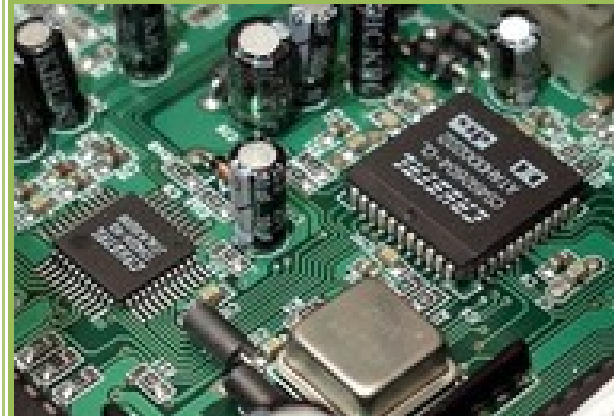
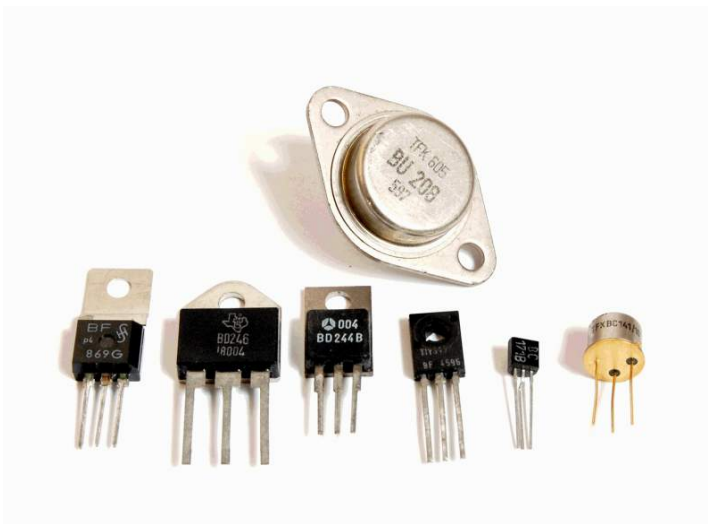


Н.М. Щупляк

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ І МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

Книга 2



Н.М. Щупляк

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ І МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

Книга 2

м. Дрогобич 2012р.

Зміст

Розділ 4. ОСНОВИ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ	7
Тема 4.1: ІНТЕГРАЛНІ МІКРОСХЕМИ.....	7
1. Основні терміни і визначення в мікроелектроніці	7
2. Класифікація ІМС.	9
3. Система умовних позначень і корпуси ІМС.....	10
Тема 4.2: Гібридні інтегральні мікросхеми	15
1. Конструктивні елементи гібридних ІМС (ГІС).....	15
2. Пасивні елементи	16
Тема 4.3: НАПІВПРОВІДНИКОВІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ	19
1. Принцип виготовлення напівпровідникових ІМС.....	19
2. Компоненти напівпровідникових ІМС.....	23
Розділ 5. ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	26
Тема 5.1: ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	26
1. Призначення підсилювачів постійного струму та їх класифікація.....	26
2. Підсилювачі постійного струму прямого підсилення.....	27
3. Балансні ППС	29
4. Диференційні ППС	31
5. ППС з подвійним перетворенням	34
Тема 5.2: ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ (ОП)	36
1. Класифікація і основні параметри ОП.....	36
2. Інвертуючий підсилювач.....	40
3. Неінвертуючий підсилювач	42
4. Диференціальний підсилювач.	43
5. Повторювач напруги на ОП.....	43
6. Інвертуючий суматор.....	44
7. Лінійні частотно-залежні схеми на ОП.....	45
Розділ 6. КОЛИВАЛЬНІ КОЛА І ВИБІРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ	48
Тема 6.1: КОЛИВАЛЬНІ СИСТЕМИ	48
1. Вільні коливання в контурі.....	48
2. Затухаючі коливання в реальному контурі.....	50
3. Вимушені коливання в контурі. Послідовний коливальний контур	51
4. Паралельний коливальний контур. Резонанс струмів	55
Тема 6.2: ВИБІРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ.....	58
1. Резонансні підсилювачі.....	58
2. Смугові підсилювачі	60
3. Підсилювачі із зворотнім зв'язком	61

Розділ 7. ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДНИХ КОЛИВАНЬ.....	64
Тема 7.1: ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДНИХ КОЛИВАНЬ ВИСОКОЇ ЧАСТОТИ	64
1. Призначення і класифікація генераторів.....	64
2. Принцип роботи транзисторного LC генератора	65
3. Енергетичні показники транзисторного LC — автогенератора	68
4. Різновидності схем транзисторних автогенераторів.....	69
5. Стабілізація частоти LC — генераторів.....	70
Тема 7.2: ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДНИХ КОЛИВАНЬ НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ.....	72
1. Загальні положення теорії RC-генераторів.....	73
2. RC-автогенератори з нульовим фазообертачем в колі зворотного зв'язку	74
3. RC- автогенератори з обертанням фази в колі зворотного зв'язку.....	76
4. Схема RC-генератора на транзисторах з фазообертаючою ланкою.	78
Розділ 8. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ	80
Тема 8.1: ПАРАМЕТРИ І ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ	80
1. Види імпульсних сигналів.	80
2. Параметри імпульсів та імпульсної послідовності	82
3. Спектр періодичної імпульсної послідовності.	84
Тема 8.2: ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В ЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ.....	87
1. Загальні відомості.....	87
2. Перехідні процеси в RC-ланках.	88
3. Диференціююча RC-ланка.....	91
4. Інтегруюча RC-ланка.	96
5. Перехідні процеси в RL колах	97
Тема 8.3: Електронні ключі	99
1. Електронні ключі та їх види	99
2. Електронні ключі на біполярних транзисторах (БТ)	101
3. Ключі на польових транзисторах (ПТ).....	109
Тема 8.4: ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ	111
1. Представлення інформації в цифровій обчислювальній техніці.....	111
2. Логічні функції та їх реалізація.....	116
3. Схемотехніка реалізації простих логічних функцій: І, АБО, НЕ	118
4. Характеристики і параметри цифрових ІМС.	120
Тема 8.5: ТРАНЗИСТОРНО-ТРАНЗИСТОРНА ЛОГІКА (ТТЛ)	122
1. Багатоємітерний транзистор	122
2. Транзисторно - транзисторна логіка з простим інвертором.....	123
3. Транзисторно - транзисторна логіка зі складним інвертором.	125
4. Транзисторно-транзисторна логіка з відкритим колектором.	126

5. Транзисторно-транзисторна логіка із Z-станом.	127
6. Транзисторно-транзисторна логіка з діодами Шоттки (ТТЛШ).....	128
Тема 8.6: ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ НА МДН – ТРАНЗИСТОРАХ. ЕМІТЕРНО СПОЛУЧЕНА ЛОГІКА(ЕСЛ)	129
1. Інвертори на МДН – транзисторах.	129
2. Реалізація функції І – НЕ на КМОН – логіці	131
3. Реалізація функції АБО – НЕ на КМОН – логіці	132
4. Використання ІМС на КМОН – логіці.....	132
5. Емітерно сполучена логіка (ЕСЛ). Перемикач струму.	133
6. Базовий ЕСЛ елемент АБО/АБО-НЕ.....	134
Тема 8.7: Генератори прямокутних імпульсів.....	136
1. Загальні відомості.....	136
2. Основна схема автоколивального мультівібратора на транзисторах. Основні параметри коливань мультівібратора	136
3. Мультівібратор на ОП	139
4. Мультівібратори на логічних елементах.....	141
Тема 8.8: ГЕНЕРАТОРИ ІМПУЛЬСІВ ПИЛКОПОДІБНОЇ ФОРМИ	147
1. Загальні відомості. Основні параметри імпульсів лінійно-змінюваної напруги (ЛЗН). ...	147
2. Способи формування лінійно змінюваної напруги	148
3. Прості генератори ЛЗН (ГЛЗН)	150
4. Генератори ЛЗН з струмостабілізуючими елементами	152
5. Генератори ЛЗН на операційному підсилювачі.....	153
Тема 8.9: Аналогові компаратори	156
1. Компаратори на операційних підсилювачах без зворотного зв'язку.....	156
2. Компаратор на ОП з діодними обмежувачами.	159
3. Регенеративний компаратор на ОП.....	160
4. Інтегральні мікросхеми ІМС компараторів.	162
Розділ 9. ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ	164
Тема 9.1: ВИПРЯМЛЯЮЧІ ПРИСТРОЇ	164
1. Структурна схема випрямляча.....	164
2. Однопівперіодні випрямлячі.....	165
3. Двопівперіодні випрямлячі.	167
4. Двопівперіодна мостова схема випрямлення.	169
Тема 9.2: ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ.....	171
1. Призначення і класифікація згладжувальних фільтрів.....	171
2. Ємнісний фільтр	172
3. Індуктивний фільтр	173
4. Індуктивно – ємнісні фільтри.....	174
5. Фільтри типу RC.....	175

6. Транзисторний згладжувальний фільтр	175
Тема 9.3: СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ ТА СТРУМУ	176
1. Класифікація та основні параметри стабілізаторів напруги.	177
2. Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів напруги.	178
3. Напівпровідникові стабілізатори постійної напруги компенсаційного типу.....	179
4. Стабілізатори струму.	181
Тема 9.4: Застосування інтегральних стабілізаторів напруги.	183
1. Призначення ІМС стабілізаторів напруги.	183
2. Застосування ІМС стабілізаторів серії 142	183
3. Інтегральні стабілізатори напруги серій 78 та 79, 78L та 79L	186
4. Типовий блок живлення ТТЛ/КМОП – схем.	187
Тема 9.5: Імпульсні стабілізатори напруги	188
1. Імпульсні стабілізатори напруги.....	188
2. Вторинні імпульсні стабілізатори напруги.	191
3. Первинний імпульсний стабілізатор напруги.	195
Розділ 10. ОПТОЕЛЕКТРОННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ	197
Тема 10.1: ОПТОЕЛЕКТРОНІКА	197
1. Особливості оптоелектроніки.....	197
2. Оптрони та оптоелектронні ІМС.....	198
3. Використання оптронів.	201
Тема 10.2: Буквенно – цифрові індикатори.....	205
1. Призначення і класифікація буквенно – цифрових індикаторів	205
2. Газорозрядні індикатори	206
3. Вакуумні електролюмінесцентні індикатори.....	208
4. Напівпровідникові індикатори	209
5. Рідкокристалічні індикатори.....	213

Розділ 4

ОСНОВИ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

Тема 4.1: ІНТЕГРАЛНІ МІКРОСХЕМИ

План

1. Основі терміни і визначення в мікроелектроніці.
2. Класифікація інтегральних мікросхем.
3. Система умовних позначень і корпуси ІМС.

1. Основні терміни і визначення в мікроелектроніці

Мікроелектроніка – це науково-технічний напрям електроніки, який охоплює дослідження, розроблення та виробництво інтегральних мікросхем (ІМС), принципи їх застосування для створення високонадійних і економічних електронних пристроїв.

Першочерговим завданням мікроелектроніки є забезпечення високих характеристик електронних схем і пристроїв, низької їх вартості та належної надійності.

Створення максимально надійних електронних схем і пристроїв вирішується якісно новими принципами виготовлення електронної апаратури – відмовленням від дискретних елементів та створенням ІМС, в яких активні елементи (транзистори, діоди), пасивні елементи (резистори, конденсатори) та з'єднувальні елементи електронної схеми формуються на поверхні чи в об'ємі напівпровідникового кристала або на поверхні діелектричної підкладки в єдиному технологічному циклі. Мінімальна кількість внутрішніх з'єднань дає можливість різко підвищити надійність електронної апаратури.

Зниження вартості електронних схем та пристроїв вирішується формуванням за один технологічний цикл структур різних елементів, між елементних з'єднань та контактних площин для багатьох ІМС на напівпровідниковій пластині або діелектричній підкладці з подальшим розподілом на кристали чи плати ІМС. При цьому вдається уникнути ряду технологічних операцій, зменшити кількість внутрішніх з'єднань, виключити роздільну герметизацію окремих елементів і значно скоротити кількість складальних операцій у процесі виготовлення дискретних елементів та їх монтажу.

Перспективною залишиться технологія, мікросхемо техніка й архітектура комплексних метал-діелектрик-напівпровідник (КМДН) інтегральних мікросхем, які характеризуються малою споживаною потужністю. Головним обмеженням темпів розвитку біполярної технології залишається проблема споживаної потужності і, як наслідок, проблема відведення тепла.

1. Мікросхеми, елементи, компоненти

Інтегральна мікросхема – це електронний пристрій, який виконує деяку функцію обробки або перетворення електричних сигналів і має високу щільність пакування електрично з'єднаних елементів таким чином, що з точки зору конструктивно-технологічних та експлуатаційних вимог розглядається як єдиний виріб.

Інтегральні мікросхеми виготовляють в єдиному технологічному циклі на одній і тій самій несучій конструкції (підкладці або напівпровідниковій пластині).

Поняття „ інтегральна мікросхема ” відображає явище об’єднання (інтеграції) окремих елементів і компонентів електронних схем у конструктивно єдиному приладі.

Елемент ІМС – це частина інтегральної мікросхеми, яка реалізує функцію одного з електро-радіо елементів (транзистора, діода, конденсатора, резистора), яка виконана неподільно від кристала або підкладки і не може бути виділена як самостійний виріб з вимогами до випробувань, приймання та експлуатації.

Компонент ІМС – це частина ІМС, яка реалізує функцію одного з електро-радіо елементів або їх сукупності (мініатюрний дискретний транзистор, конденсатор великої ємності, без корпусна ІМС) і за вимогами до випробовувань, приймання, поставки та експлуатації може бути виділена як самостійний виріб.

В залежності від функціонального призначення виділяють: цифрові ІМС, аналогові ІМС та аналого-цифрові ІМС.

Цифрова ІМС – мікросхема, яка призначена для перетворення і обробки сигналів, що змінюються за законом дискретної функції.

Аналогова ІМС – мікросхема, яка призначена для перетворення і обробки сигналів, що змінюються за законом неперервної функції.

Кількість компонентів N в кристалі напівпровідника характеризує ступінь інтеграції k мікросхеми. Ступінь інтеграції визначають за формулою $k = \lg N$. У відповідності з цим до першої ступені інтеграції відносять мікросхеми, що мають 10 компонентів, до другої ступені інтеграції – 11–100 компонентів, до третьої ступені інтеграції – 101 – 1000 компонентів. При кількостях компонентів 1001 – 10000 і 10001 – 100000 ІМС відносяться до четвертої і п’ятої ступені інтеграції. Якщо ІМС складається із 500 – 1000 і більше компонентів, то її називають великою інтегральною схемою (ВІС). Надвелика ІМС (НВІС) містить понад 100 тис. елементів і (або) компонентів для цифрових ІМС і понад 10 тис. – для аналогових ІМС. Найширшого застосування ВІС отримали в електронно-обчислювальних системах.

Розвиток ВІС відбувається в напрямі збільшення ступеня їх інтеграції й створення надвеликих ІМС.

1.2. Елементи конструкції ІМС

Підкладка ІМС – це конструктивна і функціональна частина ІМС, виготовлена як правило, з напівпровідникового або діелектричного матеріалу і призначена для формування на її поверхні елементів ІМС, міжелементних і міжкомпонентних з’єднань і контактних площинок.

Напівпровідникова пластина – заготовка з напівпровідникового матеріалу (звичай це круглий диск діаметром 50 – 200 мм і товщиною 0.25...0.5мм), яку використовують для виготовлення напівпровідникових ІМС.

Кристал ІМС – це конструктивно виділена частина напівпровідникової пластини, в об’ємі та на поверхні якої сформовані елементи напівпровідникової ІМС, між елементні з’єднання, а по периметру – контактні площинки. Кристали ІМС отримують після завершення повного технологічного циклу формування елементів та різання напівпровідникової пластини, яка складається із сотень однотипних крис-

талів. У кристалі формуються функціонально завершені напівпровідникові ІМС. В іноземній літературі їх називають *чипами*.

Контактна пощинка – це металізована ділянка на платі або на кристалі, яка служить для під'єднання зовнішніх виводів ІМС, контактів, навісних компонентів, а також для контролю її електричних параметрів і режимів.

Корпус – частина конструкції ІМС, яка призначена для її захисту від зовнішнього впливу та з'єднання із зовнішніми колами за допомогою виводів. Типи і розміри мікросхем, а також розташування і число виводів стандартизовані.

Мікробірка (МЗБ) – це мікроелектронний виріб, який складається з елементів, компонентів ІМС та інших електро-радіо елементів, з'єднаних між собою для виконання певної функції, і розробляється конструкторами конкретної РЕА з метою покращення її показників в мінітюаризації. З мікробірок компонують *мікроблоки*.

Безкорпусна інтегральна мікросхема – це ІМС широкого призначення, яку використовують для створення гібридних інтегральних мікросхем або мікроблоків.

2. Класифікація ІМС.

Для класифікації мікросхем використовують різні критерії: ступінь інтеграції, технологія виготовлення, фізичний принцип роботи активних елементів, виконувана функція, швидкодія і споживана потужність, використання в апаратурі певного класу та ін. За принципами будови та технологією виготовлення ІМС поділяють на такі основні типи: гібридні, напівпровідникові, плівкові і суміщені.

Напівпровідниковою мікросхемою називають ІМС, всі елементи і міжелементні з'єднання якої виконані в об'ємі і на поверхні кристалу напівпровідника спеціальними технологічними методами.

Плівкова ІМС – це мікросхема всі елементи і міжелементні з'єднання якої виконані тільки за допомогою плівок із провідникових і діелектричних матеріалів. В залежності від способу формування плівок і відповідно їхній товщині розрізняють тонкоплівкові ІМС (товщина плівок 1...2мкм) та товстоплівкові ІМС (товщина плівок 10...20мкм і більше). Плівкова технологія не дозволяє одержувати активні елементи із задовільними параметрами. Суто плівкові схеми є пасивними ІМС (це здебільшого резисторні подільники напруги, набір резисторів та конденсаторів, резистивно – ємнісні схеми). Плівкові ІМС найчастіше використовують разом з мініатюрними дискретними електро-радіо елементами – компонентами.

Гібридна ІМС – це ІМС, яка має діелектричну основу, пасивні елементи (R, C, L) її поверхні формуються у вигляді одношарових або багатшарових плівкових структур, з'єднаних нерозривними плівковими провідниками, а напівпровідникові прилади (активні елементи), у тому числі без корпусні ІМС (кристали) та інші елементи (мініатюрні конденсатори, резистори й індуктивності великих номіналів) розміщені на основі у вигляді дискретних навісних деталей.

Суміщені інтегральні мікросхеми – це ІМС, в яких активні елементи виконані в поверхневому шарі напівпровідникового кристала (як у напівпровідникових ІМС),

а пасивні нанесено за допомогою плівок на попередньо ізольовану поверхню того самого кристала.

3. Система умовних позначень і корпуси ІМС.

3.1. Система умовних позначень.

Під **типономіналом** інтегральних мікросхем розуміють ті прилади, які мають конкретні функціональні призначення та свої умовні позначення.

Під **типом ІМС** розуміють ступінь типоміналів, які мають конкретне функціональне призначення та своє умовне позначення .

Серія ІМС – сукупність типів ІМС, що мають конструктивну, електричну і в разі потреби інформативну та програмну сумісність. Серія призначена для спільного застосування.

Повне умовне позначення складається з чотирьох елементів.

Перший елемент – цифра що характеризує групу ІМС за конструктивно – технологічним виконанням:

1,5,7 – напівпровідникові;

2,4,6,8 – гібридні;

3 – інші (плівкові, вакуумні, керамічні, тощо);

Другий елемент – дві – три цифри, надані даній серії як порядковий номер розробки. Таким чином, перші два елементи складають три – чотири цифри, які характеризують певний номер серії інтегральної мікросхеми.

Третій елемент – дві літери, які відповідають підгрупі та виду інтегральної мікросхеми за функціональним призначенням. Для ідентифікації цих літер, тобто визначення підгрупи ІМС (генератори, логічні схеми, підсилювачі) та виду (генератори гармонійних сигналів, елемент „НІ”) необхідно скористатися таблицями, які в повному обсязі наводяться в довідниках та державному стандарті ДСТУ 3212-95. Назви деяких широкоживаних ІМС наведено в табл.1.

Четвертий елемент – порядковий номер розробки ІМС. Він складається як з однієї так і з декількох цифр.

На рис.4.1 наведено приклад інтегрального напівпровідникового операційного підсилювача з порядковим номером серії 40, порядковим номером розробки даної мікросхеми в серії 11.

Інколи в кінці умовного позначення додають літеру (від А до Я), яка визначає технологічний розкид електричних параметрів даного типомінолу.

Таблиця 1. Підгрупи і види ІМС за функціональним призначенням.

Підгрупа і літерне позначення	Види і літери позначення елементів	Літерне позначення підгрупи та виду
Логічні елементи “Л”	I - И	ЛИ
	НИ - Н	ЛН
	АБО	ЛЛ
	АБО – НИ - Е	ЛЕ
	I – НИ - А	ЛА
	I – АБО - С	ЛС
	I – АБО – НИ - Р	ЛР
Підсилювачі “У”	Високої частоти - В	УВ
	Низької частоти - Н	УН
	Операційні та диференціальні - Д	УД
Генератори “Г”	Гармонійних сигналів - С	ГС
	Прямокутних сигналів - Г	ГГ

Для мікросхем широкого використання на початку умовного позначення зазначається літера К. Друга літера перед номером серії характеризує матеріал корпусу та його тип:

А – пластмасовий;

Е – металополімерний корпус з паралельним дворядним розміщенням виводів;

И – склокерамічний планарний ;

М – металокерамічний, керамічний або склокерамічний корпус з паралельним дворядним розміщенням виводів;

Н – кристалоносіїв (без виводів);

Р – пластмасовий корпус з паралельним дворядним розміщенням виводів;

Ф – мікрокорпус.

Для безкорпусних ІМС у позначенні перед номером серії ставлять літеру Б або першою цифрою серії ставлять цифру 7, а в кінці через дефіс вводиться цифра, яка характеризує модифікацію конструкції:

1 – з гнучкими виводами;

2 – з стрічковими (павукоподібними) виводами;

3 – з жорсткими виводами;

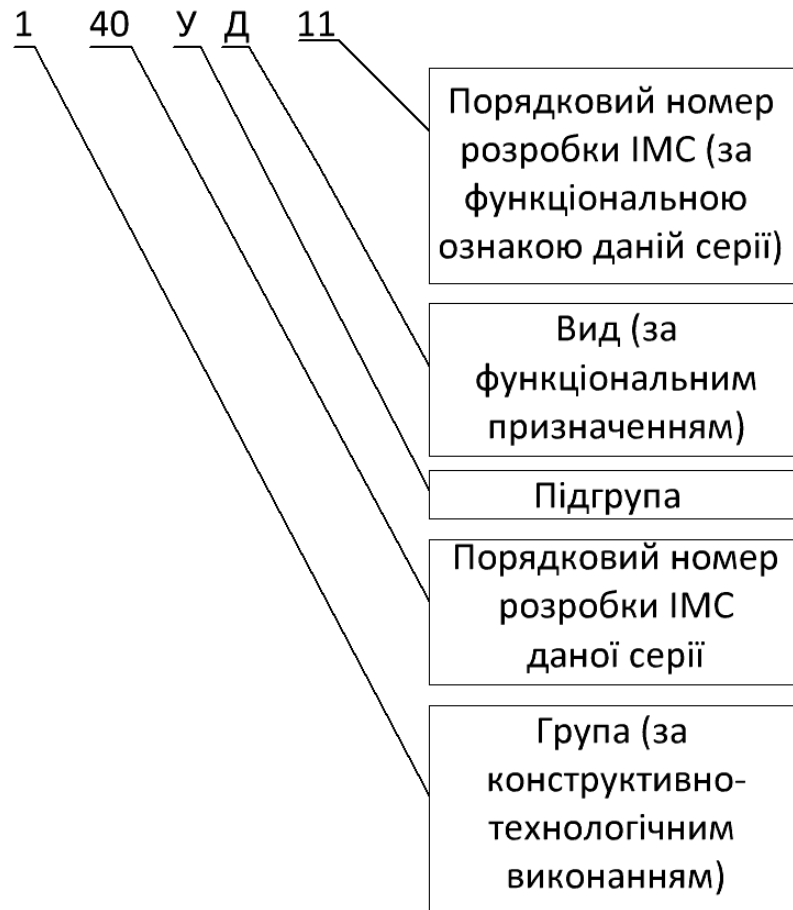
4 – на загальній пластині (нерозділеними);

5 – з розділеними без втрат орієнтації;

6 – з контактними площинками без виводів.

Наприклад КБ 1402 УЕ1-1 або 703ЛБ1-2.

Приклад 1:



Приклад 2:

<u>КР1533</u>	<u>ЛА7</u>	- 4 елементи І-НЕ з відкритим колектором. КР,
№ серії	функціональне призначення	КМ – різновидність корпусу, із чого він складається

Рис.4.1. Приклад умовних позначень напівпровідникових ІМС

3.2. Корпуси ІМС.

Інтегральні мікросхеми упаковують в корпус. Типи і розміри корпусів ІМС є об'єктами державної стандартизації.

За технологією виготовлення і використання матеріали корпусу поділяють на керамічні (металокерамічні), металоскляні, склокерамічні, пластмасові. Для герметизації корпусів використовують різні способи зварювання: конденсаторний, електро – променевий, лазерний. Пластмасові корпуси DIP використовують для масових серій ІМС з малою розсіюванню потужністю. Вони працюють за нормальної та низької вологості в обмеженому діапазоні температур. Найнадійнішими є керамічні корпуси.

Залежно від форми корпусу і розміщення виводів відносно нього використовують п'ять типів корпусів :

Тип 1. Виводи в плані проектується в середину корпусу (рис.4.2,а,б).

Тип 2. Виводи перпендикулярні до площини корпусу і проектується за границі корпусу (рис.4.2,г) .

Тип 3. Аналогічний типу 1, але має круглу форму (рис.4.2,в).

Тип 4. Виводи в одній площині з корпусом (планарні) (рис.4.2,д).

Тип 5. Безвиводний малогабаритний корпус (мікрокорпус). Замість виводів він має металізовані площинки (рис.4.2,е)

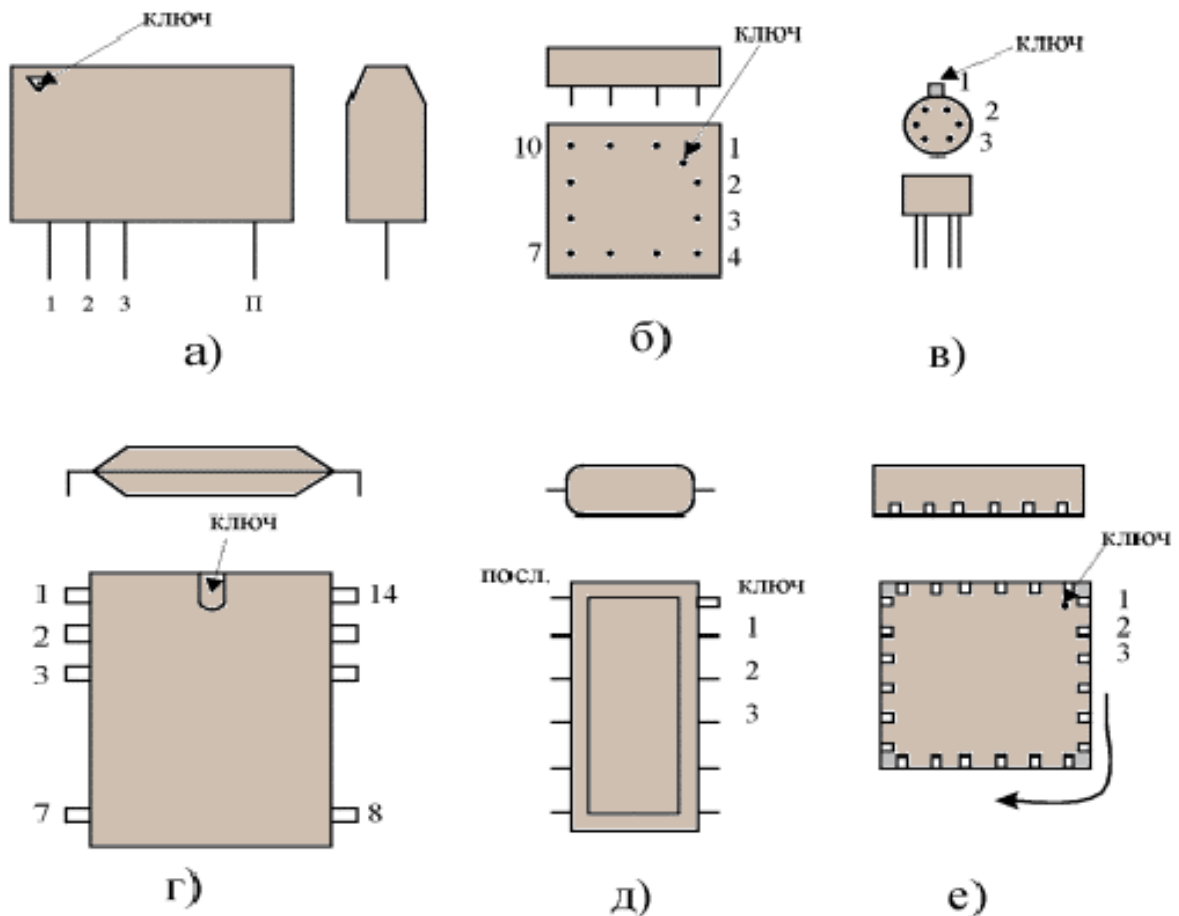


Рис.4.2. Типи корпусів ІМС

Цоколівка виводів: рахунок виводів від мітки («ключа») ведеться за годинниковою стрілкою, дивлячись зі сторони виводів; ключем в корпусі (4) є розширений вивід.

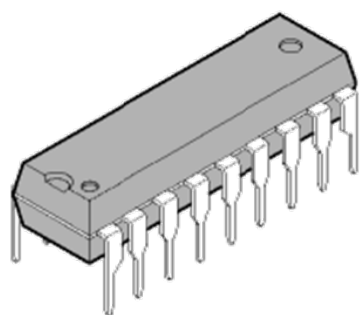
Крок виводів в корпусах типу 1 – 2,5 мм, типу 2 – 2,5мм і 1,25мм, типу 4 - 1,25 і 0,625мм, типу 3 – під кутом $360^\circ/n$, де n– число виводів, типу 5 – 1,25мм.

Основними напрямками у розвитку корпусів слід вважати зменшення кроку між выводами до 0.625мм, зменшення довжини виводів, розробку корпусів для технології поверхневого монтажу кристалів (ТПМК). Для ТПМК розроблено мініатюрні корпуси типу SO. Застосовуючи корпуси SO замість DIP отримують 30-50% економії площі друкованої плати, вартість зменшується приблизно в 4 рази, об'єм – у 8 разів, маса – в 2-5 разів.

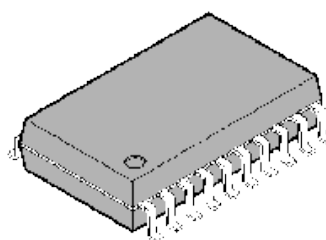
Кристалоносії (КРН) – квадратні або прямокутні корпуси, які мають J – подібні виводи, розміщені з чотирьох сторін і призначені для ТПМК. Одним із різновидів КРН є кристалоносії з выводами у вигляді контактних площинки, розміщених на

бічних сторонах корпусу. Ці корпуси називають без вивідними. Безвивідні КРН займають площу на платі в 6 разів меншу, а їхня маса в 10 разів менша за масу корпусів DIP. Корпуси КРН призначені для безпосереднього монтажу на поверхню паянням або установлення на панельки. Складаючи НВІС з кількістю виводів понад 100, КРН замінюють матричними корпусами (МК). Штиркові виводи або контактні площинки розміщені на основі МК із кроком 2.5мм. у вигляді матриці виводів, завдяки чому при однаковій кількості виводів основа МК менша від площі КРН. Захист такої схеми забезпечується корпусом пристрою, в який цю ІМС вмонтовано.

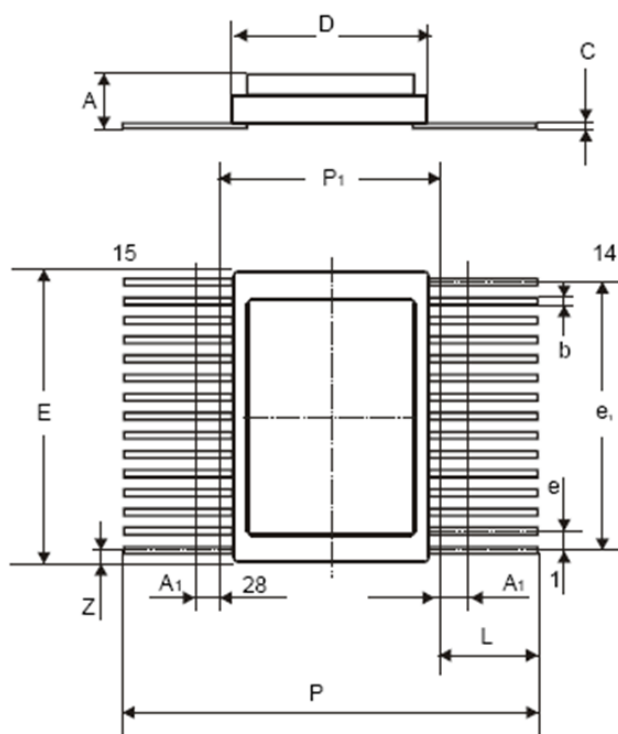
Число стандартних корпусів нараховується сотнями. На рис. 3 приведено деякі типи корпусів ІМС. У вітчизняних корпусах віддалі між виводами вимірюються в міліметрах і найбільш поширені це 2,5мм або 1,25мм. В іноземних мікросхемах віддалі вимірюється в дюймах, використовуючи величину 1/10 або 1/20 дюйма, що відповідає 2,54 і 1,28мм. В корпусах до 16 виводів ця різниця невелика, а при більших розмірах (20 і більше виводів) ідентичні корпуси вже не є сумісними



а)

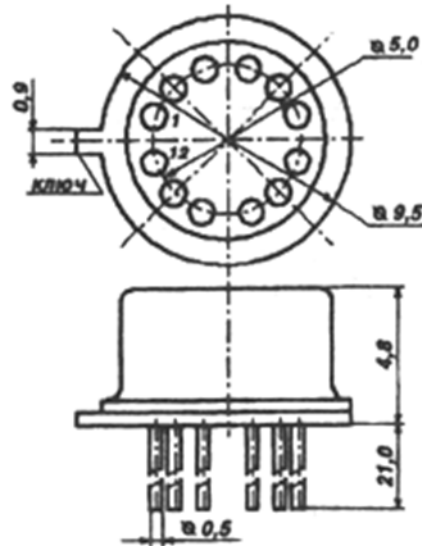


б)



в)

Размеры	мм	
	min	max
A	2,75	3,46
A ₁		0,7
b	0,31	0,45
C	0,13	0,2
D	12,43	12,7
E	18,09	18,3
e	1,25	
e ₁	16,25	
L	6,0	
P	25,77	26,1
P ₁	13,43	13,7
Z		1,05



г)

Рис.4.3. Корпуси ІМС: а – DIP корпус; б – SO корпус; в – планарний корпус; г - металоскляний круглий.

DIP (Dual In-line Package)-тип корпусу для монтажу ІМС в отвори друкованої плати. SO (small-outline integrated circuit)- призначений для поверхневого монтажу, займає на друкованій платі на 30-50% менше площі ніж аналогічний корпус DIP, а також має на 50 – 70% меншу товщину.

Тема 4.2: Гібридні інтегральні мікросхеми

План

- 1.Конструктивні елементи гібридних ІМС (ГІС)
- 2.Пасивні елементи

1. Конструктивні елементи гібридних ІМС (ГІС)

В сучасних гібридних інтегральних схемах пасивні елементи (резистори, конденсатори, контактні площинки і внутрішні схемні з'єднання) виготовляють шляхом послідовного нанесення на підкладку плівок із різних матеріалів, а активні елементи (діоди, транзистори) виконують в виді дискретних навісних деталей (в мініатюрному або без корпусному оформленні). Структуру ГІС показано на рис.1.

До гібридних належать також мікросхеми, які складаються з кількох кристалів з'єднаних між собою і змонтованих в одному корпусі (багато кристалні ІМС).

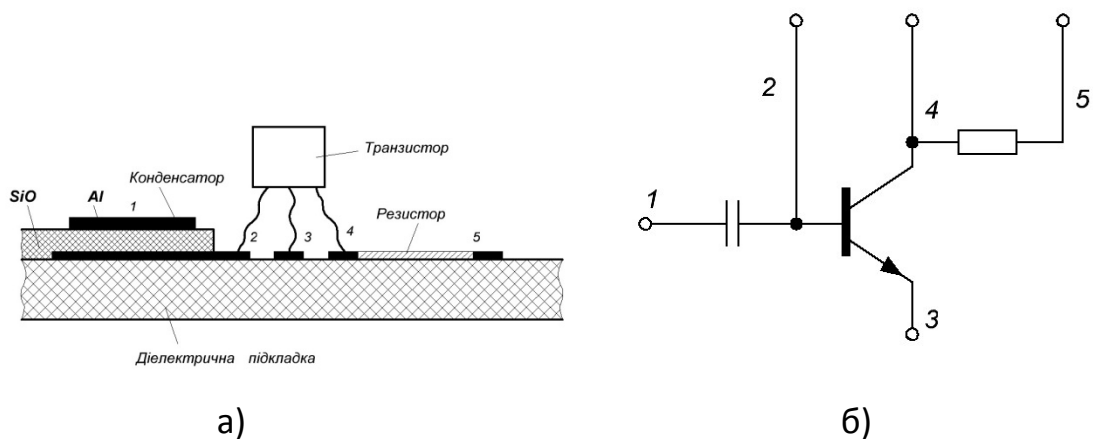


Рис.4.4. Структура гібридної інтегральної мікросхеми (а) і еквівалентної схеми цієї структури (б)

В залежності від товщини плівок розрізняють товстоплівкові (10...20мкн) і тонкоплівкові гібридні мікросхеми (1...2мкн)

Тонкоплівкові ГІС мають ряд переваг перед товстоплівковими: без пригонки можна одержувати вузчі допуски на номінали елементів (резисторів і конденсаторів), досягається вища щільність упакування елементів на підкладці.

Основними конструктивними елементами гібридної інтегральної мікросхеми являються :

- Підкладка, на якій розміщені пасивні і активні елементи;
- Пасивна частина з планарним (в одній площині) розміщенням плівкових провідників, контактних площинок, резисторів і конденсаторів;
- Навісні безкорпусні напівпровідникові прилади з гнучкими провідниковими выводами або жорстко фіксованою системою выводів;
- Навісні мініатюрні пасивні елементи (конденсатори великих номіналів, транзистори, дроселі)
- Корпус для герметизації мікросхеми і закріплення її выводів.

2. Пасивні елементи

Підкладки. В якості матеріалів підкладки використовують скло, кераміку, сапфір. Ці матеріали мають малу питому електропровідність, високу діелектричну міцність та хімічно стійкі. Для забезпечення надійного зчеплення плівок з підкладкою їх полірують, протравлюють в кислоті і промивають. Окрім цього, перед нанесенням плівок підкладки очищують шляхом іонного бомбардування безпосередньо в установці для напилення. Підкладка для нанесення гібридної мікросхеми представляє собою прямокутну пластину довжиною l , шириною b і товщиною S .

Встановлені наступні розміри підкладок:

l , мм... 48 48 24 16 16 12 6 4

b , мм... 60 30 30 20 10 10 5 2,5

Товщина підкладок S : 0,6; 1,0; 1,6мм з відхиленням 0,06мм.

Провідники і контактні площинки. Провідники призначені для з'єднання окремих елементів мікросхеми один з одним, а контактні площинки – для з'єднання плівкових і навісних елементів з провідниками, а також для зв'язку з зовнішніми виводами мікросхеми.

Для провідників і контактних площинок рекомендуються золото, срібло, мідь, алюміній і нікель. Для покращення адгезії струмопровідних матеріалів до підкладки напильють підшар хрому, титану, молибдену і ін.

Мінімально допустимі розміри контактної площини, призначеної для контролю плівкових елементів складають 0,3х0,3мм, для підпаювання навісних елементів – 0,7х0,7мм, для зварювання 0,4х0,4мм. Мінімально допустимі розміри міжконтактними площинками 0,5мм. Контактним площинкам рекомендується надавати найбільш просту форму, наприклад Г, Т і П-подібну(рис.4.5).

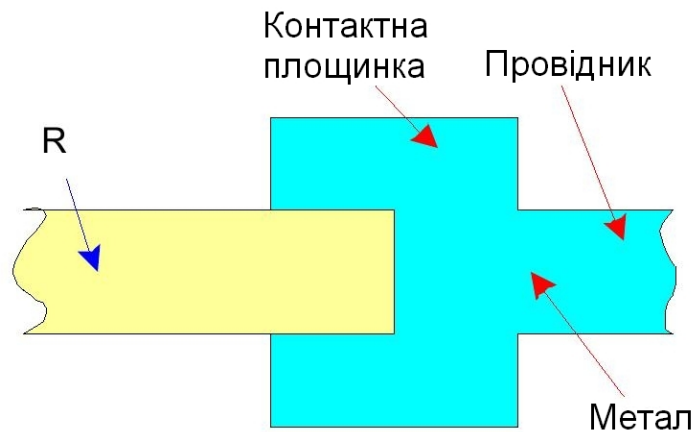


Рис.4.5. Конфігурація контактної площинки

Резистори. Плівкові резистори виготовляють із матеріалів, які мають високий електричний опір і низький температурний коефіцієнт опору(ТКО): хром, ніхром, тантал, металокераміка, спеціальні провідні фарби на основі вуглецю та ін.

Зазвичай плівкові резистори мають прямокутну форму. На рис.4.6. показано дві основні конфігурації плівкових резисторів. Для отримання стабільних плівкових опорів товщина плівки вибирається 0,01...1мкн. Дуже тонкі плівки (0,005мкн) значно змінюють свої параметри в процесі виготовлення і експлуатації схеми.

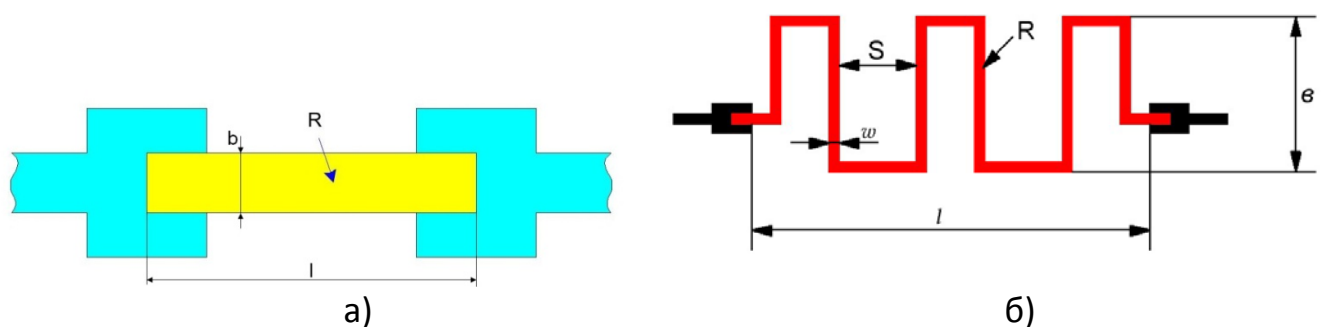


Рис.4.6. Основні конфігурації плівкових резисторів

Для резистора, що має форму прямокутника (рис.4.6,а) величина опору визначається за формулою:

$$R = \frac{\rho l}{bh}, \quad (4.1)$$

де R-величина опору, Ом; ρ – питомий опір матеріалу резистивної плівки, Ом/см; b – ширина резистивного шару, см; h- товщина плівки, см.

Нормалізованою мірою опору плівкового резистора являється поверхневий питомий опір R_S (відношення опору до квадрату площі резистивної плівки). Одиницею вимірювання такого опору являється величини Ом на квадрат Ом/□. Значення R_S залежить лише від питомого опору матеріалу і товщини плівки і являється величиною постійною для квадрата будь-яких розмірів. Так, при $b = lR_S = \rho/h$.

Фактична величина опору R дорівнює добутки поверхневого опору на число квадратів.

$$R = R_S N \quad (4.2)$$

Для резистора, виконаного за рис.4.6,б, опір визначають за формулою:

$$R \approx R_S [(lb/s\omega + \omega^2)S], \quad (4.3)$$

де ω – ширина резистивних ліній; S – віддаль між ними. Ширина резистивної лінії приймають зазвичай не менше 0,2мм.

В результаті розрахунку плівкових резисторів повинні бути визначені ширина і довжина резистивної плівки. Ці величини розраховують за формулою:

$$b \geq \sqrt{(P_S P)/(R P_{\text{пит}})}; \quad (4.4)$$

$$l = b(R_1/R_S) \quad (4.5)$$

Вихідними величинами являється: задана величина опору R, Ом; розрахункове значення потужності розсіювання резистора P, Вт; максимально допустима питома потужність розсіювання резистивної плівки $P_{\text{пит}}$, Вт/см²; мінімальна ширина плівки в (для резистора, рис.3,а) або ω (для резистора, рис.4.6,б), см.

Діапазон номіналів плівкових резисторів лежить в діапазоні 50Ом...10МОм.

Конденсатори. Плівкові конденсатори як правило складаються із трьох шарів: двох металічних обкладок (електродів) і діелектричного шару між ними (рис.4.7).

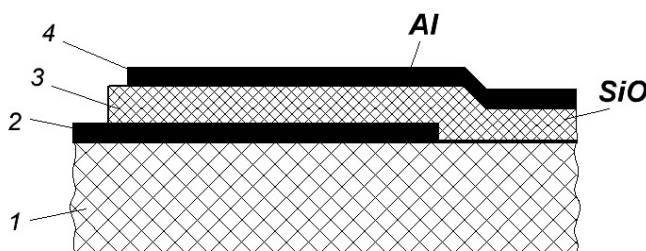


Рис.4.7. Структура плівкового конденсатора:

- 1-діелектрична підкладка;
- 2-нижня обкладка;
- 3-діелектрична плівка;
- 4-верхня обкладка

В якості матеріалів для обкладок використовують алюміній, золото, срібло, тантал, мідь і ін. Діелектриками служать монооксид кремнію SiO₂, монооксид германію GeO, п'ятнокистанталу Ta₂O₅ та ін.

Ємність плівкового конденсатора визначається за формулою:

Н.М. Щупляк. Основи електроніки і мікроелектроніки.

$$C = 0.885(\varepsilon S/d), \quad (4.6)$$

де С-ємність,пФ; ε-діелектрична проникливість діелектрика;

S-площа обкладок конденсатора,см²;d-товщина діелектрика,см.

Ємність конденсатора, площа обкладок якого рівна 1 см²,називають питомою ємністю С₀(виражається вона в пФ/см²):

$$C = 0.885\varepsilon/d, \quad (4.7)$$

Електрична міцність діелектрика оцінюється величиною пробивної напруги U_{проб} і відповідним значенням напруженості електричного поля E_{проб}за формулою:

$$E_{пр} = U_{проб}/d, \quad (4.8)$$

Важливим експлуатаційним показником конденсаторів являється температурний коефіцієнт ємності (ТКЕ),який визначається за формулою:

$$ТКЕ = [(C_2 - C_1)/C_1(t_2 - t_1)], \quad (4.9)$$

Де С₁ – ємність при температурі t₁;С₂ – ємність при температурі t₂.

Втрати в діелектрику плівкового конденсатора виражають через тангенс кута діелектричних втрат tgδ.

Розрахунок плівкових конденсаторів при обраній товщині діелектрика зводиться до визначення площі обкладок за формулою:

$$S = C_n/C_0, \quad (4.10)$$

де С_н – заданий номінал ємності.

Індуктивності. В тонко плівкових схемах використовують плікові індуктивності в виді одношарової спіралі (рис.4.8.). В якості матеріала спіралі зазвичай використовують золото, так як воно має хорошу провідність. Такі спіралі мають малу індуктивність. Так як встановлення тонкоплівкових індуктивностей зв'язано з рядом труднощів, то найчастіше в гібридних мікросхемах використовують дискретні мікросхеми індуктивності з сердечниками із порошкового заліза або з спеціальних феритів.

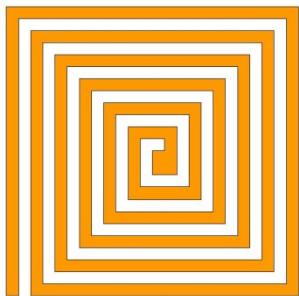


Рис.4.8. Тонкоплівкова індуктивність

Тема 4.3: НАПІВПРОВІДНИКОВІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ

План

1. Принцип виготовлення напівпровідникових ІМС
2. Компоненти напівпровідникових ІМС

1. Принцип виготовлення напівпровідникових ІМС

На відміну від гібридних ІМС, які складаються із двох різних типів елементів (плівкових і навісних), напівпровідникові ІМС складаються із єдиного кристала напівпровідника, окремі області якого виконують функції активних і пасивних елементів, між якими існують необхідні електричні з'єднання і ізоляційні прошарки.

Розрізняють два класи напівпровідникових ІМС: біполярні та на МДН структурах.

Основний принцип виготовлення напівпровідникових ІМС заключається в тому, що вони створюються в єдиному технологічному циклі, тобто всі активні і пасивні елементи цих схем формуються одночасно на одній і тій же несучій конструкції — підкладці.

Технологія напівпровідникових ІМС ґрунтується на почерговому легуванні напівпровідникової (кремнієвої) пластини донорними та акцепторними домішками, внаслідок чого під поверхнею виникають тоненькі прошарки з різними типами провідності та р-п переходи на межах прошарків. Окремі прошарки використовуються як резистори, р-п переходи — в діодних та транзисторних структурах.

Легування пластин здійснюється локально, тобто на окремих ділянках, розділених, досить великими ділянками. Локальне легування здійснюється за допомогою спеціальних масок з отворами, через які атоми домішок проникають у пластину на потрібні ділянки. Під час виготовлення напівпровідникових ІМС роль маски виконує плівка двооксиду кремнію SiO_2 , яка покриває поверхню кремнієвої пластини. У цій плівці спеціальними методами гравірують відповідну сукупність атомів або необхідний «рисунок». Отвори в масках зокрема, в оксидній плівці, називають вікнами.

Біполярні ІМС. Основним елементом біполярних ІМС є n-p-n-транзистор: на його виготовлення орієнтується весь технологічний цикл. Усі інші елементи потрібно виготовляти, по можливості, одночасно із цим транзистором без додаткових технологічних операцій. Так, резистори виготовляють одночасно з базовим прошарком n-p-n транзистора і тому вони мають таку саму глибину, що і базовий прошарок. Як конденсатори використовують зміщені у зворотному напрямі p-переходи, в яких n прошарки відповідають колективному прошарку n-p-n транзистора, а р прошарки — базовому.

ІМС на основі МДН - структур. Основним елементом таких ІМС є МДН – транзистор з індивідуальним каналом. Роль резисторів виконують транзистори, які вмикають за схемою двополюсника, а роль конденсаторів — МДН – структури, в яких прошарок діелектрика отримують одночасно з підзатворним прошарком транзистора, а напівпровідникову обмотку — одночасно з прошарком витоку та стоку.

Характерна особливість напівпровідникових ІМС полягає в тому, що серед елементів немає котушок і трансформаторів.

Процес виготовлення сучасних напівпровідникових ІМС дуже складний. Його проводять тільки в спеціальних герметичних приміщеннях на спеціалізованому обладнанні. Технологія виготовлення напівпровідникових ІМС розвинулося на основі планарної технології транзисторів.

Ізоляція елементів інтегральних мікросхем. Усі елементи біполярних напівпровідникових ІМС повинні бути ізольовані один від одного для уникнення паразитної взаємодії між ними через підкладку. Внутрішній зв'язок між елементами біполярних ІМС настільки великий, що порушує бажану конфігурацію електричної схеми (рис.4.9,а). Тому, формуючи такі ІМС, обов'язково намагаються реалізувати

відповідні методи ізоляції для того, щоб необхідні з'єднання створювати лише за допомогою металевої розводки.

У МДН – трансформаторах ІМС витоки та стоки суміжних трансформаторів розділені зустрічно ввімкненими р-переходами (рис.4.9,б)



Рис.4.9,а. Внутрішній зв'язок елементів біполярних ІМС крізь підкладку

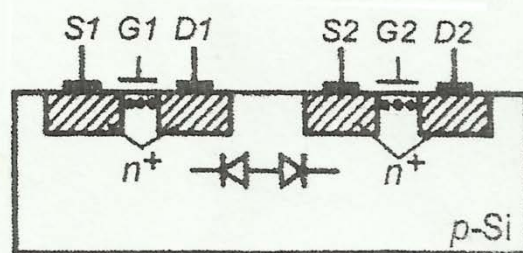


Рис.4.9,б. Порушення зв'язку елементами МДН – транзистор-ІМС

Гальванічний зв'язок між елементами МДН – структур створюється дуже малими зворотними струмами переходів. Ними можна знехтувати. Таким чином, ізоляція елементів МДН – транзисторних ІМС не потрібна, а відтак елементи можна розташовувати близько один від одного і тим самим підвищувати щільність компонування та використання площі кристала. Це дуже важлива перевага МДН – транзисторних ІМС в порівнянні з біполярними мікросхемами.

Використовують такі способи ізоляції і ізоляцію зворотно-зміщеним р-п переходом, ізоляцію діелектриком, ізоляцію за технологією «кремній на сапфірі».

Ізоляція р-п переходом. Для створення такої ізоляції формують два зустрічно ввімкнені діоди між елементами ІМС. Для того, щоб ці діоди знаходилися під зворотним зміщенням, на підкладку подають максимальний негативний потенціал від джерела живлення.

Розглянемо один з найбільш поширених способів – планарно-епітаксійний з роздільною дифузією (рис.4.10,а). Спочатку на пластині кремнію нарощують епітаксійний прошарок з електропровідністю n-типу (протилежною електропровідності підклади) по всій площині пластини кремнію. Потім виконують звичайні етапи планарної технології і окиснення поверхні епітаксійної плівки, нанесення фоторезисту, засвітлена через маску-шаблон, створення вікон у діоксиді кремнію, локальну дифузію акцепторів через весь епітаксійний прошарок до підклади з електропровідністю р-типу (рис.4.10,а).

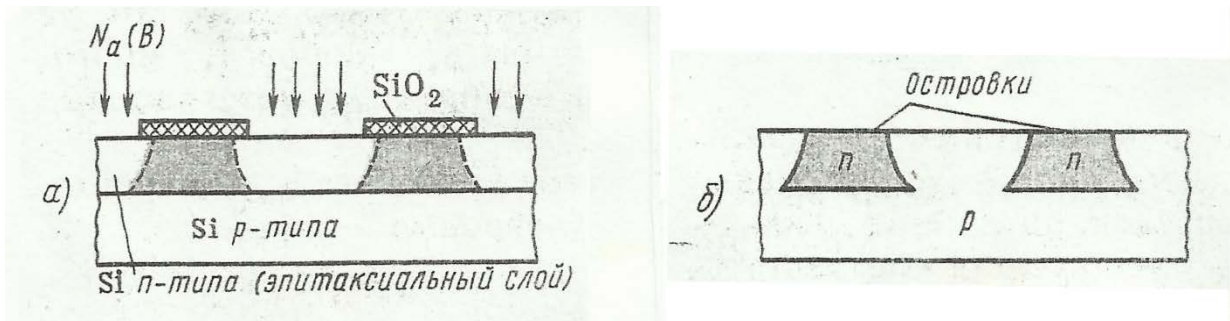


Рис.4.10. Формування «острівців» з електропровідністю n – типу для ізоляції р-п переходом: а - створення «острівців» методом планарної технології; б - кінцева структура.

В одержаних «острівцях» з електропровідністю n - типу (рис.3,б) в подальшому формують структури транзисторів або інших напівпровідникових приладів.

Ізоляція діелектриком. Цей спосіб більш досконалий і дозволяє отримати хорошу ізоляцію як за постійним так і за змінним струмом, так як ємність, що зв'язана з оксидним шаром може бути дуже малою. При кімнатній температурі струми витікання в діелектриках на 3...5 порядків менші, ніж зворотні струми р-п переходом (більше 800В).

Розглянемо метод ізоляції елементів діоксидом кремнію SiO_2 . Для створення діелектричних карманів використовують так званий епік-процес. Етапи цього процесу показано на рис.4.11. Пластину кремнію n-типу покривають тонким (2...3мкм) епітаксійним шаром n^+ -типу (рис.4.11,а). Крізь маску в пластині використовують канавки глибиною 10-15 мкм, після чого всю рельєфну поверхню окислюють (рис.4.11,б). Далі на неї напилують товстий шар полікристалічного кремнію.

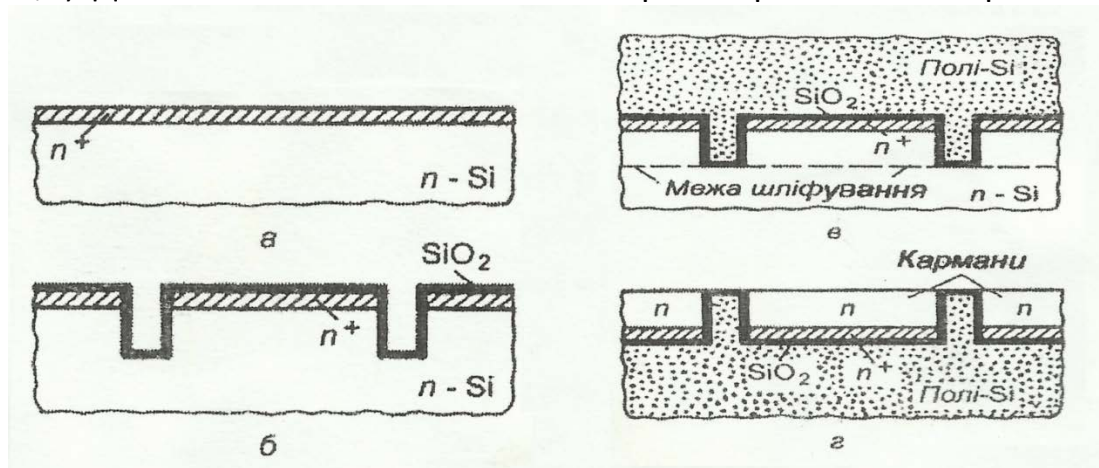


Рис.4.11. Спосіб діелектричної ізоляції: а-вихідна структура ; б-травлення канавок та окиснення ; в-напилення полікристалічного кремнію ; г-кінцева структура

Вихідну пластину n-типу зашліфовують на всю товщину аж до дна канавок. У результаті одержують кармани n - типу (з прихованим n^+ -шаром), що розміщується вже в полікристалічній прокладці (рис.4,г). ізоляція електродів забезпечується оксидним шаром SiO_2 .

2. Компоненти напівпровідникових ІМС

Активні елементи ІМС формуються в кристалах кремнію за методом планарної технології створення різних транзисторних структур. Для структури планарних транзисторів характерно розташування виводів в одній площині (плані). Плоска система дозволяє простим способом-нанесення плівки двоокису кремнію – створювати захист від зовнішніх впливів.

Біполярний транзистор. Біполярні структури широко використовують у складі мікросхем. Особливості функціонування та структури таких приладів зумовлюють необхідність ізоляції елементів, сформованих в об'ємі кристала для запобігання паразитної взаємодії між ними. Структура БТ в ІМС суттєво відрізняється від структури дискретного транзистора (Рис.4.12).

Вивід від колекторної області інтегрального транзистора роблять на верхній поверхні кристала (планарне розташування виводів). Тому для зменшення об'ємного опору області колектора перед епітаксією ним нарощуванням здійснюють підлегвання підкладки в тих місцях, де будуть сформовані транзисторні структури, створюючи таким чином прихований n^+ -прошарок (рис.4.12).

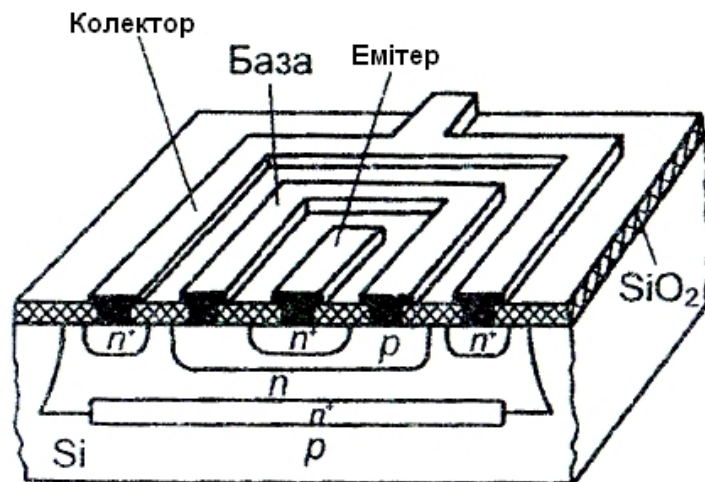


Рис.4.12. Структура біполярного транзистора з прихованим n^+ -прошарком (а)- і топологія електродів цього транзистора (б)

Інтегральний транзистор відрізняється від аналогічного дискретного транзистора, виготовленого за тією самою планарною технологією, значно меншими розмірами. Це пояснюється тим що в дискретному планарному транзисторі повинні бути пластинки для приєднання провідних виводів емітера, бази та колектора. Розмір контактних пластинок повинен бути не меншим за 100x100 мкм. В ІМС контактні пластинки потрібні тільки для того, щоб приєднати виводи від усієї схеми. Окремі елементи ІМС з'єднані між собою міжелементними з'єднаннями у вигляді тонких та вузьких (кілька мікрометрів) металевих смужках.

Основу біполярних ІМС складають транзистори n-p-n типу, що зумовлено зручністю формування саме n-p-n транзисторів у порівнянні з параметрами інтегральних транзисторів p-n-p – типу.

Багатоемітерний транзистор. З розвитком мікроелектроніки з'явилися деякі різновиди n-p-n транзисторів, яких немає в дискретних електронних схемах і які

не використовуються як дискретні прилади. Такі транзистори є основою досить поширеного класу цифрових ІМС – схем транзисторно-транзисторної логіки(ТТЛ). Структуру і топологі багатоеміторного транзистора на рис.4.13.

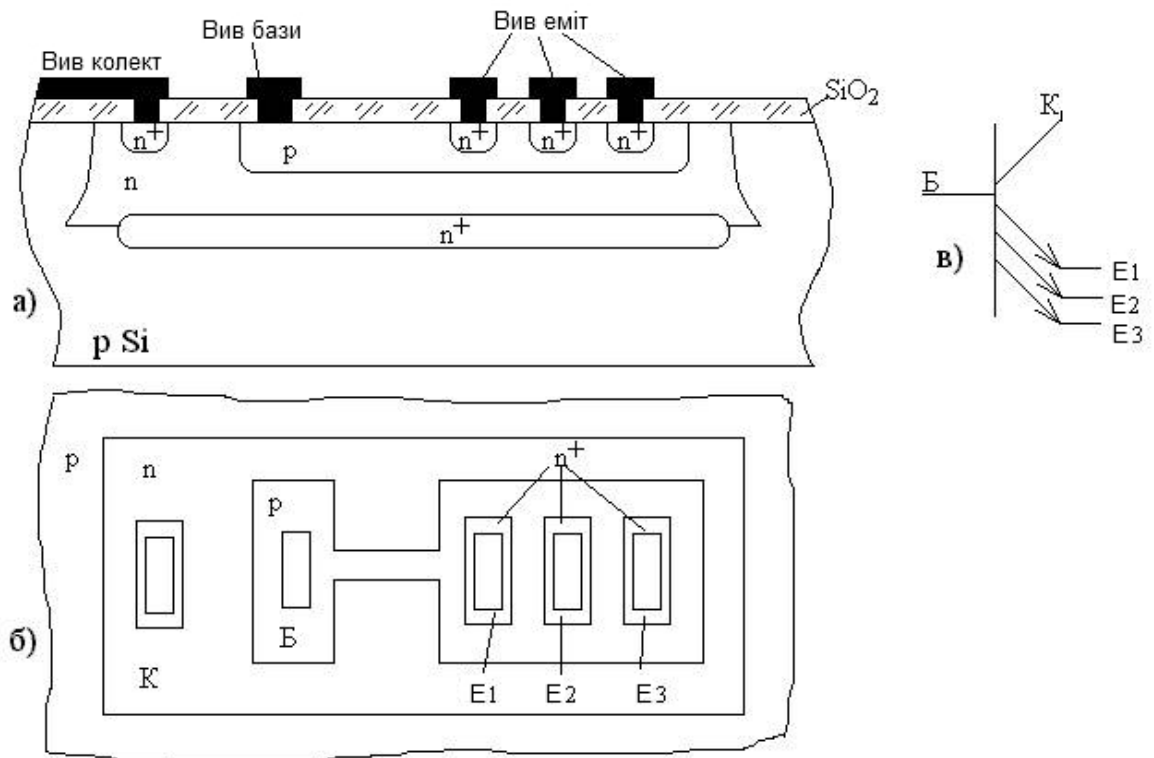


Рис.4.13. Багатоемітерний транзистор: а — топологія та структура; б — взаємодія між суміжними емітерами; в — схемні моделі.

Багатоемітерний транзистор можна розглядати як сукупність окремих транзисторів зі з'єднаними базами та колекторами (рис.4.13) Кожна пара сумісних емітерів разом з відокремлювальним прошарком бази створюють горизонтальний (повздовжній) транзистор типу n-p-n. Якщо на одному із емітерів діє пряма напруга, а на іншому — зворотна, то перший буде інжектувати електрони, а другий збирати ті з них, які інжектвані через базову поверхню емітора і пройшли без рекомбінації відстань між емітерами (рис.4.13,в). Такий транзисторний ефект є для багатоемітерного транзистора паразитним: у зворотно-зміщеному переході, який повинен бути закритий, буде текти струм. Щоб уникнути горизонтального транзисторного ефекту, відстань між емітерами має перевищувати дифузійну довжину носіїв у базовому прошарку. Якщо транзистор легований золотом, то дифузійна довжина не перевищуватиме 2...3 мкм. Достатньою являється відстань 10...15 мкм.

Поряд з біполярними, в напівпровідникових ІМС широко використовуються польові МДН - транзистори (з ізольованим затвором). В основі виготовлення МДН – транзисторів так як і біполярних лежить планарна технологія, але число технічних операцій, необхідних для створення МДН – транзисторів, значно скорочується.

Діоди. В напівпровідникових ІМС діоди виготовляються методами планарної технології одночасно з виготовленням транзисторів. На рис.4.14 показано п'ять варіантів використання біполярних транзисторів в якості діодів.

