Міністерство освіти і науки України
Львівський національний університет
імені Івана Франка

Я. І. Шопа

ОСНОВИ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

Львів
Видавничий центр ЛНУ ім. І. Франка
2008

УДК 621.37/38(076.5)
ББК З8/9я73-5
Ш 79

Рецензенти:
докт. фіз.-мат. наук, професор *Ангельський О. В.*
(Чернівецький національний університет ім. Ю. Федьковича)
докт. техн. наук, професор *Стахіра П. Й.*
(Національний університет "Львівська політехніка")
канд. техн. наук, доцент *Благітко Б. Я.*
(Львівський національний університет імені Івана Франка)

Рекомендовано до друку Вченою радою
Львівського національного університету імені Івана Франка
Протокол № 30/10 від 29.10.2008 р.

Шопа Я.І.
Ш 79 **Основи радіоелектроніки:** Лабораторний практикум. – Львів: Видавничий центр ЛНУ імені Івана Франка, 2008. – 116 с.

Навчальний посібник "Основи радіоелектроніки: Лабораторний практикум" призначений для підготовки до виконання лабораторних робіт з відповідного загального курсу студентами фізичного факультету.

Посібник містить коротку інформацію про сучасну елементну базу та основні методи вимірювань в електроніці, знайомить із найпоширенішими дискретними елементами, мікросхемами, приладами та комп'ютерними програмами. Короткі описи та завдання до робіт дають змогу самостійно готуватися до занять.

УДК 621.37/38(076.5)
ББК З8/9я73-5

© Шопа Я. І. 2008
© Львівський національний університет імені Івана Франка, 2008

Вступ

Лабораторний практикум з курсу "Основи радіоелектроніки" для студентів фізичного факультету допомагатиме їм вивчити та експериментально перевірити принципи роботи найважливіших дискретних електронних елементів і приладів, освоїти комп'ютерні програми, набути навичок моделювання й укладання електронних схем. Опис до кожної роботи дає потрібні відомості, яких достатньо для підготовки та проведення відповідних вимірювань і аналізу результатів.

Практикум побудований на сучасній елементній базі, в ньому закладені нові методи вимірювань, зберігання та опрацювання результатів, моделювання з допомогою персональних комп'ютерів. Успішному виконанню цих робіт сприятимуть знання та уміння, отримані студентами під час вивчення курсів "Програмування та математичне моделювання", "Електрика та магнетизм". Окрім того, в лабораторії студенти мають змогу використовувати електронні методичні матеріали, довідники, посібники, знаходити потрібну інформацію в мережі Інтернету.

Електронний варіант описів лабораторних робіт і основних приладів у форматі `*.pdf` можна одержати безпосередньо на робочих місцях в лабораторії радіоелектроніки кафедри загальної фізики, він також доступний на інтернет-сторінці кафедри `http://www.physics.wups.lviv.ua:8102/depts/KZF/index.htm`

Лабораторна робота 1

Елементна база та прилади сучасної радіоелектроніки

Мета роботи: ознайомитися з основними елементами радіоелектронних схем, їхніми параметрами, позначеннями, правилами ввімкнення та використання. Навчитися знаходити потрібну інформацію в мережі Інтернету та довідниковій літературі.

1.1 Елементна база електроніки

1.1.1 Резистори, конденсатори, індуктивності

Резистори, конденсатори і котушки індуктивності – важливі пасивні компоненти більшості радіоелектронних приладів, властивості яких у схемах повністю визначаються прикладеною напругою і протікаючим струмом.

Для позначення опору й одиниць його вимірювання на резисторах наносять відповідні марки з букв і цифр. Наприклад, резистори 220 Ом, 680 кОм, 3,3 МОм, 4,7 ГОм позначають як 220R, 680K, 3M3, 4G7. Тобто буква одночасно позначає множник 1, 10^3, 10^6, 10^9 і розташування коми десяткового знака. Числові значення є стандартизованими, зокрема встановлено шість рядів: E6, E12, E24, E48, E96, E192, у яких цифра після букви E вказує на кількість номінальних значень у кожному десятковому інтервалі (табл. 1.1).

Дійсні значення опорів резисторів зазвичай відрізняються від номінальних внаслідок похибок виготовлення, на які встановлені ряд допусків: ±0,001; ±0,002; ±0,005; ±0,01; ±0,02; ±0,05; ±0,1; ±0,25; ±0,5; ±1; ±2; ±5; ±10; ±20; ±30%.

Резистори не завжди мають позначення буквами і цифрами, особливо малогабаритні. Таке маркування має свої недоліки. Ав-

Таблиця 1.1. Числові значення номінальних опорів, які прийняті для рядів E6, E12 та E24

Ряд	Числові коефіцієнти
E6	1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8
E12	1; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2
E24	1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2; 2,2; 2,4; 2,7; 3; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1

томатизувати процес визначення номіналу резистора дає змогу кольорове маркування (рис. 1.1). Його наносять у вигляді 4-х чи 5-ти кілець. Кожному кольору відповідає певна цифра (табл. 1.2). У резисторів з 4-ма кільцями перше і друге позначають величину опору в Омах, третє – множник 10^n, на який треба помножити цю величину, а четверте – величину допуску в процентах. У резисторів з 5-ма кільцями величину опору в Омах позначають три перші кільця, четверте множник, а п'яте – допуск, який тут переважно менший.

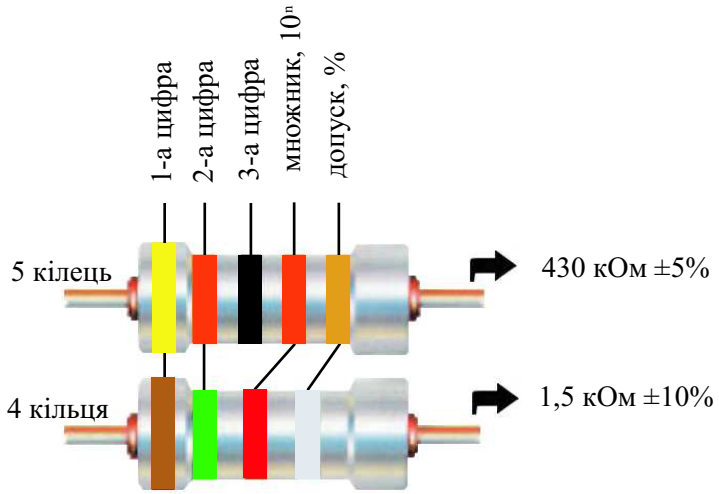


Рис. 1.1. Схема кольорового маркування резисторів

Таблиця 1.2. Кольорове маркування резисторів

Колір знаку	Цифри номінального опору, Ом 1-а	2-а	3-я	Множник	Допуск, %	ТКО, 10^{-6}/К
Срібний				10^{-2}	±10	
Золотий				10^{-1}	±5	
Чорний		0	0	1		
Коричневий	1	1	1	10	±1	100
Червоний	2	2	2	10^2	±2	50
Оранжевий	3	3	3	10^3		15
Жовтий	4	4	4	10^4		25
Зелений	5	5	5	10^5	0,5	
Блакитний	6	6	6	10^6	±0,25	
Фіолетовий	7	7	7	10^7	±0,1	
Сірий	8	8	8	10^8		
Білий	9	9	9	10^9		

Важливою характеристикою резистора є *температурний коефіцієнт опору* (ТКО) – відносна зміна опору при зміні його температури на 1 К.

$$\text{ТКО} = \frac{1}{\Delta T}\frac{\Delta R}{R}. \tag{1.1}$$

Чим менший ТКО, тим кращу температурну стабільність забезпечує резистор. ТКО вимірюють у величинах 10^{-6}/К.

Резистори змінного опору, або *змінні резистори* використовують для регулювання сили струму і напруги в електричних колах. Вони бувають дротовими (намотані дротом зі спеціальних сплавів) та плівкові (резистивний елемент нанесений як шар плівки), мають зазвичай три контакти, один з яких рухомий.

Терморезистори, або термистори (ТР) – напівпровідникові резистори, опір яких сильно залежить від температури. Існують тер-

морезистори як з від'ємним, так і з додатнім ТКО. ТР використовують у системах вимірювання та регулювання температури, пожежної сигналізації, у схемах компенсації температурних змін тощо.

Варистори – напівпровідникові резистори з нелінійною вольтамперною характеристикою, тобто їхній опір залежить від прикладеної до них напруги. Їх використовують для стабілізації та захисту від перевантаження, регулювання коефіцієнта підсилення, перетворення сигналів, джерелах живлення.

Конденсатори поділяють на групи залежно від конструкції та типу діелектрика. Кодування позначень для ємностей має три або чотири знаки із двох чи трьох цифр і однієї букви. Наприклад, конденсатор ємністю 2,2 пФ позначають 2П2; 1500 пФ – 1Н5; 0,1 мкФ – М1; 10 мкФ – 10М; 1 Ф – 1Ф0 тощо. Кольорове маркування наносять у вигляді точок та смуг. Номінальні значення стандартизовані рядами аналогічно як для резисторів.

Втрати енергії в конденсаторі характеризують тангенсом кута діелектричних втрат ($\operatorname{tg}\delta$), а величину $Q = 1/\operatorname{tg}\delta$ називають *добротністю* конденсатора. Якість конденсатора також залежить від опору його ізоляції та струму витікання. Використовують і *температурний коефіцієнт ємності* (ТКЄ) – відносну зміну ємності при зміні температури конденсатора на 1 К. Слюдяні і полістирольні конденсатори мають ТКЄ в межах $(50-200)\cdot 10^{-6}$ К$^{-1}$.

Розрізняють п'ять груп конденсаторів: без діелектрика (повітряні); з рідким діелектриком; з твердим неорганічним діелектриком (керамічні, слюдяні, склокерамічні, сегнетокерамічні); з твердим органічним діелектриком (паперові, плівкові); електролітичні (оксидні).

Оксидні конденсатори в якості діелектрика використовують тонкий (менше мікрона) оксидний шар, утворений на поверхні металу шляхом електролізу. Метал (алюміній, тантал, ніобій, титан) є однією з обкладинок конденсатора, під час формування оксидного шару на нього подають додатний потенціал. Другою

обкладинкою може бути: рідкий електроліт; в'язкий пастоподібний; твердий напівпровідниковий; металевий.

Електролітичні конденсатори мають велику ємність, оскільки товщина діелектрика мала, а його діелектрична проникність ε велика (10–100). Однак робочі напруги цих конденсаторів порівняно невеликі, і вони є полярними – на корпусі обов'язково вказано, на який електрод слід подавати додатну (чи від'ємну) напругу.

Котушки індуктивності використовують у електричних колах для частотної селекції сигналів. *Дросель* – це котушка індуктивності, яку використовують для збільшення опору високочастотних електричних кіл. Залежно від призначення індуктивність L котушок і дроселів може бути від кількох нГн до десятків мГн. Добротність котушки індуктивності розраховують за формулою $Q = \omega L/r$. Отже для заданої частоти ω та індуктивності L добротність визначається опором r котушки струмові високої частоти. Сучасні котушки мають добротність приблизно 20–300.

Для одержання малогабаритних котушок з великою індуктивністю та добротністю використовують магнітні осердя. Індуктивність $L_{\text{ос}}$ котушки з магнітним осердям визначають за формулою

$$L_{\text{ос}} = \mu_{\text{ос}} L, \tag{1.2}$$

де L – індуктивність котушки без осердя; $\mu_{\text{ос}}$ – діюча магнітна проникність осердя, яка залежить від магнітної проникності μ матеріалу, форми, розмірів котушки й осердя та частоти.

Магнітні осердя для високочастотних котушок індуктивності виготовляють із магнітодіелектриків і феритів. *Магнітодіелектрики* отримують подрібнюючи карбонільне залізо, частинки якого потім механічно зв'язують діелектриком. Такі осердя працюють до частот 30–50 МГц. У високочастотних котушках такі осердя майже не використовують.

Ферити – це тверді розчини складних окислів заліза з домішками атомів двовалентних металів. За механічними властиво-

стями вони близькі до кераміки. Ферити вирізняються високою (до 4000) магнітною проникністю й великим питомим опором. Однак слід враховувати, магнітні властивості феритів сильно залежать від частоти та напруженості магнітного поля. Марку фериту кодують цифрами та буквами, наприклад 1500НМ, 50ВЧ2. Цифри відповідають номінальному значенню μ. Перші одна-дві букви вказують на робочий діапазон частот (Н – низькі частоти, тобто менше 2 МГц; ВЧ – високі частоти, більше 2 МГц).

1.1.2 Напівпровідникові діоди, тиристори, варикапи

Напівпровідникові *діоди* мають односторонню провідність контакту двох напівпровідників різних типів (p–n-переходу). Діоди використовують для перетворення змінного струму у постійний. Основний елемент блоків живлення – це *діодний міст* з 4-х відповідно з'єднаних між собою діодів.

Основними статичними параметрами діодів є: падіння напруги $U_{\text{пр}}$ при деякому значенні прямого струму; зворотний струм $I_{\text{зв}}$ для деякого значення зворотної напруги; середнє значення прямого струму $I_{\text{пр.ср}}$. Ці параметри можна встановити за вольт-амперною характеристикою діода.

Діодні детектори виділяють низькочастотну складову модульованого високочастотного радіосигналу, зокрема в радіо- і телеприймачах.

Тунельні діоди мають ділянку "від'ємного опору" на вольт-амперній характеристиці, тому їх можна використовувати для підсилення сигналу та в інших схемах, зокрема генераторах сигналів.

Світлодіоди на відміну від звичайних діодів під час рекомбінації електронів і дірок в ділянці p–n-переходу випромінюють квазімонохроматичне світло в інфрачервоній, видимій та ультрафіолетовій ділянках спектру. Переважаюча довжина хвилі залежить від матеріалу. Найчастіше використовують напівпровідники $A^{III}B^{V}$ (наприклад, GaAs, InP чи GaN та їхні тверді розчини).

Тиристори – напівпровідникові прилади із трьома послідовними p–n-переходами (зі структурою p–n–p–n). Тиристор має властивості електричного вентиля, оскільки його вольт-амперна характеристика нелінійна й має розриви. Тиристор можна перемикати між станами з високою та низькою провідністю. Контакт, приєднаний до зовнішнього p-шару, називають анодом, до зовнішнього n-шару – катодом. Окрім того – один чи два керуючих електроди (бази), приєднані до внутрішніх шарів.

Стабілітрони – напівпровідникові діоди, які використовують для стабілізації напруги. При певній зворотній напрузі в них виникає електричний пробій, і хоча струм може змінюватися в широких межах, напруга $U_{\text{ст}}$ на стабілітроні залишається майже сталою.

Варикапи – напівпровідникові діоди, принцип дії яких ґрунтується на залежності ємності p–n-переходу від зворотної прикладеної напруги. Їх використовують як елементи з електрично керованою ємністю.

1.1.3 Транзистори, інтегральні мікросхеми

Біполярні транзистори (англ. BJT, Bipolar Junction Transistor) використовують переважно в аналоговій електроніці. Їхня робота ґрунтується на керуванні струмами електродів (емітер, колектор, база) прикладенням до них певних напруг. Кількість параметрів для біполярних транзисторів сягає десятків, а їхню класифікацію проводять залежно від частоти сигналу (низькочастотні, середньої частоти, високочастотні), потужності (малої, середньої, великої), матеріалу (германієві, кремнієві, арсенід-галієві), технології виготовлення (дифузні, сплавні). Перспективні матеріали для транзисторів – напівпровідникові полімери. Є відомості про транзистори на вуглецевих нанотрубках.

Майже уся сучасна цифрова техніка (логіка, пам'ять, процесори, цифровий зв'язок тощо) побудована на *польових транзисторах* структури метал–окисел–напівпровідник (МОН). Їх та-

кож називають МДН (метал–діелектрик–напівпровідник) транзистори. В англомовній літературі – це MOSFET (Metal–Oxide–Semiconductor Field Effect Transistor).

Інтегральна мікросхема – виріб, що складається з активних (транзисторів) і пасивних (діодів, резисторів, конденсаторів) елементів, а також із провідників, які виготовляють в єдиному технологічному процесі в об'ємі напівпровідника, закриваючи у корпусі в єдине ціле.

Розміри сучасних МОН-транзисторів на інтегральних мікросхемах – від 130 до 45 нм, тому один чіп площею кілька квадратних сантиметрів може містити їх аж до мільярда й більше. Зменшення розмірів транзисторів супроводжується також зростанням швидкодії інтегральних мікросхем.

За функціональними властивостями мікросхеми поділяють на дві категорії: *аналогові* та *цифрові*. Залежно від будови вхідних і вихідних каскадів існує ще кілька груп мікросхем (так званих "логік"), серед яких найпоширеніші:

- ТТЛ – транзисторно–транзисторна логіка, в логічних елементах якої на входах багатоемітерний транзистор;
- ЕЗЛ – емітерно–зв'язана логіка, в якої на входах емітери транзисторів зв'язані між собою;
- nMOH, pMOH – МОН логіка, всі її елементи виконані на МОН транзисторах із провідністю каналу n–типу (n–МОН) чи p–типу (p–МОН);
- КМОН – логіка, всі елементи якої виготовлені з двох типів МОН транзисторів nMOH і pMOH, що доповнюють один одного (комплементарних).

Корпуси цифрових мікросхем бувають переважно двох видів (рис. 1.2): *планарні* (плоскі) та *dip* (dual in line package). Віддаль між контактами – 2,5 мм чи 1,25 мм. В імпортних мікросхемах

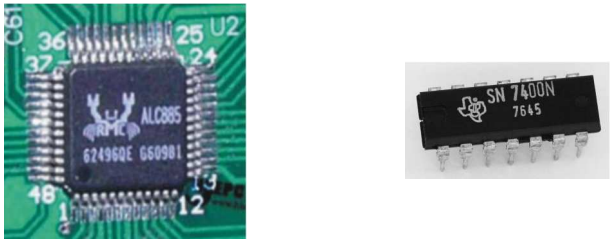


Рис. 1.2. Найпоширеніші корпуси інтегральних мікросхем: планарний (зображений має 48 контактів, ліворуч) та dip (14 контактів, праворуч)

використовують величину 1/10 чи 1/20 дюйма, що відповідає 2,54 і 1,27 мм. Для малих корпусів (до 16 контактів) ця відмінність несуттєва, але при більших розмірах корпуси імпортних та вітчизняних мікросхем з однаковою кількістю контактів вже механічно несумісні.

1.2 Основні радіоелектронні прилади лабораторії

У лабораторії радіоелектроніки використовують програмовані джерела живлення, генератори, цифрові USB-осцилографи, мультиметри. Окрім того, на кожному робочому місці є персональний комп'ютер (ПК), під'єднаний до мережі Інтернет. Застосовуючи відповідне програмне забезпечення, ПК можна перетворити у функціональний генератор звукових сигналів, цифровий осцилограф, аналізатор спектру.

Блок живлення забезпечує незалежне ручне та програмне керування величиною двох напруг (від 0 до -26 В та від 0 до $+26$ В) при струмові на навантаженні до 0,3 А для кожного плеча (рис. 1.3). З його допомогою можна автоматично вимірювати вольт-амперні характеристики напівпровідникових приладів, використовуючи для цього мультиметри UT70C (інтерфейс RS232) та AX-18B (інтерфейс USB) і відповідне програмне забезпечення, створене на кафедрі загальної фізики.

Рис. 1.3. Блок живлення з керуванням від мікроконтролера. Видно індикатори двох вихідних напруг та розняття (ліворуч) для його з'єднання з ПК через порт RS232

Це сучасні багатофункціональні цифрові мультиметри з автоматичним вибором діапазону. Прилади вимірюють опір, постійну та змінну напругу до 1000 В, постійний та змінний струми до 10 А, ємність до 300 мкФ, частоту сигналу до 10 МГц, температуру (АХ-18В). Швидкість вимірювань 3 $с^{-1}$. Інтерфейси працюють без гальванічного зв'язку (оптичний канал), передають дані вимірювань в персональний комп'ютер із збереженням у різних форматах (`*.xls, *.txt`).

USB-осцилограф (рис. 1.4) відноситься до групи т. зв. PC-based цифрових осцилографів, тобто він передбачає використання персонального комп'ютера під час роботи, забезпечуючи такі основні режими вимірювань:

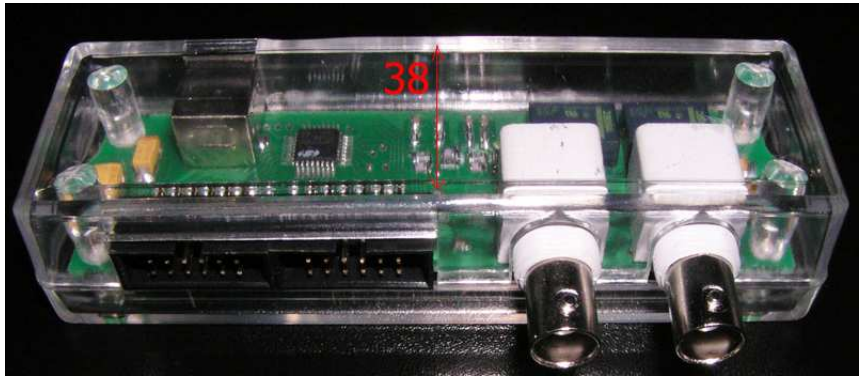


Рис. 1.4. Фотографія двоканального USB-осцилографа, побудованого на основі мікроконтролера. Вказано його поперечний розмір (38 мм), видно два стандартних входи, трохи лівіше від центра – мікроконтролер C8051F321 у планарному корпусі від Silicon Laboratories Inc.

- двоканальний осцилограф (вимірювання напруги і частоти сигналу, фільтрація);
- двоканальний аналізатор спектру (вимірювання, різні віконні функції, фільтрація);
- двоканальний самописець (вимірювання, запис сигналу упродовж кількох десятків годин);
- 16(8)-ти канальний логічний аналізатор (вимірювання, синхронизація, пропуск заданої кількості імпульсів, пошук заданої логічної комбінації);
- 8-ми канальний логічний генератор.

Окрім того, USB-осцилограф зберігає результати всіх вимірювань для аналізу чи їхнього імпорту в інші програми. Передбачена його підтримка середовищем LabVIEW.

Порядок виконання роботи

1. Опрацюйте за вказівками викладача інформацію в електронній формі на ПК, що стосується цієї лабораторної роботи та усього лабораторного практикуму.

2. Вивчіть стандартні позначення основних елементів електронних схем: резисторів, конденсаторів, дроселів, діодів, транзисторів, мікросхем тощо.

3. Ознайомтеся із способами цифро-буквенного та кольорового маркування резисторів. Скористайтеся програмами для встановлення номінального значення за кольоровими смужками. Перевірте похибку, використовуючи мультиметр для вимірювання.

4. Порівняйте будову керамічних та електролітичних конденсаторів, їхні ємності й робочі напруги.

5. Вивчіть схеми маркування діодів і транзисторів. Знайдіть параметри та характеристики наданих зразків у довіднику чи на Інтернет-сайтах.

6. Дослідіть за допомогою осцилографа роботу готового діодного моста. Для цього подайте на його вхід змінну напругу та порівняйте її з вихідною. Поясніть отриманий результат.

7. Під'єднайте до комп'ютера блок живлення та мультиметр. Ознайомтеся з їхнім програмним забезпеченням, запишіть результати вимірювань у форматах, передбачених для цих приладів.

8. Запишіть параметри інтерфейса RS232, який використано для обміну даними з приладами в лабораторії радіоелектроніки.

Лабораторна робота 2

Побудова фільтрів електричних сигналів з пасивних елементів

Мета роботи: побудова і дослідження частотних характеристик фільтрів радіосигналів, диференціюючих та інтегруючих ланок із застосуванням пасивних елементів – опорів, конденсаторів, котушок індуктивності.

2.1 Електричні фільтри

Електричним фільтром називають чотириполюсник, ввімкнений між джерелом сигналу та навантаженням для вибіркового пропускання струмів одних частот і затримки (пропускання з великим загасанням) струмів інших частот.

Діапазон частот, у якому фільтр пропускає без загасання (чи з малим загасанням), називають смугою пропускання. Діапазон частот, у якому фільтр пропускає з великим загасанням, називають смугою загасання.

Фільтри бувають пасивними (з резисторів, котушок індуктивності та конденсаторів) і активними (з операційними підсилювачами, як елементами схеми). Їх використовують як у радіотехніці, де переважають струми високих частот, так і в силовій електроніці та електротехніці з переважно низькочастотними напругами й струмами. Залежно від діапазону робочих частот ω фільтри класифікують на:

- фільтри низьких частот ($0 \leq \omega \leq \omega_1$);
- фільтри високих частот ($\omega_1 \leq \omega \leq \infty$);
- смугові фільтри (фільтри, які пропускають сигнали у певній смузі частот) ($\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$);

- режекторні фільтри (фільтри, які затримують сигнали у певній смузі частот) ($0 \le \omega \le \omega_1$ і $\omega_2 \le \omega \le \infty$).

Одними з найпростіших ланок, які використовують в радіоелектроніці для побудови фільтрів, є RC, LC і RL ланки, а також інші варіанти їхнього поєднання в електричних колах.

2.1.1 RC-фільтри

Із конденсаторів і резисторів можна створювати частотно залежні подільники напруги, які пропускатимуть сигнали у потрібному частотному інтервалі. Зокрема, найпростіший фільтр високих частот складається з конденсатора та резистора (рис. 2.1, *а*) і є подільником напруги, для якого

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{R}{[R^2 + 1/(\omega^2 C^2)]^{1/2}} = U_{\text{вх}} \frac{2\pi f RC}{[1 + (2\pi f RC)^2]^{1/2}}. \qquad (2.1)$$

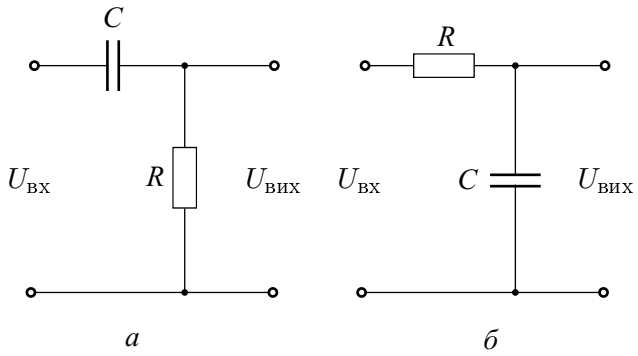


Рис. 2.1. Схеми фільтрів високих (*а*) та низьких (*б*) частот

Тут у чисельнику першого дробу записаний модуль імпедансу нижнього плеча подільника R, а в знаменнику – модуль імпедансу послідовно з'єднаних R і C.

