вихідного сигналу, якщо змінювати його значення.  $LC$ -контур виступає навантаженням, з'єднаним із виходом колектора транзистора, що дозволяє отримати схему генератора із налаштованим колектором, а індуктивність первинної обмотки ( $L_{Pri}$ ) у поєднанні із конденсатором ( $C$ ) визначають частоту коливань згідно із формулою 1.1. [18]

Завдяки тому, що трансформатор у вторинній обмотці намотаний таким чином, що напруга, індукована в ній, має фазовий зсув у  $180^\circ$  по відношенню до первинного  $LC$ -контур, а також через те, що вторинна обмотка слабо пов'язана із первинною через магнітний ланцюг, є можливість отримати необхідний нульовий фазовий зсув у схемі [18].

Перевагою генератора Армстронга є відносно проста конструкція та надійність в експлуатації, однак на практиці він менш поширений чим генератори Колпітса та Хартлі, оскільки у його схемі повинен бути наявний високочастотний трансформатор, що збільшує витрати та розмір друкованої плати [18].

## 2.2 RC-генератори

Вони призначені для створення гармонічних сигналів низької частоти та використовують частотно-залежні кола зворотного зв'язку, які складаються з конденсаторів та резисторів. До таких *RC*-генераторів належать схеми, де найчастіше застосовують міст Віна або подвійний Т-подібний міст як елементи зворотного зв'язку. [19]

У схемі *RC*-генератора відбувається два зміщення фази: по-перше, вхідний сигнал зміщується на  $180^\circ$  через підсилювальний каскад, а потім ще на  $180^\circ$  через другий інвертуючий каскад, що в сумі дає фазовий зсув, рівний  $0^\circ$  або  $360^\circ$  [20].

Схема на рисунку 2.11 демонструє однокаскадне резисторно-ємнісне з'єднання, яке дозволяє реалізувати фазовий зсув на певний кут, що є меншим за  $90^\circ$ . Оскільки для генерації коливань загальний фазовий зсув повинен становити  $180^\circ$ , то необхідно використовувати щонайменше дві однокаскадні схеми. Однак на практиці досягти ідеального фазового зсуву у  $90^\circ$  для однієї схеми є досить складно, а стабільність генератора на низьких частотах буде поганою, тому застосовують більше *RC*-каскадів, як правило три або чотири. [20; 21]

Для налаштування величини фазового зсуву у колі потрібно підбирати відповідні номінали резистора та конденсатора, а кут фази вираховується як [7]:

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{X_C}{R} \right), \quad (2.4)$$

де ємнісна реактивність конденсатора вираховується як [21]:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot fC}. \quad (2.5)$$

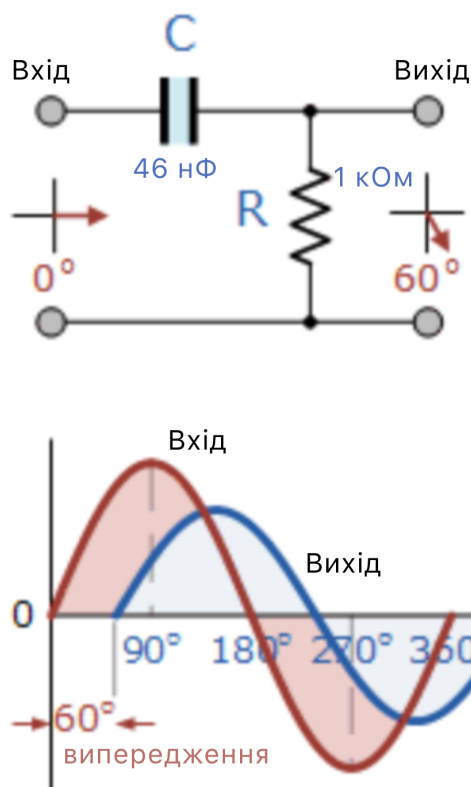


Рисунок 2.11 – Однокаскадне резисторно-ємнісне з'єднання, що реалізує зсув фази вхідного сигналу, який випереджає вихідний на 60° на частоті 2 кГц.

Адаптовано з [21]

Якщо необхідно досягнути зсув фази у 180°, то застосовують три таких ланцюги, з'єднані послідовно (рис. 2.12), аби кожен із них забезпечував зсув фази у 60° [21].

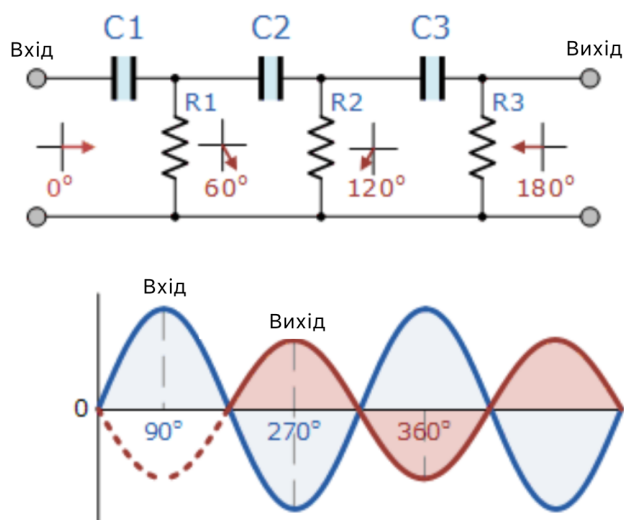


Рисунок 2.12 – Три каскади, що з'єднані послідовно, для реалізації сумарного зсуву фази у 180°. Адаптовано з [20]

Змінюючи один або декілька резисторів або конденсаторів у фазозсувному контурі (рис. 2.12), можна змінювати частоту, і як правило це робиться шляхом застосування змінного конденсатора та однакових номіналів резисторів, адже ємнісна реактивна здатність  $X_C$  змінюється із зміною частоти [21].

За умови, якщо всі резистори та конденсатори у колі фазового зсуву (рис. 2.12) мають однакове значення, то частота коливань буде визначатися як [20]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC \cdot \sqrt{2N}}, \quad (2.6)$$

де  $N$  – кількість  $RC$ -каскадів.

Для базової схеми  $RC$ -генератора із трьома  $RC$ -каскадами необхідно додатково застосовувати схему із біполярним транзистором (рис. 2.13) або підсилювач на операційному підсилювачі (рис. 2.14 та рис. 2.15), аби реалізувати додатковий зсув фази у  $180^\circ$ , щоб загальний фазовий зсув становив  $3 \times 60^\circ + 180^\circ = 360^\circ$ . При цьому трикаскадне  $RC$ -коло фазового зсуву необхідно підключати між входом і виходом підсилювача. [20]

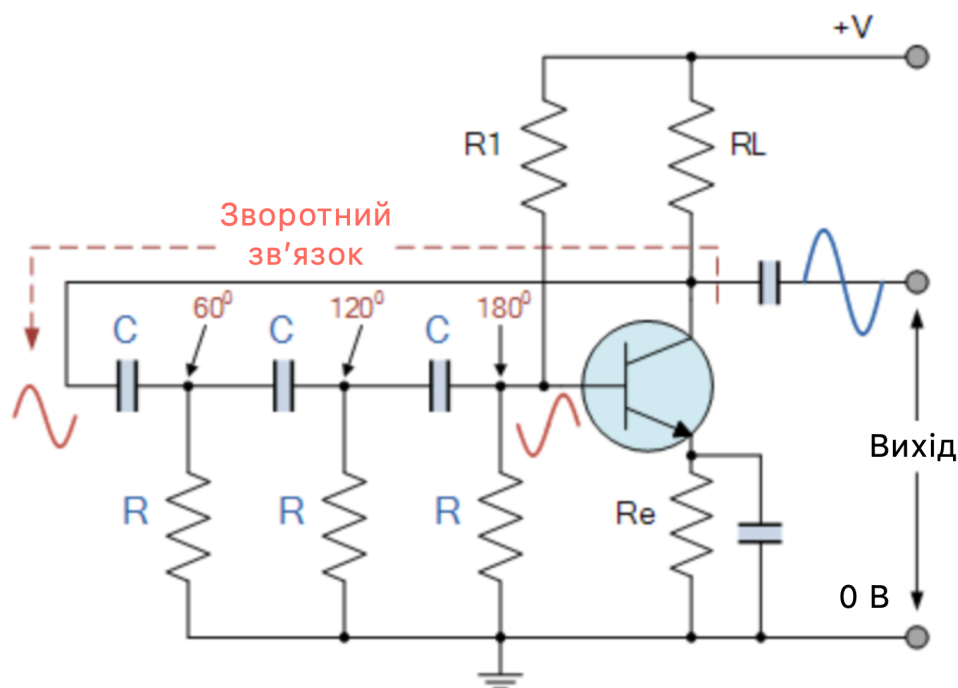


Рисунок 2.13 – Генератор з потрійним  $RC$ -фільтром на біполярному транзисторі.

Адаптовано з [21]

У  $RC$ -генераторах частіше застосовуються саме інвертуючі операційні підсилювачі, а не біполярні транзистори, при цьому можливі два варіанти з'єднання [21]:

- Фазовипереджаюча конфігурація, де конденсатори з'єднані послідовно, а резистори підключені до потенціалу землі (рис. 2.14). У такому випадку вихідна напруга буде випереджати вхідну, що характерно для додатного фазового кута;
- Фазовідстаюча конфігурація, де резистори з'єднані послідовно, а конденсатори підключені до потенціалу землі (рис. 2.15). У такому випадку вихідна напруга відстає від вхідної, що характерно для від'ємного фазового кута.

Іноді доцільно застосовувати чотири  $RC$ -каскади, кожен із яких реалізує фазовий зсув на  $45^\circ$ , оскільки багато операційних підсилювачів випускаються у чотиріканальних корпусах, що спрощує проектування таких генераторів [21].

Переваги  $RC$ -генераторів полягають у забезпеченні стабільного вихідного синусоїдального сигналу та широкого робочого діапазону частот при використанні змінного конденсатора. Однак серйозний недолік полягає у тому, що смуга пропускання є обмеженою, тому їх не бажано використовувати на високих частотах, адже складно забезпечити необхідний зсув фази. [20; 21]

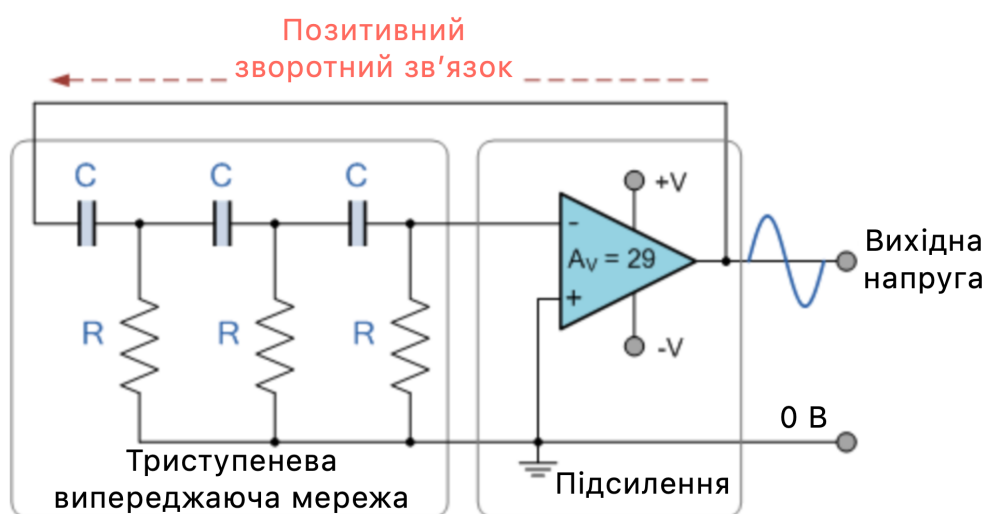


Рисунок 2.14 – Триступеневий  $RC$ -генератор з фазовипереджаючою конфігурацією на операційному підсилювачі. Адаптовано з [21]

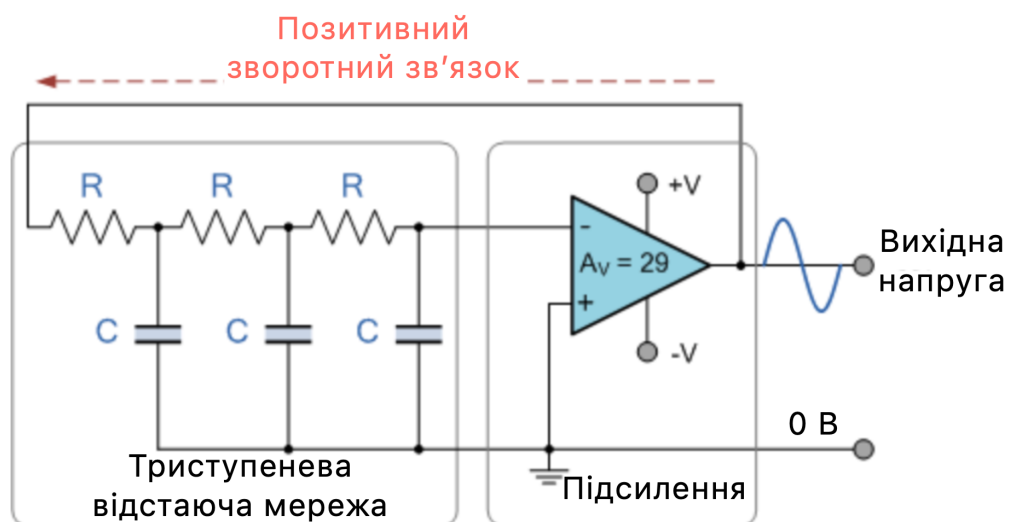


Рисунок 2.15 – Треступеневий  $RC$ -генератор з фазовідстаючою конфігурацією на операційному підсилювачі. Адаптовано з [21]

**Генератор мосту Віна** фактично являє собою двокаскадну  $RC$ -зв'язану схему підсилювача, яка складається з послідовного  $RC$ -контуру, що приєднаний до паралельного  $RC$ -контуру (рис. 2.16) [22].

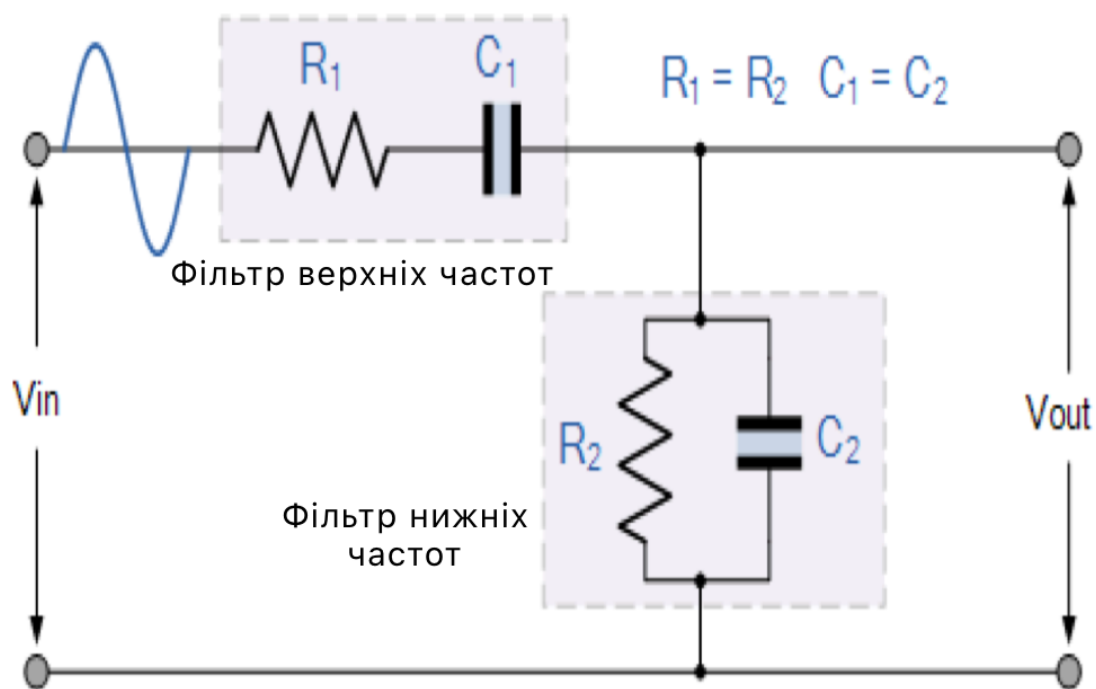


Рисунок 2.16 – Двокаскадна  $RC$ -схема мосту Віна. Адаптовано з [22]

Реалізоване з'єднання для схеми на рисунку 2.16 дозволяє отримати селективний фільтр другого порядку з високим коефіцієнтом добротності  $Q$  на обраній резонансній частоті  $f_0$  [22].

Оскільки на низьких частотах реактивний опір послідовного конденсатора  $C_1$  є дуже високим, через що він діє як розімкнуте коло і на виході майже не спостерігається напруга  $V_{out}$ , а на високих частотах вже реактивний опір паралельного конденсатора  $C_2$  є дуже низьким, через що цей конденсатор діє як коротке замикання і на виході знову немає сигналу. Тому необхідно визначити значення частоти, на якій вихідна напруга досягне свого максимального значення – ця частота є резонансною частотою і вираховується як [22]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC}. \quad (2.7)$$

Для того, щоб відбувалися коливання на резонансній частоті вихідна напруга повинна дорівнювати одній третині вхідної напруги, а зсув фаз при цьому становитиме  $0^\circ$  (рис. 2.17) [22].