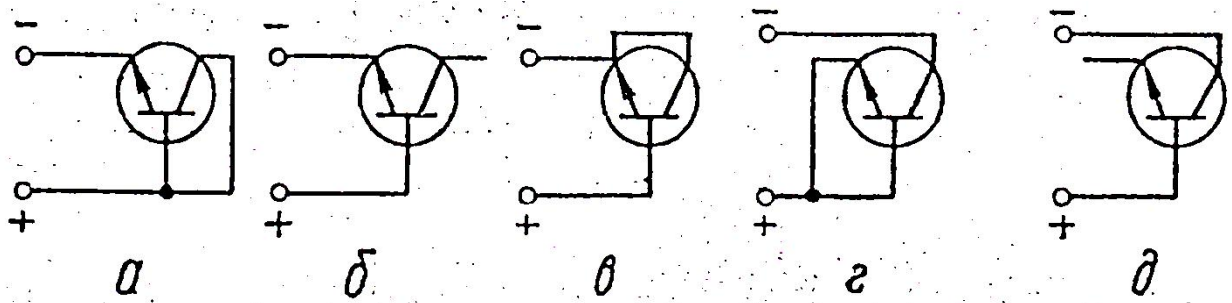


Рис.4.14. Варіанти використання біполярного транзистора в якості діода

В залежності від вимог, що ставляться до діода в ІМС, вибирається та або інша транзисторна структура. При ввімкненні транзистора за схемою рис.7 а,б використовується перехід емітер-база. При такому ввімкненні носії зарядів накопичуються в базі. Так як товщина бази дуже мала (менше 200мкм), процес розпряду ємності р-п переходу буде швидким, що дозволяє отримати найбільшу швидкодію. В цих же схемах діоди мають найменше значення зворотного струму, так як в них використовується тільки емітерний перехід: площа і ширина якого найменші. Найбільше значення зворотного струму має діод. Ввімкнений за схемою рис. 7,в, так як в цьому випадку оба переходи ввімкненні паралельно. Ємність такого діода збільшується, швидкість зменшується.

В якості діодів загального призначення використовують колекторно-базовий р-п перехід (рис.4.14,г,д). При такому ввімкненні діоди мають найбільше значення допустимих зворотних напруг порядку 50 В.

Розділ 5

ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Тема 5.1: ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

План

1. Призначення підсилювачів постійного струму та їх класифікація.
2. Підсилювачі постійного струму прямого підсилення.
3. Балансні ППС.
4. Диференційні ППС.
5. ППС з подвійним перетворенням.

1. Призначення підсилювачів постійного струму та їх класифікація

Основна відмінність підсилювачів постійного струму (ППС) від підсилювачів змінного струму, заключається в тому, що нижня границя їх смуги пропускання відповідає частоті $\omega_n=0$. Отже, ППС призначені для підсилення електричних сигналів у діапазоні частот від 0 до $\omega_{гр}$.

Для передачі інформації без спотворень АЧХ ППС має бути рівномірною, а ФЧХ – лінійною функцією частоти (рис.5.1)

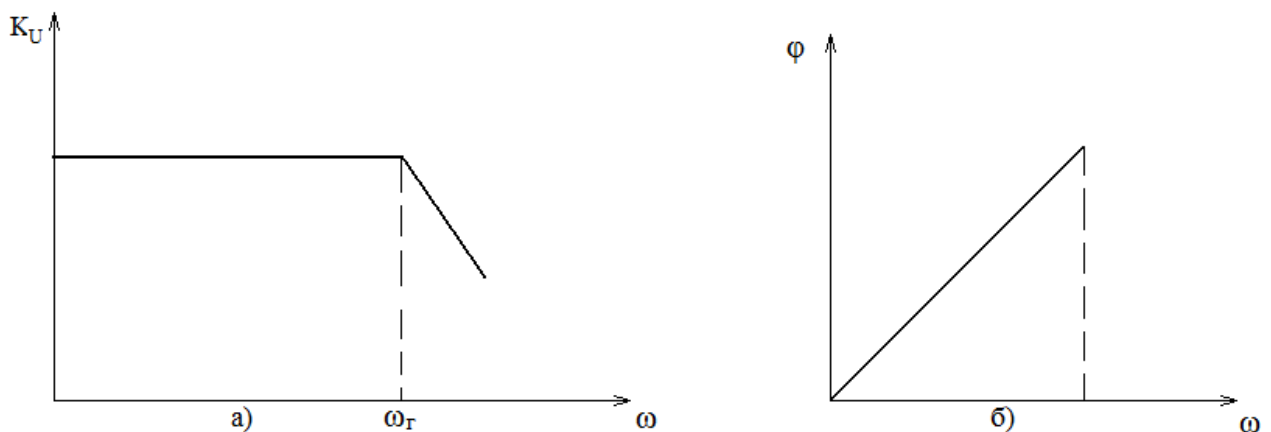


Рис.5.1. АЧХ (а) та ФЧХ (б) ППС в діапазоні частот від 0 до $\omega_{гр}$.

ППС широко використовуються в вимірювальній техніці (перетворювачі неелектричних величин в електричні), в медицині, в ядерній фізиці і в інших областях техніки.

При побудові багатокаскадних ППС ємнісний або трансформаторний зв'язки не використовують. Для з'єднання окремих каскадів підсилення використовують тільки **гальванічний зв'язок**, а тому ППС ще називають підсилювачами з безпосереднім зв'язком.

Підсилення постійних напруг і струмів можна здійснити двома принципово різними методами: безпосередньо за постійним струмом і з попереднім перетворенням постійного струму в змінний. ППС розділяють на два основні види:

- підсилювачі прямого підсилення;
- підсилювачі з перетворенням.

Зміни вихідної напруги, не зв'язані з вхідною напругою і зумовлені внутрішніми процесами в ППС, називають **дрейфом нуля підсилювача** (рис.5.2). Напруга дрейфу на виході підсилювача може бути одного порядку з напругою корисного сигналу. Це приводить до недопустимих спотворень корисного сигналу. У ППС завжди має бути пристрій установлення нуля (рис.1.3), який дає змогу перед роботою встановити нуль на виході ППС.

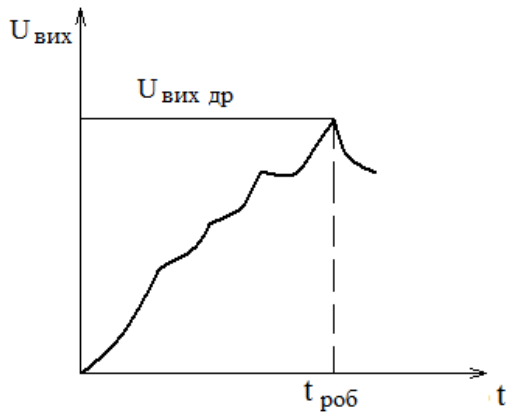


Рис.5.2. Дрейф нуля на виході ППС

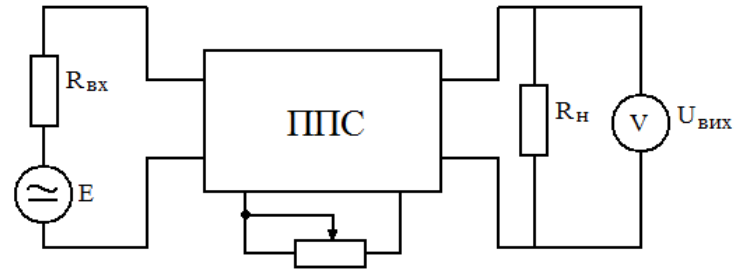


Рис.5.3. ППС із установкою нуля на виході

Розрізняють **абсолютний дрейф** нуля на виході підсилювача і **приведений до входу** підсилювача.

Абсолютний дрейф нуля представляє собою максимальну зміну вихідної напруги при коротко замкнутому вході за визначений проміжок часу $t_{роб}$.

Приведений до входу дрейф підсилювача дорівнює відношенню абсолютного дрейфу до коефіцієнту підсилення підсилювача (за напругою):

$$U_{дрвх} = \frac{U_{дрвих}}{K} \quad (5.1)$$

Якщо вхідний сигнал перевищує рівень дрейфу $U_{вх} > U_{дрвх}$ у 2-3 рази, його можна виділити на рівні дрейфу. Отже, рівень дрейфу нуля, приведений до входу підсилювача $U_{дрвх}$, визначає його чутливість.

2. Підсилювачі постійного струму прямого підсилення

Схема двохкаскадного ППС прямого підсилення приведена на рис.5.4. Він складається з двох каскадів, виконаних за схемою з СЕ. Призначення елементів схеми те ж саме, що і в підсилювачах змінного струму.

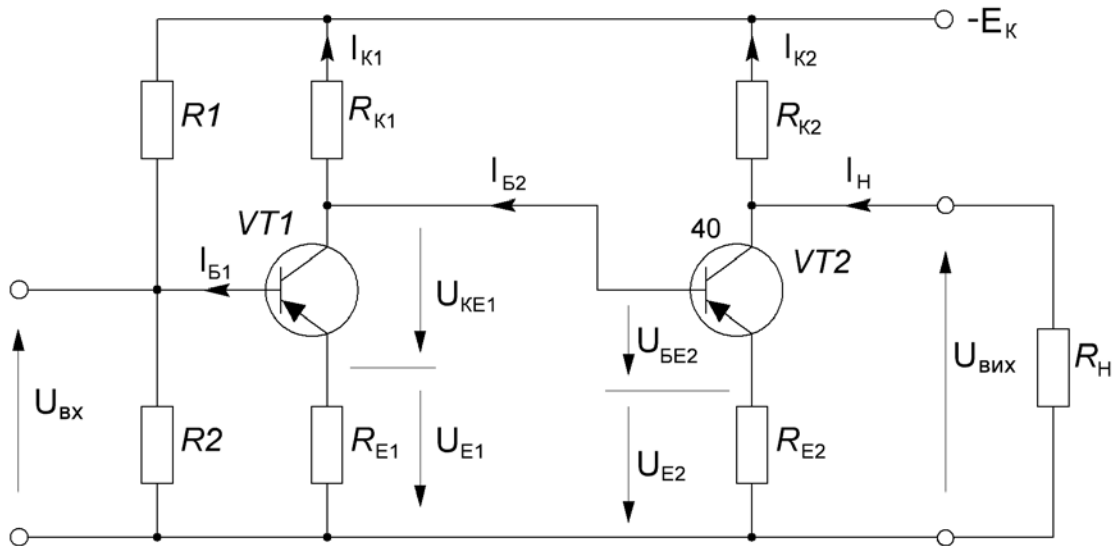


Рис.5.4. Схема ППС прямого підсилення.

Напруга сигналу U_{BX} поступає на базу транзистора $VT1$ і після підсилення першим каскадом безпосередньо подається на вхід другого каскаду, виконаного на транзисторі $VT2$. Після повторного підсилення сигнал подається на навантаження R_H .

На відміну від підсилювача змінного струму в ППС з гальванічним зв'язком вибір режиму спокою кожного окремого каскаду залежить від режимів сусідніх каскадів.

Зміщення на базу транзистора $VT1$ знімається з дільника $R1, R2$. При цьому напруга спокою першого каскаду $U_{OK} = U_{E1} + U_{KE1}$ безпосередньо подається на базу транзистора $VT2$ і, якщо не прийняти спеціальних заходів, під її дією транзистор ввійде в режим насичення. Для того, щоби виключити це явище, в коло емітера $VT2$ вводять резистор R_{E2} , на якому виділяється напруга U_{E2} , що компенсує напругу U_{OK} , так як спрямована зустрічно. Опір резистора R_{E2} підбирають такої величини, щоби спад постійної напруги на ньому був більшим за спад напруги на R_{E1} на різницю напруг колектор-емітер попереднього і база-емітер наступного транзистора:

$$U_{E2} = U_{E1} + (U_{KE1} - U_{BE2})$$

Напруга U_{BE2} забезпечує протікання необхідного базового струму

$$I_{B2} = U_{BE2} / h_{11E2} = U_{BE2} / R_{BX2}$$

що відповідає нормальному режиму роботи другого каскаду.

В режимі погодження каскадів повинні виконуватися наступні співвідношення:

$$R_{K1} = \frac{E_K - U_{KE1} - U_{E1}}{I_{K1} + I_{B2}}; \quad R_{K2} = \frac{E_K - U_{K2} - U_{E2}}{I_{K2} + I_H}.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою окремих каскадів визначається за формулою:

$$K_U = \beta \frac{R_K}{R_{BX}}$$

Для першого каскаду

$$R_{BX1} \approx R_{E1}(\beta_1 + 1) + \frac{R_r \cdot R}{R_r + R}$$

де R_r - внутрішній опір джерела сигналу;

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} - \text{опір кола зміщення.}$$

Для другого каскаду

$$R_{BX2} \approx R_{E2}(\beta_2 + 1)$$

Очевидно, що чим більша величина колекторної напруги попереднього каскаду підсилення, тим більшим має бути падіння напруги на емітерному опорі наступного каскаду при заданому колекторному струмів. Це вимагає зменшення опору R_K і збільшення R_E наступних каскадів ($R_{K2} > R_{K1}$ і $R_{E2} > R_{E1}$).

Так як через емітерні опори протікають також струми корисних сигналів, то при збільшенні цих опорів збільшується глибина від'ємного зворотного зв'язку, яка зменшує підсилення. Значить, коефіцієнт підсилення ППС прямого підсилення зменшується від каскаду до каскаду. Тому побудова таких ППС з числом каскадів більше трьох не є вигідною.

Недоліком ППС з гальванічним зв'язком є велике значення дрейфу нуля і використовуються вони, коли немає високих вимог до якості підсилення.

3. Балансні ППС

Для суттєвого зменшення дрейфу нуля при дії різних дестабілізуючих факторів використовуються балансні схеми, особливо в перших каскадах підсилювача, де існує найбільша небезпека дрейфу.

Балансні ППС будуються на основі чотириплечового моста, схема якого наведена на рис.5.5.

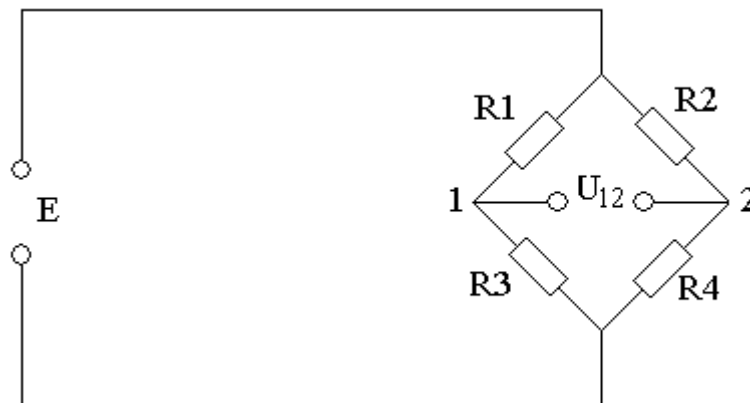


Рис.5.5. Чотириплечовий міст

Міст збалансований : $U_{12}=0$ при $E - \text{var}$, якщо $R_1 R_4 = R_2 R_3$

Напруга на виході моста не залежить від зміни напруги живлення E чи від пропорційних змін параметрів плечей.

Схема балансного ППС зображена на рис.5.6.

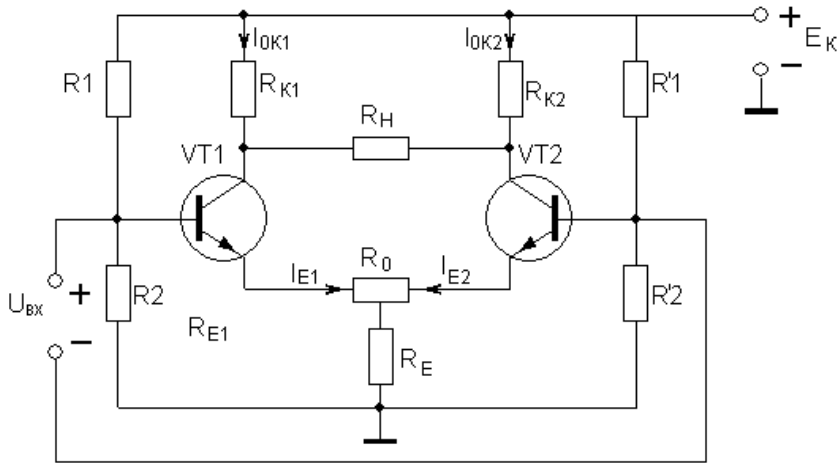


Рис.5.6. Балансний підсилювач

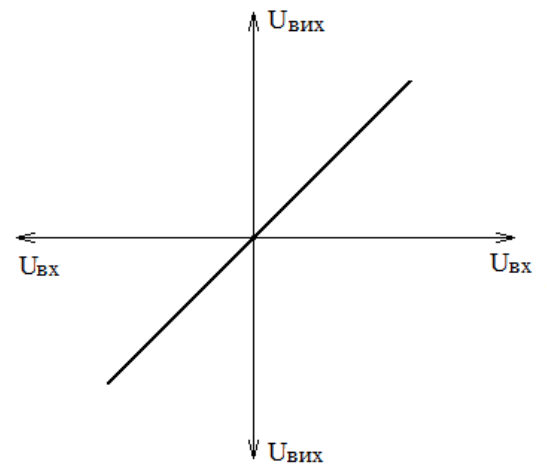


Рис.5.7. Амплітудна характеристика балансного ППС

Схема складається з двох каскадів на транзисторах VT1 і VT2. Параметри елементів обох каскадів повинні бути однаковими: $R_1=R'1$, $R_2=R'2$, $R_{K1}=R_{K2}=R_K$.

Підсилювач являє собою міст, де роль резистора R_1 виконує R_{K1} , R_2 – опір транзистора VT1 (разом з відповідною частиною резистора R_0 і резистором R_E), $R_3=R_{K2}$, R_4 – опір транзистора VT2 (разом з відповідною частиною резистора R_0 і резистором R_E). До однієї із діагоналей моста під'єднано напругу джерела живлення E_K , а в другу діагональ ввімкнено резистор R_H , з якого знімається вихідна напруга.

Якщо вхідний сигнал відсутній, то міст збалансований, а напруга на навантаженні дорівнює нулеві (коли схема абсолютно симетрична). При повній симетрії плечей струми спокою I_{OK1} , I_{OK2} обох транзисторів, а також їх відхилення у випадку зміни режимів (наприклад при зміні E_K , зміні температури і т.п.) мають однакову величину. Потенціали колекторів при цьому також рівні або отримують однакові прирости напруг. Тому при однаковій дії дестабілізуючих факторів на обидва транзистори одночасно баланс моста не порушується і вихідна напруга не появляється. Напруга дрейфу практично дорівнює нулеві.

За наявності вхідного сигналу з полярністю, що вказана на рис.5.6 транзистор VT1 привідкривається, його колекторний струм зростає, а транзистор VT2 пропорційно закривається і його колекторний струм зменшується. Внаслідок цього на навантаженні R_H з'являється напруга розбалансу. Таким чином, амплітудна характеристика балансного ППС не повинна відрізнятися від прямої лінії, що проходить через початок координат (рис.5.7).

В реальних балансних схемах існує деяка асиметрія. Тому напруга дрейфу на виході повністю не щезає. Дрейф нуля практично у 20-30 разів менший, ніж у підсилювача з гальванічними зв'язками і визначається різницею I_{OK1} та I_{OK2} .

Для забезпечення додаткової симетрії схеми і регулювання струмів транзисторів в режимі спокою використовується змінний резистор R_0 . Величина цього резистора зазвичай $R_0 \approx (0,01 \cdot 0,05)R_E$.

На резисторі R_E створюється спад напруги за рахунок струмів емітера обох транзисторів

$$U_E = (I_{E1} + I_{E2}) \cdot R_E,$$

який використовується в якості напруги від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) в режимі спокою. Будь-які одночасні нестабільності струмів транзисторів будуть ослаблені за рахунок ВЗЗ. Проте, на резисторі R_E не створюється напруга ВЗЗ для струмів ΔI_{E1} і ΔI_{E2} , визнаних дією корисного сигналу. Це пояснюється тим, що струми емітерів обох транзисторів під дією сигналу отримують однакові, але протилежні прирости, так як потенціали баз завжди протилежні один одному.

Тут справедливі наступні співвідношення:

$$\begin{aligned} \Delta U_E &= R_E(\Delta I_{E1} + \Delta I_{E2}); \\ \Delta I_{E1} &= -\Delta I_{E2} \\ \Delta U_E &= 0 \end{aligned}$$

Таким чином, відносні зміни струмів емітерів під дією вхідного сигналу взаємно компенсуються, виключаючи ВЗЗ за підсилювальним сигналом. ВЗЗ за постійним струмом залишається.

Величина R_E при заданому E_K розраховується за формулою

$$R_E = \frac{E_K - U_{KE} - I_K R_K}{I_{E1} + I_{E2}}$$

Коефіцієнт підсилення балансного каскаду дорівнює коефіцієнту підсилення одного плеча схеми, навантаженого на опір R'_K ($R'_K = R_K || R_H / 2$ і $R_{K1} = R_{K2} = R_K$) і визначається формулою

$$K_U = \frac{h_{2|E} R'_K}{R_\Gamma + h_{||E}} \cdot \frac{R_B}{R_B + h_{||E}}$$

4. Диференційні ППС

Балансний підсилювач постійного струму з джерелом стабільного струму в колі емітера, значення якого задається додатковим джерелом живлення і резистором в емітерному колі, має назву диференційного підсилювача (ДП):

На рис.5.8 приведено просту схему ДП, яка складається із двох ідентичних транзисторів VT1, VT2 і трьох резисторів R_{K1} , R_{K2} , R_E , причому $R_{K1} = R_{K2}$. Живлення каскаду здійснюється від двох джерел $+E_{K1}$; $-E_{K2}$. Так як ці джерела з'єднані послідовно, то сумарна напруга живлення схеми $E_K = E_{K1} = E_{K2}$. За допомогою джерела живлення E_{K2} понижують потенціали емітерів транзисторів VT1, VT2

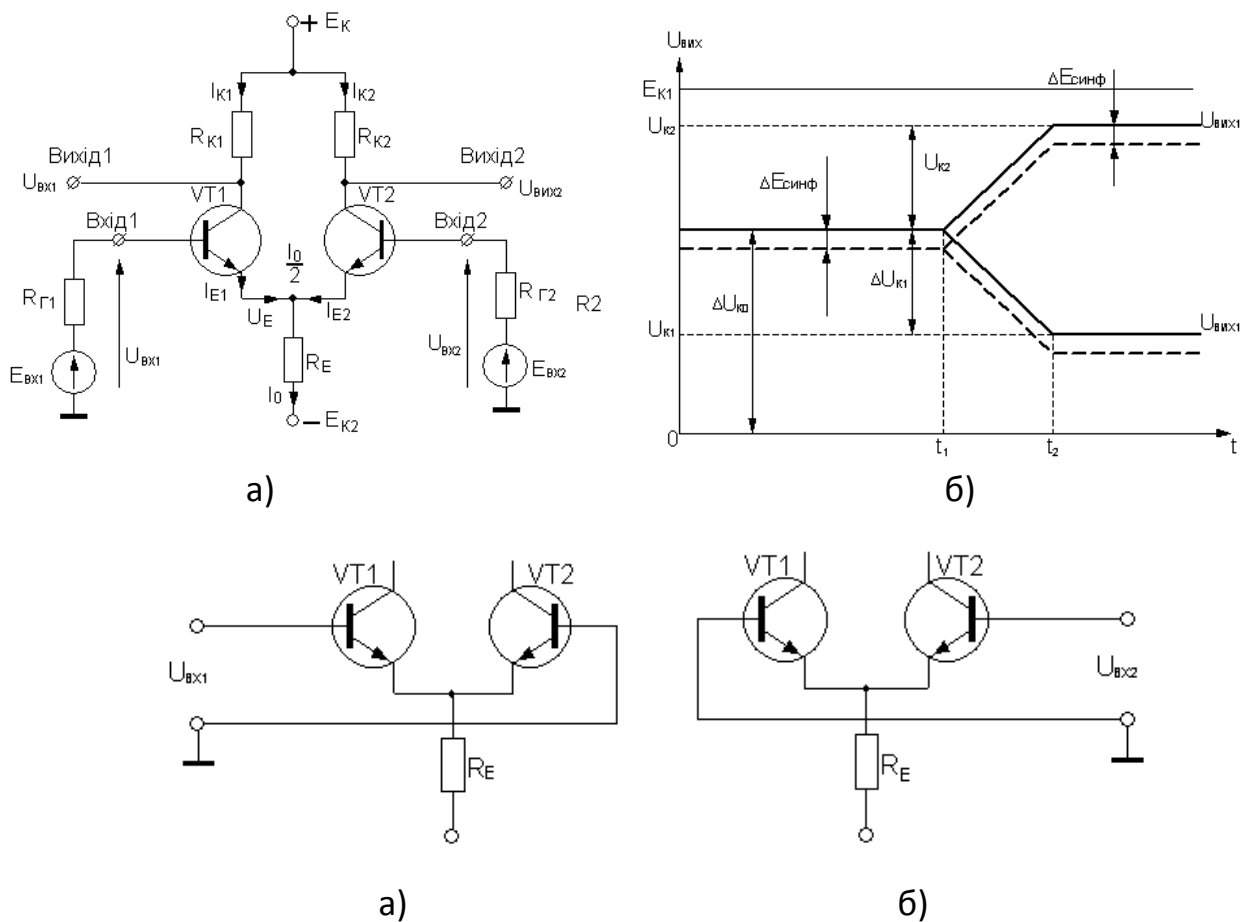


Рис.5.8. Диференційний підсилювач: а) принципова схема; б) потенціальна діаграма сигналів; в,г) – способи подачі диференційного вхідного сигналу.

Диференційний каскад допускає подачу вхідних сигналів від двох джерел (на оба входи U_{BX1} і U_{BX2}) або від одного джерела вхідного сигналу (рис.5.8 в,г). Входи U_{BX1} і U_{BX2} називають **диференційними**.

Напряга вихідного сигналу знімається або між колекторами транзисторів (симетричний вихід), або з колектора одного із транзисторів відносно загального проводу (несиметричний вихід).

Опір резистора R_E повинен бути великим (в ідеальному джерелі струму $R_E \rightarrow \infty$), щоби струм $I_0 = (E - U_{BE})/R_E$ не залежав від напруги на вході ДП і зберігав постійну величину ($I_0 = const$)

При симетричних плечах схеми (транзистори ідентичні, а $R_{K1} = R_{K2} = R_K$) і відсутності вхідних сигналів ДП збалансований і напруги між колекторами (на виході) дорівнює нулеві. Так як струм I_K ділиться між плечима порівну, то потенціали колекторів обох транзисторів однакові: $U_{KO} = U_{BUX1} = U_{BUX2} = E_K - I_0 \cdot R_K / 2$ (рис.5.8 б).

Розглянемо роботу схеми при наявності вхідного сигналу, наприклад при подачі в момент t на вхід транзистора VT1 позитивної напруги, причому $U_{BX2} = 0$.

Під дією вхідного сигналу, через вхідні кола обох транзисторів буде протікати вхідний струм бази VT2. При цьому струми I_{E1}, I_{K1} збільшуються, а струми I_{E2}, I_{K2}

зменшуються. Зміна струмів обох транзисторів здійснюється на однакову величину, так як сума струмів $I_{E1} + I_{E2} = I_0$, залишається незмінною.

Зміна колекторних струмів викличе зміну колекторних напруг каскаду (рис.1.8 б інтервал t_1-t_2). Напряга $U_{K1} = E_{K1} - I_{K1}R_{K1}$ зменшиться, що викличе приріст напруги $-\Delta U_{K1}$, протилежний за знаком (інвертований) напрузі U_{BX1} , Напряга $U_{K2} = E_{K1} - I_{K2}R_{K2}$ зросте, що створить приріст напруги $+\Delta U_{K2}$ тієї ж полярності (неінвертованої), що і напруга вхідного сигналу.

Вихід каскаду зі сторони колектора транзистора VT1 ($U_{ВИХ1}$) являється **інвертуючим**, а зі сторони колектора VT2 ($U_{ВИХ2}$) - **неінвертуючим**. Сигнал, який знімається з обох колекторів, називають **диференційним** (різницевим):

$$U_{ВИХД} = U_{K2} - U_{K1} = \Delta U_{K2} + \Delta U_{K1} = 2\Delta U_K$$

Зростання вхідної напруги ДП визиває відповідно зростання вихідної напруги. Зміна вихідних напруг схеми під дією вхідного сигналу призупиняється (момент t_2 рис.5.8 б), коли під дією вхідного струму, струм бази I_{B2} стає рівним нулеві, а струм I_E протікає тільки через один транзистор VT1.

Будь-який сигнал, що діє на вході диференційного підсилювача можна розкласти і подати у вигляді двох складових: диференційної U_D і синфазної U_C (рис.5.9).

Диференційні вхідні $U_{ВХД}$ і вихідні $U_{ВИХД}$ складові визначають за формулами:

$$U_{ВХД} = \frac{U_{ВХ1} - U_{ВХ2}}{2}; \quad (5.2)$$

$$U_{ВИХД} = \frac{U_{ВИХ1} - U_{ВИХ2}}{2}. \quad (5.3)$$

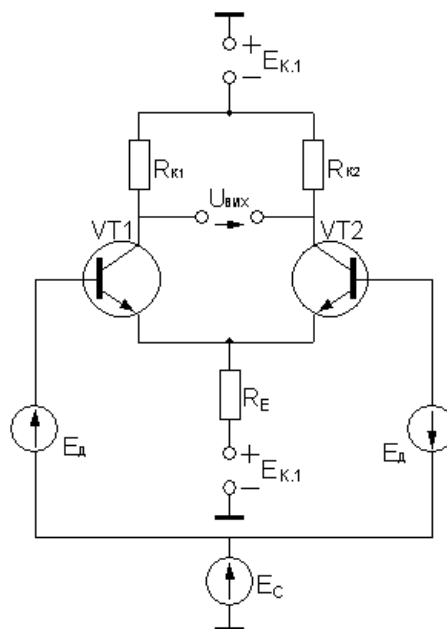


Рис.5.9. До пояснення диференційного і синфазного сигналів

Синфазні вхідні $U_{ВХС}$ і вихідні $U_{ВИХС}$ складові визначають таким чином:

$$U_{ВХС} = \frac{U_{ВХ1} + U_{ВХ2}}{2}; \quad (5.4)$$

$$U_{\text{ВХС}} = \frac{U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}}{2}. \quad (5.5)$$

Інформативною є диференційна складова напруги чи струму. Синфазні складові напруг і струмів-неінформативні(завада).

Вхідні і вихідні напруги виражають через диференційні та синфазні складові:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВХ1}} &= U_{\text{ВХС}} - U_{\text{ВХД}} \\ U_{\text{ВХ2}} &= U_{\text{ВХС}} + U_{\text{ВХД}} \\ U_{\text{ВХ1}} &= U_{\text{ВХС}} - U_{\text{ВХД}} \\ U_{\text{ВХ2}} &= U_{\text{ВХС}} + U_{\text{ВХД}} \end{aligned}$$

В абсолютно симетричному диференційному підсилювачі зміна вхідного синфазного сигналу не впливає на вихідну диференційну напругу.

За умови абсолютної симетрії ДП синфазна і диференційна складові сигналу підсилюються окремо одна від одної, мають різні коефіцієнти підсилення і взаємно не впливають одна на одну. Цю надзвичайну цінну властивість диференційного каскаду використовують для розмежування інформативної і неінформативної складової.

У реального ДП абсолютної симетрії досягти неможливо і тому частина синфазної складової проникає на диференційний вихід, вносячи тим самим похибку підсилення.

Передача синфазного сигналу $U_{\text{ВХС}}$ на диференційний вихід $U_{\text{ВХД}}$ характеризується коефіцієнтом передачі

$$K_{\text{П}} = \frac{U_{\text{ВХД}}}{U_{\text{ВХС}}}$$

На практиці для характеристики передачі синфазного сигналу на диференційний вихід користуються таким параметром, як відносне послаблення синфазного сигналу (ВПСС)(common rejection ratio-CMRR):

$$K_{\text{ВПСС}} = 20 \lg \frac{K_{\text{П}}}{K_{\text{Д}}} \quad (5.6)$$

5. ППС з подвійним перетворенням

Для зниження дрейфу нуля в ППС прямого підсилення поряд із балансними схемами застосовують схеми з подвійним перетворенням підсилювального сигналу.

На рис.5.10 приведено структурну схему ППС з подвійним перетворенням, а також осцилограми, що пояснюють принцип його дії. Спочатку підсилювана напруга перетворюється в коливання, амплітуда яких змінюється за законом вхідної напруги $U_{\text{ВХ}}$. Для цього підсилювальний сигнал подають на спеціальний пристрій, що називається модулятором. Одночасно на другий вхід модулятора надходить змінна напруга фіксованої частоти (300 ÷ 1000Гц) від допоміжного генератора, що входить до складу підсилювача. Одержана в результаті перетворення модульована напруга U_2 (рис.5.10,б) підсилюється до потрібної величини за допомогою звичайного підсилювача змінної напруги (наприклад, резистивного підсилювача НЧ). Напруга U_3 з виходу підсилювача подається на демодулятор (детектор), який дає

зможу дістати з модульованих коливань напругу такої самої форми, яка надходила на вхід підсилювача.

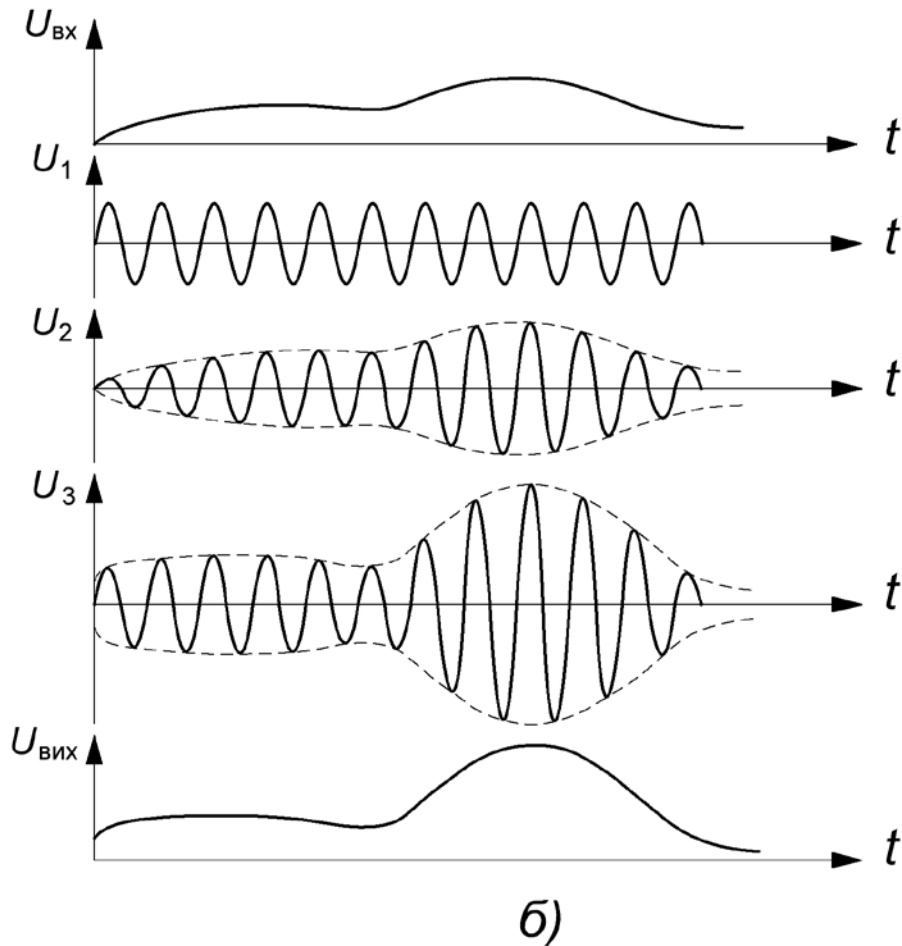
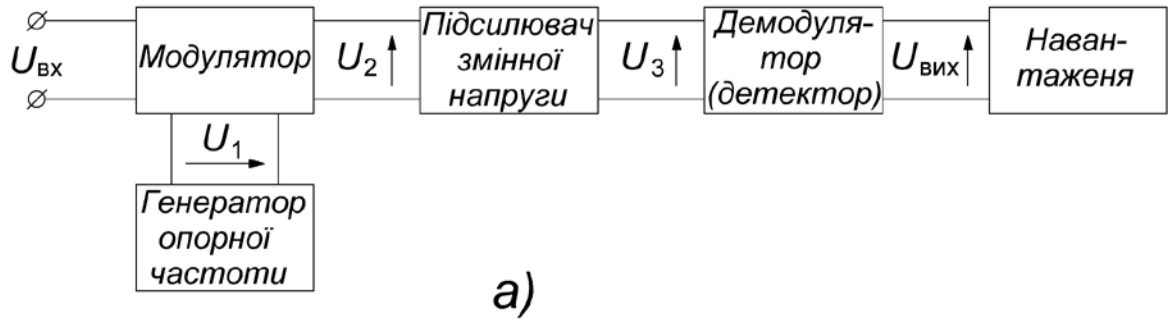


Рис.5.10. ППС з подвійним перетворенням: а – структурна схема; б – форма напруги в різних колах підсилювача.

Переваги ППС з перетворенням порівняно з підсилювачами прямого підсилення являється: значно менший рівень дрейфу, мала чутливість до коливань напруг живлення, простота введення зворотного зв'язку, високий коефіцієнт підсилення (десятки і сотні тисяч). Ці переваги зумовлені тим, що основне підсилення сигналу здійснюється підсилювачем змінної напруги.

Недоліком ППС з перетворенням є відносна складність схеми, яка, крім підсилювача, має ряд інших вузлів.

Тема 5.2: ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ (ОП)

План

1. Класифікація і основні параметри ОП.
2. Інвертуючий підсилювач.
3. Неінвертуючий підсилювач.
4. Диференційний підсилювач.
5. Повторювач напруги на ОП
6. Інвертуючий суматор.
7. Інтегратор.
8. Диференціатор.

1. Класифікація і основні параметри ОП

Інтегральний операційний підсилювач (ОП) являється універсальною мікросхемою. Це підсилювач постійного струму, який в діапазоні частот від нуля до одиниць мегагерц має коефіцієнт підсилення $K_u = (10^4 - 10^6)$. Операційний підсилювач з від'ємним зворотнім зв'язком (ВЗЗ) має коефіцієнт передачі, який визначається тільки відношенням значень елементів кола ВЗЗ. При відповідному виборі зовнішніх елементів ОП може використовуватись для додавання, віднімання, усереднення, інтегрування, диференціювання сигналів. За можливість виконувати різні математичні операції він і отримав назву «операційний підсилювач».

ОП складається із одного або декількох диференціальних каскадів ППС, джерела стабілізованого струму для живлення цих каскадів та вихідних емітерних повторювачів.

ОП розділяють за наступними признаками:

- ОП загального використання;
- швидкодіючі ОП;
- потужні ОП;
- ОП з керуючими параметрами.

За високими параметрами ОП для багатьох застосувань наближається до «ідеального підсилювача» з наступними параметрами:

1) безкінечний коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_u \rightarrow \infty$$

2) безкінечний вхідний опір

$$R_{vx} \rightarrow \infty$$

3) нульовий вихідний опір

$$R_{vx} \rightarrow 0$$

4) рівність нулю вихідної напруги ($U_{вих} = 0$) при однакових напругах на входах ($U_1 = U_2$)

5) безмежна ширина смуги пропускання сигналу.

На практиці ні одна з цих умов не може виконуватись повністю.

Умовне позначення ОП приведено на рис.5.11

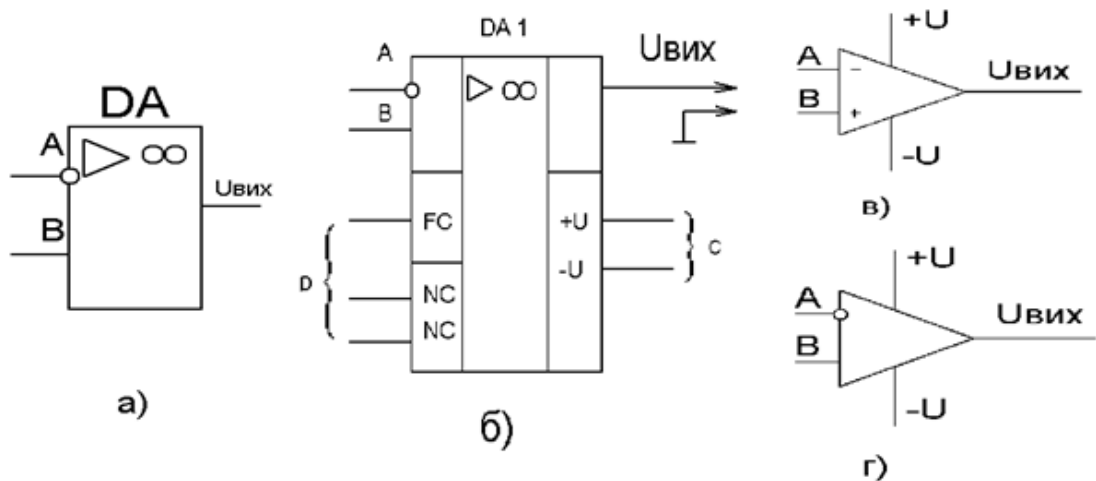


Рис.5.11. Умовні позначення ОП

Вхід – А – інвертуючий вхід

Вхід – В – неінвертуючий вхід

Вхід – С- для підключення двополярного живлення

Вхід – Д – виводи для підключення кіл корекції

«+U» і «-U» - виводи для підключення джерел живлення.

Параметри операційного підсилювача

На рис.5.12. приведена еквівалентна схема операційного підсилювача

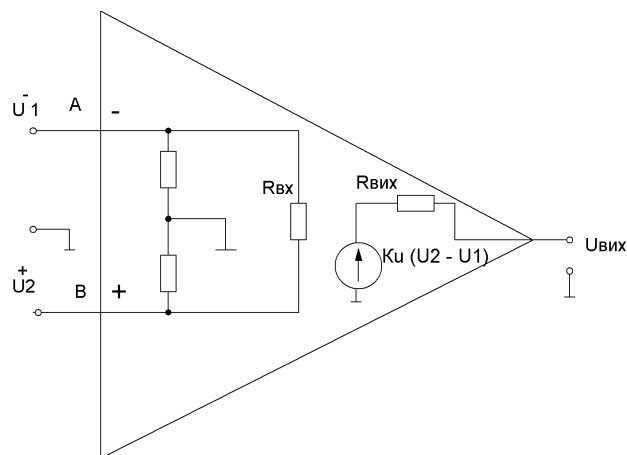


Рис.5.12. Еквівалентна схема ОП

В загальному випадку на вхідні виводи ОП А і В поступають напруги U_1^- і U_2^- , які називають напругами загального виду. Із них виділяють синфазний (Усф) і диференціальний (Удиф) сигнали (рис.5.13.)

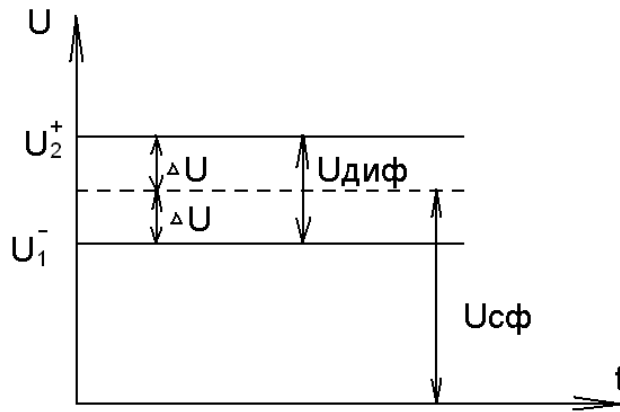


Рис.5.13. Синфазні і диференціальні сигнали ОП

- **Синфазними входними напругами** називають напруги між кожним із входів ОП і землею, амплітуди і фази яких співпадають:

$$U_{сф} = \frac{U_2^+ + U_1^-}{2} \quad (5.7)$$

- **Диференціальна входна напруга** – це різниця напруг між двома входами ОП:

$$U_{диф} = U_2^+ - U_1^- \quad (5.8)$$

Відносно $U_{сф}$ потенціал входного виводу А вищий, а виводу В нижчий на значення ΔU .

ОП призначений для підсилення диференціального сигналу. Синфазний сигнал схемою ОП повинен бути максимально ослаблений. Вихідна напруга $U_{вих}$ знаходиться в фазі (синфазно) з напругою на вході «+» і протифазно напрузі на вході «-». На рис.5.14 приведені амплітудні характеристики ОП $U_{вих}=f(U_{вх})$ для випадків: 1 – входний сигнал подається на інвертуючий вхід А, а неінвертуючий вхід В заземлений ($U_{вих}$ протифазно U_1^-); 2 – входний сигнал подається на неінвертуючий вхід В, а інвертуючий вхід А заземлений ($U_{вих}$ синфазна U_2^+). Вихідна напруга $U_{вих}$ знімається відносно середньої точки джерел живлення «+U» і «-U» (землі). Якщо $U_{вх} = 0$, то $U_{вих} = 0$, що відповідає умові балансу ОП.

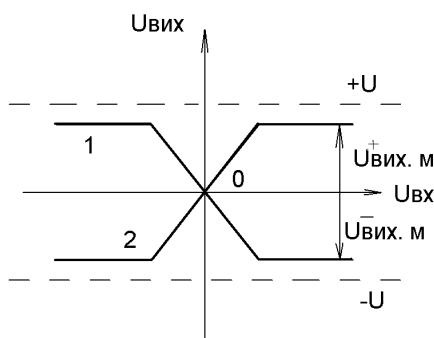


Рис.5.14. Амплітудні характеристики ОП.

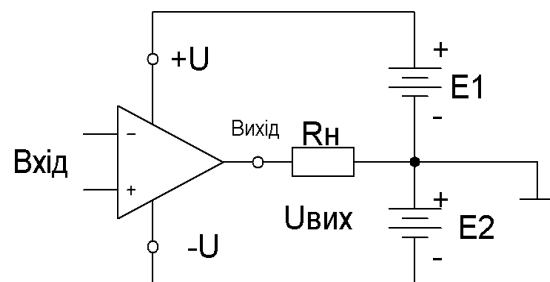


Рис.5.15. Схема вмикання ОП

На рис.5.15. Приведена схема вмикання джерел живлення і навантаження ОП. Знімають ці вихідні амплітудні характеристики, подаючи сигнал на один із входів і з'єднуючи інший з нульовою точкою.

Кожна вихідна характеристика має горизонтальні та похилу ділянки. Горизонтальні ділянки відповідають режиму насичення: $U_{\text{вих}}^+$ та $U_{\text{вих}}^-$, при досягненні яких вихідна напруга залишається постійною і не залежить від зміни вхідної напруги.

- По похилих ділянках визначають коефіцієнт підсилення $K_{U \text{ ОП}}$.

Коефіцієнт підсилення $K_{U \text{ ОП}}$ – це відношення приросту значення вихідної напруги до приросту значень вхідної напруги:

$$K_{U \text{ ОП}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вх}}} \quad (5.9)$$

Цей коефіцієнт при відсутності зовнішнього зворотного зв'язку дуже великий. Його вимірювання приводиться на змінному струмі, щоби відрізнити корисний сигнал від зміщення ОП по постійній напрузі.

При охоплені ОП від'ємним зворотнім зв'язком ВЗЗ отримують схеми з властивостями, що залежать лише від параметрів ланцюга з ВЗЗ.

В реальних підсилювачах умова балансу не виконується – є розбаланс.

- **Напруга зміщення $U_{\text{змо}}$** – постійна вхідна напруга, при якій вихідна напруга дорівнює нулю $U_{\text{вих}} = 0$. Напруга $U_{\text{змо}}$ визначає напругу, яку необхідно подати на вхід підсилювача для створення балансу. Амплітудні характеристики ОП за наявності розбалансу наведені на рис.5.16.

$$U_{\text{змо}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{K_{U \text{ ОП}}} \quad (5.10)$$

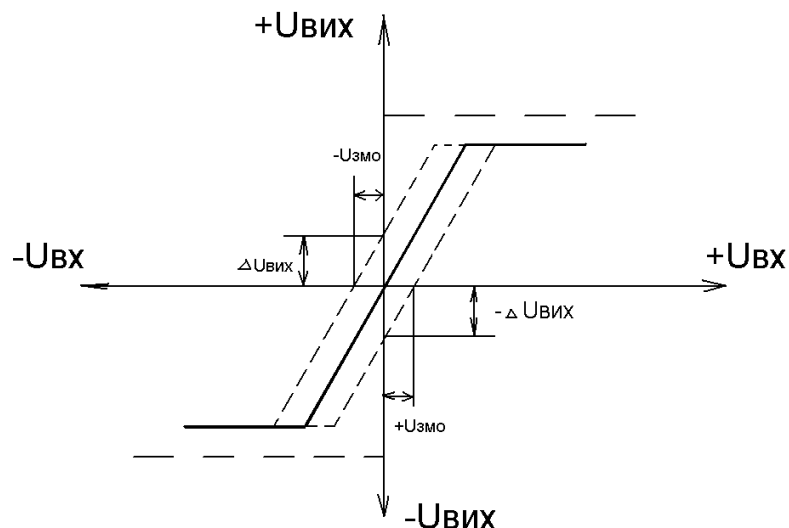


Рис.5.16. Амплітудна характеристика ОП при розбалансі.

Корекція розбалансу виконується корегуючими ланками або, при відсутності таких у ОП деяких типів, подачею на вхід напруги, що дорівнює $U_{\text{змо}}$ і протилежної за знаком.

- **Вхідний опір $R_{вх}$** – величина, що дорівнює відношенню приросту вхідної напруги до приросту активної складової вхідного струму при заданому значенні частоти сигналу.
- **Вихідний опір $R_{вих}$** - величина, що дорівнює відношенню вихідної напруги до активної складової вихідного струму при заданому значенні частоти сигналу.
- **Частота одиничного підсилення f_1** – частота, на якій коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці.
- **Швидкість наростання вихідної напруги V_u вих** – найбільша швидкість зміни вихідної напруги ОП при дії вхідного імпульсу прямокутної форми амплітудою більше 0,1В.
- **Коефіцієнт ослаблення синфазних вхідних напруг $K_{ос.сф}$** – коефіцієнт, що дорівнює відношенню синфазних вхідних напруг до вхідної напруги.
- **Температурний дрейф** – температурні зміни вхідного струму і напруги зміщення:

$$\frac{\Delta U_{змо}}{\Delta T} \text{ задається в } \frac{\text{МКВ}}{^\circ\text{C}};$$

$$\frac{\Delta I_{вх}}{\Delta T} \text{ задається в } \frac{\text{НА}}{^\circ\text{C}}.$$

Розрізняють три основні схеми підсилювачів сигналів, виконаних на базі операційного підсилювача (ОП):

- інвертуючий підсилювач;
- неінвертуючий підсилювач;
- диференціальний підсилювач.

Практичне використання ОП в цих схемах зумовлене використанням різного роду зовнішніх від'ємних зворотних зв'язків (ВЗЗ), чому сприяє велике значення коефіцієнта підсилення K_u оп, високий вхідний та малий вихідний опори.

2. Інвертуючий підсилювач

На рис.5.17. приведено принципову схему інвертуючого підсилювача на ОП. Інвертуючий підсилювач змінює знак вихідного сигналу відносно вхідного (рис.5.8) і створюється введенням паралельного ВЗЗ за допомогою резистора R_2 на інвертуючий вхід ОП – на цей вхід подається частина вихідного сигналу з дільниками R_2, R_1 .

Неінвертуючий вхід з'єднується із точкою з нульовим потенціалом. Вхідний сигнал через резистор R_1 подається на інвертуючий вхід ОП.

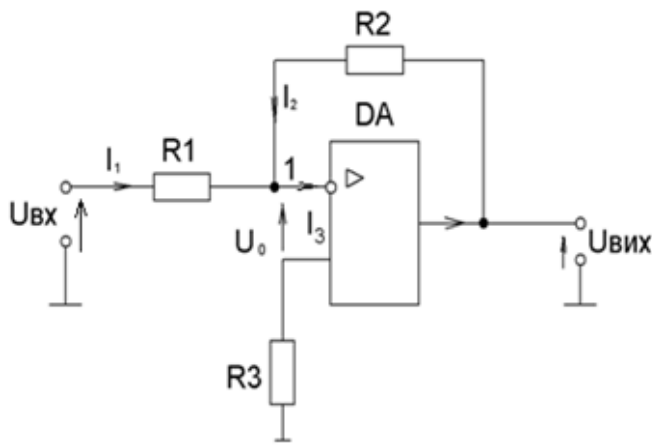


Рис.5.17. Схема інвертуючого підсилювача на ОП

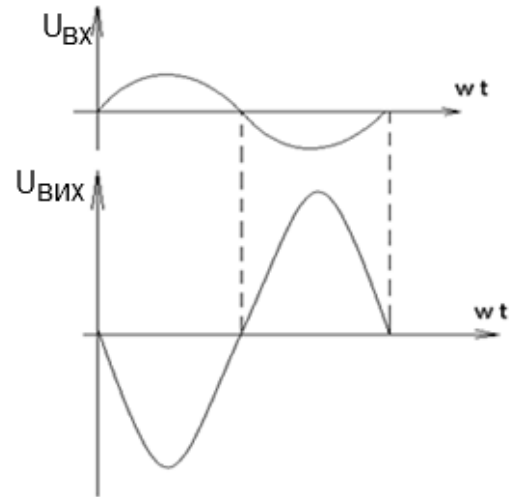


Рис.5.18 Вхідна і вихідна напруги інвертуючого підсилювача на ОП

Для вузла 1 запишемо перший закон Кірхгофа:

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0 \quad (5.11)$$

Для ідеального ОП справедливі наступні припущення:

- 1) $R_{вх} \rightarrow \infty$ (входи ОП струму не споживають)
- 2) $K_{U\text{ ОП}} \rightarrow \infty$
- 3) $U_{вх\text{ ОП}} = U_0 = 0$.

Тоді рівняння (1) можна записати так:

$$I_1 + I_2 = 0 \quad (5.12)$$

Так як $I_1 = (U_{вх} - U_0) / R_1 = U_{вх} / R_1$;

$$I_2 = U_{вих} / R_2;$$

Підставивши в (2) значення I_1 і I_2 отримаємо, що

$$U_{вх} / R_1 + U_{вих} / R_2 = 0$$

$$U_{вих} = -U_{вх} \frac{R_2}{R_1}$$

Тобто

З останнього виразу знайдемо коефіцієнт підсилення за напругою для інвертуючого підсилювача:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5.13)$$

- Отже, K_U залежить лише від співвідношення опорів резисторів ділянки ВЗЗ. Знак « - » вказує на інверсію вхідного сигналу.

Вхідний опір схеми:

- Зважаючи на те, що точка 1 є віртуальним нулем, отримаємо $R_{вх} = R_1$, де $R_{вх}$ – вхідний опір схеми.

Вихідний опір підсилювача:

Визначається ВЗЗ за напругою виразом:

$$R_{вих} = R_{вих\text{ ОП}} / (1 + \beta K_{U\text{ ОП}}) \quad (5.14)$$

де $R_{вих} \approx 500 \text{ Ом}$ – вихідний опір ОП без ВЗЗ;

$\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ – коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку.

Через входи реального ОП проходять струми, так як $R_{вх} \neq \infty$. Їх вплив на зміщення нуля буде значно послаблюватися, коли опори в колах входів ОП будуть

однаковими, тобто неінвертуючий вхід ОП через резистор R3 під'єднують до спільної точки схеми, причому: $R_3 = R_1 \parallel R_2$.

3. Неінвертуючий підсилювач

В неінвертуючому підсилювачі (рис.5.19) сигнал $U_{вх}$ подають на неінвертуючий вхід ОП і вводять послідовний ВЗЗ за напругою на інвертуючий вхід, причому $U_{вих}$ синфазна $U_{вх}$ (рис.5.20)

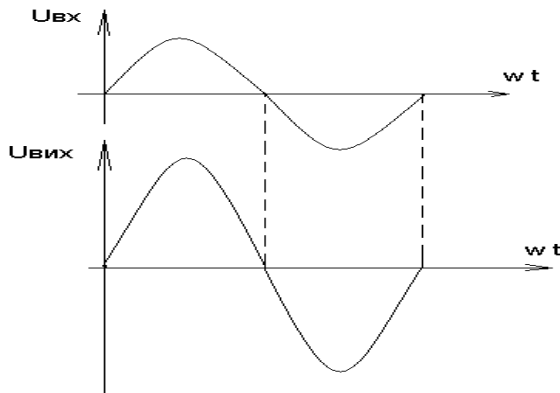


Рис.5.19. Схема неінвертуючого підсилювача на ОП

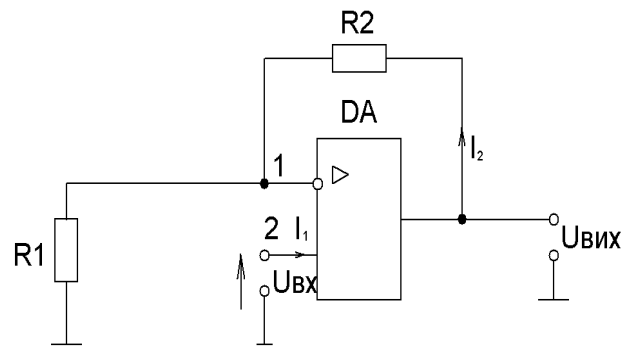


Рис.5.20. Вхідна та вихідна неінвертуючого підсилювача

Визначимо U_{10} :

$$U_{10} = \frac{U_{вих}}{R_1 + R_2} R_1$$

Якщо $K_{оп} \rightarrow \infty$, то $U_{12} = 0$ і $U_{10} = U_{20} = U_{вх}$, тоді

$$U_{вх} = \frac{U_{вих}}{R_1 + R_2} R_1; \quad U_{вих} = \frac{U_{вх} (R_1 + R_2)}{R_1}$$

Коефіцієнт підсилення за напругою без інвертування

$$K_u = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.15)$$

Вхідний опір в даній схемі великий: до опору $R_{вх}$ диф. між входами ОП прикладено напругу $U_0 = 0$. Завдяки цьому через $R_{вх}$ диф. проходить дуже малий струм, що еквівалентно великому вхідному опору.

$$R_{вх} = R_{вх \text{ диф.}} (1 + \beta K_u \text{ оп}) \quad (5.16)$$

Вихідний опір підсилювача, навпаки, невеликий. Як і в випадку інвертуючого підсилювача, від дорівнює:

$$R_{вих} = R_{вих \text{ оп}} / (1 + \beta K_u \text{ оп})$$

4. Диференціальний підсилювач.

В даному випадку сигнали подається на неінвертуючий вхід і інвертуючий вхід ОП (рис. 5.21)

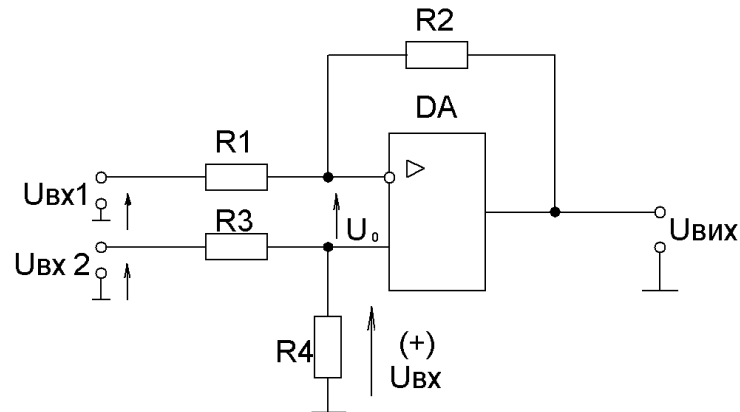


Рис.5.21. Схема диференціального операційного підсилювача

Напряга на виході ОП дорівнює алгебраїчній сумі напруг, кожна з яких – результат дії сигналу на відповідному вході:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}2}^+ \cdot K^* - U_{\text{вх}1}^- K_u \quad (5.17)$$

де K^* – коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача ;

K_u – коефіцієнт підсилення за напругою інвертуючого підсилювача.

Підставимо в (7) замість K^* і K_u їх значення і отримаємо:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}2} \frac{R4}{R3 + R4} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - U_{\text{вх}1} R2/R1$$

Зокрема, якщо $R3 = R4$ і $R2 = R1$, то одержимо:

$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}$, тобто схема виконує віднімання вхідних напруг.

Якщо $R3 = R1$, а $R4 = R2$, то

$$U_{\text{вих}} = (U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}) (1 + R2/R1) \quad (5.18)$$

5. Повторювач напруги на ОП

Коефіцієнт підсилення за напругою неінвертуючого підсилювача визначається за формулою:

$$K_u = 1 + \frac{R2}{R1}$$

Якщо $R2 = 0$, а $R1 \rightarrow \infty$, то одержимо:

$$K_u = 1$$

Тобто операційний підсилювач виконує функцію неінвертуючого повторювача напруги, для якого $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$ (рис.5.22).

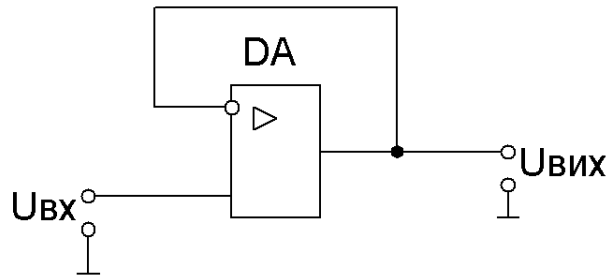


Рис. 5.22. Повторювач напруги на ОП

В даному випадку ОП використовується як буфер – схема з 100% - н зворотнім зв'язком. Повторювач напруги характеризується високим входним і дуже малим вихідними опором. Він підсилює вхідний струм, але не підсилює напругу та характеризується такими параметрами:

$$K_u \approx 1; (K_u=0,99); R_{вх} \rightarrow \infty; (10...100 \text{ М Ом}).$$

$$R_{вих} \rightarrow 0; (0,1...1 \text{ Ом}); K_i \rightarrow \infty; (10^5... 10^7).$$

6. Інвертуючий суматор

Схема інвертуючого суматора приведена на рис.5.23. він виконаний за типом інвертуючого підсилювача з кількістю паралельних віток на вході, що дорівнює числу сигналів.

Якщо:

$R_{33} = R_1=R_2=...R_n \ll R_{вх оп}$, то при $I_{вх оп}=0$ за законом Кірхгофа запишемо:

$$I_{33} + I_1 + I_2 + \dots + I_n = 0;$$

$$\text{або } I_{33} = - (I_1 + I_2 + \dots + I_n) \quad | :R_{33}$$

$$\text{Тоді : } U_{вих} = - (U_1 + U_2 + \dots + U_n)$$

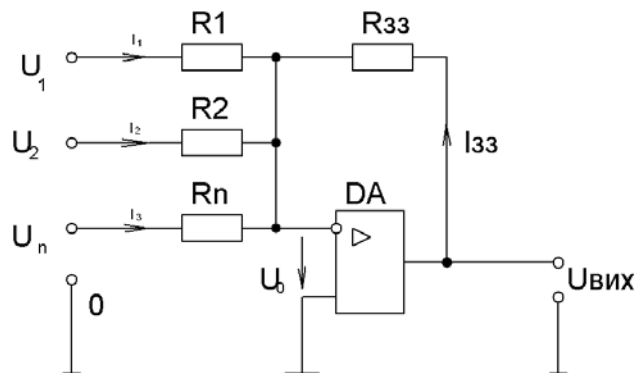


Рис.5.23 Інвертуючий суматор

Підсумовування може виконуватись з різними ваговими коефіцієнтами для кожного з додатків, коли значення опорів вхідних резисторів різні:

$$U_{вих} = -\left(\frac{R_{33}}{R_1} U_1 + \frac{R_{33}}{R_2} \cdot U_2 + \dots + \frac{R_{33}}{R_n} U_n\right)$$

7. Лінійні частотно-залежні схеми на ОП

До цього класу електронних схем відносяться схеми, які складаються із ОП, резисторів і конденсаторів. Коефіцієнт передачі таких схем в загальному випадку представляє собою відношення двох операторних поліномів. Частковими випадками операційних перетворювачів являється інтегратор та диференціатор.

7.1 Інтегратор на ОП

На рис.5.24 представлено схему інтегратора на ОП.

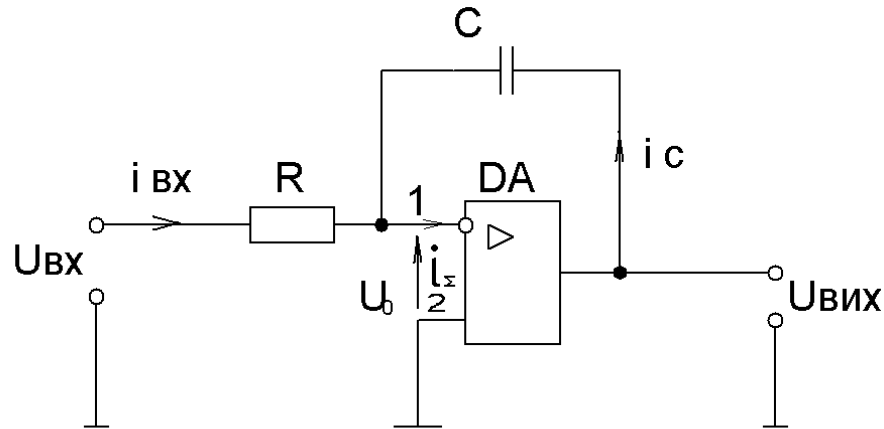


Рис.5.24. Схема інтегратора на ОП

Будемо вважати, що ОП являється ідеальним:

$$U_0 = 0; R_{вх} \rightarrow \infty; i_{\Sigma} = 0$$

За законом Кірхгофа:

$$i_{вх} + i_c = 0$$

Тоді: $i_{вх} = -i_c$

Оскільки $i = \frac{U_{вх}}{R}$ $i_c = C \frac{dU_c}{dt}$, то $i_{вх} = -i_c = \frac{U_{вх}}{R} = -C \frac{dU_c}{dt}$

Так, як точка «1» потенціально заземлена, то вихідна напруга дорівнює напрузі на конденсаторі.

$$U_{вих} = U_c = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{вх} dt \quad (5.24)$$

$\tau = RC$ – стала часу.

При подачі на вхід інтегратора скачка напруги на виході одержимо лінійно наростаючу напругу з від'ємним нахилом. На рис.5.25 представлено форми вхідних і вихідних напруг інтегратора.