Згідно виразу (2.1), на високих частотах вихідна напруга приблизно дорівнює вхідній $U_{\text{вих}} \approx U_{\text{вх}}$, а на низьких – вихідна напруга $U_{\text{вих}} \to 0$.

Якщо у схемі рис. 2.1, *а* переставити R і C місцями, то отриманий фільтр матиме протилежні до попереднього властивості. Можна отримати, що

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{1}{[1 + (2\pi f RC)^2]^{1/2}}. \qquad (2.2)$$

Такий фільтр називають фільтром низьких частот. Частота, на якій послаблення сигналу складає 3 дБ дорівнює $f = 1/(2\pi RC)$.

2.1.2 LC-фільтри

Розгляньмо фільтр, схема якого зображена на рис. 2.2, *а*. Він також є частотно залежним подільником напруги з опорами $X_C = 1/\omega C$ та $X_L = \omega L$. Для змінної вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ з малою частотою ω опір X_C конденсатора великий, тому вихідна напруга $U_{\text{вих}} \approx 0$. З підвищенням частоти опір X_C падатиме, а індуктивний опір X_L зростатиме. Тому вихідна напруга за величиною наближатиметься до вхідної $U_{\text{вих}} \approx U_{\text{вх}}$ (крива 1 на рис. 2.2, *в*).

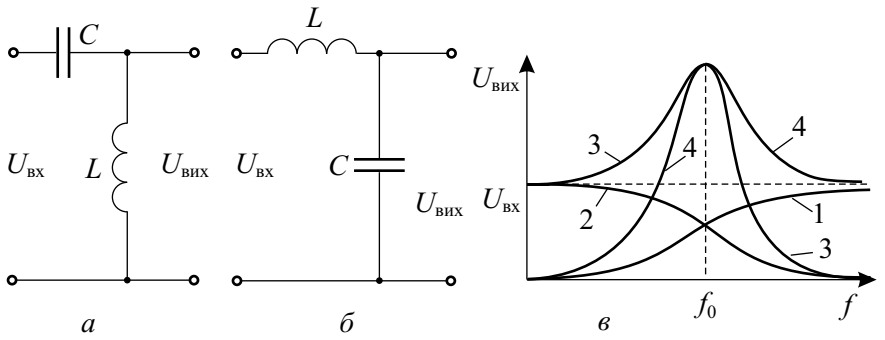


Рис. 2.2. Схеми фільтрів на LC-колах (*а, б*) та їхні частотні (*в*) характеристики

Для LC-кола (рис. 2.2, *б*) на низьких частотах $X_L \approx 0$, а опір X_C великий, тому й $U_{\text{вих}} \approx U_{\text{вх}}$. З підвищенням частоти вихідна напруга падає (крива 2 на рис. 2.2, *в*).

Тут слід зауважити, що криві 1 та 2 можна отримати лише для малих опорів навантаження $R_{\text{н}}$, які приєднані до виходів фільтрів. Якщо ж ці опори великі, то за умови $X_C = X_L$ обидві ланки набувають властивостей резонансних контурів, і на резонансній частоті $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ вихідна напруга різко зростає (криві 3 і 4 на рис. 2.2, *в*) перевищуючи вхідну в десятки чи сотні разів, залежно від якості котушки й конденсатора. Коли, наприклад, котушка має великий активний опір, то на ній втрачатиметься енергія. Неякісний же діелектрик конденсатора також є причиною втрат енергії й вихідна напруга біля резонансу не зростатиме так виразно.

Кола, аналогічні до зображених на рис. 2.2, *а,б*, використовують у підсилювачах потужності звукової частоти як фільтри, що розділяють сигнали на низькочастотну, середньочастотну та високочастотну складові в акустичних системах.

2.1.3 RL-фільтри

Ланки RL (рис. 2.3, *а,б*) також часто використовують як фільтри високих і низьких частот. Для такого подільника напруги подібно до формули (2.1) можна записати:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{\omega L}{[R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}} \tag{2.3}$$

для схеми на рис. 2.3, *а* та

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{R}{[R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}} \tag{2.4}$$

для схеми на рис. 2.3, *б*. Частота f_c, на якій коефіцієнт передачі обох фільтрів за напругою складатиме $1/\sqrt{2}$, однакова й дорівнює

$$f_c = \frac{R}{2\pi L}. \tag{2.5}$$

З підвищенням частоти опір X_L зростає й вихідна напруга для першого фільтра також зростає, наближаючись на високих частотах до величини $U_{\text{вх}}$ (крива 1 на рис. 2.3, *в*).

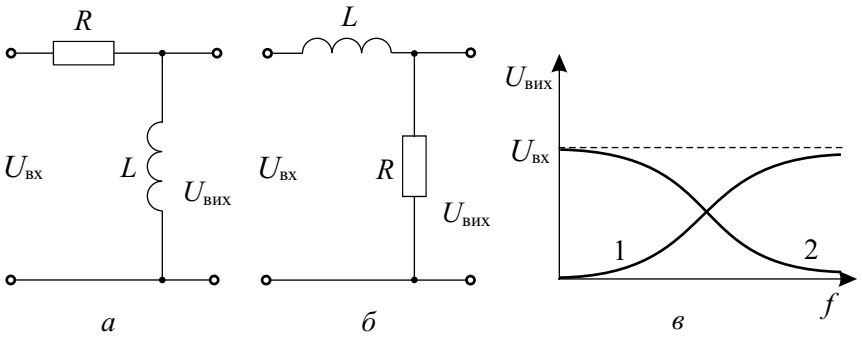


Рис. 2.3. Схеми фільтрів високих (*а*) і низьких (*б*) частот на RL-колах та їхні частотні характеристики (*в*)

У колі з рис. 2.3, *б* вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ меншає із збільшенням частоти зі швидкістю, яка залежить від величин індуктивності L та опору R (крива 2 на рис. 2.3, *в*).

2.2 Диференціюючі та інтегруючі ланки

Диференціюючою ланкою електричного кола називають лінійний чотириполюсник, у якого вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ пропорційна до похідної за часом $dU_{\text{вх}}/dt$ від вхідної напруги. Схема диференціюючої RC-ланки зображена на рис. 2.4, *а*. За другим правилом Кірхгофа

$$U_{\text{вх}} = U_R + U_C = IR + \frac{q}{C} = U_{\text{вих}} + \frac{1}{C}\int I dt. \tag{2.6}$$

Оскільки $I = U_{\text{вих}}/R$, то

$$\frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = \frac{dU_{\text{вих}}}{dt} + \frac{1}{RC}U_{\text{вих}}. \tag{2.7}$$

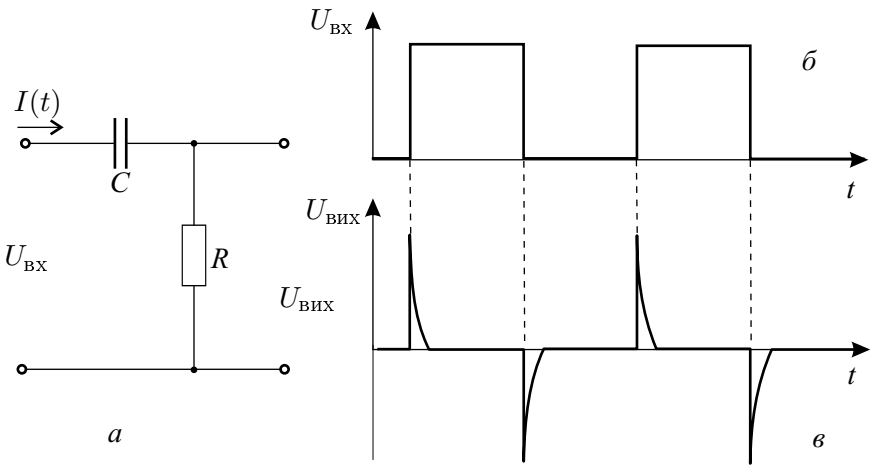


Рис. 2.4. Схема диференціюючої RC-ланки (а) та приклади часових діаграм вхідного (б) і вихідного (в) сигналів

Параметри ланки вибирають так, щоб постійна часу $\tau = RC$ була малою, чим забезпечують умову

$$\frac{dU_{\text{вих}}}{dt} \ll \frac{U_{\text{вих}}}{RC} \tag{2.8}$$

й отримують

$$U_{\text{вих}} = RC\frac{dU_{\text{вх}}}{dt}. \tag{2.9}$$

Як бачимо, диференціювання тим точніше, чим менше τ, але зменшення R призведе до зменшення вихідної напруги $U_{\text{вих}}$. Подаючи на вхід диференціюючої ланки прямокутні імпульси (рис. 2.4, *б*), отримаємо на її виході короткі імпульси (рис. 2.4, *в*) однакової форми, але різної полярності.

Інтегруючою ланкою електричного кола називають лінійний чотириполюсник, у якого вихідна напруга пропорційна до інтеграла за часом від вхідної напруги. Відповідна схема та часові діаграми сигналів зображені на рис. 2.5. Вихідна напруга, яку знімають з конденсатора С, дорівнює $U_{\text{вих}} = q/C = \int I dt/C$, звідки $I = C dU_{\text{вих}}/dt$, тому

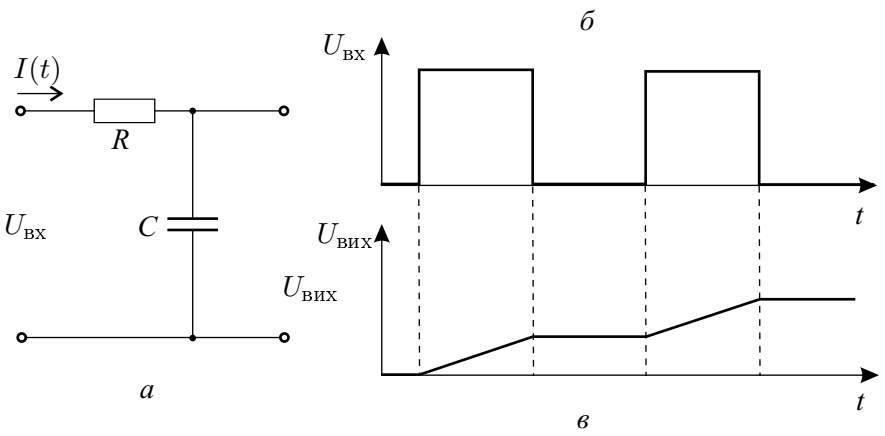


Рис. 2.5. Схема інтегруючої RC-ланки (а) та приклади часових діаграм вхідного (б) і вихідного (в) сигналів

$$U_{\text{вх}} = RC\frac{dU_{\text{вих}}}{dt} + U_{\text{вих}}. \tag{2.10}$$

Параметри кола слід так підібрати, щоб переважав перший доданок, а саме $RC dU_{\text{вих}}/dt \gg U_{\text{вих}}$, тоді

$$U_{\text{вх}} \approx RC\frac{dU_{\text{вих}}}{dt}, \tag{2.11}$$

а для вихідної напруги одержуємо потрібний вираз

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{RC}\int U_{\text{вх}} dt. \tag{2.12}$$

Зауважмо, що так само, як і при диференціюванні, чим точніше інтегрування, тим менша вихідна напруга. Приклад часової зміни вихідної напруги, коли на вході – серія прямокутних імпульсів (рис. 2.5, *б*), зображений на рис. 2.5, *в*. Інтегруючі ланки часто

використовують в електроніці для збільшення тривалості імпульсних сигналів.

Послідовність прямокутних імпульсів з періодом T й однаковою тривалістю τ має постійну складову, обернено пропорційну до шпаруватості (T/τ) імпульсів чи прямо пропорційну до їхньої тривалості. Пропустивши такі імпульси крізь інтегруючу ланку чи ФНЧ з частотою зрізу, значно меншою, ніж частота $f = 1/T$ проходження імпульсів, цю постійну складову можна легко виділити й отримати постійну напругу.

Якщо тривалість імпульсів буде різною, ФНЧ виділить повільно змінну напругу, що відстежує закон зміни тривалості τ імпульсів. Отже, так можна створити порівняно нескладний ЦАП: значення відліків сигналу кодуються тривалістю імпульсів, а ФНЧ перетворить імпульсну послідовність у плавно змінний сигнал. Блок живлення, який зображений на рис. 1.3, побудовано саме за такою схемою регулювання вихідних напруг.

Порядок виконання роботи

Як джерела сигналів різної форми використайте звуковий генератор від ПК, а для дослідження й порівняння вхідного й вихідного сигналів – цифровий USB-осцилограф. Із резисторів, конденсаторів та котушок індуктивності, які входять до елементів макету, можна скласти потрібні ланки електричних кіл.

1. **Не вмикайте жодних приладів у лабораторії без дозволу викладача. Дотримуйтесь цього правила впродовж усього семестру. Пам'ятайте, що неправильно зібрана схема та невмілі ваші дії можуть спричинити поломку складних блоків і мікросхем, які вже неможливо буде відремонтувати.**

2. Побудуйте RC-фільтр високих частот за рис. 2.1, *а*. Експериментально визначте частоту $f_{3\,\text{дБ}}$, для якої сигнал послаблений на 3 дБ (амплітуда його дорівнює 70,7 % від максимальної). Встановіть, як залежить амплітуда вихідного сигналу від частоти, якщо $f \ll f_{3\,\text{дБ}}$.

3. Побудуйте RC-фільтр низьких частот (рис. 2.1, *б*) з тих же елементів. Подайте на його вхід синусоїдальний сигнал та, змінюючи частоту, прослідкуйте за його послабленням. Визначте частоту $f_{3\,\text{дБ}}$. Порівняйте фази вхідного та вихідного сигналів за умов $f \ll f_{3\,\text{дБ}}$, $f = f_{3\,\text{дБ}}$ та $f \gg f_{3\,\text{дБ}}$.

4. Аналогічні вимірювання виконайте для LC- та RL-ланок, схеми яких зображені на рис. 2.2, *а, б* та рис. 2.3, *а, б*.

5. Ознайомтеся з електричними схемами та будовою мережевих фільтрів у блоках живлення сучасної електронної апаратури (персональних комп'ютерів, телеприймачів). Поясніть, які функції вони виконують.

6. Зберіть диференціюючу ланку (рис. 2.4, *а*) використовуючи інші елементи R та C. Подайте на вхід прямокутні та трикутні імпульси. Підберіть таку частоту сигналу, для якої операція диференціювання виконується найточніше. Поясніть отримані результати.

7. Зберіть інтегратор (рис. 2.5, *а*), числові значення елементів R та C узгодьте з викладачем. Отримайте сигнал, аналогічний до зображеного на рис. 2.5, *б*. Використовуйте однократний запуск цифрового осцилографа, інакше час інтегрування ставатиме занадто великим для таких спостережень.

8. Змінюючи тривалість прямокутних імпульсів τ та залишаючи незмінним їхній період T, виміряйте залежність вихідного сигналу $U_{\text{вих}}$ від коефіцієнта заповнення $\gamma = \tau/T$.

9. Вивчіть елементи будови керованих від мікроконтролера блоків живлення, в яких використана широтно-імпульсна модуляція.

Лабораторна робота 3
Цифрова обробка радіосигналів

Мета роботи: експериментальне визначення за допомогою цифрових осцилографів спектральної щільності різних видів радіосигналів із застосуванням дискретного прямого перетворення Фур'є. Побудова найпростіших цифрових фільтрів.

3.1 Аналогові та цифрові сигнали

Сигнал – це фізична величина (напруга, сила струму, температура, тиск, напруженість поля тощо), яку можна виміряти (виявити) і передати як повідомлення чи зберегти як інформацію. Всі сигнали за природою є аналоговими, чи то сигнал змінного або постійного струму, цифровий або імпульсний.

Для цифрової обробки аналоговий сигнал перетворюють у двійкову форму за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП). На виході АЦП отримують двійкове представлення аналогового сигналу, яке потім обробляє цифровий сигнальний процесор. Потім інформацію можна перетворити знову в аналогову форму за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП).

Сигнали можна обробляти аналоговими методами (аналогова обробка сигналів, чи ASP), цифровими методами (цифрова обробка сигналів, чи DSP) або комбінацією аналогових і цифрових методів (комбінована обробка сигналів, чи MSP).

Будь-який неперервний (аналоговий) сигнал $s(t)$ можна дискретизувати за часом і квантувати за рівнем, тобто представляти у цифровій формі (рис. 3.1). Далі з метою фільтрації за допомогою математичних алгоритмів його перетворюють у деякий інший сигнал $s_1(t)$. Якщо фільтр встигає обробляти поточний відлік до надходження наступного, то можна реалізувати обробку сигналів у реальному часі.

Основною в теорії інформації є теорема відліків Уіттакера–Найквіста–Котельникова–Шеннона (теорема Котельникова). Вона доводить, що, коли неперервний сигнал $s(t)$ має спектр, обмежений зверху частотою $f_{\max}$, то його можна однозначно й без втрат відновити за дискретними відліками, узятими принаймні з удвічі більшою, ніж $f_{\max}$ частотою:

$$f_{\text{д}} \geq 2 \cdot f_{\max}. \tag{3.1}$$

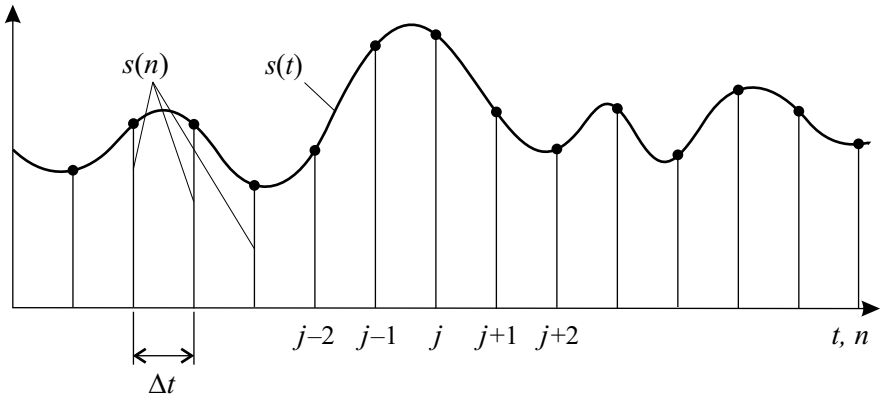


Рис. 3.1. Дискретне подання неперервного сигналу $s(t)$. Відліки $s(n)$ вибрані з частотою дискретизації $f_{\text{д}} = 1/\Delta t$

У цифровій обробці сигналів частоту f_N, яка дорівнює половині частоти дискретизації $f_N = f_{\text{д}}/2$, називають частотою Найквіста. За теоремою Котельникова корисну інформацію несуть тільки ті частоти, які нижчі від частоти Найквіста. Отже, якщо спектр сигналу не має складових, більших від частоти f_N, то його можна перетворити в цифрову форму, а потім відновити без спотворень. Іншими словами, неперервний сигнал можна подати у вигляді ряду:

$$s(t) = \sum_n s(n\Delta t) \frac{\sin \omega(t - n\Delta t)}{\omega(t - n\Delta t)}, \tag{3.2}$$

де $\omega = 2\pi f$ – циклічна частота; $\Delta t = 1/f_д$ – період дискретизації аналогового сигналу.

Коли, наприклад, частота дискретизації $f_д = 44100$ Гц (стандарт для багатьох цифрових аудіосистем), то частота Найквіста $f_N = 22050$ Гц, і вона обмежує зверху смугу частот, до якої звук можна відтворити без спотворень.

3.2 Дискретне перетворення Фур'є

Розрізняють методи обробки сигналів у часовій та в частотній області. Поняття "зобразити залежну від часу функцію в частотній області" та "зобразити спектр цієї функції" – еквівалентні (рис. 3.2). Така еквівалентність частотно-часових перетворень визначається властивостями відомого перетворення Фур'є, яке широко використовують в багатьох галузях науки і техніки під час аналізу й обробки сигналів. *Перетворення Фур'є* (ПФ, англ. FT – Fourier Transform) – це інтегральне перетворення $S(\omega) = \mathcal{F}\{s(t)\}$, яке вихідну функцію $s(t)$ розкладає на базові синусоїдальні функції $S(\omega)$ у вигляді такого інтеграла:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-i\omega t} dt. \tag{3.3}$$

Важливою характеристикою будь-якої лінійної системи (елемента, пристрою, фільтра) перетворення сигналу є імпульсна характеристика $h(t)$, яка повністю й однозначно описує її властивості. Немає таких додаткових характеристик лінійної системи, які не можна отримати з імпульсної характеристики.

Сама по собі імпульсна характеристика $h(t)$ не дуже зручна для вивчення властивостей лінійних систем, оскільки зв'язок між вихідним $s_1(t)$ і вхідним $s(t)$ сигналами задає інтеграл згортки (суперпозиції)

$$s_1(t) = s(t) \circledast h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t_1) h(t - t_1) dt_1. \tag{3.4}$$

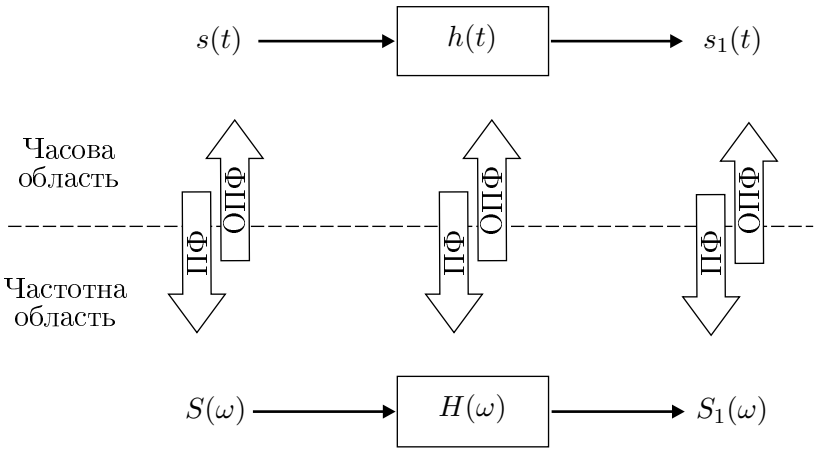


Рис. 3.2. Проходження сигналів у часовій і частотній областях та застосування прямого (ПФ) і оберненого (ОПФ) перетворень Фур'є на різних етапах

Тому замість неї використовують частотну характеристику $H(\omega)$, яка пов'язана з імпульсною характеристикою прямим перетворенням Фур'є (рис. 3.2):

$$H(\omega) = \mathcal{F}\{h(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-i\omega t} dt. \tag{3.5}$$

Цей зв'язок взаємно однозначний, тобто з частотної характеристики можна відновити імпульсну характеристику $h(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H(\omega)\}$ як обернене перетворення Фур'є.

Періодичні (з періодом $T = 2\pi/\omega_0$), або задані у скінченому часовому інтервалі T сигнали можна записати як ряди синусоїд (гармонічних сигналів):

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S(n) e^{-in\omega_0 t}, \tag{3.6}$$

де $S(n)$ – комплексна амплітуда спектру сигналу, n – ціле число.

Цифрові сигнали, на відміну від неперервних аналогових, визначені завжди на скінченій кількості N відліків (переважно на рівномірній сітці). Тому для них застосовують *дискретне перетворення Фур'є* (ДПФ, англ. DFT – Discreet Fourier Transform), апроксимуючи інтеграл сумою амплітуд Фур'є:

$$S(n) = \sum_{j=0}^{N-1} s(j) e^{2\pi i \frac{jn}{N}} = \sum_{j=0}^{N-1} s(j) \left[\cos \frac{2\pi jn}{N} + i \sin \frac{2\pi jn}{N} \right]. \quad (3.7)$$

Тут $S(n)$ є частотним результатом ДПФ у n-ій точці спектру, причому $n \in \left[-\frac{N}{2},\ \frac{N}{2}\right]$. У загальному випадку $S(n)$ може бути дійсним чи комплексним. Обернене (інверсне) дискретне перетворення Фур'є дає сигнал $s(k) = \mathcal{F}^{-1}\{S(n)\}$ і має такий вигляд:

$$s(k) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} S(j) e^{-2\pi i \frac{jk}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} S(j) \left[\cos \frac{2\pi jn}{N} - i \sin \frac{2\pi jn}{N} \right]. \quad (3.8)$$

Значення $s(k)$ є k-им відліком сигналу в часовій шкалі, де $k \in [0,\ N-1]$.

Розрахунки за цими формулами передбачають виконання приблизно N^2 операцій, і для $N \sim 1000$ навіть на потужних ПК їхнє повне опрацювання вимагає багато часу. Тому використовують алгоритм *швидкого перетворення Фур'є* (ШПФ, англ. FFT – Fast Fourier Transform), яке сьогодні є однією з найважливіших операцій з цифрової обробки сигналів на комп'ютері.

Згідно алгоритму ШПФ вхідну послідовність відліків поділяють на групи (наприклад, парні й непарні відліки) і для кожної з них розраховують ДПФ, а потім результати об'єднують, як це зображено на рис. 3.3. У результаті отримують ДПФ усієї вхідної послідовності та суттєву економію часу на обчислення. Зокрема, для $N = 2^k$ відліків кількість операцій меншає приблизно до $N \log_2 N$. Отже, якщо $N = 1000$, то виграш у часі складає більше, ніж 100 разів.