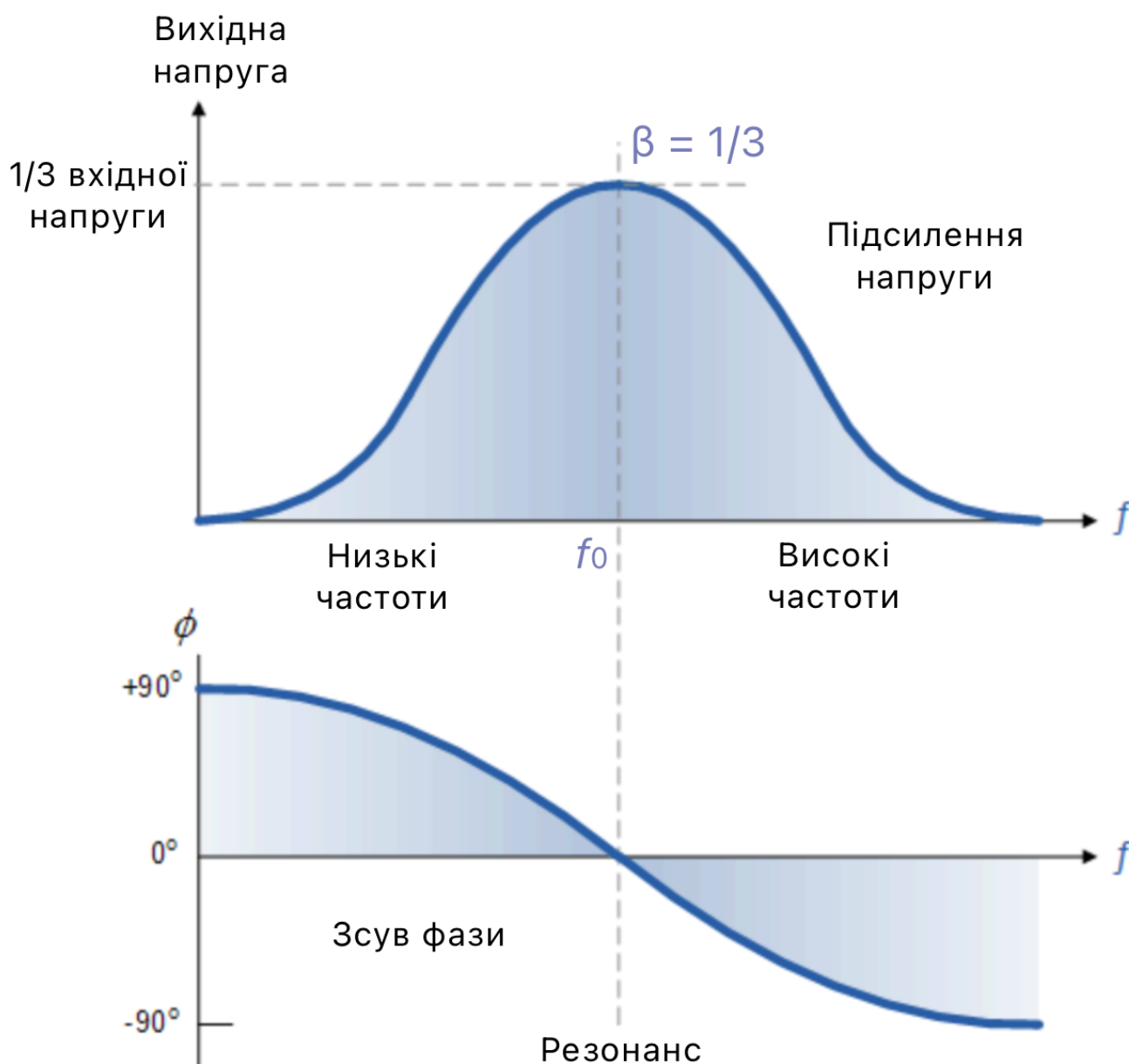


Рисунок 2.17 – Посилення вихідного сигналу генератора та фазовий зсув в залежності від частоти. Адаптовано з [22]

Генератори мосту Віна також можуть бути спроектовані із використанням неінвертуючого операційного підсилювача (рис. 2.18), при чому коефіцієнт підсилення операційного підсилювача повинен бути більше трьох для запуску коливань і дорівнювати трьом, аби підтримувати коливання. Це пов'язано із значенням коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta = 1/3$  на частоті коливань  $f_0$  (рис. 2.17). І саме значення коефіцієнта підсилення напруги 3 дозволить забезпечити мінімальний коефіцієнт підсилення контуру одиниця. [22]

Схема мосту Віна із додатковими резисторами для налаштування неінвертуючого операційного підсилювача

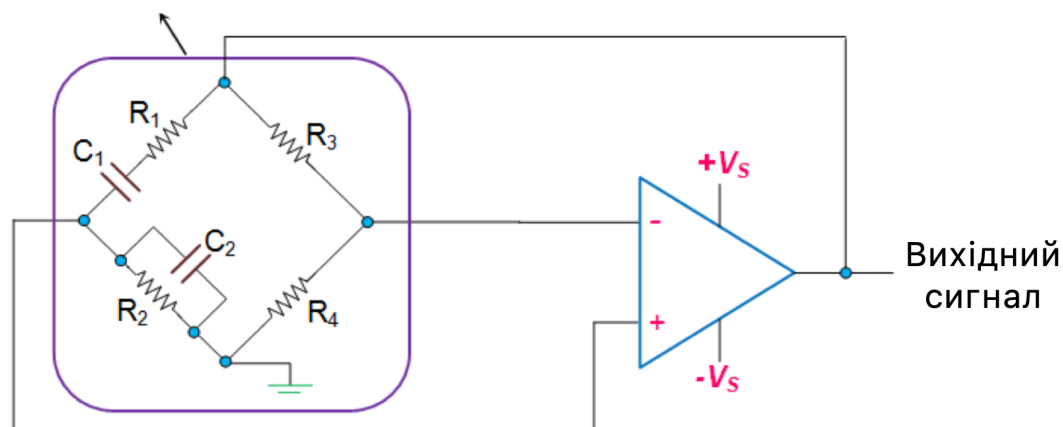


Рисунок 2.18 – Генератор мосту Віна, побудований на базі операційного підсилювача. Адаптовано з [22]

Для неінвертуючої схеми операційного підсилювача на рисунку 2.18 коефіцієнт посилення напруги вираховується із співвідношення  $R_3$  та  $R_4$  [22]:

$$A_v = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 3 \text{ і більше.} \quad (2.8)$$

Недолік генераторів мосту Віна, побудованих із використанням операційних підсилювачів, полягає у тому, що вони не здатні працювати на частотах, що є вищими за 1 МГц без використання високочастотних операційних підсилювачів через обмеження, спричинені їхнім розімкнутим коефіцієнтом посилення [22].

**Генератор гармонічних коливань  $RC$ -типу з подвійним  $T$ -подібним мостом** використовує дві пасивних  $RC$ -схеми, одна із яких має низькочастотну характеристику (позначено на рисунку 2.19 червоним кольором), а інша – високочастотну характеристику (позначено на рисунку 2.19 зеленим кольором) [23].

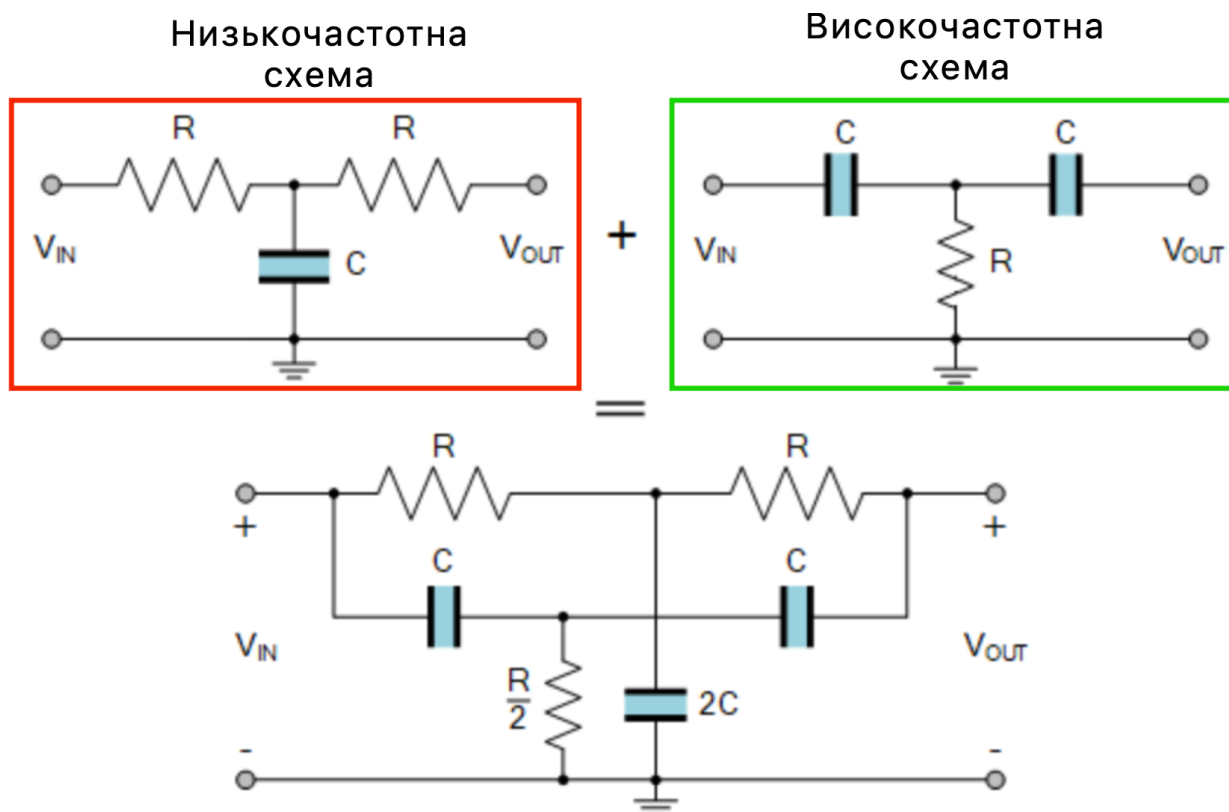


Рисунок 2.19 – Схема подвійного Т-подібного мосту. Адаптовано з [23]

Схема на рисунку 2.19 формує негативний зворотний зв'язок, що унеможливує виникнення коливань на частотах, які відрізняються від режекторної характеристики, яка має центральну частоту  $f_0$ , що дорівнює бажаній нульовій частоті коливань може. Однак саме на цій налаштованій резонансній частоті вплив негативного зворотного зв'язку стає мінімальним, що дозволяє позитивному зворотному зв'язку, вироблену підсилювачем, забезпечити генерацію стабільних коливань. [23]

Для кожної схеми подвійного Т-подібного мосту резонансна частота розраховується окремо [23]:

- для низькочастотної схеми  $R$ - $C$ - $R$ , позначеної на рисунку 2.19 червоним:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{1}{C} + \frac{1}{C}}{2C \cdot R^2}}; \quad (2.9)$$

- для високочастотної схеми  $C-R-C$ , позначеної на рисунку 2.19 зеленим:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C^2 \cdot \frac{R}{2} \cdot (R + R)}}. \quad (2.10)$$

Об'єднавши (2.9) та (2.10), одержуємо остаточну формулу для нульової або центральної частоти частоти зрізу, на якій можуть виникати коливання, ця формула аналогічна (2.7) [23].

Схема подвійного Т-подібного мосту створює фазовий зсув на  $180^\circ$  (від  $-90^\circ$  до  $+90^\circ$ ), а додатковий зсув ще на  $180^\circ$  необхідно реалізовувати із застосуванням операційного підсилювача. При цьому необхідно враховувати, що на частоті коливань  $f_0$  коефіцієнт посилення зворотного зв'язку падає майже до нуля, тому необхідно забезпечити підсилення за напругою набагато більше за одиницю. Зазвичай для стабільної генерації сигналу на обраній резонансній частоті співвідношення резисторів для налаштування коефіцієнта підсилення (резистори  $R_1$  та  $R_2$  на рисунку 2.20) повинно бути більше ста. [23]

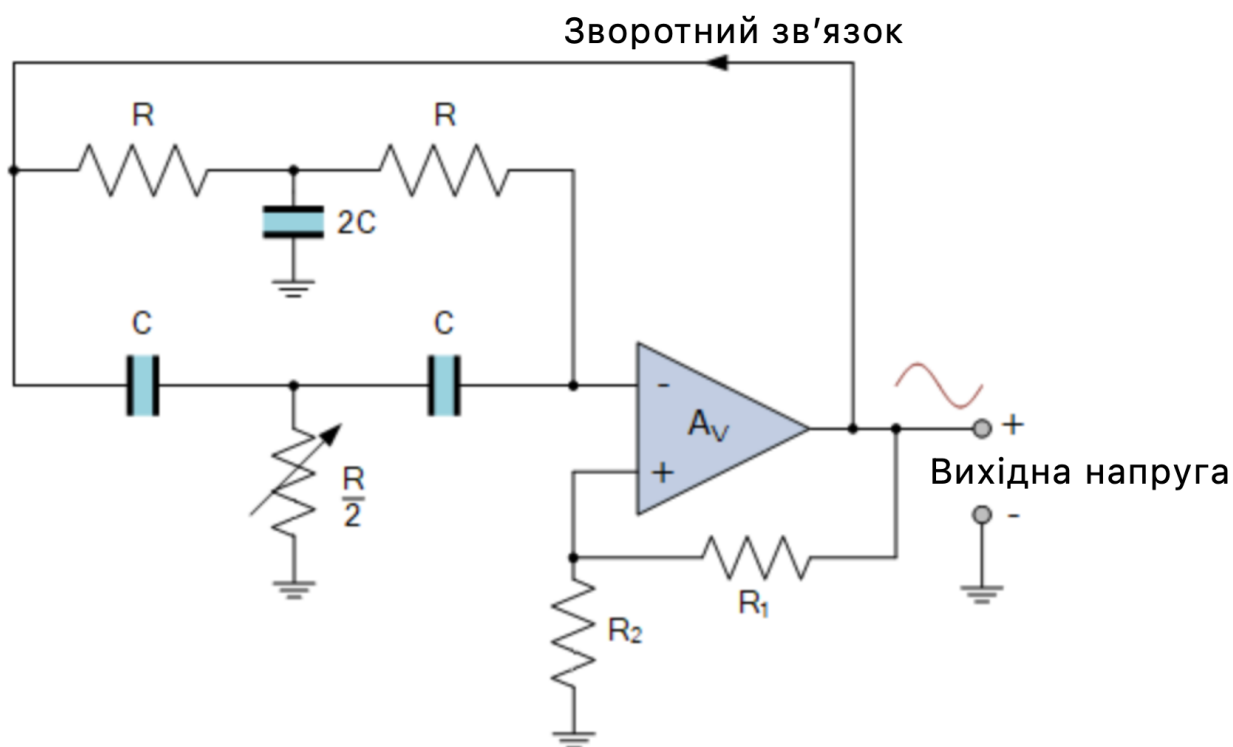


Рисунок 2.20 – Схема генератора на операційному підсилювачі з подвійним Т-подібним мостом. Адаптовано з [23]

## 2.3 Кварцові кристалічні генератори

Оскільки п'єзоелектричні пристрої створюють механічні вібрації або коливання, то вони можуть використовуватися для генераторів електричних коливань замість стандартної схеми  $LC$ -генератора, проілюстрованих на рисунку 2.2 та рисунку 2.5. Явище, завдяки якому кварцові кристали можна застосовувати у генераторах, називається п'єзоелектричним ефектом, який передбачає, що якщо до тонкого шматка кварцового кристала прикласти електричну напругу, то виникне механічна деформація кристала (обернений п'єзоелектричний ефект) і навпаки – якщо на кристал діє механічне навантаження, то виникне електричний заряд (прямий п'єзоелектричний ефект). [24]

Фізичний розмір та товщину кристалу кварцу потрібно ретельно контролювати, адже вони визначають основну частоту коливань, на якій він працюватиме. Ця частота називається характеристичною частотою, і після різання та обробки кристал може працювати тільки на цій частоті, а на будь-якій іншій – ні. [24]

Еквівалентна схема кристала кварцу показана на рисунку 2.21 і складається із шунтової ємності  $C_0$  (включає міжелектродну та паразитну ємності), яка характеризує кристал у статичному стані; інші ж компоненти характеризують кристал у робочому стані [25]:

- механічна ємність  $C_1$ , що відображає еластичність або жорсткість пластини;
- механічна індуктивність  $L_1$ , що моделює віброуючу масу кварцової пластини;
- механічний опір  $R_1$  – відображає внутрішні втрати віброуючої пластини.

Причому опір  $R_1$  та ємності  $C_0$  та  $C_1$  повинні бути невеликого номіналу, а індуктивність  $L_1$  мати великий номінал [24].

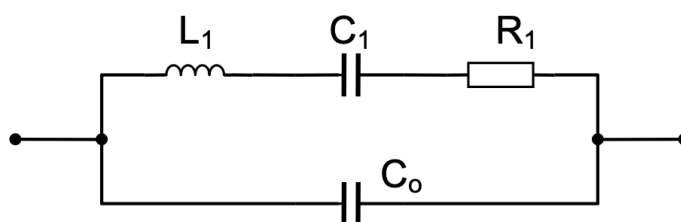


Рисунок 2.21 – Еквівалентна схема кварцового кристала [25]

Для кварцового кристала існує дві резонансних частоти – послідовна та паралельна, причому для послідовної резонансної частоти характерно дуже мале значення імпедансу кристала (рис. 2.22), що дорівнює  $R_1$  (в цьому стані кристал поводить себе як конденсатор), а для паралельної резонансної частоти характерно максимально можливе значення імпедансу кристала (рис. 2.22), на якому він поводить себе як індуктор [24].

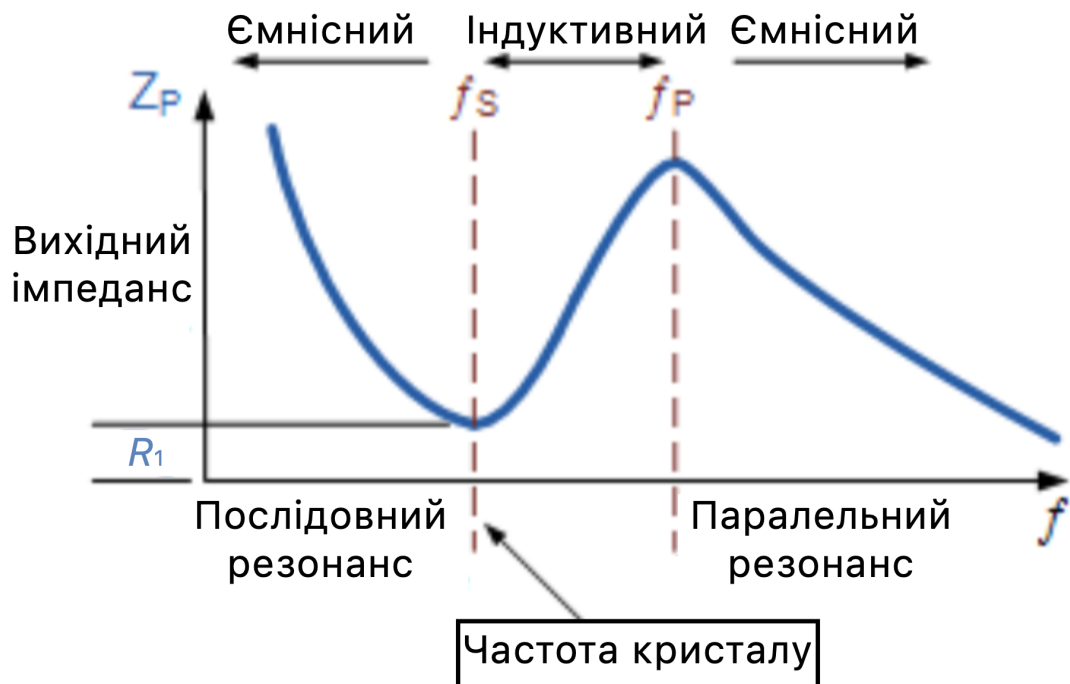


Рисунок 2.22 – Залежність імпедансу кристала від частоти. Адаптовано з [24]

Формула послідовної резонансної частоти записується у вигляді [25]:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}, \quad (2.11)$$

а паралельної [25]:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_0}{C_1 + C_0}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}. \quad (2.12)$$

Вирази (2.11) та (2.12) пов'язані як [25]:

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_0}. \quad (2.13)$$

Фактор якості кварцового кристала, що визначає його відносну якість та ефективність коливань, розраховується як [25]:

$$Q = \frac{2\pi \cdot f_s \cdot L_1}{R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot R_1 \cdot C_1}. \quad (2.14)$$

Кварцові кристали мають набагато вищий фактор якості у порівнянні із  $LC$ -контуром (для більшості кристалів  $Q$ -фактор знаходиться у межах від 20 000 до 200 000, тоді як значення  $Q$ -фактора для гарного  $LC$ -контур є набагато меншим за тисячу). Таке високе значення фактору якості сприяє кращій стабільності кристала на його робочій частоті, що робить його чудовим рішенням для створення генераторних схем. [24]

Кварцові генераторні схеми зазвичай будуються з використанням біполярних чи  $FET$  транзисторів, адже операційні підсилювачі не можуть працювати на частотах вище 1 МГц. До найпопулярніших схем генераторів на кварцових елементах відносяться [24]:

- генератор Колпітса (рис. 2.23, а), що відрізняється від рішення на рисунку 2.6 лише тим, що схема  $LC$ -контур замінена кварцовим кристалом;
- генератор Пірса (рис. 2.23, б), який є послідовно налаштованою резонансною схемою та використовує JFET транзистор, на відміну від генератора Колпітса, що є паралельною схемою та використовує біполярний транзистор;
- також генератор можна створити і з використанням CMOS-інвертора як підсилювального елемента (рис. 2.23, в); у такому випадку схема міститиме один інвертуючий тригер Шмітта, інвертуючий кристал та два конденсатори.