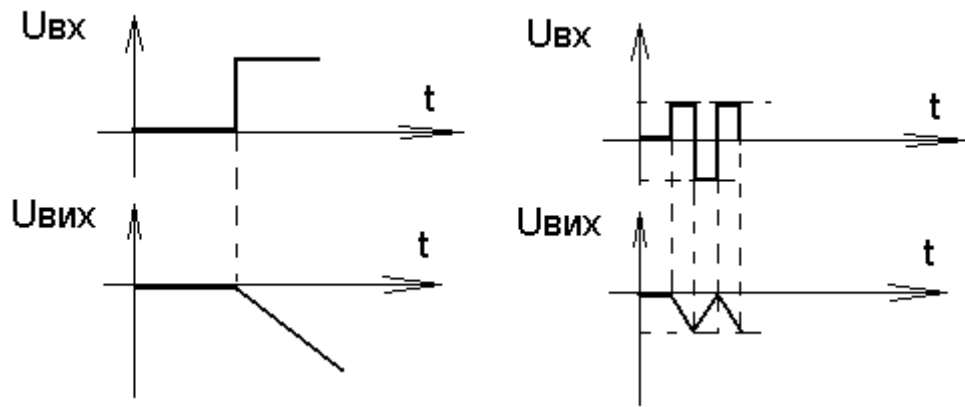


Рис.5.25. Форми вихідних напруг інтегратора при різних вхідних сигналах.

Тривалість часу інтегрування і необхідна точність визначають тип ОП. В інтеграторах з великими постійними часу слід використовувати ОП з малими вхідними струмами і конденсатори з малими діелектричними втратами.

7.2 Диференціатор

Схема диференціатора приведена на рис.5.26.

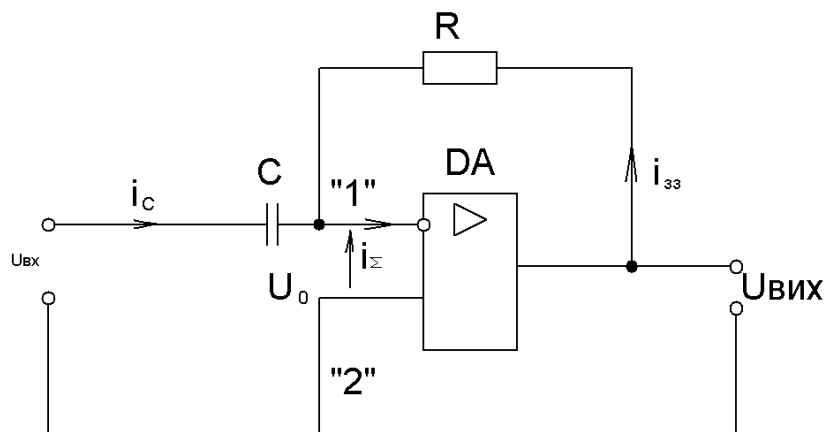


Рис.5.25. Схема диференціатора на ОП

Будемо вважати, що ОП ідеальний, тобто $U_0 = 0$; $I_{\Sigma} = 0$; $R_{вх\ оп} \rightarrow \infty$. За першим законом Кірхгофа для вузла «1» запишемо:

$$i_c + i_{зз} = 0;$$

$$i_c = -i_{зз}$$

$$i_c = c \frac{dU_c}{dt} = c \frac{dU_{вх}}{dt}; \quad i_{зз} = \frac{U_R}{R} = \frac{U_{вих}}{R}$$

тоді
$$c \frac{dU_{вх}}{dt} = -\frac{U_{вих}}{R};$$

звідки
$$U_{вих} = -RC \frac{dU_{вх}}{dt} \quad (5.25)$$

де $\tau = RC$ – постійна часу.

Якщо $U_{вх}(t) = U = \text{const}$, на виході отримуємо $U_{вих} = 0$, оскільки похідна від константи дорівнює нулю. Якщо на вхід схеми подати лінійно зростаючу напругу, на виході отримуємо константу, значення якої пропорційне швидкості зміни $U_{вх}(t)$.

На рис.5.27 представлено форми ряду вхідних і вихідних напруг диференціатора.

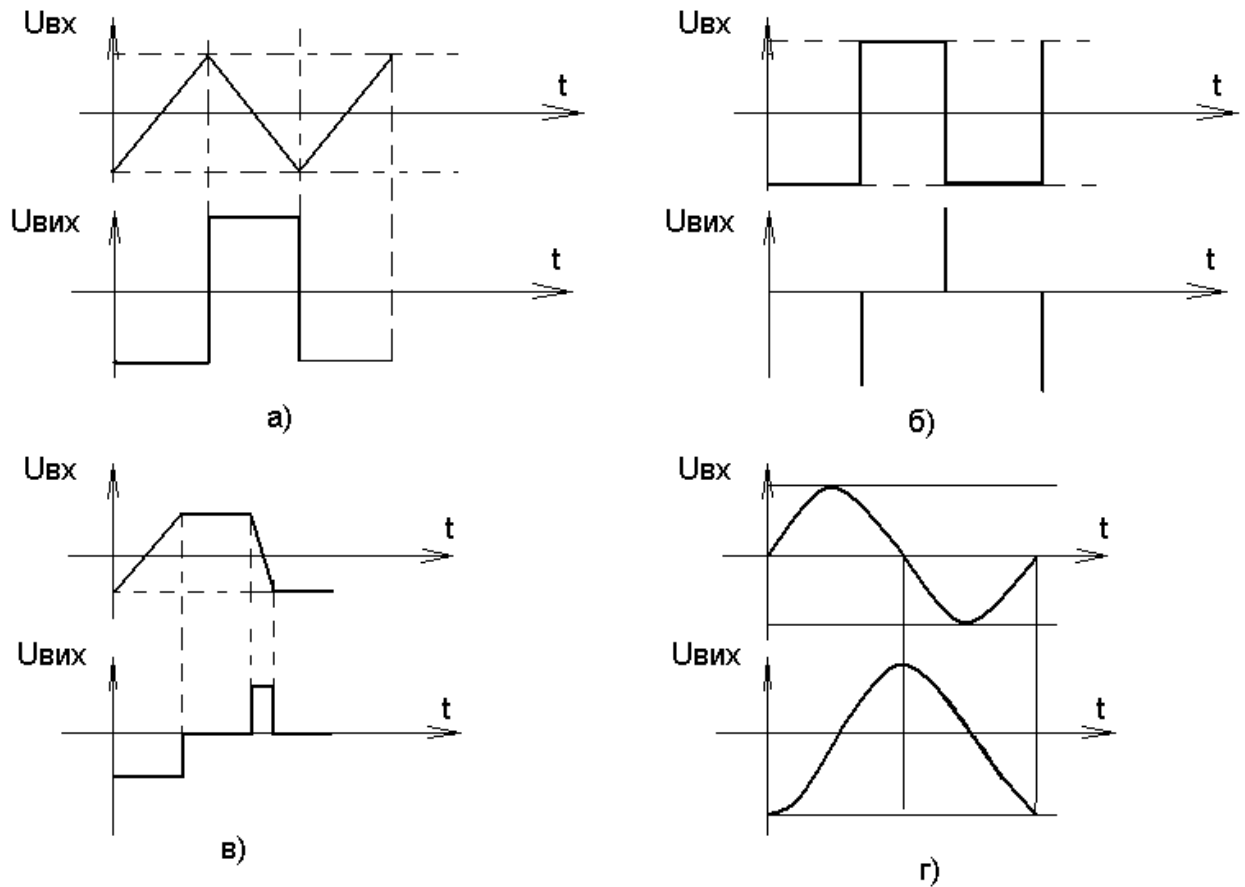


Рис.5.27. Форми ряду вхідних і вихідних напруг диференціатора.

Розділ 6

КОЛИВАЛЬНІ КОЛА І ВИБІРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

Тема 6.1: КОЛИВАЛЬНІ СИСТЕМИ

План

1. Вільні коливання в контурі.
2. Затухаючі коливання в реальному контурі.
3. Вимушені коливання в контурі. Послідовний коливальний контур.
4. Зв'язані коливальні контури.

1. Вільні коливання в контурі

Найпростішою коливальною системою є електричне коло, яке складається з котушки індуктивності L і конденсатора C . Таке електричне коло називається **коливальним контуром**.

Щоб створити в контурі електричні коливання, треба спочатку надати конденсатору C початкового заряду енергії, тобто зарядити його. Для цього в схемі на рис.6.1 перемикач, S поставимо в положення 1, внаслідок цього конденсатор C зарядиться до напруги батареї $U_m = E$, а в електричному полі між обкладками конденсатора нагромадиться енергія.

$$W_C = \frac{CU_m^2}{2} \quad (6.1)$$

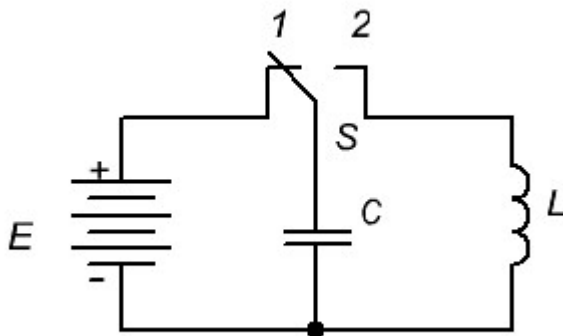


Рис.6.1. Коливальний контур

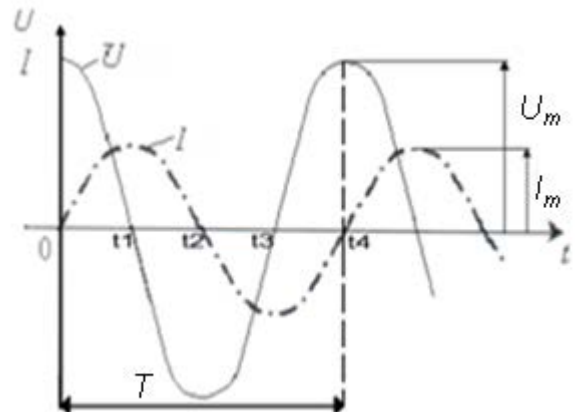


Рис.6.2. Графік напруги і струму в контурі

Якщо тепер поставимо перемикач S в положення 2, то конденсатор виявиться замкненим на котушку і почне розряджатися: через котушку протікає струм, який створюватиме навколо неї магнітне поле. Напруга на конденсаторі при розряді зменшиться, а струм у котушці, долаючи $E\mu_0 C$ самоіндукції, поступово зростає. Це означає, що енергія, яка є в електричному полі конденсатора, поступово зменшується і перетворюється в енергію магнітного поля котушки. Коли струм розряду досягне максимального значення, енергія магнітного поля котушки дорівнюватиме:

$$W_L = \frac{LI_m^2}{2} \quad (6.2)$$

У цей момент конденсатор повністю розрядиться і напруга на ньому дорівнюватиме нулеві. Далі струм у контурі починає зменшуватися, що призводить до зменшення енергії магнітного поля котушки. При цьому за законом Ленца в котушці виникає ЕРС самоіндукції, яка підтримує наявний струм.

Цей струм знову заряджає конденсатор, але полярність напруги на обкладках конденсатора буде протилежною порівняно з попереднім випадком. У процесі перезарядження конденсатора відбувається перехід енергії магнітного поля котушки в енергію електричного поля конденсатора. У той момент, коли струм зменшиться до нуля, напруга на конденсаторі досягне початкової величини U_m . Після цього конденсатор почне розряджатися в протилежному напрямі і процес обміну енергією між конденсатором і котушкою повторюватиметься.

Графіки зміни напруги на конденсаторі і струму в контурі приведені на Рис.6.2.

На відрізку часу $0 - t_1$ показано процес розрядження конденсатора і зростання струму розряду. У момент t_1 напруга на конденсаторі $U_c=0$, а струм і досягає максимального значення I_m . З моменту t_1 струм у контурі зменшується, але напрям його залишається незмінним. Конденсатор починається заряджатися, на його обкладках виникає напруга з протилежною полярністю. У момент t_2 струм і досягає нуля, а напруга на конденсаторі-максимального значення U_m . Уся енергія магнітного поля котушки перейде в енергію електричного поля конденсатора. З моменту t_2 починається розряд конденсатора, а струм і, що проходить у протилежному напрямі зростає. У момент t_3 конденсатор повністю розрядиться, а струм досягне максимального значення. На відрізку $t_3 - t_4$ відбувається заряд конденсатора і відповідно зменшиться струм. В момент t_4 відновлюється вихідний стан і цим завершується повний цикл коливань. Даний процес повторюється.

Отже, в контурі відбувається періодичний коливальний процес переходу енергії електричного поля конденсатора в енергію магнітного поля котушки і навпаки. Такий процес називають **процесом електромагнітних коливань**. З Рис.6.2 видно, що коливання напруги і струму в контурі є гармонійними.

Коливання що відбувається в контурі при відсутності в ньому джерела змінної ЕРС, називають **вільним коливанням**.

Частоту вільних коливань визначають величинами L і C контуру. Якщо знехтувати втратами енергії у контурі, тобто вважати контур ідеальним, то в процесі коливань енергія електричного поля повністю переходить в енергію магнітного поля і навпаки. Тому можна прийняти

$$\begin{aligned} W_L &= W_C \\ \text{або } \frac{LI_m^2}{2} &= \frac{CU_m^2}{2} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Для коливального контуру справедливі закони і положення теорії змінного струму. Між амплітудою струму I_m і амплітудою напруги U_m на конденсаторі існує співвідношення:

$$I_m = \frac{U_m}{X_c} = \frac{U_m}{\frac{1}{\omega_0 C}} = U_m \omega_0 C, \quad (6.4)$$

де ω_0 - кутова частина в контурі.

Підставимо цей вираз в (3) і отримаємо:

$$LU_m^2 \omega_0^2 C^2 = CU_m^2$$

Звідки кутова частота

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6.5)$$

Так як $\omega_0 = 2\pi f_0$, то

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (6.6)$$

де f_0 – частота вільних (власних) коливань котура, Гц;

L – індуктивність котушки контура, Гн;

C – ємність конденсатора, Ф.

Таким чином, **чим більша ємність та індуктивність контура, тим нижча частота його власних коливань.**

З рівності (3) можна знайти амплітудне значення струму в контурі

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{U_m}{\rho}, \quad (6.7)$$

де $\rho = \frac{U_m}{I_m} = \sqrt{\frac{L}{C}}$ - хвильовий, або характеристичний опір контура.

За своїм фізичним смислом хвильовий опір контура ρ є індуктивним опором котушки або ємнісним опором конденсатора, тобто

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.8)$$

2. Затухаючі коливання в реальному контурі

Процес вільних коливань у контурі міг би бути нескінченно довгим, якби реальний контур складався тільки з ємності та індуктивності. Практично в будь-якому реальному контурі коливання досить швидко затухають, бо при кожному переході енергії з конденсатора в котушку і навпаки частина її витрачається на утворення тепла в наслідок наявності активного опору проводу, втрат у діелектрику конденсатора, а також у результаті розсіювання електроенергії енергії в оточуючий простір.

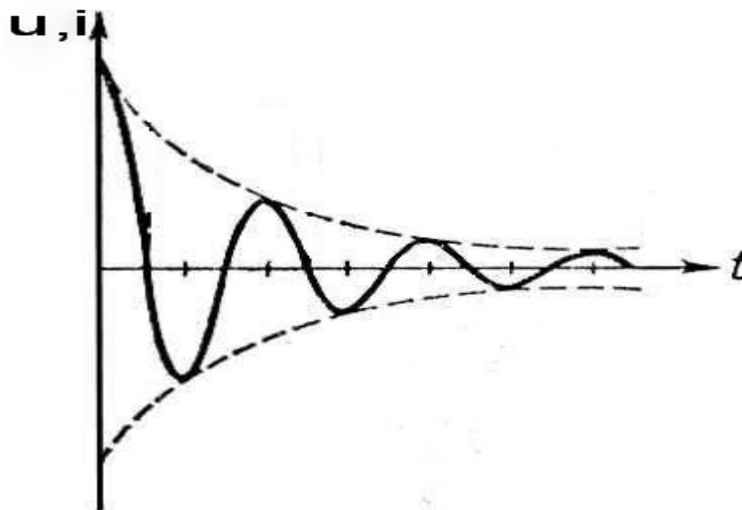


Рис.6.3. Затухаючі коливання в контурі

Графічно затухаючі коливання в контурі показано на Рис.3. Залежно від співвідношення параметрів контура L , C і активного опору втрат R коливання можуть затухати з різною швидкістю. Чим більше R , тим швидше затухають коливання. Можна уявити, таке електричне коло, в якому R настільки велике значення, що енергія в колі витрачається швидше, ніж зміниться напрямок струму в колі. Таке коло коливальних властивостей не має і називається **аперіодичним**.

Для оцінки швидкості затухання коливань застосовують спеціальний параметр d , який називається **декрементом затухання**. Декремент затухання показує, яку частину енергії втрачає контур за один півперіод коливань. Оскільки втрати енергії у контурі за півперіод

$$W_R = \frac{RI_m^2}{2} \cdot \frac{T}{2},$$

а нагромаджена енергія в контурі

$$W_L = \frac{LI_m^2}{2},$$

то декремент затухання

$$d = \frac{W_R}{W_L} = \frac{RT_0}{2L}$$

Замінивши $T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{2\pi}{\omega_0}$, дістанемо:

$$d = \frac{\pi R}{\omega_0 L} = \frac{\pi R}{\rho} \quad (6.9)$$

Величину, обернену декременту затухання, зменшену в π разів, називають **добротність** контура, або його якість:

$$Q = \frac{\pi}{d} = \frac{\rho}{R} \quad (6.10)$$

Звичайно величина Q становить кілька десятків або навіть, сотень.

3. Вимушені коливання в контурі. Послідовний коливальний контур

В реальному коливальному контурі коливання є затухаючими внаслідок втрат енергії в електричному колі. Для одержання незатухаючих коливань в реальному контурі необхідно безперервно поповнювати запас енергії контура з таким розрахунком, щоб повністю компенсувати втрати. Для цього контур під'єднують до генератора змінного струму. Незатухаючі коливання, що виникають при цьому в контурі, називаються **вимушеними** бо їх частоти визначаються частотою генератора.

Генератор змінного струму можна під'єднати до контура двома способами: послідовно з елементами L , C , R і паралельно до елементів контура. У першому випадку контур називають **послідовним**, а у другому – **паралельним**.

Послідовний коливальний контур.

На рис.6.4. приведено схему реального послідовного коливального контуру.

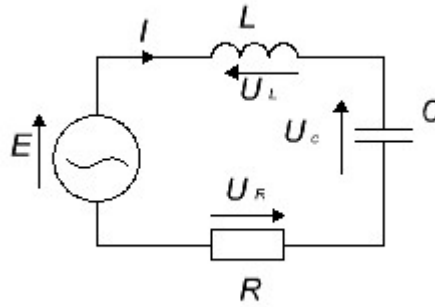


Рис.6.4. Послідовний коливальний контур

Запишемо формулу закону Ома для діючого значення струму в послідовному контурі:

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}, \quad (6.11)$$

де $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$ - повний опір такого кола

Проаналізуємо, як змінюватиметься струм I у послідовному контурі, якщо ЕРС генератора $E = \text{const}$, а частота змінюється.

$$X_L = \omega L \rightarrow \infty$$

Якщо $\omega \rightarrow \infty$: $\omega L \gg \frac{1}{\omega C}$, $X_L = \omega L \rightarrow \infty$, $X_C = \frac{1}{\omega C} \rightarrow 0$, $I \rightarrow 0$

Якщо $\omega \rightarrow 0$: $\frac{1}{\omega C} \gg \omega L$, $X_L = \omega L \rightarrow 0$, $X_C = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty$, $I \rightarrow 0$

Якщо $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, то в послідовному коливальному контурі має місце **резонанс напруг**, при якому повний опір контура дорівнює його активному опору:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} = R$$

У цьому разі струм у контурі досягне максимального значення:

$$I_{\text{рез}} = \frac{E}{R} \quad (6.12)$$

При резонансі напруг

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}, \text{ або } \omega^2 LC = 1,$$

Значить, кутова резонансна частота

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0,$$

а резонансна частота

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = f_0$$

Таким чином, резонанс має місце, коли частота коливань генератора збігається із значенням частоти власних коливань контура ω_0 .

При резонансі енергія генератора витрачається тільки на опорі R , а магнітна енергія котушки повністю переходить в електричну енергію конденсатора і навпаки. Саме тому коливання в контурі є незатухаючим.

На рис.6.5. приведенні графіки залежності опорів $X_L = \omega L$, $X_C = \frac{1}{\omega C}$ і $X = X_L - X_C$ від частоти ω , які називаються частотними характеристиками.

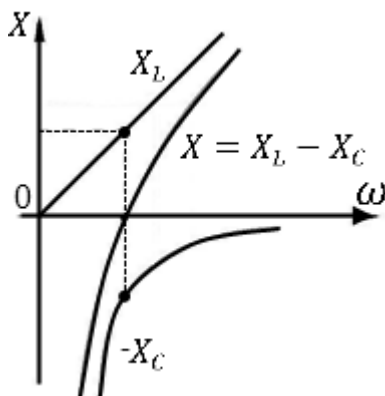


Рис.6.5. Частотні характеристики

Струм $I_{\text{рез}}$, проходячи через елементи послідовного контура, створює на кожному з них відповідну напругу:

$$U_L = I_{\text{рез}} \omega_0 L; \quad U_C = I_{\text{рез}} \frac{1}{\omega_0 C}; \quad U_R = I_{\text{рез}} \cdot R$$

Враховуючи, що напруги U_L і U_C зсунуть одна відносно одної за фазою на 180° , сума цих напруг дорівнює нулеві, а отже спад напруги на активному опорі U_R дорівнює ЕРС генератора:

$$\begin{aligned} \dot{E} &= \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C = \dot{U}_R \\ \text{або } E &= U_R = I_{\text{рез}} \cdot R \end{aligned}$$

Цікава і дуже важлива властивість послідовного контура полягає в тому, що при резонансі змінна напруга на конденсаторі і на котушці індуктивності може в багато разів перевищувати за величиною прикладену до контуру ЕРС. В дійсності, відношення індуктивної і ємнісної напруг до ЕРС генератора становлять:

$$\frac{U_L}{E} = \frac{I_{\text{рез}} \omega_0 L}{I_{\text{рез}} R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\rho}{R} = Q; \quad \frac{U_C}{E} = \frac{I_{\text{рез}} \cdot \frac{1}{\omega C}}{I_{\text{рез}} \cdot R} = \frac{\frac{1}{\omega C}}{R} = \frac{\rho}{R} = Q, \quad (6.13)$$

де Q - добротність контура.

Висновок: при резонансі в послідовному контурі напруга на кожному з реактивних елементів в Q разів перевищує ЕРС генератора. Тому резонанс у послідовному контурі називають **резонансом напруг**. Послідовний коливальний контур можна розглядати як своєрідний підсилювач напруги, а тому його можна використовувати для вибірного підсилення високочастотних електричних сигналів у пристроях радіоелектронної апаратури.

Якщо послідовний контур живиться незмінною напругою від генератора ($U=E$), а його частота f змінюється, то міняються всі величини, що визначають режим роботи контура. Зокрема, струм в колі

$I = \frac{U}{Z} = U / \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$ при $f=0, z=\infty$ має нульове значення, а при резонансній частоті $f = f_0$ має найбільше значення $I = U/R$ (рис.6.6,а).

Криві струму $I = f(f)$, які називаються резонансними, для послідовного контура при однакових U, L, C і двох значення добротності Q і Q_L показані на рис 6.6,б,

але тут на осі ординат відкладенні не абсолютні значення струму, а його відносні значення по відношенню до резонансних значень, тобто $\frac{I}{I_p} = F(f)$.

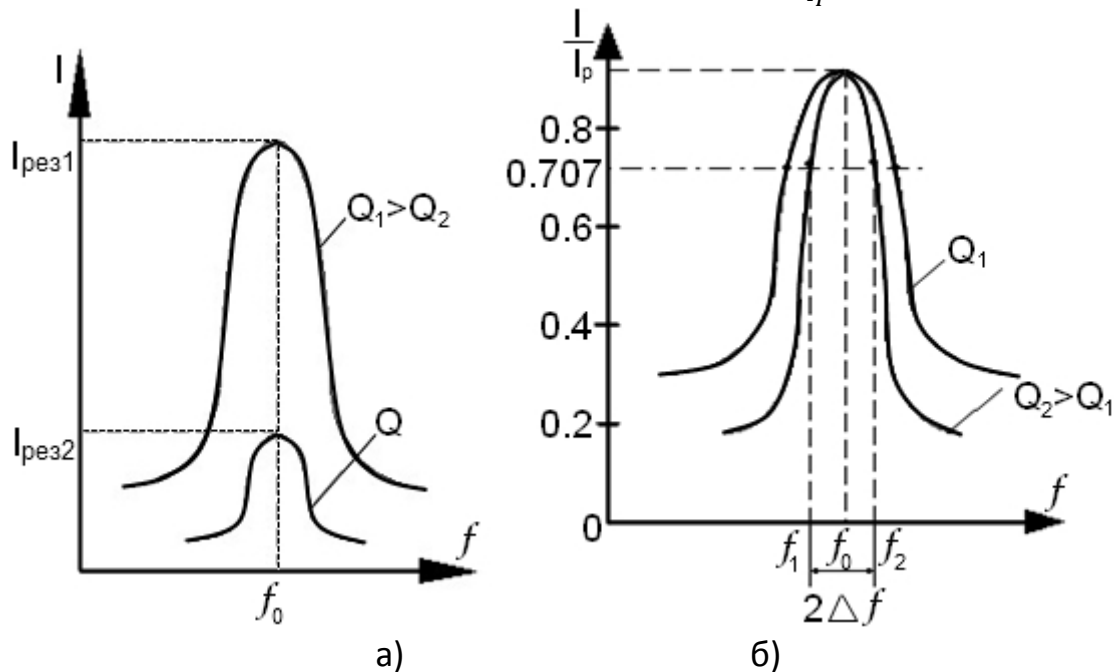


Рис.6.6. Резонансні криві послідовного контура

З резонансної кривої видно, що хоча величина ЕРС генератора залишається незмінною при змінах частоти, величина струму в контурі неоднакова для різних частот. Отже, якщо до контура одночасно прикладено декілька ЕРС з різною частотою, то найбільше значення струму відповідатиме резонансній частоті. Струми інших ЕРС, частоти яких відрізняються від резонансної, матимуть значно меншу величину (рис.6.6,а). Цю властивість контура називають **вибірністю**, або **селективністю**. Чим вища добротність контура, тим гострішою виявляється резонансна крива і вищою вибірність контура.

Одним із основних параметрів коливального контура є смуга пропускання Π , під якою розуміють спектр частот у межах якого струми в контурі відрізняються від свого резонансного значення не більше ніж у $\sqrt{2}$ рази. Смугу пропускання контура можна визначити графічно, якщо провести на резонансній кривій горизонтальну лінію на рівні

$$\frac{I_{рез}}{\sqrt{2}} = 0,707 I_{рез}$$

Графічне визначення смуги пропускання контура ($\Pi = 2\Delta f$) показано на рис.6.6,б. Залежність смуги пропускання контура від добротності визначається за формулою:

$$\Pi = 2\Delta f = \frac{f_0}{Q} \quad (6.14).$$

4. Паралельний коливальний контур. Резонанс струмів

Схему паралельного коливального контуру приведено на рис.6.7. Прийmemo, що втрати енергії у конденсаторі дуже малі, і вважаємо що активний опір має тільки котушка індуктивності.

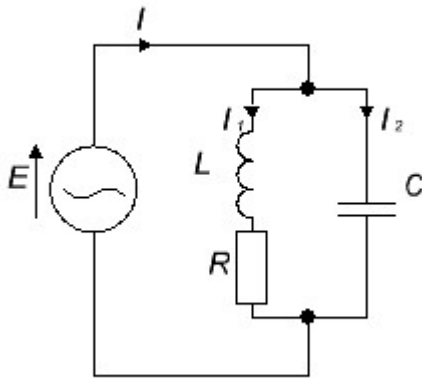


Рис.6.7. Паралельний коливальний контур

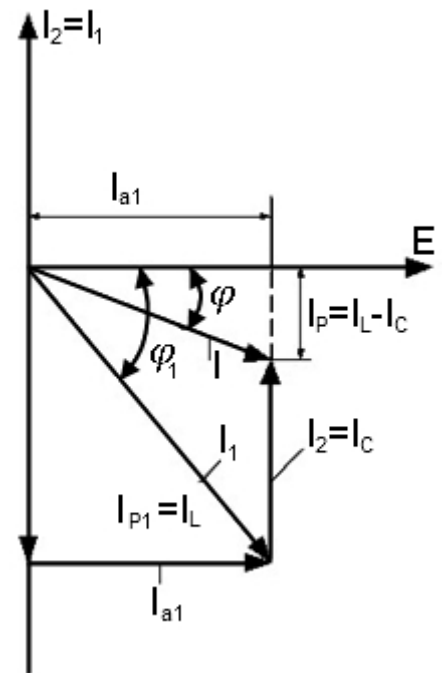


Рис.6.8. Векторна діаграма для розгалуженого кола

Обидві вітки коливального контуру перебувають під однаковою напругою E . Струм I , що надходить від генератора, розгалужується на струм I_1 та I_2 .

$$\text{Струм в котушці } I_1 = \frac{E}{Z_1} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \quad (6.15)$$

Струм в індуктивній вітці відстає за фазою від напруги E на кут φ , тангенс якого

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{X_L}{R} \quad (6.16)$$

Струм котушки можна розложити на дві складові: активну $I_{a1} = I_1 \cdot \cos \varphi$, що співпадає за фазою з напругою, і реактивну $I_p = I_1 \sin \varphi_1$, яка відстає за фазою від напруги на кут $\frac{\pi}{2}$ (рис.6.8)

Струм в ємнісній вітці випереджає напругу на $\frac{\pi}{2}$ і становить

$$I_2 = I_C = \frac{E}{X_C} = \frac{E}{1/\omega C} = E\omega C \quad (6.17)$$

Загальний струм знайдемо із прямокутного трикутника струмів (рис.6.8), одним катетом якого являється активна складова струму $I_a = I_{a1}$, а другим – реактивна складова загального струму, яка рівна різниці реактивної складової струму котушки і струму конденсатора:

$$I_p = I_{p1} - I_2 = I_L - I_C \quad (6.18)$$

Таким чином, загальний струм

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2} \quad (6.19)$$

Кут зсуву загального струму від напруги визначаються через його тангенс (рис.6.9)

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{I_p}{I_a} = \frac{I_L - I_C}{I_a} \quad (6.20)$$

Загальний струм I може відставати від напруги E на кут φ при $I_L > I_C$ і співпадати за фазою з напругою (рис.6.9) при $I_L = I_C$

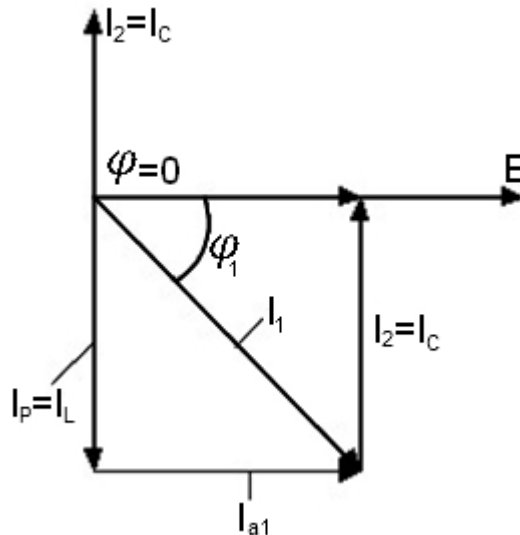


Рис.6.9. Векторна діаграма при резонансі струмів

Таке явище в паралельному контурі, при якому струм у нерозгалуженій частині кола має найменше значення, а за фазою збігається з напругою джерела, називається **резонанс струмів**:

$$I = I_{\text{рез}} = \sqrt{I_a^2 + I_p^2} = I_a \quad (6.21)$$

Як і при резонансі напруг, умовою резонансу струмів є рівність $\omega_0 L \cong \frac{1}{\omega_0 C}$, тобто резонанс струмів спостерігається в паралельному контурі тоді, коли частота генератора дорівнює власній частоті

$$\text{контура } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Основні властивості паралельного контура при резонансі:

1) Еквівалентний опір контура $Z_{\text{рез}}$ носить активний характер, так кут зсуву фаз φ між E та I рівний нулеві ($\varphi = 0$). Треба зазначити, що опір паралельного контура при резонансі $Z_{\text{рез}}$ не дорівнює опорі втрат R_i перевищує його у тисячу разів.

2) Реактивні складові струмів у вітках I_L і I_C рівні за величиною і знаходяться в протифазі

$$I_L = I_C$$

3) Струм в нерозгалуженій частині кола I мінімальний і рівний активній складовій струму індукованої вітки I_a

$$I = I_a$$

Відношення струму в котушці чи в конденсаторі ($I_1 \approx I_2$) до загального струму при резонансі

$$I_1/I = Q \quad (6.22)$$

представляє собою добротність контура

4) Еквівалентний опір контура $Z_{\text{рез}}$ максимальний (так як струм I мінімальний) і визначається за формулою:

$$Z_{\text{рез}} = \frac{L}{CR} = \frac{\rho^2}{R}, \quad (6.23)$$

де $Z_{\text{рез}}$ – резонансний опір контура, Ом;

L – індуктивність контура, Гн;

C – ємність контура, Ф;

R – активний опір, Ом;

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ – хвильовий опір, Ом.}$$

Резонансний опір паралельного контура залежить від добротності контура: чим вона вища, тим більший резонансний опір.

$$Z_{\text{рез}} = \rho \cdot Q = RQ^2 \quad (6.24)$$

Резонансні криві. Вибірні властивості паралельного контура, як і послідовного характеризується резонансними кривими. На рис 11.а показано графік залежності повного опору Z від частоти генератора, при умові, що $E = \text{const}$.

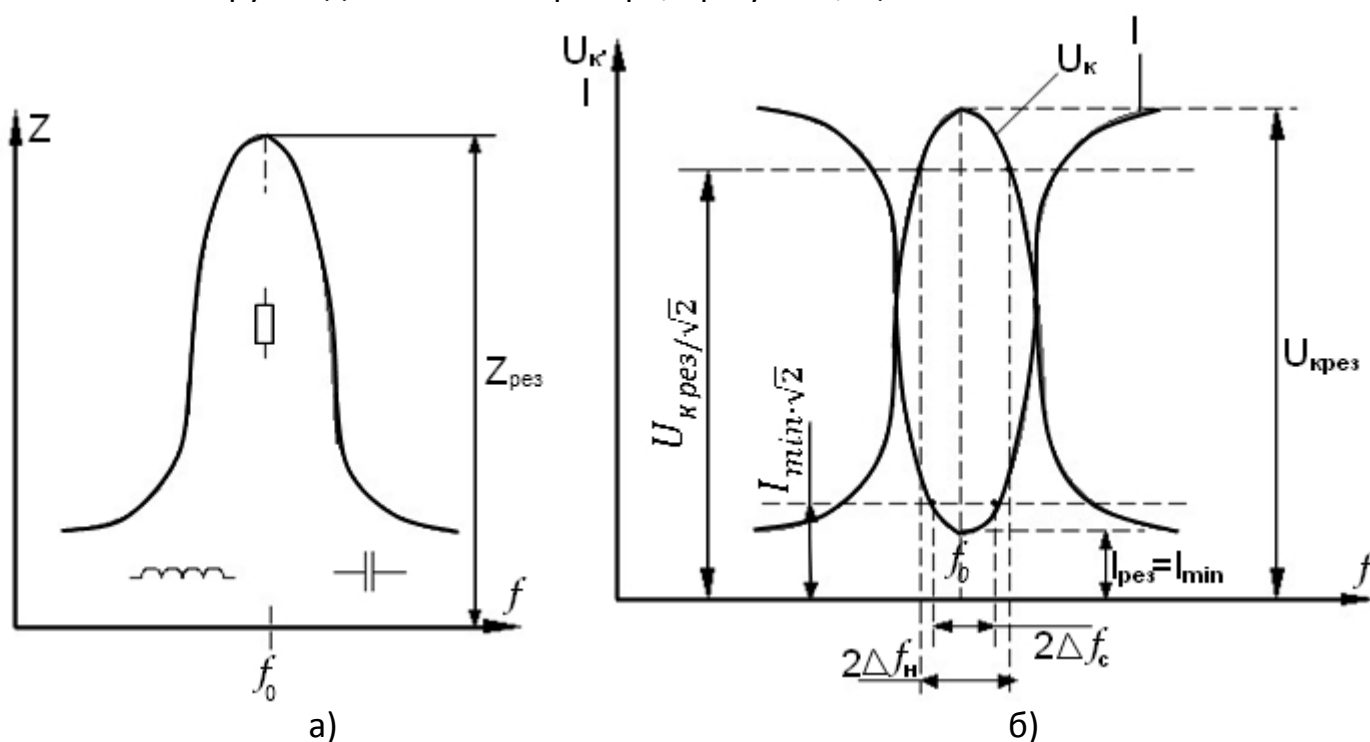


Рис.6.11,а – частотна залежність опору в нерозгалуженому контурі;
б – частотна залежність струму і напруги в контурі.

На рис.6.11,б показано частотну залежність напруги на контурі (U_k) і струму в нерозгалуженій частині кола. Користуючись резонансними кривими можна визначити смугу пропускання контура. При цьому розрізняють смугу пропускання за струмом ($2\Delta f_0$) і за напругою ($2\Delta f_H$). Смугою пропускання за струмом називається **спектр частот** у межах якого струм у нерозгалуженому колі I не перевищує значення струму при резонансі I_{min} , більше ніж у $\sqrt{2}$ рази. Смугою пропускання за напругою $2\Delta f_H$ називають спектр частот, у межах якого напруга на контурі U_k менша від напруги на контурі при резонансі $U_{\text{крез}}$ не більше ніж у $\sqrt{2}$ рази.

Сму́га пропускання за напругою можна визначити за формулою:

$$2\Delta f_H = (f_0/Q) \left(1 + \frac{Z_{рез}}{R_i}\right), \quad (6.25)$$

де R_i – внутрішній опір генератора.

Тема 6.2: ВИБІРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

План

1. Резонансні підсилювачі.
2. Смугові підсилювачі.
3. Підсилювачі із зворотним зв'язком.

1. Резонансні підсилювачі

Вибірні підсилювачі призначені для підсилення сигналів у вузькій смузі частот. За принципом дії і схемним рішенням вибірні підсилювачі можна розділити на:

- резонансні ;
- смугові ;
- підсилювачі із зворотним зв'язком.

Найчастіше вибірні підсилювачі застосовуються для підсилення сигналів високої частоти в каскадах радіоприймальних і радіопередавальних пристроїв.

1.1. Резонансні підсилювачі з автотрансформаторним включенням контуру.

У резонансних підсилювачах навантаженням вхідного кола підсилювального елемента являється паралельний коливальний контур, що має значний опір $Z_{рез}$ для резонансної частоти f_0 і малий опір для інших частот. Транзистор в резонансних підсилювачах може бути ввімкнений за схемою зі спільною базою, спільним емітером, спільним колектором, але найчастіше використовується схема з спільним емітером.

Відомо, що транзистор має низький вхідний і вихідний опори. Тому при побудові схем транзисторних резонансних підсилювачів приходиться враховувати шунтуючу дію цих опорів на контур, що приводить до пониження коефіцієнта підсилення каскаду і зменшення його вибірних властивостей.

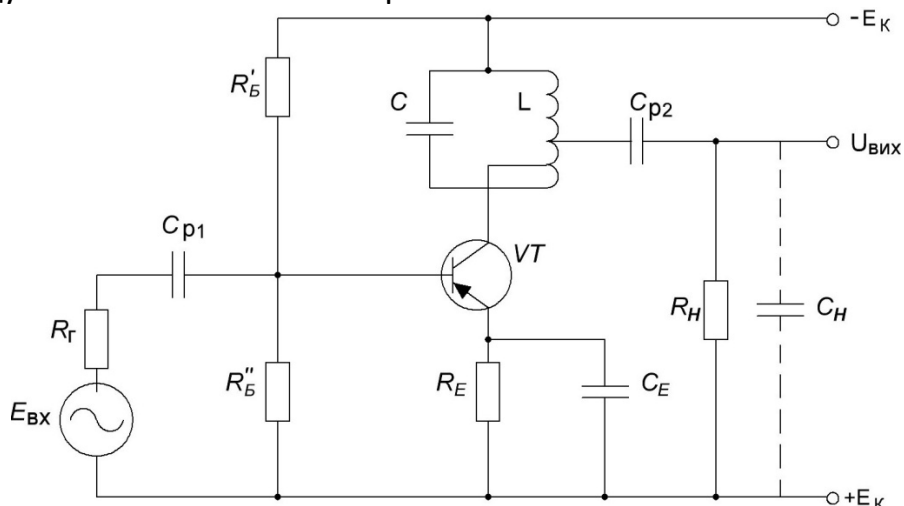


Рис.6.1. Схема резонансного транзисторного підсилювача з автотрансформаторним зв'язком

Для зменшення впливу транзисторів на контур в схемах резонансних підсилювачів, як правило, використовують неповне ввімкнення контуру в колекторне коло транзистора. Таке ввімкнення може бути досягнуто, наприклад, за допомогою автотрансформаторної схеми ввімкнення контура (рис.6.1). Принципово робота приведеної схеми і призначення більшості її елементів (C_p , R_B' , R_B'' , R_E , C_E) не відрізняються від схеми каскаду підсилення низької частоти. Тільки ввімкнення контура в колекторне коло надає каскаду вибірні властивості.

На рис.6.2 приведена еквівалентна схема транзисторного каскаду резонансного підсилювача.

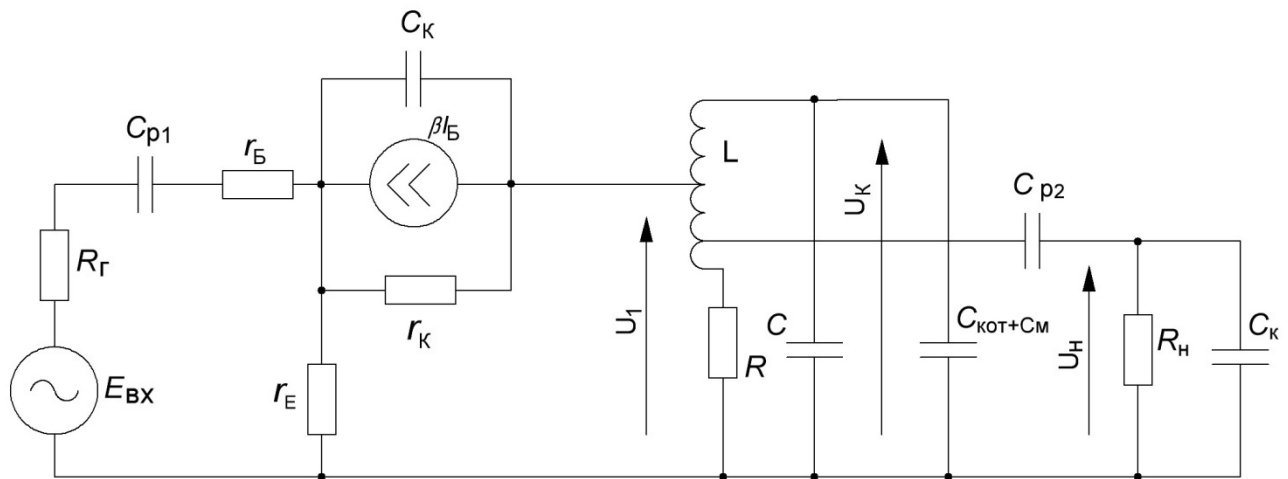


Рис.6.2. Еквівалентна схема транзисторного каскаду резонансного підсилювача

Зі сторони виходу транзистора і зі сторони навантаження в контур вносяться активні опори, які змінюють його резонансну частоту, а також вносяться активні опори, які збільшують затухання контуру і змінюють його смугу пропускання.

Резонансна частота підсилювача визначається резонансною частотою еквівалентного контура:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCC_{\text{екв}}}}; \quad (6.1)$$

де $C_{\text{екв}} = C + C_K m_K^2 + C_H m_H^2 + C_{\text{кот}} + C_M$;

$C_{\text{екв}}$ – еквівалентна ємність ;

C – власна ємність контура ;

C_M – ємність монтажу ;

$C_{\text{кот}}$ – ємність котушки ;

$m_K = \frac{U_i}{U_K}$ - коефіцієнт підключення контура до транзистора ;

$m_H = \frac{U_H}{U_K}$ - коефіцієнт підключення контура до навантаження.

Еквівалентний резонансний опір контура визначається за формулою:

$$\frac{1}{Z_{\text{рез-екв}}} = \frac{1}{Z_{\text{рез}}} + \frac{m_K^2}{r_K} + \frac{m_H^2}{R_H} \quad (6.2)$$

Задана смуга пропускання підсилювача визначається еквівалентною добротністю $Q_{\text{екв}}$ контура:

$$\Pi = 2\Delta f = \frac{f_0}{Q_{\text{екв}}} \quad (6.3)$$

Величину еквівалентної добротності можна знайти за виразом:

$$Q_{\text{екв}} = \frac{R_{\text{ркз·екв}}}{\rho_{\text{екв}}} \quad (6.4)$$

де $\rho_{\text{екв}}$ – еквівалентний хвильовий опір контура ;

$$\rho_{\text{екв}} = \frac{1}{\omega_0 C_{\text{екв}}} \quad (6.5)$$

Коефіцієнт підсилення каскаду за напругою на резонансній частоті приблизно можна визначити за формулою:

$$K_0 = \frac{\beta R_{\text{рез·екв}} \cdot m_k \cdot m_n}{R_T + R_{\text{вх}}} \quad (6.6)$$

де $R_{\text{вх}} \approx r_B + r_E(1 + \beta)$ - Вхідний опір каскаду.

Характер зміни напруги на контурі із зміною частоти (резонансна крива) не відрізняються від характеру зміни опору. На рис.6.3 приведено частотну характеристику резонансного підсилювача

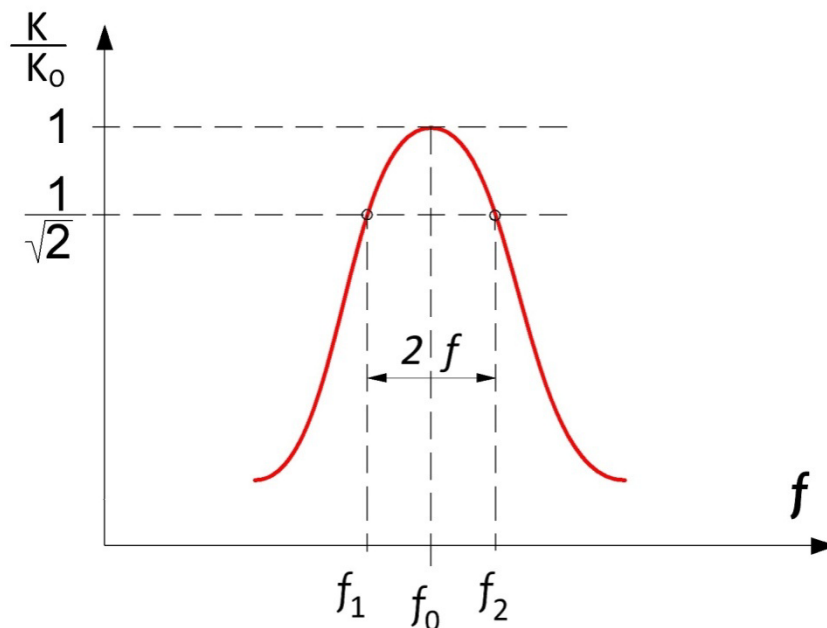


Рис.6.3. Частотна характеристика резонансного підсилювача

Коли резонансна частота f_0 співпадає з частотою підсилювального сигналу, коефіцієнт підсилення досягає максимального значення (K_0), зменшуючись на інших частотах. При цьому на частотах, менших f_0 струм проходить головним чином через індуктивну вітку (індуктивний опір), а на частотах, більших f_0 – через ємнісну (ємнісний опір).

2. Смугові підсилювачі

Смугові підсилювачі на відміну від резонансних мають фіксоване настроювання. Навантаженням таких підсилювачів є смуговий фільтр, тобто двоконтурна зв'язана система з взаємоіндуктивним зв'язком між контурами. Типова схема смугового підсилювача показана на рис.6.4.

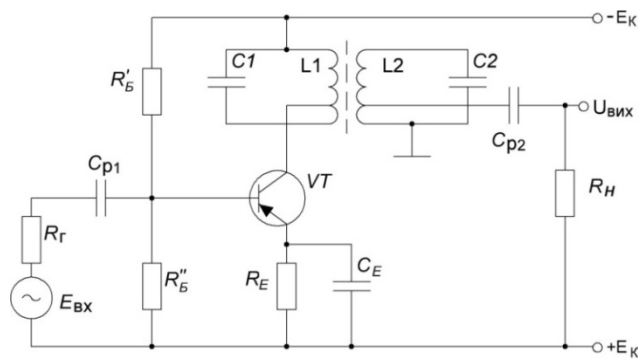


Рис.6.4. Схема смугового підсилювача

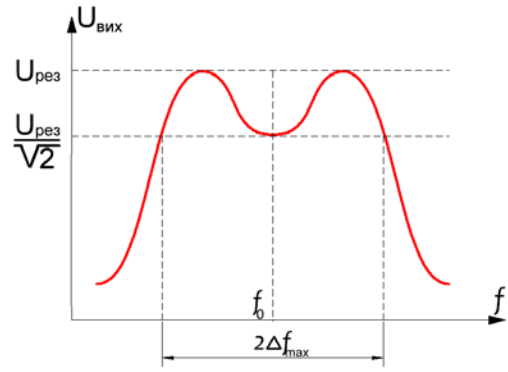


Рис.6.5. Частотна характеристика смугового підсилювача

Частотна характеристика смугового підсилювача має форму, аналогічну резонансній кривій двох зв'язаних контурів (рис.6.5) і значною мірою залежить від ступеня зв'язку між контурами.

3. Підсилювачі із зворотнім зв'язком

Резонансні й смугові підсилювачі добре працюють тільки на високих частотах. На частотах, що становлять сотні Герц і нижче, індуктивність резонансних контурів різко збільшується. При цьому контурна котушка характеризується великими розмірами, оскільки вона повинна мати дуже велику кількість витків. Тому у вибірних підсилювачах, призначених для роботи на частотах близько сотні Герц і нижче, найчастіше використовують частотно-вибірні фільтри типу RC у колі від'ємного зворотного зв'язку.

На рис.6.6.а показано схему RC-фільтра, елементи R, C, якого послаблюють нижчі частоти, а елементи R₂, C₂ – вищі. Тому коефіцієнт передачі фільтра $K = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}$ має максимальне значення тільки на одній частоті f₀, а на частотах, вищих або нижчих від f₀, коефіцієнт передачі сигналу з входу на вихід різко зменшується. Частотну характеристику $K = \varphi(f)$ такого фільтра приведено на рис.6.6.б.

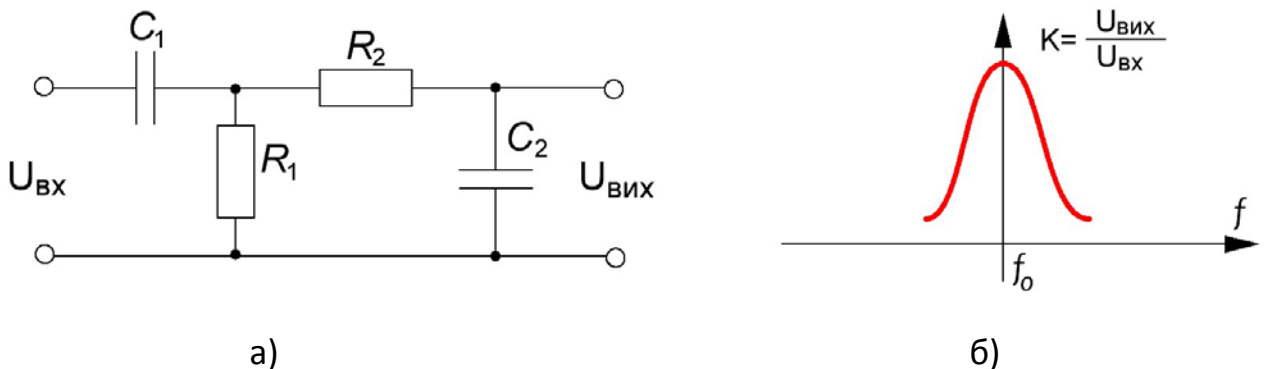


Рис.6.6. Схема найпростішого RC-фільтра вибірного підсилювача (а) і його резонансна характеристика (б).

Частота f_0 , при якій коефіцієнт передачі фільтра має максимальне значення, визначається зі співвідношення:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \quad (6.7)$$

Цю частоту іноді називають **квазірезонансною**.

Досконалішим є фільтр, створений з двох Т-подібних RC-ланок (рис.6.7). Т-подібні ланки в цьому фільтрі складаються: перший – з конденсаторів C_1 , C_2 і опору R_3 , а другий – з опорів R_1 , R_2 і конденсатора C_3 .

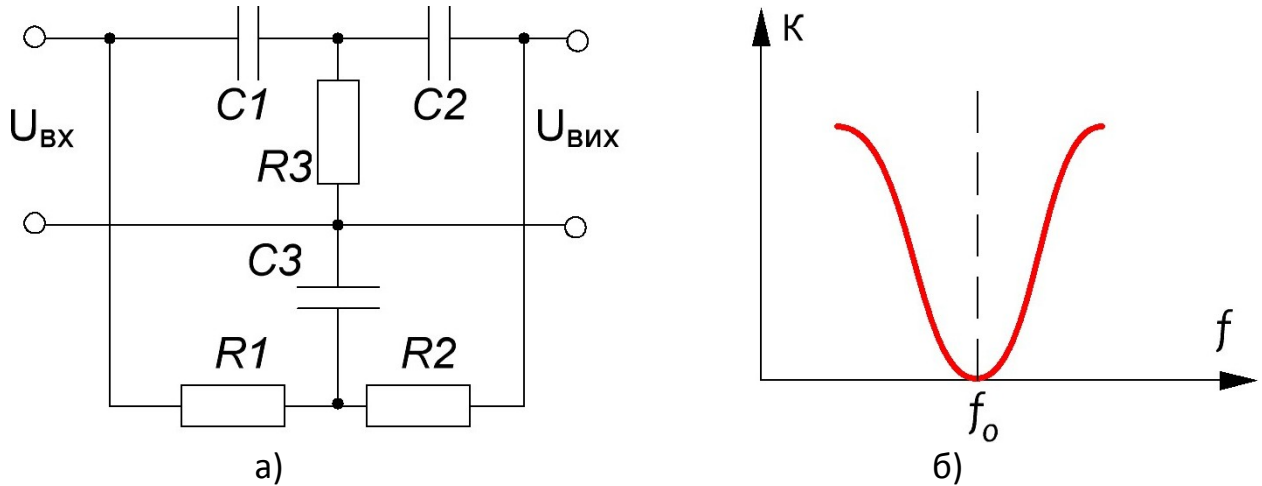


Рис.6.7. Подвійний Т-подібний фільтр (а) і його частотна характеристика.

Напряга на виході кожної з вказаних Т-подібних ланок зсунена за фазою відносно вхідної напруги. При цьому напруга на виході першої Т-подібної ланки випереджає вхідну напругу, а напруга на виході другої Т-подібної ланки, навпаки, відстає від вхідної напруги. Остання обставина дає змогу при паралельному з'єднанні двох Т-подібних RC-ланок дістати на виході на деякій частоті рівні за амплітудою, але протилежні за фазою напруги. При цьому результуюча напруга на виході подвійного Т-подібного фільтра дорівнюватиме нулеві. Частотну характеристику такого фільтра приведено на рис.6.7б.

Квазірезонансна частота f_0 , при якій коефіцієнт передачі подвійного Т-подібного фільтра має найменше значення, залежить від величин елементів ланцюгів:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2}}} \quad (6.8)$$

Якщо Т-подібні фільтри симетричні, тобто:

$$R_1 = R_2 = 2R_3 = R \text{ і } C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2} = C, \text{ то}$$

квазірезонансна частота такого фільтра

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

На Рис.6.8 приведено схему вибірного підсилювача з подвійним Т-подібним фільтром в колі від'ємного зворотного зв'язку.

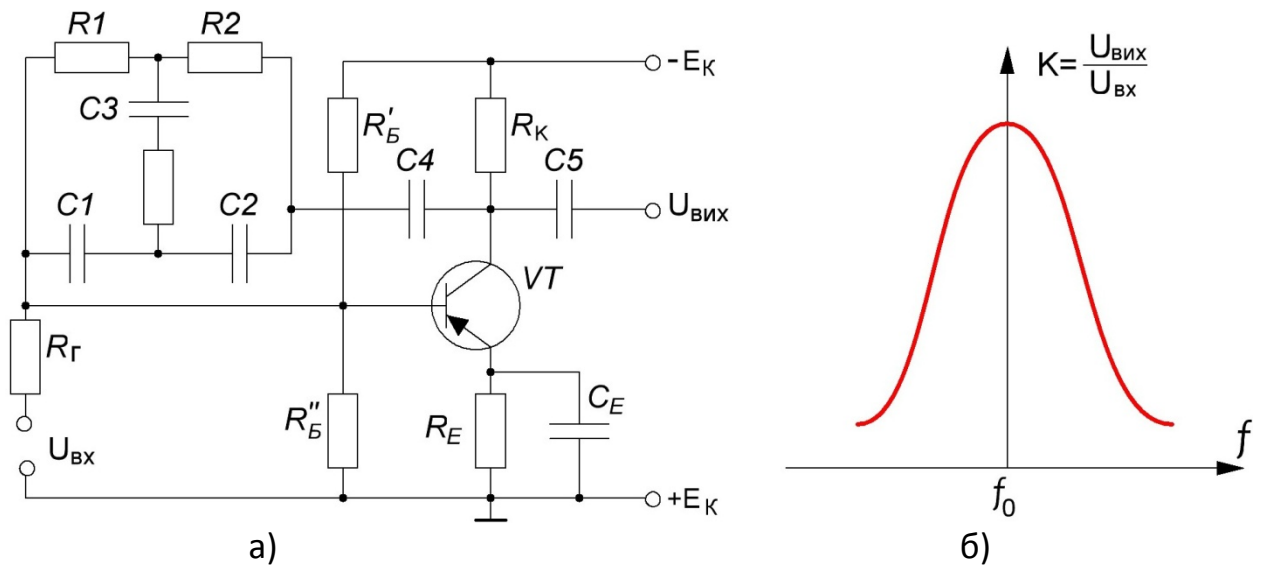


Рис.6.8. Вибірний підсилювач з подвійним Т-подібним мостом: а – схема; б – частотна характеристика

На квазірезонансній частоті f_0 фільтр вносить максимальне згасання в сигнал, що приходить з виходу на вхід. Тому від'ємний зворотній зв'язок практично дорівнює нулеві і підсилення сигналу виявляється максимальним. На частотах, що відрізняються від квазірезонансної, згасання, яке вноситься фільтром, зменшується. Частотна характеристика такого підсилювача (рис.6.8б) нагадує резонансну характеристику коливального контура.

Розділ 7

ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДНИХ КОЛИВАНЬ

Тема 7.1: ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДНИХ КОЛИВАНЬ ВИСОКОЇ ЧАСТОТИ

План

1. Призначення і класифікація генераторів
2. Принципи роботи транзисторного LC генератора
3. Енергетичні показники транзисторного LC генератора
4. Різновидності схем транзисторних автогенераторів
5. Стабілізація частоти LC-генераторів

1. Призначення і класифікація генераторів.

Генератор – це пристрій, що перетворює енергію джерела постійного струму на незатухаючі коливання необхідної форми, частоти і потужності.

За принципом роботи розрізняють три типи генераторів:

- Генератори LC типу
- Генератори RC типу
- Генератори на базі елементів з негативним опором (на базі тунельних діодів)

За принципом виникнення коливань розрізняють генератори із самозбудженням (автогенератори) і генератори із зовнішнім збудженням, які по суті є підсилювачі потужності.

По формі вихідних коливань розрізняють:

- Генератори гармонійних (синусоїдних) коливань;
- Генератори не синусоїдних коливань (прямокутної, пилкоподібної та інші);

За діапазоном генерованих частот генератори поділяються так:

Тип генератора :	Діапазон частот:
Низько частотні(НЧ)	від 0,01 Гц до 100 кГц
Високочастотні (ВЧ)	від 100 кГц до 100 МГц
Надвисокочастотні (НВЧ)	від 100 МГц і вище

Структурна схема автогенератора (рис.7.1) – це замкнута в кільце система. Кільцева схема виконується так, що в ній діє позитивний зворотний (ППЗ) зв'язок. Основними елементами автогенератора є:

- активний елемент – підсилювач із коефіцієнтом підсилення K ;
- частотно-вибірний чотириполюсник із коефіцієнтом передачі β

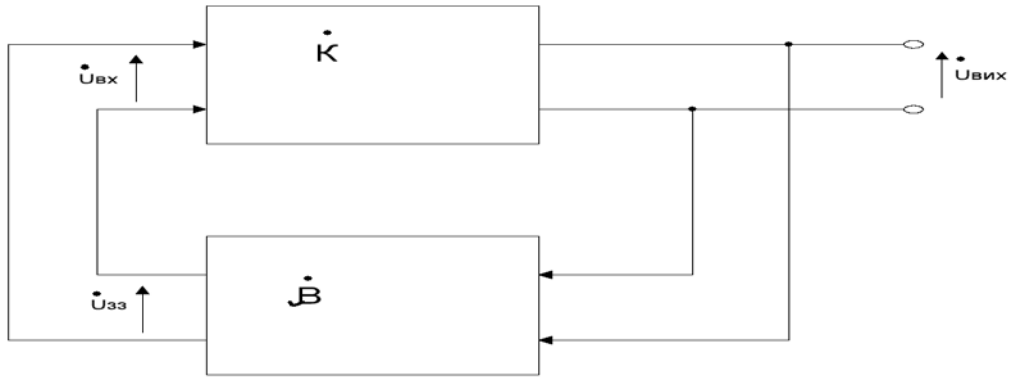


Рис.7.1. Структурна схема автогенератора

Коефіцієнт підсилення підсилювача із позитивним зворотним зв'язком:

$$K_{\beta} = \frac{K}{1 - \beta K} \quad (7.1)$$

Де K і β – відповідно комплексний коефіцієнт передачі підсилювача і ланки зворотного зв'язку.

Якщо $1 - \beta K = 0$, то $K_{\beta} \rightarrow \infty$

Отже $1 - \beta K = 0$ - умова збудження генераторів, або $K\beta \geq 1$ (7.2)

Так як K і β величини комплексні, то їх можна виразити наступним чином:

$$K = K e^{j\varphi_K} \text{ і } \beta = \beta e^{j\varphi_{\beta}}$$

Тоді (2) можемо записати так:

$$K\beta = K e^{j\varphi_K} \beta e^{j\varphi_{\beta}} = K\beta e^{j(\varphi_K + \varphi_{\beta})} \geq 1 \quad (7.3)$$

Із комплексного виразу (3) маємо дві умови збудження генераторів:

- 1) $\varphi_K + \varphi_{\beta} = 360^{\circ} * n = 2\pi * n$ – баланс фаз, де $n=0,1,2,3\dots$
- 2) $K\beta \geq 1$ – баланс амплітуд

2. Принцип роботи транзисторного LC генератора

Будь яка схема транзисторного автогенератора типу LC складається із наступних елементів:

- коливальний контур, в якому генеруються необхідні незатухаючі коливання;
- джерело електричної енергії, за рахунок якого в контурі підтримуються незатухаючі коливання;
- транзистор (біполярний або польовий), за допомогою якого регулюється подача енергії від джерела в контур;
- елемент зворотного зв'язку, за допомогою якого здійснюється подача збудженої змінної напруги із вихідного кола в вхідне;

На рис.7.2 представлена схема транзисторного LC генератора. Така схема називається генератором з трансформаторним зв'язком і використовується в області високих частот.

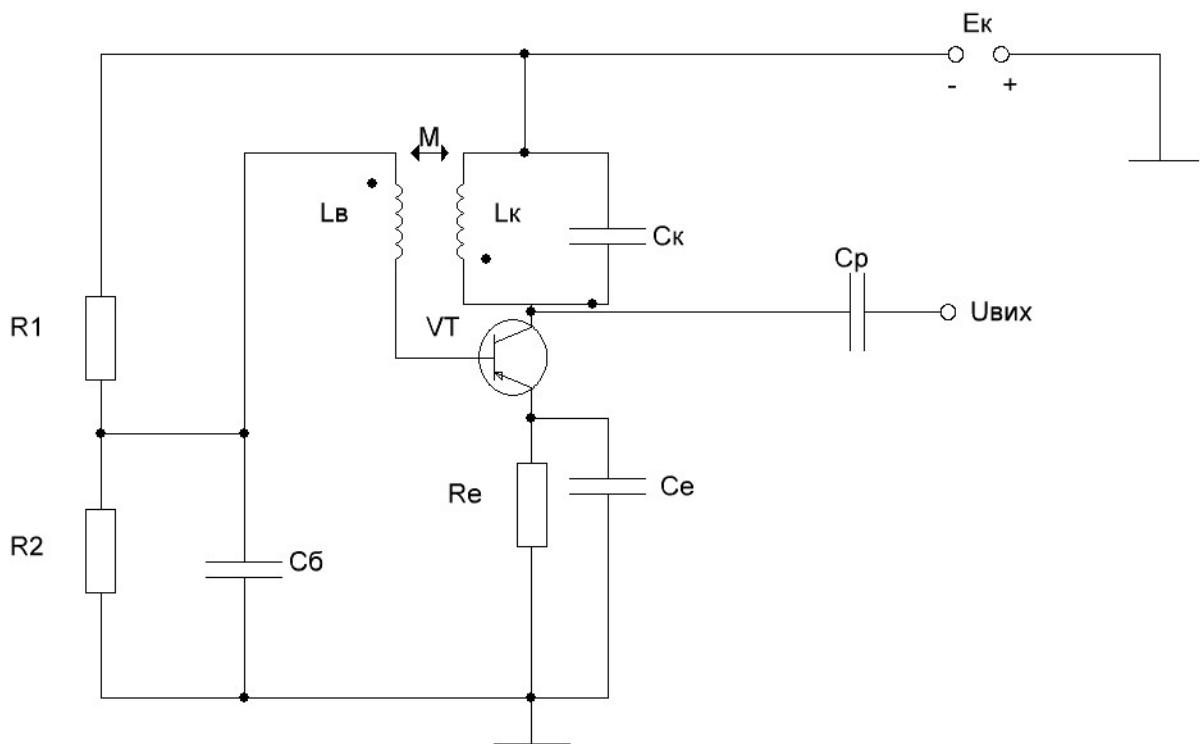


Рис.7.2. Транзисторний автогенератор із трансформаторним зв'язком

Елементи R1, R2 призначені для забезпечення необхідного режиму за постійним струмом (так як і в підсилювачах). Елементи R_E , C_E забезпечують термостабілізацію необхідного режиму за постійним струмом. За допомогою конденсатора Cб заземлюється один кінець базовою котушки Lб.