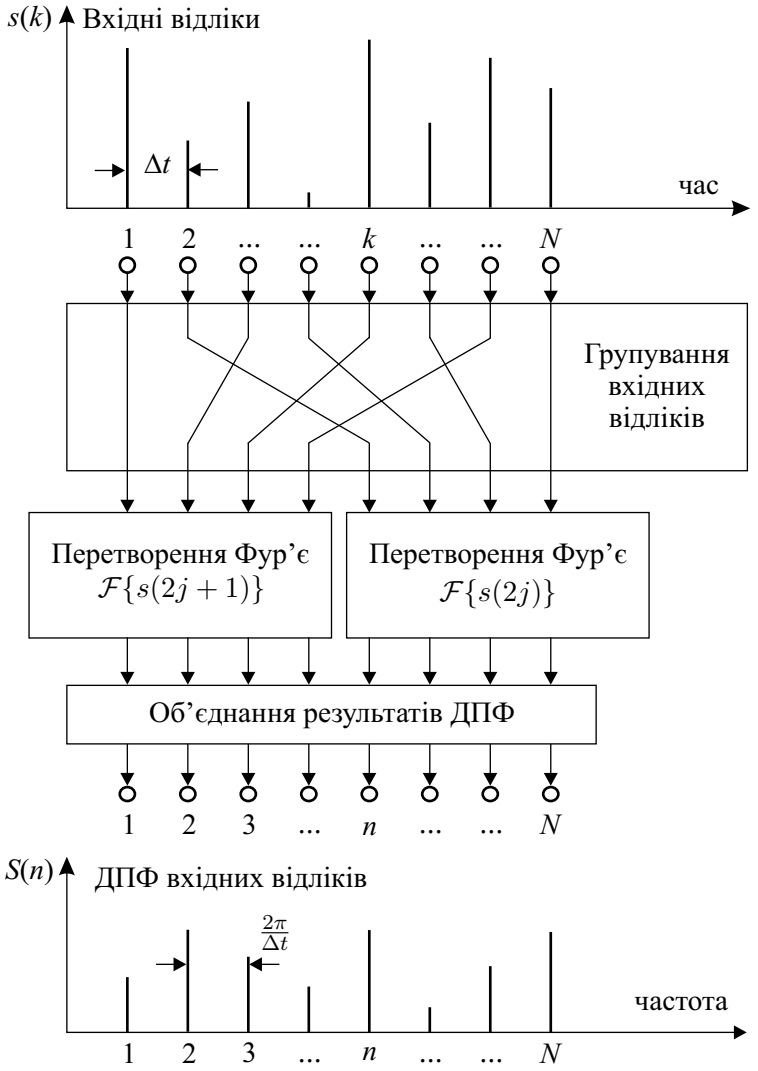


Рис. 3.3. Алгоритм швидкого перетворення Фур'є

ШПФ найзручніше виконувати, якщо $N = 2^k$ (т. зв. метод Cooley-Tukey), хоча існують й швидші алгоритми для таких чисел N, які можна розкласти на прості множники.

3.3 Цифрові фільтри

Найпопулярнішими аналоговими фільтрами є фільтри Баттерворта, Чебишева, еліптичні та Бесселя. Існує багато програм, які генерують функцію передачі відповідного аналогового фільтра, вони також добре описані в літературі. Апаратно реалізувати ці фільтри часом доволі складно, зокрема, важко забезпечити гладку частотну характеристику.

Цифрова фільтрація є потужним засобом обробки сигналів. На відміну від пасивних чи активних аналогових фільтрів, цифрові фільтри не змінюють своїх параметрів від часу, температури, напруг живлення тощо, натомість вони можуть виконувати функції, які неможливо досягти в аналоговому виконанні. Характеристики цифрового фільтру можна легко змінити програмно, тому їх широко використовують для адаптивної фільтрації, подолання луни, зменшення шуму, розпізнавання мови.

Найпростішою операцією є усереднення вхідного сигналу $s(k)$ з метою зменшення впливу шумів. Тоді вихідний сигнал $\bar{s}(k)$ розраховують як середнє значення кількох сусідніх (переважно з одного боку) відліків:

$$\bar{s}(k) = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} s(k+j), \tag{3.9}$$

де M – кількість дискретних відліків, які використовують під час усереднення.

Низькочастотний сигнал, що містить високочастотний шум, можна також поліпшити за схемою цифрової фільтрації, зображеною на рис. 3.4. Спочатку з допомогою АЦП сигнал перетворюють у цифрову форму для отримання відліків $s(k)$. Далі їх

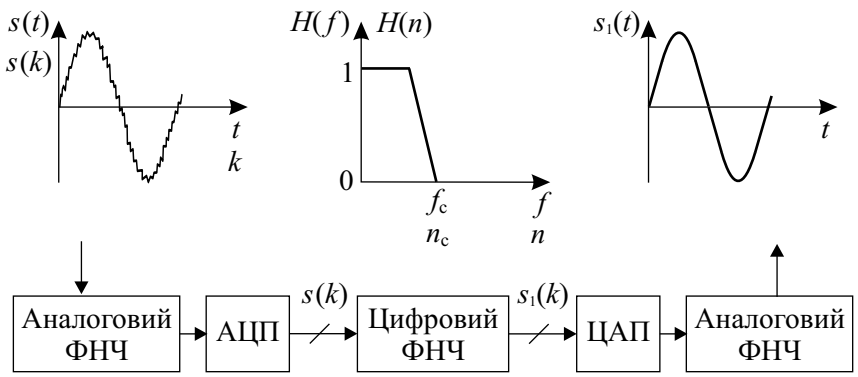


Рис. 3.4. Схема цифрової фільтрації для усунення високочастотного шуму

подають на цифровий фільтр, який тут є фільтром низьких частот і пропускає сигнали до частоти f_c. Відліки вихідних даних $s_1(k) = s(k) \circledast h(k)$ є згорткою вхідних відліків та імпульсної характеристики фільтра

$$s_1(k) = \sum_{j=0}^{n-1} s(j)h(k-j). \tag{3.10}$$

Далі з допомогою ЦАП відновлюють аналоговий сигнал, в якому рівень шуму є малим. Зауважмо, що в частотній області спектр $S_1(n)$ вихідного сигналу є добутком спектру $S(n)$ вхідного сигналу та частотної характеристики фільтра $S_1(n) = S(n)H(n)$, тобто замість інтегрування (згортки) тут маємо операцію множення.

Ідеальним фільтром низьких частот, який пропускає сигнали з частотами від 0 до n_c, є т. зв. sinc-фільтр з імпульсною характеристикою

$$h(k) = \frac{\sin(2\pi n_c k)}{k\pi}, \tag{3.11}$$

яка є оберненим дискретним перетворенням Фур'є $h(k) = \mathcal{F}^{-1}\{H(n)\}$ від частотної характеристики $H(n)$ (функції пропу-

скання на рис. 3.4) такого фільтра. Оскільки дискретна імпульсна характеристика має додатні та від'ємні значення й нескінченну довжину, її можна реалізувати програмно, обмеживши, однак, кількість часових відліків k.

Аналогічну до зображеної на рис. 3.4 схему використовують і під час цифрової обробки сигналів з іншими цифровими фільтрами. Розрізняють дві групи фільтрів: із скінченою імпульсною характеристикою та з нескінченою імпульсною характеристикою. Теоретично можна реалізувати будь-яку частотну характеристику цифрового фільтра, однак тоді потрібно використовувати нескінчену тривалість дискретної функції $h(k)$.

Під час апаратної реалізації цифрових фільтрів виникають й інші проблеми. Для роботи в реальному масштабі часу цифровий процесор має розраховувати всі кроки в програмі фільтрації за час, який менший від періоду дискретизації Δt. Навіть для звукових частот (до 20 кГц) швидкість роботи процесора набагато перевищує 1 млн. операцій за секунду. Тому серед виробів мікроелектронної техніки є спеціальні високоефективні процесори для цифрової обробки сигналів.

Оскільки цифровими фільтрами не можна вирішити всі задачі фільтрації сигналів, в сучасних системах обробки сигналів комбінують аналогові й цифрові методи (MSP) реалізації бажаної функції фільтра, використовуючи переваги аналогових і цифрових.

Порядок виконання роботи

Під час виконання завдань до лабораторної роботи використовуйте генератор сигналів різної форми на основі ПК, а також аналізатори спектрів, які працюють із звуковими картами. Існує багато комп'ютерних програм, які дають змогу перетворити кожний ПК у досконалий прилад для генерації та цифрової обробки сигналів звукової частоти.

Також у програмному забезпеченні USB-осцилографа (див. рис. 1.4) є аналогічні засоби для аналізу спектрів сигналів та побудови цифрових фільтрів із заданою частотною характеристикою.

1. За вказівками викладача вивчіть програми, які потрібні для виконання цієї лабораторної роботи. Зверніть увагу на програмні рішення для реалізації запропонованих завдань.

2. Як джерело сигналів використайте генератор на макеті (вихід `Outbuf2`). Застосуйте програмне усереднення обох каналів USB-осцилографа для усунення високочастотних шумів і порівняйте сигнали до й після застосування фільтра усереднення.

3. Виміряйте спектр прямокутних імпульсів з різним коефіцієнтом заповнення (відношення тривалості до періоду). Для цього почергово скористайтеся генератором імпульсів на ПК й USB-осцилографом (як аналізатором спектру) та генератором імпульсів на макеті (вихід `Outbuf1`) й цифровим осцилографом (як аналізатором спектру) на ПК. Порівняйте отримані частоти й амплітуди з теоретичними розрахунками для таких сигналів. Потрібні дані візьміть із літератури.

4. Аналогічні операції виконайте для пилкоподібниих сигналів. Проаналізуйте за такою ж схемою сигнал після діодного випростувача. Поясніть одержані результати.

5. Побудуйте фільтр низьких частот, для чого скористайтеся можливостями програмного забезпечення USB-осцилографа. Спробуйте відфільтрувати (усунути) високочастотні (> 200 Гц) складові з програмно створеного на мікроконтролері синусоїдального сигналу та низькочастотні (50 Гц) шуми, зумовлені впливом мережі живлення апаратури.

Лабораторна робота 4

Вивчення польових транзисторів та вимірювання їхніх характеристик

Мета роботи: виміряти статичні характеристики польових транзисторів, визначити їхні основні параметри – порогову напругу, напругу відсікання, крутизну вольт-амперної характеристики.

4.1 Типи польових транзисторів

Польовий транзистор (ПТ) – це напівпровідниковий прилад, який підсилює струм у каналі провідності та керується електричним полем. Робота польових транзисторів, на відміну від біполярних, ґрунтується на використанні тільки основних носіїв заряду в напівпровіднику. За конструкцією й технологією виготовлення ПТ можна поділити на дві групи: польові транзистори з керуючим p–n-переходом і польові транзистори з ізольованим затвором.

4.1.1 ПТ з керуючим p–n-переходом

У ПТ з керуючим p–n-переходом (ПТКП) затвор електрично відокремлений від каналу зміщеним у зворотному напрямку p–n-переходом (рис. 4.1, *а*). Канал має електронну (n-канал) чи діркову (p-канал) провідність. Електрод, з якого у канал входять основні носії заряду, називають *витоком* (Source); електрод, крізь який з каналу виходять основні носії заряду, називають *стоком* (Drain). Електрод, що слугує для регулювання струму в каналі, називають *затвором* (Gate). На електронних схемах їх позначають літерами (`в, с, з` як на рис. 4.1, *б*), причому зображення можна повертати чи дзеркально змінювати для зручнішого розташування з'єднань, але затвор завжди має бути біля витоку.

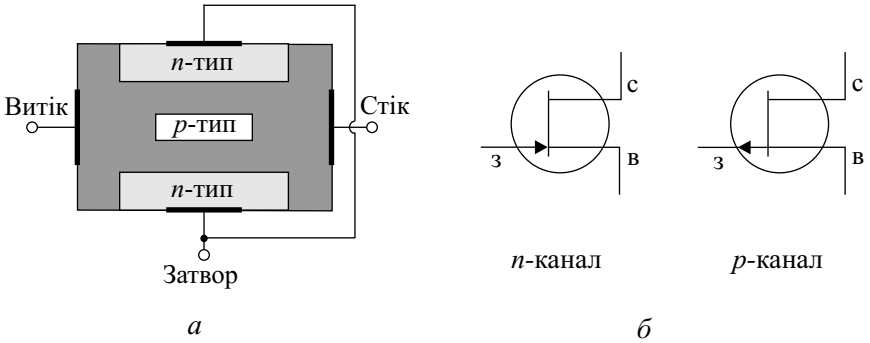


Рис. 4.1. Будова польового транзистора з керуючим p–n-переходом (а) та умовні зображення обох типів таких ПТ (*б*)

ПТ з керуючим p–n-переходом працюють тільки на збіднення каналу носіями зарядів, оскільки збільшення зворотної напруги на затворі призводить до зменшення провідності каналу. Напрям стрілки на виводі затвора вказує на тип провідності (рис. 4.1, *б*), від чого залежить і напрям протікання струму в транзисторі.

4.1.2 ПТ з ізольованим затвором

У ПТ з ізольованим затвором (ПТІЗ) електрод затвора ізольований від каналу шаром діелектрика з двоокису кремнію SiO_2, крізь який струм не протікає. Електроди витоку й стоку розташовані по обидва боки від затвора та мають добрий контакт з напівпровідниковим каналом, який може бути збідненим носіями зарядів чи збагачений ними (рис. 4.2, *а*). Коли канал збіднений, електричне поле затвора підвищує його провідність, тому канал називають *індукованим*. Якщо канал збагачений носіями, то його називають *вбудованим*, а електричне поле затвора призводить до збіднення його носіями зарядів. Отже, ПТІЗ бувають чотирьох типів: з каналом n- і p-типів, кожен з яких може мати індукований чи вбудований канал.

Умовне схематичне зображення дає інформацію про його будову (рис. 4.2). Канал ПТІЗ зображають вертикальною суцільною (коли він вбудований) чи штриховою (коли він індукований) лінією. Під прямим кутом до каналу лініями зображені два контакти – витік і стік. Паралельно до каналу вертикальною лінією позначають затвор, який завжди прямим кутом повернений до витоку. Підкладка – це електрод зі стрілкою, напрям якої вказує на тип провідності.

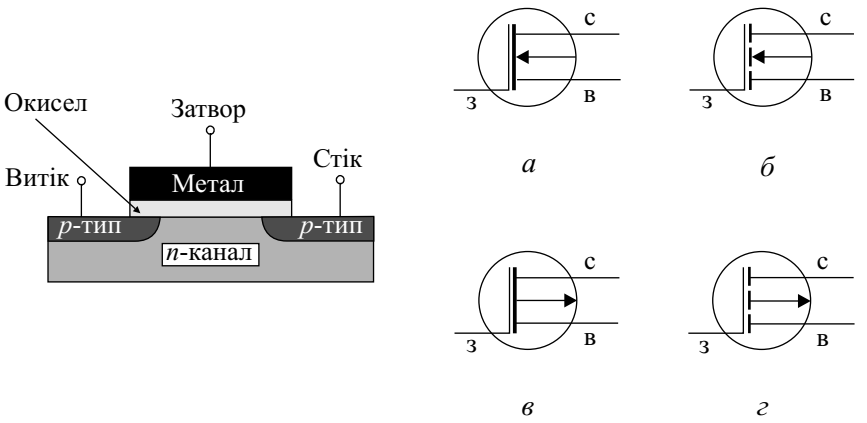


Рис. 4.2. Будова ПТ з ізольованим затвором (ліворуч) та схематичні зображення усіх чотирьох типів таких транзисторів із: *а* – вбудованим n-каналом, *б* – індукованим n-каналом, *в* – вбудованим p-каналом, *г* – індукованим p-каналом

4.2 Основні характеристики ПТ

Повний набір типів ПТ, які можна зустріти у довідниковій літературі, вичерпується шістьма різновидами. Типові характеристики передачі струму (залежності струму стоку від напруги на затворі відносно витоку) для них зображені на рис. 4.3. У верхній половині графіка розташовані характеристики ПТ з каналом n-типу,

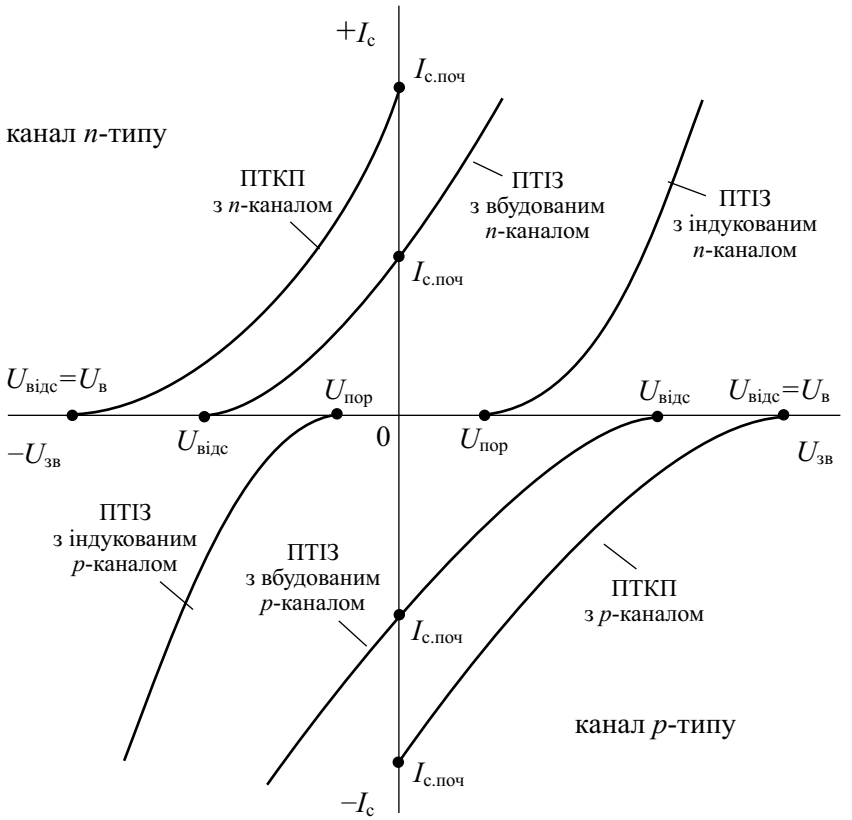


Рис. 4.3. Типові характеристики передачі струму для польових транзисторів усіх шести можливих різновидів

вони мають додатний струм при додатній напрузі на витоку. Навпаки, у нижній половині графіка розташовані характеристики ПТ з каналом p-типу, отже вони мають від'ємний струм за від'ємної напруги на витоку.

У ПТ з керуючим p–n-переходом максимальний струм $I_{\text{с. поч}}$ протікає за нульової напруги на затворі, її ж збільшення призводить до зменшення струму стоку майже до нуля за напруги відсікання $U_{\text{відс}}$. У ПТ з ізольованим затвором та індукованим

каналом при нульовій напрузі на затворі струм стоку також нульовий. Лише після досягнення деякого порогового значення $U_{\text{пор}}$ струм починає зростати.

Характеристики передачі струму ПТ з вбудованим каналом мають початковий струм $I_{\text{с. поч}}$ вже при нульовій напрузі на затворі. Такі транзистори можуть працювати як у режимі збагачення, так і в режимі збіднення. При збільшенні напруги на затворі канал збагачується і струм стоку росте, а при зменшенні – збіднюється й струм стоку меншає.

Вихідні вольт-амперні характеристики усіх ПТ подібні, відрізняючись лише напругою на затворі та полярністю інших напруг і струмів. На цих характеристиках можна виділити дві ділянки: лінійну і насичення. В лінійній ділянці ПТ використовують як опір, керований напругою на затворі, а в ділянці насичення – як підсилювальний елемент.

Опір $R_{\text{с}}$ каналу в лінійній ділянці дорівнює

$$R_{\text{с}} = \frac{U_{\text{св}}}{I_{\text{с}}} = \frac{1}{2k(U_{\text{пор}} - U_{\text{зв}})}, \tag{4.1}$$

де k – коефіцієнт, залежний від конструкції транзистора; $U_{\text{пор}}$ – порогова напруга (чи напруга відсікання), яка на рис. 4.3 відповідає точкам на вісі абсцис; $U_{\text{зв}}$ – напруга між затвором і витоком. Мінімальним опір $R_{\min} = 1/(2kU_{\text{пор}})$ стає при $U_{\text{зв}} = 0$, а при $U_{\text{зв}} \to U_{\text{пор}}$ опір каналу $R_{\text{с}} \to \infty$. Для потужних ПТ з ізольованим затвором мінімальний опір $R_{\min} \approx 0{,}05$ Ома, що дає змогу використовувати їх як електронні ключі (реле).

У ділянці насичення струм $I_{\text{с}}$ стоку ПТ дорівнює

$$I_{\text{с}} = k(U_{\text{пор}} - U_{\text{зв}})^2, \tag{4.2}$$

тобто він не залежить від напруги на стоку. Початковий струм за умови $U_{\text{зв}} = 0$ дорівнює

$$I_{\text{с. поч}} = kU_{\text{пор}}^2, \tag{4.3}$$

що дає змогу експериментально визначити для транзистора коефіцієнт k в цих формулах, вимірявши початковий струм $I_{\text{с. поч}}$ і порогову напругу $U_{\text{пор}}$.

Оскільки в ділянці насичення ПТ використовуються як підсилювальні елементи, то для оцінки їхніх властивостей вводять крутизну вольт-амперної характеристики

$$S = \frac{dI_{\text{с}}}{dU_{\text{зв}}} = 2k(U_{\text{пор}} - U_{\text{зв}}). \tag{4.4}$$

З рівняння (4.4) видно, що максимальною крутизна S буде при $U_{\text{зв}} = 0$, а при збільшенні напруги на затворі вона меншає, стаючи нульовою при $U_{\text{пор}} = U_{\text{зв}}$. Використовуючи максимальне значення крутизни $S_{\max} = 2kU_{\text{пор}}$, рівняння (4.4) можна записати й так:

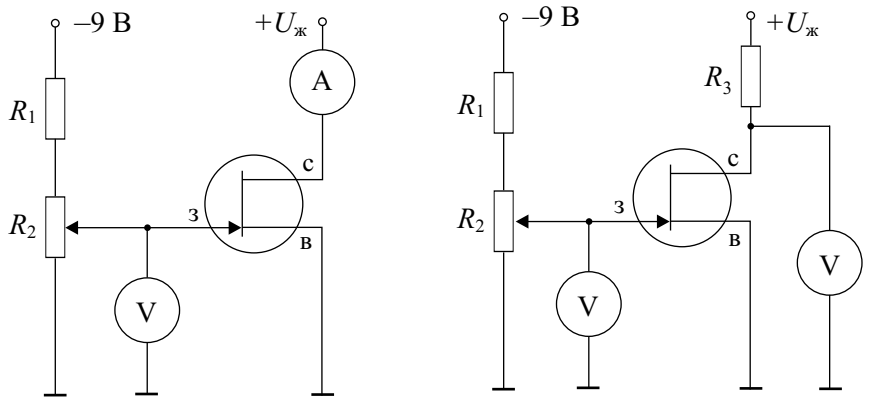
$$S = S_{\max}\left(1 - \frac{U_{\text{зв}}}{U_{\text{пор}}}\right). \tag{4.5}$$

У довідниках легко відшукати й інші параметри та характеристики ПТ, найважливішими серед яких є частотні, шумові, температурні, теплові.

Порядок виконання роботи

Для вимірювання статичних характеристик польових транзисторів слід зібрати дві схеми, які зображені на рис. 4.4. Як джерело живлення з напругою $U_{\text{ж}}$ передбачено програмований блок МВБЖ-06. Для встановлення напруги між затвором і витоком $U_{\text{зв}}$ можна скористатися подільником напруги, який складений з резисторів R_1, R_2. Знак напруги залежить від типу транзистора, зокрема, для КП303 він має бути від'ємним ($U_{\text{зв}} < 0$), що й враховано з'єднаннями на рис. 4.4, *а*.

Струм $I_{\text{с}}$ стоку можна вимірювати безпосередньо міліамперметром, як на рис. 4.4, *а*, чи розрахувати за напругою на опорі



а *б*

Рис. 4.4. Схеми вимірювання характеристик ПТ з керуючим *p–n*-переходом: початкового струму $I_{\text{с. поч}}$ стоку та порогової напруги $U_{\text{пор}}$ (а); вихідних характеристик ПТ для різних напруг $U_{\text{зв}}$ (б)

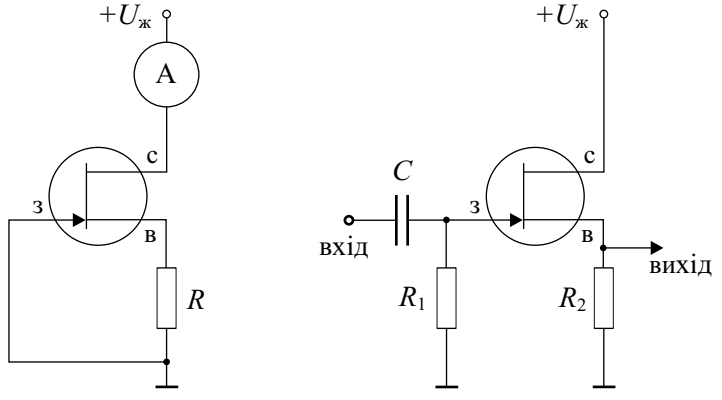
навантаження R_3 у колі стоку, як різницю між $U_ж$ і напругою $U_{\text{св}}$ на транзисторі. З рис. 4.4, *б* маємо:

$$I_{\text{с}} = \frac{U_ж - U_{\text{св}}}{R_3}. \tag{4.6}$$

Для вимірювання $U_{\text{зв}}$ замість вольтметра використайте USB-осцилограф, приєднавши один з його каналів до затвора, а для вимірювання струму стоку чи напруги на ньому – мультиметром. Запис результатів та всі розрахунки виконуйте на ПК.

1. Зберіть схему для визначення статичних характеристик (рис. 4.4, *а*). Визначіть початковий струм $I_{\text{с. поч}}$ за умови $U_{\text{зв}} = 0$. Повільно змінюючи $U_{\text{зв}}$ потенціометром R_2, знайдіть порогову напругу $U_{\text{пор}}$ (тоді $I_{\text{с}} = 0$). Виміряйте залежність $I_{\text{с}} = f(U_{\text{зв}})$.

2. Зберіть схему за рис. 4.4, *б*. Виміряйте сімейство з принаймні 4-х характеристик ПТ $I_{\text{с}} = f(U_{\text{св}})$ змінюючи напругу джерела живлення $U_ж$ від 0 до 15 В. Напругу на затворі $U_{\text{зв}}$ встановлюйте у межах від 0 до -3 В. Оскільки крутизна цих характеристик суттєво залежить від $U_{\text{св}}$, крок зміни напруги джерела $U_ж$ слід коректувати.



а *б*

Рис. 4.5. Схеми джерела сталого струму (*а*) та витокового повторювача сигналу (*б*) на основі ПТКП із *n*-каналом

3. Визначіть параметри ПТ, зокрема, крутизну S вольт-амперної характеристики для кількох значень $U_{\text{зв}}$, коефіцієнт k за формулою (4.2), напругу насичення на вольт-амперній характеристиці.

4. Побудуйте джерело сталого струму за схемою рис. 4.5, *а*. Дослідіть залежність струму $I_{\text{с}}$ від напруги $U_{\text{св}} = U_ж - I_{\text{с}}R$, змінюючи напругу $U_ж$ джерела живлення. Поясніть одержані результати.