Перевагою схеми генератора із використанням CMOS-інвертора є те, що вона завжди автоматично переналаштовується, аби фазовий зсув становив  $360^\circ$  або нуль. Також вихідний сигнал схеми генератора із використанням CMOS-інвертора – це прямокутний сигнал, на відміну від схем на рисунку 2.23, а та рисунку 2.23, б, для яких характерна синусоїдальна форма вихідного сигналу. [24]

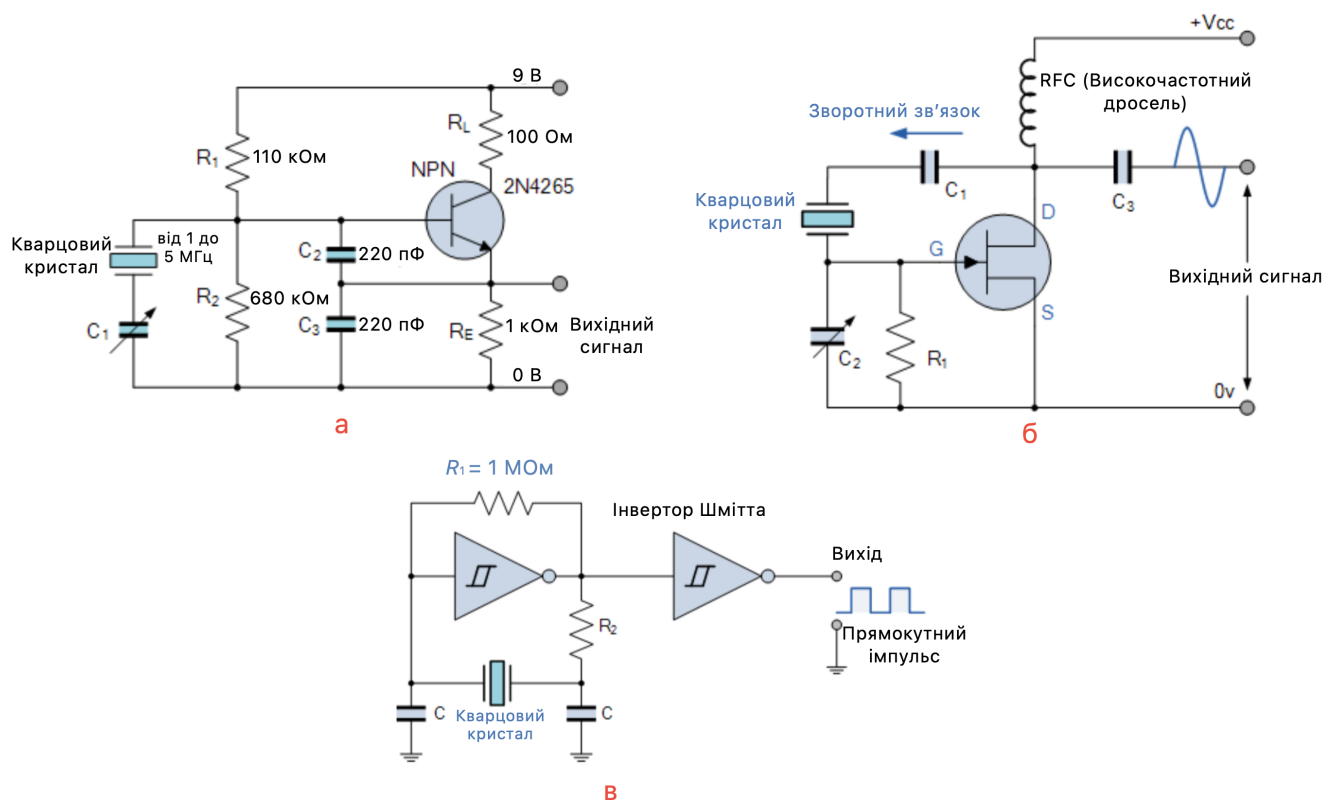


Рисунок 2.23 – Генератори на основі кварцових кристалів. Адаптовано з [24]:

- а) кристалічний генератор Колпітса;
- б) кристалічний генератор Пірса;
- в) кристалічний генератор CMOS

## 2.4 Генератори на основі мультівібраторів

Мультівібратори можуть використовувати в якості генераторів. Астабільний мультівібратор не має фіксованих стабільних станів. Замість цього після ввімкнення він просто циклічно змінює свої стани (стан логічного «нуля» та

логічної «одиниці») з певною періодичністю, яка залежить від значень використаних резисторів зміщення та конденсаторів, тобто від значень  $RC$ -параметрів схеми. Схема астабільного мультивібратора показана на рисунку 2.24, де транзистори  $Q_1$  та  $Q_2$  взаємопов'язані через зворотний зв'язок [26].

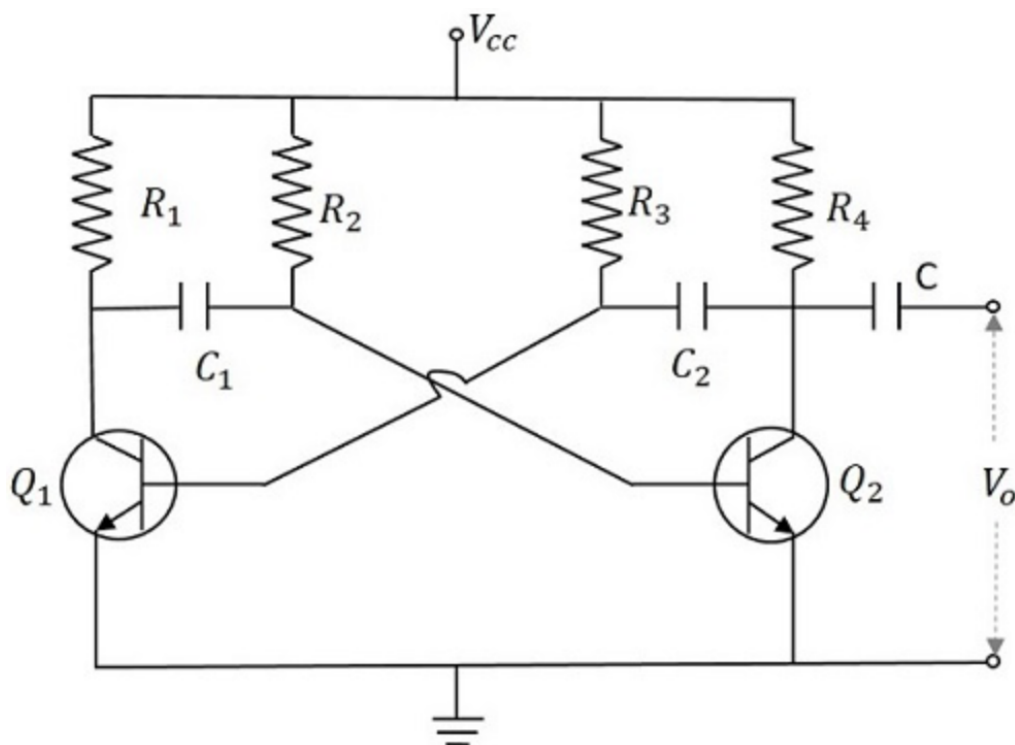


Рисунок 2.24 – Схема астабільного мультивібратора [26]

Оскільки два транзистори працюють по черзі, то на виході спостерігається прямокутний сигнал (рис. 2.25) із піковою амплітудою, що дорівнює значенню джерела живлення, яке підключено до генератора [26].

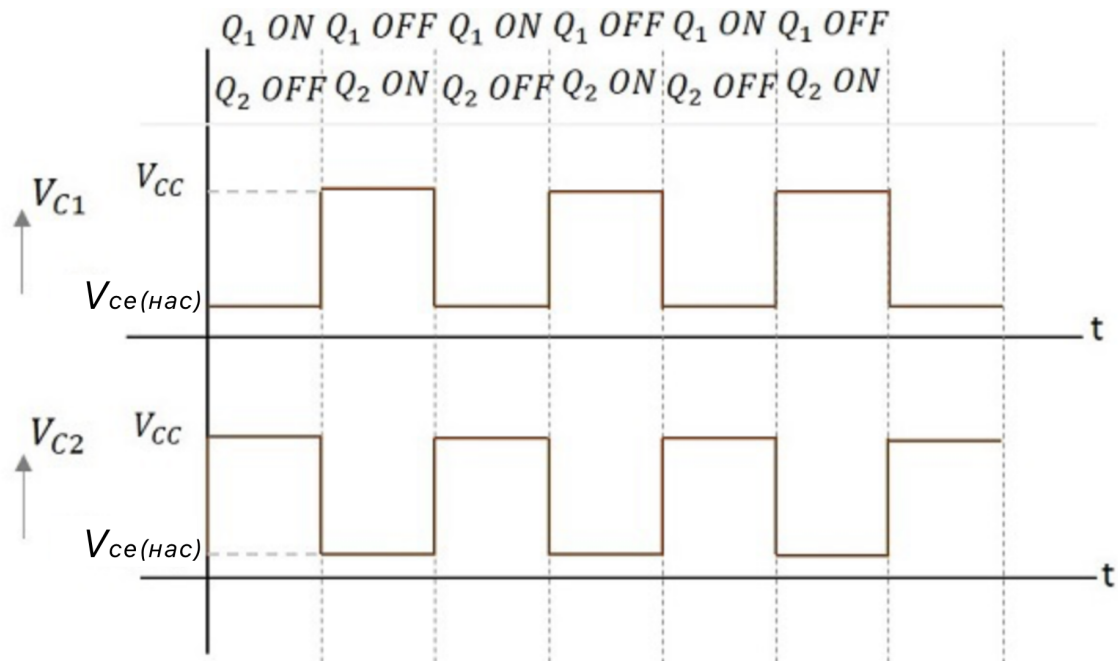


Рисунок 2.25 – Прямокутні імпульси астабільного мультівібратора [26]

Якщо повний період прямокутного сигналу вираховується як [26]:

$$t = 0,69 \cdot (R_1 C_1 + R_2 C_2), \quad (2.15)$$

а із врахуванням рівності номіналів резисторів та конденсаторів отримаємо, що частота прямокутної хвилі із врахуванням (2.15) становитиме [26]:

$$f = \frac{1}{t} = \frac{1}{0,69 \cdot (R \cdot C + R \cdot C)} = \frac{1}{1,38RC} = \frac{0,7}{RC}. \quad (2.16)$$

Перевагами застосування астабільних мультівібраторів є те, що вони досить прості та недорогі, здатні працювати безперервно, а також не потребують тригерного імпульсу для запуску роботи, лише джерела живлення; однак недоліки – це високе споживання енергії та низька вихідна ефективність [26].

Іншими варіаціями мультівібраторів є моностабільні та бістабільні. Для цих двох рішень вже необхідна наявність тригерного імпульсу для зміни стану транзисторів, причому для моностабільного мультівібратора (рис. 2.26, а)

необхідний один тригерний імпульс (рис. 2.26, б), а для бістабільного (рис. 2.27, а) – два тригерних імпульси (рис. 2.27, б) – або позитивний, або негативний [27; 28].

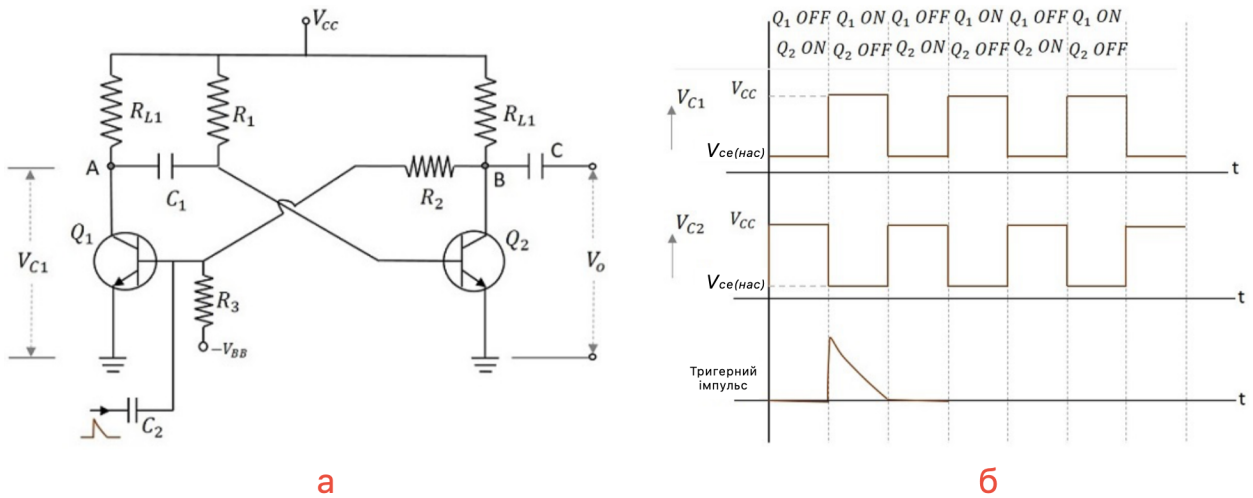


Рисунок 2.26 – Принципова схема (а) та прямокутні імпульси разом із тригерний імпульсом (б) моностабільного мультівібратора [27]

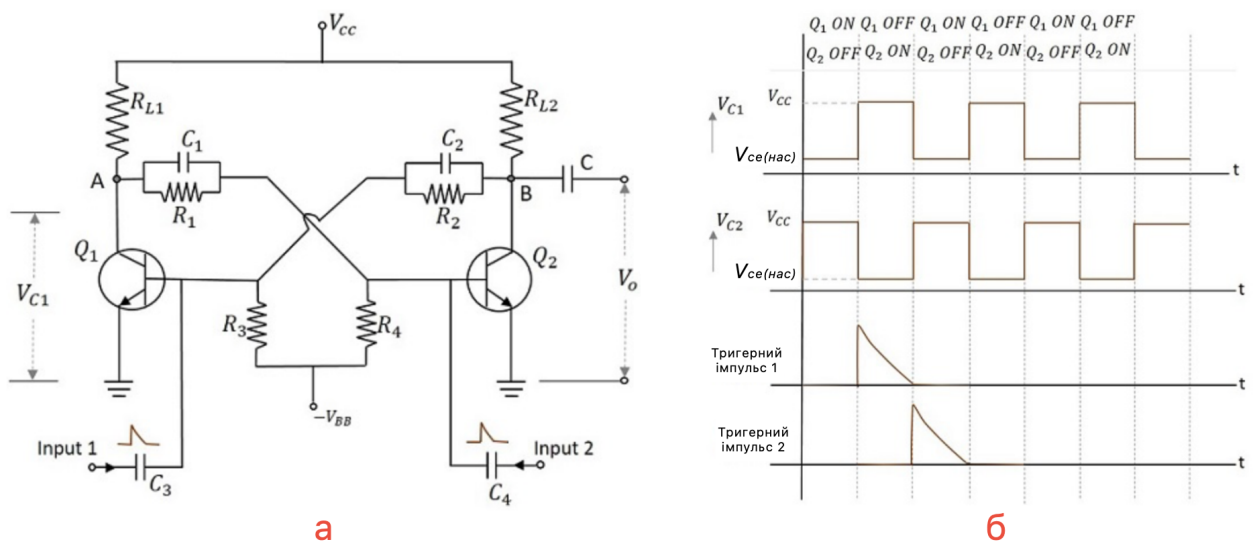


Рисунок 2.27 – Принципова схема (а) та прямокутні імпульси разом із двома тригерними імпульсами (б) бістабільного мультівібратора [28]

## 2.5 Аналогові функціональні генератори

Аналогові функціональні генератори застосовуються, коли необхідно одержати сигнали різних форм – трикутної, прямокутної, синусоїдальної, пилкоподібної. Типова схема аналогового функціонального генератора складається із конденсаторів, резисторів та операційних підсилювачів. При цьому, хоча ці генератори охоплюють як аудіочастотний, так і радіочастотний діапазони, вони зазвичай не підходять для застосувань, де необхідні низькі рівні спотворення. Для цього краще застосовувати генератори, побудовані на принципі прямого цифрового синтезу, про які буде йти мова далі. [29]

Прості функціональні генератори формують трикутну форму сигналу, яка є основою для інших форм сигналів, шляхом багаторазового заряджання та розряджання конденсатора від джерела постійного струму, що формує лінійний підйом і спад напруги. Коли вихідна напруга досягає своєї верхньої або нижньої межі, компаратор змінює розряджання чи заряджання конденсатора на протилежне, тим самим формуючи трикутну форму хвилі. [29]

Пилкоподібну форму хвилі можна одержати шляхом повільного заряджання конденсатора малим струмом, а швидке розряджання відбувається через діод у колі, полярність якого також визначає результуючу форму сигналу – повільне наростання та швидкий спад або ж швидке наростання і повільний спад [29].

Прямокутний сигнал із заповненням у 50% можна отримати шляхом контролю процесу заряджання та розряджання конденсатора, що відображається у вихідному сигналі компаратора, а для генерації інших коефіцієнтів заповнення можна застосовувати компаратор та пилкоподібний або трикутний сигнали [29].

Синусоїдальний сигнал у більшості функціональних генераторів формується або із використанням нелінійної діодної схеми, яка перетворює трикутну хвилю у досить точну синусоїду шляхом заокруглення кутів трикутної хвилі, або із застосуванням схеми на операційному підсилювачі [29; 30].

На рисунку 2.28 приведено приклад схеми аналогового функціонального генератора, де необхідну форму сигналу можна одержати, приєднавшись до відповідного виводу, а на рисунку 2.29 продемонстровано вихідні сигнали, які можна одержати із застосуванням цієї схеми.