В момент ввімкнення джерела Eк в колекторному колі транзистора з'являється струм Iк, яким заряджається конденсатор Cк коливального контуру. Так як до конденсатора під'єднана котушка Lк, то після заряду конденсатор починає розряджатись через котушку Lк.

В результаті обміну енергією між конденсатором і котушкою в контурі виникають вільні затухаючі коливання, частота яких визначається параметрами контура і рівна:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}} \quad (7.4)$$

Змінний струм контура, проходячи через котушку Lк, створює навколо неї змінне магнітне поле. Внаслідок цього в котушці зворотного зв'язку Lб, яка ввімкнена в коло бази транзистора, наводиться змінна напруга тієї ж частоти, з якою проходять коливання в контурі. Ця напруга спричинює пульсацію струму колектора, в якому з'являється змінна складова.

Змінна складова колекторного струму поповнює втрати енергії в контурі, створюючи на ньому підсилену транзистором напругу. В свою чергу це призводить до нового зростання напруги на котушці Lб, яке знову приведе до зростання амплітуди змінної складової колекторного струму.

Проте це зростання колекторного струму не може відбуватися до нескінченності, воно обмежується лінійною ділянкою вихідної характеристики транзистора.

Для виникнення незатухаючих коливань в контурі автогенератора необхідне виконання двох основних умов самозбудження.

Розглянемо першу умову – баланс фаз.

Так як резонансний опір паралельного контура має чисто активний характер, то при дії на базу сигналу з частотою резонансу, напруга на колекторі транзистора буде зсунута по фазі на 180° (як для звичайного резистивного каскаду підсилення). Напруга, що наводиться на базовій котушці L_b за рахунок змінного струму I_k становить:

$$U_b = \pm j\omega_0 M I_k \quad (7.5)$$

де M – коефіцієнт взаємоіндукції між котушками.

Для встановлення позитивного зворотного зв'язку необхідно щоби: $\dot{U}_b = j\omega M I_k$. Тільки в цьому випадку загальний фазовий зсув в колі підсилювач – зворотний зв'язок буде рівний нулеві: $\varphi_k + \varphi_\beta = 0$. На практиці виконання балансу фаз досягається відповідним включенням кінців котушок L_k і L_b .

Друга умова самозбудження генератора – **баланс амплітуд**. Під цією умовою розуміють, що глибина позитивного зворотного зв'язку повинна бути такою, щоби втрати енергії в контурі повністю поповнювалися.

Для представленої схеми коефіцієнт β показує яка частина змінної напруги контура подається на базу транзистора в усталеному режимі роботи:

$$\beta = \frac{U_b}{U_k} = \frac{I_{km}\omega_0 M}{I_{km}\omega_0 L_k} \quad (7.6),$$

де I_{km} - амплітуда струму в контурі автогенератора.

Враховуючи, що підсилювач з позитивним зворотним зв'язком переходить в режим генерації при умові $\beta K \geq 1$, запишемо значення коефіцієнта зворотного зв'язку, необхідного для самозбудження:

$$\beta \geq \frac{1}{K} \quad (7.7.)$$

Коефіцієнт підсилення схеми резонансній частоті f_0 можна вважати рівним.

$$K \approx \frac{h_{21e} R_{рез}}{R_{ex}} \approx \frac{h_{21e} R_{рез}}{r_b + r_e(1 + h_{21e})} \quad (7.8)$$

Де $R_{рез}$ – резонансний опір паралельного контура:

$$\text{Тому } \beta = \frac{M}{L_k} \geq \frac{r_b + r_e(1 + h_{21e})}{h_{21e} R_{рез}} \quad (7.9)$$

І цей вираз є умовою **балансу амплітуд**.

Процес виникнення, зростання та встановлення коливального режиму в автогенераторі можна пояснити за допомогою коливальної характеристики (рис. 7.3), що представляє собою залежність $U_{\dot{a}\dot{e}\dot{o}} = f(U_{\dot{a}\dot{o}})$. На рис.7.3 показано АХ резонансного підсилювача і $\frac{1}{\beta}$ кола ЗЗ. Амплітудна характеристика підсилювача представ-

ляє собою залежність: $K = \frac{U_{вих}}{U_{ex}} = \varphi(U_{ex})$, а пряма лінія виражає залежність:

$$\frac{1}{\beta} = \frac{1}{U_{вих}} = \varphi'(U_{ex}) \frac{1}{\beta} = 1/\frac{U_{ex}}{U_{вих}} = \varphi'(U_{ex})$$

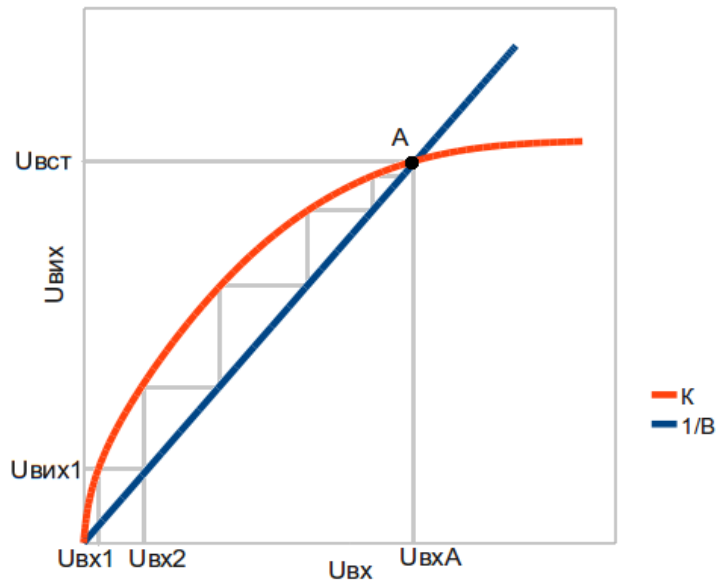


Рис.7.3. Коливальна характеристика генератора

Нехай на вході транзистора з'явиться напруга $U_{вх}$, тоді на його виході буде напруга $U_{вих1} = KU_{вх}$. Через коло ЗЗ ця напруга передається на вхід транзистора з коефіцієнтом ослаблення β і створить на виході нову напругу $U_{вих2} = \beta \cdot KU_{вих1} > U_{вих1}$, тому що $\beta K > 1$. Процес триватиме доти, доки величина вихідного сигналу не досягне свого усталеного значення (точка А), при якому виконується умова $\beta K = 1$.

3. Енергетичні показники транзисторного LC — автогенератора

Існують два режими роботи автогенератора. Для характеристики режиму служить коефіцієнт використання колекторної напруги. Цей коефіцієнт дорівнює відношенню напруги на контурі $U_{км}$ до послідовної напруги на колекторі:

$$\zeta = \frac{U_{км}}{E_K}$$

1. При $\zeta < 1$ встановлюється недонапружений режим генератора
2. При $\zeta > 1$ режим роботи називається перенапруженим
3. При $\zeta = 1$ генератор працює в так званому критичному режимі

Як правило використовують критичний режим. В цьому випадку автогенератор віддає корисну потужність при досить високому К.К.Д.. Форма струму в колекторному колі автогенератора залежить від режиму роботи. Якщо струм проходить на протязі всього періоду напруги на вході, то коливання струму мають синусоїдну форму і їх називають коливаннями першого роду. Цей режим використовується рідко, так як він характеризується малим ККД (подібний режиму А в підсилювачах). Більш вигідним являється режим коливань другого роду з відсічкою колекторного струму (подібний режиму В в підсилювачах).

Відомо що струм, який має форму імпульсів, можна розложити в ряд Фур'є і представити у вигляді суми постійного струму, змінного струму тієї ж частоти, що і

форма повторення імпульсів (перша гармоніка), а також змінних струмів більш високих частот (вищі гармоніки). Слід відмітити, що саме перша гармоніка $I_{к1}$ створює на контурі автогенератора змінну напругу необхідної частоти, амплітуда якої визначається за формулою $U_{км} = I_{к1M} R_{рез}$

Для струмів других частот контур має малий опір і струми цих частот проходять через контур не створюючи на ньому змінної напруги. Таким чином не дивлячись на те що в струмі колектора має форму відмінну від синусоїдної коливання напруги на контурі являється синусоїдним.

Амплітуду першої гармоніки а також величину постійної складової імпульсного струму можна знайти за допомогою коефіцієнтів розкладених d , d_0 , які залежать від кута відсікання θ

Між амплітудним значенням першої гармоніки струму $I_{к1M}$, постійною складовою і максимальним значенням імпульсного струму $I_{к max}$ існують такі співвідношення

$$I_{к1M} = \alpha_1 I_{к max}$$

$$I_{к пост} = \alpha_0 I_{к max}$$

4. Різновидності схем транзисторних автогенераторів

В електронній апаратурі широке застосування отримали так звані триточкові схеми з індуктивним та ємнісним зв'язком (Рис. 7.5).

В приведених схемах генераторів підсилювальний каскад виконаний на транзисторі VT з схемою СЕ. Елементами R_1 , R_2 забезпечується режим за постійним струмом, а елементи R_E і C_E забезпечують його термостабілізацію.

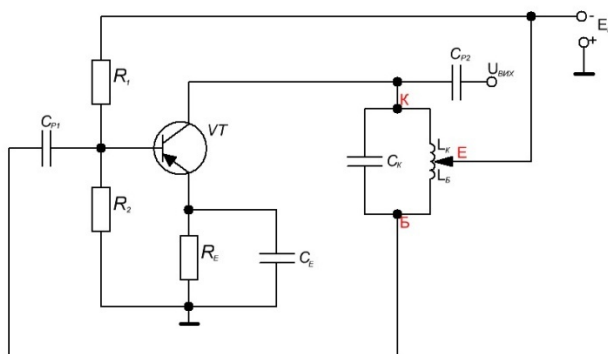


Рис. 7.4. Схема автогенератора з триточковим індуктивним ЗЗ (схема Хартлея)

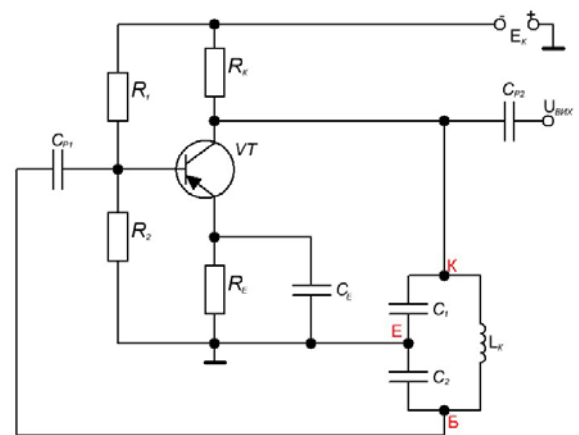


Рис. 7.5. Схема автогенератора з триточковим ємнісним ЗЗ (схема Колнитця)

За змінним струмом високої частоти коливальний контур під'єднаний до трьох електродів транзистора — емітера, бази, колектора трьома точками: Е,Б,К. В схемі, приведений на рис на рис.7.4, вивід від відповідного витка контурної котушки

під'єднаний до емітера транзистора через малий внутрішній опір джерела живлення.

В схемі Рис.7.4 („індуктивна триточка”) напруга зворотного зв'язку знімається з частини витків контурної котушки (L_b) і через конденсатор C_{p1} поступає на базу транзистора. Так як знаки миттєвих значень напруг на L_b і L_k відносно середньої точки зсунуті між собою по фазі на 180° , а підсилювальний каскад на VT повертає фазу ще на 180° , то зворотній зв'язок буде позитивним і умова балансу фаз виконується.

В схемі автогенератора Рис. 7.5. („ємнісна триточка”) , коливальний контур, який складається із індуктивної котушки L_k послідовно з'єднаних конденсаторів C_1, C_2 увімкнений паралельно до вихідного кола підсилювального елементу. Напруга зворотного зв'язку знімається з конденсатора C_2 відносно “землі” і подається на вхід транзистора через конденсатори C_{p1} і C_E , обходячи коло джерела живлення. Напруга на конденсаторах C_1 і C_2 відносно їх спільної точки знаходиться в протифазі і зворотний зв'язок являється позитивним.

5. Стабілізація частоти LC — генераторів

Важливим показником, який визначає можливість використання автогенераторів в пристроях електронної техніки, являється **стабільність частоти** його коливань. Під стабільністю частоти генеруючих коливань генератора розуміють незмінність частоти при дії різних дестабілізуючих факторів на протязі визначеного інтервалу часу.

Для якісної оцінки стабільності частоти використовуються поняття абсолютної і відносної нестабільності. **Абсолютна нестабільність частоти** представляє собою різницю частот

$$\Delta f = f_2 - f_1$$

до і після дії дестабілізуючих факторів. Відносна нестабільність частоти — це відношення абсолютної нестабільності до заданої частоти

$$\delta_f = \frac{\Delta f}{f} \cdot 100\% = \frac{f_2 - f_1}{f} \cdot 100\%$$

Основними дестабілізуючими факторами являються:

- коливання температури навколишнього середовища;
- зміна вологості і атмосферного тиску;
- коливання напруг джерела живлення;
- зміна навантаження автогенератора;
- старіння елементів в часі.

Для підвищення стабільності частоти широко використовується **кварцові резонатори**, добротність яких досягає величини $(3...6) \cdot 10^6$

Кварцові резонатори складаються із кварцового елемента, і електродів і кварцотримача. Кварцові елементи виготовляють із природного або штучного моноблока кварца у вигляді брусків або пластин зі спеціально орієнтованими відносно кристалографічних осей поверхнями. Близькі за своєю орієнтацією і властивостями бруски або пластини називаються зрізом кварцового елемента. В якості елект-

родів часто використовують тонкі металізовані плівки, нанесені на відповідні поверхні кварцового елемента. Кварцотримач представляє собою механічну систему для кріплення кварцового елемента. За конструкцією кварцові резонатори поділяються на: герметизовані в металічних балонах і вакуумні в скляних балонах.

Стабілізація частоти автогенераторів основана на використанні кварцових пластин із сильно вираженим п'єзоелектричним ефектом.

Якщо кварцову пластину стиснути або розтягнути, то на її протилежних гранях появляться рівні за величиною, але різні за знаком електричні заряди. Величина їх пропорційна тиску, а знаки залежать від напрямку сили тиску. Це явище носить назву **прямого п'єзоелектричного ефекту**

Якщо до граней пластини прикласти електричну напругу то пластинка буде стискуватися або розтягуватися в залежності від полярності прикладеної напруги. Це явище називається зворотним **п'єзоелектричним ефектом**.

Цінною властивістю кварца являється дуже висока стабільність частоти механічних коливань яка визначається геометричними розмірами кварцової пластинки і напрямом деформації. Ця властивість сумісно з прямим п'єзоелектричним ефектом дає можливість використовувати кварцові резонатори для стабілізації частоти автогенератора.

На рис.7.6, а приведена приклад еквівалентна схема кварцового резонатора залежність її реактивного опору від частоти (рис.7.6,б), де $L_{кв}$, $C_{кв}$, $R_{кв}$ – відповідно еквівалентні індуктивність, ємність і опір.

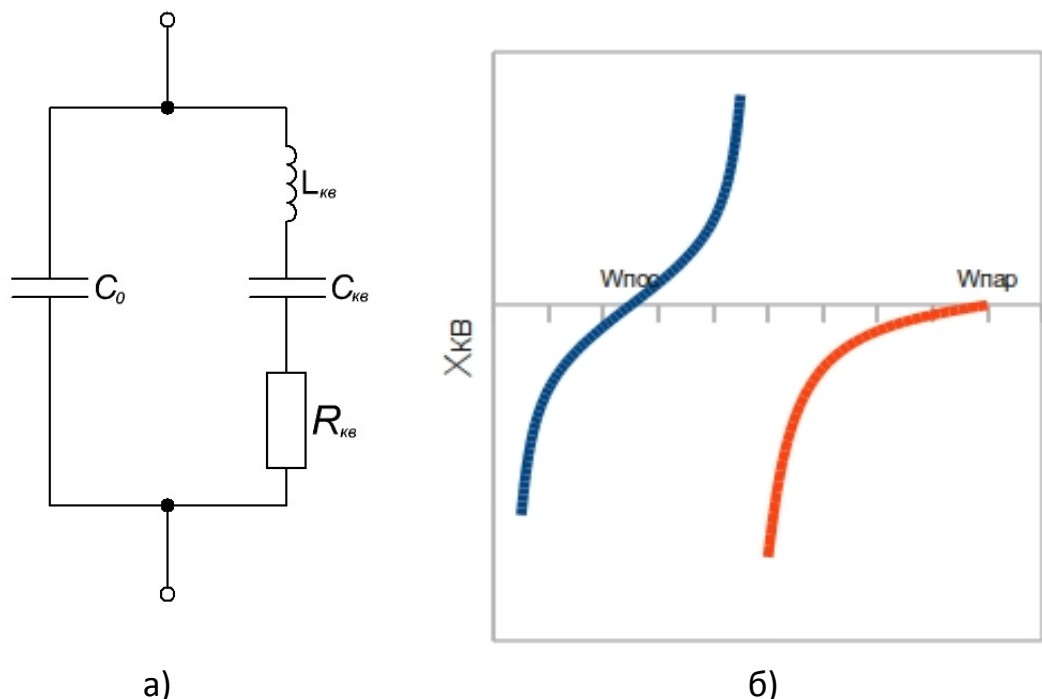


Рис.7.6. Еквівалентна схема кварца (а) і залежність її реактивного опору від частоти (б)

На частоті $\omega_{\text{пос}}$ реактивний опір $X_{\text{кв}}$ перетворюється в нуль і кварцовий резонатор веде себе як послідовний контур з резонансом напруг. Тому частота $\omega_{\text{пос}} = 1/\sqrt{L_{\text{кв}} \cdot C_{\text{кв}}}$ і називається частотою послідовного резонансу.

На частоті $\omega_{\text{пар}}$ реактивний опір $X_{\text{кв}}$ стає рівним нескінченності і кварцовий резонатор веде себе як паралельний контур з резонансом струмів. Тому частота $\omega_{\text{пар}} = 1/\sqrt{L_{\text{кв}} \cdot C_{\text{кв}} \cdot C_0 / (C_{\text{кв}} + C_0)}$ називається частотою паралельного резонансу.

На рис.7.7. Показана принципова схема триточкового кварцового автогенератора з ємнісним зв'язком і з кварцовим резонатором в колі зворотного зв'язку

В цій схемі коливальний контур створений конденсаторами C1, C2 і кварцовим резонатором G. Резистори R1, R2, задають необхідне зміщення на базу транзистора, а резистор R_Е здійснює температурну стабілізацію за постійним струмом. Резистор R служить для ліквідації можливості виникнення паразитних коливань. Конденсатори C_{p1}, C_{p2} являються роздільними.

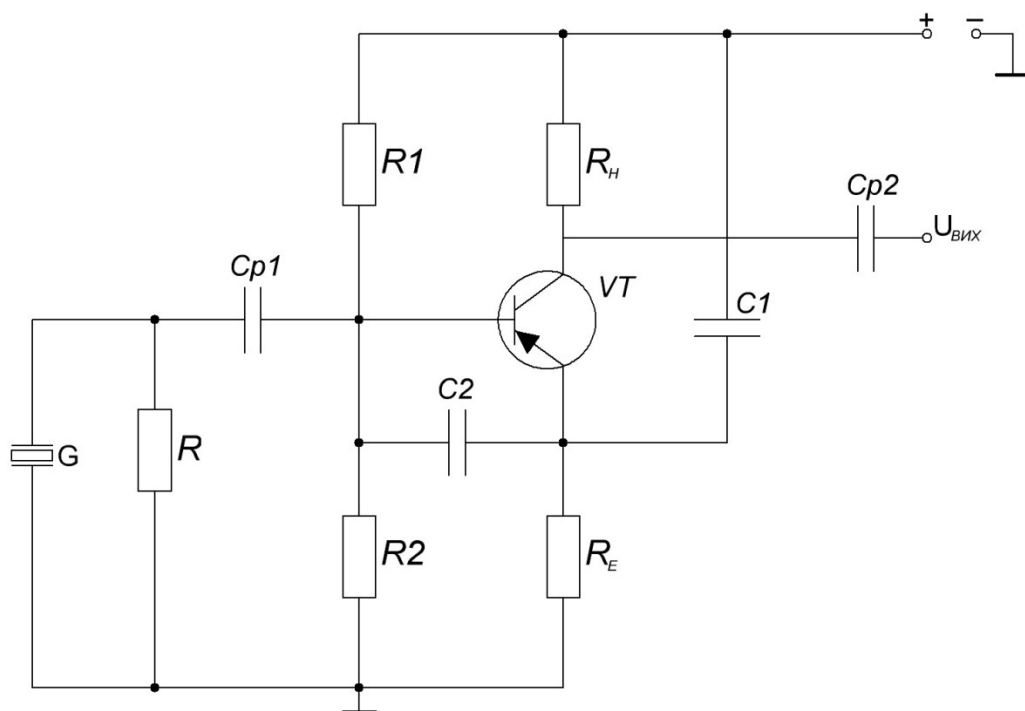


Рис.7.7. Схема кварцового генератора з ємнісним зв'язком

Тема 7.2: ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДНИХ КОЛИВАНЬ НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ

План

1. Загальні положення теорії RC – генераторів.
2. RC – автогенератори з нульовим фазообертачем в колі зворотного зв'язку (33).
3. RC – автогенератори з обертанням фази в колі 33.
4. Схема RC-генератора на транзисторах з фазообертаючою ланкою.

1. Загальні положення теорії RC-генераторів

Використання генераторів із коливальними контурами (типу LC) для генерування гармонійних коливань з частотами меншими за 15-20 кГц є недоцільними із-за розмірів контурів. Для цих цілей широко використовують генератори типу RC, в яких замість коливального контура використовують вибірні RC- фільтри.

Автогенератори гармонійних коливань перетворюють енергію джерел живлення в енергію незатухаючих синусоїдальних коливань на виході. Вони складаються із активного елемента (АЕ) і частотно-вибірною чотирьохполюсника (ЧВЧ). В якості активних елементів в генераторах широко використовують транзистори і операційні підсилювачі , а в якості ЧВЧ в області низьких частот – RC – чотирьохполюсники; міст Віна, фазообертаючі ланцюжки, які мають кілька RC- ланок диференціюючого і інтегруючого типів.

На рис.7.8 показано структурну схему найпростішого генератора, який будується по кільцевій схемі з позитивним зворотнім зв'язком (ПЗЗ). Його основні елементи АЕ і ЧВЧ.

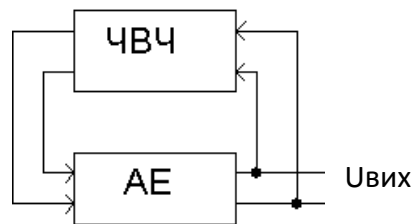


Рис.7.8. Структурна схема RC-генератора.

Частота сигналів, що генерує RC-генератор, називається **квазірезонансною**, так як ЧВЧ не має резонансних властивостей, як LC-контур.

Коефіцієнт підсилення підсилювача, задіяного ПЗЗ:

$$K_{пзз} = \frac{K_n}{1 - K_n \cdot K_{чвч}}$$

де K_n – к-нт підсилення підсилювача

$K_{чвч}$ – к-нт передачі ЧВЧ

Для того, щоб при поданні на схему автогенератора напруги живлення на його виході генерувалися гармонійні коливання, необхідно забезпечити дві умови самозбудження генератора :

$$K_n \cdot K_{чвч} \geq 1 \quad (7.10)$$

$$\varphi_n + \varphi_{чвч} = 2\pi \cdot n \quad (7.11)$$

де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Ці умови означають, що для отримання незатухаючих автоколивань на виході, необхідно щоби втрати, що вносить ЧВЧ, компенсувалися підсилювачем (АЕ), виконувався баланс амплітуд (7.10), а сумарний зсув фаз, що створюється підсилювачем і ЧВЧ в кільцевій схемі (рис.7.8) має дорівнювати нулеві або бути кратним $n \cdot 2\pi$, тобто виконувався баланс фаз (7.11). Умови (7.10) і (7.11) повинні виконуватися лише на частоті генерування коливань $\omega_r = \omega_0$ (частоті квазірезонансу).

За принципом побудови RC- автогенератори діляться на 2 основні групи :

- автогенератори з нульовим фазооборотом в колі зворотного зв'язку (ЗЗ) на $\pm \pi$ квазирезонансній частоті $\omega_0 = 2\pi \cdot f$;
- автогенератори з обертанням фази сигналу в колі ЗЗ на квазирезонансній частоті ω_0 .

2. RC-автогенератори з нульовим фазообертачем в колі зворотного зв'язку

Відомо, що при парному числі каскадів підсилювач повертає фазу вхідного сигналу на 2π . Це означає, що при охопленні такого підсилювача ДЗЗ достатньої глибоки він може генерувати незатухаючі електричні коливання і без увімкнення спеціальних фазообертаючої ланки. Для виділення необхідної частоти синусоїдних коливань із всього спектру частот, що генерує схема, необхідно забезпечити виконання умов самозбудження тільки для однієї частоти. З цією метою в коло зворотного зв'язку може бути увімкнена послідовно-паралельна вибірна ланка (рис.7.9). Така RC-ланка має назву міст Віна.

Визначимо властивості цієї ланки, розглядаючи її як подільник напруги

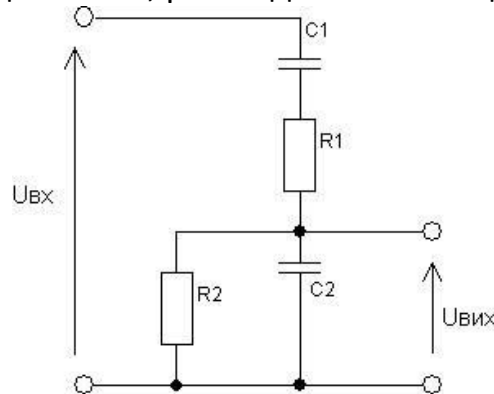


Рис.7.9. Послідовно-паралельна вибірна RC-ланка (Міст Віна)

Тоді можемо записати:

$$\dot{U}_{вих} = \dot{U}_{вх} \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2}, \text{ де } \bar{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}; \quad \bar{Z}_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2}.$$

Коефіцієнт передачі напруги цією ланкою :

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{-j \frac{R_2}{\omega C_2}}{R_1 \cdot \omega R_2 - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} - j \cdot \left[\frac{R_2}{\omega C_1} + \frac{R_1}{\omega C_2} + \frac{R_2}{\omega C_2} \right]} \quad (7.12)$$

На квазірезонансній частоті ω_0 коефіцієнт передачі напруги повинен бути рівним дійсному числу. Це виконується, коли :

$$R_1 \cdot R_2 - \frac{1}{\omega_0^2 C_1 C_2}, \quad (7.13)$$

$$\text{Тоді } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot C_1}} \quad (7.14)$$

$$\text{або } f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \quad (7.15)$$

Коефіцієнт передачі напруги на квазірезонансній частоті :

$$\beta_0 = \frac{\frac{R_2}{\omega_0 C_2}}{\frac{R_2}{\omega_0 C_1} + \frac{R_1}{\omega_0 C_2} + \frac{R_2}{\omega_0 C_2}} \quad (7.16)$$

Підставляючи в (7.16) ω_0 із (7.14) отримаємо :

$$\beta_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2}} \quad (7.17)$$

Прийнявши $R_1=R_2=R$ і $C_1=C_2=C$, знайдемо f_0 і β_0 і

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \quad (7.18), \quad \beta_0 = \frac{1}{3} \quad (7.19)$$

Затухання, що вноситься мостом Віна :

$$N = \frac{U_{BX}}{U_{ВНХ}} = \frac{1}{\beta_0} = 3 \quad (7.20)$$

На рис.7.10,а,б приведені відповідно схема автогенератора на операційному підсилювачі та АЧХ і ФЧХ моста Віна. Так як на частоті квазірезонансу ω_0 міст Віна дає зсув фаз, що рівний нулеві, то для забезпечення балансу фаз вихід ЧВЧ під'єднаний до неінвертуючого входу операційного підсилювача.

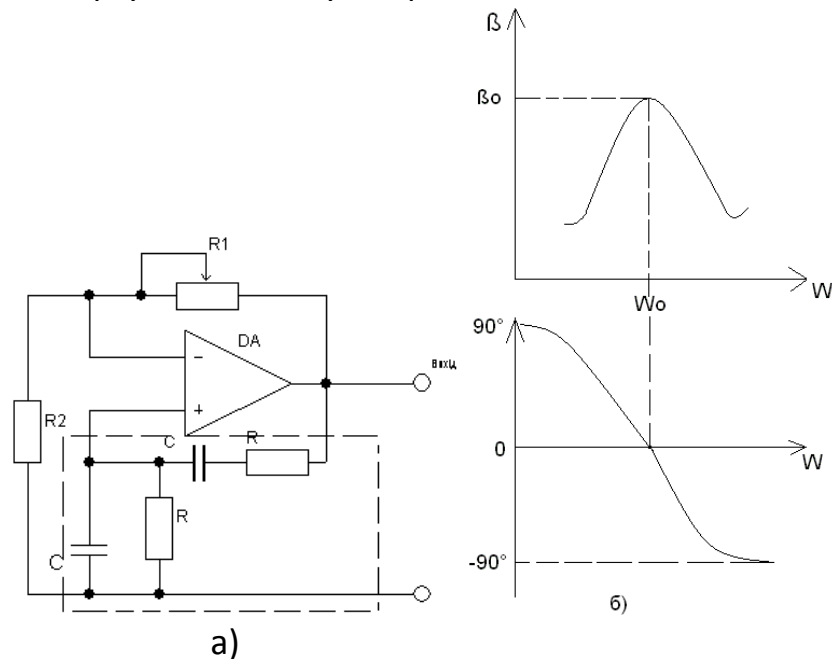


Рис.7.10. RC-автогенератор на мості Віна: а – схема принципова; б – АЧХ і ФЧХ моста Віна.

Елементи R1 і R2 задають глибину від'ємного зворотного зв'язку в схемі генератора і при цьому так як $\beta_0 = \frac{1}{3}$, то самозбудження генератора можливе при $K_u > 3 (K_u = \frac{R_1}{R_2})$.

3. RC- автогенератори з обертанням фази в колі зворотного зв'язку.

Такий автогенератор в якості ЧВЧ включає 3-х ланцюгову RC-ланку диференціуючого або інтегруючого типу. На рис. 7.11, 7.12 приведено два варіанти ЧВЧ, які дістали відповідно назву "R- паралель" і "C-паралель", а також їх АЧХ і ФЧХ .(Рис. 7.11,б, Рис. 7.11,б)

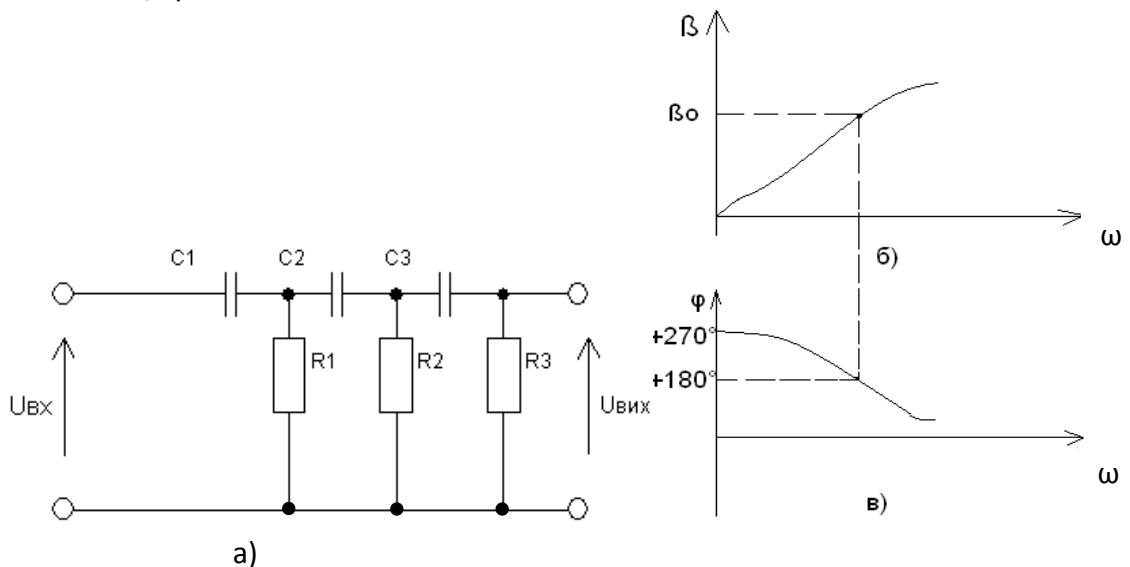


Рис.7.11. «R»-паралель; а- схема електрична; б – АЧХ та ФЧХ «R»- паралелі.

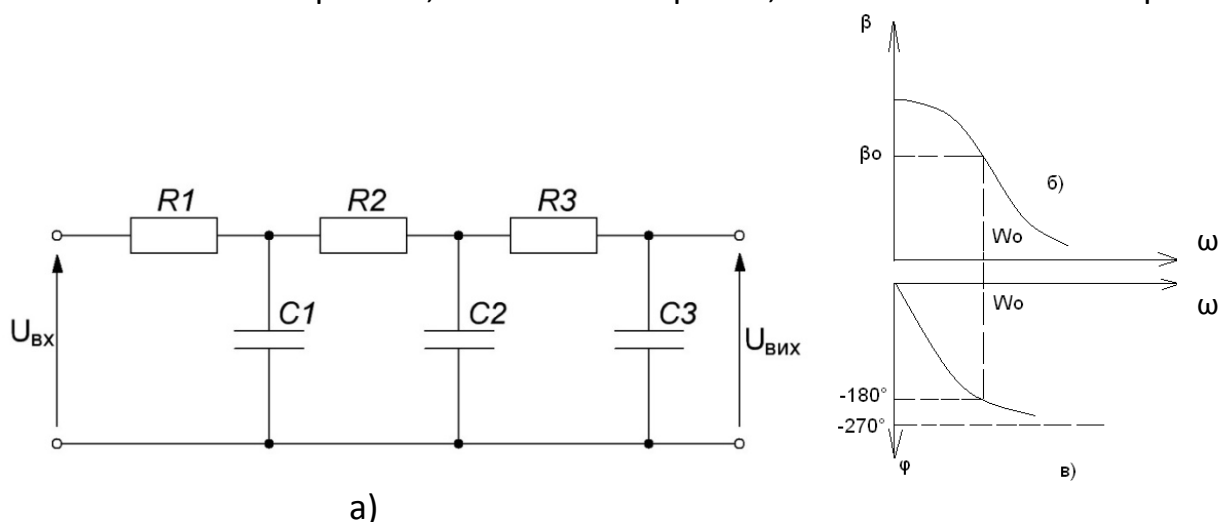


Рис.7.12. «C»-паралель; а – схема електрична; б – АЧХ та ФЧХ «C»-паралелі.

Так як ЧВЧ такого типу на частоті квазірезонансу ω_0 зсуває фазу на $\pm \pi$, його вихід в схемі генератора (рис.7.13) з'єднаний з інвертуючим входом операційного підсилювача DA1 через повторювач напруги DA2.

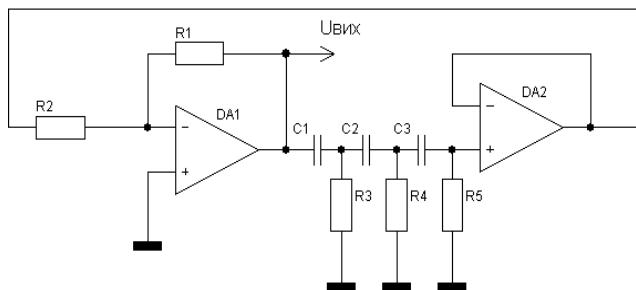


Рис.7.13. Схема RC-генератора на «R»-паралелі в колі зворотного зв'язку.

При безпосередньому з'єднанні виходу підсилювача з його входом відбувається самозбудження (при ДЗЗ), проте форма генерованих коливань різко відрізняється від синусоїдної, оскільки умови самозбудження одночасно виконуватимуться для коливань багатьох частот. Для одержання синусоїдних коливань треба щоб ці умови виконувалися тільки на одній певній частоті і різко порушувались на всіх інших частотах. Ця задача розв'язується з допомогою фазообертаючого ланцюжка, який має кілька ланок RC і який призначено для обертання фази вихідної напруги підсилювача на 180° .

Зміна фази залежить від кількості ланок n і дорівнює:

$$\varphi = \frac{180^\circ}{n} \quad (7.21)$$

Одна ланка RC змінює фазу на кут $\varphi < 90^\circ$, тому мінімальна кількість ланок фазообертаючого ланцюжка $n=3$. У практичних схемах використовують 3 або 4 ланки. Для схем, приведених на рис. 7.11, 7.12 у табл.1 наведено формули визначення частоти генерованих синусоїдних коливань. В таблиці наводяться також значення затухання $N = \frac{U_1}{U_2}$, внесеного відповідним ланцюжком у колі ПЗЗ.

Таблиця 1.

Тип фазообертаючої ланки	Частота	Затухання
"R - паралель"	$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = \frac{0.065}{RC}$	29
"C – паралель"	$f_p = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0.39}{RC}$	29

Слід відмітити, що фазообертаючі RC-ланцюжки з однаковими за величиною елементами R і C у кожній ланці неоптимальні з точки зору роботи автогенерато-

ра. Доцільніше використовувати так звані прогресивні ланки. В даному випадку опори і ємності кожної наступної ланки вибираються так:

$$R_2 = mR_1$$

$$R_3 = m^2 R_1$$

$$C_2 = \frac{C_1}{m}$$

$$C_3 = \frac{C_1}{m^2}$$

Звичайно вибирають $m=3\div 5$. Слід зазначити, що в розрахункові формули частоти генерованих коливань при використанні прогресивних ланцюжків треба підставляти значення R_1 першої RC-ланки.

4. Схема RC-генератора на транзисторах з фазообертаючою ланкою.

На рис.7.14 приведена схема RC-генератора на транзисторах з фазообертаючою ланкою.

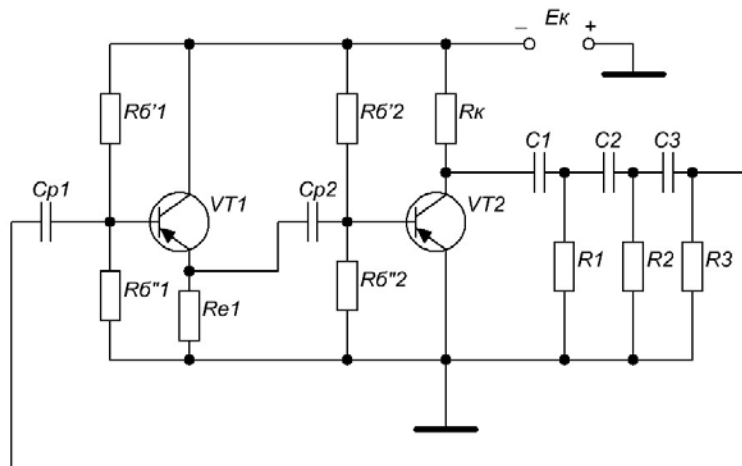


Рис.7.14. Схема транзисторного RC-генератора з фазообертаючою ланкою в колі зворотного зв'язку.

Такий генератор можна побудувати і на одному транзисторі (VT2), забезпечивши виконання умови балансу фаз. Тільки в цьому випадку ланка зворотного зв'язку шунтує резистор R_k підсилювального транзистора і понижує його підсилення, а малий вхідний опір транзистора значно збільшує затухання в колі зворотного зв'язку. Тому вигідно розділити вихід фазо обертаючої ланки і вхід підсилювача за допомогою емітерного перетворювача, виконаного на транзисторі VT1.

Робота автогенератора починається в момент ввімкнення джерела живлення. При цьому виникає імпульс колекторного струму, який складається із широкого і безперервного спектру частот. В цей спектр обов'язково входить і необхідна частота генерації. Завдяки виконанню умов самозбудження коливання необхідної частоти стають незатухаючими. Тоді як коливання усіх інших частот, для яких умова балансу фаз не виконується, швидко затухають.

Автогенератори з фазо обертаючими ланками як правило використовують для генерації синусоїдних коливань фіксованої частоти. Це пов'язано з труднощами перестройки частоти в широкому діапазоні.

Діапазонні автогенератори типу RC будуються з використанням моста Віна і спарених потенціометрів або конденсаторів. На Рис.7.15 приведена схема діапазонного автогенератора.

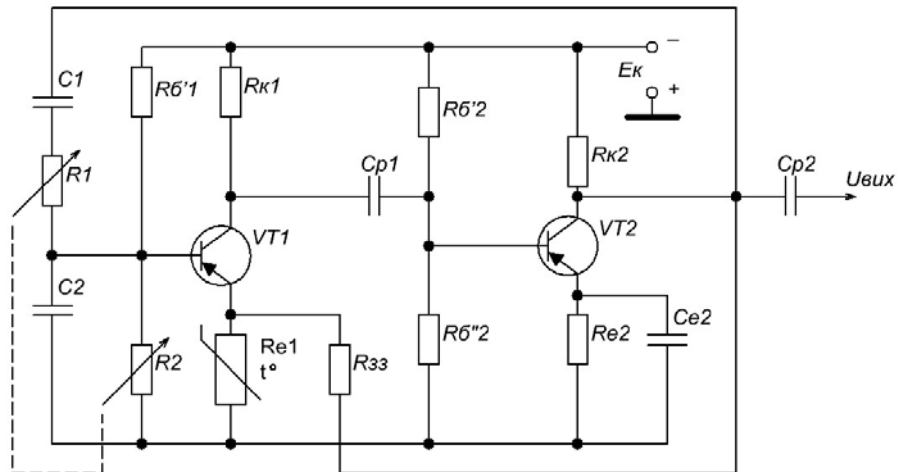


Рис.7.15. Схема діапазонного RC-генератора.

В цьому генераторі на елементах $C1$, $R1$; $C2$, $R2$ зібрано міст Віна, який входом під'єднаний до виходу підсилювача на $VT1$, $VT2$, а виходом до його входу (позитивний зворотний зв'язок). Терморезистор $Re1$ в колі емітера транзистора $VT1$ призначений для стабілізації амплітуди вихідної напруги при зміні температури.

Для зменшення нелінійних спотворень вихідного сигналу вводять зворотний зв'язок через резистор $R33$. Регулювання частоти здійснюється за допомогою спареного потенціометра $R1$, $R2$.

Розділ 8

ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

Тема 8.1: ПАРАМЕТРИ І ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ

План

1. Види імпульсних сигналів.
2. Параметри імпульсів.
3. Спектр періодичної імпульсної послідовності.

1. Види імпульсних сигналів.

Електричним імпульсом (імпульсним сигналом) прийнято називати короткочасне відхилення напруги (струму) від деякого початкового рівня, наприклад від нульового. Під поняттям короткочасним розуміють інтервал часу, менший або близький до тривалості перехідних процесів в схемі.

При аналізі процесів в різних електричних колах імпульс напруги (струму) може бути представлений в аналітичній, графічній або спектральній формі запису.

Аналітична форма запису – це формула, що виражає закон зміни напруги (струму) в часі. Наприклад, за допомогою рівнянь $u(t) = 0$ при $-\infty < t < 0$.

$$u(t) = U_m \quad \text{при } 0 \leq t \leq t_1; \quad (8.1)$$

$$u(t) = 0 \quad \text{при } t_1 < t < \infty$$

Визначають простий, так званий **прямокутний імпульс напруги**.

В даному випадку вихідний рівень напруги рівний нулеві. В точці $t = 0$ проходить стрибкоподібна зміна напруги від нульового рівня до рівня U_m , в точці $t = t_1$ - зворотній процес

Графічна форма запису – це графік, виконаний в декартовій системі координат, де по осі абсцис в масштабі відкладається час, а по осі ординат – миттєве значення напруги $u(t)$ або струму $i(t)$. Графік $u(t)$ часто називають **епюрою напруг**. Якщо графік імпульсного сигналу отриманий за допомогою осцилографа, то його називають **осцилограмою**. Графік на рис.8.1 ілюструє аналітичний вираз (8.1)

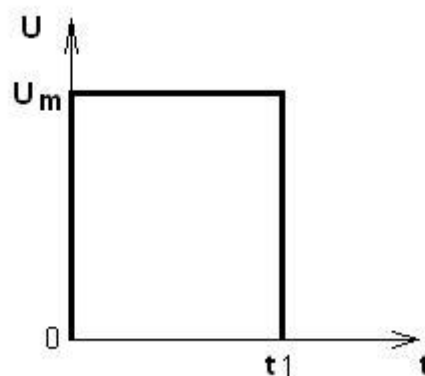


Рис.8.1. Графік прямокутного імпульсу

Є два види імпульсів: відеоімпульси і радіоімпульси.

Відеоімпульси отримують при комутації кіл постійного струму. Вони мають різну форму, що співпадає з простими геометричними фігурами (рис.8.2). Найбільш

поширеними являються прямокутна (а), трапецоїдальна (б), трикутна (в), пилкоподібна (г), дзвоноподібні (д).

Розрізняють імпульси позитивної полярності (рис. 8.2,а,б,в,г,д) і від'ємної полярності (рис.8.2,е), а також різнополярні (рис.8.2,ж).

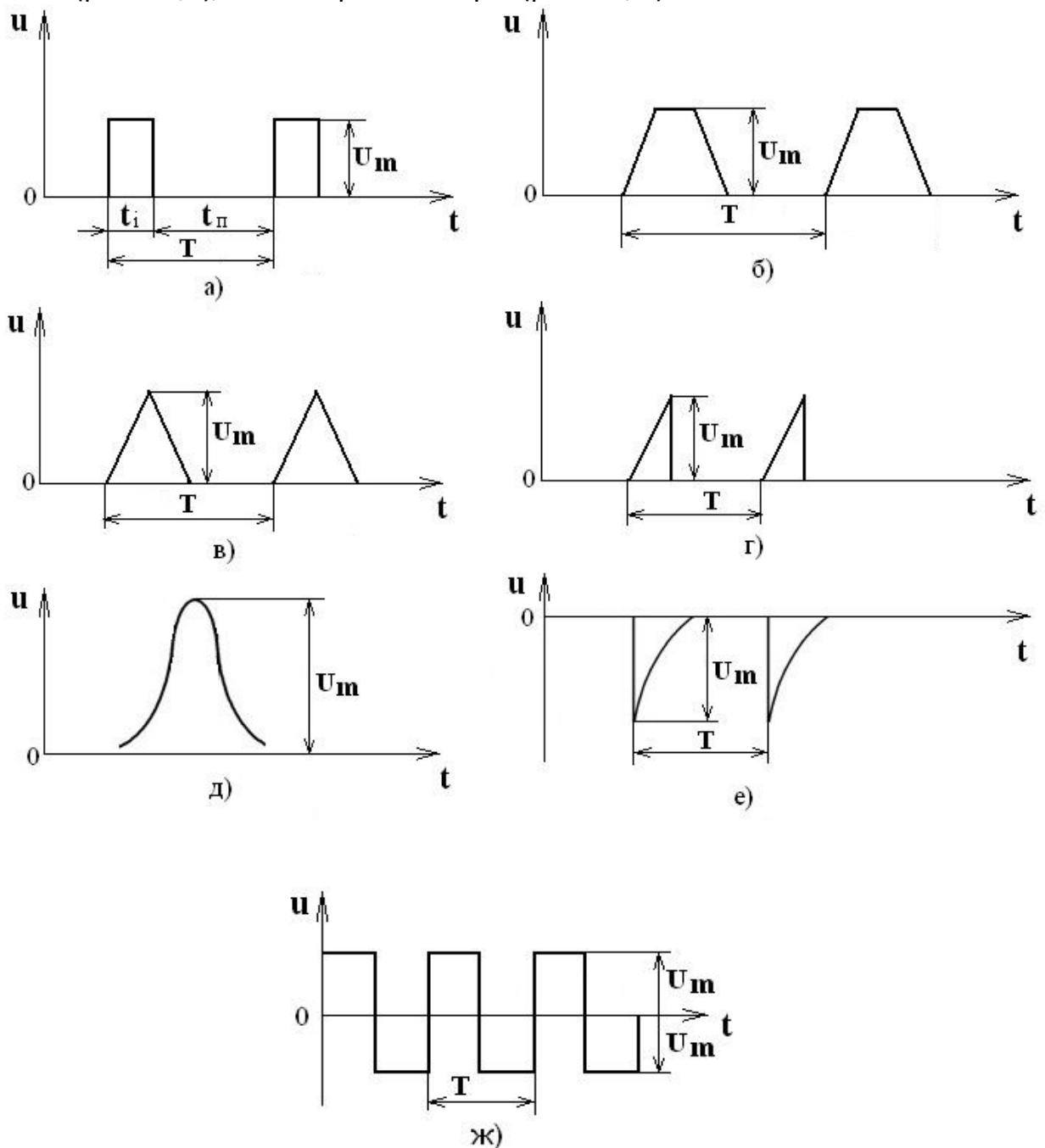


Рис.8.2. Епюри відео імпульсів

Радіоімпульс (рис.8.3) представляє короткочасно посилення синусоїдної напруги або струму, амплітуда якого мінється по закону, що відповідає закону зміни будь-якого відеоімпульса (рис.8.3). Радіо імпульс представляє собою сигнал з високочастотним заповненням.

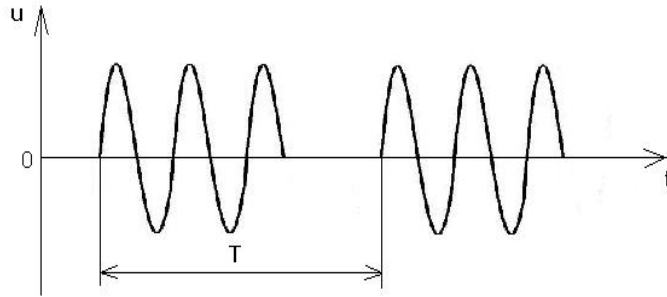


Рис. 8.3. Епюри радіоімпульсів

Поряд з одиночними імпульсами використовуються серії імпульсів і імпульсні послідовності.

Серією (пачкою) імпульсів називають групу із кінцевого числа імпульсів, що має певну часову розстановку.

Періодична послідовність імпульсів напруги відповідає умові періодичності .

$$u(t) = u(t + T), \quad (8.2)$$

де $-\infty < t < +\infty$;

T – період функції (послідовності)

2. Параметри імпульсів та імпульсної послідовності

Введемо поняття про основні параметри імпульсів на прикладі реального прямокутного імпульсу (рис. 8.4).

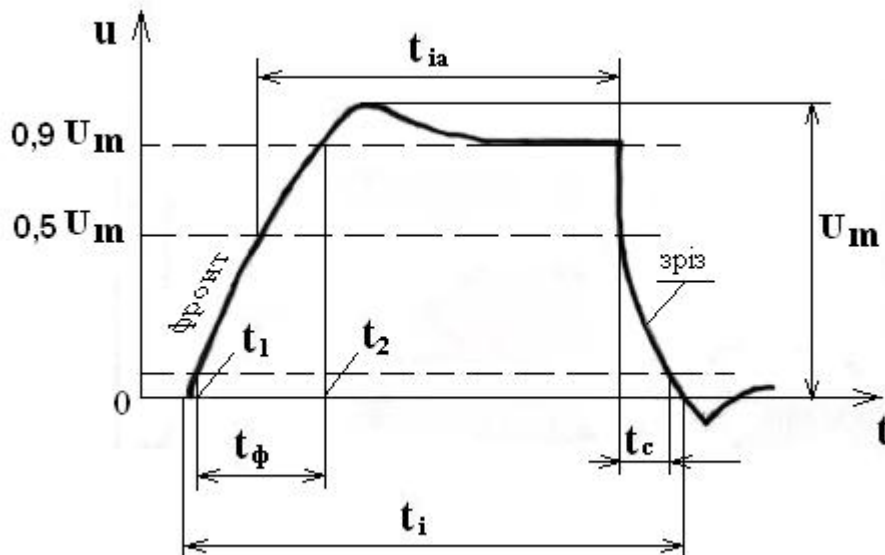


Рис.8.4 реальний відео імпульс.

Тривалість. За активну тривалість імпульсу t_{ia} приймають проміжок часу, який вимірюється на рівні, що відповідає половині амплітуди.

Тривалість імпульсу t_i визначається за основою імпульсу. Тривалість імпульсу вимірюється в: секундах(с), мілісекундах (мс), мікросекундах(мкс) і наносекундах(нс).

Амплітуда. Найбільше значення напруги або струму імпульсу даної форми являється його амплітудою. Амплітуда імпульсу $U_m(I_m)$ вимірюються у вольтах (В),

кіловатах (кВ), мілівольтах (мВ), мікрвольтах (мкВ) або в амперах (А), міліамперах(мА), мікроамперах(мкА).

Тривалість і крутизна фронту імпульсу. Імпульс має передній фронт і зріз, останній називають заднім фронтом імпульсу. Тривалість переднього фронту імпульсу визначається наростанням імпульсу, а тривалість зрізу – часом спаду імпульсу. Користуються поняттям активної тривалості фронту $t_{\phi} = t_2 - t_1$, за яку приймають час наростання імпульсу від $0.1 U_m$ до $0.9 U_m$ і час спаду t_c імпульсу від $0.9 U_m$ до $0.1 U_m$ (рис.8.4).

Крутизна фронту імпульсу характеризує швидкість наростання або спаду і визначається так :

$$s = U_m / t_{\phi}$$

Потужність в імпульсі. Відношення енергії W_1 , що виділяється в колі при проходженні імпульсу до його тривалості, визначає потужність в імпульсі

$$P = W / t_i$$

Періодична імпульсна послідовність характеризується рядом наступних параметрів.

Період повторення імпульсів. Періодом повторення імпульсів T називають відрізок часу між початком двох сусідніх однополярних імпульсів (рис.8.2.а).

Величина періоду повторення, називається частотою повторення імпульсів f .

$$f = \frac{1}{T}$$

Період T вимірюється в одиницях часу: с, мс, мкс, а частота імпульсів – в герцах (Гц), кілогерцах (кГц) і мегагерцах (МГц).

Коефіцієнт заповнення. Відношення тривалості імпульсу до періоду повторення називають коефіцієнтом заповнення (рис.8.2,а):

$$\gamma = t_i / T$$

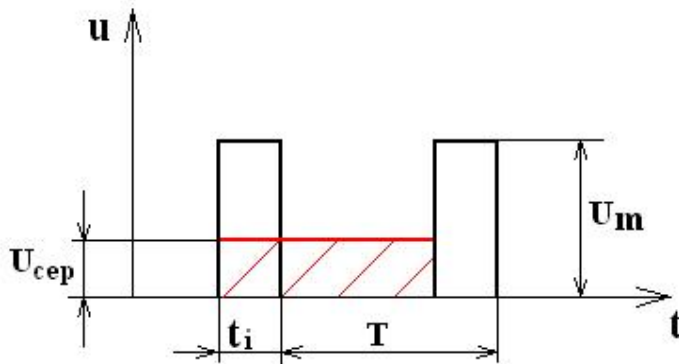
Коефіцієнт заповнення γ - величина безрозмірна і менша за одиницю.

Величина, обернена коефіцієнту заповнення, називається шпаруватістю імпульсів:

$$g = 1 / \gamma = T / t_i$$

Шпаруватість теж безрозмірна величина, але більша за одиницю.

Середнє значення імпульсного коливання. При визначенні середнього за період значення $U_{сеп} (I_{сеп})$ імпульс напруги або струму розподілюють рівномірно на весь період T так, щоби площа прямокутника $U_{сеп} \cdot T$ (рис.8.5) дорівнювала площі імпульсу S_i



Для прямокутного імпульсу:

$$S_i = U_m \cdot t_i; \quad S_i = U_{сеп} \cdot T;$$

$$U_m \cdot t_i = U_{сеп} \cdot T$$

Тоді:

$$U_{сеп} = U_m \frac{t_i}{T} = U_m \cdot \gamma = U_m / g$$

Рис.8.5. Послідовність прямокутних імпульсів

Середня потужність. Відношення енергії W , яка виділяється в колі за період T до величини періода, визначає середню потужність:

$$P_{сеп} = W / T .$$

Так як протягом паузи енергія не виділяється, то W – енергія, яка виділяється за час проходження імпульсу. Тому можемо записати:

$$P_i \cdot t_i = P_{сеп} \cdot T, \quad P_i = P_{сеп} \cdot T / t_i = P_{сеп} \cdot g \quad \text{і} \quad P_{сеп} = P_i \cdot t_i / T = P_i / g$$

3. Спектр періодичної імпульсної послідовності.

Періодична послідовність імпульсів представляє собою несинусоїдне періодичне колива коливання. Поодинокий імпульс можна розглядати як послідовність імпульсів з нескінченно великим періодом ($T \rightarrow \infty$)

При вивченні процесів з несинусоїдними напругами (струмами) використовують теорему Фур'є, згідно якої всяка величина, яка змінюється періодично (напруга, струм), може бути розглянена як сума постійної складової (незалежної від часу) величини і ряду синусоїдних величин з кратними частотами, які називають гармоніками:

$$f(t) = A_0 + A_1 \sin(\omega_0 t + \psi_1) + A_2 \sin(2\omega_0 t + \psi_2) + A_3 \sin(\omega_0 t + \psi_3) + \dots + A_n \sin(n\omega_0 t + \psi_n) \quad (8.3)$$

де A_0 - постійна складова;

$A_1, A_2, A_3 \dots A_n$ - амплітуда гармонічних складових ;

$\psi_1, \psi_2, \psi_3 \dots \psi_n$ - початкові фази гармонік.

Є друга форма запису ряду Фур'є , де складний періодичний сигнал, який періодично повторюється з частотою $\omega_0 = 2\pi / T_0$ (де $T_0 = \frac{1}{f_0}$ період повторення) можна

описати так.

$$f(t) = A_0 + B_1 \cdot \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega_0 t + \dots B_n \cos n\omega_0 t + \dots + C_1 \cdot \sin \omega_0 t + C_2 \sin 2\omega_0 t + \dots C_n \sin n\omega_0 t + \dots \quad (8.4)$$

Особливість такої форми запису полягає в тому, що гармоніки складають ряд синусів і ряд косинусів з нульовими початковими фазами.

Коефіцієнти A_0, B_n, C_n ряду (8.4) визначають за допомогою формул:

$$A_0 = \frac{1}{T_0} \int_0^T f(t) dt ; \quad (8.5)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_0 t dt ; \quad (8.6)$$

$$C_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega_0 t dt , \quad (8.7)$$

де $n=1,2,\dots$

В деяких випадках розклад в ряд Фур'є спрощується.

Так якщо $f(t)$ симетрична відносно осі ординати $f(t) = f(-t)$, то в розкладі будуть відсутні синусоїдні складові і отримуємо компакту форму.

$$f(t) = A_0 + B_1 \cos \omega_0 t + B_2 \cos 2\omega_0 t + B_3 \cos 3\omega_0 t \dots \quad (8.8)$$

Якщо функція $f(t)$ симетрична відносно початку координат, $f(t) = -f(-t)$, то в ряді (8.4) відсутні косинусоїдні і постійна складова.

Накінець якщо $f(t)$ симетрична відносно осі абсцис, то в розкладі відсутня постійна складова і гармоніки парних номерів.

Сукупність гармонік, за допомогою яких складається несинусоїдалне коливання, представляє спектр цього ж коливання.

Графічне представлення спектра коливання називають спектральною діаграмою.

На спектральній діаграмі кожна гармоніка зображується вертикальною лінією. Довжина цієї лінії пропорційна амплітуді гармоніки, а її положення на осі абсцис визначається частотою гармоніки. Спектральна діаграма дає наглядне представлення про залежність амплітуди гармонік від їх частоти.

На рис.8.6 а,б,в приведені відповідно часова, векторна і спектральна діаграми функції $u = U_m \sin \omega t$

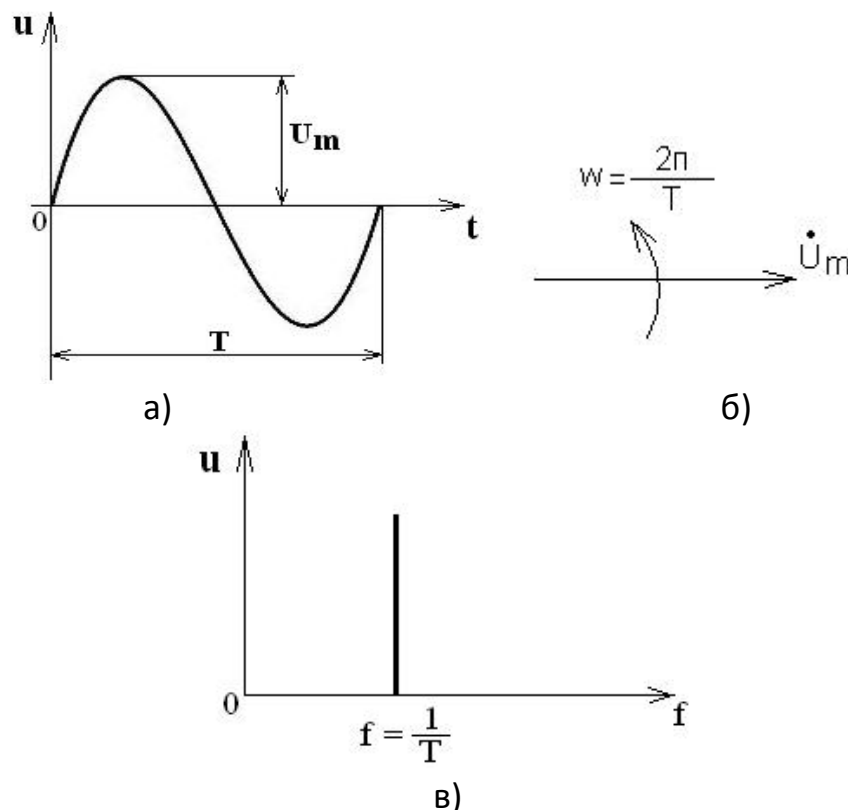


Рис.8.6. часова (а), векторна (б) та спектральна діаграма (в).

Визначимо спектри і побудуємо спектральні діаграми для деяких імпульсних послідовностей. На рис.8.7,а,б,в приведені часові діаграми напруги прямокутної форми з періодом повторення T_0 і тривалістю імпульса t_i .

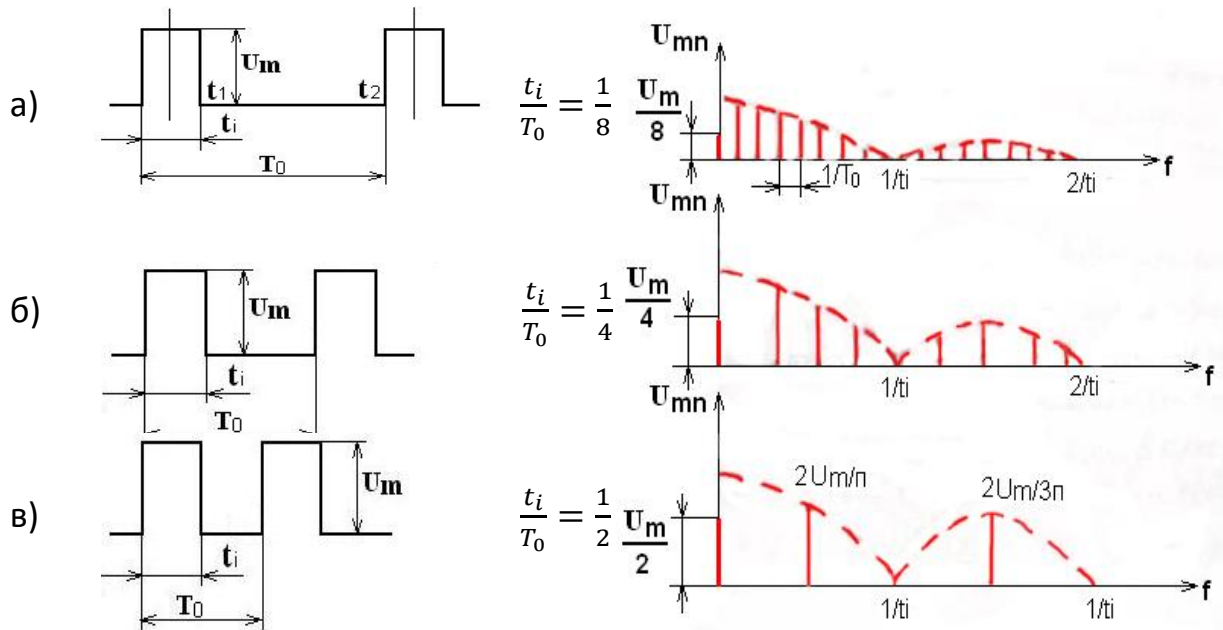


Рис .8.7. частотні спектри імпульсної послідовності

Приведена послідовність симетрична відносно осі ординат, а тому в їх спектрі відсутні синусоїдні складові:

$$u(t) = U_0 + U_{m1} \cos \omega_0 t + U_{m2} \cos 2\omega_0 t + \dots + U_{mn} \cos n\omega_0 t + \dots$$

Як видно із рис.(8.7, а) в інтервалі часу $-t_i/2 \leq t \leq t_i/2$ (в межах одного періоду T_0) функція $u(t) = U_m$, а в інтервалі від t_1 до t_2 напруга $u(t) = 0$.

Тому при обчисленні амплітуди гармонік будемо інтегрувати в межах від $-t_i/2$ до $t_i/2$. В силу енергії симетрії $u(t)$ відносно осі ординат запишемо :

$$\int_{-t_i/2}^{t_i/2} u(t) dt = 2 \int_0^{t_i/2} u(t) dt \quad (8.9)$$

Визначимо постійну складову, користуючись виразом (8.5) з врахуванням (8.9)

$$U_o = 2 \frac{1}{T_0} \int_0^{t_i} U_m dt = U_m \frac{t_i}{T} = U_m \gamma, \quad (8.10)$$

де γ - коефіцієнт заповнення

Амплітуда n-ї гармоніки визначимо користуючись формулою (8.6) та (8.9)

$$\begin{aligned} U_{mn} &= 2 \frac{2}{T_0} \int_0^{t_i/2} U_m \cos n\omega_0 t dt = \frac{4}{T_0} U_m \int_0^{t_i/2} U_m \cos n \frac{2\pi}{T_0} t dt = \\ &= \frac{4}{T_0} U_m \frac{\sin n \frac{2\pi}{T_0} t}{\frac{2n \cdot \pi}{T_0}} \Big|_0^{t_i/2} = \frac{2U_m}{n\pi} \sin \frac{n\pi \cdot t_i}{T} = \frac{2U_m}{n\pi} \sin \pi \gamma \end{aligned} \quad (8.11)$$

Підставляючи в (8.11) значення n , рівняння 1,2,3 іт.д. , може визначити амплітуду будь якої гармоніки:

$$U_{m1} = \frac{2U_m}{\pi} \sin \pi\gamma, \quad U_{m2} = \frac{2U_m}{\pi} \sin 2\pi\gamma, \quad U_{m3} = \frac{2U_m}{3\pi} \sin 3\pi\gamma \dots$$

Окремі складові спектра знаходяться одна від однієї на величину частоти повторення і в спектрі знаходяться тільки частоти $f_0, 2f_0, 3f_0$ і т.д. Амплітуди гармонік пропорційні амплітуді імпульсів, але на частотах, де аргумент синусоїдної функції дорівнює $n\pi$ тобто на частотах $nf_0 = \frac{1}{t_1}, 2/t_1, 3/t_1 \dots$, вони перетворюються в нуль.