5. Подайте сигнал частотою 1 кГц від генератора на вхід т. зв. *витокового повторювача* напруги (рис. 4.5, *б*) з $R_1 = 200$ кОм і $R_2 = 4$ кОм та порівняйте його з вихідним сигналом.

Лабораторна робота 5

Підсилювач напруги на біполярних транзисторах

Мета роботи: побудова та дослідження транзисторного підсилювача змінної напруги за схемою зі спільним емітером, вивчення методів стабілізації робочої точки транзистора.

5.1 Транзисторний підсилювач

Біполярні транзистори сьогодні є добре вивченими елементами електроніки, які можуть працювати у різноманітних режимах. Найвідоміше застосування транзисторів – це підсилення електричних сигналів. Більшість підсилювачів є багатокаскадними, причому кількість каскадів залежить від заданих величин коефіцієнтів підсилення за напругою, струмом чи потужністю. Схеми окремих каскадів можуть бути дуже різноманітними, проте їхню структуру та принцип дії можна вважати однаковими.

На (рис. 5.1, *а*) умовно зображений деякий підсилювальний елемент (ПЕ), який складається принаймні з одного транзистора. Він увімкнений в коло джерела живлення $E_ж$ послідовно з деяким опором R. ПЕ працює так, що збільшення вхідного сигналу зменшує його опір, і навпаки. Якщо прийняти залежність між вхідною напругою та струмом через ПЕ лінійною, то вихідну напругу можна знайти із простого рівняння:

$$U_{вих} = E_ж - IR, \tag{5.1}$$

Це рівняння прямої, або т. зв. *лінії навантаження* каскаду підсилення (рис. 5.1, *б*).

Коли на вході ПЕ є постійний сигнал, то у колі ($E_ж - R -$ ПЕ) протікатиме постійний струм, який за рахунок падіння напруги на опорі R призведе до появи на виході постійної напруги $U_{вих\,п}$

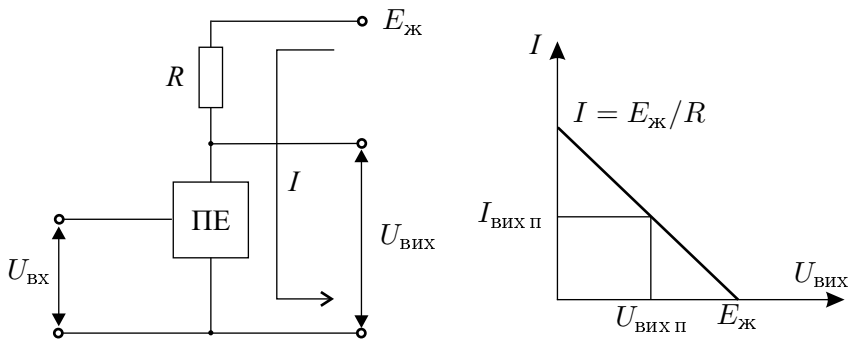


Рис. 5.1. Структура транзисторного каскаду підсилення (*а*) та графік лінії навантаження (*б*)

(рис. 5.1, б). Значення $I_{вих\,п}$, $U_{вих\,п}$ визначають т. зв. режим спокою, або *робочу точку* каскаду, тобто стан схеми за відсутності змінного сигналу на вході. Змінний сигнал на вході (наприклад синусоїдальний) зумовлює зміну опору ПЕ, а, отже, й струму, споживаного від джерела живлення.

Процес підсилення полягає у перетворенні енергії від джерела живлення постійної напруги $E_ж$ в енергію змінного струму у вихідному колі за рахунок зміни опору ПЕ. Під час роботи підсилювача у вихідному струмі виникає змінна складова, яка зумовлює утворення змінної складової вихідної напруги. Для усунення нелінійних спотворень сигналу потрібно правильно задати статичний режим, або *робочу точку* каскаду, при якому максимальна напруга і струм не перевищують допустимих для реального транзистора значень.

Транзисторні каскади підсилення проектують за схемами із спільним емітером, спільною базою чи спільним колектором залежно від того, який електрод транзистора є спільним для вхідного та вихідного електричних кіл.

5.2 Транзисторний каскад зі спільним емітером

Правильний вибір робочої точки забезпечує передачу змінного сигналу від входу на вихід з мінімальними спотвореннями. Як приклад, розгляньмо найпростіший транзисторний каскад зі спільним емітером (рис. 5.2). Конденсатори C_1 і C_2 виключають вплив опору джерела сигналу $R_г$ і опору навантаження $R_н$. Як видно з рис. 5.1, *б*, робоча точка має перебувати приблизно посередині лінії навантаження за постійним струмом. Після подання змінного сигналу вона має переміщатися по лінії навантаження не заходячи в ділянки насичення, чи відсікання, оскільки це призведе до суттєвих нелінійних спотворень сигналу.

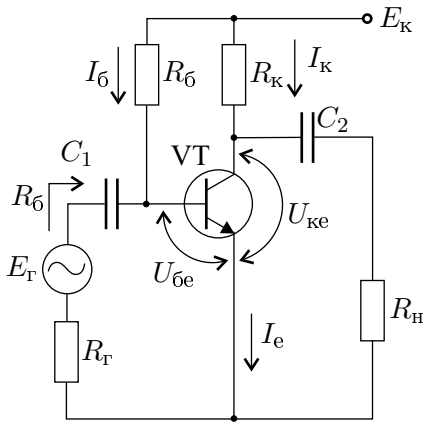


Рис. 5.2. Транзисторний каскад підсилення зі спільним емітером

Потенціал спокою колектора транзистора залежить від опору $R_к$ і змінюється згідно рівняння лінії навантаження за постійним струмом:

$$U_{ке} = E_к - I_к R_к. \tag{5.2}$$

Залежно від потрібних чи допустимих значень напруги $U_{ке}$ робочу точку вибирають так, щоб очікуваний змінний сигнал перебував

у лінійній зоні підсилення. Режим робочої точки П (рис. 5.3) задають струмом бази транзистора $I_б$, який залежить від коефіцієнта β підсилення за струмом:

$$I_б \approx \frac{I_к}{\beta}. \tag{5.3}$$

Тоді величину опору $R_б$ у схемі на рис. 5.2 можна розрахувати

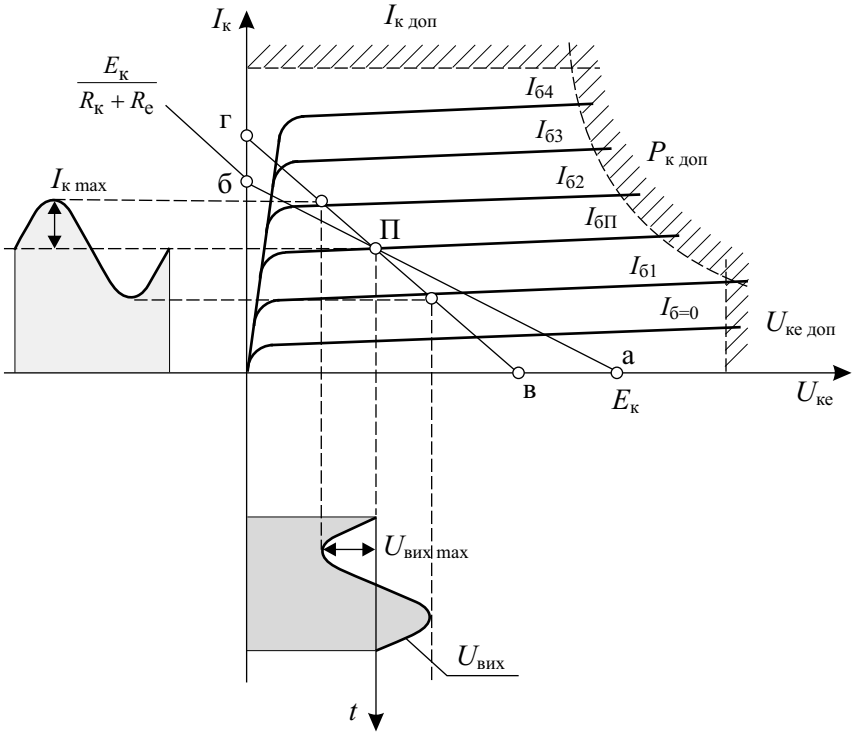


Рис. 5.3. Вольт-амперні характеристики каскаду зі спільним емітером. Пояснення позначень у тексті

за формулою

$$R_б = \frac{E_к - U_{бе}}{I_б} \approx \frac{E_к \beta}{I_к}. \qquad (5.4)$$

Для аналізу особливостей проходження через каскад змінного сигналу на вольт-амперних характеристиках будують ще й лінію навантаження для змінного струму (лінія в–г на рис. 5.3). Вона має більший нахил, ніж лінія а–б навантаження за постійним струмом, оскільки паралельно до транзистора через джерело живлення (його опір малий) ввімкнені ще й резистори $R_к$ і $R_н$.

Під час роботи напруга і струм колектора не мають заходити у заштриховану ділянку допустимих значень $U_{ке\,доп}$ та $I_{к\,доп}$. Потрібно враховувати й потужність, яка виділяється на колекторному переході, величину якої можна знайти за формулою:

$$P_к = I_к U_{ке}. \qquad (5.5)$$

Ця величина у свою чергу не може перевищувати певної допустимої для використовуваного транзистора потужності, тому лінія навантаження не має перетинати й лінію потужності $P_{к\,доп}$, яка також зображена на рис. 5.3.

5.3 Стабілізація робочої точки транзистора

Однією з головних умов одержання добрих характеристик підсилювального каскаду є стабільність робочої точки, яку важко забезпечити для схеми за рис. 5.2. Тому найчастіше використовують схеми з подільником напруги у колі бази та з опором у колі емітера (рис. 5.4).

Для стабільності робочої точки важливо, щоб зміна струму $I_б$ бази мало впливала на її напругу $U_б$. Для цього у колі бази встановлюють резисторний подільник $R_1 - R_2$, крізь який протікає струм подільника $I_п$. Слід також забезпечити умову $I_п > I_б$,

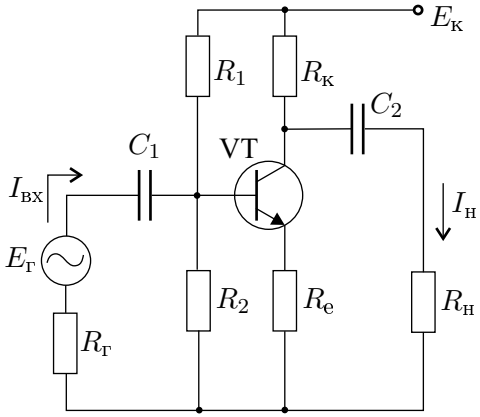


Рис. 5.4. Підсилювальний каскад з подільником напруги у колі бази

тому переважно вибирають $I_п \approx (2\text{–}5)I_б$. Резистори подільника розраховують за такими формулами:

$$R_1 = \frac{E_к - U_б}{I_п + I_б}, \qquad R_2 = \frac{U_б}{I_п} = \frac{U_{бе} + U_е}{I_п}. \qquad (5.6)$$

Опір у колі емітера $R_е$ забезпечує від'ємний зворотний зв'язок за постійним струмом, стабілізуючи роботу каскаду. Оптимальною для емітера вважають напругу $U_е \approx (0{,}1\text{–}0{,}3)E_к$, отже

$$R_е \approx \frac{U_е}{I_к}. \qquad (5.7)$$

Каскад із спільним емітером (рис. 5.4) для підсилення змінного сигналу можна замінити еквівалентною схемою (рис. 5.5).

Опори подільника R_1 та R_2 зображені ввімкненими паралельно ($R_1 \parallel R_2$), оскільки R_1 з'єднаний з виводом емітера через джерело живлення, а його вихідний опір малий. Відповідно $R_к$ і $R_н$ увімкнені паралельно між колектором і емітером транзистора. Резистори $r_б$, $r_е$ і $r_к$ є диференціальними опорами бази, емітерного й

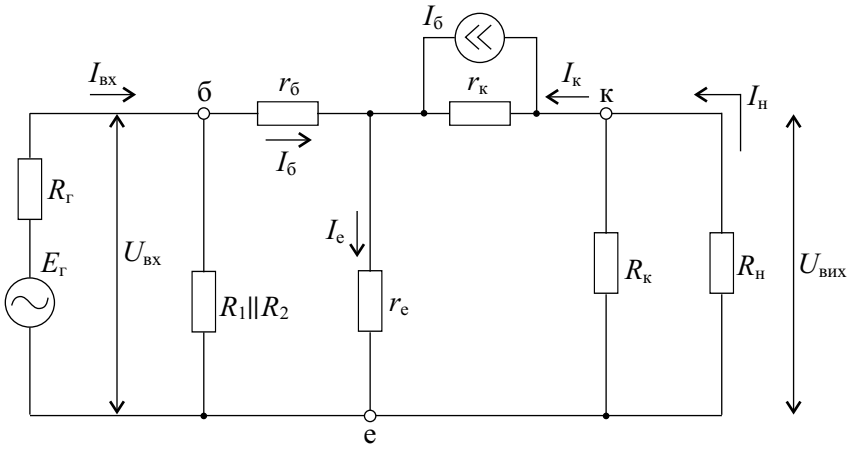


Рис. 5.5. Еквівалентна схема підсилювального каскаду зі спільним емітером

колекторного переходів відповідно, $r_{вх}$ – вхідний опір транзистора (не зображений), $I_б$ – еквівалентне джерело струму бази.

Для вхідного кола можна записати $U_{бе} = I_б r_б + I_е r_е$. Враховуючи те, що $I_е = (\beta + 1) I_б$, отримуємо:

$$U_{бе} = I_б [r_б + (\beta + 1) r_е]. \tag{5.8}$$

Коефіцієнт підсилення каскаду за струмом визначають як $K_I = I_н / I_{вх}$. З еквівалентної схеми $I_б r_{вх} = I_{вх} R_{вх}$, звідки знаходимо вхідний струм

$$I_{вх} = I_б \frac{r_{вх}}{R_{вх}} = I_б \frac{r_{вх}}{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{вх}}. \tag{5.9}$$

Для знаходження вихідного струму (струму навантаження $I_н$) використаймо вираз

$$I_н R_н = \beta I_б (r_к \parallel R_к \parallel R_н), \tag{5.10}$$

звідки

$$I_н = \beta I_б \frac{r_к \parallel R_к \parallel R_н}{R_н}. \tag{5.11}$$

Враховуючи те, що $r_к \gg R_к \parallel R_н$, для коефіцієнта підсилення за струмом знаходимо:

$$K_I = \beta \frac{R_{вх}}{r_{вх}} \frac{R_к \parallel R_н}{R_н}. \tag{5.12}$$

Отже, коефіцієнт K_I підсилення за струмом для каскаду зі спільним емітером пропорційний коефіцієнтові β підсилення транзистора й залежить від шунтуючих властивостей опорів. Для приблизної оцінки K_I можна вважати $R_{вх} = r_{вх}$, тоді

$$K_I \approx \beta \frac{R_к \parallel R_н}{R_н}, \tag{5.13}$$

тобто коефіцієнт підсилення за струмом великий, за порядком величини він дорівнює β.

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{вих}}{E_г} = \frac{I_н R_н}{I_{вх}(R_г + R_{вх})} = K_I \frac{R_н}{R_г + R_{вх}}. \tag{5.14}$$

Підставивши вираз для коефіцієнта підсилення за струмом, отримаємо

$$K_U = \beta \frac{R_к \parallel R_н}{R_г + R_{вх}}. \tag{5.15}$$

Коефіцієнт підсилення каскаду за напругою тим більший, чим вищими є коефіцієнт β транзистора й опір навантаження $R_н$ порівняно з опором вхідного кола $R_{вх}$. Якщо $R_н \gg R_к$, а $R_{вх} \approx R_е$ (такі умови переважно виконуються), то можна отримати простіший вираз. Вважаємо, що зміна струму $\Delta I_е$ емітера приблизно дорівнює зміні струму $\Delta I_к$ колектора (струм бази дуже малий), тому

$$K_U = -\frac{\Delta I_к R_к}{\Delta I_е R_е} \approx -\frac{R_к}{R_е}. \tag{5.16}$$

Тут знак “−” вказує на те, що збільшення вхідної напруги призводить до зменшення вихідної й навпаки.

Порядок виконання роботи:

Експериментальне дослідження транзисторного підсилювача змінної напруги доцільно проводити з використанням генератора, двоканального осцилографа та мультиметра. Резистори у колі бази, колектора й емітера, а також конденсатори вибирайте з елементів макета, попередньо вимірюючи їхні величини мультиметром. Напругу живлення +9 В доцільно вибрати з відповідних контактів на макеті.

1. Перевірте надані зразки *n*–*p*–*n*- та *p*–*n*–*p*-транзисторів з допомогою мультиметра, порівняйте результати з несправним транзистором, який запропонує викладач. Виміряйте коефіцієнт β підсилення за струмом обох транзисторів, використовуючи цифровий мультиметр з відповідними функціями. Поясніть схему вимірювання величини β, яку реалізовано в цьому мультиметрі.

2. На підставі даних із довідника про *n*–*p*–*n*-транзистор, який змонтований на макеті, запропонуйте оптимальні значення опорів і напруги живлення для схем підсилювача, укладених за рис. 5.2 та 5.4.

3. Зберіть схему підсилювача зі спільним емітером (рис. 5.4). За величинами опорів $R_\text{к}$ і $R_\text{е}$ оцініть, яким має бути його коефіцієнт K_U підсилення за напругою. Увімкніть живлення, виміряйте постійну напругу на колекторі та визначіть робочу точку на вольт-амперній характеристиці зібраного каскаду.

4. Подаючи невеликий ($\sim 0{,}1$ В) змінний сигнал на вхід підсилювача, виміряйте експериментально величину коефіцієнта

K_U та порівняйте її з розрахованою. Перевірте, чи різниця фаз між вхідним і вихідним сигналами дорівнює π. Поясніть цей результат.

5. Змінюючи величину $E_\text{г}$ сигналу від генератора, виміряйте залежність $K_U = f(E_\text{г})$ коефіцієнта підсилення від амплітуди вхідного сигналу. Встановіть, якою може бути максимальна вихідна напруга підсилювача. Запропонуйте спосіб її збільшення.

6. Ознайомтеся з іншими схемами на біполярних транзисторах: емітерними повторювачами, джерелами сталого струму, електронними ключами тощо. Відвідайте популярні Інтернет-сайти з транзисторної електроніки.

Лабораторна робота 6

Вивчення операційних підсилювачів

Мета роботи: ознайомитися з основними властивостями та схемами ввімкнення операційних підсилювачів, набути навичок роботи з цими аналоговими інтегральними мікросхемами.

6.1 Основні властивості та параметри операційних підсилювачів

Операційний підсилювач (ОП) – це багатокаскадний підсилювач постійного струму з диференціальним входом, який за своїми характеристиками близький до "ідеального підсилювача", тобто має нескінченний коефіцієнт підсилення за напругою; нескінченний вхідний опір; нульовий вихідний опір; нульову вихідну напругу за умови однакової напруги на обох входах ($U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$); нескінченну ширину смуги пропускання (відсутність затримки сигналу при його проходженні через підсилювач).

ОП використовують для виконання різних математичних операцій над аналоговими сигналами в електричних колах з опорами, конденсаторами, котушками індуктивності, діодами, транзисторами та іншими елементами. Звідси й походить його назва (англ. Operational Amplifier).

Вхідні сигнали $U_{\text{вх1}}$ і $U_{\text{вх2}}$ можна подавати на один із двох входів – інвертуючий (переважно він позначений знаком "$-$" чи кільцем) і неінвертуючий (позначений знаком "$+$", або й без позначень). Вхідне коло ОП побудоване за диференціальною схемою. Також є виводи для живлення і для під'єднання додаткових зовнішніх елементів (резисторів, конденсаторів), які потрібно підбирати залежно від призначення ОП. Однак контакти живлення на схемах переважно не зображають, щоб не перевантажувати рисунок несуттєвими позначеннями.

Різницеву напругу $(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) = U_{\text{д}}$ називають *диференціальним вхідним сигналом*, вона прикладена між інвертуючим і неінвертуючим входами ОП. Півсуму напруг $(U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}})/2$ називають *синфазним сигналом*. За умови $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$ вихідна напруга має дорівнювати нулеві, в реальних же ОП вона відрізняється від нульової, тому т. зв. *коефіцієнт послаблення синфазного сигналу* (його вимірюють у дБ) використовують як один із важливих параметрів ОП.

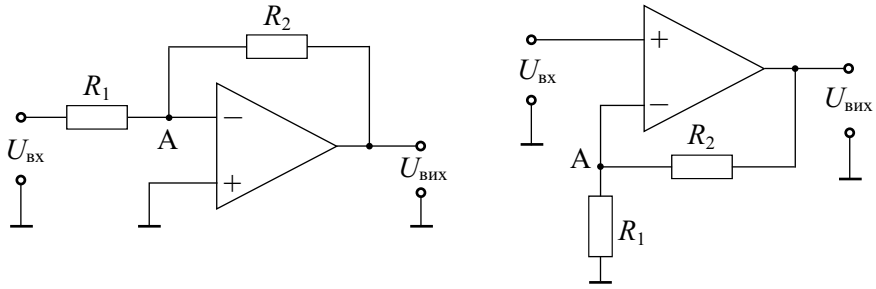
В ОП використовують глибокий *від'ємний зворотний зв'язок* (ВЗЗ, англ. Negative Feedback) – процес передачі вихідного сигналу знову на вхід так, що частина вхідного сигналу погашається. Завдяки великому власному коефіцієнту підсилення ОП це можна легко зробити. Використовують два способи увімкнення ОП – *інвертуючий* та *неінвертуючий*.

Основними параметрами ОП є: *коефіцієнт підсилення* за напругою (типові значення $10^4 - 10^5$); *напруга зміщення* (диференціальна вхідна напруга $U_{\text{д}}$, при якій $U_{\text{вих}} = 0$); *середній вхідний струм* (переважно 0,01 – 1,0 мкА); *вхідний опір* ($10^3 - 10^9$ Ом); *вихідний опір* (переважно десятки Ом). Зауважмо, що існують спеціальні ОП: прецизійні, швидкодіючі, електрометричні, великої потужності тощо, які можуть мати деякі параметри суттєво кращими від ОП загального призначення. Сьогодні ОП – це стандартні елементи, які найчастіше можна побачити в різноманітних аналогових схемах.

6.2 Схеми ввімкнення ОП

6.2.1 Інвертуючий та неінвертуючий підсилювачі

Схема інвертуючого підсилювача зображена на рис. 6.1, *а* (контакти живлення ОП не позначені). Від'ємний зворотний зв'язок забезпечує резистор R_2. Операційний підсилювач завжди підсилює диференціальну (різницеву) напругу $U_{\text{д}}$, яка прикладена безпосередньо між інвертуючим та неінвертуючим входами. Тоді, вихо-



а *б*

Рис. 6.1. Схеми інвертуючого (*а*) та неінвертуючого (*б*) підсилювачів

дячи з властивостей ОП, слід вважати потенціал точки А нульовим і за першим правилом Кірхгофа записати $I_{R1} + I_{R2} = 0$. Але $I_{R1} = U_{вх}/R_1$ та $I_{R2} = U_{вих}/R_2$, тому

$$\frac{U_{вх}}{R_1} = -\frac{U_{вих}}{R_2}, \tag{6.1}$$

звідки одержимо коефіцієнт K підсилення для інвертуючого підсилювача

$$K = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = -\frac{R_2}{R_1}, \tag{6.2}$$

причому вихідна напруга інвертована відносно вхідної.

Вхідні струми ОП дуже малі, але при підсиленні слабких сигналів вони можуть призвести до похибок підсилення. Тому доцільно у коло неінвертуючого входу вмикати резистор, що приблизно дорівнює R_1. Окрім того, для зменшення впливу вхідних струмів опір R_2 не має перевищувати кількох сотень кОм. Потрібно також враховувати вихідні опори джерел сигналів.

У схемі неінвертуючого підсилювача (рис. 6.1, *б*) резистори R_1 та R_2 утворюють подільник напруги, яким протікає однаковий струм

$$I_{R1} = I_{R2} = \frac{U_{вих}}{R_1 + R_2}, \tag{6.3}$$

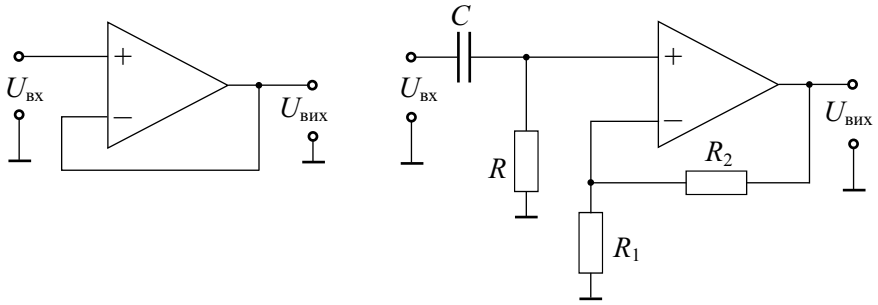
тому до інвертуючого входу ОП (точка А) прикладена напруга

$$U_A = U_{вих}\frac{R_1}{R_1 + R_2}. \tag{6.4}$$

Однак, у результаті дії від'ємного зворотного зв'язку потенціали входів приблизно рівні, тобто $U_A = U_{вх}$, звідки коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \tag{6.5}$$

Для повторення сигналу достатньо побудувати неінвертуючий підсилювач, в якому $R_1 \to \infty$, а $R_2 = 0$ (рис. 6.2, *а*). Тоді коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці. Такий підсилювач називають буферним, оскільки його вхідний опір є дуже великим (особливо тоді, коли використовувати спеціальні типи ОП), а вихідний – малий.



а *б*

Рис. 6.2. Схеми повторювача сигналу (а) та підсилювача змінної напруги (б) на ОП

Для підсилення змінної напруги можна використати схему з рис. 6.2, *б*. Невеликий вхідний струм на неінвертуючому вході забезпечує резистор R. Ланка RC утворює фільтр високих частот, тому постійну часу $\tau = RC$ вибирають такою, щоб сигнал з найнижчою робочою частотою проходив до підсилювача.

6.2.2 Диференціальний підсилювач

Окрім розглянутих прикладів ОП також використовують для побудови суматорів (для сумування кількох напруг), інтеграторів (для інтегрування вхідного сигналу за часом), диференціаторів (для диференціювання вхідного сигналу за часом), компараторів (для порівняння двох напруг), інструментальних підсилювачів (для точного вимірювання різниці двох напруг), логарифмічних і експоненціальних підсилювачів тощо.