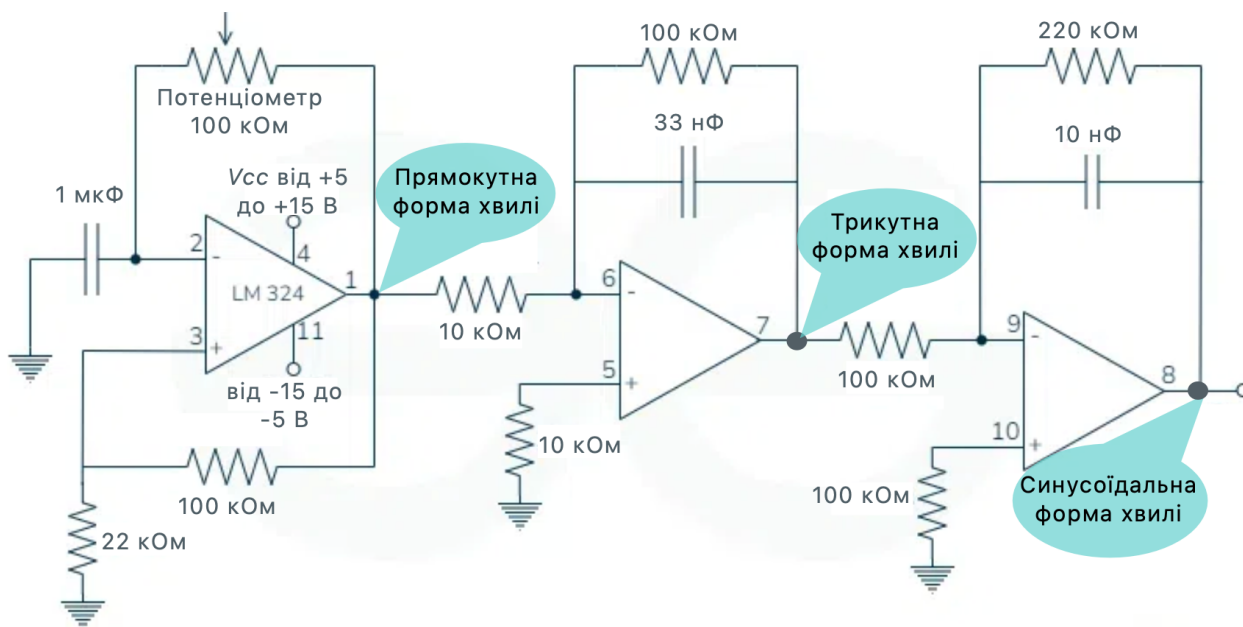


Рисунок 2.28 – Приклад схеми аналогового функціонального генератора.

Адаптовано з [30]

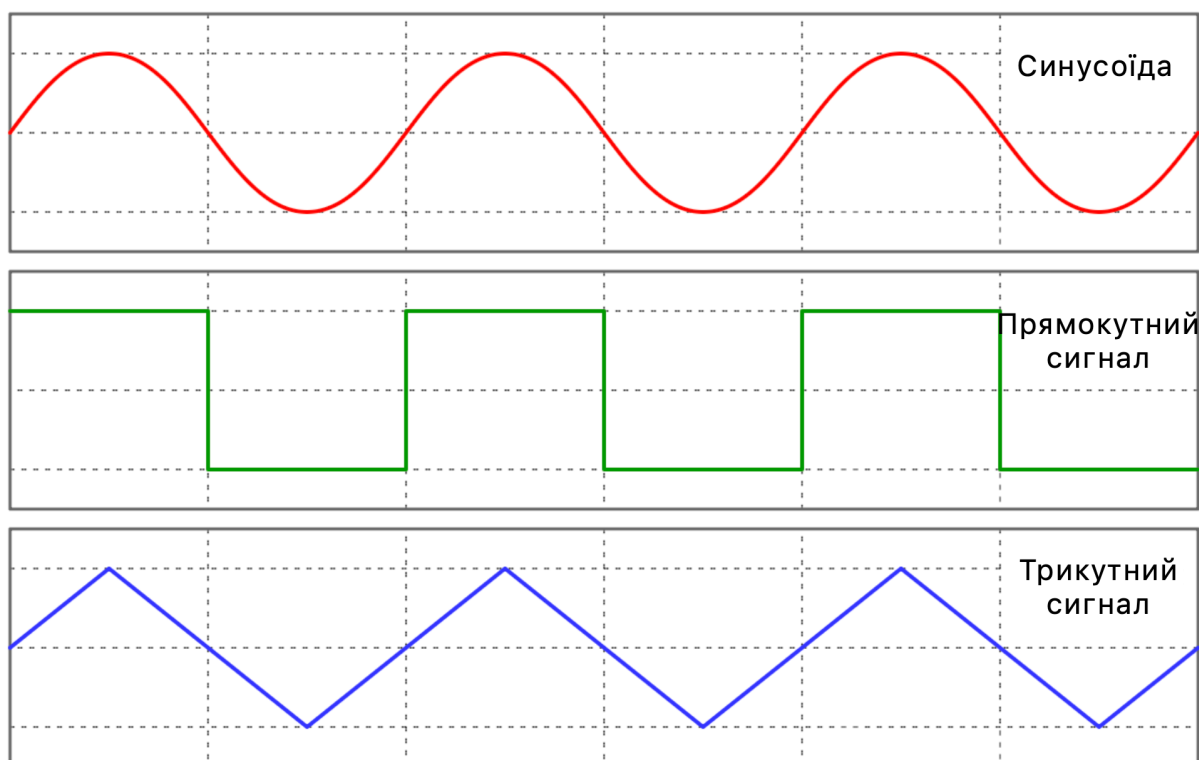


Рисунок 2.29 – Вихідні форми сигналів схеми на рисунку 2.28. Адаптовано з [29]

## 2.6 Генератори на основі прямого цифрового синтезу

Оскільки схеми аналогових генераторів сигналів не завжди задовольняють умову низьких спотворень, то у цьому випадку необхідно застосовувати генератори, побудовані на принципі прямого цифрового синтезу [29].

Прямий цифровий частотний синтез (DDFS, direct digital frequency synthesis), чи просто прямий цифровий синтез (DDS) заснований на використанні цифрової обробки даних для формування вихідного сигналу, що має визначену частоту та фазу, а також синхронізований із фіксованим тактовим джерелом  $f_c$ . Для DDS-синтезу характерно створення цифрового сигналу, що змінюється у часі, і перетворення його в аналогову форму за допомогою цифро-аналогового перетворювача. [31; 32]

Для повноцінного генератора сигналів, створеного на основі прямого цифрового синтезу, характерно розміщення всіх компонентів на одному чипі для максимально точного та компактного виконання, а головними компонентами відповідного генератора, показаного на рисунку 2.30, є [19]:

- фазовий акумулятор (позначка 1), що генерує цифрове значення, яке відповідає фазовому куту вихідного сигналу. Також на нього подається двійкове слово налаштування для масштабування еталонної або тактової частоти;
- фазово-амплітудний перетворювач (позначка 2), який визначає миттєву цифрову амплітуду сигналу відповідно до поточного фазового кута;
- цифро-аналоговий перетворювач (позначка 3), який перетворює цю цифрову амплітуду у відповідну аналогову форму хвилі.

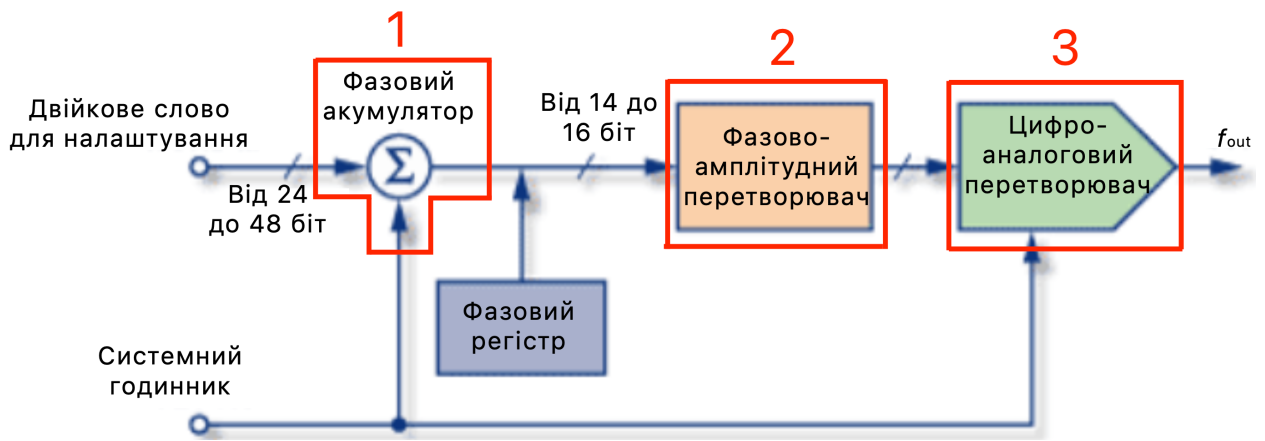


Рисунок 2.30 –Склад генератора прямого цифрового синтезу. Адаптовано з [31]

Генератор прямого цифрового синтезу створює синусоїдальний сигнал на заданій частоті, яка визначається двома параметрами: еталоною тактовою частотою та двійковим числом, що записується у частотний регістр як налаштовуване слово [31].

Фазовий акумулятор є лічильником, що буде збільшувати своє значення щоразу при надходженні тактового імпульсу. Величина цього приросту визначається двійковим словом для налаштування, що задає фазовий крок між оновленнями опорного сигналу і визначає, скільки точок буде пропущено в межах фазового кола. Чим більша величина цього стрибка, тим швидше акумулятор досягає переповнення, завершуючи повний цикл синусоїдальної хвилі. [31]

Вихідна частота для генератора прямого цифрового синтезу буде вираховуватися як [31]:

$$f_{OUT} = \frac{M \cdot f_C}{2^n}, \quad (2.17)$$

де  $f_{OUT}$  – вихідна частота прямого цифрового синтезу,

$M$  – двійкове слово налаштування,

$f_C$  – внутрішня опорна тактова частота (системний годинник),

$n$  – довжина фазового акумулятора, у бітах, що визначає роздільну здатність налаштування генератора прямого цифрового синтезу.

Максимальна вихідна частота прямого цифрового синтезу теоретично може досягати  $f_c / 2$ , адже для точного відтворення сигналу потрібно як мінімум дві вибірки на цикл. Однак на практиці вихідна частота обмежується трохи нижчим значенням, щоб покращити якість одержаного сигналу та забезпечити його ефективну фільтрацію. [31]

Для перетворення лінійного цифрового виходу у синусоїдальний сигнал застосовується таблиця пошуку фази-амплітуди, яка використовується для генерації повного сигналу, зчитуючи дані спочатку вперед, а потім у зворотному напрямку, та перетворює миттєве фазове значення із фазового акумулятора у відповідну амплітуду синусоїдальної хвилі. Отримана амплітудна інформація надходить на десятибітний цифро-аналоговий перетворювач, який і генерує аналоговий сигнал синусоїди. [31] Схема формування сигналу за цим принципом подана на рисунку 2.31.

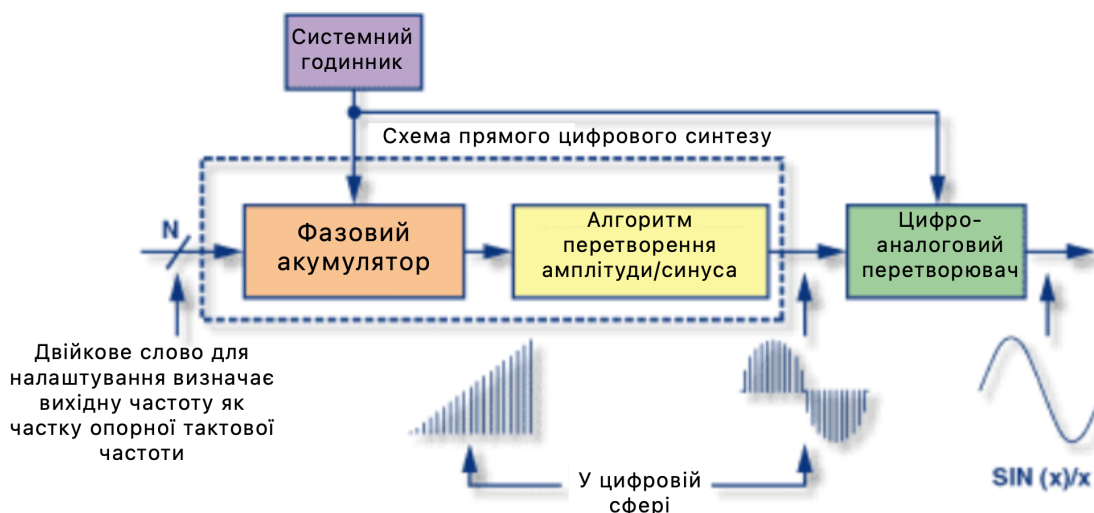


Рисунок 2.31 – Потік сигналу для архітектури прямого цифрового синтезу.

Адаптовано з [31]

До переваг DDS-генераторів можна віднести [31; 32]:

- більш низьке енергоспоживання;
- швидке перемикання між вихідними частотами та низькі спотворення;
- невеликий розмір одержаних генераторів через розташування всіх компонентів на одній елементів базі та їх невисока ціна;
- можливість цифрового програмування та гарна продуктивність.

## 2.7 Генератори на тунельних діодах

Принцип побудови генераторів на тунельному діоді полягає у наявності на ділянці вольт-амперної характеристики області негативного диференціального опору, який дозволяє підтримувати незатухаючі коливання.

Приклади відповідних схем генераторів подано на рисунку 2.32 – 2.34.

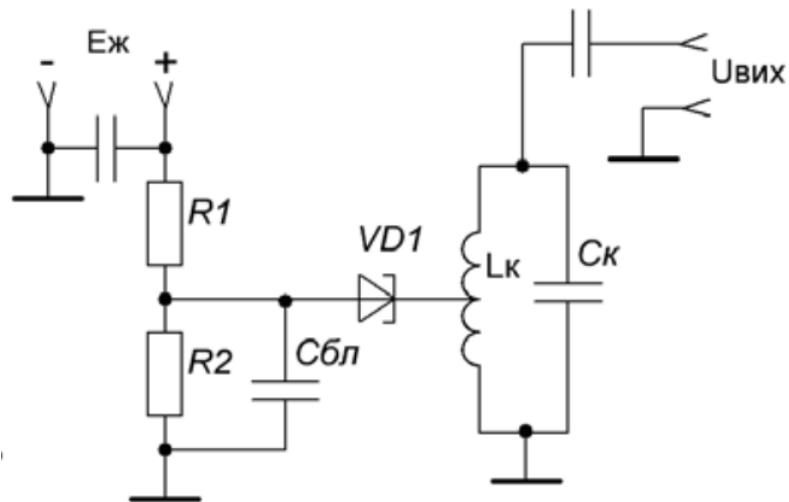


Рисунок 2.32 – Схема автогенератора на тунельному діоді із послідовним живленням діода [33]

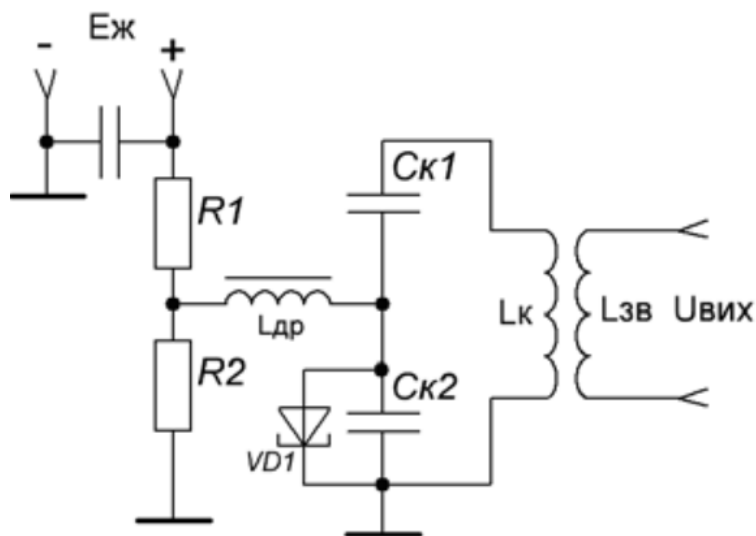


Рисунок 2.33 – Схема автогенератора на тунельному діоді із паралельним живленням діода [33]

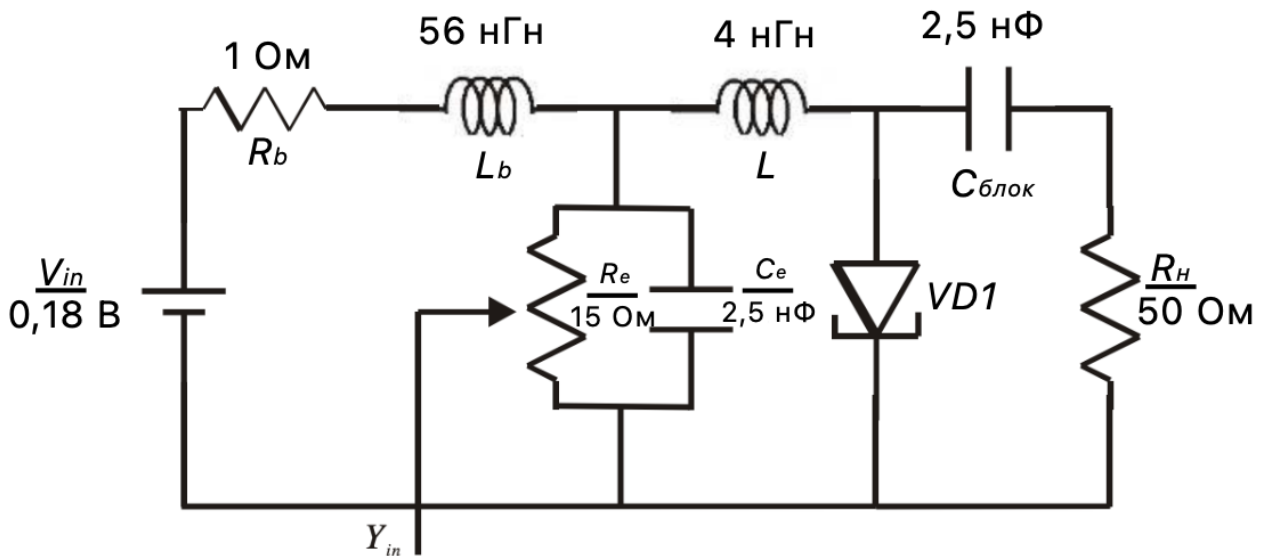


Рисунок 2.34 – Приклад схеми генератора на тунельному діоді із зазначеними номіналами компонентів. Адаптовано з [34]

З рисунку 2.32 можна помітити, що схема відповідного генератора на тунельному діоді складається із джерела живлення  $E_{\text{ж}}$ , резистивного дільника  $R_1 R_2$ , що призначений для налаштування робочої точки тунельного діода в область негативного опору, самого тунельного діода  $VD1$ , блокуючого конденсатора  $C_{\text{бл}}$ , який заземлює анод діода на корпус і коливального  $LC$ -контур  $L_{\text{к}} C_{\text{к}}$  [33].

Оскільки коливальний  $LC$ -контур має здатність коливатися на заданій резонансній частоті, яка вираховується як:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2.18)$$

то він здатен зберігати енергію, обмінюючись нею між індуктором та конденсатором, створюючи коливання на цій частоті. Однак через присутність позитивного опору в реальних компонентах (наприклад, опір котушки індуктивності), ці коливання будуть з часом загасати, тому амплітуда зменшуватиметься і стійкі коливання не спостерігатимуться.