При зменшенні частоти повторення інтервали між окремими гармоніками скорочуються. Положення нульових амплітуд залишається незмінним. Так, як вони визначаються тільки тривалістю імпульсів, значить зменшення частоти веде до збагачення спектру гармоніками: спектр стає густішим (рис.8.7). Амплітуда кожної гармоніки і постійна складова зменшуються. На рис.8.7 кожний із спектрів зображений у своєму масштабі.

Тема 8.2: ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В ЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ

План

1. Загальні відомості
2. Перехідні процеси в RC-ланках
3. Диференціююча RC-ланка
4. Інтегруюча RC-ланка
5. Перехідні процеси в RL колах.

1. Загальні відомості

Режим роботи електричного кола називають **стаціонарним** або **усталеним**, якщо значення струмів і напруг у колі незмінні у часі. Такий режим характеризується відповідним запасом енергії, що зосереджується в реактивних елементах кола – індуктивностях (L) та ємностях (C).

Будь-які зміни навантаження або напруги джерела (увімкнення чи вимкнення його) приводять до нового усталеного режиму з іншими значеннями струмів. напруг і, відповідно, запасом енергії у реактивних елементах.

Процес переходу від одного усталеного режиму роботи електричного кола до іншого називають **перехідним**.

Перехідний процес не може протікати миттєво, так як це відповідало б миттєвій (стрибкоподібній) зміні запасу енергії в колі, що неможливо. У цьому випадку за час $\Delta t \rightarrow 0$, проходила б зміна енергії на кінцеву величину ΔW . Останнє рівнозначне тому, що коло споживало або віддавало б нескінченно велику потужність:

$$P = \Delta W / \Delta t$$

Енергія магнітного поля котушки $W_L = LI^2/2$ залежить від величини струму I , а енергія електричного поля конденсатора $W_C = CU^2/2$ – від напруги U_C між його об-

кладками. Тому струм, що протікає через котушку індуктивності і напруга на конденсаторі, не можуть змінюватися стрибкоподібно.

Якщо у колі відсутні елементи з параметрами L і C , то процес переходу від одного усталеного режиму до іншого відбувається миттєво. Так, при вмиканні резистора на напругу струм у ньому миттєво (стрибкоподібно) приймає значення, яке відповідає усталеному режиму.

В імпульсній техніці широко використовують кола, які формують напруги однієї форми із напруг другої. Така задача вирішується використанням лінійних елементів.

Лінійним називають елемент. параметри якого (активний опір, індуктивність, ємність) не залежать від значень і напрямків протікаючих струмів і прикладених напруг. Кола, які складаються із лінійних елементів називаються **лінійними**. Вольтамперна характеристика цих елементів виражається прямою лінією.

2. Перехідні процеси в RC-ланках.

Розглянемо перехідні процеси в колах постійного струму, що складаються із резистора і конденсатора (рис.8.8,а).

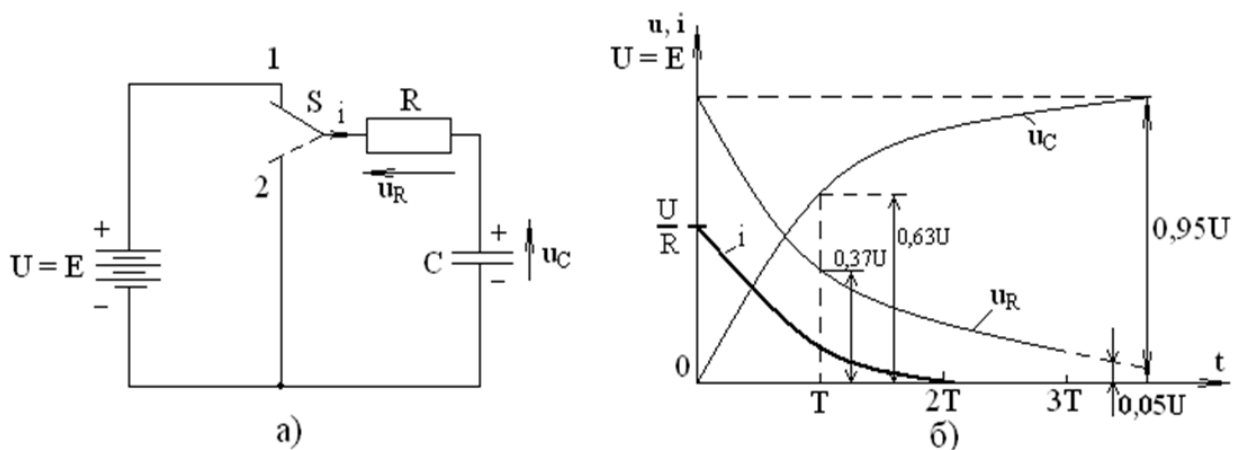


Рис.8.8. Схема RC кола (а). Епюри напруг і струмів на елементах (б)

а) Заряд конденсатора

Нехай до початку перехідного процесу перемикач S замикає RC ланку (положення 2), отже при $t = 0$ маємо $U_C = 0$ та $i = 0$. Після переведення контакту S із 2 в 1 RC ланка вмикається на постійну напругу U і конденсатор починає заряджатись через резистор R . Згідно другого закону Кірхгофа запишемо:

$$U = u_R + u_C = R \cdot i + U_C \quad (8.12)$$

Так як напруга на конденсаторі не може змінитися стрибком, то в момент вмикання вся напруга джерела виділиться на резисторі, тобто при $t=0$ $u_C=0$, $u_R=U$. При цьому струм в колі має максимальне значення $i = U/R$.

поступово конденсатор заряджається і напруга на ньому зростає за експоненціальним законом (рис. 8.8,б).

$$U_C = U (1 - e^{-t/\tau}), \quad (8.13)$$

де $\tau = R \cdot C$ – постійна часу кола заряду конденсатора;

$e = 2,71...$ – основа натуральних логарифмів.

Із формули (1) напруга u_R і пропорційний їй струм і експоненціально спадають:

$$u_R = U - u_C = U e^{-t/\tau} \quad (8.14)$$

$$i = \frac{U_R}{R} = \frac{U}{R} e^{-t/\tau} \quad (8.15)$$

За час $t = \tau$ напруга u_C досягне рівня

$$u_C = U (1 - e^{-1}) = 0,63U,$$

а напруга u_R знизиться до величини

$$u_R = U - u_C = 0,37U.$$

Теоретично перехідні процеси тривають нескінченно довго, так як при $t \rightarrow \infty$ напруга і струм в колі приймуть усталені значення:

$$u_C = U; \quad u_R = 0; \quad i = 0.$$

Практично вважають перехідний процес завершеним, коли різниця між змінною величиною і її границею складає 5% від повної зміни. Для визначення тривалості перехідного процесу $t_{пер}$ використовуємо (8.13), тоді

$$u_C = 0,95U; \quad t = t_{пер}$$

$$0,95U = U(1 - e^{-t_{пер}/\tau}), \text{ звідки}$$

$$e^{-t_{пер}/\tau} = 0,05 \text{ або } e^{t_{пер}/\tau} = 20$$

Логарифмуючи останній вираз, отримуємо

$$t_{пер} = \tau \ln 20 = 3\tau$$

б) Розряд конденсатора

Якщо в деякий момент часу $t_1 > 3\tau$ ключ S (рис.8.8а) поставити в положення 2, то почнеться новий перехідний процес – розряд конденсатора. Рівняння напруг за другим законом Кірхгофа після комутації кола:

$$0 = u_R + u_C$$

$$u_R = -u_C$$

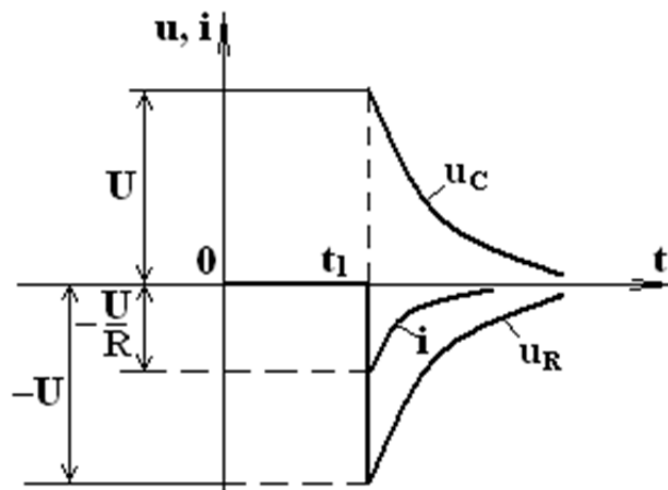


Рис.8.9. Епюри напруг та струмів при розряді конденсатора

У перший момент після перемикавання (рис.8.9) напруга на конденсаторі u_C залишається рівною U , потім напруга на резисторі R стрибком зростає від нуля до значення $u_R = -U$, а струм в колі – до значення:

$$i = u_R/R = -U/R.$$

Конденсатор С починає розряджатися через резистор R, а, отже, напруги u_C , u_R та струм i зменшуються за експоненціальним законом:

$$u_C = U e^{-t/\tau} \quad (8.16); \quad u_R = -U e^{-t/\tau} \quad (8.17); \quad i = \frac{-U}{R} e^{-t/\tau} \quad (8.18),$$

де $\tau = RC$ – постійна часу кола розряду конденсатора.

За час $t_{пер} = 3\tau$ конденсатор практично розрядиться до нуля – схема повернеться в початковий стаціонарний стан, для якого $u_C = 0$, $u_R = 0$ та $i = 0$.

в) Фізичний зміст постійної часу τ

Визначимо швидкість v зміни струму i напруги в схемі рис.1.1а, для чого про диференціюємо по часі вираз (8.16):

$$v = \frac{du_C}{dt} = \frac{U}{\tau} e^{-t/\tau} \quad (8.19)$$

Із останнього виразу видно, що при $t = 0$ швидкість зміни напруги буде максимальна

$$v_{max} = \left(\frac{du_C}{dt}\right)_{t=0} = U\tau \quad (8.20)$$

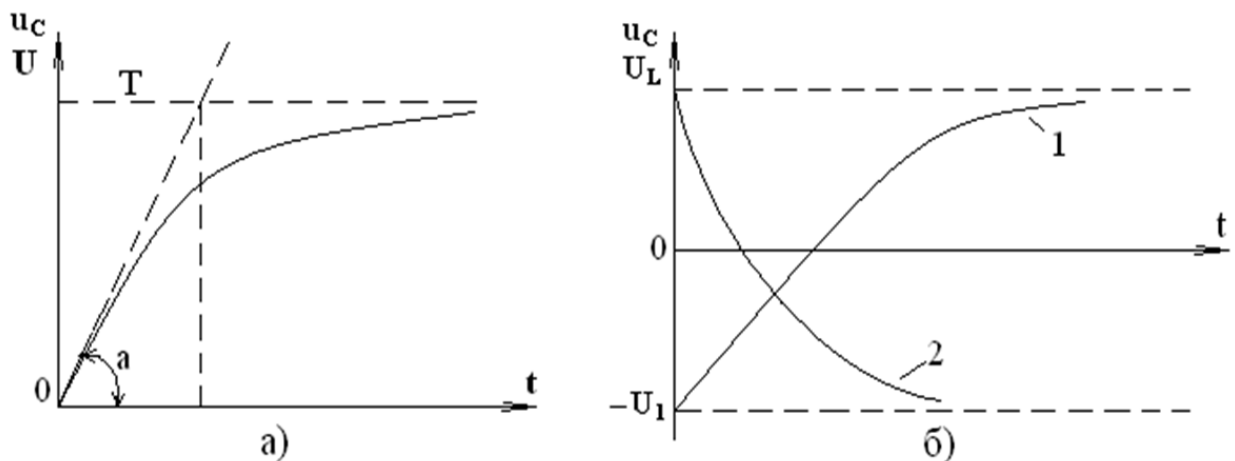


Рис.8.10. Епюри напруг при заряді та розряді конденсатора

З'ясуємо фізичний зміст постійної часу τ . Для цього з'ясуємо зміну швидкості напруги u_C протягом часу $t = \tau$. Скористаємось виразом (8.16), підставивши в нього $t=0$ і $t = \tau$;

$$(v)_{t=0} = \frac{U}{\tau}; \quad (v)_{t=\tau} = \frac{U}{\tau} e^{-1} = \frac{U}{\tau \cdot e};$$

Частка від ділення першого із цих виразів на другий дає

$$(v)_{t=0}/(v)_{t=\tau} = \frac{U \cdot \tau \cdot e}{\tau \cdot U} = e$$

Таким чином, τ чисельно дорівнює проміжку часу, за який швидкість зміни напруги на конденсаторі в момент комутації зменшується в $e \approx 2,71$ разів.

Постійну часу можна визначити графічно. Із виразу (8.20) маємо:

$$\tau = \frac{U}{\left(\frac{du_C}{dt}\right)_{t=0}}.$$

Із математики відомо, що значення похідної du_C/dt дорівнює тангенсу кута α (рис. 8.10,а) між віссю абсцис і дотичною, проведеною в даній точці кривої (при $t=0$), знаходимо

$$\tau = U/\text{tg } \alpha = U \cdot \text{ctg} \alpha$$

Таким чином, дотична, проведена до початку експоненти, відсікає на лінії рівня, до якої вона прямує, відрізок, рівний в масштабі часу τ .

Часто імпульсні пристрої працюють в такому режимі, коли конденсатор перезаряджається через активний опір, тобто напруга на ньому міняє полярність. Для того, щоб звести цей випадок до відомого, коли u_C експоненціально наростає від нуля можна здійснити паралельне перенесення осі абсцис (рис. 8.10.б) на величину $-U_1$.

Із врахуванням цього крива 1 запишеться як

$$u_C = (U_2 - U_1)(1 - e^{-t/\tau}) - U_1,$$

а рівняння, що відповідає кривій 2, буде мати вигляд

$$u_C = (U_2 + U_1) e^{-t/\tau} - U_1.$$

3. Диференціююча RC-ланка

Відомо, що струм через конденсатор зв'язаний з напругою на ньому диференціальною залежністю:

$$i_C = \frac{dQ}{dt} = C \frac{du_C}{dt}.$$

Для того, щоб використати результат диференціювання, необхідно створити напругу, яка пропорційна i_C . Таке можливе в RC-ланці (рис. 8.11), в якій вихідна напруга знімається з резистора R:

$$u_{\text{вих}} = i_C \cdot R = RC \frac{du_C}{dt} = \tau \frac{du_C}{dt},$$

де $\tau = RC$ – постійна часу ланки.

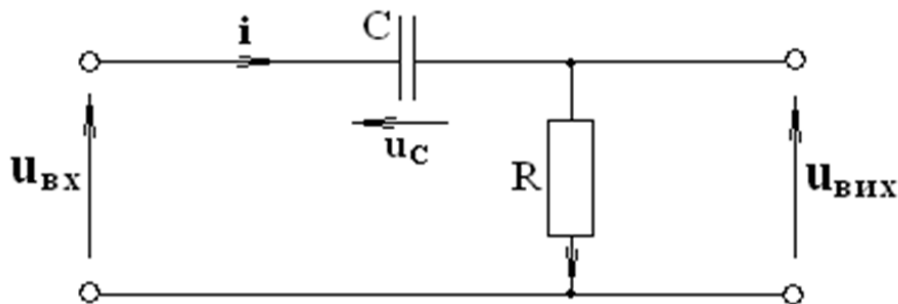


Рис.8.11. Схема диференціюючої RC-ланки

Але напруга $u_{\text{вих}}$, яка має диференціюватися, відрізняється від u_C . Оцінимо похибку диференціювання:

$$u_{\text{вих}} = \tau \frac{du_C}{dt} = \tau \frac{d}{dt} (u_{\text{вх}} - u_{\text{вих}}) = \tau \frac{du_{\text{вх}}}{dt} - \frac{u_{\text{вих}}}{dt} \quad (8.21)$$

Перший член цього рівняння – корисний результат диференціювання, а другий член – похибка. Ця похибка зменшується при зменшенні τ (але при цьому однаково зменшується і корисний результат) і повністю відсутня, коли $\frac{du_{\text{вих}}}{dt} = 0$, тобто, коли $u_{\text{вих}} = U = \text{const}$ (зокрема, коли $u_{\text{вих}} = 0$). А тому

$$\begin{aligned} \frac{du_C}{dt} &= \frac{d}{dt} (u_{\text{вх}} - U) = \frac{du_{\text{вх}}}{dt}; \\ u_{\text{вих}} &= \tau \frac{du_C}{dt} = \tau \frac{du_{\text{вх}}}{dt}, \quad (8.22) \end{aligned}$$

тобто, вихідна напруга пропорційна похідній вхідної напруги.

Із математики відомо:

1) якщо $y = c$, то $y' = 0$;

2) якщо $y = kx$, то $y' = k$, де $k = \text{const}$

Коли на вході кола (рис. 8.11) поступає напруга, яка відповідає одній із таких функцій, то установлена вихідна напруга – результат її безпомилкового диференціювання.

Нехай в момент t_1 на вхід схеми (рис.8.12) поступає напруга $u_{\text{вх}} = U$ (рис.8.12,а). Конденсатор C миттєво не може зарядитися, і вся напруга виділиться на резисторі R . Завдяки малому значенню τ заряд конденсатора проходить досить швидко, а $u_{\text{вих}}$ прямує до нуля. Установлене значення $u_{\text{вих}} = 0$ – результат безпомилкового диференціювання $u_{\text{вх}} = U = \text{const}$.

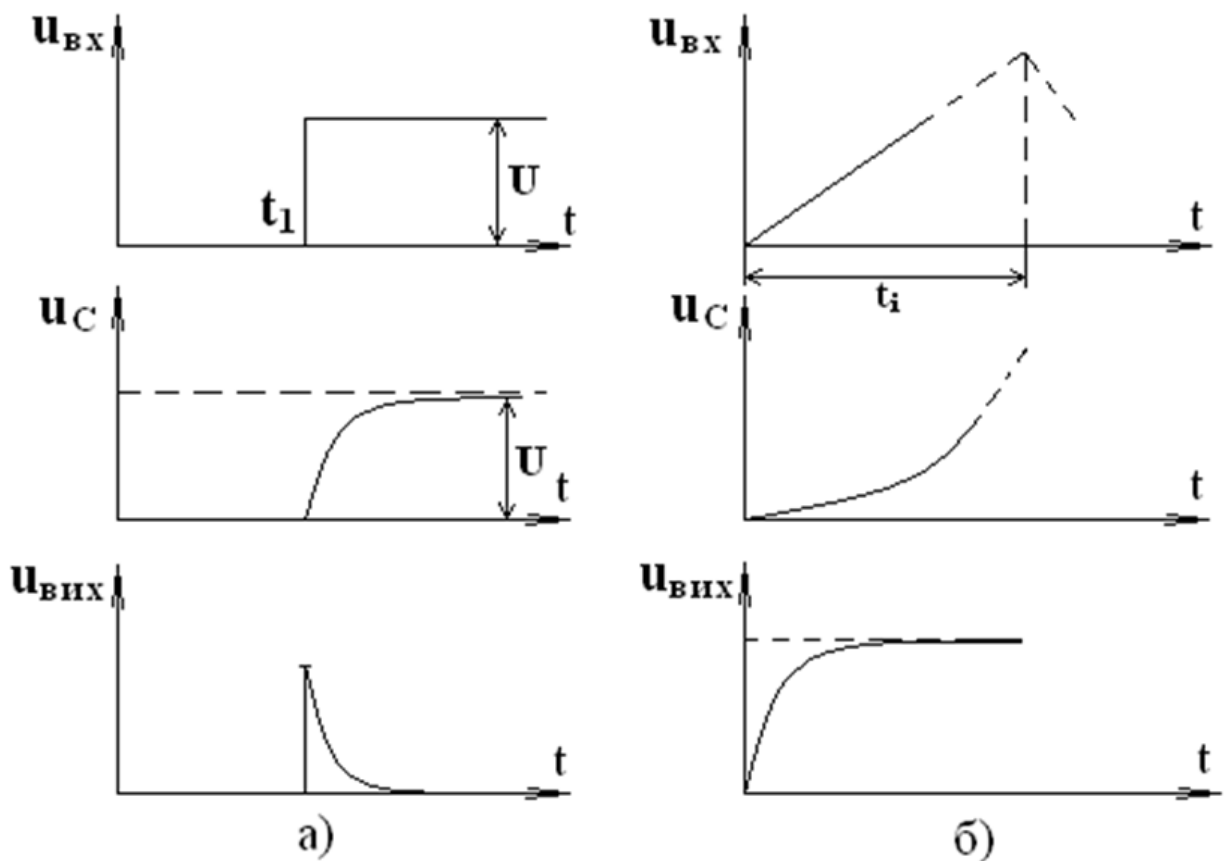


Рис.8.12. Осцилограми напруг диференціювання сигналів:

а) $u_{\text{вх}} = U$; б) $u_{\text{вх}} = \alpha t$

Тепер, нехай на вхід схеми поступає імпульс лінійно-змінної напруги $u_{\text{вх}} = \alpha \cdot t$ тривалістю t_i де α визначає крутизну наростання напруги. Спочатку швидкість v_c заряду конденсатора досить мала; у перший момент $v_c = 0$. Тому початкова зміна $u_{\text{вх}}$ передається на вихід. З часом v_c зростає і при $\tau \ll t_i$ наближається до α задовго до закінчення імпульсу. Із цього моменту всі зміни $u_{\text{вх}}$ виділяються на конденсаторі, а напруга на виході залишається постійною: $u_{\text{вих}} = \alpha t$. Установлене значення вихідної напруги $u_{\text{вих}} = \tau \alpha$ – результат безпомилкового диференціювання $u_{\text{вх}} = \alpha t$.

Висновок: напруги $u_{вх} = U$ і $u_{вх} = dt$ диференціюються RC-ланкою (рис. 8.11) практично без похибки, але результат такого диференціювання встановлюється на виході не зразу. Чим менше τ ланки, тим менша затримка і тим менша похибка диференціювання.

3.1 Диференціювання прямокутних імпульсів напруги тривалістю t_i

Розглянемо реакцію RC-ланки (див. рис. 8.13) на прямокутний імпульс тривалістю t_i (рис.8.14,а).

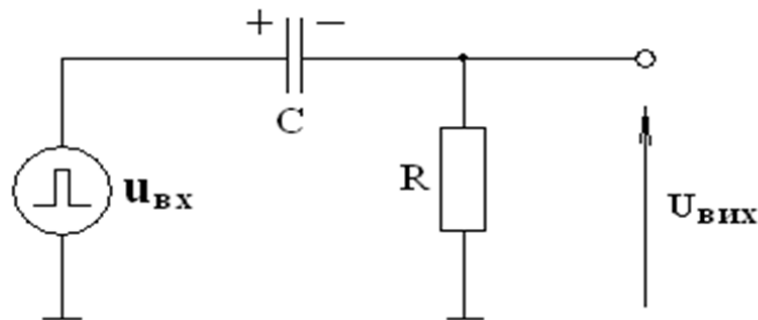


Рис.8.13. Схема диференціювання прямокутних імпульсів напруги

RC-ланка (рис.8.13) з постійною часу $\tau = RC \gg t_i$ називається **диференціюючою**. Також цю ланку називають **вкорочувальною**, так як на виході ланки отримують короткі гостроконечні імпульси.

а) У момент t_1 появи імпульсу (рис. 8.14) позитивний стрибок напруги U_m виділяється на виході, потім починається заряд конденсатора і напруга на виході стає рівною нулеві задовго до завершення вхідного імпульсу.

З моменту завершення вхідного імпульсу в колі діє тільки u_C , яка через генератор імпульсів (його внутрішній опір $R_{вн} = 0$) прикладається до виходу: $u_{вих}$ точно повторює напругу u_C . Тому в момент t_2 на виході схеми з'являється імпульс від'ємної полярності з амплітудою U_m .

a) $T \ll t_i$

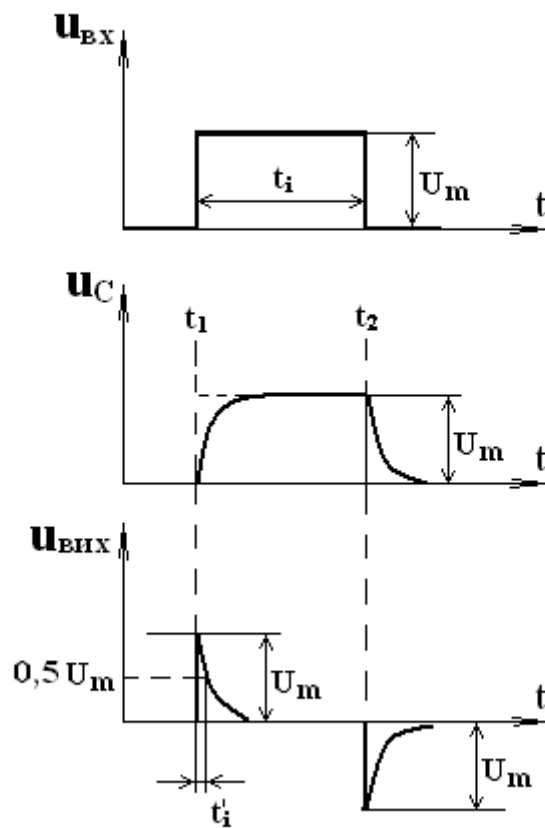


Рис.8.14. Осцилограми при дії на диференціюючої RC ланку прямокутного імпульсу, коли $T \ll t_i$

б) При дії на RC-ланку прямокутного імпульсу, для якого $\tau = t_i$ конденсатор встигає зарядитися до напруги $0,63U_m$ в момент t_2 (напруга $u_R = 0,37U_m$), після чого проходить розряд конденсатора через резистор R з формуванням імпульсу від'ємної полярності (рис.8.15,в).

б) $t_i = \tau$

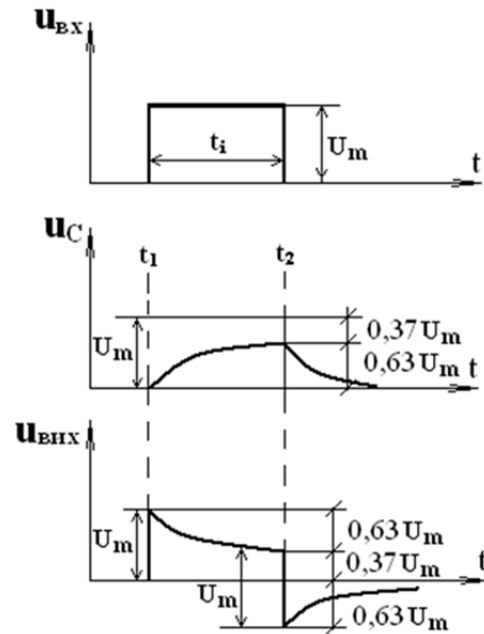


Рис.8.15. Осцилограми напруг при дії на диференціюючу RC-ланку прямокутного імпульсу напруги, коли $t_i = \tau$

в) Відомо що за час 3τ перехідні процеси в RC-ланці закінчуються. При дії імпульсу тривалістю $t_i = 3\tau$ конденсатор встигає зарядитися до $0,995U_m$, за той же час він встигає розрядитися до $0,05U_m$ (рис.8.16).

$t_i = 3\tau$

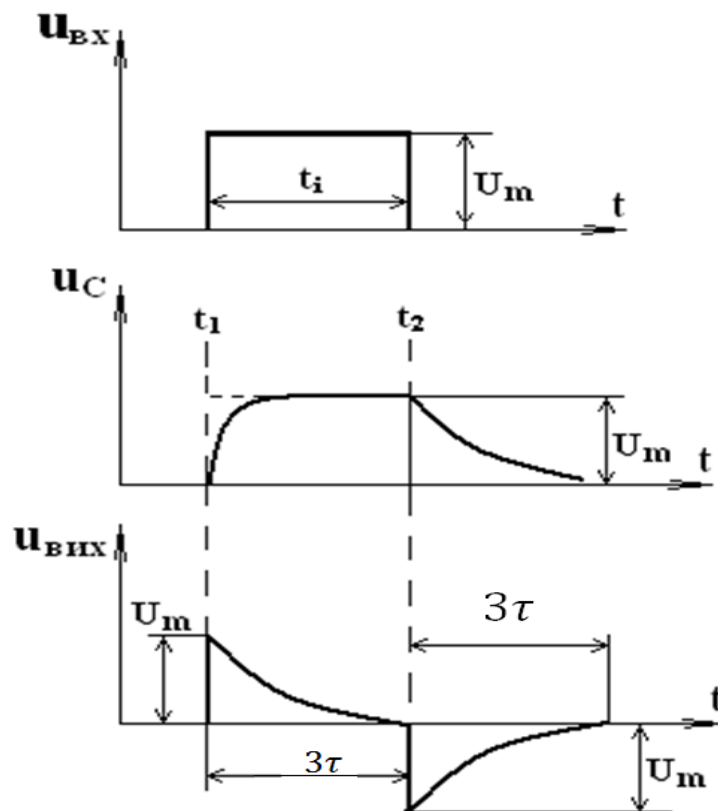


Рис.8.16. Осцилограми напруг при дії на диференціюючу RC-ланку прямокутного імпульсу напруги, коли $t_i = 3\tau$

Тривалість гостроконечних імпульсів t_i на виході диференціюючої ланки оцінюють на рівні $0,5U_m$. У відповідності із цим запишемо:

$$0,5U_m = U_m e^{-t_i/\tau}, \text{ звідки } \ln 0,5 = -t_i/\tau \text{ або } t_i = \tau \cdot \ln 0,5 = 0,7\tau.$$

4. Інтегруюча RC-ланка.

Напруга на конденсаторі зв'язана зі струмом інтегральною залежністю:

$$u_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_i} i_c dt, \quad (8.23)$$

де C – ємність конденсатора; t_i – час інтегрування.

Така RC-ланка, для якої $\tau = RC \gg t_i$ і вихідний сигнал знімається з конденсатора називається **інтегруючою** (рис. 8.17,а)

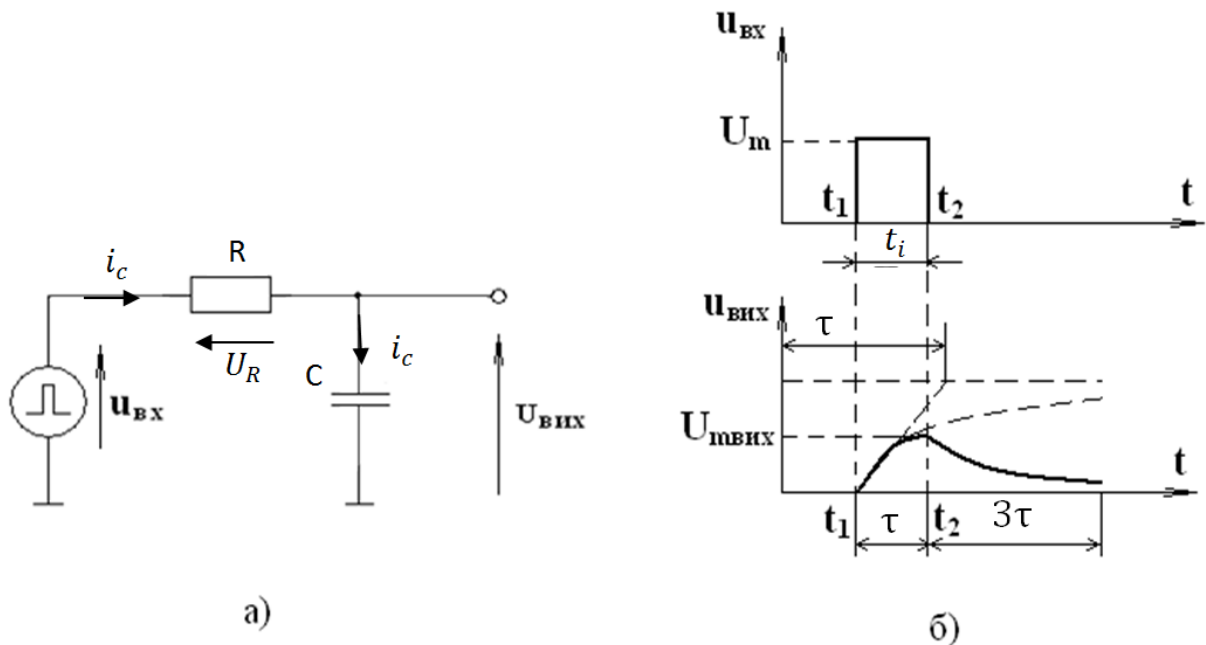


Рис.8.17. Інтегруюча RC-ланка і часові діаграми напруг на вході та виході

Якщо $\tau \gg t_i$, то за час інтегрування напруга u_c не встигне суттєво змінитися. Тоді

$$i = (u_{BX} - u_c) / R \approx \frac{U_{BX}}{R}$$

$$u_{BVIK} = u_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_i} i dt \approx \frac{1}{RC} \int_0^{t_i} U_{BX} dt = \frac{1}{\tau} \int_0^{t_i} U_{BX} dt \quad (8.24)$$

Оцінимо похибку інтегруючої RC-ланки. Будемо вважати, що початковий заряд конденсатора (рис. 8.17а) рівний нулеві, а на вхід поступає постійна напруга $u_{BX} = U$. Тоді напруга на виході наростає за експоненціальним законом:

$$u_{BVIK} = U (1 - e^{-t/\tau}),$$

де $\tau = RC$ – постійна часу ланки.

Розкладаючи $e^{-t/\tau}$ в ряд по степенях t/τ , отримаємо:

$$e^{-t/\tau} = 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{1}{2} \left(\frac{t}{\tau}\right)^2 - \frac{1}{2 \cdot 3} \left(\frac{t}{\tau}\right)^3 + \dots$$

$$u_{BVIK} = U \frac{t}{\tau} (1 - e^{-t/\tau}) = U \left[\frac{t}{\tau} - \frac{1}{2} \left(\frac{t}{\tau}\right)^2 + \frac{1}{2 \cdot 3} \left(\frac{t}{\tau}\right)^3 + \dots \right] = U \frac{t}{\tau} \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{t}{\tau}\right) + \frac{1}{6} \left(\frac{t}{\tau}\right)^2 \dots \right]$$

Якщо час інтегрування $t_i \ll \tau$, то в останньому виразі обмежуються першими двома членами розкладання. Тоді

$$u_{\text{вих}} = U \frac{t}{\tau} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{t}{\tau}\right) \quad (8.25)$$

Перший член рівняння (8.25) пропорційний інтегралу вхідної величини і являється корисним

$$u_{\text{вх}} = U; \quad u_{\text{вих}} = \frac{1}{\tau} \int_0^{t_i} U dt = \frac{U}{\tau} t.$$

Другий член (8.25) представляє похибку інтегрування. Вона тим менша, чим більше τ ($\tau \gg t$). Одночасно зі зменшенням похибки зменшується результат інтегрування $U \frac{t}{\tau}$.

Відносна похибка, виражена у % :

$$\delta = \frac{1}{2} \frac{t}{\tau} \cdot 100\% = 50 \frac{t}{\tau} \%$$

Звідси визначимо граничний час інтегрування t , при якому похибка не більша за допустиму δ :

$$t_i \leq \tau \delta / 50 \quad (8.26)$$

4.1 Інтегрування одиничного імпульсу

Розглянемо реакцію інтегруючої ланки на дію прямокутного імпульсу (рис. 8.17,б).

Конденсатор C не може миттєво зарядитися, а тому в момент t_i вся напруга виділиться на резисторі R , а $u_{\text{вих}} = u_C = 0$. Протягом дії імпульсу повільно заряджається за законом:

$$u_C = u_{\text{вих}} = U_{\text{мвх}} (1 - e^{-t_i/\tau}).$$

У момент t_2 (протягом часу інтегрування) напруга на конденсаторі досягне максимального значення:

$$U_{\text{мвих}} = U_{\text{мвх}} (1 - e^{-t_i/\tau}),$$

а потім конденсатор повільно розряджається через резистор R і $u_{\text{вих}}$ зменшується.

Вважають, що через час $t = 3\tau$ після закінчення вхідного імпульсу конденсатор C розрядиться. Тривалість імпульсу на виході кола

$$t_{\text{ивих}} = t_i + 3\tau$$

Так як за умовою $\tau \gg t_i$, то

$$t_{\text{ивих}} \approx 3\tau$$

Висновок: при $\tau \gg t_i$ на виході інтегруючої RC-ланки виділяються розтягнуті пилоподібні імпульси з амплітудою $U_{\text{мвих}} < U_{\text{мвх}}$. Таку RC-ланку називають згладжуючою або продовжуючою.

5. Перехідні процеси в RL колах

Розглянемо перехідні процеси в RL колі (рис.8.18), вважаючи, що струм в колі з котушкою не може помінятися стрибком (миттєво).

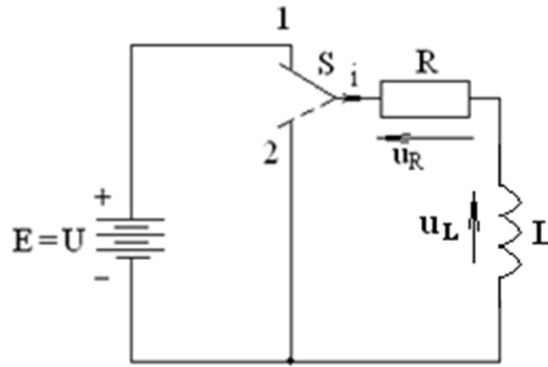


Рис.8.18. Схема RL кола

У момент $t = 0$ ключ S встановлюємо в положення 1, тоді струм в колі залишається рівним нулеві, як і до вмикання, а вся напруга виділяється на котушці L :

$$u_L = U - u_R = U - i \cdot R = U.$$

Далі струм i та напруга u_R наростають за експоненціальним законом, а напруга u_L спадає (рис. 1.9,а):

$$i = \frac{U}{R} (1 - e^{-t/\tau}), \quad u_R = i \cdot R = U (1 - e^{-t/\tau}) \quad \text{і} \quad u_L = U e^{-t/\tau},$$

де $\tau = L/R$ – постійна часу ланки RL.

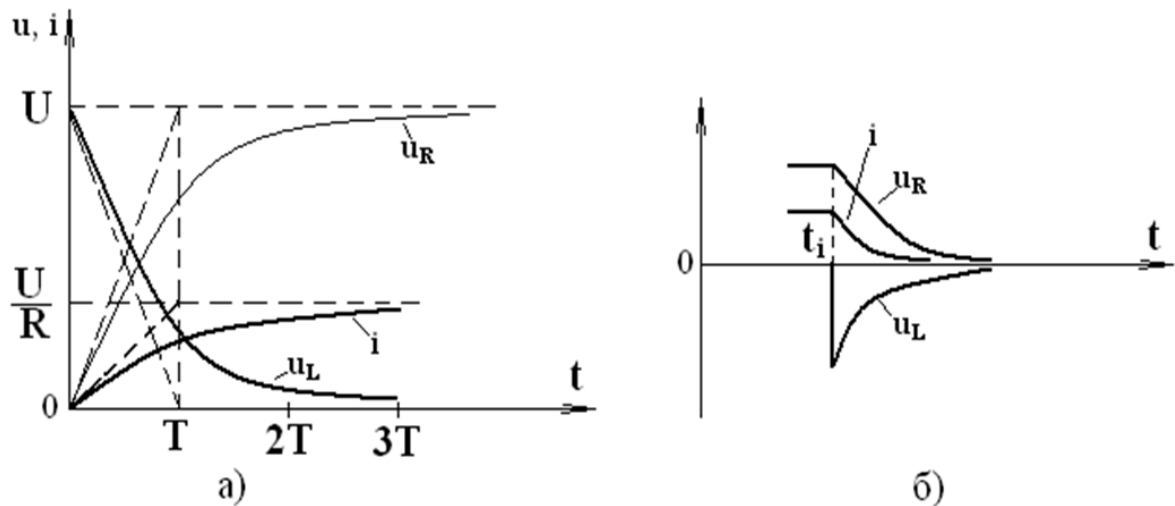


Рис.8.19. Осцилограми перехідних процесів у RL колі при перемиканні ключа S

Встановимо у момент $t = t_1$ ключ S в положення 2, вважаючи, що до цього моменту у колі встановилось стаціонарне значення струму i та напруг: $i = U/R$, $u_L = 0$ і $u_R = U$. У момент перемикання (t_1) струм i , значить, і напруга u_R зберігають попередні значення, а напруга на індуктивності $u_L = u_R$ стрибком зростає від нуля до $u_L = -U$, так як котушка L стала під'єднаною до резистора R . Далі струм i та напруга на елементах кола зменшуються за експоненціальним законом (рис.8.19,б):

$$i = \frac{U}{R} e^{-t/\tau}, \quad u_R = U e^{-t/\tau} \quad \text{і} \quad u_L = -U e^{-t/\tau}.$$

Тема 8.3: Електронні ключі

План

1. Електронні ключі та їх види.
2. Електронні ключі на біполярних транзисторах (БТ)
3. Ключі на польових транзисторах.

1. Електронні ключі та їх види

Ключ – це елемент який має два тривалих стани: увімкнений та вимкнений.

Найблищим до ідеального ключа є електромеханічний контакт. Схема ідеального ключа і його навантажувальна пряма показані на рис.8.20.

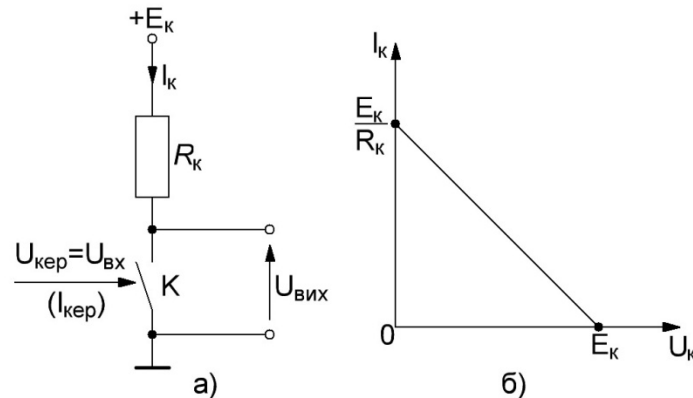


Рис.8.20 схема ідеального ключа (а) і його навантажувальна пряма (б)

В статичному режимі ключ K знаходиться в одному із двох станів рівноваги-вимкнений або увімкнений і не споживає енергії. У вимкненому стані внутрішній опір ідеального ключа рівний безмежності, напруга на виході $U_{вих} = U_K + E_K$, а струм через ключ $I_K = 0$. У увімкненому стані внутрішній опір ключа і $U_{вих}$ рівні нулеві, а струм через ключ максимальний $I_K = E_K/R_K$; тому воль-амперна характеристика ідеального ключа співпадає з осями координат, а робочі точки розташовані на перетині навантажувальної прямої з осями координат(рис.8.20,б).

Ключ може знаходитись тривалий час в стані рівноваги, а перевести його з одного стану в інший можна керуючою напругою $U_{кер} = U_{вх}$ або струмом $I_{кер}$ миттєво, так що на виході виникають стрибки напруги з амплітудою $U_M = U_K$. При періодичній комутації ключа вихідна напруга має форму прямокутних імпульсів.

Реальні ключі (рис.8.21.) завжди мають кінечний внутрішній опір $G_{к.вим.}$ і $G_{к.ув.}$ у вимкненому стані і увімкнутому станах, а також деяку ємність C_K .

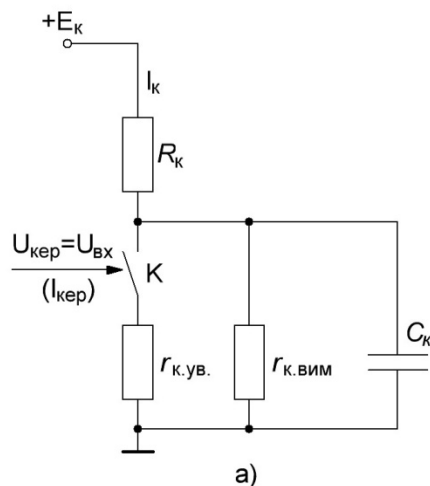


Рис.8.21. Схема реального ключа

В сучасних електронних пристроях можна виділити наступні види електронних ключів: діодні, транзисторні, тиристорні.

До основних параметрів реальних електронних ключів відносяться:

- опір у увімкненому та вимкненому станах;
- залишкова напруга на ключі;
- швидкодія, що визначається часом перемикавання.

1.1 ДІОДНІ ключі.

Комутуюча дія діодних ключів основана на використанні нелінійних (вентильних) властивосте йдіодів. В залежності від способу увімкнення навантажувальні діодні ключі ділять на послідовні і паралельні.

В схемі послідовного діодного ключа опір навантаження R_n увімкнено послідовно з діодом (рис.8.22.а) При подачі на вхід ключа позитивної напруги $U_{вх}$ діод відкривається і напруга на виході стає рівною напрузі на вході, якщо нехтувати малим падінням напруги на відкритому діоді. При дії на вхід ключа від'ємної напруги діод закривається і напруга на виході близька до нуля.

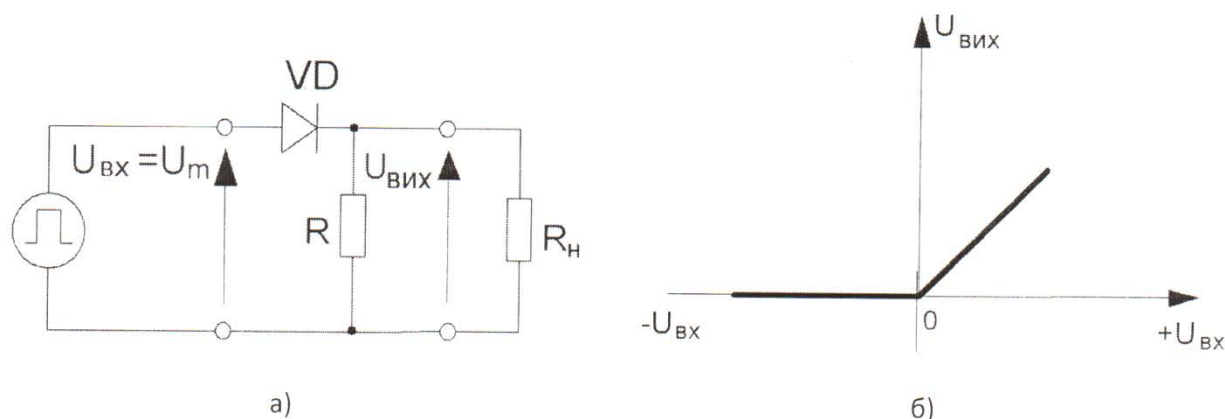


Рис.8.22. Схема діодного послідовного ключа (а) і його передатна характеристика (б).

В схемі паралельного діодного ключа (рис 8.23,а) опір навантаження R_n увімкнено паралельно з діодом. При подачі на вхід ключа позитивної напруги $U_{вх}$ ді-

од відкривається і напруга на ньому і, відповідно на виході близькі до нуля. При подачі від'ємної напруги діод закривається і напруга на виході стає рівною напрузі на вході.

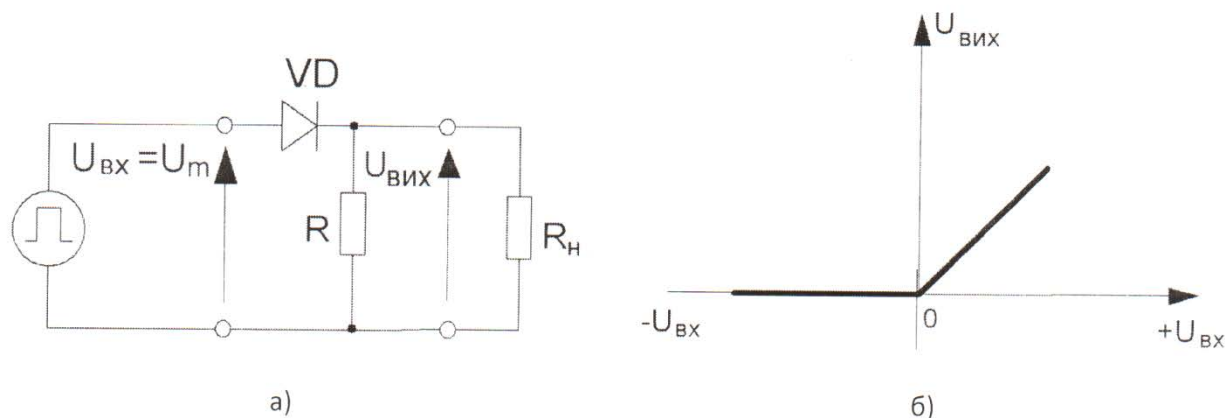


Рис.8.23. Схема діодного паралельного ключа (а) і його передатна характеристика (б).

2. Електронні ключі на біполярних транзисторах (БТ)

Ключі на БТ складають основу більшості імпульсних та цифрових схем, з їх допомогою реалізуються схеми транзисторно-транзисторної логіки (ТТЛ).

На відміну від підсилювальних схем транзистор ключа працює в нелінійному режимі: з деяких значень базової напруги U_B струм його колектора не змінюється при зміні U_B . Маючи малий опір у ввімкненому стані і великий опір у вимкненому, БТ відповідає вимогам, які ставляться до ключових елементів.

Схема транзисторного ключа показано на рис.8.24.

У початковому стані емітерний перехід закривається за допомогою додаткового джерела живлення E_B

Особливістю ключових транзисторів є строга залежність струму бази від напруги U_{BE} зумовлено їхньою роботою тільки в двох режимах: відсікання та насичення. Ці режими показані на сімействі вихідних характеристик

$$I_K = f(U_{KE}), \text{ якщо } I_B = \text{const на рис. 8.25.}$$

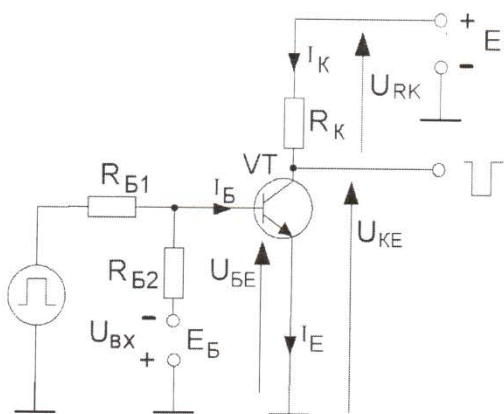


Рис.8.24. Схема ключа на БТ із СЕ.

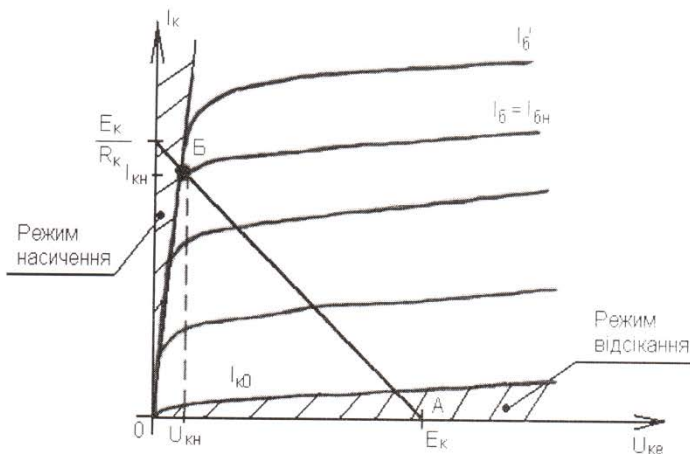


Рис.8.25. Вихідні характеристики БТ.

2.1. Стаціонарні стани ключа.

У ключових схемах БТ може знаходитися в двох стаціонарних станах:

1)Стан відсікання (ключ розімкнутий). Якщо немає вхідного імпульсного сигналу, транзистор VT закритий і знаходиться в режимі відсікання; стан схеми визначається точкою спокою А (рис.8.25). Уколі колектора протікає зворотній струм I_{K0}

За другим законом Кірхгофа напруга на виході ключа

$$U_{KE} = E_K - I_K \cdot R_K \quad (8.27)$$

В цьому режимі справедливі наступні вирази:

$$I_K = I_{K0} \approx 0;$$

$$I_K = I_{K0};$$

$$U_{KE} = U_K = I_{K0} \cdot R_K \approx E_K$$

Через резистор R_{B2} проходить частина витікаючого, із бази струму I_{K0} струм від джерела.

Повний струм через цей резистор і напруга U_{BE} відповідно дорівнюють:

$$I_K = I_{K0} \cdot \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} + \frac{E_B}{R_{B1} + R_{B2}}; \quad U_{BE} = -(E_B - I R_{B2})$$

Враховуючи, що БТ закритий при $U_{BE} \leq 0$ із цих умов знаходимо умову надійного закривання:

$$E_B \geq I_{K0 \text{ MAX}} \cdot R_{B2}; \quad R_{B2} \leq \frac{E_B}{I_{K0 \text{ MAX}}}$$

де $I_{K0 \text{ MAX}}$ зворотній струм колектора при найбільшій температурі.

2)Стан насичення (ключ замкнутий). Щоб замкнути ключ, на його вхід треба подати високий рівень вхідного сигналу $U_{вх} > E_{B1}$, причому створюваний нею базовий струм I_B повинен задовольняти умову:

$$I_B \cdot \beta \geq I_{KH} \quad (8.28)$$

Де β -коефіцієнт підсилення базового струму;

I_{KH} - струм насичення колектора

В режимі насичення в базу проходить різниця струмів: один з них створює джерело E_B , а другий керується напругою $U_{вх} = U_M$

Умову (8.28) запишемо так:

$$\beta (U_M / R_{B1} - E_B / R_{B2}) \geq E_K / R_K$$

звідки після перетворення отримаємо:

$$R_{B1} \leq \frac{\beta R_K}{\frac{E_K}{U_M} + \beta \frac{R_K}{R_{B2}} \cdot \frac{E_B}{U_M}}$$

При насиченні транзистора необхідно забезпечити струм бази не менший за $I_B = I_{BH}$ (точка Б, рис 8.25.)

Точка Б відповідає режиму насичення. Струм колектора досягає максимального значення I_{KH} , а напругу на колекторі зменшується до U_{KH} , тобто :

$$I_K = I_{KH} \approx E_K / R_K$$

$$U_{KH} = E_K - I_{KH} \cdot R_K \approx 0$$

$$U_{ВИХ} = U_{KH} \approx 0$$

Цю напругу називають залишковою. Вона небажана, а тому необхідно, щоб її значення було якомога меншим.

У режимі насичення з подальшим збільшенням амплітуди вхідного сигналу (збільшення струму бази $I_B > I_{BH}$) струм колектора майже не зростає (рис 8.25.). Для запобігання впливу випадкових сигналів (завад) у режимі насичення значення керуючих імпульсів U_{BX} вибирають таким щоб забезпечити $I_B > I_{BH}$.

Для кількісної оцінки глибини насичення використовують параметр, який називається коефіцієнтом насичення:

$$S = I'_B / I_{BH}$$

Звідки умовою насичення є

$$S > 1$$

Висновок: Особливістю ключового режиму (режим відсікання і режим насичення) є некерованість колекторного струму транзистора. Режим підсилення (активний режим) в цьому випадку є короткочасним і реалізується під час переходу транзистора з режиму відсікання в режим насичення і навпаки.

2.2. Перехідні процеси в ключі.

Перехідний процес в ключі виникає при його увімкненні і вимкненні і визначає швидкодію схеми. На швидкість перемикачання впливають процеси накопичення і розсередження нерівноважного та надлишкового зарядів у базі і перезарядження ємностей емітерного C_E та колекторного C_K переходів. Ці процеси впливають на форму вихідних імпульсів. (Рис. 8.26).

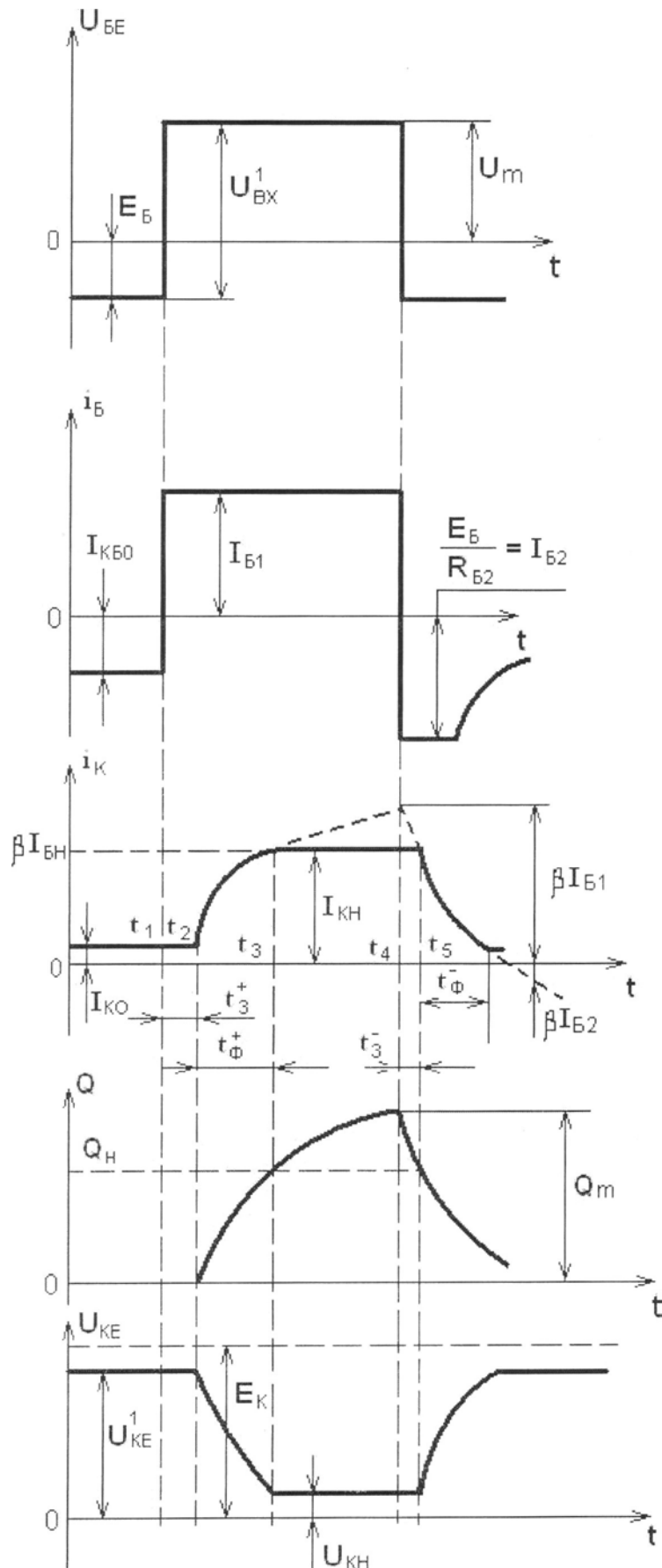


Рис.8.26. Часові діаграми перехідних процесів у ключовій схемі.

Процес переходу ключа із вимкненого стану у ввімкнений, можна умовно розділити на два стани; затримку і фронт ввімкнення.

Тривалість затримки ввімкнення t_3^+ зв'язана з перезарядом бар'єрних ємностей C_E транзистора.

Тривалість фронту ввімкнення t_Φ^+ залежить від часу поширення носіїв від емітера через базу до колектора, значення C_K зменшується зі збільшенням базового струму ввімкнення транзистора.

Нехай в момент часу t_1 , на вхід ключа подано додатній імпульс вхідного сигналу $U_{ВХ}^1$ прямокутної форми, тоді імпульс вхідного струму i_K появляється із затримкою t_3^+ , а потім поступово наростає по експоненціальному закону (рис 8.26.)

Тривалість затримки ввімкнення транзистора задається інтервалом від t_1 до t_2 :

$$t_3^+ = 0.7\tau_{ВХ} \quad (8.29)$$

$\tau_{ВХ} = R_{Б1} \cdot C_{ВХ}$ - постійна часу вхідного кола транзистора;

$R_{Б1}$ - опір резистора в цьому колі;

$C_{ВХ} = C_E + C_K$ - вхідна ємність транзистора.

Фронт ввімкнення транзистора представляє собою початковий у часток експоненти від t_2 до t_3 , у відповідності з яким колекторний струм змінюється в активному режимі :

$$i_K = \beta I_B (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{ЕК}}}) \quad (8.30)$$

де β - коефіцієнт підсилення базового струму в схемі з СЕ;

$I_{Б1} = U_{БЕ}/R_{Б1}$, імпульс базового струму ввімкнення;

$\beta I_{Б1}$ - струм колектора, який був би при відсутності насичення (уявний струм);

$\tau_{ЕК} = \tau_\beta + R_K \cdot C_K(\beta + 1)$ - еквівалентна постійна транзистора;

τ_β - постійна часу транзистора в схемі з СЕ при $R_K = 0$.

Підставляючи в (8.29) $t = t_\Phi^+$ і $i_K = I_{КН}$, після перетворень отримуємо:

$$t_\Phi^+ = 2.3 \lg \frac{1}{1 - \frac{I_{КН}}{\beta I_{Б1}}}$$

Відношення $\beta I_{Б1}/I_{КН} = \beta I_{Б1}/\beta I_{БН} = I_{Б1}/I_{БН} = S$ - степінь (коефіцієнт) насичення. Тоді з врахуванням введеного позначення:

$$t_\Phi^+ = 2.3 \lg \frac{S}{S - 1}$$

Загальна тривалість вмикання транзистора:

$$t_{ВМ} = t_3^+ + t_\Phi^+$$

В режимі насичення транзистора з моменту часу t_3 до t_5 струм колектора не зростає, але проходить накопичення надлишкового заряду у базі (від t_3 до t_4).

Після закінчення вхідного сигналу в коло бази стрибком подається зворотна напруга і починається процес вимкнення транзистора: в якому можна виділити і затримку і фронт вимкнення.

Затримка вимкнення зумовлена тим, що надлишковий заряд, що накопичився в базі, не може миттєво змінитися. Під дією закриваючого імпульсу базового струму $I_{Б2} = E_B / R_{Б2}$ проходить розсмоктування цього заряду поки $Q(t) > Q_H$ (з моменту t_4 до t_5). Вихід транзистора із насичення (моменту t_5) описується експоненціальним спадом, уявного колекторного струму, що прямує до $-\beta I_{Б2}$ від $\beta I_{Б1}$:

$$i_K = \beta(I_{Б2} + I_{Б1})e^{-t/\tau_{ЕК}} - \beta I_{Б2} \quad (8.31)$$

Тривалість затримки вимкнення транзистора t_3^- - це інтервал протягом якого «уявний» струм знижується до значення I_{KH} . Підставляючи t_3^- і I_{KH} в (8.30) після простих перетворень отримуємо :

$$t_3^- = 2.3\tau_{ЕК} \lg \frac{\beta(I_{Б1} + I_{Б2})}{\beta I_{Б2} + I_{KH}} \quad (8.31)$$

$$\text{або } t_3^- = \tau_{ЕК} \frac{I_{KH}(S-1)}{\beta(I_{Б2} + I_{Б2})}$$

Фронт вимкнення починається з моменту виходу транзистора із насичення в активний режим (з I_5), коли струм колектора реально змінюється від I_{KH} до $\beta I_{Б1}$:

$$i_K = (I_{KH} + \beta I_{Б2})e^{-t/\tau_{ЕК}} - \beta I_{Б2}$$

Протягом часу після виходу транзистора із насичення колекторний струм $i_K \approx 0$. З врахуванням цього із виразу (6) отримуємо:

$$t_\Phi^- = 2.3\tau_{ЕК} \lg \frac{I_{KH} + \beta I_{Б2}}{\beta I_{Б2}}$$

Загальна тривалість вимкнення транзистора:

$$t_{ВИМ} = t_3^- + t_\Phi^-$$

2.3. Транзисторний ключ з прискорюючи конденсатором.

Одним із простих способів підвищення швидкодії транзисторного ключа є створення оптимального струму бази транзистора, яка показана на рисунку 8.27. В цьому випадку етап формування фронту ввімкнення транзистора протікає при великому струмі бази $I_{Б1}$, що значно перевищує струм бази насичення $I_{БН}$ етап накопичення надлишкових носіїв - при струмі бази, близьким до $I_{БН}$, і етапи розсмоктування і формування фронту вимкнення при значному закриваючому струмі бази ($I_{Б2}$).

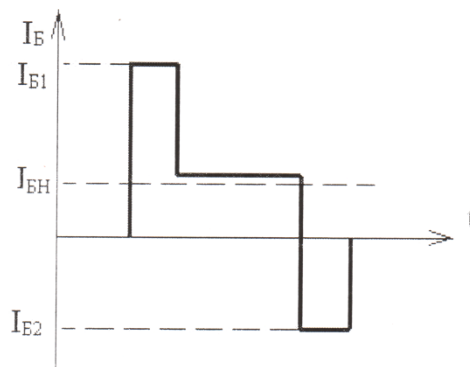


Рис.8.27. Оптимальна форма базового струму транзисторного ключа.

На рис. 8.28. представлена схема ключа з використанням у вхідному ключі транзистора прискорюючого конденсатора С.