Диференціальний підсилювач (ДП) призначений для підсилення різниці двох вхідних сигналів із заданим коефіцієнтом підсилення. Високоточні ДП називають *інструментальними*. Найпростіший ДП можна зібрати за схемою рис. 6.3. Вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ такого підсилювача є різницею двох незалежних складових, одна з яких обумовлена сигналом U_1, а друга – сигналом U_2. Отже, з рівнянь (6.2) і (6.5) отримуємо:

$$U_{\text{вих}} = U_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - U_1 \frac{R_2}{R_1}. \tag{6.6}$$

Якщо тепер забезпечити умову

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}, \tag{6.7}$$

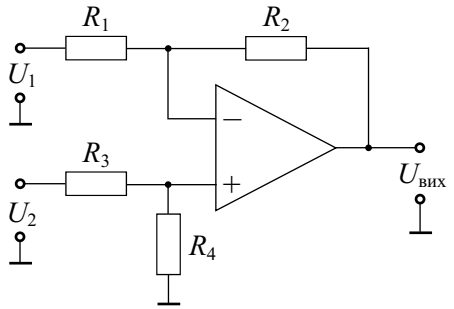


Рис. 6.3. Найпростіша схема диференціального підсилювача

то вихідна напруга завжди буде пропорційною до різниці вхідних сигналів:

$$U_{\text{вих}} = (U_2 - U_1)\frac{R_2}{R_1}. \tag{6.8}$$

Зрозуміло, що коефіцієнт підсилення такого ДП можна регулювати лише одночасно змінюючи одразу два опори (наприклад, R_2 і R_4), не порушуючи умови (6.7). Недоліком найпростішого ДП є також малий вхідний опір, це призводить до того, що його коефіцієнти підсилення для сигналів U_1 та U_2 залежать від внутрішніх опорів джерел цих сигналів, які ввімкнені послідовно з R_1 і R_3.

Поліпшити характеристики ДП можна, якщо між кожним джерелом сигналів і входом увімкнути повторювач. Два таких повторювачі сигналів виконуватимуть функції буферів, у результаті вхідний опір ДП зросте, а вихідні опори джерел сигналів перестануть впливати на коефіцієнт його підсилення.

Порядок виконання роботи:

Для вивчення операційних підсилювачів доцільно ознайомитись з довідниковим матеріалом, оскільки номенклатура ОП сьогодні величезна. Найвідоміші світові виробники електронної техніки випускають досконалі зразки цих мікросхем, які задовольняють найрізноманітнішим потребам. ОП виготовляють у вигляді інтегральних мікросхем, тому їхні габарити, вага та вартість не набагато перевищують аналогічні показники для звичайного транзистора.

Більшість ОП працює з двохполярним живленням, тому під час роботи особливо слід зважати на правильне їхнє ввімкнення. Використовуйте для цього напругу ±9 В. Мікросхеми слід монтувати на панелі, а провідники, резистори, джерела сигналів під'єднувати додатково.

1. Складіть схему за рис. 6.4, увімкніть живлення та, повільно повертаючи змінний резистор, спостерігайте за поведінкою вихідного сигналу. Перевірте, чи можна встановити вихідну

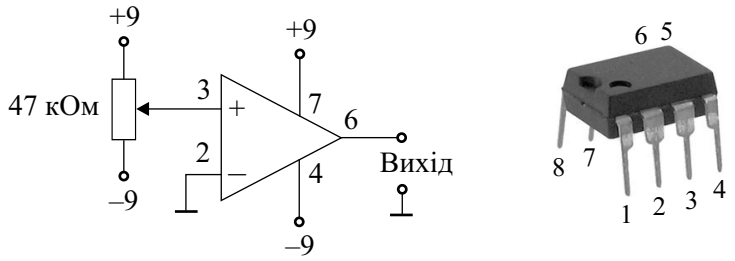


Рис. 6.4. Схема випробування розімкнутого (без від'ємного зворотного зв'язку) ОП та позначення виводів на корпусі dip-8

напругу ОП нульовою. На підставі спостережень зробіть висновки щодо властивостей операційного підсилювача.

2. Зберіть інвертуючий підсилювач за рис. 6.1, *а*. Величини опорів R_1 та R_2 узгодьте з викладачем. На вхід подайте сигнал від генератора (ЗК чи з макету) амплітудою $\sim 0{,}1$ В. Отримайте на цифровому осцилографі вхідний та вихідний сигнали, визначте коефіцієнт підсилення, порівняйте його числове значення із розрахованим за формулою (6.2).

3. Змінюючи частоту генератора від 100 Гц до 4 кГц, прослідкуйте, чи залежить коефіцієнт підсилення та фаза вихідного сигналу від частоти.

4. Зберіть схему неінвертуючого підсилювача за рис. 6.1, *б* з тими ж опорами R_1 та R_2. Виконайте аналогічні вимірювання й спостереження. Порівняйте коефіцієнти підсилення для обох схем. Якщо вони відмінні, то поясніть, чому?

5. Подайте вхідний сигнал частотою 1 кГц через опір 100 кОм та 1 МОм. Спробуйте оцінити вхідний опір підсилювача.

6. Перевірте роботу ОП, як повторювача напруги, виконавши для цього потрібні з'єднання за рис. 6.2, *а*. Поясніть, для чого потрібні повторювачі напруги.

Лабораторна робота 7
Дослідження приладів оптоелектроніки

Мета роботи: вивчити особливості використання світлодіодів та найпоширеніших перетворювачів оптичного сигналу в електричний – фотодіодів. Виміряти їхні вольт-амперні характеристики, порівняти режими роботи.

7.1 Світловипромінювальні діоди

Світлодіод (СД), або світловипромінювальний діод – це напівпровідниковий прилад, який випромінює некогерентне світло, коли крізь нього пропускати електричний струм. Спектр випромінювання СД залежить від хімічного складу напівпровідника.

Добре випромінюють переважно прямозонні напівпровідники типу $A^{III}B^{V}$ (наприклад, GaAs чи InP) і $A^{II}B^{VI}$ (наприклад, ZnSe чи CdTe). Змінюючи склад напівпровідників, можна створювати СД для різних довжин хвиль від ультрафіолету (GaN) до середнього інфрачервоного діапазону (PbS). Для кожного прямозонного напівпровідника можна вказати приблизно довжину хвилі $\lambda_{\max}$ (у мкм) максимуму спектральної смуги, в якій випромінюватиме виготовлений на його основі СД:

$$\lambda_{\max} \approx \frac{1{,}239}{E_g}, \tag{7.1}$$

де E_g – ширина (в еВ) забороненої зони активного (випромінюючого) шару напівпровідника. Перший СД видимого діапазону виготовив 1962 р. американський фізик українського походження Микола Голоняк.

Властивості p–n-переходу СД є такими ж, як і в звичайного напівпровідникового діода. При пропусканні електричного струму в прямому напрямку потенціальний бар'єр меншає, внаслідок

чого в p-ділянку увійде додаткова кількість електронів, а в n-ділянку – дірок. Таке дифузійне введення неосновних носіїв називають інжекцією. Носії заряду – електрони та дірки рекомбінують, випромінюючи фотони. Дифузійний струм I, обумовлений рекомбінацією, описують виразом

$$I = (I_n + I_p)\left[\exp\left(\frac{eU}{kT}\right) - 1\right], \qquad (7.2)$$

де $I_n = eD_n n_p/L_n$; $I_p = eD_p p_n/L_p$; $D_n(D_p)$ – коефіцієнт дифузії електронів (дірок); $L_n(L_p)$ – дифузійна довжина електронів (дірок); $n_p(p_n)$ – концентрація рівноважних електронів (дірок) в p-(n-)ділянці.

Переважно лише одна з ділянок p–n-структури ефективно випромінює світло, тому інжекцію доцільно мати односторонньою. В деяких напівпровідниках високий коефіцієнт інжекції носіїв в одну з ділянок p–n-переходу можна забезпечити різницею в рухливості електронів і дірок. Зокрема в GaAs більшу рухливість мають електрони.

Кардинальне вирішення проблеми односторонньої інжекції дають *гетеропереходи* – контакти двох різних напівпровідників (наприклад, GaAs та $Al_{0,3}Ga_{0,7}As$). Їх використовують для створення потенціальних ям для електронів і дірок в шаруватих напівпровідникових структурах (*гетероструктурах*). Наявність потенціальних бар'єрів у гетероструктурах при зміщенні p–n-переходу в прямому напрямку сприяє односторонній інжекції носіїв струму з широкозонного матеріалу у вузькозонний.

Зонна діаграма (енергетична схема) подвійної гетероструктури зображена на рис. 7.1. Всередині напівпровідника з більшою шириною забороненої зони (AlGaAs) є тонкий (кілька десятих долей мікрона) шар напівпровідника з меншою шириною забороненої зони (GaAs). E_c – край зони провідності, E_v – край валентної зони, F_n та F_p – рівні Фермі для електронів і дірок, відповідно. Незаштрихована частина рисунка між кривими E_v і F_p зображає

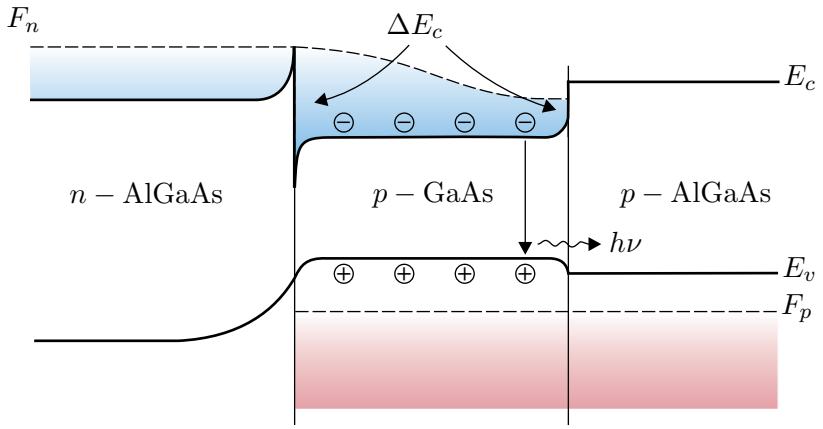


Рис. 7.1. Подвійна гетероструктура AlGaAs–GaAs–AlGaAs, яку використовують у сучасних СД

ділянку, заповнену дірками, заштрихована частина між кривими E_c і F_n – ділянку, заповнену електронами. З n-шару AlGaAs електрони інжектуються у тонкий p-шар GaAs, де вони рекомбінують з дірками. Потенціальні бар'єри перешкоджають електронам і діркам проникати в інші ділянки за межі активного шару.

Сучасні технології дають змогу одержувати широкий набір матеріалів для виготовлення напівпровідникових СД (табл. 7.1), які випромінюють світло в широкому діапазоні довжин хвиль – від інфачервоного до ультрафіолетового, перекриваючи видиму ділянку.

Напівпровідникові світлодіоди – майже точкові джерела світла з площею кристала (0,25×0,25)–(0,5×0,5) мм^2. Кристал покривають опуклим або плоским пластмасовим ковпачком з потрібними розмірами. Така конструкція забезпечує фокусування випромінювання в потрібному тілесному куті 5 – 45°. Металевий тримач кристала відводить тепло від активної ділянки.

СД споживають невелику потужність: при напрузі 2 – 4 В і струмові 10 – 30 мА електрична потужність перебуває в межах від

Таблиця 7.1. Напівпровідникові структури $A^{III}B^{V}$, які використовують для створення СД з різними кольорами свічення

Колір, діапазон	Довжина хвилі, нм	Активний шар
Інфрачервоні	760 – 1450	GaAs, GaAlAs(P)
Червоні	670	InGaAlP, GaP, GaAlAs
Оранжеві	620	InGaAlP, GaP
Жовті	585	InGaAlP, GaP
Зелені	540	InGaN, GaP
Зелено-сині	510	InGaN
Блакитні	470	InGaN
Сині	450	InGaN
Фіолетові	420	InGaN
Ультрафіолетові	210 – 400	GaAlN, AlN

20 до 120 мВт. Для отримання великих світлових потоків десятки й сотні СД об'єднують у світлові панелі.

На відміну від лазерів, СД – це джерела спонтанного випромінювання, їхні спектральні "лінії" мають помітну ширину: на рівні половини максимальної інтенсивності вона складає 20 – 50 нм, що відповідає середній тепловій енергії (kT) електронів. СД сьогодні використовують у різноманітних фотоелектричних пристроях; в оптронах; у волоконно-оптичних лініях зв'язку; компактних системах освітлення.

7.2 Напівпровідникові детектори оптичного випромінювання

Фотодіод (ФД) – це оптоелектронний прилад для перетворення енергії оптичного випромінювання в електричну енергію, який має структуру напівпровідникового діода. Робота ФД ґрунтується на явищі внутрішнього фотоефекту. Використовують два види

внутрішнього фотоефекту: фотогальванічний ефект (в напівпровідниках з p–n-переходом – фотодіодах, фототранзисторах, фототиристорах тощо) і ефект фотопровідності (в однорідних напівпровідниках – фоторезисторах). Для внутрішнього фотоефекту, так само як і для зовнішнього, існує червона межа $\lambda_{гр}$ – довгохвильова границя спектральної чутливості матеріалу. За умови $\lambda > \lambda_{гр}$ фотоефект неможливий.

Якщо концентрація акцепторів в p-області дорівнює концентрації донорів в n-області, електронно-дірковий перехід є симетричним. В приймачах випромінювання найчастіше використовують несиметричні переходи, коли ступені легування p- і n-областей різні.

Для ФД важливим параметром є квантова ефективність η – відношення кількості падаючих квантів світла до кількості утворених пар носіїв зарядів, які є носіями фотоструму $I_{ф}$. Вона безпосередньо пов'язана із чутливістю S, оскільки фотострум дорівнює

$$I_{ф} = SP = e\frac{\eta P}{h\nu}, \tag{7.3}$$

де e – заряд електрона; P – потужність оптичного випромінювання, яке падає на ФД; $h\nu$ – енергія кванта світла. Квантова ефективність ФД є доволі високою, в деяких випадках вищою від 95%, але вона сильно залежить від частоти світла ν (чи довжини хвилі λ). Тому однією з найважливіших для ФД є спектральна характеристика чутливості $S(\lambda)$. Виготовлені з кремнію ФД добре сприймають світло в діапазоні 400 – 1100 нм з максимумом чутливості біля 750 нм.

У p–i–n-фотодіодах між ділянками p та n розташований додатково нелегований або мало легований i-шар. Товщину цього шару вибирають достатньо великою для того, щоб поглинання світла відбувалося переважно в ньому. Оскільки в i-шарі вільні носії відсутні, при зворотному зміщенні p–n-переходу вся прикладена напруга падатиме саме на i-шарі. Генеровані світлом носії в

цьому шарі розділятимуться сильним електричним полем і фотовідгук таких діодів буде швидшим.

7.3 Характеристики фотодіодів

Для забезпечення високої чутливості до випромінювання потрібно, щоб у ФД дифузна складова фотоструму була мінімальною. Тому ФД працює цілком без джерела напруги (фотогальванічний режим, рис. 7.2, *а*), або при зворотній зовнішній напрузі $U_{зв}$ (фотодіодний режим, рис. 7.2, *б*). У загальному ж випадку (для довільної полярності джерела напруги U) струм ФД описують виразом:

$$I = I_ф - I_{pn} = I_ф(P) - I_0\left[\exp\left(\frac{eU}{kT}\right) - 1\right], \qquad (7.4)$$

де $I_ф(P)$ – фотострум, зумовлений дією світла потужністю P; I_{pn} – струм p–n-переходу; I_0 – тепловий струм p–n-переходу. Для різних потужностей світла P цей вираз задає сімейство вольт-амперних характеристик ФД (рис. 7.3, *а*). Квадрант I – це не робоча ділянка для ФД, тут прямий струм p–n-переходу набагато більший від фотоструму ($I_{pn} \gg I_ф$). Квадрант III — це робоча фотодіодна ділянка. В широкому діапазоні зворотних напруг фотострум майже не залежить від напруги U і опору навантаження.

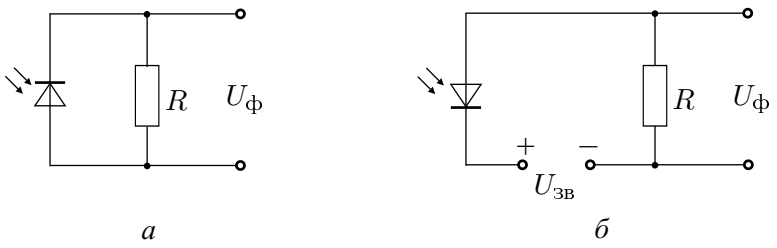


Рис. 7.2. Схеми ввімкнення ФД у фотогальванічному (*а*) та фотодіодному (*б*) режимах

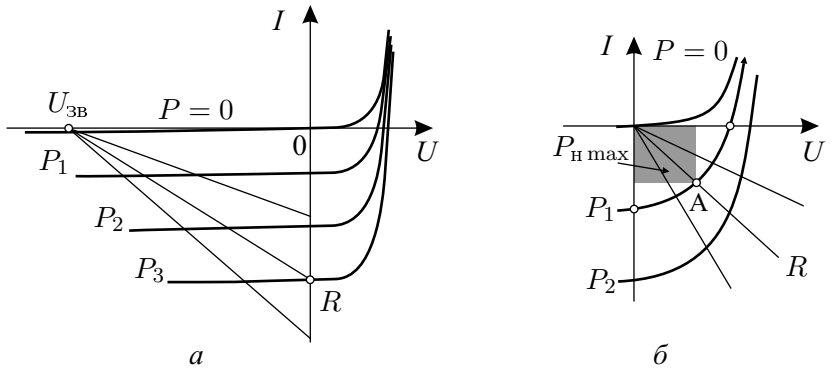


Рис. 7.3. Сімейство вольт-амперних характеристик ФД для різних рівнів потужностей падаючого світла $P_1 < P_2 < P_3$ і для $P = 0$ (а) та вольт-амперні характеристики ФД у фотогальванічному режимі (б). Пояснення позначень у тексті

Вольт-амперна характеристика резистора навантаження R є прямою лінією, рівняння якої має такий вигляд:

$$U = U_{зв} - I_ф R, \qquad (7.5)$$

де $U_{зв}$ – величина зворотної напруги. Оскільки ФД і резистор навантаження з'єднані послідовно, крізь них протікає однаковий струм. Його можна визначити за точкою перетину вольт-амперних характеристик ФД і резистора в квадранті III. Отже, в фотодіодному режимі для заданої потужності P випромінювання ФД є джерелом струму $I_ф$, величина якого майже не залежить від параметрів зовнішнього кола.

Квадрант IV відповідає фотогальванічному режимові роботи ФД (рис. 7.3, *б*). Точки перетину вольт-амперних характеристик з віссю напруг відповідають значенням фото-е.р.с. або напругам холостого ходу ($R \to \infty$). Тоді з виразу (7.4) легко одержати напругу на p–n-переході, яка дорівнює фото-е.р.с.

$$\mathcal{E} = \frac{e}{kT}\ln\left(1 + \frac{I_ф}{I_0}\right). \qquad (7.6)$$

Точки перетину вольт-амперних характеристик з віссю струмів відповідають струмам короткого замикання ($R = 0$). Проміжні значення опору R навантаження визначаються прямими лініями, які для різних R виходять з початку координат під різними кутами. Для заданого струму можна вибрати оптимальний режим роботи ФД в фотогальванічному режимі, коли на опорі виділятиметься найбільша електрична потужність. Для світлового потоку P_1 оптимальному режимові відповідає лінія навантаження R (площа заштрихованого прямокутника з вершиною в точці A буде найбільшою – рис. 7.3, *б*). Для кремнієвих ФД за умови оптимального навантаження на фотодіоді (опорі навантаження) напруга $U = 0{,}35 - 0{,}4$ В.

Порядок виконання роботи:

Вольт-амперні та світлові характеристики вимірюють за стандартними схемами. Для цього потрібні джерела світла (напівпровідникові світлодіоди) та джерела напруги, а також принаймні один вимірювальний прилад (цифровий вольтметр).

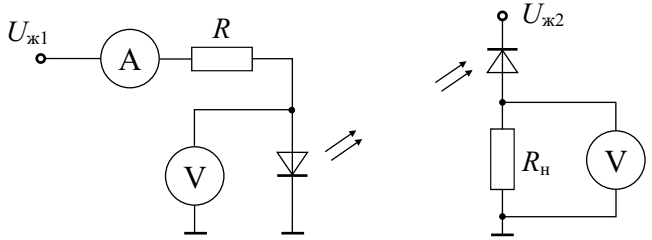


Рис. 7.4. Схема вимірювання вольт-амперних та світлових характеристик приладів оптоелектроніки

Згідно рис. 7.4 силу струму крізь p–n-перехід СД можна знайти як $I_{сд} = U_R/R$, де U_R – напруга на опорі. Інтенсивність свічення СД лінійно залежить від сили струму, який протікає через його p–n-перехід. Отже, для побудови деяких графіків замість інтенсивності (потужності випромінювання) СД можна відкладати струм $I_{сд}$ як відносні одиниці.

Силу струму крізь ФД також можна розрахувати за формулою $I_{фд} = U_{Rн}/R_н$ (рис. 7.4), а напруга на ньому $U_{фд} = U - U_{Rн}$.Отже, вимірюючи напруги $U_{ж1}$, $U_{ж2}$, U_R, $U_{Rн}$ та використовуючи ці прості вирази, легко побудувати вольт-амперні характеристики цих двох оптоелектронних приладів.

1. Ознайомтеся з конструкціями СД і ФД, які потрібно дослідити, та з програмним забезпеченням, підготовленим для виконання лабораторної роботи. Запишіть основні параметри приладів.

2. Складаючи схеми для вимірювання, пам'ятайте про полярність основних елементів електричного кола (СД та ФД). Відповідні позначення знайдіть у довіднику, також скористайтеся авометром чи мультиметром для встановлення найменування контактів.

3. Виміряйте вольт-амперну $I_{сд} = f(U_{сд})$ характеристику СД, для чого увімкніть СД послідовно з опором R, джерелом регульованої напруги $U_{ж1}$ та міліамперметром. Осцилографом (як вольтметром) вимірюйте падіння напруги U_R на опорі. Побудуйте залежність струму $I_{сд}$ від напруги на ньому. Визначіть, якою є напруга $U_{сд}$ для струму 10 мА.

4. Виміряйте вольт-амперні характеристики фотодіода $I_{фд} = f(U_{фд})$ для різних рівнів потужності (фактично струму $I_{сд}$) світла, яке падає на його чутливу ділянку. Тут замість вольтметра використайте мультиметр, а регульовану напругу $U_{ж2}$ отримуйте від блока МВБЖ-06.

5. Опрацюйте результати за допомогою відповідних програм. Побудуйте світлову характеристику $I_{фд} = f(I_{сд})$ для певної робочої зворотної напруги. Визначіть оптимальний опір навантаження ФД для фотогальванічного режиму.

Лабораторна робота 8

Оптрони – елементи гальванічної розв'язки

Мета роботи: вивчити будову та схеми використання оптронів, виміряти коефіцієнт передачі струму, порівняти різні типи оптопар.

8.1 Визначення та класифікація оптронів

Оптронами називають оптоелектронні прилади з конструктивно поєднаними джерелом і приймачем випромінювання, між якими реалізований оптичний чи електричний зв'язок. Термін оптрон є скороченням відповідної англійської назви "optical-electronic device". Однак в англомовній літературі цей прилад називають інакше: opto-isolator, optical isolator, optocoupler.

Розвиток технології отримання ефективних світловипромінюючих діодів і досконалих швидкодіючих кремнієвих фотоприймачів із p–n-переходами (фотодіодів і фототранзисторів) сприяв створенню елементної бази сучасної оптронної техніки. Сьогодні виробництво оптронів у світі є швидко прогресуючою галуззю електронної техніки, яка суттєво доповнює традиційну мікроелектроніку.

Практичне застосування отримали оптрони, у яких є прямий оптичний зв'язок від джерела світла до фотоприймача, але переважно відсутні всі види електричного зв'язку між ними. Оптрони використовують для гальванічного розділення електричних кіл (передавання сигналу без передавання напруги), для безконтактного керування і захисту. Деякі стандартні електричні інтерфейси для обміну інформацією між ПК і периферійними пристроями передбачають обов'язкове застосування оптронів.

На принципі оптрона побудовані також інфрачервоні пульти керування, оптичні системи введення цифрової інформації,

атмосферно-оптичні та волоконно-оптичні лінії передачі аналогових і цифрових сигналів.

Залежно від ступеня інтеграції розрізняють оптопари (елементарні оптрони) та оптоелектронні інтегральні схеми, які мають в одному корпусі одну чи кілька оптопар із додатковими компонентами, наприклад, підсилювачами. Окрім того, існують оптрони із закритим оптичним каналом та з відкритим оптичним каналом.

Основним випромінювачем для оптронів є світлодіод. Тип фотоприймача визначає назву оптрона: резисторний, діодний, транзисторний, тиристорний тощо (рис. 8.1).

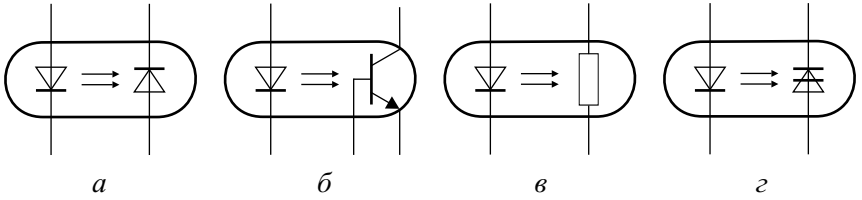


Рис. 8.1. Найпоширеніші оптопари: діодна (*а*), транзисторна (*б*), резисторна (*в*), тиристорна (*г*)

8.2 Перетворення енергії в оптроні

Основним параметром, який характеризує передачу сигналу від входу оптопари до її виходу, є коефіцієнт k_I передачі за струмом – відношення струму $I_{\text{вих}}$ на виході до вхідного струму $I_{\text{вх}}$:

$$k_I = I_{\text{вих}}/I_{\text{вх}}. \tag{8.1}$$

Типове значення k_I складає від 10 до 50 %, але може досягати 2000 % у випадку використання фототранзисторів з великим підсиленням.