Якщо ж до цього коливального контуру приєднати тунельний діод і налаштувати його робочу точку в область негативного диференціального опору за

умови, що абсолютне значення цього опору буде аналогічним чи більшим за значення опору коливального контуру, то він зможе компенсувати позитивний опір цього  $LC$ -контуру та забезпечити генерацію стійких коливань на резонансній частоті, оскільки втрат енергії у контурі не буде, адже тепер опір всього контуру буде негативним. Наявність від'ємного опору, як і потужності, характерно для генераторів, і тунельний діод буде діяти фактично як джерело «від'ємного» опору.

Для забезпечення стійкої генерації електричних коливань генераторами, побудованими із використанням тунельних діодів, необхідно дотримуватися певних вимог:

- 1) тунельний діод повинен бути налаштований в область негативного опору, що забезпечується завдяки резистивному ділянці  $R_1 R_2$  (приблизне значення напруги, за якої буде спостерігатися негативний диференціальний опір, –  $U_d \approx 0,2 \dots 0,5$  В);
- 2) позитивний опір коливального контуру повинен бути меншим за абсолютне значення опору тунельного діода:  $R_k < |R_d|$ ;
- 3) внутрішній опір джерела живлення повинен бути малим, аби робоча точка могла опинитися на спадаючій ділянці характеристики, де опір тунельного діода є від'ємним:  $R_{дж} < |R|$ ;
- 4) опір резистивного ділянки напруги повинен бути більшим за абсолютне значення негативного опору діода;
- 5) бажано наявність блокуючого конденсатора  $C_{бл}$  для схеми генератора із послідовним живленням діода (рис. 2.32) чи загороджуючого дроселя  $L_{др}$  для схеми генератора із паралельним живленням діода (рис. 2.33), аби зменшити вплив тунельного діода на параметри контуру;
- 6) необхідність стабільного джерела живлення, адже робота в області негативного опору чутлива до змін напруги живлення, яка при значному відхиленні від заданої норми здатна змістити робочу точку тунельного діода і спотворити генерацію сигналу.

Генератори на тунельних діодах мають деякі переваги, що вигідно виділяють їх серед інших рішень:

- здатні працювати на дуже високих частотах, аж до мікрохвильового діапазону (десятки гігагерц), завдяки тому, що процес тунелювання, на якому заснована робота тунельного діода, відбувається майже миттєво;
- загальна простота схеми, що робить її дешевою та невеликою;
- невелике енергоспоживання завдяки тому, що тунельні діоди можуть працювати при дуже низьких напругах і струмах;
- стійкість до впливу радіації, що забезпечує їхню довговічність і надійність у складних умовах експлуатації.

Однак, незважаючи на ці переваги, генератори на тунельних діодах мають і свої недоліки:

- низька вихідна потужність, адже генератори на тунельних діодах видають вихідний сигнал із низькою амплітудою, яку надалі при потребі ще необхідно підсилювати;
- можлива складність налаштування робочої точки тунельного діода на середину ділянки негативного опору, адже якщо цей негативний опір не зможе компенсувати позитивний опір коливального контуру, то і стійкі коливання спостерігатися не будуть;
- чутливість до температури і напруги живлення, адже частота та амплітуда генерованих коливань можуть бути чутливими до цих факторів.

## 2.7 Висновок до розділу 2

У другому розділі було проведено дослідження різних методик синтезу генераторів електричних коливань, де:

- *LC*-генератори чудово показують себе при роботі на високих частотах, адже для низьких частот їхнє застосування є недоцільним через громіздку конструкцію котушки;
- *RC*-генератори можуть забезпечити гарну стабільність вихідного синусоїдального сигналу та широкого робочого діапазону на низьких частотах, однак на високих частотах їхнє застосування є недоцільним, адже важко забезпечити необхідний зсув фази через обмежену смугу пропускання;
- Кварцові кристалічні генератори, які схожі за своєю будовою на схеми *LC*-генераторів, однак замість коливального *LC*-контур у них застосовується кристал кварцу, який має набагато більшу добротність;
- Генератори на основі мультивібраторів, які є досить простими та недорогими і здатні працювати безперервно, однак споживають багато енергії та мають низьку вихідну потужність;
- Аналогові функціональні генератори, що здатні продукувати сигнали різних форм – трикутної, прямокутної, синусоїдальної, пилоподібної, однак зазвичай не підходять для застосувань, де потрібні низькі рівні спотворення;
- Генератори на основі прямого цифрового синтезу, які мають низьке енергоспоживання, гарну продуктивність, швидке перемикавання та низькі спотворення, а також невеликий розмір;
- Генератори на тунельних діодах, які здатні працювати на дуже високих частотах, мають низьке енергоспоживання, просту схему та стійкість до радіації. Однак серед недоліків: низька вихідна потужність, можлива складність налаштування робочої точки тунельного діода на середину ділянки негативного опору і чутливість до температури й напруги живлення.

### 3 ПАРАМЕТРИЧНА ІДЕНТИФІКАЦІЯ ГЕНЕРАТОРА НА ТУНЕЛЬНОМУ ДІОДІ

#### 3.1 Опис схеми генератора

Виконаємо параметричну ідентифікацію схеми генератора на тунельному діоді, показаної на рисунку 3.1, підбравши та розрахувавши необхідні компоненти, де в якості схемної моделі тунельного діода будемо використовувати відповідну еквівалентну схему (рис. 1.12) із номіналами компонентів з [36].

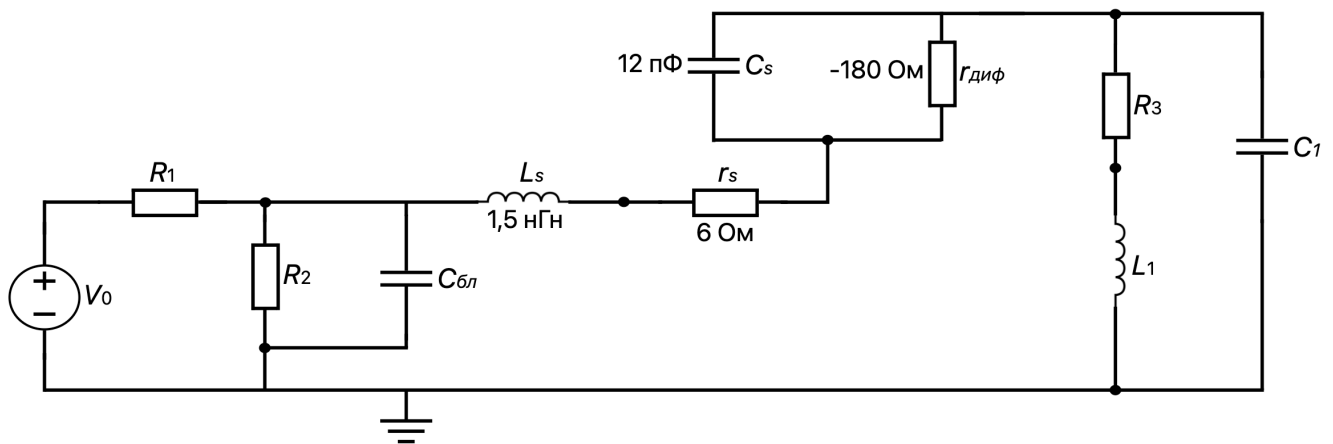


Рисунок 3.1 – Схема генератора на тунельному діоді

Схема на рисунку 3.1 складається із:

- $V_0$  – джерела живлення;
- $R_1 R_2$  – резистивного дільника напруги для налаштування робочої точки тунельного діода в область негативного опору;
- $C_{бл}$  – блокуючого конденсатора, який заземлює анод діода на корпус і дозволяє зменшити його вплив на параметри контуру;
- $R_s, L_s, C_s, r_{диф}$  – компонентів еквівалентної схеми тунельного діода;
- $L_1 C_1$  – коливального контуру, який визначає частоту генерації електричних коливань;
- $R_3$  – опір втрат індуктивного двополюсника коливального контуру

Для схеми на рисунку 3.1 негативний диференціальний опір тунельного діода був знайдений із значень напруг і струмів, які формують область негативної ділянки ВАХ, за формулою:

$$r_{\text{диф}} = \frac{U_3 - U_{\text{п}}}{I_3 - I_{\text{п}}}, \quad (3.1)$$

де для тунельного діода Ai301A згідно із [35, стр. 23] значення становлять:

$U_3 = 450$  мВ – напруга западини,

$U_{\text{п}} = 120$  мВ – напруга піку,

$I_3 = 0,1$  мА – струм западини,

$I_{\text{п}} = 2$  мА – струм піку.

Підставляємо у (3.1) відповідні значення та вираховуємо негативний опір:

$$r_{\text{диф}} = \frac{(450 - 120) \cdot 10^{-3}}{(0,1 - 2) \cdot 10^{-3}} = -173,7 \text{ Ом}. \quad (3.2)$$

Далі вираховуємо координати робочої точки як координати в середині ділянки ВАХ з негативним опором, тоді напруга на тунельному діоді визначатиметься як:

$$V_{\text{diode}} = \frac{U_3 + U_{\text{п}}}{2} = \frac{(450 + 120) \cdot 10^{-3}}{2} = 285 \text{ мВ}. \quad (3.3)$$

Тепер, маючи значення напруги на тунельному діоді із (3.3), можемо визначити координати робочої точки із відповідної вольт-амперної характеристики (рис. 3.2).

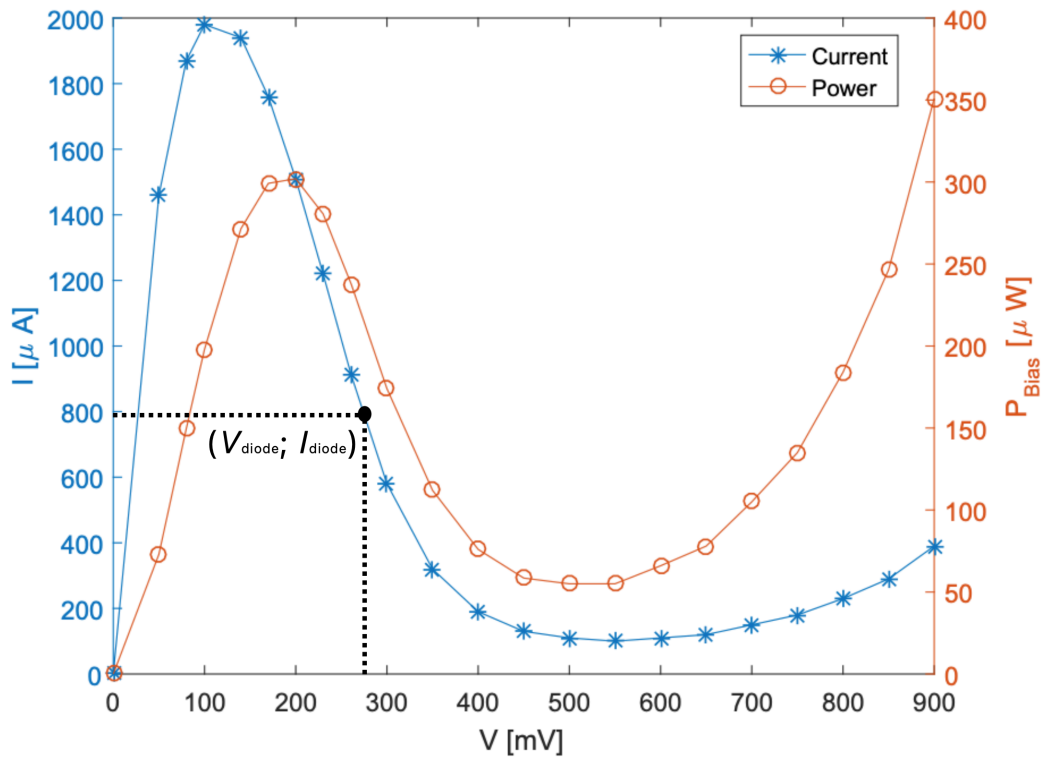


Рисунок 3.2 – Вольт-амперна характеристика (показана синім) тунельного діода Ai301A із зображеною робочою точкою. Адаптовано з [35, стр. 23]

Із рисунку 3.2 визначаємо, що значення  $I_{diode} \approx 800 \text{ мкА} = 0,8 \text{ мА}$ .

### 3.2 Розрахунок номіналів схеми зміщення робочої точки

Знайдемо номінали опорів  $R_1$  та  $R_2$ , вказавши, що схема генератора знаходиться у статичному режимі, відповідно ємності  $C_{бл}$  та  $C_1$  замінюються на розриви, а індуктивність  $L_1$  на провід. Покажемо відповідну схему на рисунку 3.3, де для зручності будемо використовувати замість еквівалентної схеми тунельного діода його схемне позначення, як показано на рисунку 1.6.

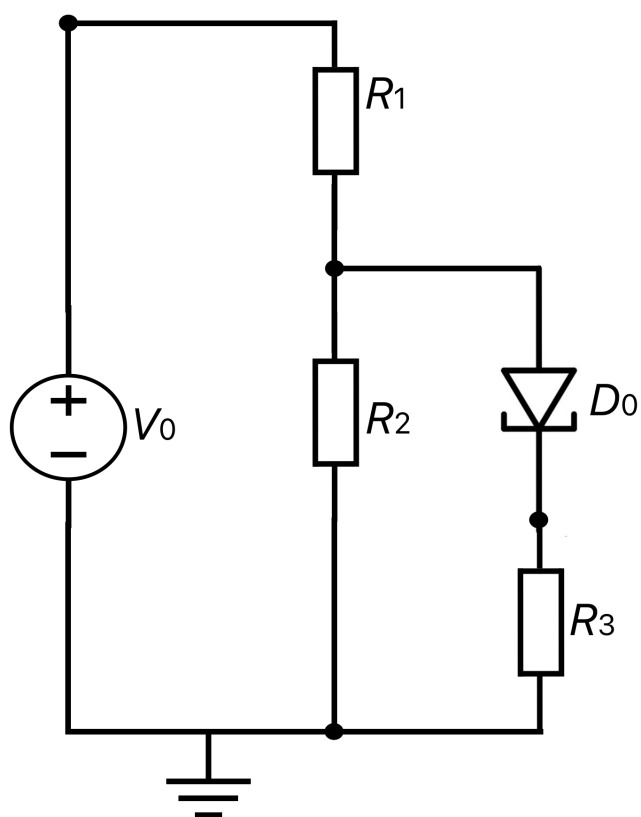


Рисунок 3.3 – Схема генератора у статичному режимі

Далі перетворимо реальне джерело напруги, що складається із джерела  $V_0$  та опору  $R_1$ , у реальне джерело струму (рисунок 3.4).

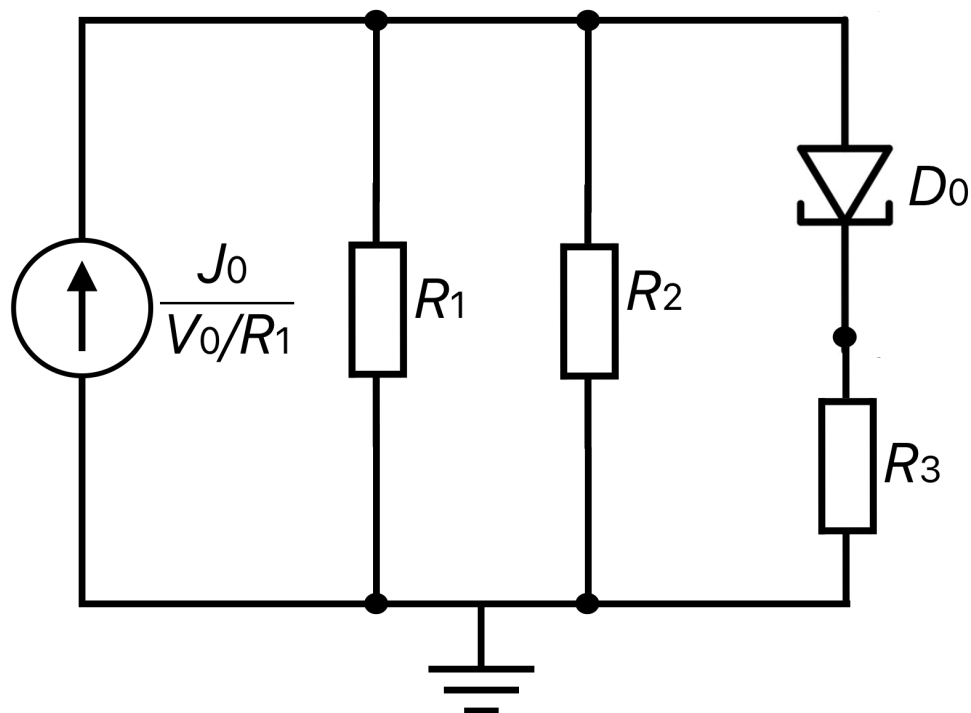


Рисунок 3.4 – Схема із рисунку 3.3, де взамін реального джерела напруги використовується реальне джерело струму

Для схеми на рисунку 3.4 еквівалентний опір резисторів  $R_1$  та  $R_2$  вираховуватиметься як:

$$R_{e12} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.4)$$

Відповідно і схема з одним еквівалентним опором  $R_{e12}$  показана на рисунку 3.5.

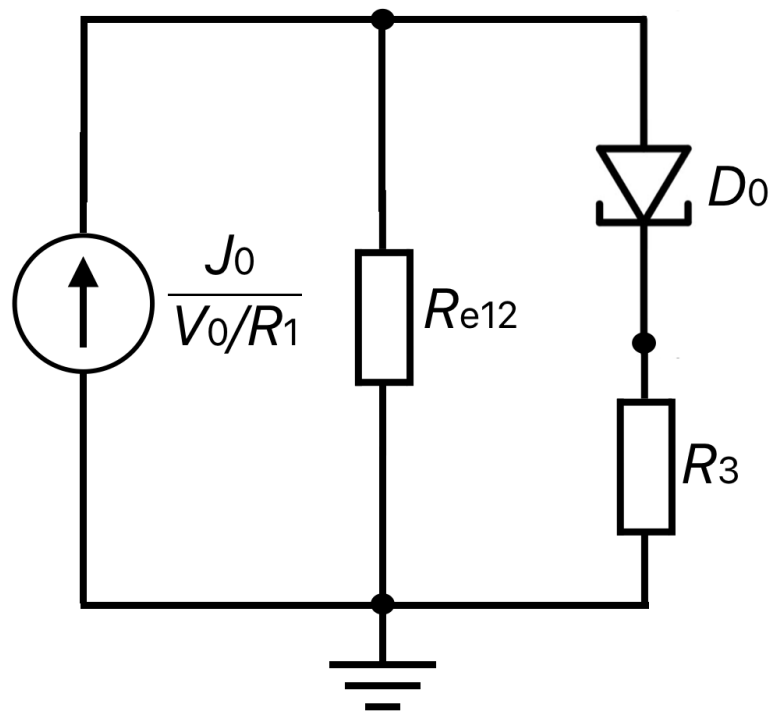


Рисунок 3.5 – Схема із рисунку 3.4, де взамін опорів  $R_1$  та  $R_2$  використовується один еквівалентний опір  $R_{e12}$

Далі знову перетворимо у схемі на рисунку 3.5 реальне джерело струму у реальне джерело напруги (рис. 3.6).