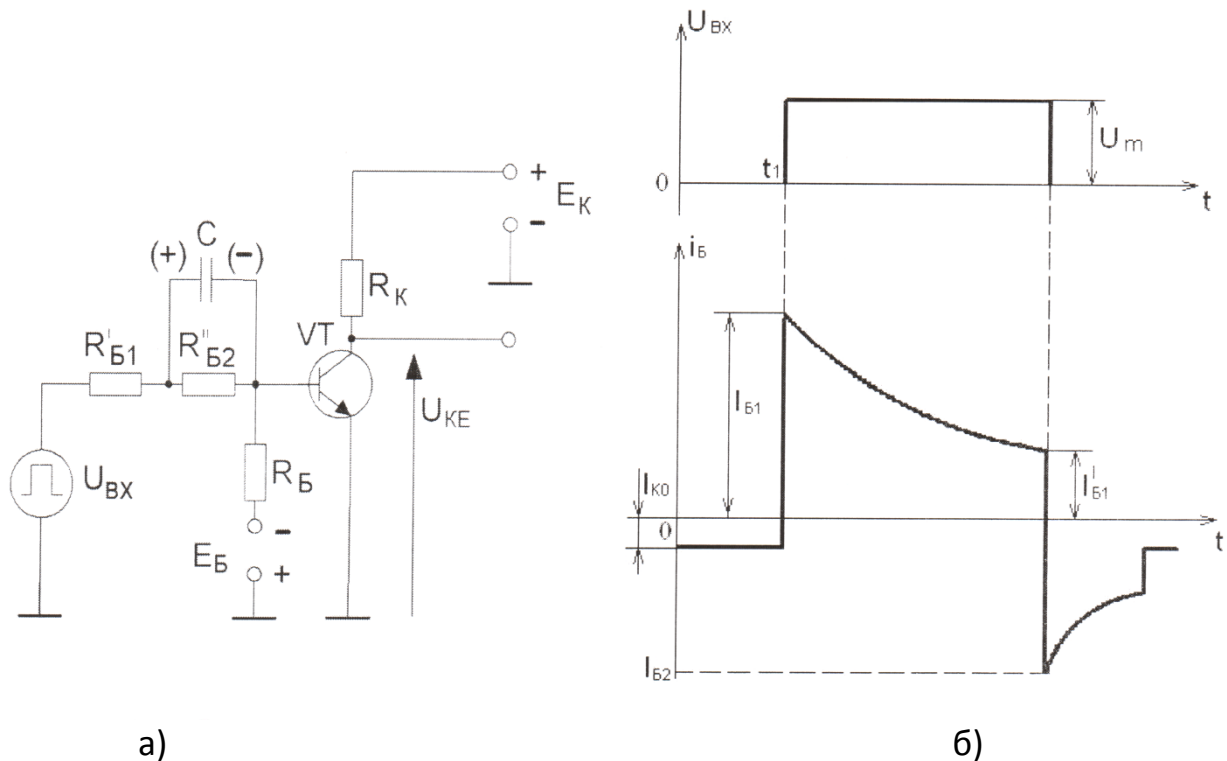


Рис.8.28. Транзисторний ключ з прискорюючим конденсатором, а) схема; б) форми вхідної напруги та базового струму.

В початковому стані ($t = 0$) транзистор закритий джерелом E_B . З приходом додатного імпульсу $U_{BX} > 0(t_1)$ базовий резистор R''_{B1} шунтується прискорюючим конденсатором C . В базу транзистора входить струм I_{B1} , що задається резистором R'_{B1} : $I_B = U_m / R_{B1}$, де U_m - амплітуда вхідного імпульсу напруги.

Струм бази за рахунок заряду конденсатора C зменшується за експоненціальним законом до величини

$I'_{B1} = U_m / (R'_{B1} + R''_{B1})$, яка незначно перевищує I_{BH} , але значно менша I'_{B1} (рис.8.28.б.)

Таким чином, за рахунок значного відкриваючого струму I_{B1} і невеликого I_{B2} тривалість фронту вмикання ключа мала.

В момент закінчення керуючого імпульсу U_m заряджений конденсатор C до E_{B1} (його полярність вказана в дужках рис.8.29.а.) прискорить виключення транзистора. В початковий момент етапу розсмоктування заряду закриваючий струм бази.

$$I_{B2} = (E_{B1} + U_m) / R'_{B1}$$

Отже, значний базовий струм закривання зменшує тривалість виключення ключа.

2.4. Транзисторний ключ з нелінійним зворотним зв'язком.

Одним із способів підвищення швидкодії являється усунення насичення транзистора. В даному випадку повністю ліквідується затримка вимкнення.

В цій схемі (рис.2.б.) за рахунок нелінійного від'ємного зворотного зв'язку усувається насичення транзистора. Елементом, що регулює від'ємний зворотний зв'язок, являється діод VD .

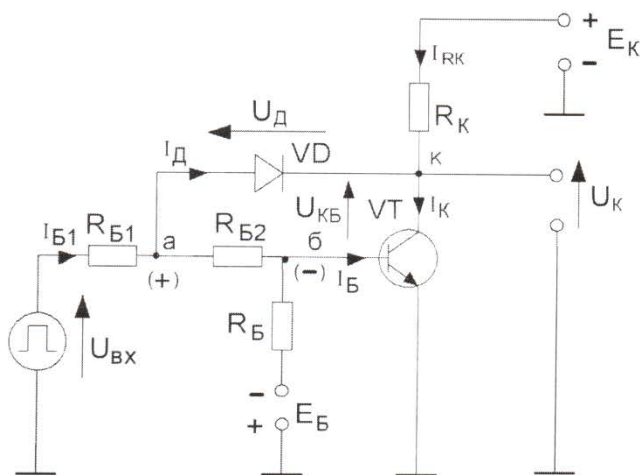


рис 8.29

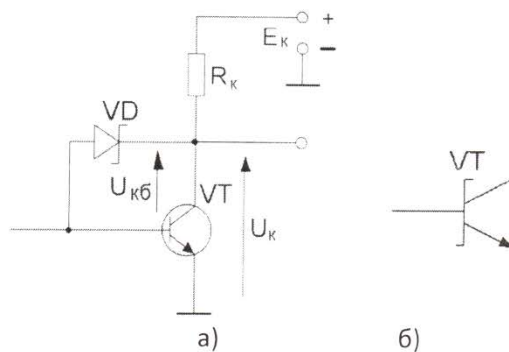


рис 8.30

В початковому стані, коли $U_{BX} = 0$, транзистор VT і діод VD закриті - зворотний зв'язок відсутній, а $U_{КБ} > 0$. Вхідний струм I_{BX} дуже малий і на резисторі R_{B1} відсутній спад напруги, а тому діод VD заритий зворотною напругою $U_{КБ} \approx E_K$.

При поступленні керуючого імпульсу $U_{BX} > 0$ транзистор VT відкривається, колекторний струм I_K наростає, а потенціал колектора зменшується. При цьому через резистор R_{B1} і R_{B2} проходить однаковий струм $I_{B1} = I_{B2}$, струм колектора $I_K = \beta I_{B1}$ наростає за експоненціальним законом, а анод діода має позитивний потенціал відносно бази ($U_{aБ} = I_{B1} \cdot R_{B2} > 0$ - див. рис. 8.29, де полярність напруги на R_{B2} показана в дужках). Коли в процесі вмикання потенціал колектора $U_{КБ}$ опуститься дещо нижче цього значення, діод VD відкривається і з'єднує точки а і к. З цього моменту вступає в дію зворотний зв'язок, який в значній мірі змінить струморозподілення в ключі. Струм I_{B2} обмежиться на рівні, близькому до струму насичення $I_{БН}$, хоча I_{B1} може продовжувати збільшуватися. Після цього потенціал колектора завжди буде залишатися рівним потенціалу а, тобто позитивним відносно бази на $I_{B2} \cdot R_{B2}$. Реально $U_D \neq 0$, за рахунок чого потенціал колектора нижчий за потенціал точки а на U_D , але при правильно вибраних елементах схеми $I_{B2} \cdot R_{B2} > U_D$ напруга $U_{КБ} > 0$, тобто насичення транзистора відсутнє.

В цій схемі на етапі вмикання можна допускати великий базовий струм. Після відкривання діода через нього відгалужується значна частина керуючого струму, завдяки чому базовий струм зменшується. Так як через резистор R_K струм не може змінюватися (потенціали E_K і U_K його виводів постійні, то відгалужений через діод струм на «землю» через VT і кола під'єднані до колектора).

Перспективним є створення від'ємного зворотного зв'язку з використанням діодів Шотткі. Він забезпечує мале падіння напруги в відкритому стані (< 0.5 В), а також в ньому практично відсутнє накопичення зарядів, завдяки чому його перемикання складає доли наносекунди. В процесі вмикання транзистора VT (рис.8.28(a)) діод Шотткі відкривається. Хоча в даному випадку $U_{КБ} < 0$, ця напруга менша тієї, при якій колекторно-базовий перехід зміщується в прямому напрямі. Тобто, діод Шотткі відкривається швидше, ніж колекторно-базовий перехід. Тому практично насичення транзистора і зв'язана з ним затримка вимкнення відсутні.

Єдину інтегральну структуру транзистор-діод Шотткі називають транзистором Шотткі, його умовне позначення показано на рис.8.30.(б).

3. Ключі на польових транзисторах (ПТ)

Польові транзистори так само як і БТ виконують роль електронних ключів. Найбільш часто такі ключі реалізуються на польових транзисторах типу МДН (метал-діелектрик-напівпровідник).

МДН – транзистори мають малий опір у ввімкненому стані (в режимі насичення) та великий опір у вимкненому (в режимі відсікання). Перевагою таких транзисторів з індукованим каналом є те, що поки на вході діє напруга менша за порогову напругу $U_{пор}$, відсутній струм стоку I_c . Це повністю усуває проблему надійного режиму відсікання без додаткового джерела зміщення.

Виділяють три види ключів на ПТ:

- з резистивним навантаженням;
- з динамічним навантаженням;
- комплементарні ключі;

3.1. Ключ на ПТ з резистивним навантаженням

Схему ключа з резистивним навантаженням на МДН транзисторі з індукованим каналом приведено на рис.2.8.(а).

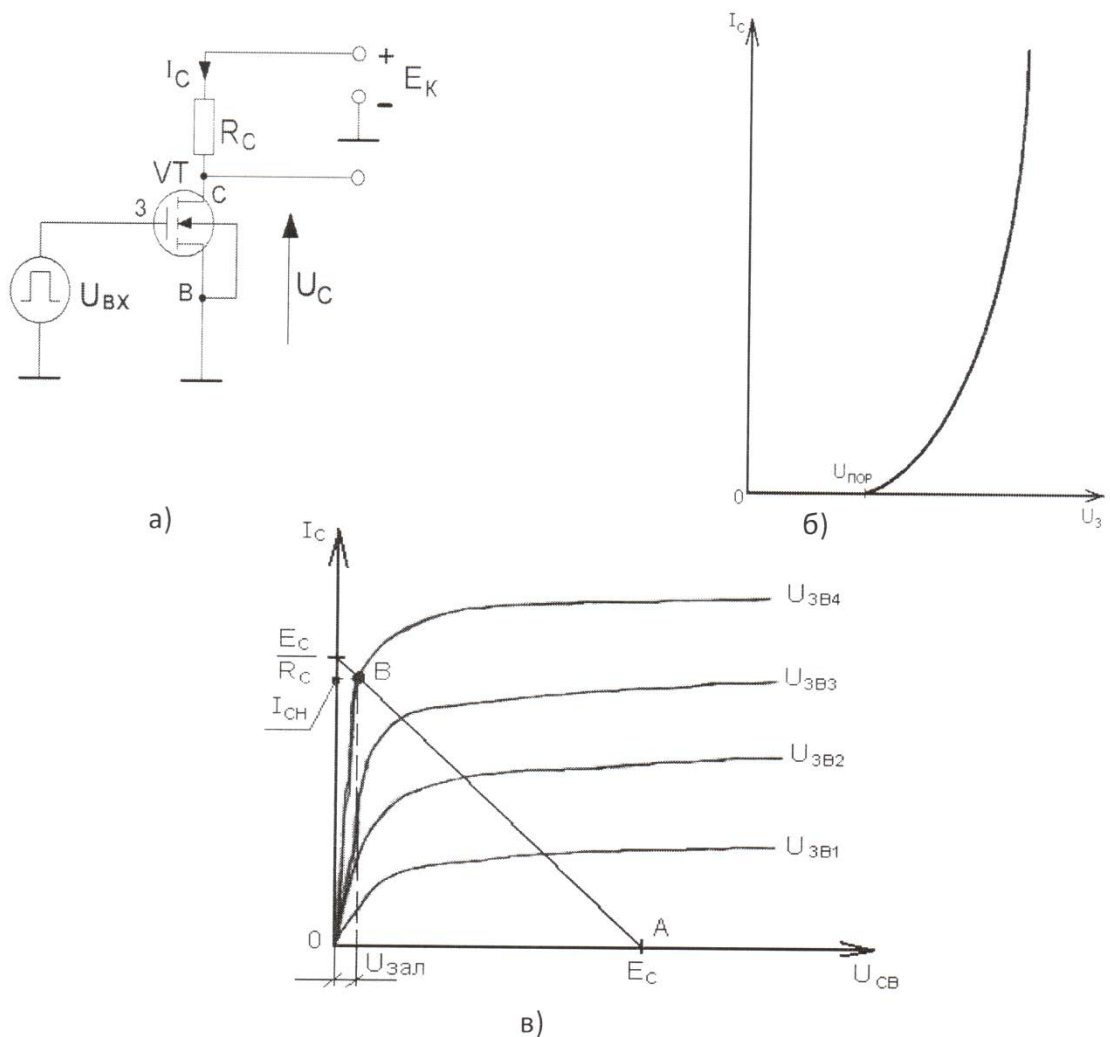


Рис.8.31 Ключ на ПТ з резистивним навантаженням

Затвор служить входом ключа, а стік - виходом. Коли вхідного сигналу немає ($U_{ВХ}^0 = 0$), транзистор закритий, при цьому $I_C = 0$, а $U_{СВ} = E_C$.

Графічно статичний режим відображено точкою А (на рис.2.8.(в)). Якщо на вхід поступає позитивний імпульс напруги, амплітуда якої перевищує рівень порогової напруги $U_{ВХ}^1 > U_{ПОР}$ (рис.2.8,б) то транзистор відкривається. Робоча точка зміщується по лінії навантаження вгору (точка В). У відкритому стані ключа напруга на транзисторі мала, її називають залишковою ($U_{ЗАЛ} \approx 0$), а струм насичення $I_{СН} = (E_C - U_{ЗАЛ})/R_C \approx E_C/R_C$

3.2. Ключ на ПТ з динамічним навантаженням.

В інтегральних мікросхемах ключів роль резистора R_C (рис.8.31.) виконують МДН транзистори. Це дозволяє зменшити площу, що займає ключ, забезпечує вищу технологічність мікросхеми і покращує її параметри.

Схема такого ключа приведена на рис.8.32.(а)

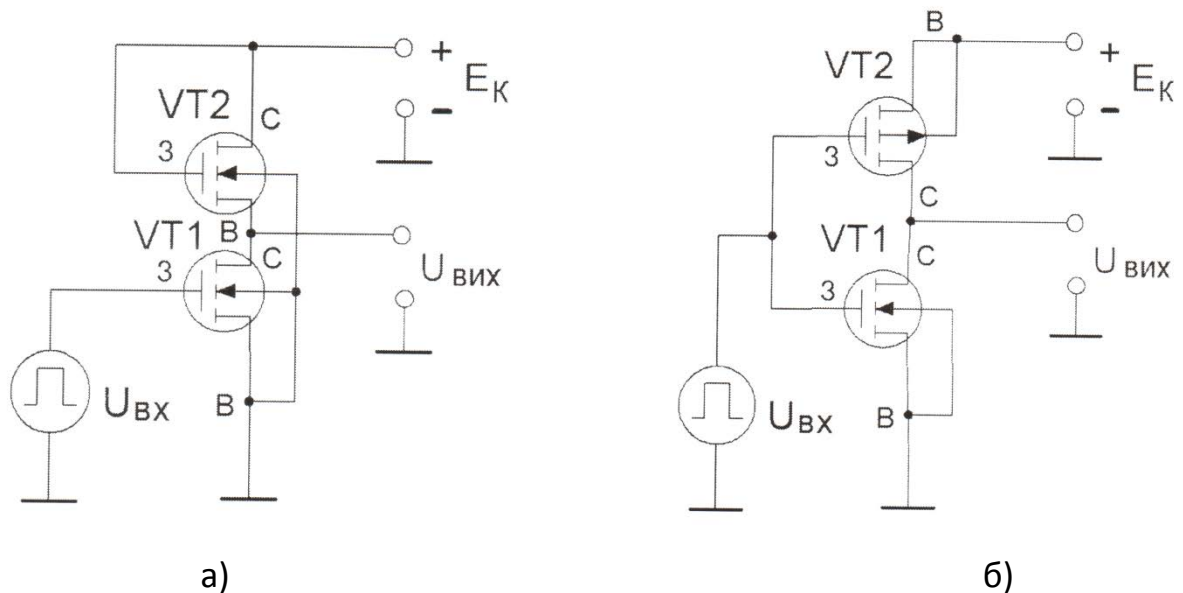


Рис.8.32. Ключі на МДН-транзисторах:
а) з динамічним навантаженням; б) комплементарний.

Транзистор VT1 являється керуючим, а VT2 - навантажувальним; останній постійно відкритий. Ключ нормально функціонує, коли опір відкритого транзистора VT1 набагато менший від опору відкритого VT2, що забезпечується при виконанні ключа. У транзисторі VT2 затвор з'єднаний зі стоком, що забезпечує його роботу на пологій ділянці вихідної характеристики. VT2 представляє собою нелінійний резистор навантаження.

3.3. Ключ на комплементарних транзисторах (КМДН).

Схема такого ключа показана на рис 8.32,б.

У комплементарних ключах використовують два МДН-транзистри з каналами різної провідності. Така комплементарна пара МДН-транзисторів має з'єднані затвори і стоки. Якщо VT1 має n-канал, то для живлення ключа вмикають джерело з

позитивною напругою $+E_C$. У цьому випадку VT2 вмикають витоком до $+E_C$, а сток до стоку VT1. Затвори обох транзисторів з'єднуються і утворюють вхід ключа.

Якщо між затвором і витоком керуючого транзистора VT1 діє U_{BX} (приймає тільки позитивне значення), то між аналогічними виводами VT2 прикладена напруга: $U_{3B2} = U_{BX} - E_C$. Транзистор VT1 з каналом n-типу відкривається, коли позитивна напруга U_{3B2} перевищить порогову напругу $U_{ПОР.n}$; транзистор VT2 з каналом p-типу відкривається, якщо U_{3B2} стає більш від'ємною, ніж від'ємна порогова напруга $U_{ПОР.p}$.

Коли $U_{BX} = U_{BX}^0 = 0 < U_{ПОР.n}$ транзистор VT1 закритий, а транзистор VT2 відкритий, так як $U_{3B2} = U_{BX} - E_C = -E_C$. При $U_{BX} = U_{BX}^1 = 0 > U_{ПОР.p}$ транзистор VT1 відкривається, а VT2 закривається, так як тепер U_{3B2} стає менш від'ємною, ніж $U_{ПОР.p}$.

Швидкодія ключів на КМДН-транзисторах на порядок вища, ніж других розглянутих ключів на ПТ, але меншою ніж на біполярних, і обмежена в основному ємностями самих транзисторів.

Тема 8.4: ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ

План

1. Представлення інформації в цифровій обчислювальній техніці.
2. Логічні функції та їх реалізація.
3. Схемотехніка реалізації простих логічних функцій: І, АБО, НЕ.
4. Характеристики і параметри цифрових ІМС.

1. Представлення інформації в цифровій обчислювальній техніці.

1.1. Загальні відомості про системи числення.

Система числення – це спосіб запису довільного числа за допомогою алфавіту символів, які називаються цифрами. Розрізняють системи числення непозиційні та позиційні. В непозиційних системах числення значення кожної цифри не залежить від її позиції в числі. Прикладом непозиційної системи є римська система числення. Недоліком цієї системи є складний запис чисел і громіздкі правила виконання арифметичних операцій.

Позиційною системою числення називається така система, в якій кількісне значення кожної цифри залежить від її позиції в числі. Позиція визначається розміщенням даної цифри відносно коми. Прикладом може служити десяткова система числення.

Будь-яке число в позиційній системі числення записується у вигляді:

$$N = X_n X_{n-1} \dots X_1 x_0, X_{-1}, X_{-2} \dots X_{-m} \quad (8.33)$$

Кома у цій послідовності відділяє цілу частину числа від дробової. Позиції цифр, які рахуються від коми, називають розрядами.

В позиційній системі, будь-яке число N може бути представлене у вигляді суми (поліному):

$$N = X_n \cdot q^n + \dots + X_1 q^1 + X_0 q^0 + X_{-1} q^{-1} + \dots + X_{-m} q^{-m} \quad (8.34)$$

де q – основа системи числення (кількість різних цифр, які використовуються в позиційній системі числення,)

n – розрядність цілої частини числа,

m – розрядність дробової частини числа,

x_i - цифри i -го розряду числа,

q – вага i -го розряду числа,

«Вага» кожної цифри в числі визначається самою цифрою і множителем q^d , де d – порядковий номер позиції, починаючи з нуля.

Основою системи числення q називається кількість знаків або символів, які використовуються для зображення числа в даній позиційній системі числення.

Звичайно, що дробової або цілої частини числа може і не бути. Для десяткової системи числення

$$q=10 \text{ і } X_i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9.$$

Використовуючи (8.34) десяткове число $N=575,23$ можна представити у вигляді суми:

$$(575,23)_{10} = 5 \cdot 10^2 + 7 \cdot 10^1 + 5 \cdot 10^0 + 2 \cdot 10^{-1} + 3 \cdot 10^{-2}$$

Як правило, у всіх системах числення з основою меншою за 10 для представлення цифр використовують арабські символи, а в системах числення з основою більшою 10 – ще і букви латинського алфавіту.

В обчислювальній техніці використовують три системи числення: двійкову, вісімкову та шістнадцяткову.

1.2. Двійкова система числення

Для двійкової системи числення $q=2$ і $a_i = 0,1$.

Будь-яке число із двійкової системи числення може бути переведено в десяткову за допомогою формули (8.34). Наприклад:

$$(1000\ 101)_2 = 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = (69)_{10}$$

Арифметичні дії над однорозрядними двійковими числами досить прості (табл.1.1), а над багаторозрядними числами проводяться за тими ж правилами, що і в десятковій системі числами

Таблиця 1.1

Додавання	Віднімання	Множення
$0+0=0$	$0-0=0$	$0 \cdot 0=0$
$0+1=1$	$1-0=1$	$0 \cdot 1=0$
$1+0=1$	$1-1=0$	$1 \cdot 0=0$
$1+1=10$	$10-1=1$	$1 \cdot 1=1$

Двійково-десяткова система числення

Ця система має основу $q=10$ і кожна цифра **(0,1,2,3,4,5,6,7,8,9)** відображується в цій системі числення чотирьох розрядним двійковим числом, що називається тетрадою.

Десяткові числа двійково-десяткової системи зазвичай кодуються в прямому двійковому коді **8-4-2-1** (табл.1.2)

Таблиця 1.2

Десятковий код	Код				Десятковий код	Код			
	8	4	2	1		8	4	2	1
0	0	0	0	0	10	1	0	1	1
1	0	0	0	1	11	1	0	1	1
2	0	0	1	0	12	1	1	0	0
3	0	0	1	1	13	1	1	0	1
4	0	1	0	0	14	1	1	1	0
5	0	1	0	1	15	1	1	1	1
6	0	1	1	0	16	10	0	0	0
7	0	1	1	1	17	10	0	0	1
8	1	0	0	0	18	10	0	1	0
9	1	0	0	1	19	10	0	1	1

Для того, щоб записати десяткове число в двійково-десятковому коді **8-4-2-1**, необхідно кожен цифру десяткового числа замінити відповідною тетрадою.

Наприклад, запишемо десяткове число

175,38 в двійково-десятковому коді 8-4-2-1

$$(175,38)_{10} = \begin{matrix} 1 & 7 & 5 & 3 & 8 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ (0001 & 0111 & 0101 & 0011 & 1000)_{2-10} \end{matrix}$$

Крім двійково-десяткового коду з вагою розрядів **8-4-2-1** існують і другі двійково-десяткові коди, наприклад код з вагою розрядів **2-4-2-1**.

1.3. Вісімкова система числення

Ця система має основу $q = 8$ і $x_i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$.

Будь-яке вісімкове число може бути представлене за формулою (8.34) в десятковий еквівалент, наприклад:

$$(726)_8 = 7 \cdot 8^2 + 2 \cdot 8^1 + 6 \cdot 8^0 = (470)_{10}$$

1.4. Шістнадцяткова система числення

Має основу $q = 16$ і $a_i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F$.

В таблиці 1.3 приведено двійкові та шістнадцяткові коди десяткових чисел від 0 до 15.

Будь-яке число шістнадцяткової системи числення представляється десятковим числом за допомогою полінома (8.34), наприклад:

$$(10 A, F)_{16} = 10 \cdot 16^2 + 0 \cdot 16^1 + 10 \cdot 16^0 + 15 \cdot 16^{-1} = (266 \frac{15}{16})_{10}$$

Таблиця 1.3

Десяткова	Двійкова	Шістнадцяткова	Десяткова	Двійкова	Шістнадцяткова
0	0000	0	8	1000	8
1	0001	1	9	1001	9
2	0010	2	10	1010	A
3	0011	3	11	1011	B
4	0100	4	12	1100	C
5	0101	5	13	1101	D
6	0110	6	14	1110	E
7	0111	7	15	1111	F

1.5. Переведення чисел із однієї системи числення в іншу

Правило 1: для переведення цілого числа N , в системі числення з основою q_1 , в систему числення з основою q_2 необхідно дане число послідовно ділити на основу системи числення q_2 до тих пір, поки остання частка не буде меншою за q_1 . Число N в системі числення з основою q_2 записується як послідовна частка і залишки в порядку, оберненому від їх отримання.

Приклад: перевести число 118_{10} десятикової системи числення в двійкову:

а)
$$\begin{array}{r} 118 \quad | \quad 2 \\ \underline{118} \quad | \\ 0 \quad 58 \quad | \quad 2 \\ \quad \underline{58} \quad | \\ \quad 0 \quad 29 \quad | \quad 2 \\ \quad \quad \underline{29} \quad | \\ \quad \quad 0 \quad 14 \quad | \quad 2 \\ \quad \quad \quad \underline{14} \quad | \\ \quad \quad \quad 0 \quad 7 \quad | \quad 2 \\ \quad \quad \quad \quad \underline{7} \quad | \\ \quad \quad \quad \quad 0 \quad 6 \quad | \quad 2 \\ \quad \quad \quad \quad \quad \underline{6} \quad | \\ \quad \quad \quad \quad \quad 0 \quad 3 \quad | \quad 2 \\ \quad \quad \quad \quad \quad \quad \underline{3} \quad | \\ \quad \quad \quad \quad \quad \quad 0 \quad 2 \quad | \quad 2 \\ \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \underline{2} \quad | \\ \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad 0 \quad 1 \quad | \quad 2 \\ \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \underline{1} \quad | \\ \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad 0 \end{array}$$

б)
$$\begin{array}{r} 25 \quad | \quad 8 \\ \underline{24} \quad | \\ 1 \quad 3 \end{array}$$

$$118_{10} = 1110110_2 \quad ; \quad 25_{10} = 31_8$$

Правило 2: для переведення правильного дробу із системи числення з основою q_1 в систему числення з основою q_2 необхідно послідовно множити початковий дріб і дробові частини результатів добутку на основу q_2 нової системи числення. Правильний дріб в новій системі числення записується у вигляді цілих частин, що отримується при множенні, починаючи з першого.

Приклад: перевести десятиковий дріб $0,532$ в двійкову систему числення з точністю до 2^{-3}

$$\begin{array}{r} \times 0,532 \\ \underline{\quad} \\ 1,064 \end{array} \quad \begin{array}{r} \times 0,064 \\ \underline{\quad} \\ 0,128 \end{array} \quad \begin{array}{r} \times 0,128 \\ \underline{\quad} \\ 0,256 \end{array}$$

→ Напря́м читання

Отже, $(0,532)_{10} = (0,100)_2$

Для переводу змішаних чисел із однієї системи числення в іншу необхідно в нову систему перевести окрему його цілу і дробову частини, а потім результати об'єднати в одно змішане число.

1.6 Способи представлення і передачі двійкових чисел в ЕОМ.

В сучасній обчислювальній техніці широко використовуються потенціальний і імпульсивний способи представлення двійкових чисел електричними сигналами. Домовимось позначати високий рівень напруги U^1 символом логічної одиниці «1», а низький рівень напруги U^0 символом логічний нуль «0».

При потенціальному способі кожній цифрі (кодові) відповідають високий U^1 або низький U^0 рівні напруги (рис.8.33,а), які зберігаються протягом всього проміжку часу Δt представлення даної цифри.

При імпульсному способу кожній цифрі кожній цифрі відповідають електричні імпульси відповідної полярності. Наявність імпульсу протягом проміжку часу Δt зазвичай відповідає коду **1**, відсутність – коду **0** (рис.8.33,б). іноді коду **1** відповідає імпульс однієї полярності, а коду **0** – імпульс протилежної полярності (рис.8.33,в)

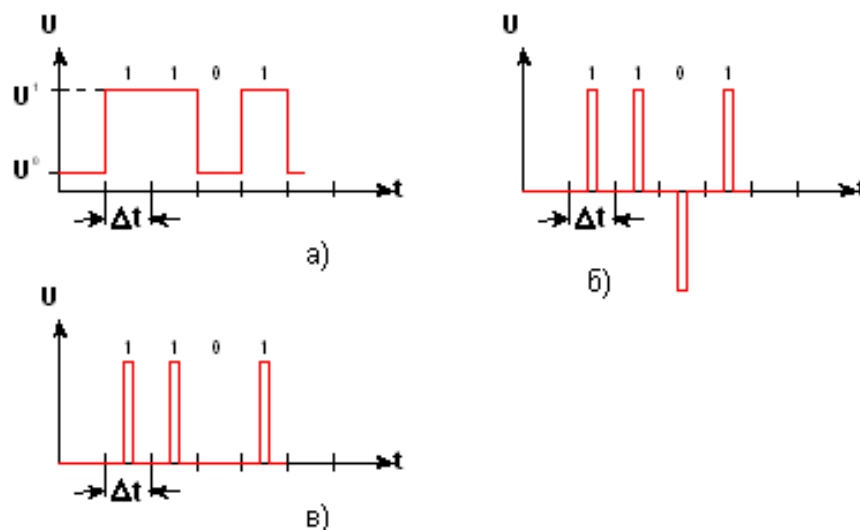


Рис.8.33. Способи представлення двійкових чисел в ЕОМ

Зі зміною цифри (коду) проходить зміна рівня електричного сигналу в дискретні моменти часу. Часовий інтервал між цими моментами часу називається **тактом** або **періодом представлення інформації**.

Для передачі двійкової кодової інформації в ЕОМ використовують послідовний, паралельний і паралельно-послідовний способи.

При послідовному способі передачі двійкове число передається по одному каналу зв'язку розряд за розрядом. Для збереження часової визначеності в роботі пристрою використовують другий канал зв'язку для допоміжних синхронізуючих імпульсів, що відділяють розряди числа один від одного.

При паралельному способі передачі інформації всі розряди двійкового числа передаються одночасно по одній шині, при чому кожний розряд передається по своєму окремому сигналу.

При паралельно-послідовному способі – це число ділиться на групи (наприклад, байти), розряди кожної групи передаються паралельно, а самі групи – послідовно.

2. Логічні функції та їх реалізація

Математична логіка - наука про використання математичних методів для розв'язування логічних задач. В основі математичного опису роботи цифрових обчислювальних пристроїв лежать прості положення математичного апарату алгебри логіки, або булевої алгебри. (Правила алгебри логіки вперше сформував англійський вчений Дж. Буль).

Різноманітні змінні можуть бути зв'язані функціональними залежностями. Наприклад, вираз $y = f(x_1, x_2)$ вказує на функціональну залежність логічної змінної від логічних змінних x_1 і x_2 , які називають аргументами (або вхідними змінними).

В булевій алгебрі змінні X_i і їх функції y_i можуть приймати тільки два значення: **0** і **1**. Над змінними можуть проводитись наступні логічні операції.

Логічна функція АБО – логічне додавання (диз'юнкція). Аналітично операція диз'юнкції записується у формі

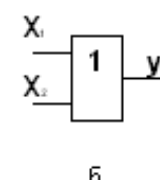
$$y = X_1 + X_2 \quad \text{або} \quad y = X_1 \vee X_2 \quad (8.35)$$

і читається так: $y = 1$, якщо X_1 або X_2 рівні 1.

Таблиця істинності для операції диз'юнкції та умовне позначення логічного елемента АБО показано на рис.8.34.

X_1	X_2	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

а



б

Рис.8.34. Таблиця істинності (а) і умовне позначення елемента (б) АБО

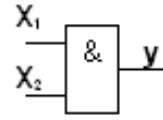
Логічна функція І – логічне множення (кон'юнкція). Аналітично операція кон'юнкції записується у формі

$$y = X_1 \cdot X_2 \quad \text{або} \quad y = X_1 \wedge X_2 \quad (8.36)$$

Цей вираз читається так: $y = 1$, тоді і тільки тоді, якщо X_1 і X_2 дорівнює 1. Таблиця істинності функції (8.36) та умовне позначення логічного елемента І показані на рис.8.35.

X ₁	X ₂	y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

а



б

Рис.8.35. Таблица істинності (а) і умовне позначення елемента (б) І

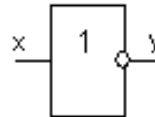
Логічна функція НЕ – логічне заперечення (інверсія). Інверсія записується у виді

$$y = \bar{X} \quad (8.37)$$

Вираз (8.37) читається так: **y** дорівнює не **X**. Таблица істинності функції (8.37) та умовне позначення логічного елемента **НЕ** показано на рис.8.36.

x	y
0	1
1	0

а



б

Рис.8.36. Таблица істинності (а) і умовне позначення елемента (б) НЕ

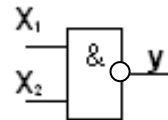
Логічна функція І - НЕ – заперечення кон'юнкції (штрих Шеффера). Аналітично операція заперечення кон'юнкції записується у формі

$$y = \overline{X_1 \cdot X_2} \quad \text{або} \quad y = \overline{X_1} + \overline{X_2} \quad (8.38)$$

Таблица істинності операції $y = \overline{X_1 \cdot X_2}$ та логічного елемента **І - НЕ** показані на рис.8.37.

X ₁	X ₂	y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

а



б

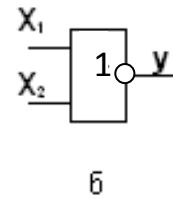
Рис.8.37. Таблица істинності (а) і умовне позначення елемента (б) І-НЕ

Логічна функція АБО - НЕ – заперечення диз'юнкції (стрілка Пірса). Аналітичний запис цієї функції наступний

$$y = \overline{X_1 + X_2} \quad \text{або} \quad y = \overline{X_1} \cdot \overline{X_2} \quad (8.39)$$

Таблица істинності цієї функції та логічного елемента, що реалізує її приведені на рис.8.38.

X_1	X_2	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0



а

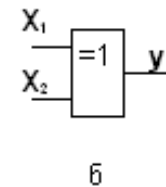
Рис.8.38. Таблица істинності (а) і умовне позначення елемента (б) АБО-НЕ

Логічна функція нерівнозначності – сума за mod 2. Аналітично ця функція записується у виді

$$y = X_1 + X_2 \quad \text{або} \quad y = X_1 \cdot \overline{X_2} + \overline{X_1} \cdot X_2 \quad (8.40)$$

Таблиця істинності цієї функції та елемент для її реалізації показані на рис.8.39.

X_1	X_2	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0



а

Рис.8.39. Таблица істинності (а) і умовне позначення суматора за mod 2

3. Схемотехніка реалізації простих логічних функцій: І, АБО, НЕ

Для виконання логічних операцій з використанням потенціального коду в якості двійкової змінної приймають рівні напруги. Зазначення логічної одиниці "1" можна прийняти високий позитивний потенціал, за значення логічного нуля "0" – нульовий потенціал. Очевидно, до складу логічних схем повинні входити елементи, які мають два стійкі стани, один із яких відповідає логічній "1", а другий – "0". Цю вимогу задовольняють напівпровідникові діоди і транзистори.

Схема АБО на діодах

Схема, що реалізує логічну функцію АБО представлена на рис.8.40.

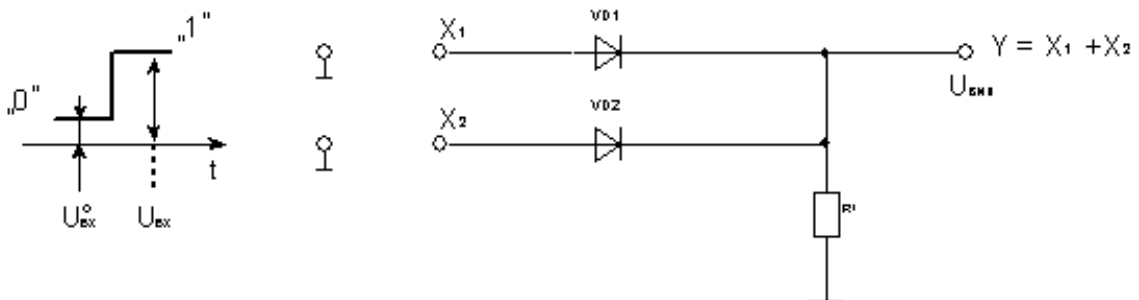


Рис.8.40. Резистивно-діодний елемент АБО

В основу побудови діодних схем АБО положений наступний принцип.

Сигнал логічної одиниці "1", якщо він є хоча б на одному вході, повинен передаватись через відкритий діод на виході і, крім того, забезпечувати закривання тих діодів, на які зі входу поступають сигнали логічного "0".

Якщо на входи X_1 і X_2 поступають сигнали низького рівня (U_{BX1}^0, U_{BX}^0), то діоди **VD1**, **VD2** закриті і на виході отримуємо сигнал низького рівня ($U_{ВИХ}^0$).

Коли сигнал логічної одиниці "1" появиться хоча б на одному вході (X_1), то він передається через відкритий діод (**VD1**) на вихід і закриває другий діод (**VD2**), на анод якого поступає сигнал "0".

Схема І на діодах

На рис.8.41 показана схема І на діодах **VD1**, **VD2**.

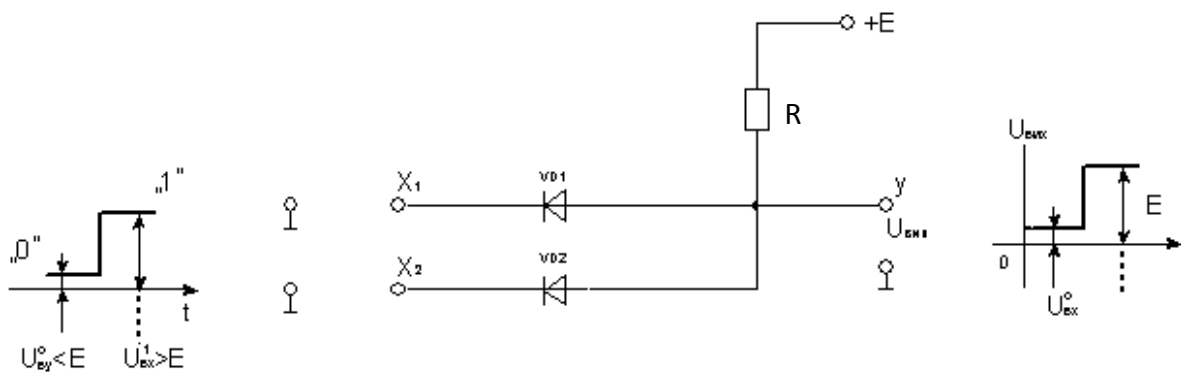


Рис.8.41. Резистивно-діодний елемент І

В основу побудови схеми діодних схем І повинен бути поставлений наступний принцип. Сигнал логічного нуля "0" (якщо він є хоча б на одному вході) повинен передаватись зі входу на вихід через відкритий діод і забезпечувати закривання тих діодів, на які зі входу поступає сигнал логічної одиниці "1". Тільки при цьому схема І виконує своє призначення: на виході появляється сигнал логічної одиниці "1", коли на всіх входах поступають одиничні сигнали.

Будемо вважати, що опір відкритого діода $R_i \ll R$, низький рівень сигналу $U_{BX}^0 < E$, а високий рівень U_{BX}^1 (сигнал "1") перевищує E ($U_{BX}^1 > E$).

Якщо хоча б на одному вході (X_1) діє сигнал "0", то відповідний діод (**VD1**) проводить струм – вся напруга E виділяється на резисторі R , на виході отримуємо сигнал "0".

Коли на входах X_1, X_2 поступає сигнал "1", то всі діоди закриті – коло джерела E стає розімкнутим і через резистор R на вихід передається високий потенціал E ("1").

Логічна схема НЕ.

Схема **НЕ** має один вхід і один вихід. Схема **НЕ** побудована на транзисторі **VT1** (рис.8.42) і являється інвертором: високий потенціал на виході відповідає низькому на вході, низький потенціал на виході – високому на вході.

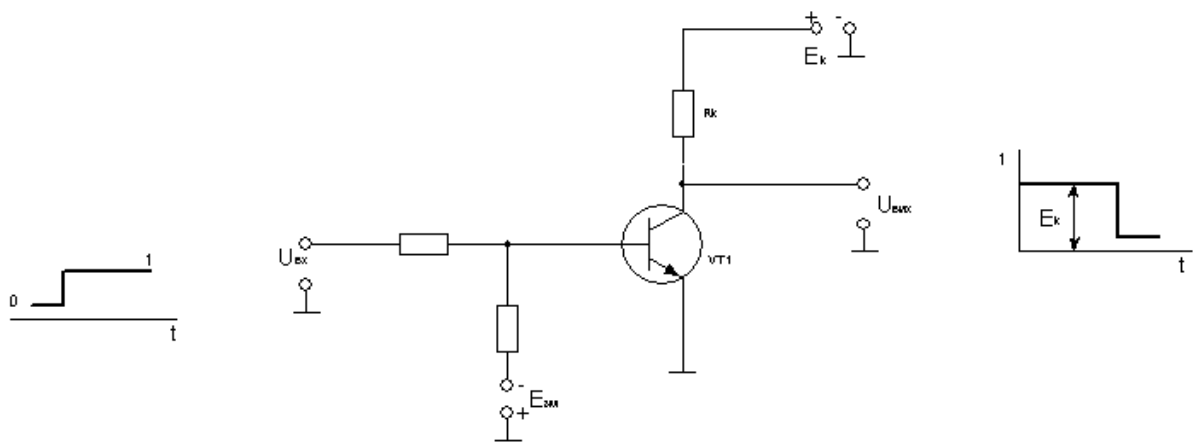


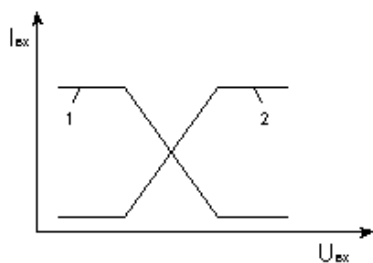
Рис.8.42. Схема інвертора на транзисторі

По елементній базі, на якій виконано логічні елементи, їх розділяють на резисторно-діодні (РДЛ – резисторно-діодна логіка), резисторно-транзисторні (РТЛ), резисторно-діодно-транзисторні (РДТЛ), транзисторно-транзисторні (ТТЛ), емітерно-сполучена логіка (ЕСЛ), логіка на комплементарних МОН – структурах (КМОН) та інші.

4. Характеристики і параметри цифрових ІМС.

До характеристик цифрових ІМС відносяться:

- Вхідні характеристики (рис.8.43) – це залежність вхідного струму $I_{вх}$ ІМС від величини вхідної напруги. $I_{вх} = f(U_{вх})$.



Крива 1 – для ІМС, у яких вхідний струм максимальний при логічному нулеві "0" на вході.

Крива 2 – для ІМС, у яких вхідний струм максимальний при логічній одиниці "1" на вході.

Рис.8.43. Вхідні характеристики ІМС.

- Передавальна характеристика – це залежність $U_{вих} = f(U_{вх})$, якщо $I_{вих} = 0$ (рис.8.44). Її використовують для визначення порогів спрацювання елементів і їх завадостійкості:

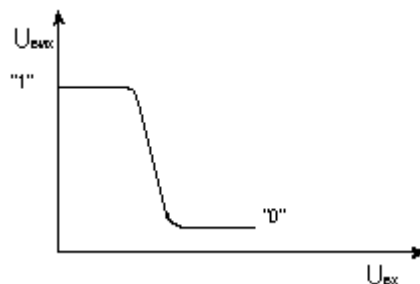


Рис.8.44. Передавальна характеристика логічного елемента

Параметри ІМС

Параметри ІМС розділяють на дві групи: статичні і динамічні.

Статичні параметри характеризують роботу ІМС при статичних **0** або **1** на вході або виході.

До статичних параметрів відносяться:

1. Напруга джерела живлення E_c

2. Вхідні і вихідні напруги логічного нуля і логічної одиниці:

$$U_{\text{вх}}^0, U_{\text{вх}}^1, U_{\text{вих}}^0, U_{\text{вих}}^1.$$

3. Вхідні і вихідні струми логічного нуля і логічної одиниці:

$$I_{\text{вх}}^0, I_{\text{вх}}^1, I_{\text{вих}}^0, I_{\text{вих}}^1.$$

4. Коефіцієнт розгалуження по виходу (K_p) чисельно дорівнює кількості входів аналогічних елементів, якими можна навантажити вихід даного елемента (характеризує навантажувальну залежність ІМС).

5. Коефіцієнт об'єднання по входу ($K_{об}$) показує кількість логічних входів елемента.

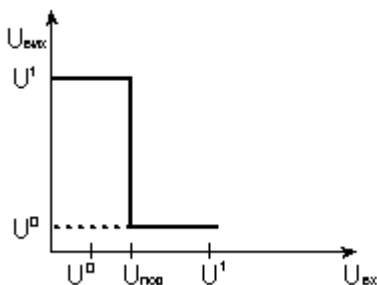
6. Середня споживана потужність від джерела живлення $P_{\text{сп. сер.}}$

$$P_{\text{сп. сер.}} = \frac{P_{\text{сп}}^0 + P_{\text{сп}}^1}{2}$$

де $P_{\text{сп}}^0$ – потужність споживання в стані логічного нуля "0",

$P_{\text{сп}}^1$ – потужність споживання в стані логічної одиниці "1".

7. Завадостійкість оцінюється найбільшою напругою завади $U_{\text{зав}}$, яка діє на вході і не викликає хибного переключення елемента із **1** в **0** або навпаки. Завадостійкість оцінюють по передавальній характеристиці (рис.8.45.).



На рис.8.45. показана ідеалізована передавальна характеристика, у відповідності з якою перемикання елемента із одного стану в інший здійснюється, коли вхідна напруга стає рівною пороговій ($U_{\text{вх}} = U_{\text{пор}}$).

Рис.8.45. Ідеалізована передавальна характеристика ЛЕ

Поки $U_{\text{вх}} < U_{\text{пор}}$, на виході елементалогічна **1** ($U_{\text{вих}} = U^1$), коли $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$, напруга $U_{\text{вих}} = U^0$.

Завадостійкість елемента відповідає різниці вхідних напруг:

$$U^1 - U_{\text{пор}} \text{ (коли } U_{\text{вих}} = U^0) \text{ і } U_{\text{пор}} - U^0 \text{ (коли } U_{\text{вих}} = U^1).$$

Так, якщо прийняти $U^1 = 3,5\text{В}$, $U^0 = 0,2\text{В}$ і $U_{\text{пор}} = 1,5\text{В}$, то завадостійкість складатиме:

$$3,3 - 1,5 = 1,8\text{В (при } U_{\text{вих}} = U^0) \text{ і } 1,5 - 0,2 = 1,3\text{В (при } U_{\text{вих}} = U^1).$$

Динамічні характеристики.

Вони характеризують роботу ІМС в момент переключення із нуля в одиницю, або із одиниці в нуль (рис.8.46.).

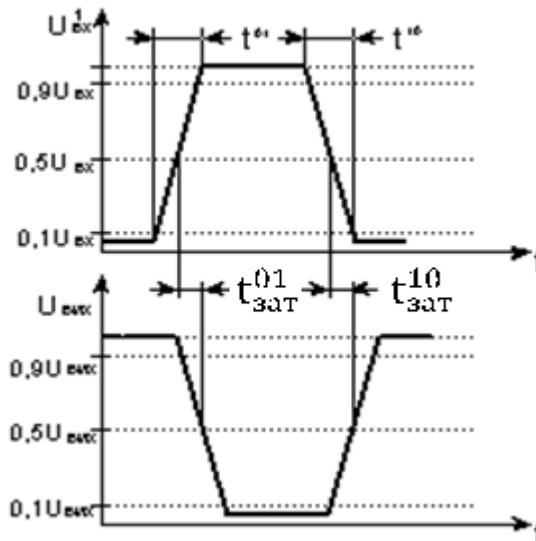


Рис.8.46. Динамічні характеристики ЛЕ

1. Час перемикання із логічного нуля в логічну одиницю t^{01} – це час, за який напруга на вході або виході зростає від **0,1** до **0,9** рівня логічної одиниці.
2. Час перемикання із логічної одиниці в логічний нуль t^{10} .
3. Час затримки поширення сигналу при перемиканні із нуля в одиницю - $t_{зат}^{01}$.
4. Час затримки поширення сигналу при перемиканні із логічної одиниці в логічний нуль - $t_{зат}^{10}$
5. Середній час затримки поширення сигналу, характеризує швидкодію ІМС – $t_{зат.сер.}$

$$t_{зат.сер.} = \frac{t_{зат}^{01} + t_{зат}^{10}}{2}.$$

Тема 8.5: ТРАНЗИСТОРНО-ТРАНЗИСТОРНА ЛОГІКА (ТТЛ)

План

1. Багатоємітерний транзистор.
2. ТТЛ з простим інвертором.
3. ТТЛ з складним інвертором.
4. ТТЛ з відкритим колектором.
5. ТТЛ із Z-станом.
6. Транзисторно-транзисторна логіка з діодами Шотткі (ТТЛШ).

1. Багатоємітерний транзистор

Багатоємітерний транзистор на дискретних елементах не будувався, так як його розробили лише на основі інтегральної схемотехніки.

Виянилось, що для покращення електричних параметрів цифрових мікросхем ДТЛ вигідно замінити матрицю діодів VD1 і VD2 (Рис.8.47) багатоємітерним транзистором.

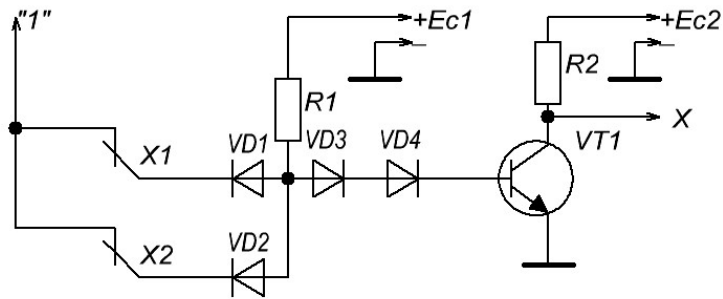


Рис.8.47. Схема І-НЕ ДТЛ

Багатоємітерний транзистор (БЕМТ) – це активний елемент, що об’єднує властивості діодних логічних схем та транзисторного підсилювача. Структура БЕМТ показана на Рис. 8.48.а, а умовно-графічне позначення на Рис.8.48,б.

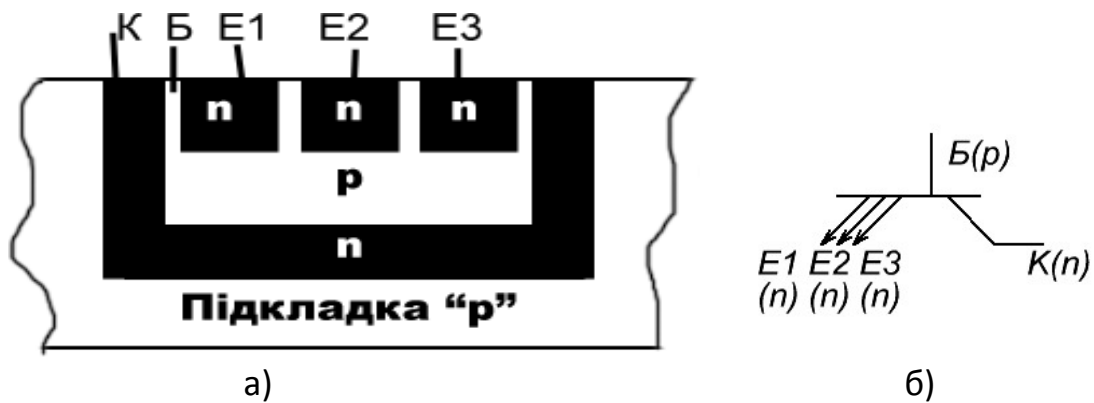


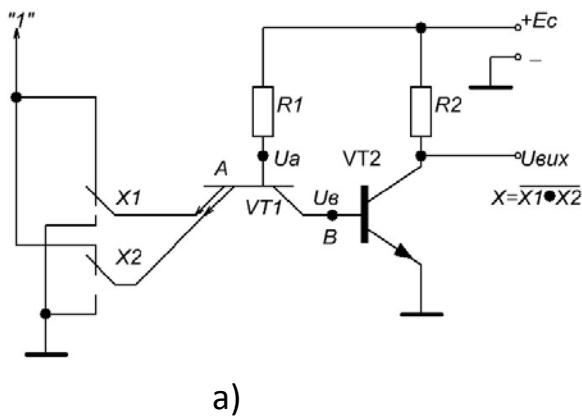
Рис.8.48. Багатоємітерний транзистор: а- структура; б –схемна модель.

Основна структурна відмінність багатоємітерного транзистора від звичайного полягає в тому, що він має декілька емітерів (E1, E2, E3), розміщених таким чином, що пряма взаємодія між ними через роз’єднувальну їх пасивну ділянку бази (Б) майже виключається.

В ТТЛ операцію «І» виконує багатоємітерний транзистор, в якому функцію діодів VD1, VD2 виконують емітерні переходи транзистора, а функцію діода VD3, VD4 виконує колекторний перехід транзистора (див. рис.8.47).

2. Транзисторно - транзисторна логіка з простим інвертором.

На рис.8.49. приведено схему логічного елемента (ЛЕ), що реалізує функцію І-НЕ на базі ТТЛ з простим інвертором (Рис.8.49,б).



X1	X2	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис.8.49. Схема базового елемента І-НЕ ТТЛ з простим інвертором.

Схема складається з багатоемітерного транзистора VT1, простого транзистора VT2, а також резисторів R1 та R2. Транзистор VT1 виконує операцію І над вхідними логічними змінними X1, X2, а транзистор VT2 реалізує функцію «НЕ».

2.1. Принцип роботи схеми.

Роботу схеми ТТЛ проаналізуємо, зробивши припущення:

- 1) р-п переходи база-емітер і база-колектор як і звичайні кремнієві діоди при прямому зміщенні, можна вважати ідеальним діодним ключем. Наприклад, якщо $U_{бе} > 0,7$ В, то ідеальний кремнієвий діод діє як замкнений ключ, послідовно з яким увімкнено джерело напруги $E = 0,7$ В, а при $U_{бе} < 0,7$ В він діє як розімкнений ключ.
- 2) Якщо транзистор знаходиться в режимі насичення, то напруга колектор-емітер $U_{кен} = 0,2$ В.

В схемі ЛЕ база багатоемітерного транзистора VT1 під'єднана через резистор R1, до позитивного полюсу джерела навантаження E_c , його емітери являються входами логічного елемента, а в коло колектора увімкнений емітерно-базовий перехід транзистора VT2.

Якщо входи X1 та X2 логічного елемента перебувають у стані нуля, то це означає, що на них надходять сигнали від насичених вхідних транзисторів попередніх вентилів ($U_{кен} = 0,2$ В.) Отже, якщо $X1=X2=0,2$ В, то емітерні р-п переходи транзистора VT1 відкриті і через них протікає струм по колу: $+E_c$; резистор R1, база-емітер VT1, загальний провід, $-E_c$. Так як напруга прямого зміщення на переході база-емітер VT1 дорівнює 0,7 В, то на базі транзистора в точці А напруга:

$$U_A = 0,2 + 0,7 = 0,9 \text{ В}$$

Цієї напруги недостатньо, щоб відкрити послідовно увімкнуті р-п переходи база-колектор транзистора VT1 і база-емітер транзистора VT2. Транзистор VT2 закритий. На його колекторі є рівень логічної одиниці. Якщо відсутнє навантаження, то $U_{вих} = E_c = 5$ В.

Якщо один із входів перейде в стан логічної одиниці, а другий залишиться в стані логічного нуля, то один із вхідних переходів база-емітер залишиться відкритим і шунтуватиме інший закритий емітерний перехід, тому рівні напруги у схемі не зміняться.

Якщо на обидва входи X1 та X2 транзистора VT1 подати рівні логічної одиниці, то емітерні переходи транзистора VT1 закриються, і стан переходів транзисторів VT1, VT2 зміниться. Напряга на базі транзистора VT1 U_a відносно нульового потенціалу зростає до 1,4 В і відкривається його колекторний перехід. Транзистор VT1 переходить в інверсний режим і забезпечує відкривання транзистора VT2, при цьому струм бази VT1 замикається по колу: $+E_c$, резистор R1, база-колектор VT1, база-емітер VT2, $-E_c$. Транзистор VT2 переходить в режим насичення і вихідна напруга логічного елемента: $U_{вих} = U_{кен} = 0,2$ В.

Недоліком ТТЛ з простим інвертором являється малий коефіцієнт розгалуження.

3. Транзисторно - транзисторна логіка зі складним інвертором.

Схему базового ТТЛ-елемента І-НЕ з потужним вихідним каскадом показано на рис.8.50. Схему складається з багатоемітерного транзистора VT1, простих n-p-n транзисторів VT2, VT3, VT4, а також резисторів R1-R4 і діода VD1. Каскад на транзисторів VT2 представляє собою підсилювач з пара фазним виходом (формує сигнали протилежних полярностей на колекторі та емітері). На транзисторах VT3, VT4 виконаний двотактний вихідний каскад. Транзистор VT4 розрахований на великий робочий струм і має малий час виходу із режиму насичення.

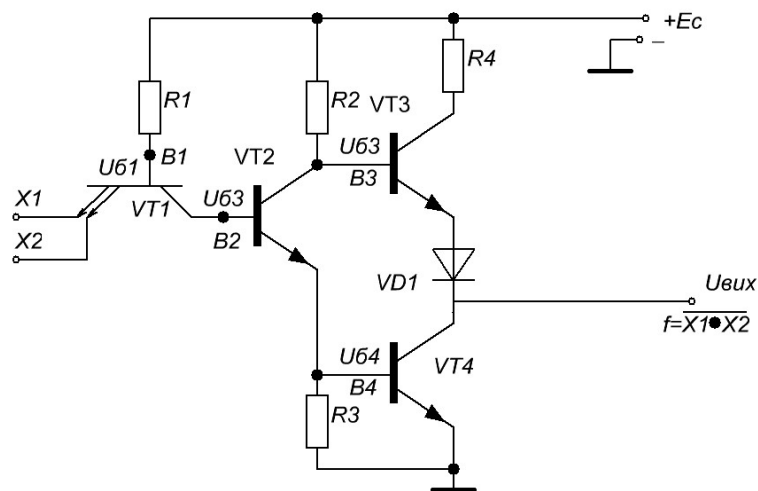


Рис.8.50. Схему стандартного двохходового ЛЕ І-НЕ транзисторно-транзисторної логіки

Якщо на входи X1, X2 багатоемітерного транзистора VT1 подати низький рівень потенціалу $U_{вх} = 0,2$ В (U_{X1}^0, U_{X2}^0), то емітерні переходи транзистора відкриваються і на базі транзистора буде напруга $U_{б1} = 0,9$ В. Між базою VT1 і «землею» ввімкнено три p-n-переходи: база-колектор VT1, база-емітер VT2 і база-емітер VT4. Так як ці переходи ввімкнені послідовно, то напруги $U_{б1} = 0,9$ В замало для їх відкривання. Для того, щоб відкрити ці переходи необхідно забезпечити напругу $U_{б1} = 3 \cdot 0,7 = 2,1$ В. Транзистори VT2 і VT4 закриті, а транзистор VT3 відкритий. Напруга на виході має рівень логічної одиниці. Вихідна напруга в стані логічної одиниці:

$$U_{вих}^1 = E_c - U_{без} - U_{VD1} = 5 - 0,7 - 0,7 = 3,6$$

Н.М. Щупляк. Основи електроніки і мікроелектроніки.

При подачі на обидва виходи X1 і X2 високого рівня потенціалу (U_{X1}^1, U_{X2}^1), оба емітерні переходи транзистора VT1 закриваються і стан транзисторів VT2-VT4 змінюється. Напруга на базі VT1 зростає до $U_{б1} = 2,1 \text{ В}$, що забезпечує відкривання р-n-переходів: база-колектор VT1, база-емітер VT2 і база-емітер VT3. Транзистори VT2 і VT4 перейдуть в насичений стан, і на виході установиться рівень логічного нуля: $U_{вих} = 0,2 \text{ В}$. Діод VD1 забезпечує зміщення рівня відкриття транзистора VT3 та надійне запирання його, якщо $U_{вих} = 0,2 \text{ В}$.

Промисловість випускає декілька різновидів серій ТТЛ. Це стандартні серії 133, K155 (функціональні аналоги серій SN54Н/74Н, розроблені фірмою Texas Instruments), серії з високою швидкістю 130, K131 (функціональні аналоги серій SN54Н/74Н), мікропотужні серії 134 (функціональні аналоги серій SN54Н/74Н).

Значення логічних рівнів, що наводяться нижче, є граничним для стандартних логічних елементів ТТЛ:

$$\begin{aligned} U_{вих}^0 &= 0,4 \text{ В}; & U_{вих}^1 &= 2,4 \text{ В} \\ U_{вх}^0 &= 0,8 \text{ В}; & U_{вх}^1 &= 2,0 \text{ В} \\ & & \text{Напруга живлення } U_c &= 5 \text{ В.} \end{aligned}$$

Для одержання передавальної характеристики $U_{вих} = f(U_{вх})$ (Рис.8.51) входи X1 та X2 об'єднують та подають вхідну напругу. Коли вона збільшиться до рівня $U_{пор1} = 0,7 \text{ В}$ (точка 2) транзистор VT2 починає пропускати струм, але транзистор VT4 ще знаходиться в режимі відсікання. З подальшим збільшенням вхідної напруги до значення $U_{пор2} = 1,4 \text{ В}$ транзистор VT2 відкривається, а транзистор VT3 починає проводити струм (точка 3) і переходить в режим насичення (ділянка 3-4 передавальної х-ки).

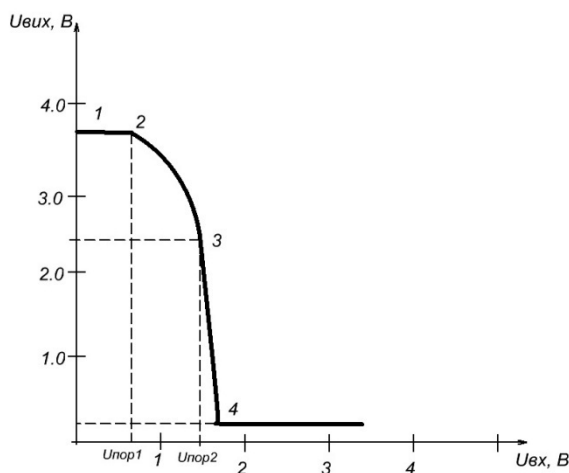


Рис.8.51. Передавальна характеристика ЛЕ І-НЕ

4. Транзисторно-транзисторна логіка з відкритим колектором.

Наступна схема отримала свою назву за рахунок того, що колектор вихідного транзистора не під'єднаний ні до однієї точки схеми. Для забезпечення роботи схеми між виходом і плюсом джерела живлення E_c необхідно під'єднати зовнішній резистор R_n (Рис.8.52)

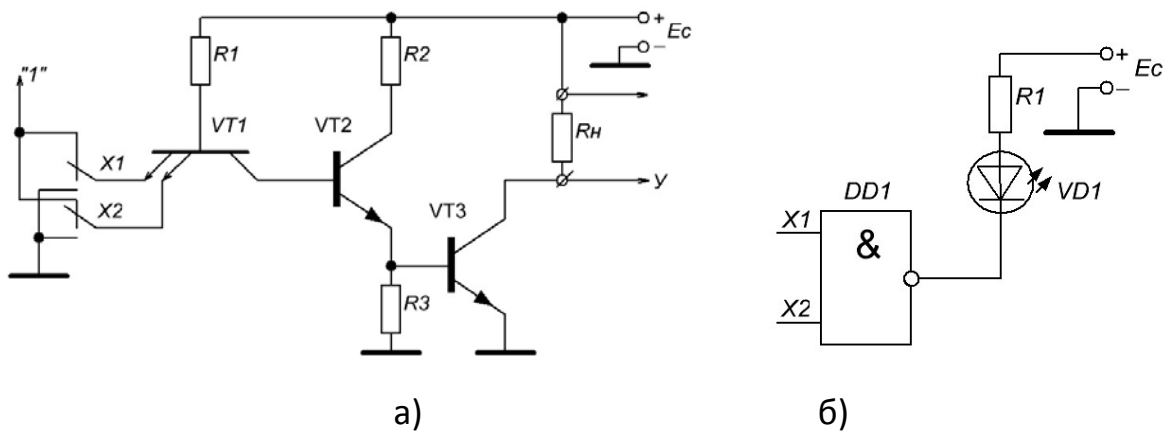


Рис.8.52. ТТЛ з відкритим колектором

ТТЛ з відкритим колектором використовується для під'єднання елементів індикації (Рис.8.52,б)

5. Транзисторно-транзисторна логіка із Z-станом.

Третім, або Z-станом називається заборона прийому інформації, при якому вихідний опір логічного елементу прямує до безмежності, а вихідний струм – до нуля. Схема ЛЕ І-НЕ із Z-станом включає додатковий інвертор DD1, вихід якого через діод VD1 під'єднаний до колектора VT2 (Точка А) стандартної схеми І-НЕ (Рис.8.53)

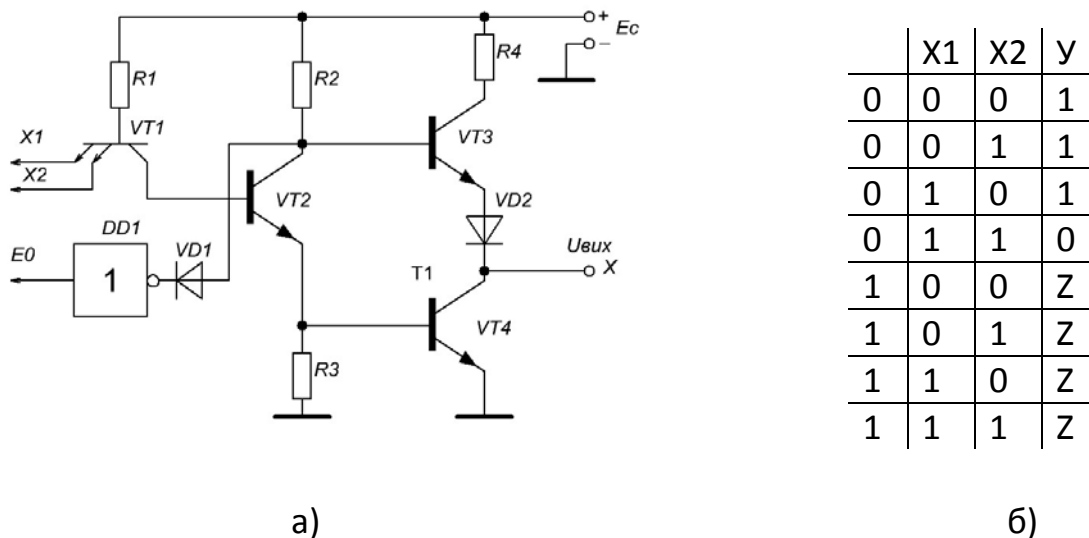


Рис.8.53. Схема ТТЛ із Z-станом

Алгоритм роботи ТТЛ логіки із Z-станом пояснюється таблицею станів (Рис.8.53,б)

Якщо на вхід Е подати логічний нуль, то на виході інвертора DD1 встановиться високий рівень логічної одиниці, діод VD1 закриється, що рівнозначно розриву кола, і схема буде працювати як базовий елемент ТТЛ, що виконує функцію І-НЕ. При подачі на вхід Е логічної одиниці на виході інвертора DD1 буде логічний нуль, і діод VD1 відкриється. В точці А встановиться напруга логічного нуля вихідного

сигналу інвертора DD1. Це приведе до того, що транзистор VT3, закриється. Струм через транзистор VT2, а значить в базі VT4, буде близький до нуля, і транзистор VT4 теж закриється. Таким чином, оба транзистори – і VT3 і VT4 будуть одночасно закриті при будь-яких станах на інформаційних входах X1, X2. Це і є Z-станом схеми.