Залежність $I_{\text{вих}} = f(I_{\text{вх}})$, яку називають характеристикою передачі, переважно нелінійна. Найвищу лінійність забезпечують

резисторні та діодні оптрони, тому їх частіше використовують в аналогових схемах. В імпульсних та цифрових схемах лінійність передачі сигналу не обов'язкова.

Швидкодію оптопари можна характеризувати часом перемикання $t_{\text{пер}}$ або граничною частотою $f_{\text{гр}}$. Найвища частота сигналу, який можна передати оптроном, визначається переважно внутрішньою його конструкцією, зокрема, роботою фотоприймача. Типові оптрони з фотодіодом мають пропускну здатність 10 МГц, а з фототранзистором значно меншу 200–300 кГц. Добротність Q, яку визначають з відношення

$$Q = k_I / t_{\text{пер}}, \tag{8.2}$$

є майже сталою величиною, оскільки спроба збільшення k_I призводить до збільшення часу перемикання і навпаки.

Для керування потужними високовольтними колами використовують ключові оптрони, основним параметром яких є комутаційна добротність

$$Q_{\text{ком}} = P_{\text{ком}} / P_{\text{вх}}, \tag{8.3}$$

де $P_{\text{ком}}$ – максимальна потужність, яку може комутувати оптрон; $P_{\text{вх}}$ – вхідна керуюча потужність. Найкраще для таких цілей підходять тиристорні оптрони.

8.3 Деякі застосування оптронів

Оптрони з відкритим оптичним каналом мають повітряний прошарок між випромінювачем і приймачем (рис. 8.2). Така конструкція дає змогу керувати оптичним потоком і застосовувати їх для побудови сенсорів наявності чи переміщення об'єктів, стану поверхні, швидкості переміщення тощо. Найвідомішими пристроями з такими оптронами стали комп'ютерні маніпулятори (миші), у першому поколінні яких переважали механічні деталі із 2-ма або навіть 4-ма діодними оптопарами.

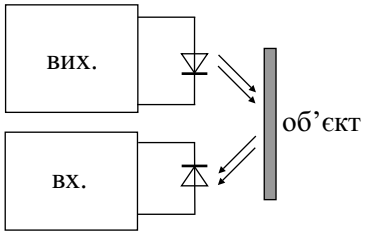


Рис. 8.2. Схема оптрона з відкритим оптичним каналом для виявлення об'єкта чи детектування його краю

Сучасні оптичні миші – це високотехнологічні оптоелектронні прилади, оснащені освітлювачем (лазером чи світлодіодом), нескладною відеосистемою та ефективним мікроконтролером. Напрям і величину зміщення миші по поверхні визначають шляхом математичного аналізу зображення поверхні, яке утворене на відеосенсорі розсіяним світлом (рис. 8.3). Розділення перевищує 150 дискретних позицій на сантиметр, а швидкість руху маніпулятора може досягати 30 см/с.

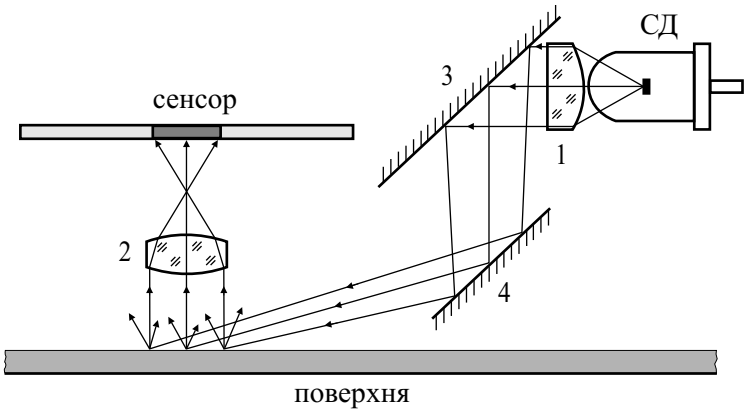


Рис. 8.3. Схема оптичної миші, яка працює за принципом оптрона з відкритим каналом. 1,2 – фокусуючі лінзи; 3,4 – дзеркала; СД – світлодіод

Зворотний зв'язок у деяких оптронах використовують для контролю вхідного сигналу й забезпечення роботи електричного кола світлодіода, зокрема, для компенсації його нелінійності та впливу температури. Такі оптрони мають по два фотоприймачі в одному корпусі. Аналогічна схема у напівпровідникових лазерах слугує поліпшенню стабільності їхніх характеристик.

У блоках живлення сучасних електронних приладів первинні ланки прямо під'єднані до мережі 220 В, 50 Гц, тому їхній безпосередній зв'язок із вторинними ланками неможливий, а сигнал регулювання напруги від вторинної ланки на первинну часто передає оптрон.

У мультиметрах, якими програмно керують від персональних комп'ютерів, зокрема в UT70C, передбачено обмін інформацією з ПК через інтерфейс RS232C з оптронною розв'язкою і швидкістю 9600 біт/с.

Цифровий інтерфейс музичних інструментів MIDI (Musical Instrument Digital Interface) є двонаправленим послідовним асинхронним інтерфейсом з частотою передачі 31,25 кбіт/с, в якому передбачена оптронна гальванічна розв'язка між передавачем і приймачем. Цей інтерфейс є стандартом для зв'язку комп'ютерів, синтезаторів, записуючих і відтворюючих приладів, мікшерів та інших електронних музичних пристроїв.

Оптрони з відкритим оптичним каналом є основою систем захисту периметрів важливих об'єктів, безконтактного блокування дверей, ліфтів, коридорів тощо. Вони спрацьовують після переривання модульованих інфрачервоних променів, вирізняються надійністю, функціонують від акумуляторних батарей, які заряджають сонячні елементи.

Порядок виконання роботи

Один із найпоширеніших сьогодні оптронів – транзисторна оптопара K1010, вмонтована на лабораторному макеті, тому її параметри легко вимірювати наявними на ньому засобами. Джерелом світла в оптроні є світловипромінювальний діод з GaAs, від властивостей якого залежать характеристики пристрою. Максимальна напруга на ньому не має перевищувати 1,4 В, а сила струму, відповідно, 50 мА.

Ознайомтеся з довідниковими даними на цей прилад, які надасть викладач. Знайдіть максимально допустимі параметри оптрона, зокрема, вихідний струм та напругу між колектором і емітером. Для вимірювань зберіть схему за рис. 8.4, звертайте увагу на правильне ввімкнення анода й катода та колектора й емітера. Їхні позначення на макеті допоможуть уникнути помилок. Базу фототранзистора на схемах часто не зображають, оскільки, на відміну від звичайного біполярного транзистора, тут її не вмикають у коло, а використовують лише контакти колектора й емітера.

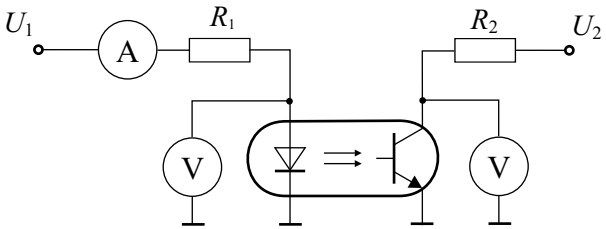


Рис. 8.4. Електрична схема вимірювання параметрів та характеристик транзисторної оптопари

Силу струму у вхідному колі вимірюйте міліамперметром, вмикаючи його послідовно з опором R_1. Як джерело постійної напруги U_1 для вхідного кола виберіть ЦАП на макеті (вихід `outbuf1`), правила використання якого вже відомі. Оскільки максимальна напруга на цьому виході дорівнює 6,6 В, а на світлодіоді вона не має перевищувати 1,4 В, то для обмеження максимальної сили струму до 50 мА величина опору не має бути меншою від $R_1 = (6{,}6 - 1{,}4)/0{,}05 \approx 100$ Ом.

Так само й для вихідного кола з джерелом напруги U_2 від програмно керованого блока виберіть опір $R_2 = 1$ кОм, обмеживши тим самим максимальний вихідний струм оптрона на рівні 25 мА. Для розрахунку струму колектора у вихідному колі використайте формулу

$$I_к = (U_2 - U_{ке})/R_2, \tag{8.4}$$

причому точне числове значення R_2 виміряйте мультиметром. Відліки напруги U_2 знімайте за показами індикатора на блоці живлення.

1. Отримайте вольт-амперну характеристику $I_{сд} = f(U_{сд})$ світлодіода. Напругу U_1 змінюйте від 0 до 6 В, струм $I_{сд}$ вимірюйте міліамперметром, а напругу $U_{сд}$ на світлодіоді осцилографом.

2. Увімкніть мультиметр на вимірювання напруги $U_{ке}$ між колектором і емітером у вихідному колі оптрона так, як зображено на рис. 8.4. Для кількох числових значень вхідного струму світлодіода (5, 10, 20, 30 мА) виміряйте залежності струму $I_к$ колектора від напруги $U_{ке}$.

3. Побудуйте відповідні графіки. Для фіксованої напруги $U_{ке} = 5$ В отримайте коефіцієнт k_I передачі за струмом за формулою (8.1), приймаючи $I_{вх} = I_{сд}$ та $I_{вих} = I_к$.

4. Подайте на вхід оптрона сигнал від генератора П-подібних імпульсів. Порівняйте вхідний та вихідний сигнали оптрона за їхніми осцилограмами. Поясніть отриманий результат.

5. Використовуючи мережу Інтернет, відшукайте приклади використання оптронів: в системах дистанційного інфрачервоного керування апаратурою, оптичних сенсорах, приладах читання штрих-кодів тощо.

Лабораторна робота 9

Моделювання електричних кіл з допомогою пакету Electronics Workbench

Мета роботи: вивчення найпопулярнішої програми з укладання, моделювання й відлагодження радіоелектронних схем. Аналіз транзисторного підсилювача.

9.1 Програмний комплекс Electronics Workbench

Electronics Workbench (EWB) є програмним забезпеченням для розробки, моделювання, тестування й відлагодження електричних кіл. EWB підтримує стандартний набір компонентів: резистори, конденсатори, індуктивності, керовані лінійні та нелінійні джерела сигналів, діоди, тиристори, різні транзистори, операційні підсилювачі, цифрові інтегральні схеми, світлодіоди, цифрові індикатори, плавкі запобіжники, лампи розжарювання, реле тощо. Є механізм створення нових елементів користувачем.

EWB має широкий набір приладів: мультиметри (для вимірювання постійної та змінної напруги й струму, опору); двопроменеві осцилографи (регулюється підсилення каналів, частота розгортки, передбачені сигнали синхронізації); вимірювачі частотних характеристик (Bode Plotter); генератори аналогових і цифрових сигналів; цифровий логічний аналізатор і логічний перетворювач. На схемі можна розмістити тільки по одному з приладів кожного типу.

У програмному комплексі передбачена робота не тільки з ідеальними елементами, але й з реальними, зокрема можна імітувати різні шуми, похибки вимірювань, що максимально наближає створену модель до реальної.

Інтерфейс користувача складається із стрічки меню, панелі інструментів і робочої панелі. Меню має стандартні компоненти

для роботи з файлами (File), редагування (Edit), роботи з колами (Place), аналізу схем (Simulate), роботи з вікнами (Window), файлами довідок (Help) тощо. Панель інструментів містить "швидкі кнопки", що мають аналоги в меню, набору радіоелектронних аналогових і цифрових деталей, індикаторів, елементів керування та інструментів.

9.2 Створення схем в EWB

Моделювання в EWB передбачає три етапи: створення схеми; вибір і під'єднання приладів для вимірювання і контролю; ввімкнення й аналіз параметрів процесів, що протікають в створених колах.

Найчастіше схему укладають засобами розташування та редагування реальних, віртуальних, ідеальних елементів на робочій ділянці. Величезний набір таких елементів містить база даних EWB. Потрібний для створення схеми символ переносять з каталога на робоче поле програми з допомогою маніпулятора миші. Далі використовують контекстне меню (воно виникає після натискання правої кнопки) для редагування властивостей елемента (компоненти).

Подвійне натискання лівої кнопки миші відкриває діалогове вікно, в якому змінюють опір резистора, ємність конденсатора, тип транзистора тощо. У більшості випадків можна вибрати параметри реальних (існуючих як вироби) елементів різних виробників. Позначення та схематичні зображення багатьох з них не відповідають вітчизняним стандартам, тому існують додаткові бібліотеки для EWB, які частково нівелюють цю проблему.

Провідники (Wire), шини (Bus) дають змогу завершити укладання схеми. Слід враховувати, що до виводу елемента можна приєднати лише один провідник, для побудови розгалужених кіл використовують місця з'єднання (Junction). Всі провідники на схемі автоматично розташовуються горизонтально чи вертикально. Передбачають контрольні точки (Connectors) для приладів. Осцилограф чи аналізатор логічних сигналів доцільно приєднувати до схеми кольоровими провідниками, оскільки тим самим вибирають колір осцилограми.

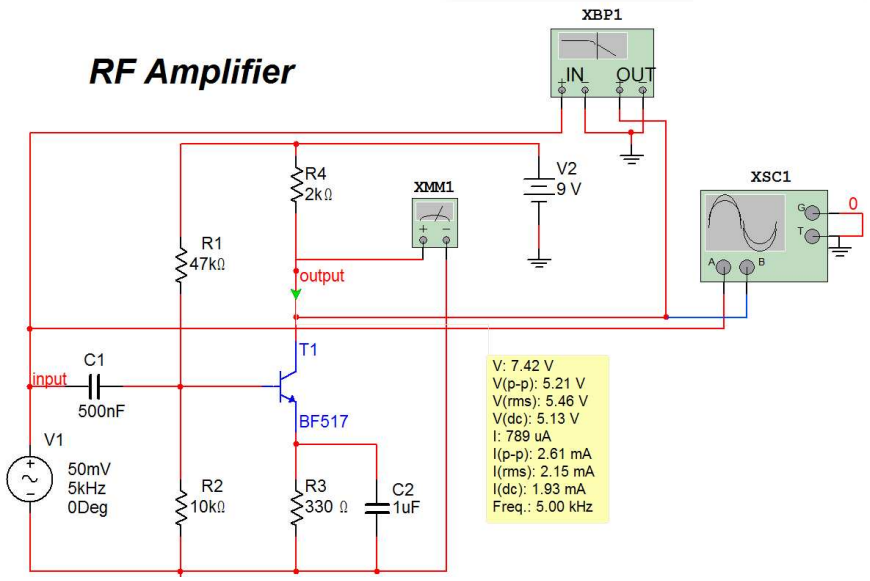


Рис. 9.1. Схема транзисторного підсилювача змінного сигналу, яка укладена в середовищі Multisim EWB

Як приклад, на рис. 9.1 зображена частина робочого вікна зі схемою підсилювача на основі реального транзистора BF517. Джерелом змінної напруги з амплітудою 50 мВ і частотою 5 кГц є генератор V1. Резистори R1, R2 утворюють подільник напруги у колі бази, а R3 та R4 задають робочу точку транзистора. Конденсатор C1 усуває вплив вихідного опору генератора на струм бази, а C2 корегує частотну характеристику підсилювача, оскільки він увімкнений паралельно з резистором R3, і його опір залежить від частоти.

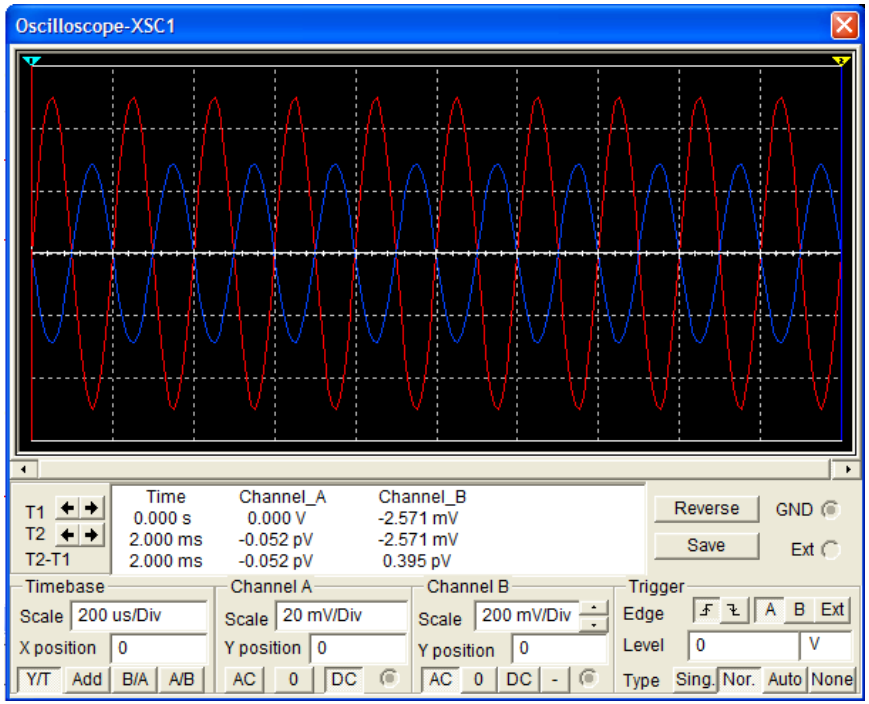


Рис. 9.2. Вікно осцилографа після ввімкнення процесу симуляції схеми (Simulate→Run). Зображені осцилограми вхідного та вихідного сигналів. Видно відмінності їхніх амплітуд і фаз

Напруга живлення дорівнює 9 В, а параметри сигналів для контрольної точки `output` виведені на робочу панель за допомогою відповідного інструмента. Окрім того, до схеми під'єднаний вольтметр постійної напруги XMM1, осцилограф XSC1 та вимірювач частотної і фазово-частотної характеристик XBP1. Спостерігати осцилограми, АЧХ, ФЧХ та вимірювати напруги й струми можна лише після ввімкнення схеми (`Simulate→Run`).

У вікні осцилографа (рис. 9.2), яке можна отримати після подвійного натискання лівою кнопкою миші на робочій панелі, ви-

дно осцилограми вхідного та вихідного сигналів. Їхні кольори є різними й відповідають кольорам провідників, що підведені до осцилографа. Передбачені всі традиційні для цього приладу налаштування та перемикання. Курсори на екрані, які також пересувають за допомогою миші, вказують на числові значення напруг обох каналів (вісь Y) і час (вісь X). Можна також зберегти осцилограму як файл, а згодом її відтворити.

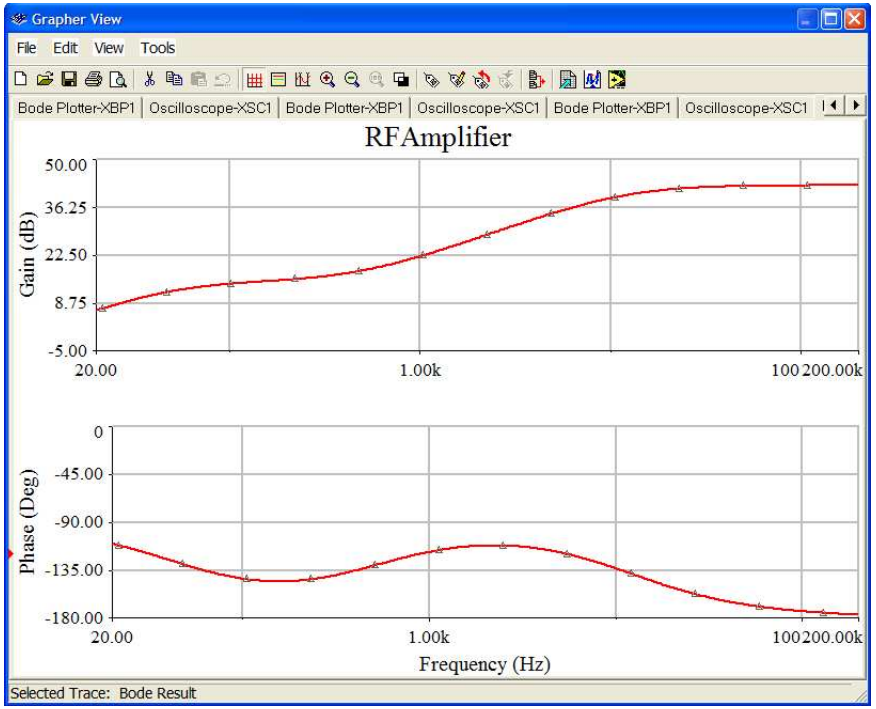


Рис. 9.3. Вікно `Grapher View` для виведення графічної інформації про параметри досліджуваної електронної схеми. Зображені АЧХ та ФЧХ транзисторного підсилювача з рис. 9.1

Для запису результатів досліджень зручно також використовувати вікно відображення графічної інформації (рис. 9.3), яке

активізують у меню (`View`→`Grapher`). Вибираючи закладки на вікні `Grapher View` можна аналізувати будь-який із графіків, які були отримані упродовж усього процесу налагодження схеми, порівнювати їх, зберігати у відповідному форматі, відкривати попередньо збережені, слідкуючи тим самим за змінами властивостей схеми у процесі моделювання.

На етапі моделювання можна додавати чи видаляти елементи, змінювати їхні параметри, приєднувати прилади до інших точок на схемі. Після таких змін потрібно знову активувати електричне коло. Якщо у ньому передбачені змінні резистори, конденсатори, котушки індуктивності, то їхні величини можна змінювати не припиняючи роботи схеми, але слід пам'ятати, що тоді зростає похибка у розрахунках.

Порядок виконання роботи:

Демонстраційна версія середовищ Electronics Workbench інстальована на ПК кожного робочого стола. Детальніше про застосування цього пакету та особливості роботи з ним можна прочитати в лабораторії, чи скористатись доступом до Інтернету. Документація в електронному форматі доволі велика за об'ємом, тому її неможливо описати в методичному виданні до лабораторного практикуму.

1. Запустіть Electronics Workbench та ознайомтеся з головним меню програми. Перегляньте зразки готових схем, які збережені у відповідній папці ПК. Підготуйте новий файл для роботи. Отримайте від викладача завдання на укладання схеми.

2. Перенесіть потрібні елементи для заданої викладачем схеми на робоче вікно. Вибирайте розділи інструментів з меню `Place`: `Main, Basic, Power Source Components, Signal Source Components, Analog Components, Measurement Components` тощо.

3. Контакти елементів з'єднайте та розташуйте їх для отримання заданої вам схеми. Додайте вузли (розгалуження) за потребою. Натисканням правої кнопки миші можна дістати швидкий доступ до простих операцій над положенням елементу, таким як обертання (rotate), розвертання (flip), копіювання тощо.

4. Проставте потрібні для кожного елемента властивості, зокрема, й числові значення. Для цього потрібно двічі клацнути мишею на елементі та відредагувати потрібні величини у новому вікні.

5. Коли схема зібрана, натисніть кнопку `Run` (меню `Simulate`) ввімкнення живлення на панелі інструментів. Виправте можливі помилки на схемі, про які повідомлятиме програма.

6. Проаналізуйте схеми, використовуючи інструменти індикації. Візуалізація терміналу здійснюється подвійним натисканням клавіші миші на елементі. У разі потреби можна користуватися кнопкою Pause.

7. Проведіть доступні для такої схеми аналізи в розділі меню `Analyses`. Збережіть результати у графічному форматі.

8. Порівняйте розрахункові дані, отримані під час моделювання схеми транзисторного підсилювача із експериментальними результатами вивчення такого ж підсилювача під час виконання лабораторної роботи № 5. Сформулюйте висновки для звіту.

Лабораторна робота 10
Робота із програмою LabVIEW

Мета роботи: вивчення популярної програми зі створення віртуальної комп'ютерної лабораторії для фізичних вимірювань й контролю за протіканням фізичних процесів.

10.1 Віртуальна лабораторія для вимірювань

LabVIEW (англ. Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) – це середовище для створення та виконання програм, які укладені на спеціальній графічній мові програмування фірми National Instruments (NI) із США. LabVIEW використовують у системах збору й опрацювання даних під час складних багатоканальних вимірювань, а також для керування технічними об'єктами і технологічними процесами.

Програми, які створені в LabVIEW, називають віртуальними приладами (ВП), оскільки за виглядом і функціями вони імітують реальні прилади (осцилографи, мультиметри, генератори тощо). Кожна така програма складається з двох частин: передньої панелі, яка задає зовнішній вигляд віртуального приладу (інтерфейсна панель) та панелі блок-схеми, що описує логіку роботи ВП.

Віртуальні прилади можуть стати складовими частинами для побудови інших віртуальних приладів. Передня панель віртуального приладу містить засоби вводу-виводу: кнопки, перемикачі, індикатори, регулятори, шкали, табло тощо. Їх використовують для керування ВП, а також іншими ВП для обміну даними між ними.

Блок-схема задає алгоритм дій і одночасно є початковим текстом ВП, у якому за допомогою спеціальної мови розробляють початковий код віртуального інструменту у вигляді окремих графічних піктограм і зв'язків між ними.

Така побудова вимірювальної системи з використанням графічної оболонки LabVIEW надає певні переваги під час програмування та практичного використання ВП, зокрема:

- відносна простота й доступність, оскільки програма на LabVIEW є графічною схемою-малюнком (без єдиного рядка тексту), тому немає потреби вивчати мову програмування;
- наочність (розмаїта й потужна графіка): програмна оболонка LabVIEW містить універсальні засоби візуалізації даних. Засоби оболонки LabVIEW є добре оснащеною вимірювальними приладами лабораторією;
- простота відлагоджування: контроль роботи програм на LabVIEW проводять однією кнопкою, а далі на схемі відображаються всі вхідні та вихідні дані для кожного елементу схеми;
- актуальність і перспективи: сьогодні більшість програм, пов'язаних з лабораторними вимірюваннями та експериментами створюють на LabVIEW, причому часто не програмістами, а самими дослідниками, які часто не є фахівцями з програмування.

Останні версії LabVIEW мають дуже зручний інструмент для розробки додатків – інтерактивні віртуальні експрес-прилади, готові модулі (фактично – підпрограми), призначені для опрацювання й аналізу даних для більшості типових застосувань. Процес розробки ВП включає:

1. Розташування регуляторів та індикаторів на передній панелі ВП. Для цього з функціональної панелі Controls (її викликають з головного меню) вибирають об'єкт потрібного типу й зовнішнього вигляду і встановлюють в потрібному місці на передній панелі. При цьому його розмір, колір, опис і назву можна надалі змінювати.

2. Додавання потрібних для прикладного завдання структур і функцій на блок-схемі. Для цього з панелі Functions вибирають відповідні структури та функції, піктограми яких розташовують на панелі блок-схеми.

3. З'єднання регуляторів, індикаторів, констант, функцій тощо на блок-схемі за допомогою ліній (дротів).