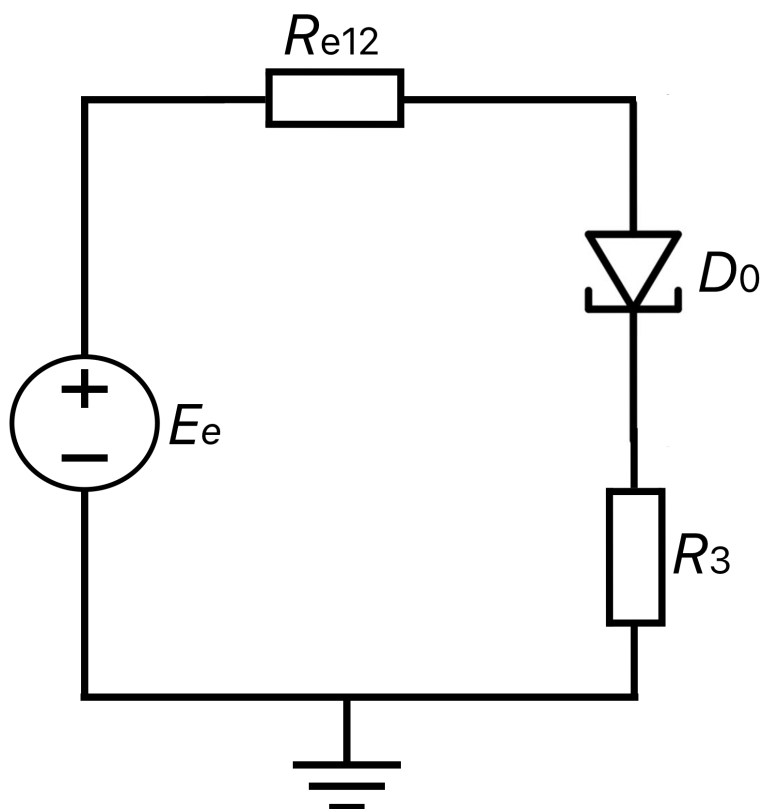


Рисунок 3.6 – Схема із рисунку 3.5, де взамін реального джерела струму використовується реальне джерело напруги

Поміняємо місцями джерело напруги  $E_e$  та опір  $R_3$  (рис. 3.7), аби можна було знайти загальний еквівалентний опір як суму опорів  $R_{e12}$  та  $R_3$ .

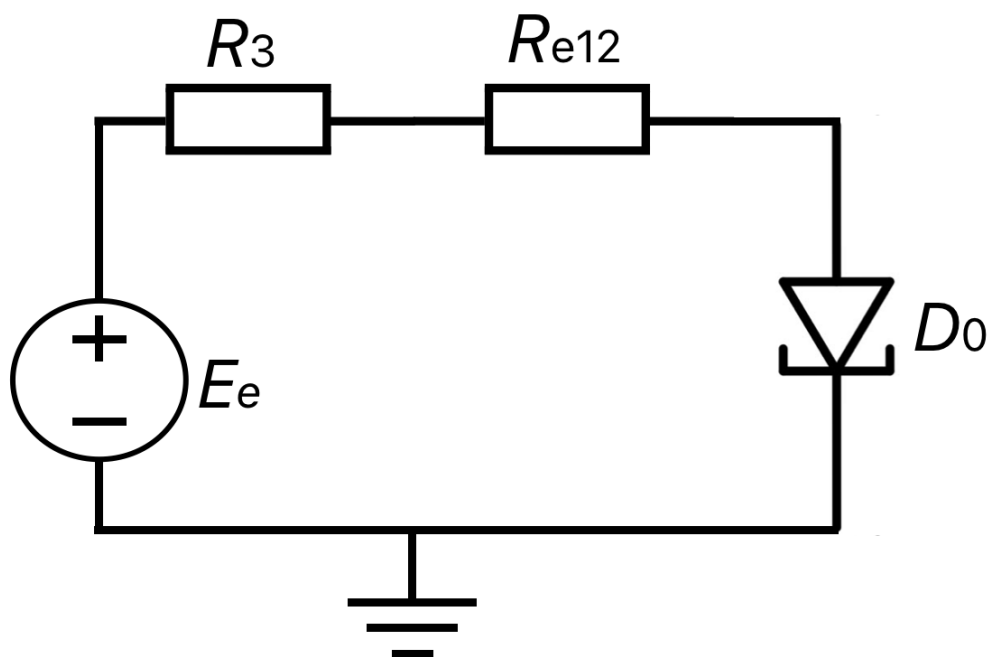


Рисунок 3.7 – Схема із рисунку 3.6, де джерело напруги  $E_e$  та опір  $R_3$  поміняні місцями

У схемі на рисунку 3.7 можемо об'єднати опори  $R_{e12}$  та  $R_3$  в один еквівалентний опір (рис. 3.8), значення якого буде вираховуватися як їхня сума:

$$R_{e123} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 = \frac{R_1 R_2 + R_3(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1 + R_2}. \quad (3.5)$$

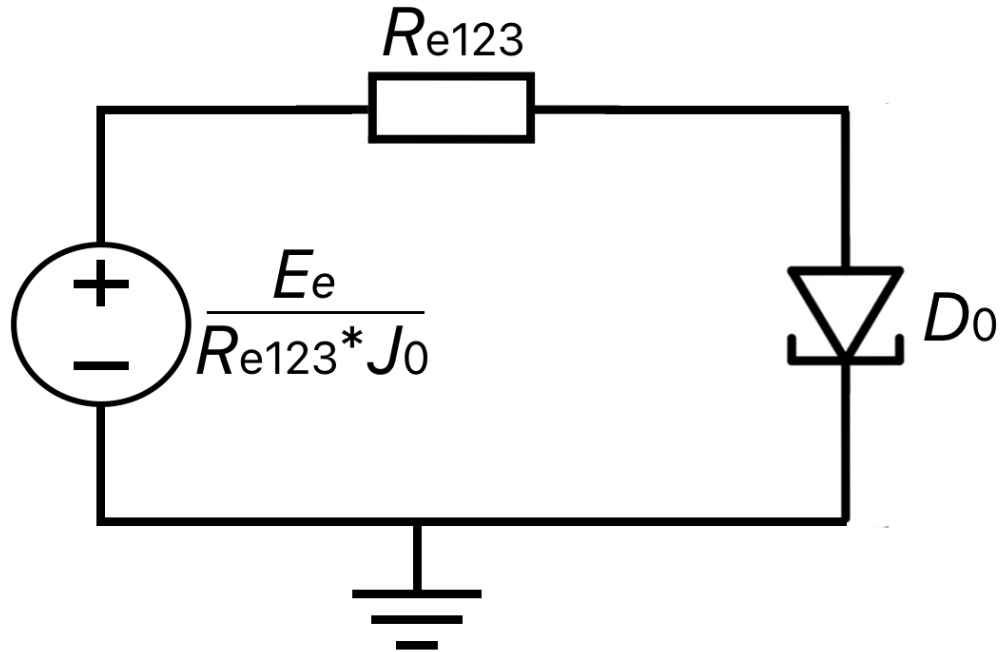


Рисунок 3.8 – Схема еквівалентного джерела напруги із під'єднаним тунельним діодом

Для схеми на рисунку 3.8 джерело напруги  $E_e$  буде розраховуватися як:

$$E_e = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1 + R_2} \cdot \frac{V_0}{R_1} = \frac{V_0(R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)}{R_1(R_1 + R_2)}. \quad (3.6)$$

Маючи робочу точку на вольт-амперній характеристиці тунельного діода можемо провести через неї дотичну, аби вона перетнулася з двома точками –  $E_e$  на вісі абсцис та  $E_e / R_e$  на вісі ординат (рис. 3.9).

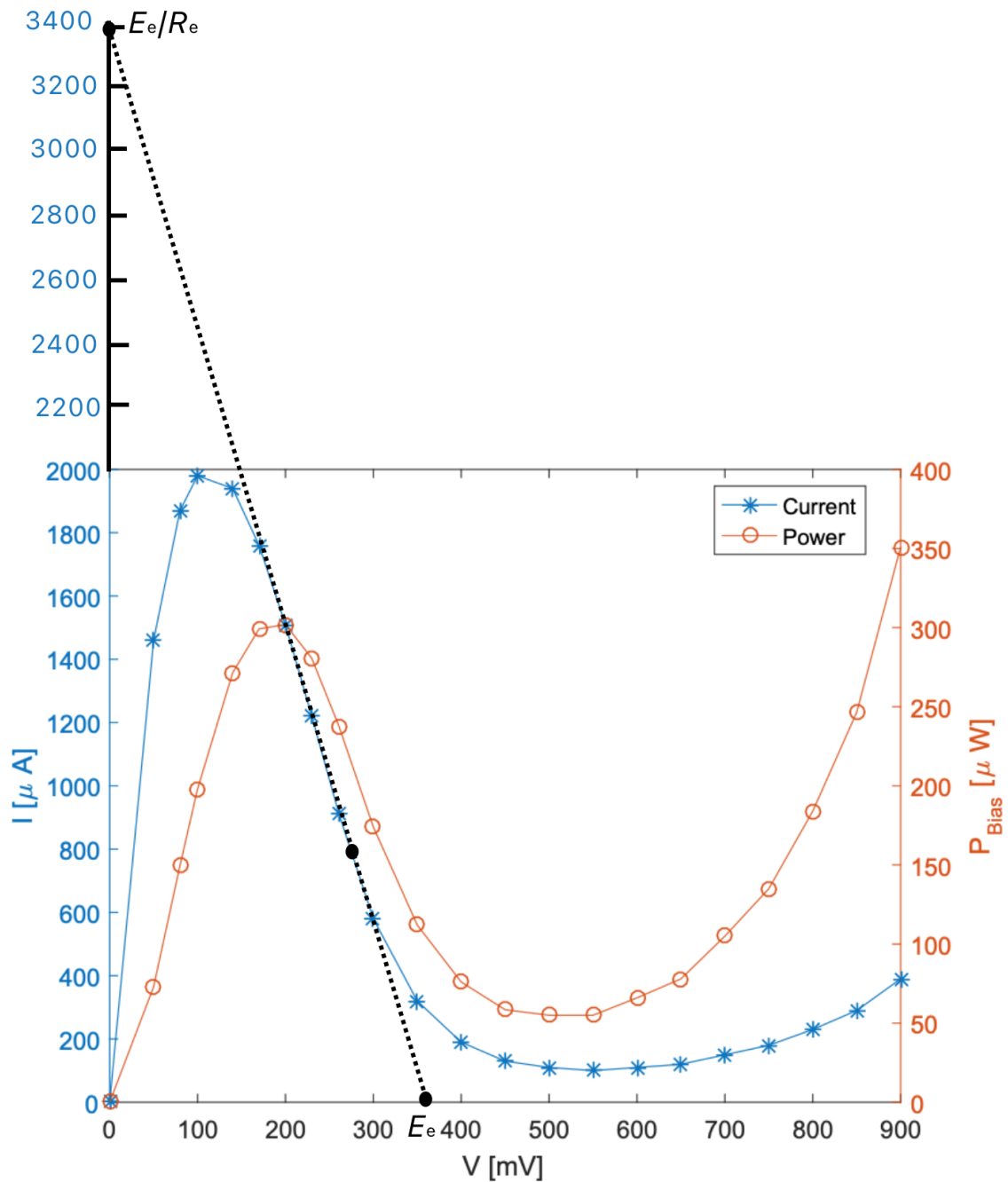


Рисунок 3.9 – Вольт-амперна характеристика тунельного діода Ai301A із проведеною дотичною до робочої точки. Адаптовано з [35, стр. 23]

Значення струму  $E_e / R_e$  можна вирахувати, використовуючи формули (3.5) та (3.6):

$$\frac{E_e}{R_e} = \frac{V_0(R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3)}{R_1(R_1 + R_2)} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = \frac{V_0}{R_1}. \quad (3.7)$$

Маючи із вольт-амперної характеристики на рисунку 3.9 значення  $E_e / R_e$ , що дорівнює 3,4 мА і вказавши, що значення напруги, яка продукується джерелом  $V_0$ , становить 3 В, можемо визначити номінал опору  $R_1$  із (3.7):

$$R_1 = \frac{V_0}{E_e/R_e} = \frac{3}{3,4 \cdot 10^{-3}} = 882,4 \text{ Ом.} \quad (3.8)$$

Приведемо опір, розрахований у (3.8), до номінального значення у ряді опорів E24:  $R_1 = 910 \text{ Ом}$ .

Для знаходження номіналу опору  $R_2$  необхідно застосувати вираз (3.6), значення опору  $R_1$  із (3.8) і значення  $E_e$ , що із рисунку 3.9 приблизно становить 365 мВ, а також обрати значення опору  $R_3$ . Для зручності подальших розрахунків при знаходженні номіналів ємності  $C_1$  та індуктивності  $L_1$ , вкажемо, що  $R_3 = 1 \text{ Ом}$ . Тоді (3.6) перепишеться у вигляді:

$$E_e = \frac{V_0(R_1 R_2 + R_1 + R_2)}{R_1(R_1 + R_2)}. \quad (3.9)$$

Підставляємо у (3.9) значення:

$$0,365 = \frac{3 \cdot (882,4 \cdot R_2 + 882,4 + R_2)}{882,4(882,4 + R_2)} \rightarrow R_2 = 120,9 \text{ Ом.} \quad (3.10)$$

Приведемо опір, розрахований у (3.10), до номінального значення у ряді опорів E24:  $R_2 = 120 \text{ Ом}$ .

Для блокуючого конденсатора  $C_{\text{бл}}$  на рисунку 3.1 оберемо досить велике значення номіналу ємності:  $C_{\text{бл}} = 100 \text{ нФ}$ .

### 3.3 Розрахунок номіналів реактивних компонентів схеми

Знайдемо значення номіналів ємності  $C_1$  та індуктивності  $L_1$ . Для цього застосуємо умову генерування електричних коливань із [37, 38], згідно до якої:

$$Z_d = -Z_n, \quad (3.11)$$

де  $Z_d$ ,  $Z_n$  – комплексні опори частини схеми рисунок 3.10, виділеної червоним та зеленим, відповідно. Запишемо комплексні опори в алгебраїчній формі:

$$Z_d = r_d + jx_d, \quad (3.12)$$

$$Z_n = r_n + jx_n. \quad (3.13)$$

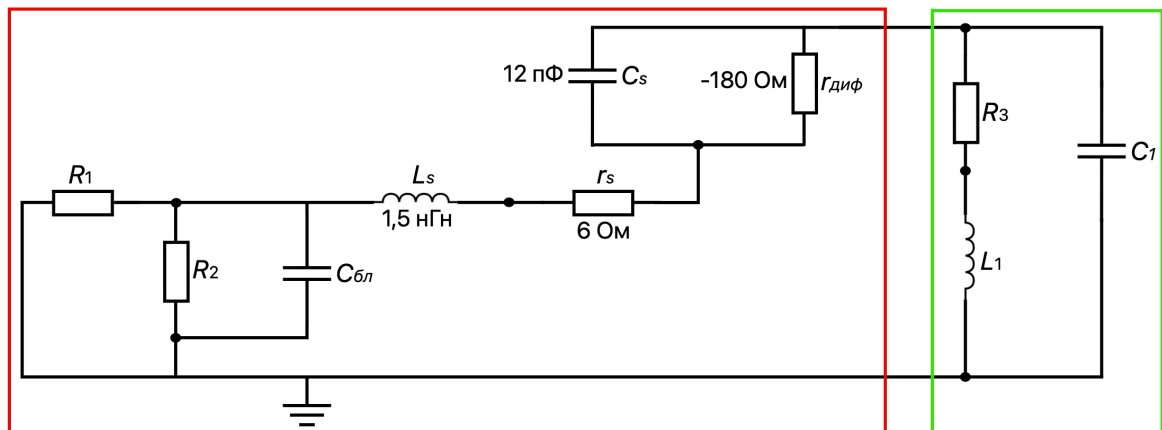


Рисунок 3.10 – Схема генератора електричних коливань на тунельному діоді із подавленим джерелом напруги та позначенням областей, які відповідають опорам джерела та навантаження

На рисунку 3.10 частина схеми, що обведена червоним, відповідає опору еквівалентного діляника напруги з тунельним діодом у частотній області (опору  $Z_d$ ), а частина схеми, що обведена зеленим, відповідає опору резонансного контуру (опору  $Z_n$ ).

Із врахуванням (3.11) – (3.13), одержуємо систему рівнянь, яку необхідно розв’язати для знаходження відповідних номіналів індуктивності та ємності:

$$\begin{cases} r_d = -r_n \\ x_d = -x_n \end{cases} \quad (3.14)$$

Знайдемо відповідні опори, спочатку виведемо формулу для опору  $Z_d$ : для відповідної частини схеми, показаної червоним на рисунку 3.10 можемо знехтувати індуктивністю  $L_s$ , оскільки її номінал є досить малим, а також зазначити, що схема буде вже перебувати у динамічному стані, тому ємність  $C_{bl}$  заміниться на провід, що буде слугувати коротким замиканням для резисторів  $R_1$  та  $R_2$ . Тоді відповідна частина схеми буде виглядати так, як показано на рисунку 3.11.