6. Транзисторно-транзисторна логіка з діодами Шоттки (ТТЛШ).

До недоліків ТТЛ логіки можна віднести велику споживну потужність і невелику швидкодію.

Схему двовходового ТТЛШ вентиля І-НЕ зображено на рис.8.54. Ця схема споживає потужність близько 20 мВт і має затримку передавання сигналу 30 нс. ТТЛШ за схемотехнічним вирішенням майже не відрізняється від базових схем ТТЛ.

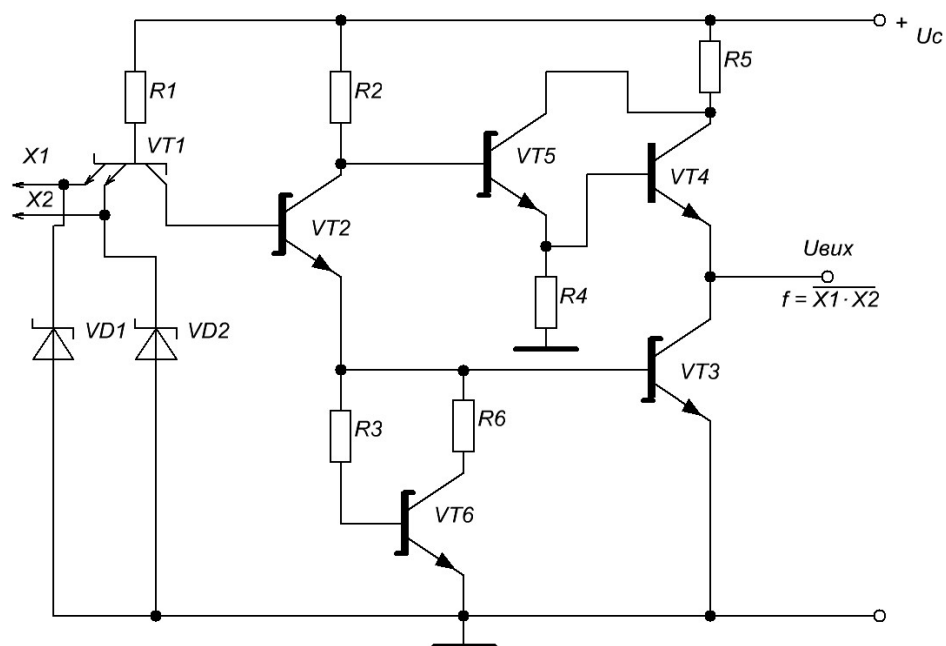


Рис.8.54. Схема елемента І-НЕ ТТЛШ

Особливості схеми:

- 1) Усі транзистори, за винятком VT4, є транзисторами Шоттки. Діоди Шоттки метал-напівпровідник створюються між базою і колектором транзисторів. Вони відкриваються, коли потенціали бази стають вищими від потенціалу колектора на 0,3 В. Тому р-п переходи база-колектор ніколи не можуть бути зміщені у прямому напрямку, транзистори не потрапляють у режим насичення, а накопичений заряд в базі мінімальний.
- 2) Між входами і «землею» ввімкнено діоди Шоттки VD1 і VD2. На високих частотах з'єднувальні провідники поведуться як довгі лінії. Через раптові перепади напруги виникають згасаючі коливання. Діоди VD1 і VD2 відкриваються при вхідній напрузі 0,3 В, розряджають лінію і запобігають подальшим коливанням, а також пробою емітерних переходів.

3) Наявність коректувальної ланки R3, R4, VT4 та вмикання транзисторів VT3 і VT5 за схемою Дарлінгтона (складений транзистор). Ці доповнення покращують параметри схеми: зменшують тривалості $t_{затр.пош}^{01}$ і $t_{затр.пош}^{10}$. Для вентилів ТТЛШ виробники дають такі значення рівнів напруги: $U_{вих}^0 = 0,5$ В (max),

$$U_{вих}^1 = 2,7 \text{ В (min)}, U_{вх}^0 = 0,8 \text{ В (max)}, U_{вх}^1 = 2,0 \text{ В (min)}$$

Напруга живлення $U_c = 5$ В. За рівнем логічного нуля запас завадостійкості дорівнює 0,3 В, а за рівнем логічної одиниці – 0,7 В.

На зміну ТТЛ прийшли ТТЛШ серій 533, К555 із частотою перемикачання до 10 МГц, К1533 (до 30 МГц), 530, 531 (до 80 МГц), К1531 (до 150 МГц). Такі схеми вирізняються значно меншим енергоспоживанням, підвищеною швидкістю і середній час затримки зменшується до 1...4 нс.

Тема 8.6: ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ НА МДН – ТРАНЗИСТОРАХ. ЕМІТЕРНО СПОЛУЧЕНА ЛОГІКА(ЕСЛ)

План

1. Інвертори (електронні ключі) на МДН — транзисторах.
2. Реалізація функції І – НЕ в КМОН – логіці.
3. Реалізація функції АБО – НЕ в КМОН – логіці.
4. Використання ІМС на КМОН — логіці.
5. Емітерно сполучена логіка (ЕСЛ). Перемикач струму.
6. Базовий ЕСЛ елемент АБО/АБО – НЕ

1. Інвертори на МДН – транзисторах.

Властивості, електричні параметри та характеристики інверторів на МДН – транзисторах повністю визначаються властивостями електронних ключів, на яких такі елементи побудовані.

Можна виділити три типи інверторів на МДН – транзисторах:

- з резистивним навантаженням;
- з динамічним навантаженням;
- комплементарній парі транзисторів.

На рис.8.54 приведемо схеми інверторів на МДН – транзисторах

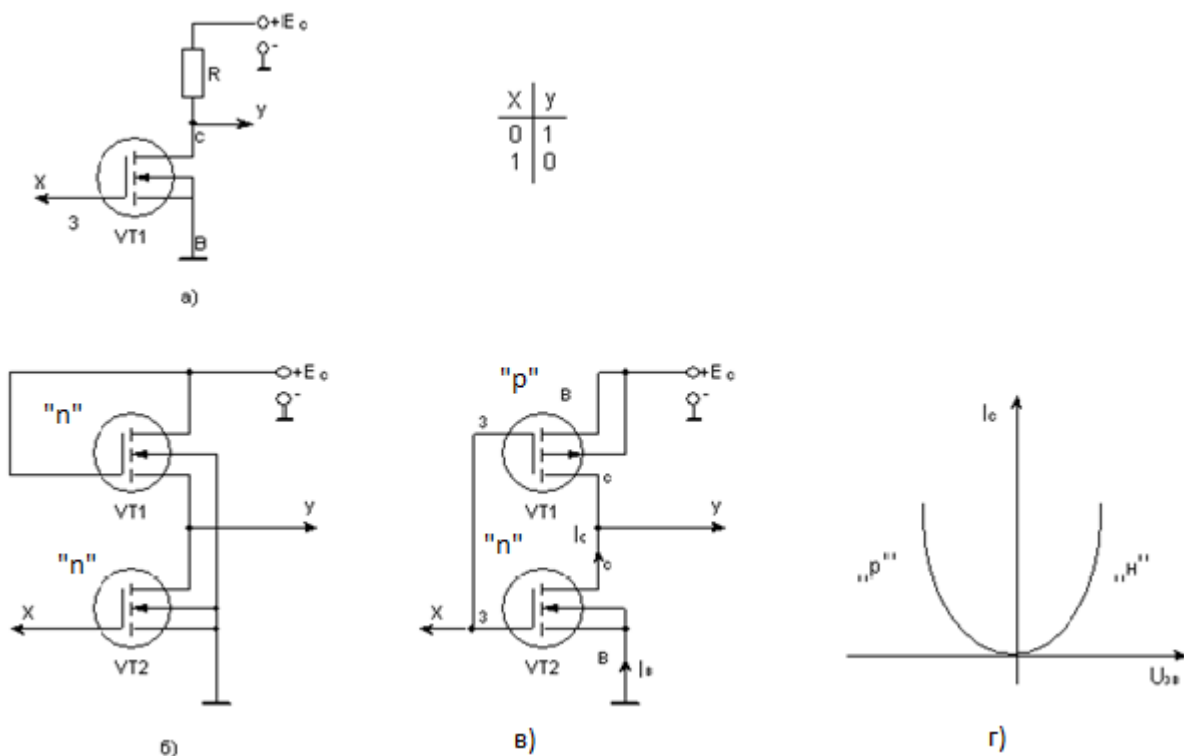


Рис.8.54. Схеми інверторів на МДН – транзисторах:

- а – з резистивним навантаженням; б – з динамічним навантаженням;
- б – комплементарна МОН – пара; в – стокзатворні характеристики МДН – транзисторів із $„p”$ та $„n”$ каналами.

Інвертори представлені на рис.8.54,а практичного використання в інтегральному виконанні не отримали.

В інтегральних мікросхемах роль резистор R виконують МДН транзистори, що дозволяє зменшити площу ключа і відповідно підвищити технологічність мікросхеми. В ключах, показаних на рис.8.54,б,в транзистор $VT1$ являється навантажувальним, а $VT2$ – керуючим. В першому випадку використовуються транзистори з каналами однакової провідності, а в другому випадку з каналами різної провідності (комплементарні транзистори).

Найбільшого поширення отримали комплементарні МОН – пара (КМОН) (рис. 8.54,в). Принцип роботи такого інвертора наступний. Якщо на затвор подати сигнал логічного нуля U_{BX}^1 ($x=0$), то в транзисторі $VT2$ (з каналом $„n”$ типу провідності) канал буде відсутній, а в транзисторі $VT1$ з каналом $„p”$ типу канал буде індукований, так як на затворі відносно витоку буде діяти від’ємна напруга (рис. 8.54,г). Через цей канал вихід Y з’єднається з плюсом джерела живлення $+E_c$, і на виході буде високий рівень логічної одиниці $U_{ВИХ}^1$ ($y=1$).

При подачі на вхід логічної одиниці U_{BX}^1 ($x=1$) канал в транзисторі $VT1$ зникає, а в $VT2$ канал індукується і через цей канал вихід Y з’єднується з нульовим потенціалом загального проводу, а значить на виході буде логічний нуль

$$U_{ВИХ}^0 \quad (y=0).$$

Переваги комплементарної МОН – пари: відсутність резисторів, що дозволяє підвищити степiнь iнтеграції; дуже мале споживання від джерела живлення, так як між плюсом і мiнусом E_c завжди є транзистор з відсутнім каналом.

Недоліки КМОН – пари: низька швидкодiя.

2. Реалізація функції І – НЕ на КМОН – логіці

Базовий логічний елемент, що реалізує функцію І – НЕ на КМОН – логіці показаний на рис.8.55,а.

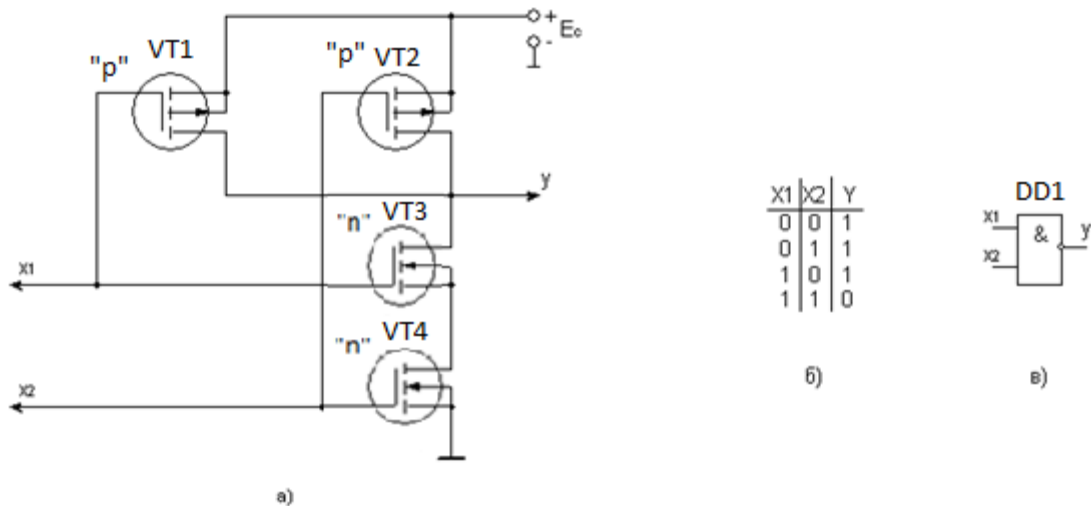


Рис.8.55 Базовий логічний елемент І – НЕ: а – схема електрична на базі комплементарних ключів; б – таблиця істинності; в – умовне графічне позначення.

Для побудови логічних елементів І – НЕ електронні ключі на МДН транзисторах VT3, VT4 об'єднуються в послідовну групу.

Якщо немає вхідних інформаційних сигналів ($U_{ВХ1}^0, U_{ВХ2}^0$), транзистори VT3, VT4 закриті а VT1, VT2 – відкриті. На виході формується високий рівень напруги $U_{ВХ}^1 = +E_c$. Якщо на один з входів подати рівень логічної одиниці ($U_{ВХ}^1$), відповідний транзистор відкриється, але другий залишиться в закритому стані (бо $U_{ВХ}^0$). На виході залишається рівень логічної одиниці ($y=1$).

Тільки за одночасної дії вхідних сигналів $U_{ВХ1}^1$ і $U_{ВХ2}^1$ на обидва входи транзистори VT3 і VT4 (з каналами n типу) перемикаються в режим насичення (відкриваються), транзистори VT1, VT2 закриваються, а вихід Y підключається до загальної шини (до землі). На виході Y формується рівень логічного нуля ($y=0$).

В елементах на КМОН – транзисторах наскрізного струму немає, оскільки транзистори із з'єднаними затворами в статичі завжди знаходяться в протилежних режимах. Тому відкритому режиму n – каналних транзисторів VT3, VT4 послідовної структури відповідає режим відсікання p – каналних транзисторів VT1 і VT2 (оба закриті) паралельної структури і навпаки.

Особливістю логічних елементів на КМОН – ключах є те, що в статичному режимі енергоспоживання від джерела живлення на декілька порядків менше порівняно із самими малопотужними логічними елементами ІМС, ТТЛ і ТТЛШ.

3. Реалізація функції АБО – НЕ на КМОН – логіці

На рис.8.57 приведена схема базового елемента, що реалізує функцію АБО –НЕ

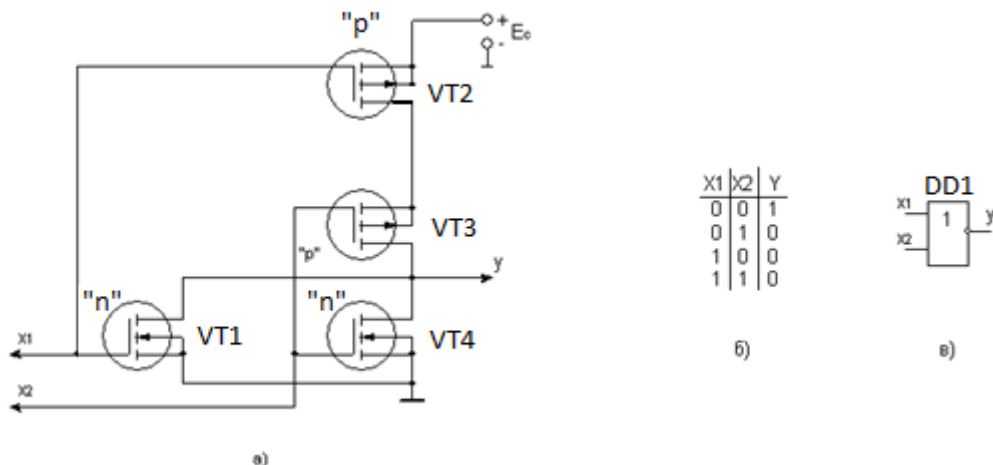


Рис. 8.57 Базовий логічний елемент АБО – НЕ: а – схема електрична; б – таблиця істинності; в – умовне графічне позначення.

Для побудови логічних елементів АБО – НЕ електронні ключі на МДН транзисторах VT1, VT4 об'єднуються в паралельну групу за кількістю входів.

Якщо на обидва входи подані інформаційні рівні логічного нуля ($U_{ВХ1}^0, U_{ВХ2}^0$), то в транзисторах з каналами n – типу канали відсутні (транзистори закриті), а в VT2 і VT3 канали індукуються (транзистори відкриті), і через них вихід Y з'єднаний з плюсом "+" E_c . На виході отримуємо сигнал високого рівня $U_{ВІХ}^1$ ($y=1$).

Якщо хоча би на один із входів подати рівень логічної одиниці ($U_{ВХ}^1$), то у відповідному транзисторі з каналом n– типу індукується канал (транзистор відкривається), і через нього вихід Y з'єднується зі спільним виводом (землею). На виході схеми формується сигнал логічного нуля ($y=0$).

4. Використання ІМС на КМОН – логіці

Основна область використання мікросхем типу КМОН – це цифрові пристрої невисокої швидкодії з обмеженим енергоресурсом. Швидкодія КМОН мікросхем характеризується частотою перемикань до 3 мГц, а середня тривалість затримки поширення становить 160...200 нс. При цьому потужність, що споживається на один вентиль, становить десяті частки мілівата.

Найповніший функціональний склад мають мікросхеми серії К561, 564, К176. Мікросхеми цих серій зберігають працездатність у разі, якщо напруга живлення змінюється від 3 до 15В (окрім 176 серії), що дозволяє суттєво знизити вимоги до джерела живлення відносно їх потужності та якості фільтрації. МДН – структури забезпечують значне зменшення маси і розмірів цифрових пристроїв.

Для формування структур метал – діелектрик – напівпровідник (МДН) у сучасних приладах широко використовують кремній, а як діелектрик – його оксид. Тому використовують позначення "МОН - структури", а в довідниках і технічній літера-

турі вживають термін "логічні елементи на МОН – транзисторах або КМОН - транзисторах".

5. Емітерно сполучена логіка (ЕСЛ). Перемикач струму.

Інтегральні логічні елементи на основі ЕСЛ стали способом підвищення швидкодії ключів на БТ.

Основу ЕСЛ складає перемикач струму. Такий каскад призначений для перемикання струму із одного кола в друге. Схема перемикача струму (рис.1) складається із двох ідентичних транзисторів VT1, VT2 із сполученими емітерами, резисторів R_{k1} , R_{k2} , R_e . Схема ЕСЛ збігається зі схемою диференціального підсилювача. Якість перемикача струму визначається симетрією плечей, що досягається інтегральною технологією (транзистори VT1 і VT2 ідентичні, $R_{k1} = R_{k2}$).

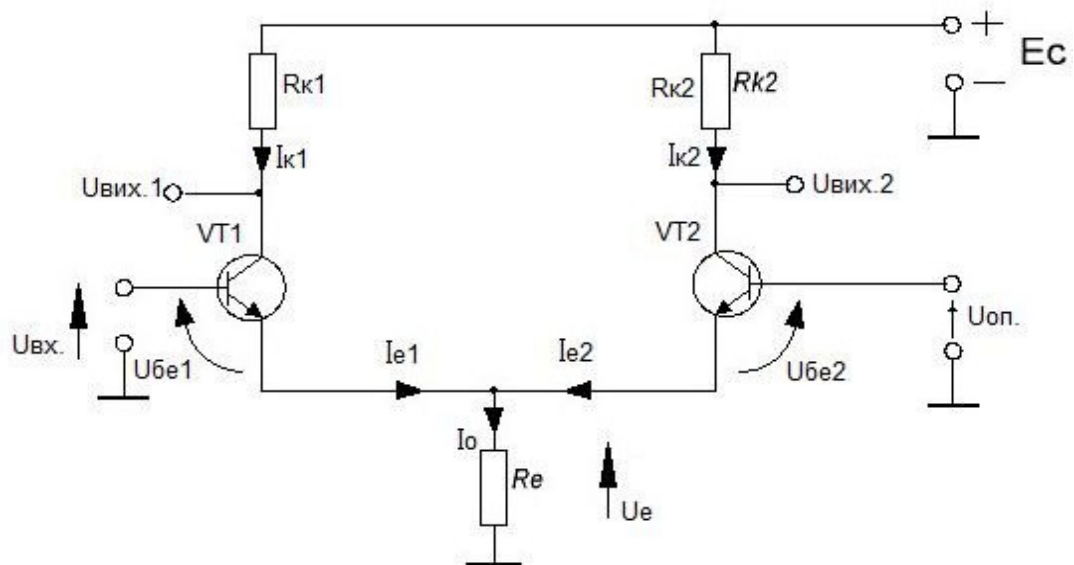


Рис.8.58. Схема перемикача струму.

В перемикачах струму не використовують генератори стабільного струму. Струм I_0 задають резистором R_e .

Потенціал бази VT2 фіксують додатковим джерелом живлення, значення напруги якого вибирають із співвідношення рівнів інформаційного сигналу на вході $U_{оп} = 0,5(U_1 + U_1')$. При зміні напруги $U_{вх}$ струм I_0 в емітерному колі перемикається із транзистора VT1 в коло транзистора VT2 і навпаки. Напруга на емітерах U_e повторює більшу із двох напруг: $U_{оп}$ і $U_{вх}$.

Залежно від співвідношення напруг вхідного сигналу і рівня постійної напруги на базі транзистора VT2 ($U_{вх}$ і $U_{оп}$) розрізняють три випадки:

1) Якщо $U_{вх} = U_{оп}$. Обидва транзистори знаходяться в однаковому стані (відкриті), а тому струми і напруги в плечах схеми відповідно однакові: $I_{k1} = I_{k2}$; $I_{e1} = I_{e2} = 0,5I_0$, $U_{вих1} = U_{вих2}$. Загальний струм $I_0 = I_{e1} + I_{e2}$. Схема перемикача струму являє собою міст до однієї діагоналі якого вмикають напругу джерела живлення $+E_c$, а з другої діагоналі знімають сигнал (з колекторів VT1 і VT2). Коли $I_{e1} = I_{e2}$, міст зрівноважений, транзистори знаходяться в активному режимі і створюють

підсилювальний каскад з емітерним зв'язком та симетричним виходом. Такий стан є нестійкий. Внаслідок різних флуктуацій напруга на вході стає меншою або більшою $U_{оп}$. При цьому схема переходить в один із стійких станів.

2) Якщо $U_{вх}^1 > U_{оп}$. Транзистор VT1 починає відкриватися, що приводить до збільшення струму I_{e1} , а відтак і збільшення I_o та спаду напруги U_e . Приріст напруги U_e приводить до зменшення напруги U_{be2} (так як $U_{оп} = const$) і транзистор VT2 закривається. Процес змінювання струмів триває доти, поки I_{e1} досягне значення I_o . Це буде тривалий стан і струм I_o перемкнеться в коло транзистора VT1.

3) Якщо $U_{вх}^2 < U_{оп}$. Струм I_{e1} зменшується, а струм I_{e2} зростає, аж поки не стане дорівнювати I_o . При цьому транзистор VT1 закриється, а транзистор VT2 відкритий і через нього протікає струм I_o . Такий стан стійкий і струм I_o перемикається в коло транзистора VT2.

Перемикання струму за допомогою БТ у такій схемі супроводжується накопиченням та розсмоктуванням носіїв заряду. Транзистори в схемах перемикача струму працюють в активному режимі і режимі відсікання, що забезпечує високу швидкодію.

6. Базовий ЕСЛ елемент АБО/АБО-НЕ.

Схему двохвходового логічного елемента ЕСЛ зображено на рис. 8.59. Емітери транзисторів VT1, VT2, з'єднані з емітером транзистора VT3. Потенціал бази транзистора VT4 зафіксований на рівні $U_{оп} = -1,2V$ за допомогою джерела опорної напруги, зібраного на транзисторі VT4 який виконує функцію емітерного повторювача. Подільник напруги, який складається із резисторів R5, R6 і діодів VD1, VD2 забезпечує постійну напругу на базі транзистора VT4, а значить, струм через нього також буде постійним і спад напруги на резисторі R4 буде постійним. Ця напруга і подається на базу транзистора VT3 як опорна. Діоди VD1, VD2 призначені для температурної стабілізації схеми.

На виході схеми використовуються два емітерні повторювачі на транзисторах VT5, VT6. Це дозволяє підвищити швидкодію ЕСЛ за рахунок прискорення заряду ємності навантаження.

Схема ЕСЛ підключається негативної напруги джерела живлення $U_c = 5,2V \pm 5\%$. Колекторні кола заземляються. Це забезпечує більшу завадостійкість.

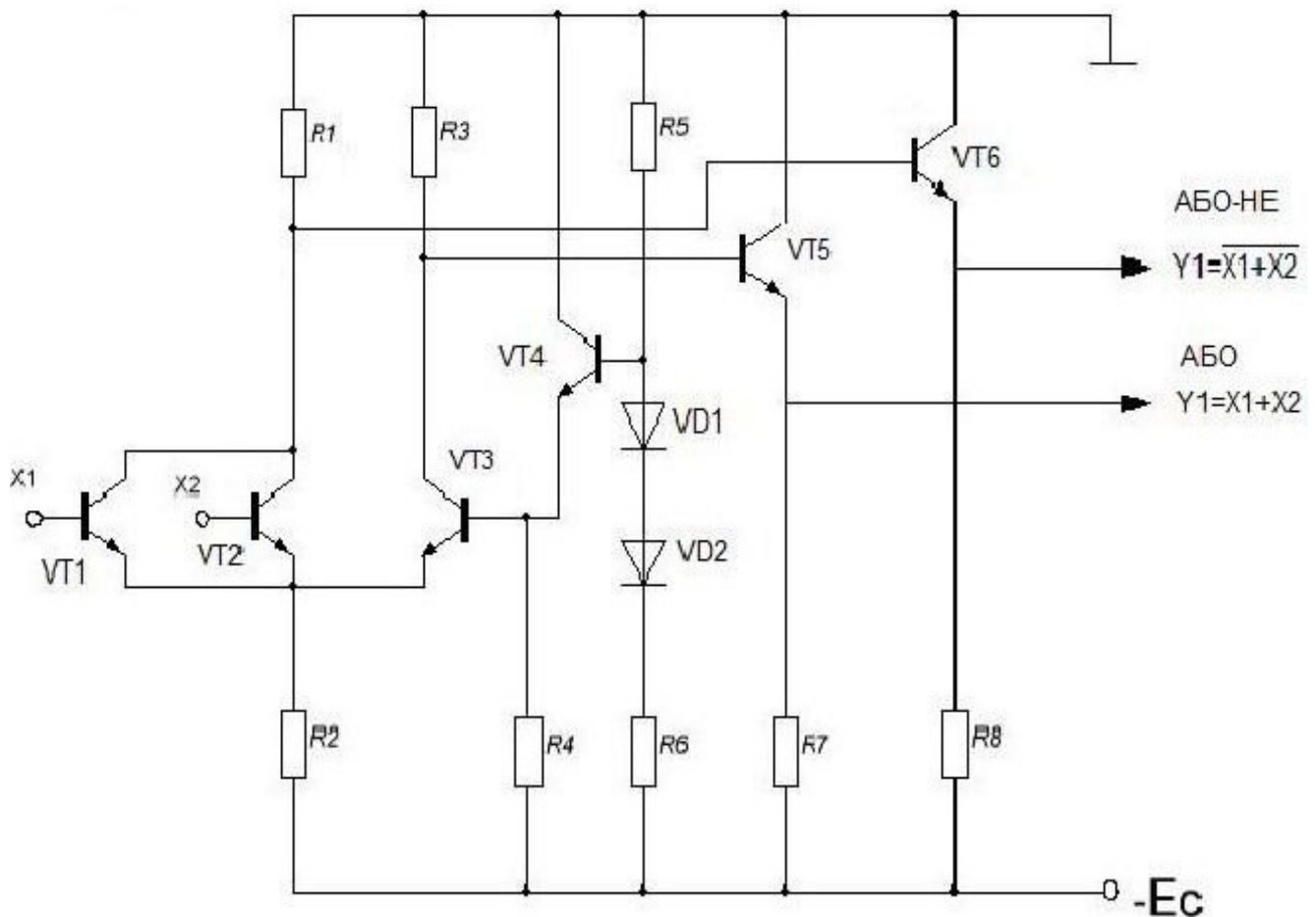


Рис 8.59. Схема логічного елемента АБО/АБО-НЕ

Якщо вхідні змінні X_1 або X_2 мають рівні логічного нуля "0", то транзистори VT_1, VT_2 знаходяться в режимі відсікання. Тому на колекторах цих транзисторів, а відтак і на виході емітерного повторювача на транзисторі VT_6 формується рівень логічної одиниці. Транзистор VT_3 відкритий і на виході другого емітерного повторювача на VT_5 формується рівень логічного нуля. Це інвертований сигнал.

Якщо на вході X_1 або X_2 , або на обох входах одночасно діятиме рівень логічної одиниці "1", то стан перемикачів змінюється — транзистор VT_3 закривається. На виході АБО формується рівень логічного нуля. Отже, на виході логічного елемента реалізується функція АБО і функція АБО — НЕ .

Для елементів ЕСЛ виробник гарантує наступні значення логічних рівнів:

$$U^1 = -(0,7 \dots 0,95) \text{ В}$$

$$U^0 = -(1,5 \dots 1,9) \text{ В}$$

Напруга живлення: $E_c = -5,2 \text{ В} \pm 5\%$.

Типове значення затримки передавання сигналу для вентилів ЕСЛ становить 1нс, частота перемикачів понад 2000Гц, але при цьому споживають значну потужність і характеризуються низькою завадостійкістю.

На базі елементів ЕСЛ побудовані ІМС серій К100, К193, К500, К570, К1500 та інші.

Тема 8.7: Генератори прямокутних імпульсів

План

1. Загальні відомості.
2. Основна схема автоколивального мультівібратора на транзисторах. Основні параметри коливань мультівібратора.
3. Мультівібратор на ОП.
4. Мультівібратори на логічних елементах.

1. Загальні відомості

Мультівібратори – це релаксаційні автогенератори прямокутної форми (multum – багато і vibro – коливань; релаксаційний – такий, що різко відрізняється від синусоїдного).

Мультівібратори можуть працювати у трьох режимах:

- автоколивальному;
- очікуючому;
- режимі синхронізації.

В автоколивальному режимі мультівібратор має два квазісталіх (нестійких) стани рівноваги і переходить із одного стану в інший самочинно під впливом внутрішніх перехідних процесів. У такому режимі мультівібратор використовується як генератор прямокутних імпульсів напруги.

В очікуючому режимі мультівібратор має один сталий і один квазіскотосний стани рівноваги. Як правило, він знаходиться у сталому стані і переходить до квазісталого під дією зовнішнього електричного сигналу. Час перебування у квазісталому стані визначається внутрішніми процесами в схемі мультівібратора. Такі мультівібратори використовуються для формування імпульсів напруги заданої тривалості або для затримки імпульсів на визначений час. Мультівібратори, що працюють в очікуючому режимі, називаються **одновібраторами**.

Режим синхронізації особливий тим, що мультівібратор працює в автоколивальному режимі, але перехід із одного стану в інший забезпечується зовнішніми синхронізуючими імпульсами напруги. В такому режимі частота коливань мультівібратора практично не залежить від дестабілізуючих факторів, які впливають на його елементи. Використовуються такі мультівібратори для створення генераторів стабільної частоти і при керуванні складеними електричними приладами (наприклад синхронізація електричного осцилографа).

2. Основна схема автоколивального мультівібратора на транзисторах. Основні параметри коливань мультівібратора

Схема автоколивального мультівібратора представлена на рис.8.60 Мультівібратор представляє собою двокаскадних резистивний підсилювач, в якому вихід першого каскаду зв'язаний через RC ланку з входом другого каскаду, а вихід другого – аналогічною ланкою із входом першого. Така схема називається схемою з колекторно-базовим зв'язками.

Якщо транзистори, конденсатори і резистори в обох плечах (каскадах) однакові, то мультивібратор називається симетричним.

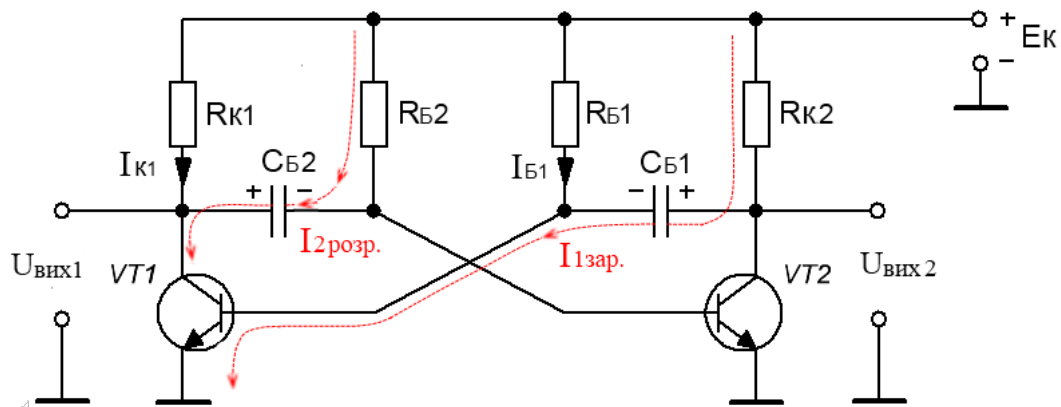


Рис.8.60. Мультивібратор з колекторно-базовим зв'язками

Симетрія схеми забезпечується тим, що задають $R_{k1}=R_{k2}$ та $R_{б1} = R_{б2}$ (вони призначені для забезпечення насиченого стану транзисторів VT1, VT2), $C_{б1} = C_{б2}$ (забезпечує зв'язок між каскадами). Параметри транзисторів повинні бути повністю ідентичними.

Неможливість реально забезпечити абсолютну симетрію і наявність позитивного зворотного зв'язку призводить до того, що після подачі напруги живлення один із транзисторів повністю відкривається, а другий – закривається. Отже, мультивібратор має два квазістабільні стани: 1 – транзистор VT1 відкритий, а VT2 – закритий; 2 – транзистор VT2 відкритий, а VT1 – закритий.

На рис.8.61 показані часові діаграми роботи мультивібратора.

Нехай, початковий стан мультивібратор такий: VT1 відкритий, а VT2 – закритий. Тоді в мультивібраторі проходять наступні фізичні процеси:

- 1) через VT1 і $R_{к1}$ від «+» E_k протікає колекторний струм насичення $I_{к1}$;
- 2) через $R_{б1}$ і базно-емітерний перехід VT1 протікає струм бази $I_{б1}$, який утримує VT1 в режимі насичення (маємо схему зміщення з фіксованим струмом бази);
- 3) конденсатор $C_{б1}$ заряджається струмом $I_{1зар}$ по колу: «+» E_k , базно-емітерний перехід VT1, «-» E_k .

4) Конденсатор $C_{б2}$ заряджений до напруги E_k (у попередньому такті роботи схеми) із вказаною на схемі полярністю, причому через VT1 (замкнений ключ) підімкнений до нульової точки, за рахунок чого через нього протікає струм $I_{2розр}$ від «+» E_k через $R_{б2}$. Цей струм намагається перезарядити $C_{б2}$ від напруги «-» E_k до напруги «+» E_k , при цьому від'ємна напруга з $C_{б2}$ подається на базу VT2 відносно емітера і утримує транзистор в закритому стані (ключ розімкнутий);

5) процес перезарядки конденсатора $C_{б2}$ триває доти, доки напруга на ньому не перетне нульового рівня і не стане вищою за порогову напругу базно-емітерного переходу транзистора VT2, ($U_{BE} = 0,6V$), після чого потече базовий струм VT2 і він почне відкриватися;

б) через VT2, що перейшов у активний режим, конденсатор $C_{Б1}$ обкладкою «+» підмикається до нульової точки і від'ємна напруга з $C_{Б2}$ подається на базу VT1, закриваючи його;

7) як тільки VT1 починає закриватися, збільшується додатня напруга на його колекторі і починає заряджатися $C_{Б2}$ від E_K через R_{K1} і базо-емітерний перехід VT2, за рахунок чого останній відкривається ще більше – включається позитивний зворотний зв'язок: розвивається лавиноподібний процес, по закінченні якого VT1 повністю закривається, а VT2 відкривається і мультивібратор переходить до свого другого квазісталого стану.

Далі процеси в схемі протікають аналогічно, тільки тепер заряджається $C_{Б2}$, а перезаряджається $C_{Б1}$.

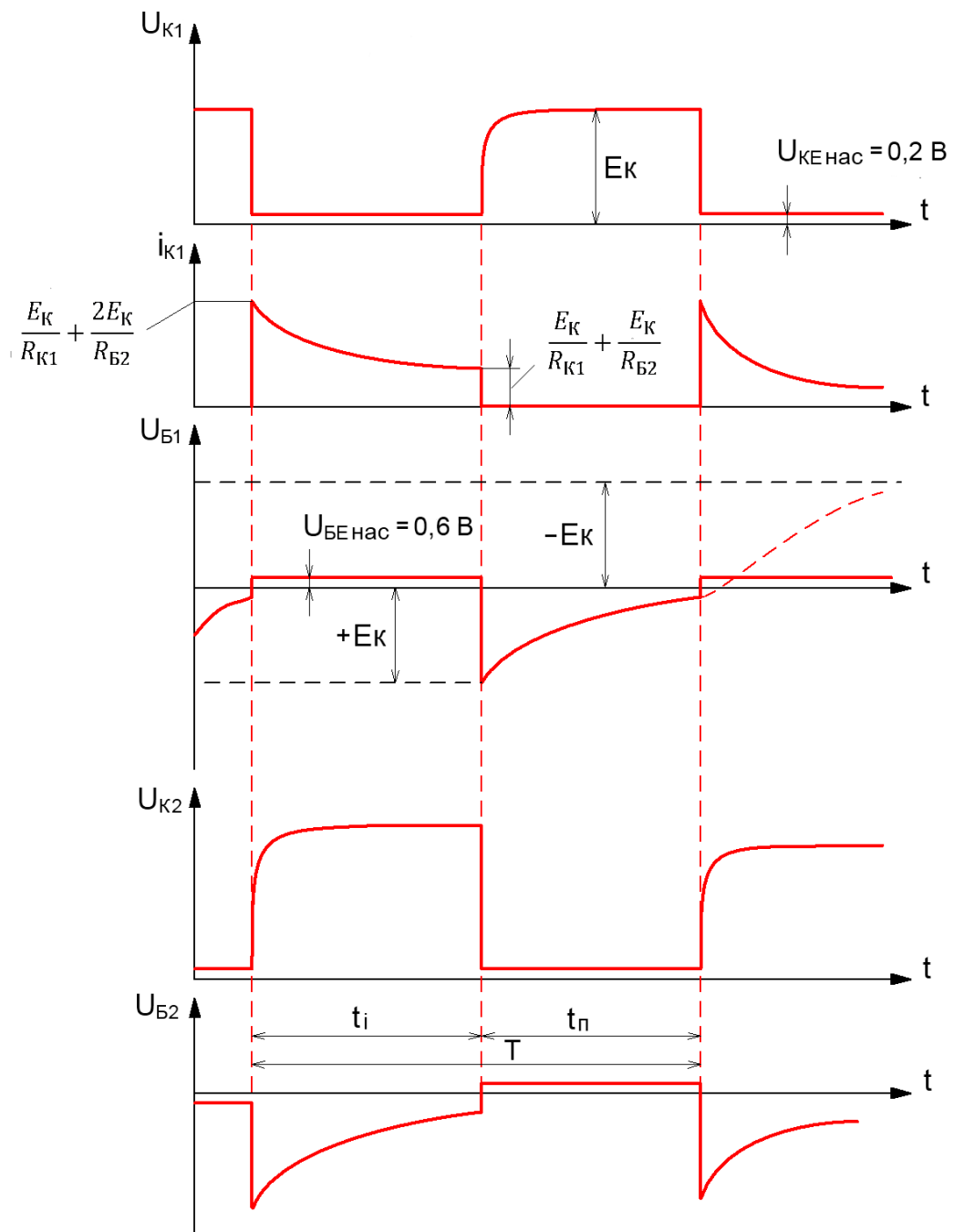


Рис.8.61. Часові діаграми роботи мультивібратора

Умови працездатності схеми симетричного мультівібратора:

$$R_{k2}C_{B1} < R_{k2}C_{B2}; R_{k1}C_{B2} < R_{B1}C_{B1};$$

$$R_{k1}\beta_1 \geq R_{B1}; R_{k2}\beta_2 \geq R_{B2}$$

Тривалість імпульсів, що знімаються з колекторів транзисторів VT1 або VT2:

$$t_1 \approx 0,7R_{B1}C_{B2}; \quad t_2 = 0,7R_{B2}C_{B1} \quad (8.41)$$

Період імпульсної послідовності: $T = t_1 + t_2$

Для симетричної схеми: $T \approx 1,4RC$, (8.42)

$$\text{де } R = R_{B1} = R_{B2}; C = C_{B1} = C_{B2};$$

Коефіцієнт заповнення і шпаруватість для симетричного мультівібратора:

$$\gamma = \frac{t_i}{T} = 0,5q = 1/y = 2$$

Недоліком розглянутої схеми є значно спотворений передній фронт імпульсів (він являє собою експоненту). Це відбувається тому, що вхідний сигнал мультівібратора знімається з транзисторного ключа і паралельно під'єднаного до нього конденсатора, що заряджається.

Так як причиною спотворення фронтів імпульсів є процес заряд конденсаторів, то відключаючи колектори транзисторів від кіл заряду конденсаторів, можна покращити якість імпульсів. Для цього в схему мультівібратора необхідно ввести допоміжні ключі – діоди VD1 і VD2 як це показано на рис.8.62.

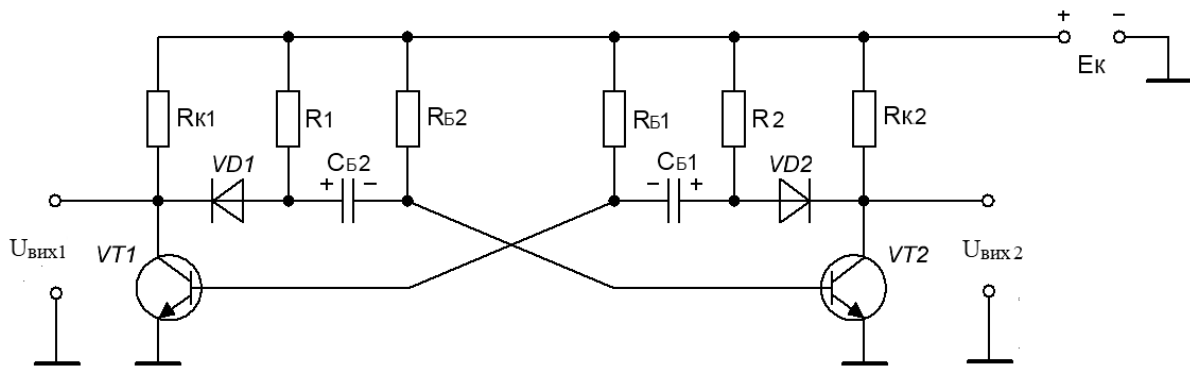


Рис.8.62. Мультівібратор з коректуючи ми діодами

Для створення кіл заряду конденсаторів тут введено резистори R1 і R2. У результаті діодні ключі відтинають кола заряду від колекторів на час заряду. Перезаряджати конденсаторам діодні ключі не заважають.

3. Мультівібратор на ОП

На рис.8.63 приведено схему мультівібратора на ОП, а часові діаграми – на рис.8.64.

Принцип роботи мультівібратора на ІМС операційного підсилювача оснований на тому, що при зміні знаку різниці вхідних напруг ($U^{(+)} - U^{(-)}$), ОП стрибком переходить від $U_{нас}^{+}$ до $U_{нас}^{-}$ і навпаки.

ОП працює як компаратор, порівнюючи величини напруг, що подаються на його інвертуючий та неінвертуючий входи.

Автоколивальний режим забезпечується позитивним зворотним зв'язком, що охоплює ОП з виходу на неінвертуючий вхід дільником R_1, R_2 .

Резистори R_1 і R_2 представляють подільник напруги, з якого частина вхідної напруги подається знову на вхід (+). При $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^+$ (рис. 8.64.) ця напруга зворотного зв'язку називається верхньопороговою напругою $U_{\text{пв}}$. Величина її визначається за формулою

$$U_{\text{пв}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{\text{нас}}^+ \quad (8.43)$$

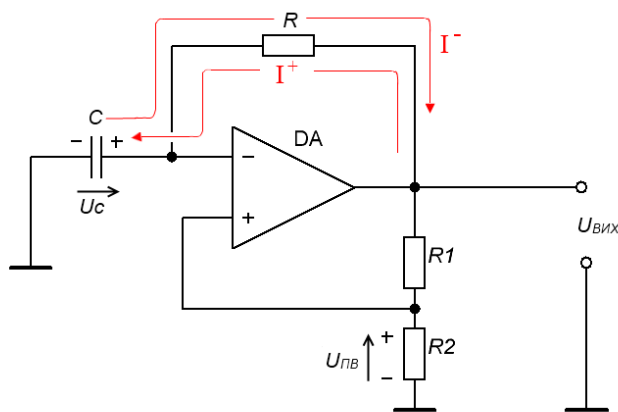


Рис.8.63. Мультивібратор на ОП

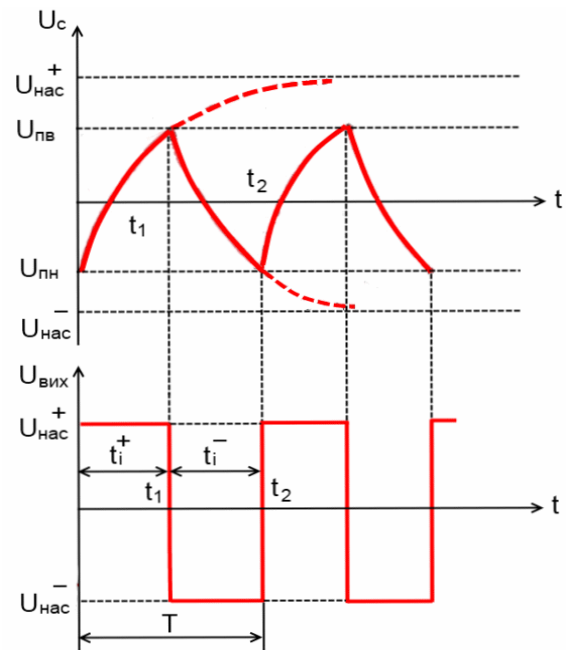


Рис.8.64. Часові діаграми роботи мультивібратора на ОП

Резистор R створює коло від'ємного зворотного зв'язку, під'єданого до входу (-). Коли $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^+$, струм I^+ проходить через R , заряджаючи конденсатор C . До тих пір поки напругу на конденсаторі U_c залишається нижчою $U_{\text{пв}}$, на виході зберігається напруга $U_{\text{нас}}^+$.

В момент заряду конденсатора (t_1) до величини U_c , дещо більшою за $U_{\text{пв}}$, напруга на вході (-) стає додатною в порівнянні до напруги на вході (+). При цьому вихід схеми перемикається від рівня $U_{\text{нас}}^+$ до $U_{\text{нас}}^-$. На вході (+) буде підтримуватися від'ємний по відношенню до землі потенціал, так як напруга зворотного зв'язку в цьому випадку від'ємна і рівна:

$$U_{\text{пв}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{\text{нас}}^- \quad (8.44)$$

В момент перемикання виходу схеми в стан $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^-$ початкова напруга на конденсаторі рівна $U_{\text{пв}}$ (рис.8.64). Тепер через конденсатор буде протікати струм I^- , яким конденсатор буде розряджатися до 0В і перезаряджати його до $U_{\text{пн}}$. Коли U_c стає дещо більш від'ємною, ніж напруга зворотного зв'язку $U_{\text{пн}}$, схема перемикається знову до $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^+$ (момент t_2).

При цьому схема повертається в початковий стан, причому конденсатори С має початковий заряд, рівний $U_{\text{пн}}$. Конденсатор буде розряджатися від $U_{\text{пн}}$ до 0В і перезаряджатися знову до $U_{\text{пв}}$, після чого процес повторюється.

При визначенні тривалостей t_i^+ і t_i^- вихідних імпульсів необхідно врахувати, що за час t_i^+ напруга U_c змінюється від $U_{\text{пн}}$, прямує до $U_{\text{НАС}}^+$ і досягає рівня $U_{\text{пв}}$, а за час t_i^- – змінюється від $U_{\text{пв}}$, прямує до $U_{\text{НАС}}^-$ і досягає рівня $U_{\text{пн}}$. У вказані проміжки часу напруги на конденсаторі С міняються наступним чином:

$$U_c = (U_{\text{пн}} + U_{\text{НАС}}^+) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - U_{\text{пн}} \quad (8.45)$$

$$U_c = (U_{\text{пв}} + U_{\text{НАС}}^-) e^{-\frac{t}{\tau}} - U_{\text{НАС}}^-, \quad (8.46)$$

де $\tau = RC$ - постійна часу;

$U_{\text{НАС}}^-$ - абсолютне значення напруги.

Протягом часу $t = t_i^+$ ($t = t_i^-$) після початку зарядки (розрядки) конденсатора, напруга U_c рівна $U_{\text{пв}}$ ($U_{\text{пн}}$). З врахуванням цього (і замінюючи натуральний логарифм на десятковий)

Із виразів (8.45) та (8.46) отримаємо:

$$t_i^+ = 2,3\tau \lg \frac{U_{\text{НАС}}^+ + U_{\text{пн}}}{U_{\text{НАС}}^+ - U_{\text{пн}}}; \quad t_i^- = 2,3\tau \lg \frac{U_{\text{НАС}}^- + U_{\text{пн}}}{U_{\text{НАС}}^- - U_{\text{пн}}},$$

де $U_{\text{НАС}}^+$ - абсолютне значення напруги.

Період коливань: $T = t_i^+ + t_i^-$. Якщо $|U_{\text{НАС}}^-| = U_{\text{НАС}}^+ = U_{\text{НАС}}$, то

$$t_i^+ = t_i^- = 2,3\tau \lg \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \quad (8.47)$$

$$T = 4,6\tau \lg \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \quad (8.48)$$

Або через натуральний логарифм :

$$T = 2RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (8.49)$$

Тривалість фронтів вихідних імпульсів в мультивібраторі залежить від граничної швидкості V наростання вихідної напруги вибраної ІМС:

$$t_P^+ \approx U_{\text{НАС}}^+ / V; \quad t_P^- \approx U_{\text{НАС}}^- / V, \quad (8.50)$$

де V - виражена в основних одиницях (В/С)

4. Мультивібратори на логічних елементах

Принцип роботи мультивібраторів на логічних інтегрованих цифрових мікросхемах (ІМС) базується на процесах, зв'язаних із зарядом і розрядом конденсаторів. В якості часозадаючої ланки використовується двох-конденсаторна мостова схема (рис.8.65) з перезарядом конденсатора відносно нульового рівня вихідної напруги логічного елемента (ЛЕ).

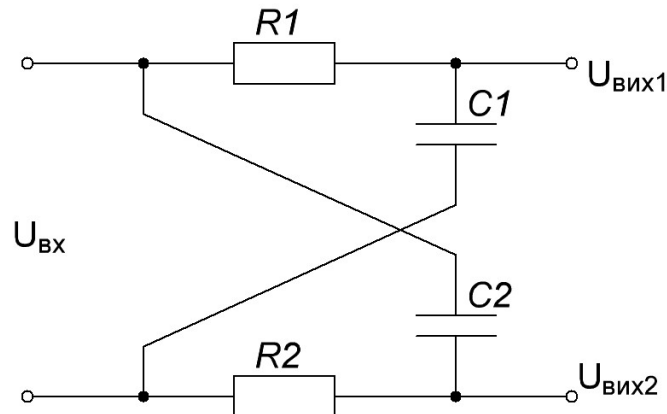


Рис.8.65. Схема часозадаючої ланки для отримання часових інтервалів.

Вихідним каскадом цифрової ІМС І-НЕ, а також АБО-НЕ являється підсилювач (інвертор). Це дає можливість побудувати на таких елементах мультивібратор, аналогічний мультивібратору на транзисторах. За рахунок позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ) в схемі розвивається лавиноподібний процес і перехід вихідної напруги з одного рівня на інший проходить з великою швидкістю.

4.1. Автоколивальний мультивібратор

Схема автоколивального мультивібратора приведена на рис.8.66,а.

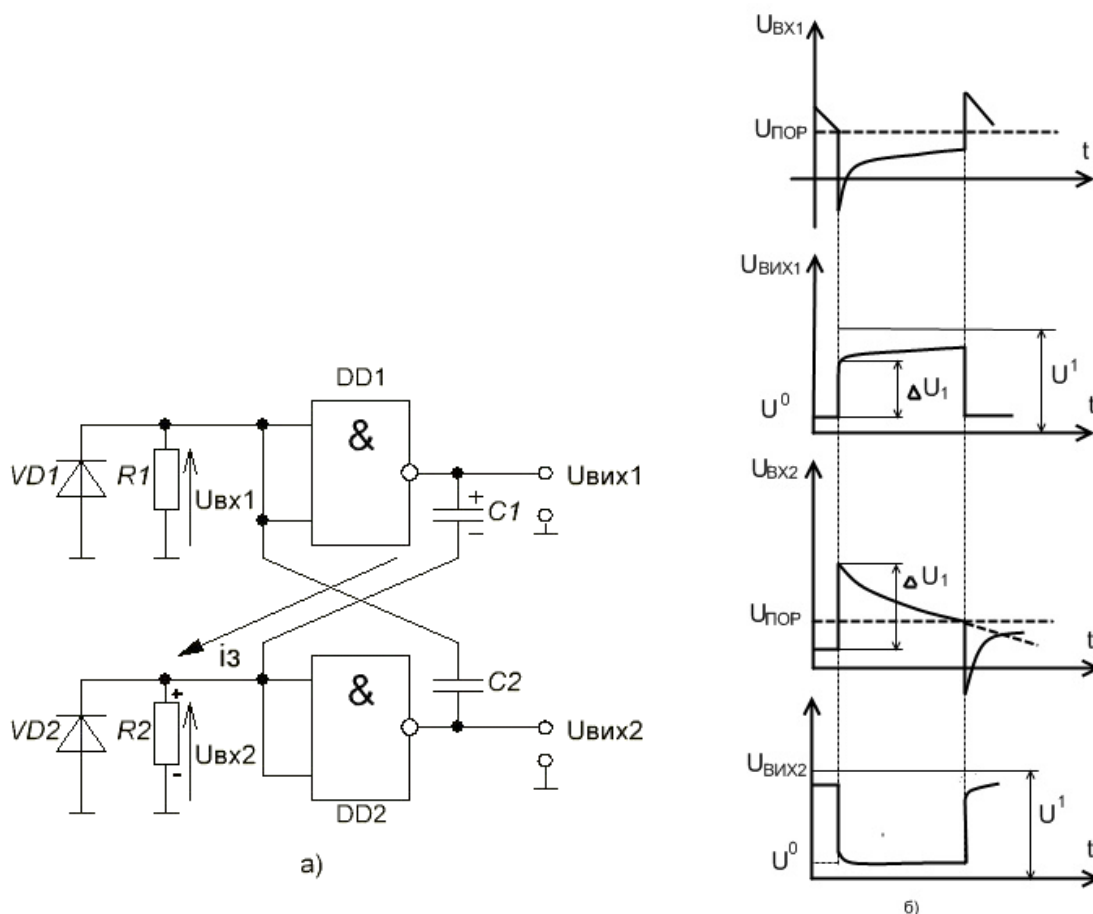


Рис.8.66. Схема автоколивального мультивібратора і часові діаграми.

В цій схемі вихід елемента DD1 через ланку C1 R2 з'єднаний зі входом DD2, вихід якого через коло C2 R1 з'єднаний зі входом DD1, за рахунок чого створюється позитивний зворотний зв'язок (ПЗЗ).

Діоди VD1, VD2 являються захисними, напруга на них не може опуститися нижче $U_{ВД} \approx -0,7$ В. При відсутності діодів VD1, VD2 через конденсатори C1, C2 будуть передаватися значні від'ємні перепади напруг, що може вивести мікросхему із ладу. У випадку наявності діодів в середині мікросхем їх зовнішнє встановлення не є необхідним.

Розглянемо роботу мультівібратора за цією схемою. Нехай на виході елемента DD1 потенціал скачком збільшився на ΔU_1 , а на виході DD2 – скачком зменшився (рис.8.66,б). Тоді на виході DD1 буде рівень логічної одиниці (U^1) і конденсатор C1 почне заряджатися через вихідний опір елемента DD1 і резистор R2. Напруга на резисторі R2 від струму заряду C1 має додатню полярність на вході DD2 і підтримує цей елемент у відкритому стані ($U_{ВХ2} \approx U^0$). В цей час конденсатор C2 швидко розряджається через малий вихідний опір відкритого елемента DD2 і діод VD1; напруга на вході елемента DD1 низька і він утримується закритим ($U_{ВХ1} \approx U^1$).

Протягом зарядки конденсатора C1 струм заряду зменшується. За рахунок цього знижується спад напруги на вихідному опорі елемента DD1 (завдяки чому $U_{ВХ1}$ зростає), а також зменшується напруга $U_{ВХ2}$ на вході елемента DD2.

В деякий момент напруга $U_{ВХ2}$ опускається до значення, при якому робоча точка елемента DD2 виходить на активну ділянку передавальної характеристики ($U_{ВХ2} = U_{ПОР}$), де зменшення $U_{ВХ2}$ визиває збільшення $U_{ВХ2}$. Через конденсатор C2 це передається на вхід елемента DD1. Після цього як $U_{ВХ1}$ зросте до відповідного рівня, робоча точка елемента DD1 теж вийде на активну ділянку передавальної характеристики.

Коли обидва елементи будуть знаходитися в активному (підсилювальному) режимі, вступить в дію ПЗЗ, за рахунок якого $U_{ВХ2}$ лавиноподібно збільшиться, а $U_{ВХ1}$ аналогічно зменшиться. В результаті DD1 відкривається ($U_{ВХ1} = U^0$), а DD2 закривається ($U_{ВХ2} \approx U^1$).

Після цього конденсатор C2 почне заряджатися, а конденсатор C1 швидко почне розряджатися через діод VD2 і вихідний опір відкритого елемента DD1 – настає другий півперіод, процеси в якому повторюються.

Напруга на вході кожної мікросхеми пропорційна струмові через резистори R1, R2 експоненціально зменшується по мірі зарядки конденсатора C2, C1.

Для елемента DD2:

$$U_{ВХ2} = U^1 e^{-t/\tau_1},$$

де $\tau_1 = C_1(R_2 + R_{ВХ1})$ - постійна часу зарядки конденсатора C1.

Вважаючи, що переключення елементів (завершення імпульса) настає тоді, коли $U_{ВХ2}$ понижується до порогової напруги $U_{ПОР}$ із попереднього виразу отримаємо:

$$U_{ПОР} = U^1 e^{-t_2/\tau_1}$$

Звідси легко знайти тривалість імпульса на виході елемента DD2:

$$\ln U_{\text{ПОР}} = \ln U^1 e^{-t_{i1}/\tau_1}$$

$$\ln U_{\text{ПОР}} = \ln U^1 - \frac{t_{i2}}{\tau_1} \ln e$$

$$t_{i2} = \tau_1 \ln \frac{U^1}{U_{\text{ПОР}}} = 2,3\tau_1 \lg \frac{U^1}{U_{\text{ПОР}}} \quad (8.51)$$

Аналогічно, тривалість імпульса на виході елемента DD1:

$$t_{i1} = \tau_2 \ln \frac{U_1}{U_{\text{ПОР}}} = 2,3\tau_2 \lg \frac{U^1}{U_{\text{ПОР}}}, \quad (8.52)$$

де $\tau_2 = C_2(R_1 + R_{\text{ВНХ2}})$;

Період коливань мультивібратора:

$$T = t_{i1} + t_{i2} = (\tau_1 + \tau_2) \ln \frac{U^1}{U_{\text{ПОР}}} = 2,3(\tau_1 + \tau_2) \lg \frac{U^1}{U_{\text{ПОР}}} \quad (8.53)$$

При $C_1 = C_2 = C$ $R_1 = R_2 = R$ $\tau_1 = \tau_2 = C(R + R_{\text{ВНХ}})$

$$t_{i1} = t_{i2} = \tau \ln \frac{U^1}{U_{\text{ПОР}}}; \quad T = 2\tau \ln \frac{U^1}{U_{\text{ПОР}}} = 4,6\tau \lg \frac{U^1}{U_{\text{ПОР}}} \quad (8.54)$$

Недоліком приведеної схеми мультивібратора являється можливість такого стану, при якому оба елементи будуть одночасно закриті (наприклад, при повільному наростанні напруги живлення при увімкненні). Для уникнення цього стану схему доповнюють елементом І і відповідними зв'язками (Рис.8.67).

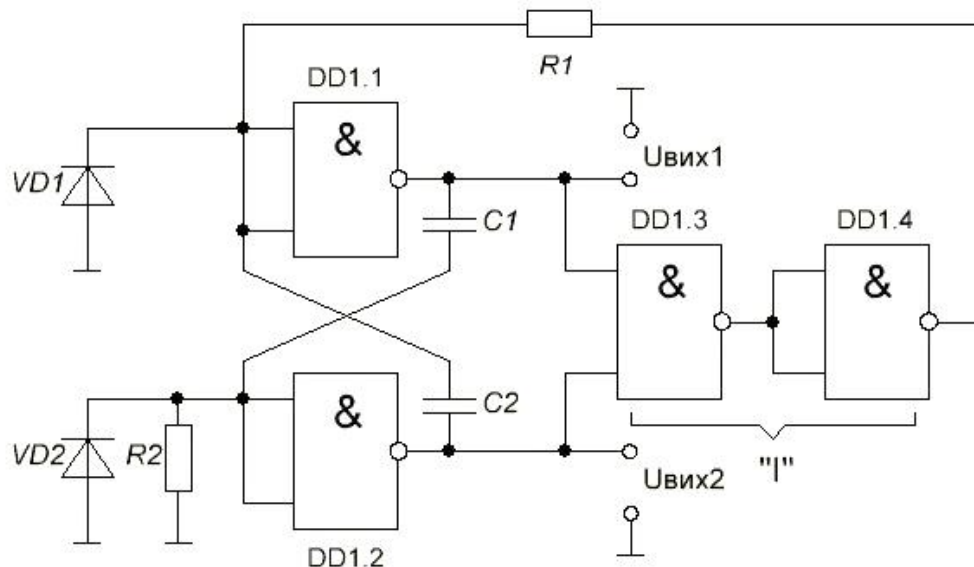


Рис.8.67. Схема мультивібратора.

Якщо мультивібратор (рис.8.67.) працює нормально, то на виході елемента І різні логічні рівні і на виході – логічний нуль. При цьому правий по схемі вивід резистора R1 через низький вихідний опір відкритого елемента DD1.4 з'єднаний із

«землю» (принципова схема аналогічна приведеній на рис.8.60.). Якщо елементи DD1.1 і DD1.2 одночасно закриті, на входах елемента І логічні одиниці і логічною одиницею з виходу DD1.4. відкривається елемент DD1.1. – в схемі появляються умови для виникнення коливального процесу.

4.2. Мультивібратор з двохпетлевим зворотним зв'язком на ЛЕ ТТЛ.

Схема мультивібратора приведена на рис.8.68,а.

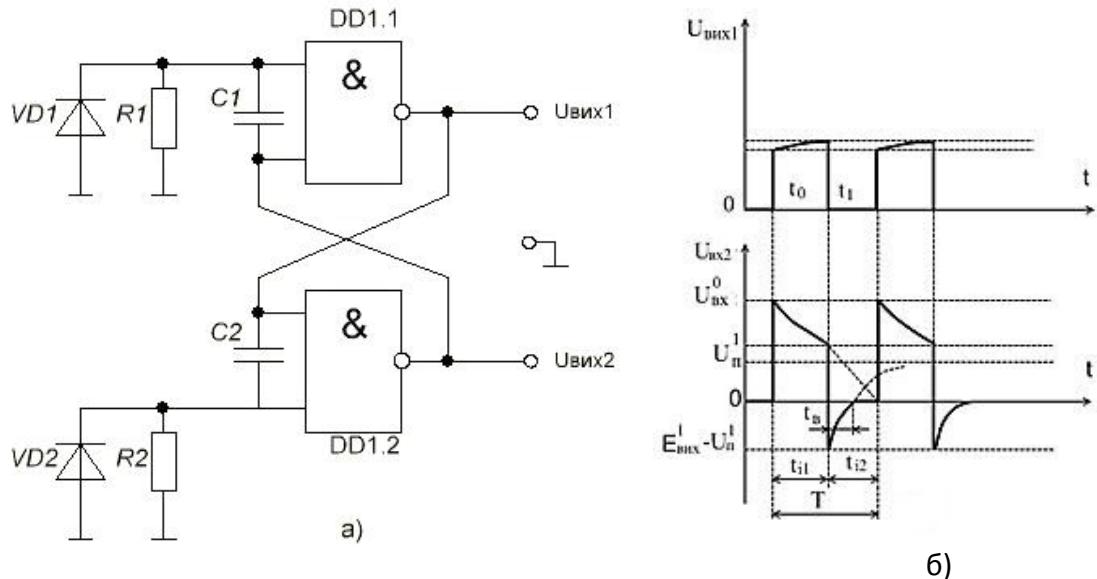


Рис.8.68. Схема мультивібратора з двохпетлевим ЗЗ (а) і часові діаграми (б).

В цій схемі, на відміну від попередньої, ЛЕ DD1.1 і DD1.2 увімкнені по схемі RS-тригера з інверсними входами. Перемикання тригера з одного квазістійкого стану в другий проводиться управляючими сигналами із часозадаючих ланок R1,C1; R2,C2.