10.2 Створення віртуального приладу в LabVIEW

Розгляньмо типову процедуру створення у LabVIEW простого ВП. Після запуску програми слід у першому ж вікні вибрати опцію New→ Blank IV. На екрані відкриються дві частково накладені одна на одну панелі. Їх розміщають симетрично без накладання одна на одну комбінацією клавіш Ctrl+T (рис. 10.1). Вікно з сірим тлом є передньою панеллю (Front panel). Однак оскільки саме на ній формується графічний інтерфейс програми, називатимемо

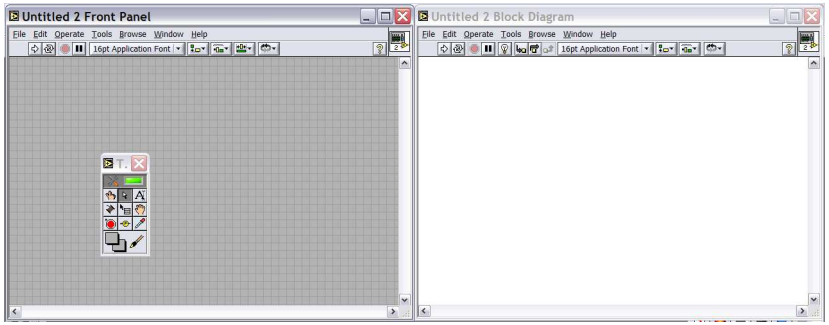


Рис. 10.1. Віртуальний прилад: передня, інтерфейсна панель (ліворуч) та панель побудови блок-схеми апаратури – два основних вікна, з якими працюють у середовищі LabVIEW

її надалі *інтерфейсною панеллю*. Вікно з білим тлом є панеллю побудови блок-схеми (Block Diagram Panel). У ньому створюють графічний код, тобто програму без єдиного слова текстового коду.

Універсальну палітру інструментів Tools (яка має однаковий вигляд для інтерфейсної панелі та панелі блок-схеми) викликають через головне меню (`Window→Show Controls`). За потреби через головне меню можна викликати панель Controls (`Window→Show Controls Palette`). Однак її зручніше викликати натисканням правої кнопки миші на панелі. Можна помітити, що вигляд панелі Controls залежить від того, з якої робочої панелі її викликати.

Переважно віртуальний прилад має виконати математичні операції над числами, які задаватимуться віртуальними перемикачами, регуляторами чи надходити від реальних приладів.

Для програмування цих операцій на інтерфейсній панелі (з сірим тлом) викликають функціональну панель Controls (рис. 10.2). На ній вибирають Numeric Controls – це набір графічно оформлених полів для числового введення даних. Далі з набору вибирають елемент Numeric Control і встановлюють його на інтерфейсну панель. LabVIEW автоматично створить його еквівалент на панелі блок-схеми. Доцільно підписати цей елемент ВП як "Число 1". Аналогічно вводять ще три числових поля, підписуючи їх "Число 2", "Число 3", "Число 4" (рис. 10.3).

Аналогічно за допомогою функціональної панелі `Controls→Numeric Indicators` створюють два поля Numeric Indicator для

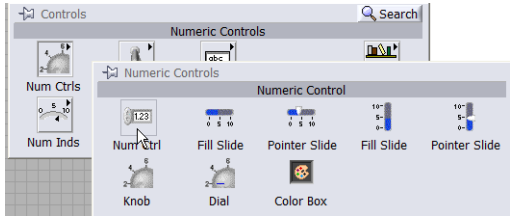


Рис. 10.2. Функціональна панель Controls для оформлення інтерфейсу ВП

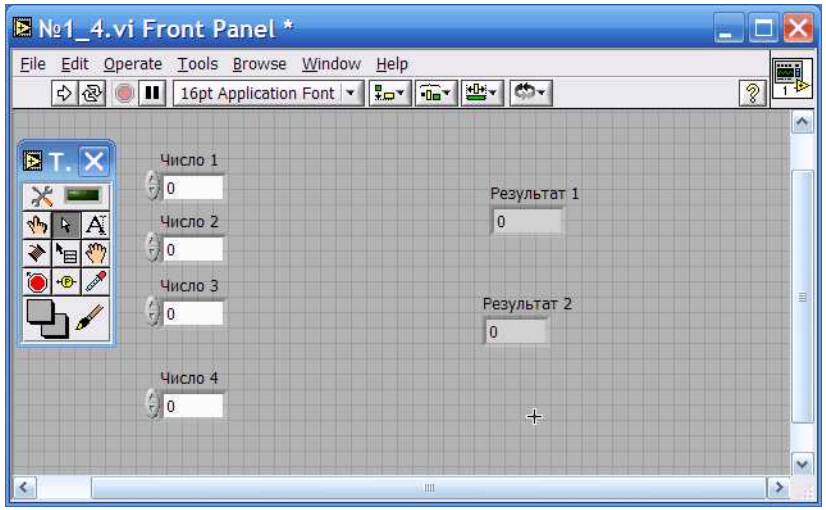


Рис. 10.3. Вигляд інтерфейсної панелі з полями для введення чисел та виведення результатів

виведення результатів. На рис. 10.3 вони зображені як “Результат 1” та “Результат 2” .

Для програмування алгебраїчних операцій над числами використовують функціональну панель Functions для блок-схеми і розташовують потрібні іконки математичних операцій (наприклад, додавання та множення). Залишається лише з’єднати елементи блок-схеми віртуальними дротами котушки (Writting Tool), що розташована на інструментальній панелі Tools. Для цього підводять котушку до піктограми “Число 1” на панелі побудови блок-схеми. На піктограмі LabVIEW підсвітить червоним кольором контакти, до яких можна під’єднати віртуальні дроти.

З’єднавши усі поля для введення даних та виведення результатів з іконками математичних операцій, одержимо схему, зображену на рис. 10.4. Програма готова, хоч жодного запису операторів, як у звичайних мовах програмування, проводити не треба.

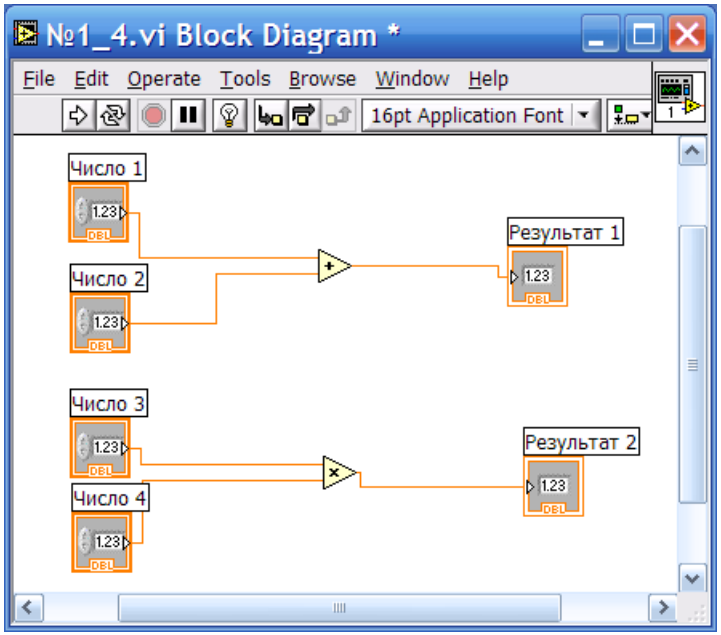


Рис. 10.4. Блок-схема ВП, який виконує математичні операції над числами

Кнопкою циклічного запуску запускають програму на виконання. Змінюючи значення у полях “Число 1”, ..., “Число 4”, можна одразу спостерігати результати у полях “Результат 1” та “Результат 2”. Зупиняють програму натисканням кнопки “Abort Execution” . Збережений файл програми матиме розширення “.vi” (Virtual Insrument).

LabVIEW має потужний графічний інтерфейс, який дає змогу легко змінювати зовнішній вигляд елементів введення та виведення за допомогою контекстного меню. Різні маніпуляції з графічними об’єктами (кнопками, ручками, дисплеями, перемикачами тощо), такі як зміна їхніх властивостей, вигляду, режимів робо-

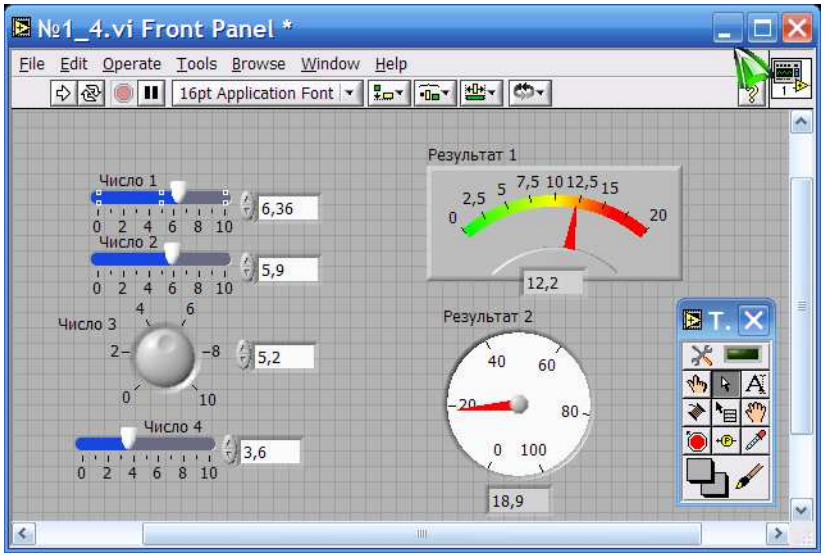


Рис. 10.5. Інтерфейсна панель після змін зовнішнього вигляду елементів введення та виведення інформації

ти, точності та інших параметрів, здійснюють натисканням правої кнопки миші на потрібному об'єкті. Тому легко отримати результат, подібний до зображеного на рис. 10.5.

Помістивши на інтерфейсну панель ще один елемент – екран шляхом Controls (`Graf→Waweform Chart`), отримують можливість відображати графічну залежність результатів від часу. Встановлюють зв'язок між одним із результатів (наприклад, "Результатом 2") та екраном за допомогою котушки Writting Tool. Поміщають фрагмент програми, як показано на рисунку рис. 10.6, у цикл While-Loop (аналог циклу "While" традиційних мов програмування) через функціональну панель `Functions→Structures`.

Спостерігати результати зручно, якщо вони відображаються на екрані з певною затримкою у часі. Для цього потрібно вставити в цикл з функціональної панелі `Functions→Time→Dialog` еле-

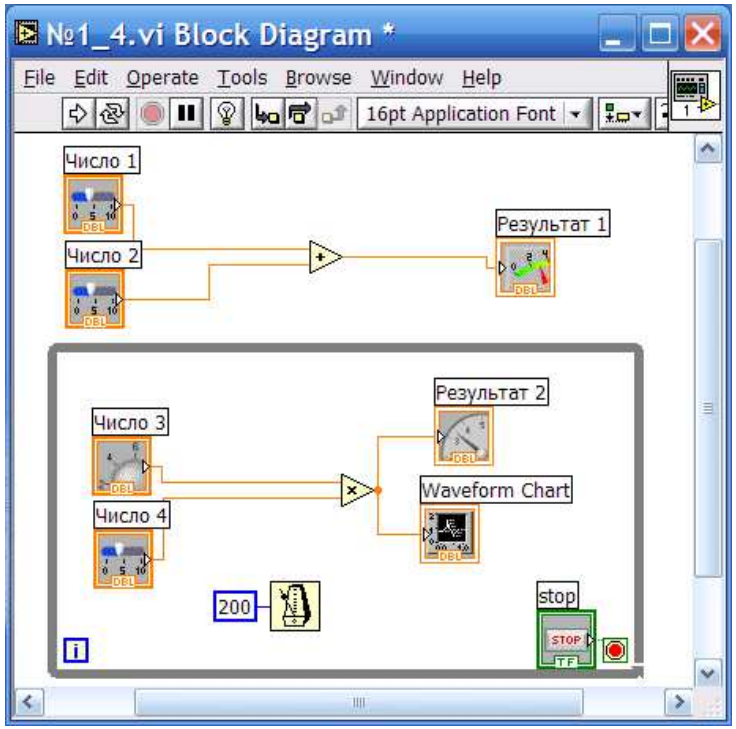


Рис. 10.6. Блок-схема для циклічного виконання фрагменту програми ВП і відображення результату на графіку

мент Wait Until Next ms Multiple. Для елемента слід створити константу, що відповідає затримці (`Create→Constant`). Увівши з клавіатури значення константи "200", отримують затримку часу на 200 мс.

Приклад графічного оформлення програми в LabVIEW для USB-осцилографа, описаного в лабораторній роботі №1, зображено на рис. 10.7. Його можна змінювати під час роботи осцилографа та редагування інтерфейсної панелі.

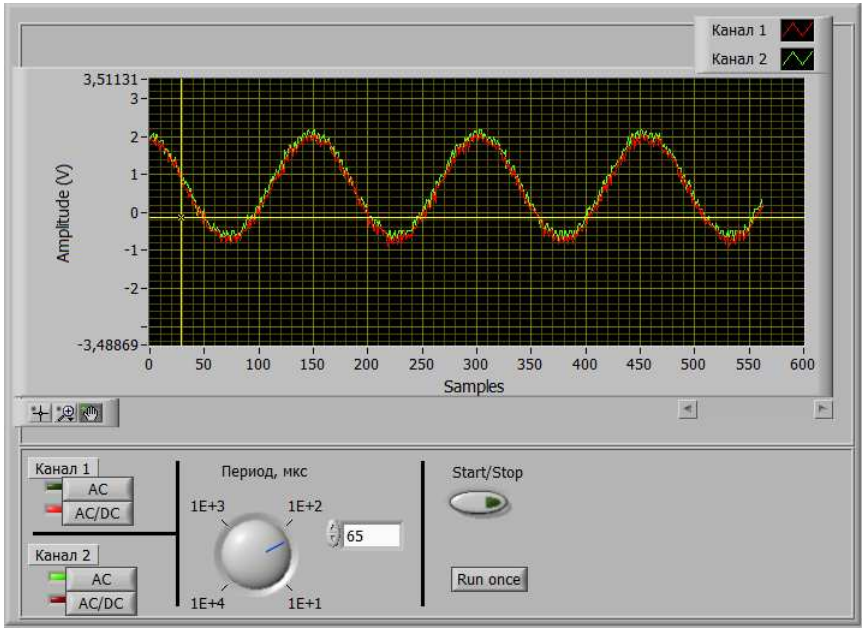


Рис. 10.7. Графічне оформлення інтерфейсної панелі USB-осцилографа під час його роботи. На обидва канали подані однакові синусоїдальні сигнали

Порядок виконання роботи:

Робота розрахована на одне заняття. Про застосування пакету LabVIEW та особливості роботи з ним можна прочитати в матеріалах, що є в лабораторії. Сфера застосування LabVIEW дуже широка. Окрім лабораторних практикумів з електроніки, загальної фізики, її використовують також провідні наукові центри, промислові підприємства. Компанія NI та інші виробники випускають для цього велику кількість апаратури. В лабораторії з ОРЕ є один з таких приладів (USB-осцилограф), тому окрім програмування ВП є можливість спостерігати за роботою реальної апаратури.

1. Запустіть програму LabVIEW. Опцією `New→Blank IV` відкрийте на екрані інтерфейсну панель та панель блок-схеми.

2. Ознайомтесь із головним меню програми. Перегляньте функціональні панелі для обох відкритих вікон. Зробіть висновки щодо відмінностей у програмуванні в LabVIEW та у традиційних алгоритмічних мовах, які ви вивчали.

3. Керуючись описаним у роботі прикладом, створіть ВП. Модифікуйте його згідно завдання, отриманого від викладача.

4. За вказівкою викладача відкрийте ВП для USB-осцилографа у LabVIEW та ознайомтеся з його панеллю та блок-схемою. Дайте пояснення основним її елементам.

5. Спробуйте змінити властивості елементів блок-схеми та інтерфейсної панелі для зручнішого відображення інформації.

6. Під'єднайте USB-осцилограф через відповідні з'єднання до генератора синусоїдальних та П-подібних імпульсів. Запустіть USB-осцилограф як ВП на виконання та отримайте часові залежності двох сигналів. Збережіть отримані результати.

7. Знайдіть недоліки програми для USB-осцилографа. Порівняйте функціональні можливості цієї програми та розробленої для роботи в середовищі C. Сформулюйте висновки для звіту.

Лабораторна робота 11

Вивчення цифрових логічних елементів

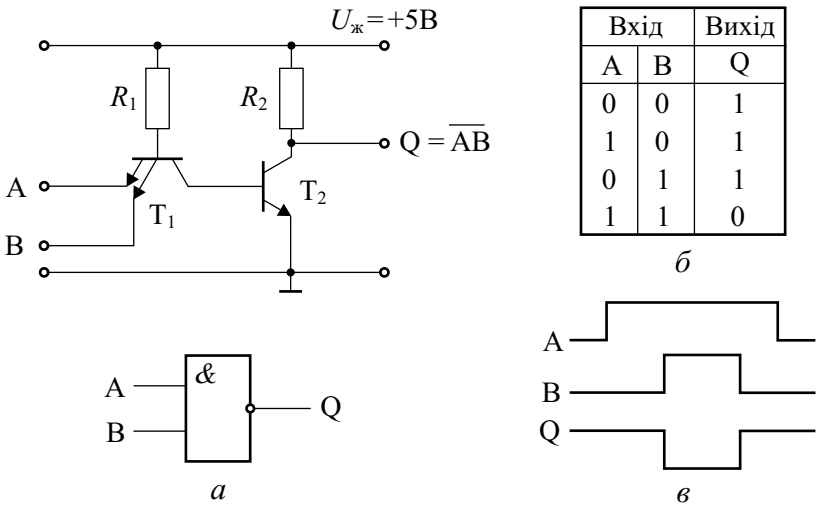
Мета роботи: отримати загальні відомості про базові логічні елементи та їхню реалізацію у серії інтегральних мікросхем технології ТТЛ та КМОН, вивчити структуру та принципи роботи найпростіших цифрових систем.

11.1 Базові логічні елементи

Логічні елементи – це електронні прилади, які реалізовані в інтегральних мікросхемах і виконують одну з логічних функцій. Залежно від технології виготовлення, напруги живлення, споживаної потужності, динамічних параметрів тощо, логічні інтегральні мікросхеми (ІМС) поділяють на серії. Найпоширенішими є транзисторно-транзисторна логіка (ТТЛ), логіка на комплементарних транзисторах із структурою метал-окисел-напівпровідник (КМОН), емітерно-зв'язана логіка (ЕЗЛ).

Основним елементом ІМС, виготовлених за ТТЛ технологією, є багатоемітерний транзистор на їхньому вході, причому кількість емітерів дорівнює кількості логічних входів (рис. 11.1, *а*). Коли на обидва входи (A, B) подати сигнал високого рівня ("1", "1"), струм через транзистор T_1 не протікатиме й на його колекторі (він одночасно є базою для транзистора T_2) буде додатний потенціал. Транзистор T_2 тоді відкритий, його опір малий і на колекторі напруга відповідає низькому рівневі ("0").

Якщо ж хоча б на одному із входів логічного елемента є сигнал низького рівня ("0"), то через базу транзистора T_1 протікає струм. Внаслідок падіння напруги на опорі R_1, на базі транзистора T_2 напруга є малою й він закритий, а вихідна напруга (на виході Q) відповідає високому рівню. Отже, таблиця логічних станів (таблиця істинності) відповідає функції І–НІ (рис. 11.1, *б*).



Вхід		Вихід
A	B	Q
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Рис. 11.1. Схема логічного елемента 2І–НІ, виготовленого за технологією ТТЛ (а), таблиця його логічних станів (б), діаграма вхідних і вихідних електричних імпульсів (в)

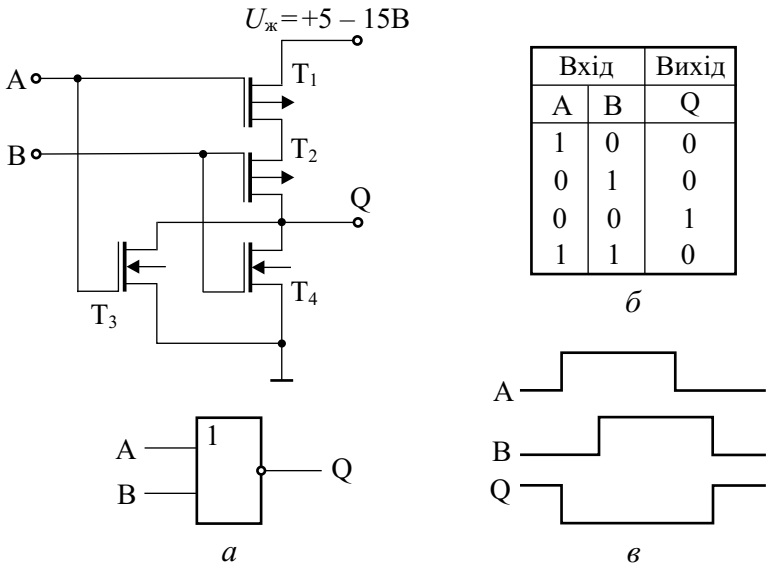
ТТЛ-мікросхеми стали першими приладами, які дали змогу використати для розв'язання задач цифрові методи обробки інформації й відмовитись від незручних аналогових. Для збільшення швидкодії в логічних елементах ТТЛ використовують транзистори з діодами Шоткі (Schottky diode), в яких p-n–перехід замінено контактом метал-напівпровідник. У таких приладах відсутня інжекція неосновних носіїв, тому й швидкодія зростає. Мала пряма напруга p-n–переходу, малий зворотний струм, значно менші розміри зменшують і споживану потужність таких елементів (їх позначають ТТЛШ) в 4–10 разів порівняно з ТТЛ. Найновіші серії цих мікросхем підтримують частоту більше 100 МГц.

Мікросхеми ТТЛ (англ. transistor–transistor logic, TTL) працюють при напрузі живлення +5 В ±5%. Логічній "1" на входах чи виходах ТТЛ відповідає потенціал $\geq$ 2,4 В, а логічному "0" –

потенціал $\leq 0{,}4$ В. Якщо ж входи розімкнуті, то вхідні потенціали відповідають логічній "1".

В ІМС, які виготовлені за технологією ЕЗЛ (англ. emitter-coupled logic, ECL), використовують диференційний підсилювач на вході та емітерний повторювач на виході. Високу швидкодію забезпечує лінійний режим роботи транзисторів цих мікросхем, тобто їх не використовують як логічні ключі. Швидкому перемиканню сприяє й мала різниця амплітуд сигналів ($-0{,}9$ В для високого логічного рівня і $-1{,}7$ В для низького).

ІМС, виготовлені за технологією КМОН (англ. complementary metal–oxide–semiconductor, CMOS), побудовані на комплементарних парах польових транзисторів. На рис. 11.2, *а* зображена схема



Вхід		Вихід
A	B	Q
1	0	0
0	1	0
0	0	1
1	1	0

б

а *в*

Рис. 11.2. Найпростіша схема логічного елемента 2АБО-НІ, виготовленого за технологією КМОН (а), таблиця логічних станів (б), діаграма вхідних і вихідних електричних імпульсів (в)

логічного елемента 2АБО–НІ. Тільки за умови подання двох низьких рівнів на входи A і B матимемо високий рівень на виході Q, оскільки саме тоді обидва верхні польові транзистори з p-каналом будуть замкненими.

Перевагами КМОН ІМС є мала споживана потужність при достатньо великій швидкодії та захищеності від завад. Із зростанням ступеня інтеграції мікросхем виникла проблема розсіяння енергії, тому технологія КМОН з часом стала переважаючою. Сьогодні швидкість перемикання й густина монтажу елементів на таких ІМС вже вища, ніж для ТТЛ ІМС. Раніше КМОН ІМС були вразливими до електростатичних розрядів, оскільки їхньою основою є польові транзистори. Сьогодні ця проблема загалом вирішена, але під час монтажу таких мікросхем потрібно уникати накопичення електростатичних зарядів.

Найвідомішим досягненням цих технологій є світлочутливі КМОН-матриці, які широко використовують у цифрових фото- і відеокамерах. Вмонтовані у мікросхему АЦП – головна перевага для КМОН-сенсорів зображення. Окрім того, дуже низький рівень затрат енергії на перетворення мінімізує споживану потужність приладу в цілому.

11.2 Найпоширеніші цифрові інтегральні схеми

Тригер – логічний пристрій, який може зберігати "1" біт інформації, тобто може перебувати у двох стійких станах – логічний "0" чи логічна "1". Сьогодні існує багато різновидів тригерних схем. Для запису даних, тобто перемикання стану тригера, використовують статичний рівень напруги, додатний чи від'ємний перепад імпульсу, запуск повним імпульсом.

На тригерах легко реалізувати схему ділення частоти цифрового сигналу на 2. З'єднавши послідовно кілька таких тригерних схем, отримують найпростіший багаторозрядний двійковий подільник частоти – *лічильник*.

Лічильник виконує функції підрахунку кількості імпульсів одиничних сигналів з його входу, а також функції формування й запам'ятовування деякого двійкового коду, який відповідає цій кількості. Отже, лічильник перетворює чисельно-імпульсний код у деякий двійковий код.

Регістром називають цифрову схему для запису і збереження коду (кількох двійкових знаків). Фактично регістри є елементами пам'яті, однак деякі з них можуть ще й перетворювати інформацію. За принципом її зберігання вони бувають статичними і динамічними. Статичні регістри (елементи пам'яті) працюють за принципом тригера, тому можуть зберігати записані дані як завгодно довго за умови підтримання живлення. В динамічних регістрах елементами пам'яті є МОН-конденсатори, які поступово втрачають заряд, тому їх потрібно періодично заряджати (регенерувати).

Мультиплексор забезпечує керовану передачу цифрової інформації з кількох вхідних ліній на одну вихідну. В мультиплексора може бути, наприклад, 8 входів і один вихід. Вибір лінії, з якої інформація поступає на вихід, задають кодом на адресних входах. Більшість мультиплексорів працюють в одному напрямку (передають сигнал від входів до виходу), однак існують мікросхеми цього типу, які можуть передавати синали в обох напрямках.

Демультиплексором називають цифрову схему, яка забезпечує керовану передачу інформації з однієї вхідної лінії на декілька вихідних ліній. Вибір шляху проходження сигналу (вихідної лінії) визначають адресні входи демультиплексора.