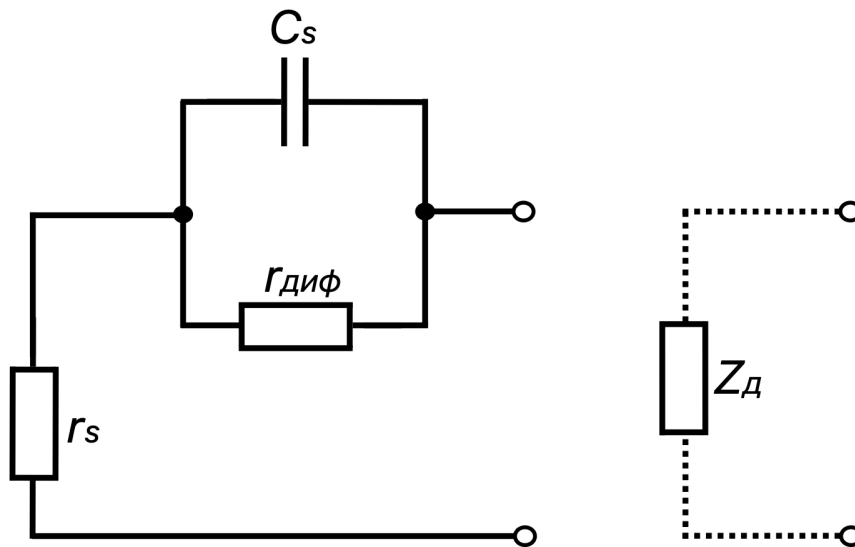


Рисунок 3.11 – Спрощена частина схеми із рисунку 3.10, показана червоним, із опором  $Z_d$

Виражаємо опір  $Z_d$ :

$$\begin{aligned} Z_d &= r_s + \frac{Z_s \cdot r_{\text{диф}}}{Z_s + r_{\text{диф}}} = r_s + \frac{\frac{r_{\text{диф}}}{j\omega C_s}}{\frac{1}{j\omega C_s} + r_{\text{диф}}} = r_s + \frac{r_{\text{диф}}}{j\omega C_s r_{\text{диф}} + \frac{j\omega C_s}{1}} = \\ &= r_s + \frac{r_{\text{диф}}}{j\omega C_s r_{\text{диф}} + 1}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Домножимо і поділимо вираз (3.15) на його комплексно спряжене:

$$Z_d = r_s + \frac{r_{\text{диф}} \cdot (1 - j\omega C_s r_{\text{диф}})}{(j\omega C_s r_{\text{диф}} + 1) \cdot (1 - j\omega C_s r_{\text{диф}})} = r_s + \frac{r_{\text{диф}} \cdot (1 - j\omega C_s r_{\text{диф}})}{1 + (\omega C_s r_{\text{диф}})^2}. \quad (3.16)$$

Виділимо із (3.16) дійсну та уявну частину:

$$Z_d = r_s + \frac{r_{\text{диф}}}{1 + (\omega C_s r_{\text{диф}})^2} + j \cdot \left( \frac{-\omega C_s \cdot r_{\text{диф}}^2}{1 + (\omega C_s r_{\text{диф}})^2} \right), \quad (3.17)$$

де

$$r_d = r_s + \frac{r_{\text{диф}}}{1 + (\omega C_s r_{\text{диф}})^2}, \quad (3.18)$$

$$x_d = \frac{-\omega C_s \cdot r_{\text{диф}}^2}{1 + (\omega C_s r_{\text{диф}})^2}. \quad (3.19)$$

Далі виведемо формулу для опору  $Z_n$ , відповідна частина схеми для якого буде виглядати так, як показано на рисунку 3.12.

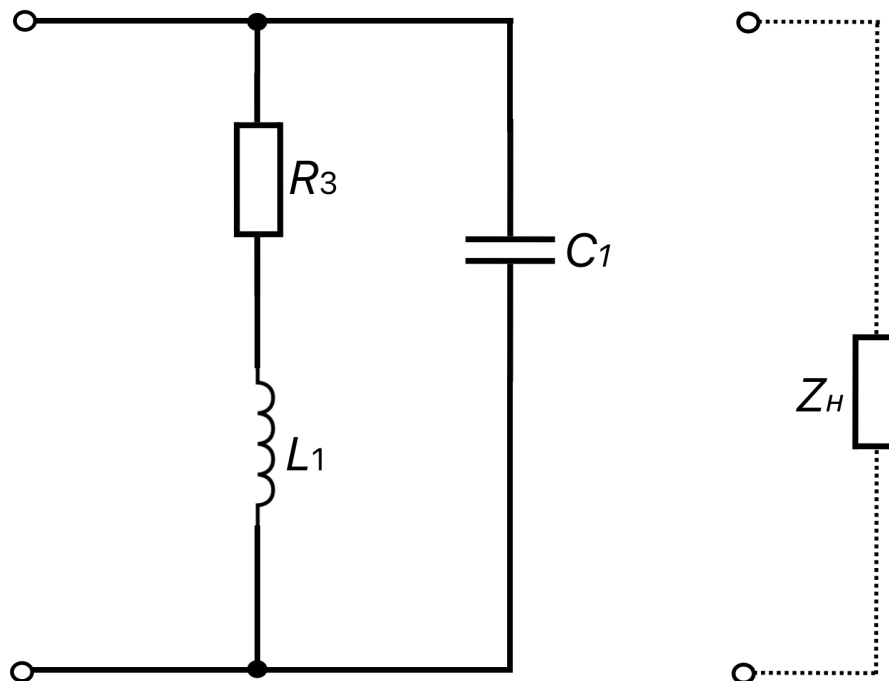


Рисунок 3.12 – Частина схеми із рисунку 3.10, показана зеленим, із опором  $Z_n$

Виразуємо опір  $Z_H$ :

$$Z_H = \frac{(R_3 + Z_{L1}) \cdot Z_{C1}}{R_3 + Z_{L1} + Z_{C1}} = \frac{(R_3 + j\omega L_1) \cdot \frac{1}{j\omega C_1}}{R_3 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_3 + j\omega L_1}{j\omega C_1 R_3 - \omega^2 L_1 C_1 + 1}. \quad (3.20)$$

Домножимо і поділимо вираз (3.20) на його комплексно спряжене:

$$\begin{aligned} Z_H &= \frac{(R_3 + j\omega L_1) \cdot (1 - \omega^2 L_1 C_1 - j\omega C_1 R_3)}{(1 - \omega^2 L_1 C_1 + j\omega C_1 R_3) \cdot (1 - \omega^2 L_1 C_1 - j\omega C_1 R_3)} = \\ &= \frac{R_3(1 - \omega^2 L_1 C_1) + R_3(-j\omega C_1 R_3) + j\omega L_1(1 - \omega^2 L_1 C_1) + \omega^2 L_1 C_1 R_3}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Виразимо з (3.21) дійсну та уявну частину:

$$Z_H = \frac{R_3(1 - \omega^2 L_1 C_1) + \omega^2 L_1 C_1 R_3}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2} + j \cdot \frac{\omega L_1(1 - \omega^2 L_1 C_1) - \omega C_1 R_3^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2}, \quad (3.22)$$

де

$$r_H = \frac{R_3(1 - \omega^2 L_1 C_1) + \omega^2 L_1 C_1 R_3}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2} = \frac{R_3}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2}, \quad (3.23)$$

$$x_H = \frac{\omega L_1(1 - \omega^2 L_1 C_1) - \omega C_1 R_3^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2}. \quad (3.24)$$

Підставляючи (3.18), (3.19), (3.23) та (3.24) у (3.14), отримаємо відповідну систему рівнянь:

$$\begin{cases} r_s + \frac{r_{\text{диф}}}{1 + (\omega C_s r_{\text{диф}})^2} = - \frac{R_3}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2} \\ \frac{-\omega C_s \cdot r_{\text{диф}}^2}{1 + (\omega C_s r_{\text{диф}})^2} = - \frac{\omega L_1(1 - \omega^2 L_1 C_1) - \omega C_1 R_3^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2} \end{cases}. \quad (3.25)$$

Систему (3.25) можна спростити як:

$$\begin{cases} \frac{r_d}{x_d} = -\frac{r_H}{x_H}, \\ r_d = -r_H \end{cases} \quad (3.26)$$

де

$$\begin{aligned} -\frac{r_H}{x_H} &= \left( -\frac{R_3}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2} \right) / \left( -\frac{\omega L_1 (1 - \omega^2 L_1 C_1) - \omega C_1 R_3^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2} \right) = \\ &= \frac{R_3}{\omega L_1 (1 - \omega^2 L_1 C_1) + \omega C_1 R_3^2}. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Тоді із врахуванням (3.23) і (3.27) система (3.26) запишеться у вигляді:

$$\begin{cases} \frac{r_d}{x_d} = \frac{R_3}{\omega L_1 (1 - \omega^2 L_1 C_1) - \omega C_1 R_3^2} \\ r_d = -\frac{R_3}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1 R_3)^2} \end{cases}. \quad (3.28)$$

Розрахуємо за (3.18) та (3.19)  $r_d$  та  $x_d$ , підставивши відповідні числа ( $r_s = 6$  Ом,  $C_s = 12$  пФ,  $r_{\text{диф}} = -180$  Ом, а частоту генерації виберемо  $f = 25$  МГц, відповідно  $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 25 \cdot 10^6 = 1,571 \cdot 10^8$  рад/с):

$$r_d = 6 + \frac{-180}{1 + \left( 1,571 \cdot 10^8 \cdot 12 \cdot 10^{-12} \cdot (-180) \right)^2} = -155,413 \text{ Ом}; \quad (3.29)$$

$$x_d = \frac{-1,571 \cdot 10^8 \cdot 12 \cdot 10^{-12} \cdot (-180)^2}{1 + \left( 1,571 \cdot 10^8 \cdot 12 \cdot 10^{-12} \cdot (-180) \right)^2} = -54,773 \text{ Ом}. \quad (3.30)$$

Тоді  $r_d / x_d$  буде дорівнювати:

$$\frac{r_d}{x_d} = \frac{-155,413}{-54,773} = 2,837. \quad (3.31)$$

Підставляємо у систему (3.28) значення  $r_d$  із (3.29),  $r_d / x_d$  із (3.31) та опір  $R_3 = 1$  Ом, який задали при розрахунку резисторів  $R_1$  та  $R_2$ :

$$\begin{cases} 2,837 = \frac{1}{\omega L_1(1 - \omega^2 L_1 C_1) - \omega C_1} \\ -155,413 = -\frac{1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1)^2} \end{cases}. \quad (3.32)$$

Із системи (3.32) можемо знайти  $L_1$  та  $C_1$ . Для початку виділимо з обох рівнянь дільники:

$$\begin{cases} \omega L_1(1 - \omega^2 L_1 C_1) - \omega C_1 = \frac{1}{2,837} = 0,352 \\ (1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 + (\omega C_1)^2 = \frac{-1}{-155,413} = 0,00643 \end{cases}. \quad (3.33)$$

Знайдемо із першого рівняння системи (3.33) вираз для ємності  $C_1$ , розкривши дужки та перенісши всі невідомі, де є  $C_1$ , у ліву частину:

$$-\omega^3 L_1^2 C_1 - \omega C_1 = 0,352 - \omega L_1. \quad (3.34)$$

Домножимо (3.34) на (-1) та винесемо  $C_1$  за дужки:

$$C_1(\omega^3 L_1^2 + \omega) = \omega L_1 - 0,352. \quad (3.35)$$

З (3.35) знаходимо  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{\omega L_1 - 0,352}{\omega^3 L_1^2 + \omega}. \quad (3.36)$$

Підставляємо вираз для  $C_1$  із (3.36) у друге рівняння системи (3.33):

$$\left(1 - \omega^2 L_1 \cdot \frac{\omega L_1 - 0,352}{\omega^3 L_1^2 + \omega}\right)^2 + \left(\omega \cdot \frac{\omega L_1 - 0,352}{\omega^3 L_1^2 + \omega}\right)^2 = 0,00643. \quad (3.37)$$

Перемноживши відповідні доданки у (3.37) та скоротивши де це можливо  $\omega$ , отримуємо:

$$\left(1 - \frac{\omega^2 L_1^2 - 0,352 \omega L_1}{\omega^2 L_1^2 + 1}\right)^2 + \left(\frac{\omega L_1 - 0,352}{\omega^2 L_1^2 + 1}\right)^2 = 0,00643. \quad (3.38)$$

Якщо у (3.38) перший доданок звести під спільний знаменник, отримуємо:

$$\left(\frac{1 + 0,352 \omega L_1}{\omega^2 L_1^2 + 1}\right)^2 + \left(\frac{\omega L_1 - 0,352}{\omega^2 L_1^2 + 1}\right)^2 = 0,00643. \quad (3.39)$$

Зведемо у (3.39) все під спільний знаменник та піднесемо чисельники до квадрату:

$$\frac{1 + 0,704 \omega L_1 + 0,124 \omega^2 L_1^2 + \omega^2 L_1^2 - 0,704 \omega L_1 + 0,124}{(\omega^2 L_1^2 + 1)^2} = 0,00643. \quad (3.40)$$

Скоротимо у (3.40) відповідні доданки та винесемо у чисельнику  $\omega^2 L_1^2$  за дужки:

$$\frac{1,124 + \omega^2 L_1^2 (0,124 + 1)}{(\omega^2 L_1^2 + 1)^2} = 0,00643. \quad (3.41)$$

Розкриємо у (3.41) дужки:

$$\frac{1,124 + 1,124\omega^2 L_1^2}{(\omega^2 L_1^2 + 1)^2} = 0,00643. \quad (3.42)$$

Винесемо у (3.42) 1,124 за дужки:

$$\frac{1,124(1 + \omega^2 L_1^2)}{(\omega^2 L_1^2 + 1)^2} = 0,00643. \quad (3.43)$$

Скоротимо у (3.43) відповідні доданки:

$$\frac{1,124}{\omega^2 L_1^2 + 1} = 0,00643. \quad (3.44)$$

З (3.44) можемо визначити  $\omega^2 L_1^2$ :

$$\omega^2 L_1^2 = \frac{1,124}{0,00643} - 1 = 173,806. \quad (3.45)$$

З (3.45) виражаємо  $L_1$  як:

$$L_1 = \pm \sqrt{\frac{173,806}{\omega^2}}. \quad (3.46)$$

Оскільки індуктивність не може бути від'ємною, то із (3.46) можливий лише один розв'язок:

$$L_1 = \frac{\sqrt{173,806}}{\sqrt{\omega^2}} = \frac{13,184}{\omega}. \quad (3.47)$$

Підставляємо у (3.47) значення  $\omega = 1,571 \cdot 10^8$  рад/с та вираховуємо номінал індуктивності:

$$L_1 = \frac{13,184}{1,571 \cdot 10^8} = 83,92 \text{ нГн.} \quad (3.48)$$

Підставляємо значення індуктивності із (3.48) у (3.36) та вираховуємо ємність  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{1,571 \cdot 10^8 \cdot 83,92 \cdot 10^{-9} - 0,352}{(1,571 \cdot 10^8)^3 \cdot (83,92 \cdot 10^{-9})^2 + 1,571 \cdot 10^8} = 467,24 \text{ пФ.} \quad (3.49)$$

Перевіримо правильність виконаних розрахунків, підставивши значення індуктивності  $L_1$  із (3.48) та ємності  $C_1$  із (3.49) у праву частину рівнянь системи (3.32), які при правильному виконаному розрахунку повинні дорівнювати значенням у лівій частині (для більш стислого запису там, де це можливо, будемо записувати вже переведені числа із врахуванням порядку значень та величин):

$$\begin{aligned} -\frac{r_H}{x_H} &= \frac{1}{1,571 \cdot 8,392 \cdot \left(1 - (1,571 \cdot 10^8)^2 \cdot 83,92 \cdot 10^{-9} \cdot 467,24 \cdot 10^{-12}\right) - 1,571 \cdot 0,0467} = \\ &= 2,841. \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$\begin{aligned} -r_H &= -\frac{1}{\left(1 - (1,571 \cdot 10^8)^2 \cdot 83,92 \cdot 10^{-9} \cdot 467,24 \cdot 10^{-12}\right)^2 + (1,571 \cdot 0,0467)^2} = \\ &= -155,682 \text{ Ом.} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Порівнюючи значення із (3.50) із значенням із (3.31), помічаємо, що числа майже подібні (різниця в значеннях становить лише 0,14 %), аналогічна ситуація спостерігається із числами з (3.51) та (3.29), де різниця в значеннях становитиме 0,17 %. Тому розрахунки виконані правильно, а деякі розбіжності можливі через округлення значень при розрахунках.

### 3.4 Верифікація теоретичних результатів

Виконаємо імітаційне моделювання генератора на тунельному діоді із розрахованими номіналами компонентів у середовищі симулятора *EveryCircuit* [39], де для відтворення негативного опору будемо застосовувати джерело струму, кероване напругою із відповідним підключенням, для якого керуючий параметр розраховується як:

$$G = \frac{1}{|r_{\text{диф}}|} = \frac{1}{|-180|} = 5,55 \text{ нГн.} \quad (3.52)$$

На рисунку 3.13 зображений скріншот схеми генератора на тунельному діоді Ai301A у графічному інтерфейсі симулятора *EveryCircuit*, а на рисунку 3.14 показано цю ж схему на білому фоні.

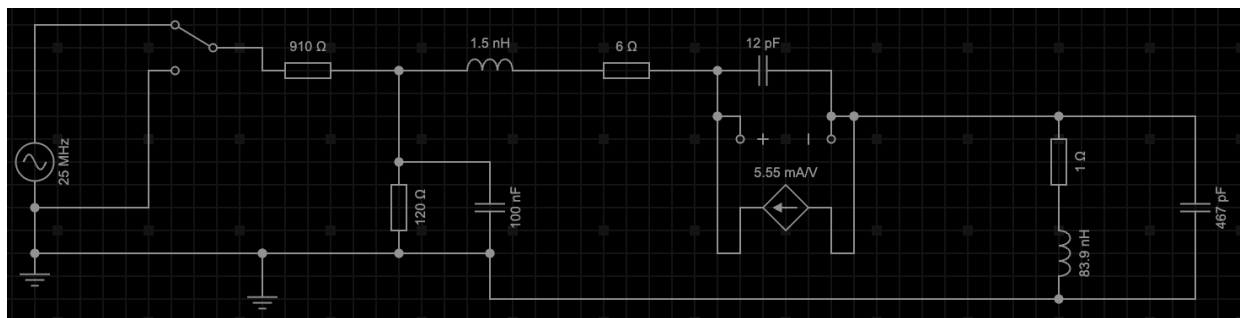


Рисунок 3.13 – Скріншот схеми генератора електричних коливань на тунельному діоді Ai301A у середовищі *EveryCircuit*

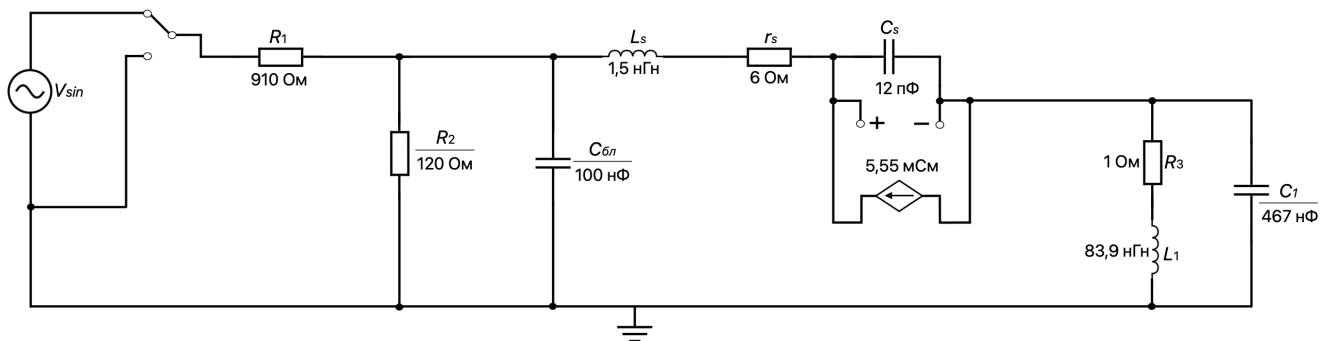


Рисунок 3.14 – Схеми генератора електричних коливань на тунельному діоді Ai301A, відображена на білому фоні

На рисунку 3.15 наведені результати моделювання схеми у часовій області (джерело гармонічного сигналу необхідне для накачки коливального контуру електричною енергією, після чого ключем джерело від'єднується від генератора і спостерігаються незатухаючі генеровані коливання, які показані на рисунку 3.15).



Рисунок 3.15 – Результат імітаційного моделювання схеми генератора на тунельному діоді Ai301A (див рисунок 3.14)

### 3.5 Висновок до розділу 3

При виконанні 3 розділу було розраховано номінали компонентів схеми генератора на тунельному діоді, досліджено, як із допомогою вольт-амперної характеристики тунельного діода можливо визначити опори резистивного діляника, визначено номінали  $LC$ -контур та виконано моделювання відповідної схеми, де із рисунку 3.15 можна побачити, що будуть спостерігатися коливання амплітудою 7,1 мВ та на частоті 25 МГц при вже від'єданому джерелі  $V_{sin}$ , що відповідає теоретичним розрахункам. Отриманий сигнал можна далі підсилити до необхідних значень потужності.

## ВИСНОВКИ

При виконанні дипломної роботи було розглянуто такі питання:

1. Описано явище тунельного ефекту, яке полягає у тому, що існує вірогідність того, що частинка, енергія якої є меншою за висоту потенціального бар'єра, все ж зможе пройти через цей бар'єр, що описується рівнянням Шредінгера, при чому енергія частинок при проходженні крізь бар'єр змінюватися не буде;
2. Наведено інформацію щодо електронно-діркового  $p$ - $n$ -переходу, який є областю збіднення з об'ємним зарядом, яка утворюється на границі напівпровідників з власною провідністю  $n$ -типу та  $p$ -типу;
3. Досліджено особливості тунельного діода, який має на своїй вольт-амперній характеристиці ділянку негативного опору, що дозволяє застосовувати його в генераторах електричних коливань, а завдяки тому, що тунельний діод має дуже велику концентрацію домішок у порівнянні із звичайним напівпровідниковим діодом, то і область збіднення у нього є меншою, що вигідно збільшує імовірність виникнення тунелювання;
4. Також досліджено як саме на вольт-амперній характеристиці тунельного діода є область негативного опору, адже після того, як було досягнуто значення струму піку та напруги піку, через невелике зміщення зони провідності та валентної зони відбуватиметься скорочення числа рівнів у зоні домішок  $p$ -області, на які можуть переходити електрони. В результаті на вольт-амперній характеристиці буде спадна ділянка, яка відповідає області негативного диференціального опору. А при ще більшому значенні прямої напруги, прикладеної до тунельного діода, тунельний струм зникає, адже зони провідності та валентної зони в цій області ВАХ взагалі не будуть перекриватися;
5. Вивчено різні методики синтезу генератора електричних коливань, де LC-генератори є чудовим рішенням при роботі на високих частотах, однак на

низьких частотах їх застосування недоцільне через громіздку конструкцію котушки;  $RC$ -генератори мають гарну стабільність вихідного сигналу на низьких частотах, однак для генерації сигналів на високих частотах важко забезпечити необхідний зсув фази; кварцові кристалічні генератори є майже подібні до схем  $LC$ -генераторів, однак замість коливального  $LC$ -контур у них застосовується кристал кварцу, який має набагато більшу добротність; генератори на основі мультівібраторів є простими та недорогими рішеннями, однак споживають багато енергії; аналогові функціональні генератори, здатні продукувати трикутну, прямокутну, синусоїдальну та пилкоподібну форму коливань, однак не можуть забезпечити малі спотворення; генератори на основі прямого цифрового синтезу, які засновані на використанні цифрової обробки даних для формування вихідного сигналу та мають низьке енергоспоживання, гарну продуктивність, швидке перемикавання та малі спотворення, а також невеликий розмір; і генератори на тунельних діодах, які здатні працювати на дуже високих частотах, мають низьке енергоспоживання, просту схему та стійкість до радіації, однак серед недоліків – низька вихідна потужність і складність налаштування робочої точки тунельного діода.

Загалом кожен із типів генераторів використовується для певних задач і тому однозначно вказати, який з них є найкращим, неможливо;

6. Досліджено, завдяки чому можлива генерації електричних коливань генераторами на тунельних діодах – це зумовлено наявністю на вольт-амперній характеристиці тунельного діода ділянки від’ємного опору і якщо змістити робочу точку діода на цю ділянку, а негативний опір діода буде більшим за позитивний опір втрат коливального  $LC$ -контур, то він зможе компенсувати втрати енергії у цьому контурі, тим самим забезпечивши генерацію незатухаючих коливань;
7. Також було практично досліджено генератор на тунельному діоді, розраховано для нього номінали та проведено відповідне моделювання, яке підтвердило вірність теретичних розрахунків.

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. В53 Атомна, ядерна фізика та елементи квантової механіки : текст лекцій / М. В. Висоцький. – К. : Видавничо-поліграфічний центр «Київський університет», 2020. – 189 с., с. 79 – 85 – Режим доступу: [https://drive.google.com/file/d/15KxLJk-In433hXYjN\\_6MCZJek1NCFzIN/view?usp=sharing](https://drive.google.com/file/d/15KxLJk-In433hXYjN_6MCZJek1NCFzIN/view?usp=sharing) (дата звернення: 19 квітня 2025 року)
2. Теоретична фізика. Квантова механіка [Електронний ресурс] : навч. посіб. для здобувачів ступеня бакалавра за спеціальністю 104 «Фізика та астрономія» / О. М. Бродин; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 2.6 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 233 с., с. 104 – 107 – Режим доступу: [https://drive.google.com/file/d/1lOF-I\\_7dRkMhIPACCLomjqkf2r0OILK/view?usp=sharing](https://drive.google.com/file/d/1lOF-I_7dRkMhIPACCLomjqkf2r0OILK/view?usp=sharing) (дата звернення: 19 квітня 2025 року)
3. Дипломна робота «Послідовне включення тунельних діодів» // Рудаков Д. Ю., наук. кер. Борисов О. В., 2020р. – Режим доступу: <https://ela.kpi.ua/server/api/core/bitstreams/bf26d9ec-4f7c-40d0-9a05-ee1e55545b2c/content> (дата звернення: 24 квітня 2025 року)
4. Фізичні основи електроніки: курс лекцій [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 171 «Електроніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: К.С. Дрозденко, – Електронні текстові дані (1 файл: 8,58 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 153 с., с. 33 – 36; с. 38 – 49 – Режим доступу: <https://drive.google.com/file/d/1OUsoZuU6X3MhU2-RwTcvkjt8UXbYYE2/view?usp=sharing> (дата звернення: 25 квітня 2025 року)
5. Промислова електроніка: навч. посібник / укл. : Г.О. Андрущак, І.П. Козярський, Е.В. Майструк. – Чернівці: Чернівець. нац. ун-т ім. Ю. Федьковича, 2021. 120 с., с. 13 – 22; с. 29 – 32 – Режим доступу:

- <https://drive.google.com/file/d/1UoPsVsQFJsgAa0MCZQpCOVadGjCdiYjs/view?usp=sharing> (дата звернення: 25 квітня 2025 року)
6. Вироджений напівпровідник [Електронний ресурс] // Вікіпедія. – Режим доступу:  
[https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%92%D0%B8%D1%80%D0%BE%D0%B4%D0%B6%D0%B5%D0%BD%D0%B8%D0%B9\\_%D0%BD%D0%B0%D0%BF%D1%96%D0%B2%D0%BF%D1%80%D0%BE%D0%B2%D1%96%D0%B4%D0%BD%D0%B8%D0%BA](https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%92%D0%B8%D1%80%D0%BE%D0%B4%D0%B6%D0%B5%D0%BD%D0%B8%D0%B9_%D0%BD%D0%B0%D0%BF%D1%96%D0%B2%D0%BF%D1%80%D0%BE%D0%B2%D1%96%D0%B4%D0%BD%D0%B8%D0%BA) (дата звернення: 1 травня 2025 року)
  7. Бондаренко І.М. Мікроелектроніка НВЧ. Ч.2. Напівпровідникові елементи та пристрої НВЧ: навч. посібник для студентів ЗВО. – Харків: ХНУРЕ, 2019. – 172 с., с. 26 – 34 Режим доступу:  
[https://drive.google.com/file/d/1R95Pmx\\_BKC9AWHK4KfG8sOkOWJqTMBO/view?usp=sharing](https://drive.google.com/file/d/1R95Pmx_BKC9AWHK4KfG8sOkOWJqTMBO/view?usp=sharing) (дата звернення: 1 травня 2025 року)
  8. Tunnel diode [Електронний ресурс] // Physics and Radio~Electronics. – Режим доступу: [https://www.physics-and-radio-electronics.com/electronic-devices-and-circuits/semiconductor-diodes/tunnel-diode-how-it-works.html#google\\_vignette](https://www.physics-and-radio-electronics.com/electronic-devices-and-circuits/semiconductor-diodes/tunnel-diode-how-it-works.html#google_vignette) (дата звернення: 2 травня 2025 року)
  9. Компонентна база телекомунікаційних і радіотехнічних систем (частина 1): навчальний посібник / В. М. Кичака, І. В. Слободяна, В. В. Кичака – Вінниця: ВНТУ, 2022. – 131 с., с. 57 – 60 – Режим доступу:  
[https://drive.google.com/file/d/1QdPd0e8OW\\_2rE\\_4bYTjJ1v3birMBMVHV/view?usp=sharing](https://drive.google.com/file/d/1QdPd0e8OW_2rE_4bYTjJ1v3birMBMVHV/view?usp=sharing) (дата звернення: 3 травня 2025 року)
  10. Конспект лекцій з дисципліни "Твердотільна електроніка" для здобувачів вищої освіти першого (бакалаврського) рівня зі спеціальностей 171 «Електроніка», 153 «Мікро та нанотехнології» / укл. Багрій В.В., Кам'янське; ДДТУ, 2020. 215 - с., с. 64 – 70 Режим доступу:  
<https://drive.google.com/file/d/1RZG1qevdgAGU5jsOYWxSYiLXVPg5pDhv/view?usp=sharing> (дата звернення: 3 травня 2025 року)
  11. Кваліфікаційна робота бакалавра «Напівпровідникові діоди в інтегрованій мікроелектроніці: основні роботи та конструктивно-технологічні

параметри» // Костян М. О., наук. кер. Однодворець Л. В., 2021р. – Режим доступу:

<https://drive.google.com/file/d/1YKhPFwExtzsWfjJ6dNLTQI5HVwR25rb/view?usp=sharing> (дата звернення: 3 травня 2025 року)

12. Фізична електроніка. Конспект лекцій. Частина І «Випрямні та спеціальні діоди: основні параметри, особливості функціонування. Діоди надвисоких частот»: навчальний посібник / Т. В. Семікіна, Н. В. Слободян – Київ: КПІ, 2022. – 94 с., с. 55 – 62 – Режим доступу: [https://drive.google.com/file/d/18TY2ZGceTk0YzEg\\_sZ5VJEbBMuc1s0FR/view?usp=sharing](https://drive.google.com/file/d/18TY2ZGceTk0YzEg_sZ5VJEbBMuc1s0FR/view?usp=sharing) (дата звернення: 4 травня 2025 року)
13. Самостійні заняття [Електронний ресурс] – 201 с., с. 11 – 13 – Режим доступу: <https://drive.google.com/file/d/1X0vEIHgI9m8hrV5t5Ls0-uWbUUnCvhSC/view?usp=sharing> (дата звернення: 5 травня 2025 року)
14. ТЕМА 7. ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ [Електронний ресурс] // ТДАТУ. – Режим доступу: [https://elib.tsatu.edu.ua/dep/enf/etem\\_1/7/index7.html](https://elib.tsatu.edu.ua/dep/enf/etem_1/7/index7.html) (дата звернення: 7 травня 2025 року)
15. The Hartley Oscillator [Електронний ресурс] // ElectronicsTutorials. – Режим доступу: <https://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/hartley.html> (дата звернення: 7 травня 2025 року)
16. The Colpitts Oscillator [Електронний ресурс] // ElectronicsTutorials. – Режим доступу: <https://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/colpitts.html> (дата звернення: 8 травня 2025 року)
17. Clapp Oscillator [Електронний ресурс] // tutorialspoint. – Режим доступу: [https://www.tutorialspoint.com/sinusoidal\\_oscillators/sinusoidal\\_clapp\\_oscillator.htm](https://www.tutorialspoint.com/sinusoidal_oscillators/sinusoidal_clapp_oscillator.htm) (дата звернення: 9 травня 2025 року)
18. Armstrong Oscillator [Електронний ресурс] // ElectronicsTutorials. – Режим доступу: <https://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/armstrong-oscillator.html> (дата звернення: 10 травня 2025 року)

19. Кваліфікаційна робота бакалавра «Розробка генератора прямокутних і синусоїдальних сигналів» // Кобизький Ю., наук. кер. Васильєв В. І., 2020р.  
– Режим доступу: <https://core.ac.uk/download/339162253.pdf> (дата звернення: 10 травня 2025 року)
20. Phase Shift RC Oscillator [Електронний ресурс] // National Aviation University, Department of Electronics, Robotics, Monitoring and IoT Technologies. V. Ulansky. – Режим доступу: [https://kafelec.nau.edu.ua/Materialu/Lab\\_2\\_Fundamentals\\_Analog\\_Electronics.pdf](https://kafelec.nau.edu.ua/Materialu/Lab_2_Fundamentals_Analog_Electronics.pdf) (дата звернення: 12 травня 2025 року)
21. The RC Oscillator Circuit [Електронний ресурс] // ElectronicsTutorials. – Режим доступу: [https://www.electronicstutorials.ws/oscillator/rc\\_oscillator.html](https://www.electronicstutorials.ws/oscillator/rc_oscillator.html) (дата звернення: 13 травня 2025 року)
22. Wien Bridge Oscillator [Електронний ресурс] // Indian Institute of Technology Roorkee. – Режим доступу: [https://iitr.ac.in/Academics/static/Department/Physics/Analog%20Electronics/Wien\\_bridge\\_oscillator.pdf](https://iitr.ac.in/Academics/static/Department/Physics/Analog%20Electronics/Wien_bridge_oscillator.pdf) (дата звернення: 14 травня 2025 року)
23. Twin-T Oscillator [Електронний ресурс] // ElectronicsTutorials. – Режим доступу: <https://www.electronicstutorials.ws/oscillator/twin-t-oscillator.html> (дата звернення: 15 травня 2025 року)
24. Quartz Crystal Oscillators [Електронний ресурс] // ElectronicsTutorials. – Режим доступу: <https://www.electronicstutorials.ws/oscillator/crystal.html> (дата звернення: 15 травня 2025 року)
25. A Comparison of Frequency Pullability in Oscillators Using a Single AT-Cut Quartz Crystal and Those Using Two Single AT-Cut Crystals Connected in Parallel with a Series Load Capacitance or Series Load Inductance // University of Maribor, Faculty of Electrical Engineering and Computer Science. V. Matko. – Режим доступу: <https://www.electronicstutorials.ws/oscillator/crystal.html> (дата звернення: 17 травня 2025 року)
26. Pulse Circuits – Astable Multivibrator [Електронний ресурс] // tutorialspoint. – Режим доступу:

- [https://www.tutorialspoint.com/pulse\\_circuits/pulse\\_circuits\\_astable\\_multivibrator.htm](https://www.tutorialspoint.com/pulse_circuits/pulse_circuits_astable_multivibrator.htm) (дата звернення: 17 травня 2025 року)
27. Pulse Circuits – Monostable Multivibrator [Електронний ресурс] // tutorialspoint. – Режим доступу: [https://www.tutorialspoint.com/pulse\\_circuits/pulse\\_circuits\\_monostable\\_multivibrator.htm](https://www.tutorialspoint.com/pulse_circuits/pulse_circuits_monostable_multivibrator.htm) (дата звернення: 18 травня 2025 року)
28. Pulse Circuits – Bistable Multivibrator [Електронний ресурс] // tutorialspoint. – Режим доступу: [https://www.tutorialspoint.com/pulse\\_circuits/pulse\\_circuits\\_bistable\\_multivibrator.htm](https://www.tutorialspoint.com/pulse_circuits/pulse_circuits_bistable_multivibrator.htm) (дата звернення: 18 травня 2025 року)
29. Function generator [Електронний ресурс] // Wikipedia. – Режим доступу: [https://en.wikipedia.org/wiki/Function\\_generator](https://en.wikipedia.org/wiki/Function_generator) (дата звернення: 19 травня 2025 року)
30. Function Generator [Електронний ресурс] // GeeksforGeeks. – Режим доступу: <https://www.geeksforgeeks.org/function-generator/> (дата звернення: 19 травня 2025 року)
31. Ask The Application Engineer—33: All About Direct Digital Synthesis [Електронний ресурс] // Analog Devices. – Режим доступу: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/all-about-direct-digital-synthesis.html> (дата звернення: 19 травня 2025 року)
32. DDS Devices Generate High-Quality Waveforms Simply, Efficiently, and Flexibly [Електронний ресурс] // Analog Devices. – Режим доступу: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/dds-generates-high-quality-waveforms-efficiently.html> (дата звернення: 20 травня 2025 року)
33. Радіопередавальні пристрої : навчальний посібник / В. М. Ткачук, С. М. Цирульник, Т. А. Петренко. – Вінниця : Т. П. Барановська, 2015. – 188 с., с. 59 – 61 – Режим доступу: [https://drive.google.com/file/d/1-vCF55M9kj3qVZPCpr\\_effnDigP6DDy8/view?usp=sharing](https://drive.google.com/file/d/1-vCF55M9kj3qVZPCpr_effnDigP6DDy8/view?usp=sharing) (дата звернення: 20 травня 2025 року)

34. Dissertation “Reliable design of tunnel diode and resonant tunneling diode based microwave sources” // Liqun W., Glasgow University, 2011p. – Режим доступу: <https://drive.google.com/file/d/1tTOEQo-Z8xAV6Lo7UqDBnpS32kWgyrMb/view?usp=sharing> (дата звернення: 21 травня 2025 року)
35. Towards Long-Range Backscatter Communication with Tunnel Diode Reflection Amplifiers // Eriksson G., Uppsala Universitet, 2018. – Режим доступу: <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:1223106/FULLTEXT01.pdf> (дата звернення: 1 червня 2025 року)
36. АИ301А, АИ301Б, АИ301В, АИ301Г - Диоды арсенидгаллиевые, туннельные, переключательные [Электронный ресурс] // Электроника и Связь. – Режим доступу: <https://w140.com/tekwiki/images/8/83/Ai301.pdf> (дата звернення: 2 червня 2025 року)
37. O. Vityaz Feedback modelling using voltage or current divider IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology, ELNANO 2016, pp.291-295 Electronic ISBN:978-1-5090-1431-6. – Режим доступу: [https://drive.google.com/file/d/1RQLyAPrFz\\_mENkPm8oTnO9EaDkwwqzsj/view?usp=sharing](https://drive.google.com/file/d/1RQLyAPrFz_mENkPm8oTnO9EaDkwwqzsj/view?usp=sharing) (дата звернення: 3 червня 2025 року)
38. O. Vityaz Feedback Modeling Using Bilateral Two Ports IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, VOL. 62, NO. 7, JULY 2015, pp. 686-690. Print ISSN: 1549-7747. Electronic ISSN: 1558-3791. – Режим доступу: [https://drive.google.com/file/d/1CkLcS7G4mb-ocURY2H8NlvpzcZ0CYBxp/view?usp=drive\\_link](https://drive.google.com/file/d/1CkLcS7G4mb-ocURY2H8NlvpzcZ0CYBxp/view?usp=drive_link) (дата звернення: 3 червня 2025 року)
39. <https://everycircuit.com/app> (дата звернення: 3 червня 2025 року)