Властивості каналу польового транзистора замикати і розмикати електричне коло реалізовані у *комутаторах* цифрових і аналогових сигналів. Керуючий потенціал затвора струму не споживає, а саме коло затвора гальванічно не зв'язане з колом каналу транзистора. Такі електронні комутатори переважно двонаправлені.

Порядок виконання роботи

Розмаїття мікросхем цифрової логіки не дає змоги вивчити їх упродовж одного чи навіть кількох занять. Тому під час виконання роботи досліджують лише базові логічні елементи 2І–НІ технології ТТЛ. На лабораторному макеті передбачені панелі для мікросхем у корпусі dip. Розташовані також 8 індикаторів логічних станів: "0" – світлодіод не випромінює; "1" – світлодіод випромінює. Їх можна під'єднувати лише до виходів ТТЛ-мікросхем, оскільки КМОН-мікросхеми не можуть забезпечити достатній для роботи індикатора струм.

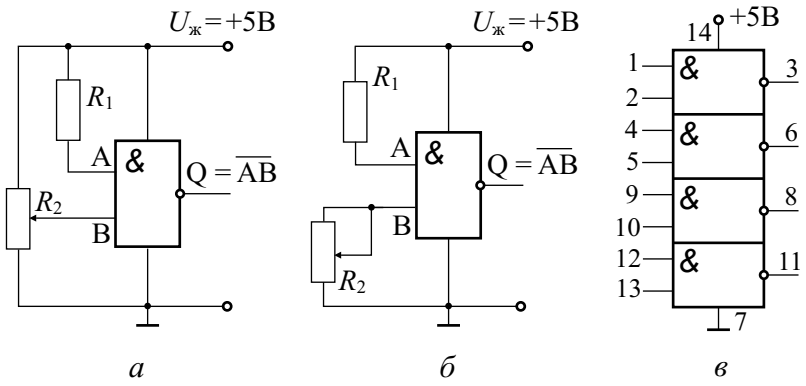


Рис. 11.3. Схеми дослідження логічного елемента 2І-НІ (*а*, *б*) та позначення контактів мікросхеми К155ЛА3 (*в*)

1. Встановіть на панельку мікросхему К155ЛА3, подайте на неї живлення +5 В, з'єднавши відповідні контакти панелі та макету. Виміряйте струм у колі живлення за допомогою мультиметра.

2. Переконайтеся, що усі 4 елементи мікросхеми К155ЛА3 працюють відповідно до логіки 2І–НІ. Подаючи на входи логі-

чного елемента “0” та “1”, спостерігайте за станами на його виході за допомогою осцилографа чи світлодіодного індикатора. Порівняйте результат з таблицею на рис. 11.1, *б*.

3. Точно виміряйте мультиметром потенціали логічної “1” та логічного “0” на виході кожного елемента. Для отримання логічного “0” на вході можна з’єднати його із контактом GND (“землею”) на макеті. Для отримання на вході логічної “1” з’єднайте його із контактом живлення $+5$ В через резистор з опором приблизно 1 кОм.

4. Розімкніть обидва входи елементів мікросхеми та визначте стан виходів кожного з 4-х логічних елементів 2І–НІ. Переконайтеся, що такі “плаваючі” вхідні потенціали відповідають логічній “1” на виході.

5. Використайте один з елементів мікросхеми К155ЛА3 для побудови схеми, зображеної на рис. 11.3, *а*. На вхід А подайте високий потенціал від джерела живлення через резистор $R_1 = 1$ кОм. На вхід В – регульовану напругу з потенціометра $R_2 \simeq 3$–5 кОм.

6. Виміряйте залежність вихідної напруги від вхідної. За побудованим графіком визначте порогову величину вхідної напруги, при якій елемент на виході переходить із стану “1” у стан “0”.

7. Зберіть схему за рис. 11.3, *б*. Визначте значення R_2, при якому логічний елемент ще залишається закритим (на виході Q логічна “1”).

8. Дослідіть логічний елемент 2І–НІ з мікросхеми К561ЛА7, виготовленої за технологією КМОН. Оцініть струм живлення цієї мікросхеми. Визначте стани виходів за умови “плаваючих” вхідних потенціалів. Зробіть висновки щодо відмінностей у властивостях ТТЛ і КМОН елементів.

Лабораторна робота 12

Програмування мікроконтролерів для перетворення електричних сигналів

Мета роботи: ознайомлення з основними параметрами мікроконтролерів, сферами їхнього застосування, вивчення принципів програмування та практичного застосування мікроконтролерів у фізичному експерименті. На прикладі C8051F35x розглянути деякі методи обробки та перетворення аналогових сигналів.

12.1 Мікроконтролери – однокристальні комп’ютери з розвинутою периферією

Мікроконтролер (МК) – це фактично комп’ютер на одній мікросхемі, який використовують для керування різноманітними електронними пристроями і організації взаємодії між ними за програмою, закладеною в мікроконтролер. На відміну від мікропроцесорів, використовуваних в персональних комп’ютерах, мікроконтролери містять низку вбудованих додаткових структурних елементів. Цими елементами керує мікропроцесорне ядро МК. Використання однієї мікросхеми замість цілого набору мікросхем чи плат, як у звичайному ПК, значно знижує розміри, споживану потужність і вартість пристроїв, побудованих на основі МК.

Сьогодні МК можна побачити у величезній кількості наукових, медичних, промислових і побутових приладів: космічних апаратах, аналізаторах складних процесів, мультиметрах, верстатах, автомобілях, телефонах, телевізорах, холодильниках тощо. Серед найбільших виробників МК добре відомі фірми: Intel, Motorola, Hitachi, Microchip, Atmel, Philips, Texas Instruments і багато інших.

У 1980 році фірма Intel виготовила мікроконтролер 8051. Вдалий набір периферійних пристроїв, можливість гнучкого вибору

зовнішньої або внутрішньої програмної пам'яті та прийнятна ціна забезпечили цьому МК успіх на ринку. Сьогодні існує більше 200 модифікацій МК від різних компаній, які сумісні з 8051. Програмна сумісність МК, які входять до сімейства 8051, дає змогу розробникам систем замінювати одні МК іншими без втрати напрацювань свого програмного забезпечення.

МК класифікують за розрядністю даних, які обробляє арифметико-логічний пристрій (АЛП). За цією ознакою вони бувають 4-, 8-, 16-, 32- і 64-розрядні. Сьогодні найбільша частка світового ринку МК належить 8-розрядним пристроям (близько 50 % у вартісному виразі). За ними слідують 16-розрядні і DSP-мікроконтролери (DSP – Digital Signal Processor – цифровий сигнальний процесор), орієнтовані на використання в системах обробки сигналів (кожна з груп займає приблизно по 20 % ринку).

Тактова частота МК визначає кількість обчислень, які АЛП може виконати за одиницю часу. В основному продуктивність мікроконтролера та споживана ним потужність зростає із підвищенням тактової частоти. Продуктивність мікроконтролера вимірюють в MIPS (Million Instructions per Second – мільйон інструкцій в секунду).

Програмування мікроконтролерів зазвичай здійснюють на мові Асемблер або C, хоча існують компілятори для інших мов. Кожен МК має *систему команд* – унікальний набір двійкових кодів, що визначає перелік всіх його можливих операцій. Кожен код визначає одну операцію. Оскільки в МК 8051 код восьмирозрядний, то теоретично може бути всього 256 операцій (фактично використовують 255).

ПЗП – *постійний запам'ятовуючий пристрій*, призначений для зберігання програм, тому часто цю пам'ять називають кодовою, або пам'яттю програм. У ПЗП інформацію записують за допомогою *програматора*. Програмування ПЗП може бути одноразовим чи багаторазовим. Найпопулярнішою сьогодні є технологія

Flash-пам'яті, яка побудована на принципі електричного перепрограмування, тобто багатократного стирання й запису інформації за допомогою програматорів. Мінімальна гарантована кількість циклів запису/стирання Flash-пам'яті часто перевищує десятки тисяч.

ОЗП – *оперативний запам'ятовуючий пристрій* використовують для зберігання даних, тому цю пам'ять називають ще пам'яттю даних. Число циклів читання і запису в ОЗП не обмежене, але при відключенні живлення вся інформація втрачається.

Таймери – 16-ти розрядні програмовані таймери/лічильники, які можна запрограмувати на виконання цілої низки функцій: точного формування тимчасових інтервалів, підрахунку імпульсів на входах МК, формування послідовності імпульсів тощо. Оскільки МК працюють в системах реального часу, таймери/лічильники є їх обов'язковим елементом. У деяких модифікаціях МК кількість таймерів досягає 32.

Послідовний порт – канал інформаційного обміну МК із зовнішнім світом. У 8051 реалізовано: UART (універсальний асинхронний послідовний приймач), що підтримує протокол стандарту RS-232; I2c (двопровідну двонаправлену шину); SPI (послідовний периферійний трипровідний інтерфейс); SMBus (послідовну магістраль управління); CAN (міжконтролерний мережевий інтерфейс); USB (універсальну послідовну шину) й деякі інші елементи. Майже для будь-якого типу послідовного каналу сьогодні можна знайти МК, що має відповідний послідовний порт.

Паралельні порти вводу/виводу – також обов'язкова частина будь-якого МК. Зазвичай їх використовують для зв'язку з найближче розташованими елементами – сенсорами і механізмами. Кількість портів вводу/виводу безпосередньо залежить від кількості виводів корпусу. Існують МК у яких їх більше 100.

Система переривань – одна з найважливіших частин МК. Особливість систем реального часу полягає в тому, що для них надзвичайно важливим параметром є час реакції на зовнішні по-

дії. Для кожної такої події є окрема підпрограма переривання, яка формує реакцію МК на неї. У момент виникнення заданої події сигнал про це поступає на вхід контролера переривань. Контролер перериває виконання поточної програми та ініціює перехід АЛП на виконання підпрограми обробки переривання. Після закінчення обробки АЛП автоматично повертається до виконання перерваної програми.

Інша функція контроллера переривань – встановлення пріоритетів подій. Поняття пріоритет означає, що виконувана підпрограма переривання може бути перервана іншою подією тільки за умови, що це переривання має вищий пріоритет, ніж поточне.

Отже, сучасний МК має всі атрибути і властивості, характерні для персональних комп'ютерів, які реалізовані на одній великій інтегральній схемі.

12.2 Мікроконтролери C8051F35x компанії SiLabs

Мікроконтролери фірми Silicon Laboratories оптимально підходять для побудови пристроїв, що вимагають високої продуктивності, точності вимірювань і малого споживання енергії. Вони програмно сумісні з стандартом 8051, але одночасно мають рекордно високу продуктивність – до 100 MIPS (серія C8051F120). Мікроконтролери SiLabs також унікальні своєю інтеграцією з аналоговими вузлами. Багато моделей мають декілька незалежних АЦП (наприклад, у моделі C8051F060 є 16-розрядний АЦП з 2 входами і 10-розрядний АЦП з 8 входами), вбудований ЦАП, компаратори напруги, програмовані підсилювачі напруги, гнучкі засоби цифрового вводу/виводу (до 64 ліній) тощо.

Мікроконтролери C8051F350/1/2/3 – повністю інтегровані на одному кристалі системи для обробки змішаних (аналого-цифрових) сигналів. Вони включають високопродуктивне мікропроцесорне ядро, сумісне із стандартом 8051 (максимальна продуктивність досягає 50 MIPS), 8 кбайт вбудованої Flash-пам'яті,

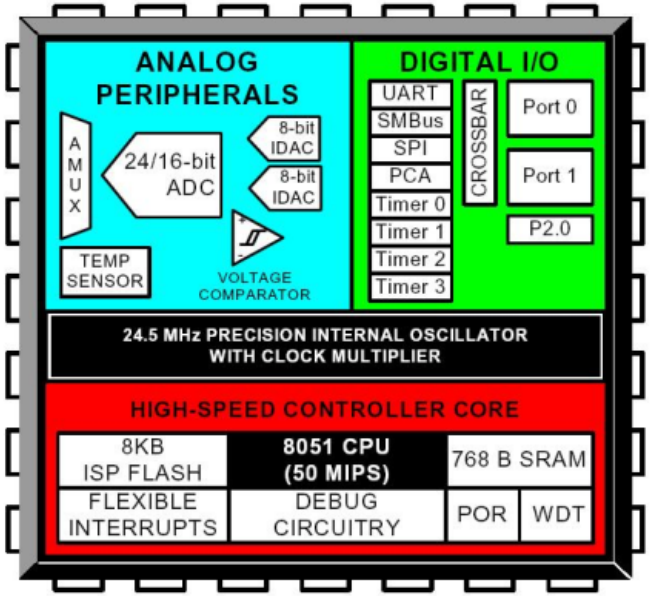


Рис. 12.1. Структурна схема мікроконтролерів C8051F35x

768 байт вбудованої оперативної пам'яті, 17 портів вводу/виводу (з допустимою напругою до 5 В).

Структура МК сімейства C8051F35x складається з трьох основних підсистем: аналогової периферії, цифрової периферії та ядра (рис. 12.1).

Підсистема аналогової периферії включає 24-розрядний (для F350/351) або 16-розрядний (для F352/353) аналого-цифровий перетворювач (ADC). Швидкодія ADC складає до 1000 перетворень за секунду. Перед аналого-цифровим перетворювачем ввімкнений програмований підсилювач – PGA, який підсилює вхідний сигнал від 1 до 128 разів. Вхід цього підсилювача підключений до виходу аналогового мультиплексора (AMux), що має 8 або 4 входи для МК F350/352 і F351/353 відповідно. До ще одного внутрішнього входу аналогового мультиплексора підключений сенсор темпера-

тури точністю ±3°C. Окрім цього, аналогова підсистема має два 8-розрядні цифро-аналогові перетворювачі із струмовими виходами, стабільне вбудоване джерело опорної напруги і один аналоговий компаратор з програмованою петлею гістерезису і часом відгуку.

Підсистема цифрової периферії має стандартний набір інтерфейсів: UART, розширений SPI, SMBus, чотири 16-розрядні таймери загального призначення, 16-розрядний програмований масив-лічильник.

Підсистема ядра містить модифіковане ядро Cip-51, оснащене оригінальним вбудованим тактовим генератором, що програмується до частоти 24,5 МГц. Тактова частота ядра складає приблизно 50 МГц, й відповідно, пікова продуктивність складає близько 50 MIPS. Можлива робота й від зовнішнього кварцового резонатора, RC-ланки, конденсатора або зовнішнього генератора.

Напруга живлення – від 2,7 В до 3,6 В, причому на частоті 50 МГц МК споживають не більше 12 мА, а на частоті 32 кГц – всього 11 мкА. У режимі енергозбереження струм споживання не перевищує 0,1 мкА.

12.3 Програмування МК в середовищі SiLabs IDE

Інтегроване середовище розробки SiLabs IDE – це набір програмного забезпечення, об'єднаного в єдиний інтерфейс, призначений для розробки програмного забезпечення на мовах С та Асемблер, відладки та програмування МК безпосередньо в системі, або з використанням апаратних засобів підтримки розробок виробництва компанії SiLabs. Це середовище включає:

- інтерфейс керування проектом (керування файлами проекту, каталог імен регістрів спеціального призначення) (Project interface);
- редактор текстів програм з колірним оформленням підсвічувань і виділень, які можна налаштувати (Full-featured editor);
- повнофункціональна система відлагодження програм (debugger);
- майстер створення кодів початкової конфігурації мікроконтролера (Configuration Wizard)

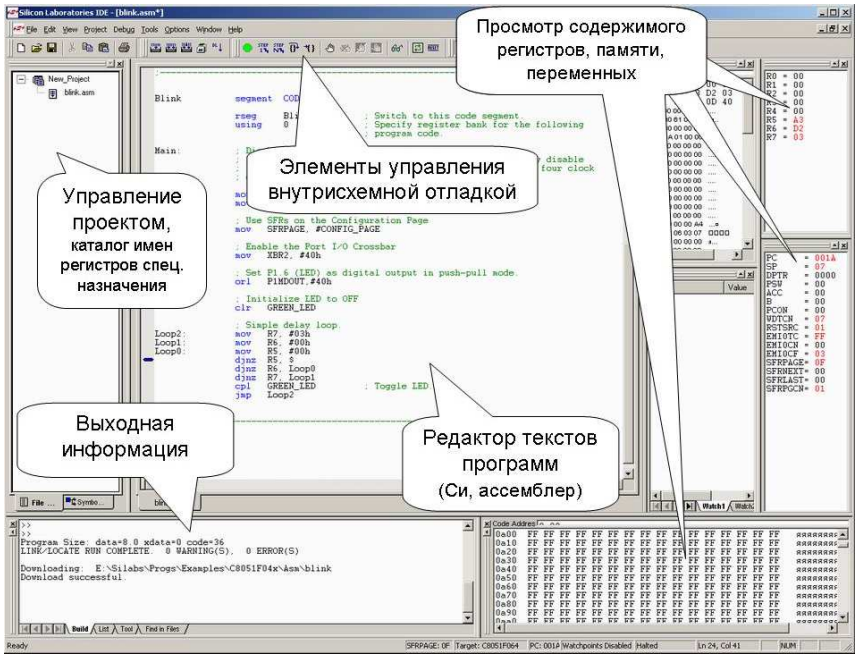


Рис. 12.2. Головне вікно середовища SiLabs IDE для програмування МК

У режимі відлагодження SiLabs IDE дає змогу проглядати вміст: регістрів загального призначення; регістрів спеціального призначення; пам'яті програми і даних; стека; змінних програми (рис. 12.2).

Приклади програм на мовах С та Асемблер можна взяти з системної папки SiLabs IDE, їх легко відшукати в Інтернеті на офіційному сайті компанії Silicon Laboratories Inc.

Майстер створення кодів початкової конфігурації мікроконтролера з графічним середовищем опису конфігурації призначений для швидкого й наочного формування стартових кодів на мовах С або Асемблер для всіх мікроконтролерів SiLabs. Існує два види майстрів створення початкової конфігурації МК: Config (застаріла) та Config2 (вдосконалена версія майстра Config), яка підтримує більшу кількість найменувань мікроконтролерів SiLabs, зокрема, найновіші розробки.

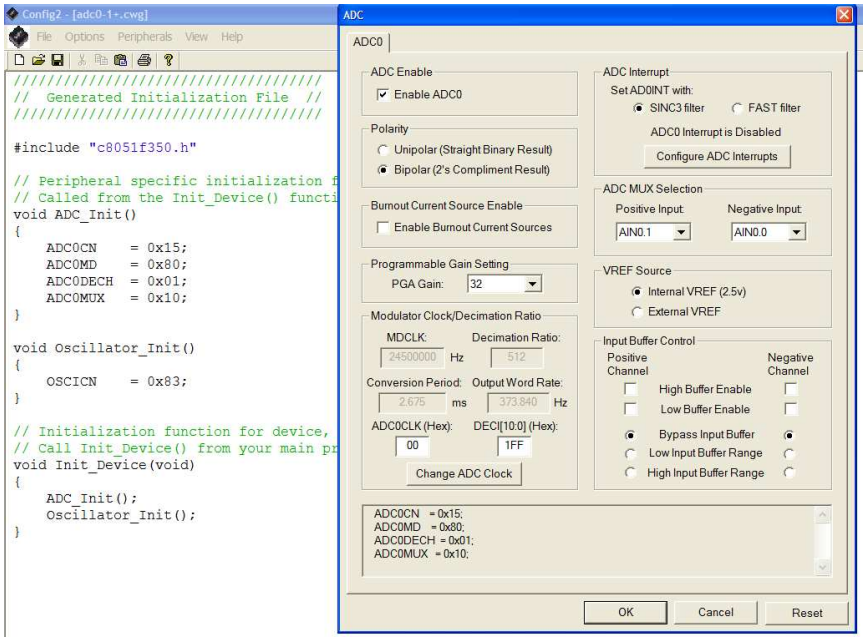


Рис. 12.3. Вигляд екрану під час роботи з програмою створення коду початкової конфігурації. Ліворуч вікно генерації коду на мові С. Праворуч – вікно візуальної зміни конфігурації АЦП для МК C8051F350

Майстер Config2 включає: засоби графічного опису початкової конфігурації і генерації кодів на мовах С і Асемблер; бібліотеки опису регістрів спеціального призначення мікроконтролерів SiLabs; підтримку створення і завантаження шаблонів (рис. 12.3).

Порядок виконання роботи:

Під час виконання роботи використовують готовий набір C8051F350DK, призначений для знайомства із сімейством мікроконтролерів SiLabs – C8051F350, F351, F352, F353. Ці МК мають однакову архітектуру й незначні відмінності у властивостях основних її елементів.

Рис. 12.4. Набір компанії SiLabs для роботи з МК C8051F350, F351, F352, F353

До вказаного набору входять (рис. 12.4): демонстраційна плата; послідовний адаптер для програмування та відлагодження через інтерфейси RS232 або USB; кабелі для під'єднання до комп'ютера та до програматора; блок живлення; компакт-диск з програмним забезпеченням, прикладами програм і технічною документацією. Окрім мікроконтролера на демонстраційній платі розташовані додаткові елементи для під'єднання зовнішніх цифрових та аналогових пристроїв, джерел сигналів, розняття програматора та кабеля порта RS232.

Оскільки робота з набором та програмним забезпеченням до нього вимагає ретельного попереднього ознайомлення та уміння програмувати на мовах С і Асемблер, усі кроки завдання виконуйте за вказівками викладача.

1. Ознайомтеся з демонстраційною електронною платою набору C8051F350DK та іншими його складовими частинами, зокрема, призначеними для зв'язку з ПК.

2. Використайте Crossbar (Configuring the Port I/O Crossbar Decoder) для зміни конфігурації портів вводу-виводу.

3. Запустіть програму Config2 для початкової конфігурації МК, відшукайте в її переліку потрібний МК C8051F350. Змінюючи конфігурацію його елементів, звертайте увагу на початковий код у вікні текстів програм.

4. У середовищі SiLabs IDE відкрийте готові приклади програм, які надасть викладач: для ініціалізації та роботи з АЦП, перетворення сигналу від вбудованого сенсора температури, використання ЦАП як генератора сигналів. Вивчіть їхні заголовки та коментарі, що супроводжують команди. Поясніть у звіті призначення рядків у початковій конфігурації.

5. Оскільки основний макет лабораторного практикуму також містить МК C8051F352, опишіть у звіті функції аналогової

та цифрової периферії мікроконтролера, які потрібні для його роботи. Перегляньте усе програмне забезпечення макету.

6. Запишіть основні характеристики МК C8051F321, який забезпечує роботу USB-осцилографа (рис.1.4). Обґрунтуйте їхнє значення для функціонування осцилографа.

7. На офіційному Інтернет-сайті компанії Silicon Laboratories (`http://www.silabs.ru/`) ознайомтеся із сучасними її розробками та програмним забезпеченням для МК.

Література

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Изд 5-е. – М.: Мир, 1998. – 704 с.

2. Жеребцов И. П. Основы электроники. – Л.: Энергоатомиздат, 1998. – 352 с.

3. Прянишников В. А. Электроника: Курс лекций – С.-Пб.: Корона, 1989. – 400 с.

4. Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1991. – 622 с.

5. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 1988. – 448 с.

6. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. 4-е изд. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.

7. Кестер У. Цифровая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 2002. – 622 с.

8. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь, 1990. – 511 с.

9. Электрические измерения: Учебник для вузов. Под ред. А. В. Фремке и Е. М. Душина. – Л.: Энергия, 1980. – 392 с.

10. Пухальский Г. И., Новосельцева Т. Я. Проектирование дискретных устройств на интегральных микросхемах. Справочник. – М.: Радио и связь, 1990. – 304 с.

11. Шило В. Л. Популярные цифровые микросхемы. Справочник. – М.: Металлургия, 1988. – 352 с.

12. Зельдин Е. А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 280 с.

13. Граф Р., Шиитс В. Энциклопедия электронных схем. Т. 7. Ч. 1.: Перевод с английского. – М.: ДМК, 2000. – 304 с.

14. Шабатура Ю. В., Бандак М. І., Присяжнюк В. В. Електроніка та мікросхемотехніка. Ч. 2. – Вінниця: ВДТУ, 1998. – 144 с.

15. Карлащук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Лабораторный практикум на базе Electronics Workbench и MATLAB. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 800 с.

16. Тугов Н. М., Глебов Б. А., Чарыков Н. А. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.

Зміст

Вступ **3**

1 Елементна база та прилади сучасної радіоелектроніки **4**
1.1 Елементна база електроніки 4
1.2 Основні радіоелектронні прилади лабораторії 12

2 Побудова фільтрів електричних сигналів з пасивних елементів **16**
2.1 Електричні фільтри 16
2.2 Диференціюючі та інтегруючі ланки 20

3 Цифрова обробка радіосигналів **25**
3.1 Аналогові та цифрові сигнали 25
3.2 Дискретне перетворення Фур'є 27
3.3 Цифрові фільтри 31

4 Вивчення польових транзисторів та вимірювання їхніх характеристик **35**
4.1 Типи польових транзисторів 35
4.2 Основні характеристики ПТ 37

5 Підсилювач напруги на біполярних транзисторах **43**
5.1 Транзисторний підсилювач 43
5.2 Транзисторний каскад зі спільним емітером 45
5.3 Стабілізація робочої точки транзистора 47

6 Вивчення операційних підсилювачів **53**
6.1 Основні властивості та параметри операційних підсилювачів 53

6.2 Схеми ввімкнення ОП 54

7 Дослідження приладів оптоелектроніки **60**
7.1 Світловипромінювальні діоди 60
7.2 Напівпровідникові детектори оптичного випромінювання 63
7.3 Характеристики фотодіодів 65

8 Оптрони – елементи гальванічної розв'язки **69**
8.1 Визначення та класифікація оптронів 69
8.2 Перетворення енергії в оптроні 70
8.3 Деякі застосування оптронів 71

9 Моделювання електричних кіл з допомогою пакету Electronics Workbench **76**
9.1 Програмний комплекс Electronics Workbench 76
9.2 Створення схем в EWB 77

10 Робота із програмою LabVIEW **83**
10.1 Віртуальна лабораторія для вимірювань 83
10.2 Створення віртуального приладу в LabVIEW 85

11 Вивчення цифрових логічних елементів **93**
11.1 Базові логічні елементи 93
11.2 Найпоширеніші цифрові інтегральні схеми 96

12 Програмування мікроконтролерів для перетворення електричних сигналів **100**
12.1 Мікроконтролери – однокристальні комп'ютери з розвинутою периферією 100
12.2 Мікроконтролери C8051F35x компанії SiLabs 103
12.3 Програмування МК в середовищі SiLabs IDE 105

Література **111**