Принцип роботи мультивібратора наступний. При увімкненні живлення конденсатори C1,C2 розряджені. Допустимо, що в початковий момент t_0 (Рис.8.68,б) на виході DD1.1 діє напруга високого рівня, а на виході DD1.2 – низького. Конденсатор C2 почне заряджатися через вихід DD1.1 і резистор R2 з постійною часу τ_2 , що приводить до експоненціального зменшення вхідної напруги ЛЕ DD1.2 $U_{ВХ2}$ від $U_{ВХ}^0$ до 0. При $U_{ВХ2} \leq U_{II}^1$ проходить перемикання елементів мультивібратора ($t \approx t_1$ на рис.8.68,б). В цей момент в мультивібраторі діють дві петлі позитивного зворотнього зв'язку: одна через R2 ,C2 по другому входу ЛЕ DD1.2, друга через ЛЕ DD1.1 по першому входу DD1.2. Після перемикання мультивібратора на виході DD1.2 встановлюється напруга високого рівня і починається процес заряду конденсатора C1 з постійною часу τ_1 та розряд конденсатора C2.

Тривалості вихідних імпульсів мультивібратора визначаються наступними виразами:

$$t_{i1} = (R_2 + R_{ВИХ}^1)C_2 \ln \frac{E_{ВИХ}^1 R_2}{(R_2 + R_{ВИХ}^1)U_{II}^1}; \quad (8.55)$$

$$t_{i2} = (R_1 + R_{ВИХ}^1)C_1 \ln \frac{E_{ВИХ}^1 R_1}{(R_1 + R_{ВИХ}^1)U_{II}^1}, \quad (8.56)$$

де $R^1_{ВІХ}$ - диференціальний вихідний опір ЛЕ ТТЛ;

$$R^1_{ВІХ} = \frac{dU_{ВІХ}}{di_{ВІХ}};$$

$U_{П}^1$ - порогова вхідна напруга, що відповідає переходу ЛЕ із стану «0» в стан «1».

$E^1_{ВІХ}$ - вихідна напруга ненавантаженої схеми.

4.3.Очікувальний мультивібратор.

Схема очікуваного мультивібратора (Рис. 8.69) характеризується наявністю однієї часозадаючої ланки та кола запуску, виконаного на інверторі DD1.1.

При увімкненні живлення конденсатор С розряджений. В початковому стані напруга $U_{ВХ2} = i_{ВХ2} \cdot R$ незначна, а тому $U_{ВІХ2} = U^1$ (Рис.8.69,б). При цьому $U_{ЗАП} = 0$, а тому на обох входах DD1.2 – логічні одиниці, так що $U_{ВІХ1} = U^0$ (елемент DD1.2 – відкритий).

Додатний імпульс запуску ($t = t_0$) забезпечує на верхньому вході елемента DD1.2 логічний 0, а тому напруга на виході DD1.2 зростає стрибком. Через конденсатор С додатний перепад ΔU_1 передається на вхід елемента DD1.3 і він встановлюється в стан логічного 0 ($U_{ВІХ2} = U^0$). Тепер на другому вході елемента DD1.2 логічний 0, а тому високий потенціал на виході DD1.2 зберігається після закінчення імпульса запуску.

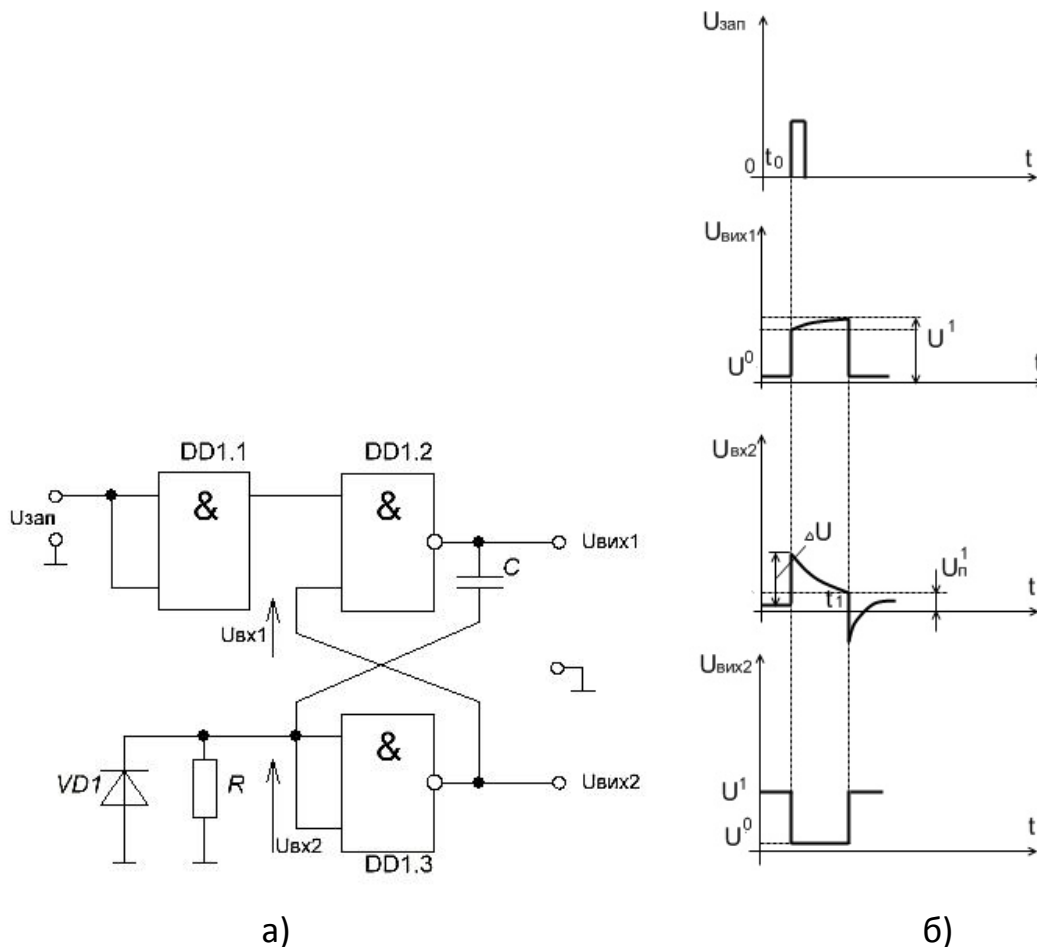


Рис.8.69. Схема очікувального мультивібратора

Після перемикання елементів конденсатор С почне заряджатися через вихід DD1.2 і резистор R з постійною часу τ , що приводить до експоненціального зменшення U_{BX2} - вхідної напруги DD1.3. Завдяки цьому робоча точка елемента DD1.3 виходить на активну ділянку передавальної характеристики. Зменшення U_{BX2} викликає збільшення U_{BHX2} і U_{BX1} . За рахунок останнього робоча точка елемента DD1.2 також виходить на активну ділянку передавальної характеристики – в схемі замикається коло позитивного зворотного зв'язку. При $U_{BX2} \leq U_{П1}$ проходить перемикання елементів мультивібратора (Рис.8.69,б; $t = t_1$); DD1.2 відкривається ($U_{BHX1} = U^0$), а DD1.3 закривається ($U_{BHX2} = U^1$).

Після цього конденсатор С розряджається через малий вихідний опір відкритого елемента DD1.2 і діод VD1, і в схемі встановлюється початковий режим.

Тривалість сформованого імпульсу визначається за формулою:

$$\tau = RC \quad (8.57)$$

Тема 8.8: ГЕНЕРАТОРИ ІМПУЛЬСІВ ПИЛКОПОДІБНОЇ ФОРМИ

План

1. Загальні відомості. Основні параметри імпульсів лінійно-змінюваної напруги (ЛЗН)
2. Способи формування лінійно змінюваної напруги (ЛЗН)
3. Прості генератори ЛЗН
4. Генератори ЛЗН з струмостабілізуючими елементами
5. Генератори ЛЗН на операційному підсилювачі

1. Загальні відомості. Основні параметри імпульсів лінійно-змінюваної напруги (ЛЗН).

Генератори пилкоподібної напруги широко використовують для отримання часових розгортки в електронно-променевих трубках осцилографів і телевізійних приймачів, для порівняння напруг, в перетворювачах аналог-код та ін.

Пилкоподібні напруги називають лінійно змінюваними напругами. На рис.8.69. наведено графік напруги, що лінійно змінюється.

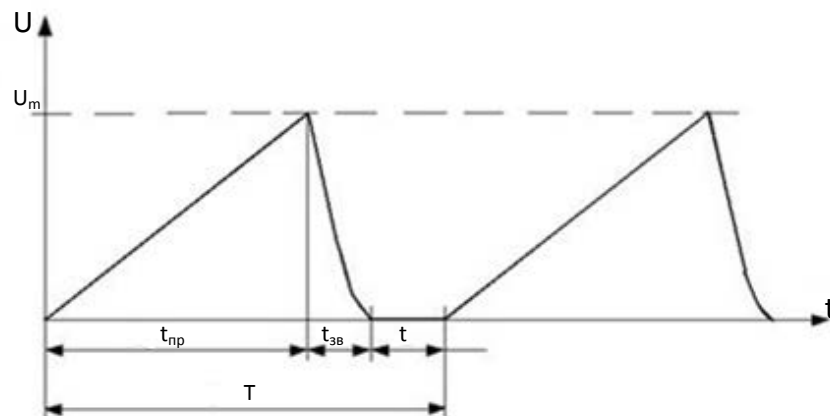


Рис. 8.69. Лінійно змінювана напруга

Лінійно змінюваною напругою називають напругу, що впродовж деякого часу змінюється за лінійним законом, а потім швидко повертається до початкового рівня.

Напругу, що змінюється від меншого рівня до більшого, називають **лінійно зростаючою**, а напругу, що змінюється від більшого рівня до меншого – **лінійно спадаючою**.

- Лінійно змінювана напруга має наступні основні параметри: тривалість прямого (робочого) ходу $t_{пр}$; $t_{зв}$ – тривалість зворотного ходу; t_n – тривалість паузи; період повторення T ; амплітуду U_m .

Пилкоподібна напруга характеризується також частотою

$$f = 1/T$$

де $T = t_{пр} + t_{зв} + t_n$

- Для якісної оцінки степені лінійності пилкоподібної напруги під час прямого ходу вводять коефіцієнт нелінійності

$$\varepsilon = \frac{V_{поч} - V_{кін}}{V_{поч}}, \quad (8.58)$$

де $V_{поч}$ - швидкість зміни напруги на початку прямого ходу;

$V_{кін}$ - швидкість зміни напруги в кінці прямого ходу;

2. Способи формування лінійно змінюваної напруги

2.1. Використання інтегруючої RC- ланки

Лінійну змінювану функцію можна представити як результат інтегрування за часом постійної величини:

$$\int_0^t k dt = kt \quad (8.59)$$

Тому ЛНЗ отримують за допомогою інтегруючої RC- ланки, до входу якої під'єднують постійну напругу (Рис.8.70).

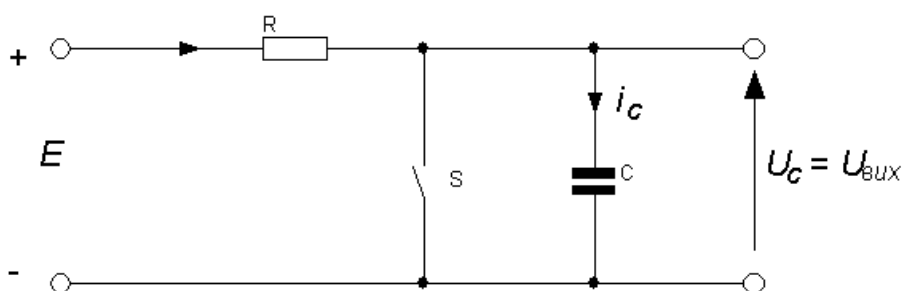


Рис.8.70. Формування ЛЗН інтегруючою RC- ланкою

Суть принципу – використання початкової лінійної ділянки експоненти $u_c(t)$ під час заряду конденсатора C від джерела ЕРС E через опір R . Для швидкого розряду конденсатора C використовують ключ S .

Визначимо коефіцієнт нелінійності ε , вважаючи, що

$$U_c = E(1 - e^{-t/\tau}) \quad (8.60)$$

Якщо взяти похідну $\frac{du_c}{dt}$ виразу (2) на початку і вкінці прямого ходу лінійно змінюваної напруги та підставити їх в формулу (8.58), то коефіцієнт нелінійності

$$\varepsilon = 1 - e^{-t/\tau} \quad (8.61)$$

В кінці прямого ходу пилкоподібної напруги при $t = t_{mp}$ напруга на виході $U_c = U_m$, а тому

$$U_m = E(1 - e^{-t/\tau}) = E \cdot \varepsilon \quad (8.62)$$

$$\text{або} \quad \varepsilon = U_m/E = \zeta, \quad (8.63)$$

де ζ - коефіцієнт використання напруги.

Із виразу (8.63) виходить, що коефіцієнт нелінійності чисельно дорівнює коефіцієнту використання напруги. Для отримання високої лінійності пилкоподібної напруги необхідно вибрати E набагато більшою U_m , що призводить до неефективного використання джерела живлення.

2.2. Зарядження конденсатора стабілізованим струмом

Лінійно змінювану напругу можна отримати при заряді або розряді конденсатора C стабілізованим струмом. Заряд конденсатора C відбувається через струмостабілізуючий елемент (CSE) (рис.8.71.)

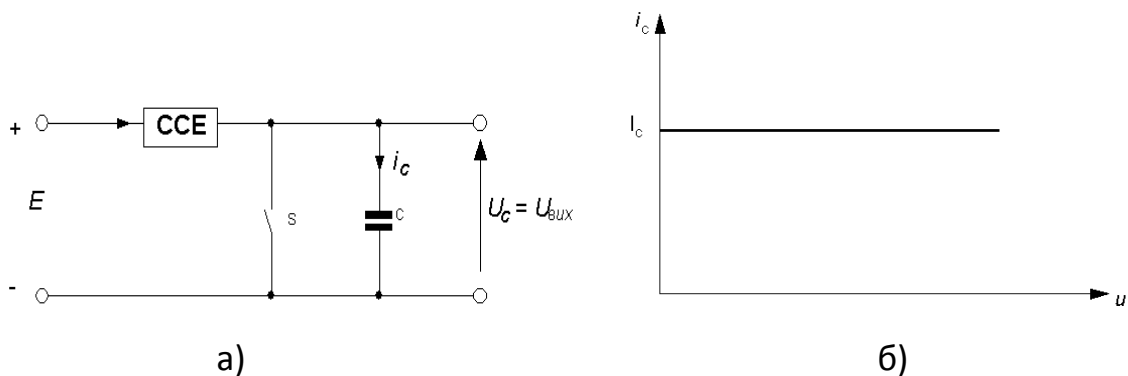


Рис.8.71. а – формування ЛЗН із використанням CSE; б – ідеальна вольт-амперна характеристика CSE.

Так як напруга на конденсаторі C визначається за виразом

$$u_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt,$$

то під час стабілізації струму заряду конденсатора $i = I = \text{const}$ отримаємо

$$u_c = \frac{1}{C} t = kt \quad (8.64)$$

Так як швидкість заряду (розряду) конденсатора пропорційна струмові через нього, то коефіцієнт нелінійності можна записати у вигляді:

$$\varepsilon = (I_{c \text{ поч.}} - I_{c \text{ кін.}}) / I_{c \text{ поч.}} \quad (8.65)$$

де $I_{c \text{ поч.}}$ і $I_{c \text{ кін.}}$ - струми конденсатора відповідно на початку і в кінці формування ЛЗН

2.3. Основні параметри генераторів лінійно змінюваної напруги (ГЛЗН) та режими роботи

Основними параметрами ГЛЗН є:

- коефіцієнт нелінійності

$$\varepsilon = \frac{|U'(t)|_{t=0} - |U'(t)|_{t=t_{np}}}{|U'(t)|_{t=0}} \quad ; \quad E = \frac{|U'(0)| - |U'(t)|}{|U'(0)|}$$

де $U'(t)$ – похідна вихідної напруги (U_c) у відповідний момент часу, що характеризується тангенсом кута нахилу дотичної до $U_c(t)$ (рис.8.72.). Різниця між тангенсами кутів нахилу α_1 та α_2 визначає похибку

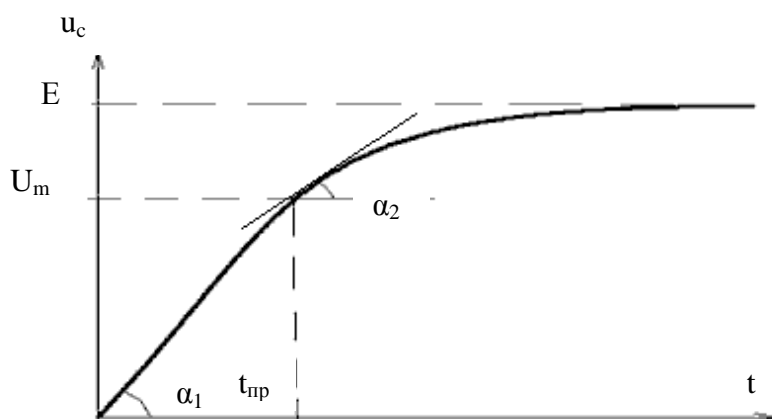


Рис.8.72. Визначення похибки

- Коефіцієнт використання напруги $\zeta = U_m/E$
ГЛЗН можуть працювати в таких режимах:
 - автоколивальному;
 - очікуваному;
 - синхронізації

Автоколивальна схема працює без зовнішніх керувальних імпульсів. У режимі очікування початок прямого ходу визначає короткий керувальний імпульс, а тривалість прямого ходу залежить від параметрів ГЛЗН, що задають час. У режимі синхронізації частота ГЛЗН кратна частоті зовнішніх синхронізуючих імпульсів.

3. Прості генератори ЛЗН (ГЛЗН)

Схеми ГЛЗН, в яких не передбачена стабілізація струму конденсатора представлені на рис.8.73,а та рис.8.74,а . Кожна із них представляє собою інтегруючу RC – ланку, яка доповнена транзисторним каскадом, що комутує конденсатор із зарядження на розрядження.

- **Схема ГЛЗН із зарядом конденсатора** (генератор лінійно спадаючої напруги)

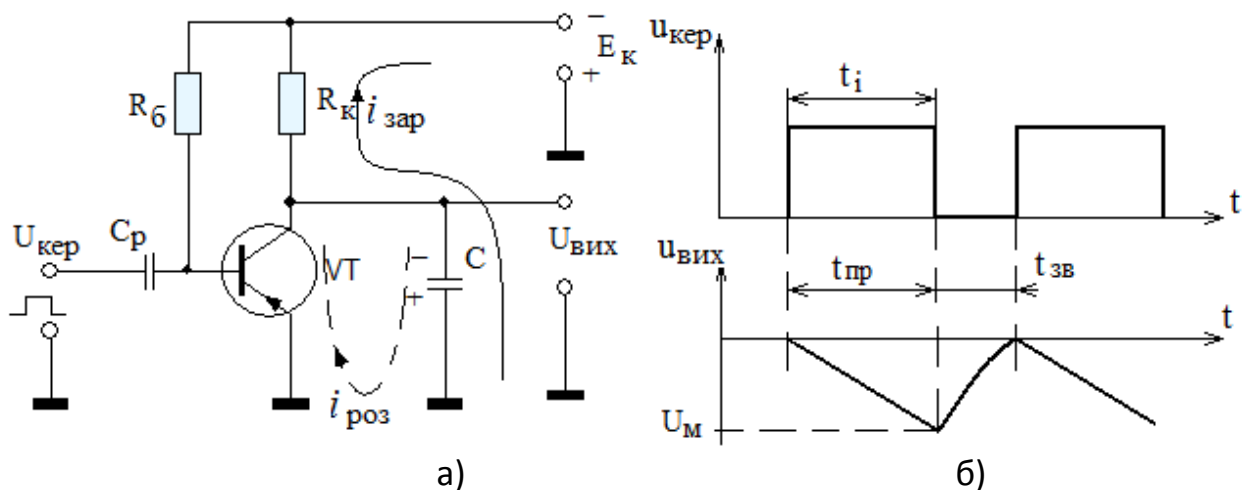


Рис.8.73. ГЛЗН із зарядом конденсатора: а – принципова схема; б – осцилограми напруг.

В початковому стані транзистор VT відкритий і знаходиться в режимі насичення. Тому напруга на його колекторі і конденсаторі C $u_k = u_c \approx 0$.

Формування ЛЗН проходить під час дії на вході керуючого прямокутного імпульсу, тривалістю t_i якою і задається величина $t_{пр}$ лінійно змінюваної напруги. При поступленні на базу такого імпульсу, транзистор VT закривається і конденсатор починає заряджатися по колу "+" E_k – "земля" – C – R_k – "-" із постійного часу $\tau_3 = CR_k$. При цьому на виході схеми проходить наростання від'ємної напруги (рис. 1.5, б). Після закінчення вхідного імпульсу транзистор відкривається і конденсатор C через нього швидко розряджається. На виході формується сигнал ЛНЗ.

Для забезпечення лінійності прямого ходу параметри схеми повинні задовольнити умову

$$\tau_3 \gg t_{пр} \gg \tau_p,$$

де τ_p – постійна часу розряду конденсатора.

Визначимо коефіцієнт нелінійності та використання напруги джерела живлення. Якщо нехтувати напругою на насиченому транзисторі VT і напругою R_k від зворотнього струму $I_{к0}$, то початковий і кінцевий струми в процесі зарядження конденсатора:

$$I_{c\text{ поч.}} = E_k/R_k; I_{c\text{ кін.}} = (E_k - U_m)/R_k,$$

де U_m – напруга на конденсаторі в момент закінчення керуючого імпульсу. Тоді із (7) маємо:

$$\varepsilon = \frac{I_{c\text{ поч.}} - I_{c\text{ кін.}}}{I_{c\text{ поч.}}} = \frac{E_k/R_k - (E_k - U_m)/R_k}{E_k/R_k} = \frac{U_m}{E_k} \quad (8.66)$$

Так як початкова напруга на конденсаторі $U_{c0} \approx 0$, то використання напруги джерела живлення:

$$\zeta = \frac{U_k}{E_k} \quad (8.67)$$

Порівнюючи (8) і (9) бачимо, що для даної схеми коефіцієнти ε і ζ чисельно рівні. Якщо, наприклад, задатися не лінійністю $\varepsilon=1\%$, то амплітуда U_m пилкоподібно-

го імпульсу складає $0,01E_k$ і для отримання $U_m = 1V$ необхідно мати джерело живлення з напругою $E_k = 100V$. Таку схему використовують в таких випадках, коли допустима відносно велика нелінійність.

- **Схема ГЛЗН із розрядженням конденсатора** (генератор лінійно зростаючої напруги)

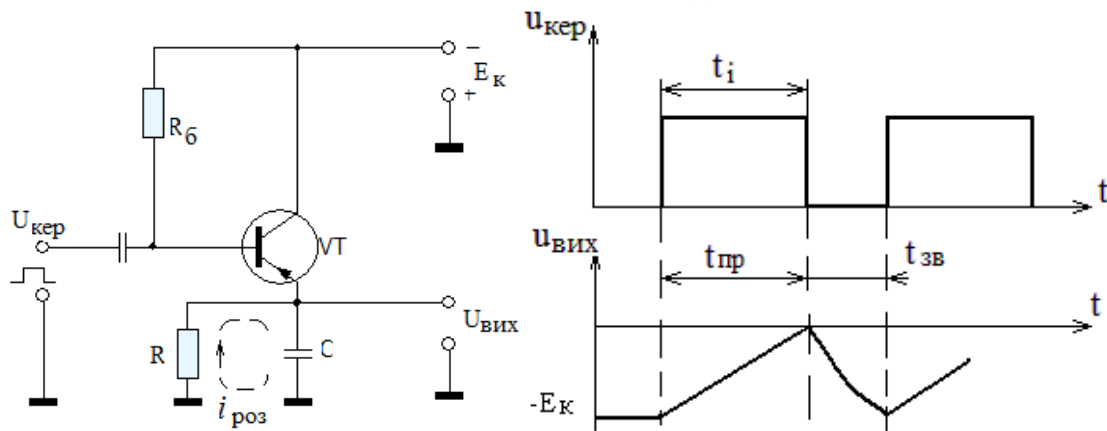


Рис.8.74 Генератор лінійно зростаючої напруги: а-принципова схема; б- осцилограми напруг

В початковому стані транзистор VT відкритий (рис.8.74, а) і знаходиться в стані насичення. Через відкритий транзистор конденсатор С заряджений практично до напруги "Ek" . При поступленні на базу керуючого імпульсу транзистор закривається і конденсатор повільно розряджається через великий опір R.

Значення коефіцієнтів ξ і ζ для даної схеми такі як і для попередньої схеми.

4. Генератори ЛЗН з струмостабілізуючими елементами

Відомо, що напруга на конденсаторі змінюється нелінійно із-за зменшення струму в процесі заряду (розряду) конденсатора. Якщо заряд (розряд) конденсатора здійснювати стабілізованим струмом, то згідно (8.64) напруга на конденсаторі лінійно наростатиме (спадатиме), а коефіцієнт нелінійності $\xi \rightarrow 0$. В якості стабілізатора струму використовують транзистор, увімкнений по схемі СБ або СЕ.

Принцип струмової стабілізації основний на властивості колекторних характеристик (рис.8.75), згідно якої колекторний струм (струм заряду конденсатора) слабо залежить при заданому струмі емітера (бази) від напруги на транзисторі.

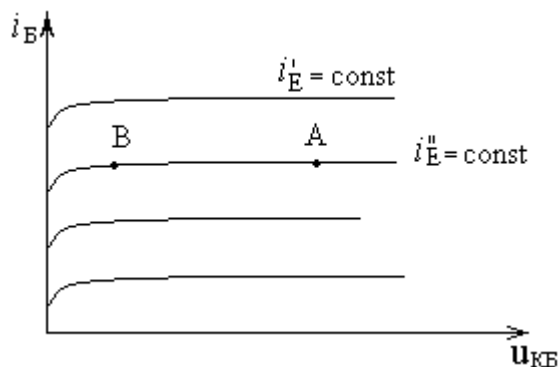


Рис.8.75. Вихідна характеристика транзистора

По мірі зарядки напруга на конденсаторі збільшується, а на транзисторі зменшується. Якщо $i_e = \text{const}$, то робоча точка переміщується на у частку А-В однієї з вихідних характеристик (рис.8.75). При цьому струм транзистора (конденсатора) на значному проміжку характеристики міняється в дуже малих межах.

На рис.8.76, а представлена схема генератора лінійно зростаючої напруги, що реалізує викладений принцип.

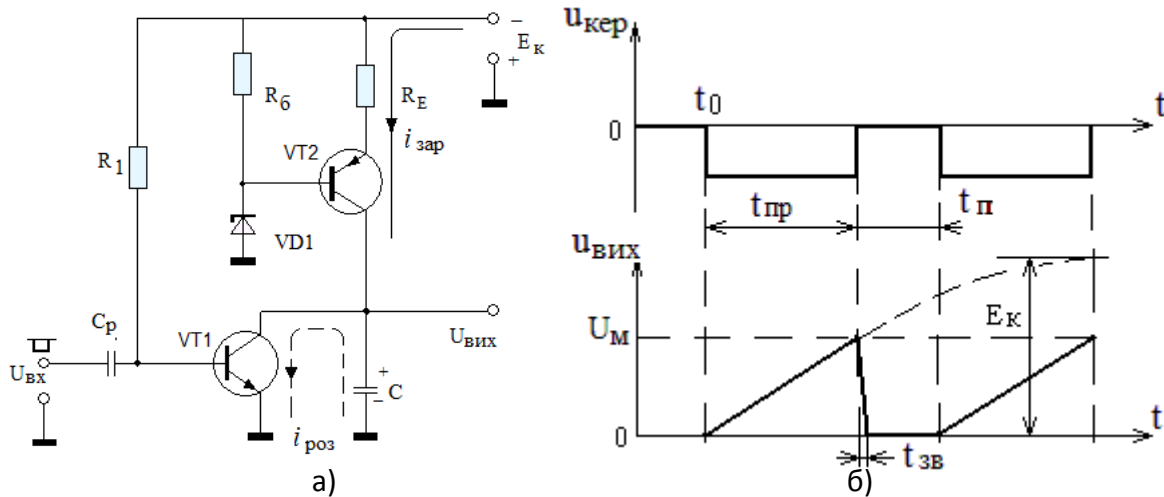


Рис.8.76. Генератор лінійно зростаючої напруги з стабілізованим зарядженим струмом конденсатора: а- принципова схема, б- осцилограми напруг

На транзисторі VT2 увімкненого по схемі з СБ, зібраний стабілізатор струму. Стабілізатор VD1 і резистор R5 забезпечують стабілізовану напругу на базі транзистора VT2. Резистор Re задає його струм заряду конденсатора (струм колектора) $i_{\text{зар}} = I_{K2} = \alpha_2 I_{E2}$. Транзистор VT1 виконує функцію електронного ключа.

В початковому стані транзистор VT1 відкритий і через нього протікає струм I_{K2} , а напруга на конденсаторі С близька до нуля. При поступленні на вхід схеми імпульсу від'ємної напруги (рис.8.76.) транзистор VT1 закривається і починається заряд конденсатора С струмом I_{K2} . При незмінному струмові I_{K2} на виході схеми формується лінійно зростаюча напруга

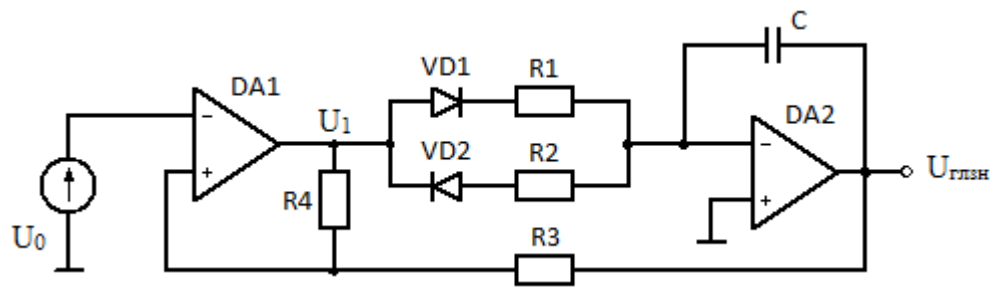
$$u_c = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_{\text{пр}}} I_{K2} dt = \frac{I_{K2}}{C} t$$

Відношення I_{K2}/C вибирають, виходячи із необхідного значення U_M При $U_M \approx E_K$ маємо $I_{K2}/C = E_K / t_p$.

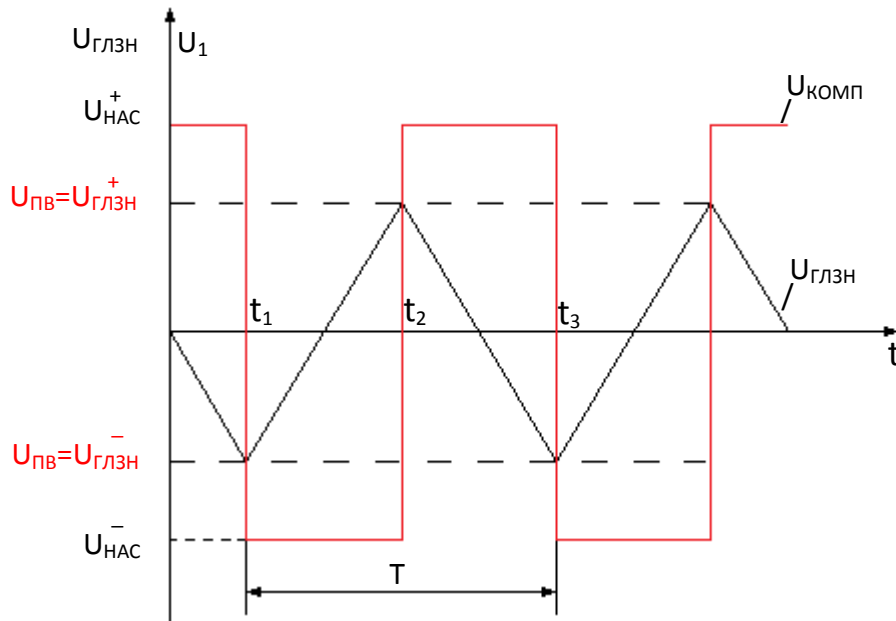
- **Схема з стабілізованим зарядним струмом** дозволяє ефективно використовувати напругу живлення при формуванні ЛЗН. Напруга U_M тут близька до E_K , в той же час коефіцієнт ξ досить малий.

5. Генератори ЛЗН на операційному підсилювачі

Схему реалізації ГЛНЗ з використанням операційних підсилювачів показана на рис. 8.76.1а. В цій схемі вихід генератора лінійно-змінної напруги під'єднаний до входу компаратора DA1, а вихід компаратора – до входу генератора DA1 (інтегратора). При цьому отримуємо схему автогенератора напруги трикутної форми.



а)



б)

Рис.8.76.1 Автогенераторний ГЛЗН(а) і його часові діаграми(б)

Нехай в момент подання напруги живлення на виході компаратора DA1 напруга має позитивну полярність $U_{НАС}^+$. При цьому VD1 переходить у відкритий стан і починає працювати інтегратор на DA2. На виході інтегратора формується лінійно-спадаюча напруга, яка зменшується з швидкістю $\frac{U_{ГЛЗН}^-}{t} = \frac{I_{ВХ}^+}{C}$. Ця напруга через коло R₃, R₄ поступає на неінвертуючий вхід компаратора DA1 (у вигляді напруги зворотнього зв'язку U_{зз}). В момент часу коли, ця напруга зрівняється за величиною з опорною напругою U₀ (U_{зз} = U₀), компаратор перемикається і його вихідна напруга стає від'ємною $U_{НАС}^-$. Відкривається VD2 і інтегратор починає формувати лінійно-зростаючу напругу. Вхідний струм інтегратора змінить свій напрям і на його виході буде формуватись лінійно-зростаюча напруга зі швидкістю $\frac{U_{ГЛЗН}^+}{t} = \frac{I_{ВХ}^-}{C}$ до тих пір, поки напруга на неінвертуючому вході компаратора DA1 знову зрівняється з опорною напругою U₀. Далі цикли повторюються.

Для розрахунку ГЛЗН важливими є визначення максимальних значень напруги $U_{\text{ГЛЗН}}$, а також періоду коливань T через параметри схеми.

1) **Розрахунок напруги $U_{\text{ГЛЗН}}$.** Для цього використовують рівність напруги U_{33} із опорною напругою U_0 в момент перемикавання компаратора. Так, для моменту часу t_2 отримуємо:

$$U_{\text{НАС}}^+ \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U_{\text{ГЛЗН}}^- \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} = U_0$$

а для моменту часу t_3 :

$$U_{\text{НАС}}^- \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U_{\text{ГЛЗН}}^+ \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} = U_0$$

З цих тотожностей отримуємо вирази для напруг ГЛЗН:

$$U_{\text{ПН}} = U_{\text{ГЛЗН}}^- = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \left(U_0 - U_{\text{НАС}}^+ \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right);$$

$$U_{\text{ПВ}} = U_{\text{ГЛЗН}}^+ = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \left(U_0 - U_{\text{НАС}}^- \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right);$$

де, $U_{\text{ПН}}$ – нижня порогова напруга;

$U_{\text{ПВ}}$ – верхня порогова напруга;

2) **Розрахунок періоду коливань T .** Для того щоб отримати напругу на виході інтегратора DA2 через параметри схеми зробимо наступні перетворення:

- струм заряду конденсатора; виникнення заряду і час зв'язані співвідношенням:

$$I = \frac{Q}{t} \quad (1)$$

$$\text{або } Q = I \cdot t \quad (2)$$

- напруга на конденсаторі зв'язана із зарядом і ємністю наступним рівнянням:

$$U_c = \frac{Q}{C} \quad (3)$$

- підставимо (2) в (3) отримаємо:

$$U_c = \frac{Q}{C} = \frac{I \cdot t}{C} \quad (4)$$

- швидкість спаду або росту напруги на виході конденсатора (інтегратора) визначають із (4):

$$\frac{U_c}{t} = \frac{I}{C} \quad (5)$$

- для інтегратора на операційному підсилювачі DA2 струм заряду конденсатора можна визначити так:

$$I = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R} \quad (6)$$

- підставимо (6) в (4) і визначимо напругу на виході інтегратора:

$$U_c = \frac{I}{C}t = -\frac{U_{BX}}{RC}t$$

$$\text{або } U_{ВИХ} = U_c = -U_{BX} \frac{1}{RC}t \quad (7)$$

де R вимірюється в омах, C – в фарадах, t – в секундах, а $U_{ВИХ}$ і $U_{ВХ}$ – в вольтах. Знак мінус в цьому рівнянні відображає той факт, що $U_{ВХ}$ прикладено через R до входу (-) ОП.

Перетворимо рівняння (7), використовуючи рис. 8.76.1,б. Назвемо інтервал часу від t_1 до t_2 часом наростання t_H і підставимо в вказане рівняння $U_{ГІСТ}$ замість $U_{ВИХ}$, а замість $U_{ВХ}$ – напругу $U_{НАС}^-$, отримаємо:

$$t_H = -\frac{U_{ГІСТ}}{U_{НАС}^-} \cdot RC,$$

де $U_{ГІСТ} = (U_{ПВ} - U_{ПН})$ – напруга гістерезису.

Назвемо інтервал від t_2 до t_3 часом спаду t_C , замінимо в (7) $U_{ВИХ}$ на " $-U_{ГІСТ}$ " і $U_{ВХ}$ на $U_{НАС}^+$. В результаті отримаємо:

$$t_C = -\frac{-U_{ГІСТ}}{U_{НАС}^+} RC \quad (9)$$

Інтервал часу від t_1 до t_3 є періодом коливаний T:

$$T = t_H + t_C \quad (10)$$

Тема 8.9: Аналогові компаратори

План

1. Компаратори на операційних підсилювачах без зворотного зв'язку.
2. Компаратор на ОП з діодними обмежувачами.
3. Регенеративний компаратор.
4. Інтегральні мікросхеми ІМС компараторів.

1. Компаратори на операційних підсилювачах без зворотного зв'язку.

Компаратори представляють собою електронні пристрої, які призначені для порівняння аналогових напруг, одна із яких являється вхідною (вимірюваною) U_x , а друга – опорною (задаючою) $U_{ОП}$. В момент рівності миттєвих значень сигналів напруга на виході компаратора стрибкоподібно змінюється. Окрім функцій порівняння, компаратор здійснює формування вихідних сигналів у виді двох дискретних рівнів, один із яких відповідає логічній одиниці «1», а другий – логічному нулеві «0».

Будь-яка ІМС операційного підсилювача ОП може бути використана в якості компаратора, але спеціально спроектовані компаратори більш зручні в користуванні. Останні виконуються у вигляді окремої мікросхеми і мають свої параметри.

Схема простого компаратора для порівняння одно полярних сигналів приведена на рис.8.77,а.

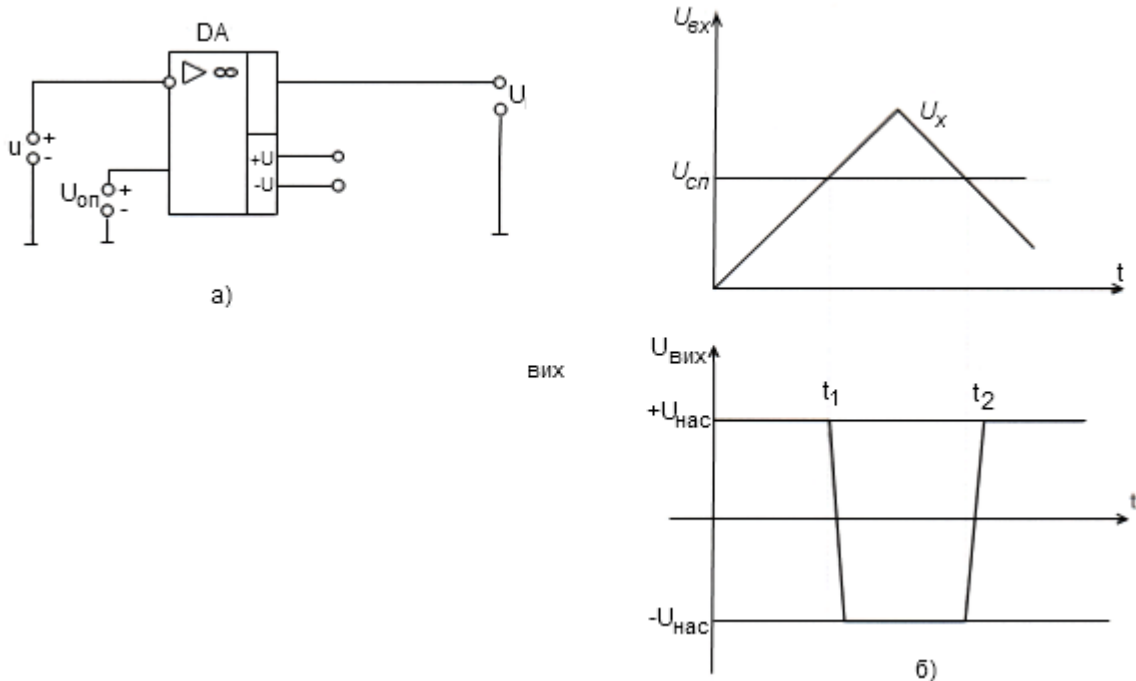


Рис.8.77. Простий компаратор на ОП а-схема характерна компаратора;

Для порівняння одно полярних сигналів: б-часові діаграми роботи компаратора. Схема включає операційний підсилювач з колами живлення, в них відсутній від'ємний зворотній зв'язок ВЗЗ та елементи формування вихідних рівнів, сумісних з цифровими схемами.

Вихідна напруга $U_{вих} = K_{оп}(U_{оп} - U_x)$, так як $K_{оп}$ великий, а ВЗЗ відсутній, то вона приймає одно із двох дискретних значень $+U_{нас}$ або $-U_{нас}$ (рис.8.77, б).

При $t < t_1$, $U_{оп} > U_x$. Так як $U_{оп}$ поступає на інвертуючий вхід ОП, то досить лише невеликої різниці $(U_{оп} - U_x)$, щоби $U_{вих}$ прийняло значення $+U_{нас}$.

При $t > t_1$ U_x починає перевищувати $U_{оп}$. Так як U_x подається на інвертуючий вхід ОП, то досить невеликої різниці $(U_{оп} - U_x)$ і вихідна напруга приймає значення $-U_{нас}$ (компаратор змінить свій стан і зафіксує рівність $U_x \approx U_{оп}$).

В інтервалі $t_1 < t < t_2$ $U_x > U_{оп}$ і $U_{вих} = -U_{нас}$. При $t > t_2$ знову починає перевищувати U_x і схема приймає початковий стан ($U_{вих} = +U_{нас}$). На рис.8.77,б) пунктиром приведена характеристика $U_{вих} = f(t)$ ідеального компаратора.

Схема для порівняння різнополярних сигналів. На рис.8.78,а приведена схема компаратора для порівняння різнополярних сигналів. Вхідний сигнал U_x і опорна напруга $U_{оп}$ подаються на інвертуючий вхід (-). При $U_{вх} < U_{оп}$ ($0 \leq t < t_1$), $U_{вих} = -U_{нас}$, а при $U_{вх} > U_{оп}$ ($t \geq t_1$) $U_{вих} = +U_{нас}$. В момент рівності $U_{вх}$ і $U_{оп}$ ОП знаходиться в нестійкому лінійному режимі.

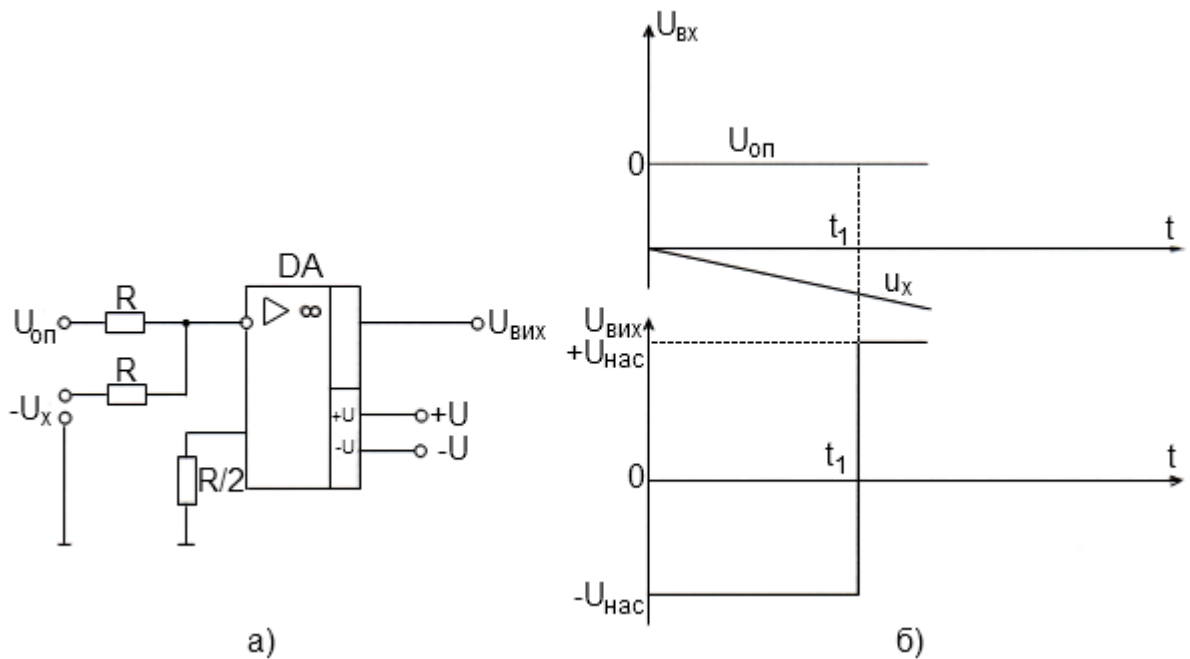


Рис.8.78. Компаратор різнополярних сигналів: а-схема електрична; б-осцилограми напруг.

Детектор нульового рівня. При $U_{оп}=0$ В компаратор перемикається при $U_x \approx 0$ В і називається детектором нульового рівня. На рис 8.79 а на інвертуючий вхід подано опорну напругу землі або 0В. Напруга U_x , на яку повинна реагувати схема, подається на інвертуючий вхід. У вхідному колі компаратора U_x порівнюється з нульовою опорною напругою, і стан виходу вказує нам, позитивна чи негативна U_x , відносно цієї опорної напруги.

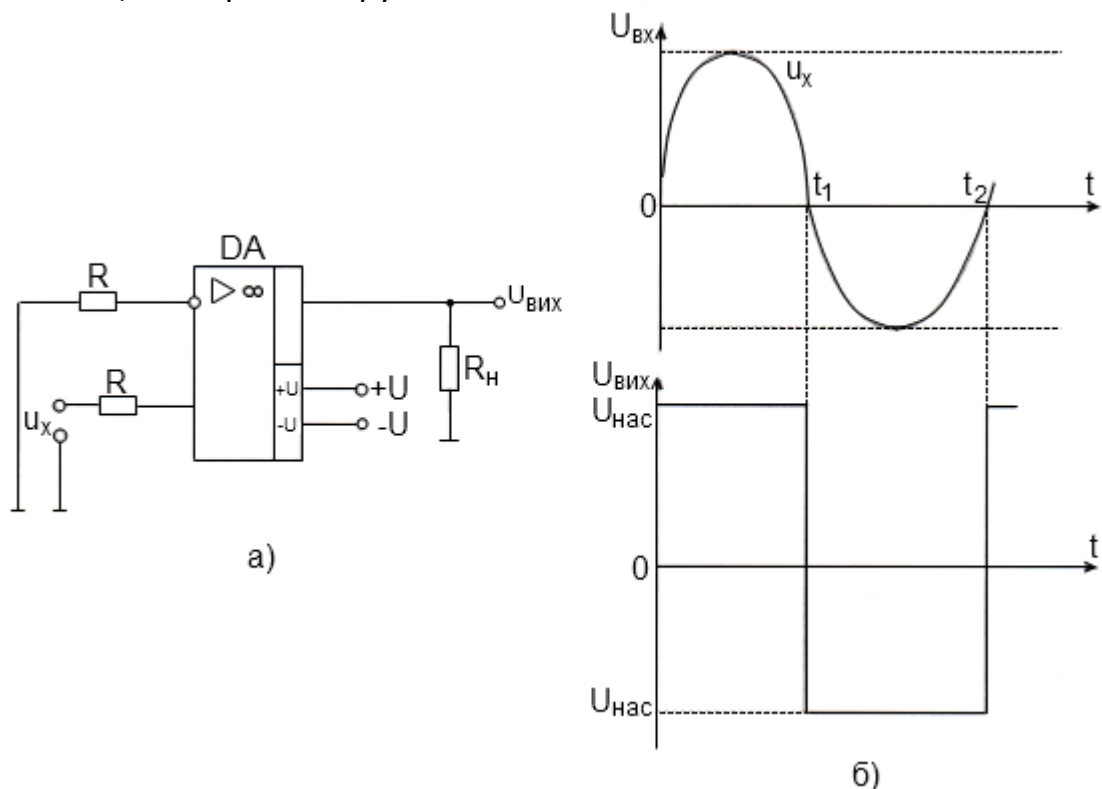


Рис.8.79. Детектор нульового рівня: а-схема електрична детектора; б-осцилограми напруг.

В інтервалі $0 < t < t_1$ U_x позитивна і подається на неінвертуючий вхід ОП і $U_{\text{вих}} = +U_{\text{нас}}$.
 В інтервалі $t_1 < t < t_2$ U_x приймає від'ємне значення і $U_{\text{вих}} = -U_{\text{нас}}$.

2. Компаратор на ОП з діодними обмежувачами.

Рівні вихідної напруги компаратора мають фіксовані значення $+U_{\text{нас}}$ і $-U_{\text{нас}}$, які залежать від напруг живлення. Вони можуть бути несумісними з рівнями напруг, які необхідні для конкретного взятого навантаження. Наприклад для ТТЛ необхідно, щоби на вході у неї було або напруга біля $+5$ В, або біля 0 В.

На рис.8.80. приведена схема і осцилограми вихідної напруги компаратора з діодними обмежувачами в якості елементів формування вихідних рівнів.

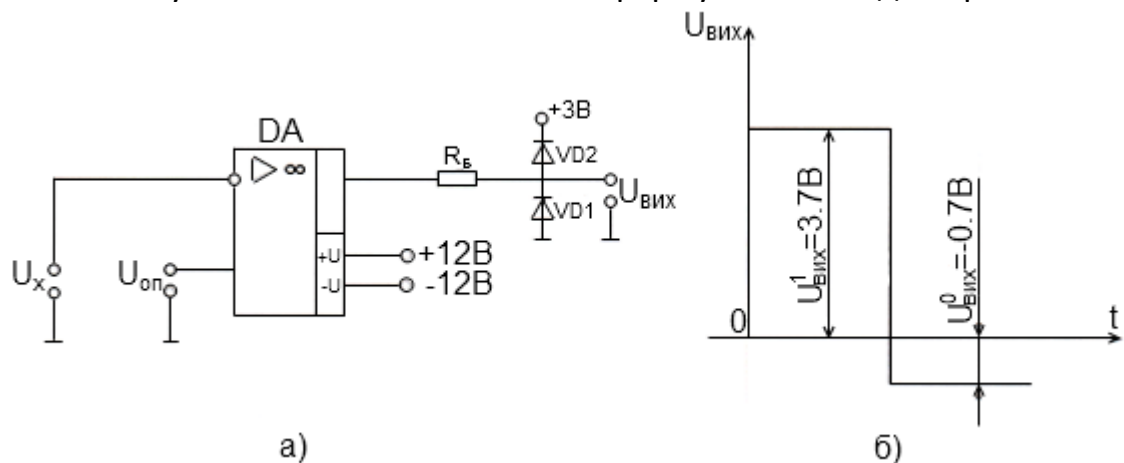


Рис.8.80.Компаратор з діодними обмежувачами: а-схема електрична; б-рівні вихідної напруги.

Розглянемо в якості приклада формування рівнів $U_{\text{вих}}^1 \approx +3.7$ В і $U_{\text{вих}}^0 \approx -0.7$ В. При $U_{\text{вих оп}} = +U_{\text{нас}}$ діод VD1 відкритий, так як $+U_{\text{нас}} \gg 3$ В, а діод VD2- закритий. Спад напруги на відкритому діоді дорівнює $0,7$ В (діод кремнієвий), а тому $U_{\text{вих}}^1 \approx +3.7$ В.

Якщо $U_{\text{вих оп}} = -U_{\text{нас}}$, то діод VD1-закритий, а VD2-відкритий, а тому $U_{\text{вих}}^0 \approx -0.7$ В. Опір $R_б$ – баластний (на ньому виділяється надлишкова $U_{\text{вих оп}}$).

Представлені схеми (рис.8.77,8.78,8.79,8.80) мають низьку завадостійкість, так як компаратор може хибно перемикатися під дією завади з напругою $U_з$, яка накладається на корисний сигнал (рис.8.81).

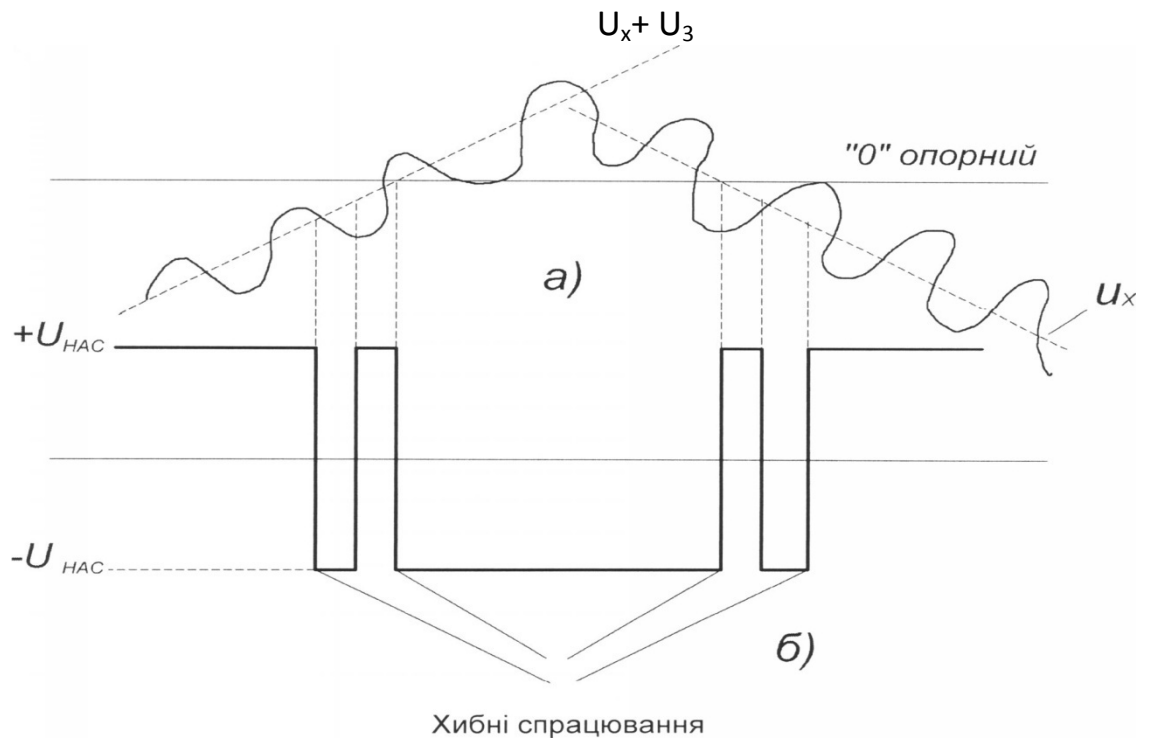


Рис.8.81. Вплив шумів на роботу детектора нуля: а-сумарна напруга (сигнал+завада)на вході; б-форми вихідної напруги.

3. Регенеративний компаратор на ОП

Більш високу завадостійкість має регенеративний компаратор (рис.8.82.а), в який введено позитивний зворотний зв'язок ПЗЗ (резистори R_1 , R_2). ПЗЗ здійснюється шляхом подачі на неінвертуючий вхід деякої частини вихідної напруги $U_{\text{вих}}$. Вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ ділиться між резисторами R_1 і R_2 . Частина $U_{\text{вих}}$ знову подається на вхід (+) і виконує роль змінної в опорної напруги. Тепер напруга ПЗЗ буде мати різні значення, так як вона залежить від $U_{\text{вих}}$ ($+U_{\text{нас}}$, або $-U_{\text{нас}}$).

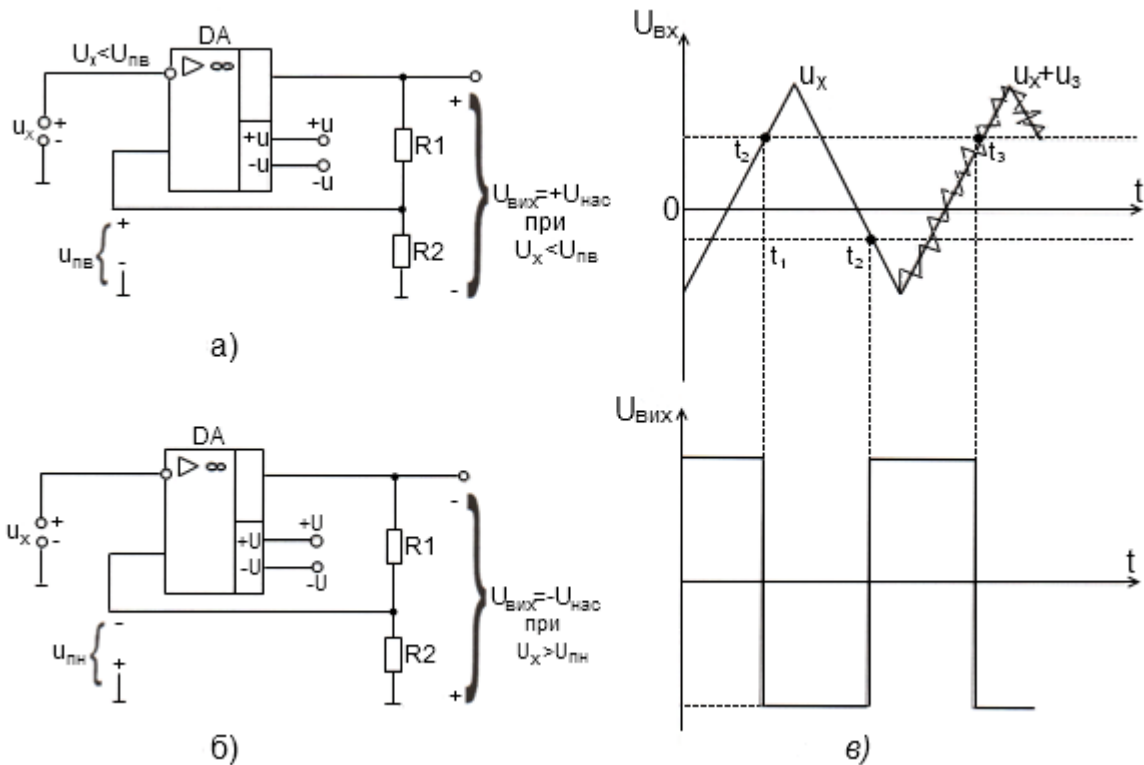


Рис.8.82. Схема компаратора з ПЗЗ: а- $U_{пв}$ -верхня порогова напруга; $U_{пн}$ -нижня порогова напруга.

Верхня порогова напруга. В схемі на рис. 8.82а) напруга на неінвертуючому вході ОП $U_{вх}^+ = U_{зз}$, де $U_{зз} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{вих}$ напруга ПЗЗ. При $U_x < 0$ ($t < t_1$) напруга, що подається на інвертуючий вхід(+), називається верхньою пороговою напругою $U_{пв}$ і визначається за формулою:

$$U_{пв} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (+U_{нас}) \quad (8.68)$$

За рахунок дії ПЗЗ вхідна напруга U_x порівнюється з напругою $U_{пв}$.

Напруга $U_{вих}$ буде залишатися на рівні $+U_{нас}$ доти, поки $U_x < U_{пв}$.

Перемикання компаратора пройде тоді, коли U_x перевищить $U_{пв}$, що відповідає моменту часу $t=t_1$ (рис.8.82,в). Тепер $U_{вих} = -U_{нас}$.

Нижня порогова напруга. Коли $U_{вих} = -U_{нас}$ (рис.8.82,б), напруга, що подається на неінвертуючий вхід (+), називається **нижньопороговою напругою $U_{пн}$** , величина якої визначається виразом:

$$U_{пн} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-U_{нас}) \quad (8.69)$$

Напруга $U_{вих}$ буде залишатися на рівні $-U_{нас}$ до тих пір, поки $U_x > U_{пн}$. Повернення компаратора в початковий стан може пройти, коли U_x стане менше напруги $U_{пн}$, що відповідає моменту часу $t=t_2$.

Гістерезис. Існує стандартний спосіб зображення характеристик компаратора на одному графіку замість двох, показаних на рис. 8.82.в). Відкладаючи U_x по осі абсцис, а $U_{вих}$ по осі ординат (рис.8.83), ми отримуємо характеристику вхід-вихід по напрузі.

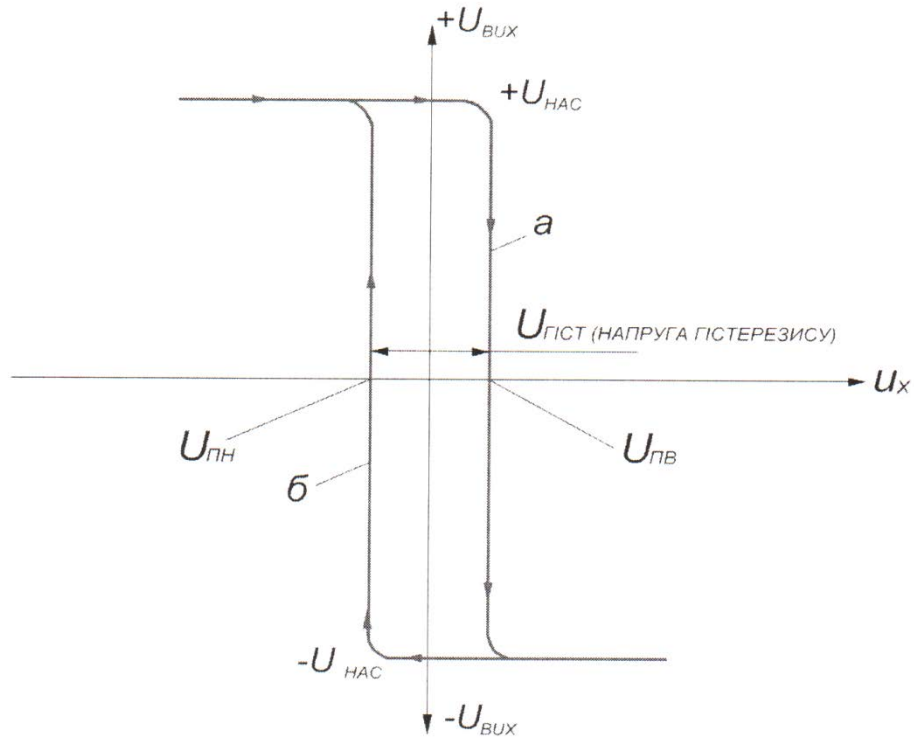


Рис.8.83.Графік залежності $U_{вих} = F(U_x)$ в схемі компаратора,що показує виникнення напруги гістерезису.

При $U_x < U_{пв}$, $U_{вих} = +U_{нас}$. Вертикальна лінія а показує зміну $U_{вих}$ від $+U_{нас}$ до $-U_{нас}$ при збільшенні U_x за межею $U_{пв}$. Вертикальна лінія б показує, як $U_{вих}$ змінюється від $-U_{нас}$ до $+U_{нас}$, коли U_x стає меншим за $U_{пн}$. Різниця між напругами $U_{пв}$ і $U_{пн}$ називається **напругою гістерезису** $U_{гiст}$

$$U_{гiст} = U_{пв} - U_{пн} \quad (8.70)$$

Компаратор, рівні ввімкнення і вимкнення якого не співпадають, називають **тригером Шмітта** (пороговим елементом).

4. Інтегральні мікросхеми ІМС компараторів.

В структурному відношенні ІМС компараторів відрізняються від ОП, основним чином, наявністю вузла формування вихідної напруги на рівнях $U_{вих}^1$ і $U_{вих}^0$.

ІМС компаратори можуть використовуватися для порівняння однополярних і різнополярних вхідних сигналів. Деякі з них мають додатковий вхід стробування (керування). Змінюючи рівень сигналу на цьому вході, можна дозволити або заборонити роботу компаратора. При наявності сигналу на стробуючому вході $U_{вмх} = 0$ незалежно від співвідношення вхідних напруг. Стробування дозволяє отримувати покази з виходу компаратора в необхідні моменти часу.

Компаратори характеризуються основними параметрами ОП: коефіцієнтом підсилення, вхідним опором, коефіцієнтом послаблення синфазного сигналу, напругою зміщення нуля, значеннями вхідних струмів і т.д. Поряд з цим вони мають специфічні параметри:

- поріг чутливості;
- час перемикання $t_{пер}$.

Поріг чутливості(роздільна здатність) характеризує точність порівняння сигналів і відповідає їх мінімальній різниці,при якій напруга на виході досягає рівня спрацювання логічного елемента.

Час перемикання $t_{пер}$ характеризує швидкодію компаратора і відповідає проміжку часу з моменту установлення рівності порівняльних сигналів до моменту досягнення вихідною напругою рівня спрацювання елемента.

Вихідна напруга компаратора може знаходитися тільки на стандартних рівнях:логічний «0»(-0,5÷+1,4 В)або логічна «1»(3÷ 5 В). Компаратор вважається збалансованим,якщо його вихідна напруга знаходиться в межах 0,7÷1,4 В.

Типовими ІМС компараторів є наступні: К521СА1, К521СА2, 521СА3, К554СА1, К554СА2, 597СА1, 597СА2.

Тригери Шмітта випускаються у виді ІМС,наприклад К155ТЛ1(два тригери Шмітта з елементами І на вході).

Розділ 9

ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Тема 9.1: ВИПРЯМЛЯЮЧІ ПРИСТРОЇ

1. Структурна схема випрямляча.
2. Однопівперіодні випрямлячі.
3. Двопівперіодна схема випрямлення з виводом середньої точки.
4. Двопівперіодна мостова схема випрямлення.

1. Структурна схема випрямляча.

Найбільш поширеним джерелом постійного струму являється випрямляч – пристрій, з допомогою якого змінний струм перетворюється в постійний (рис.9.1)

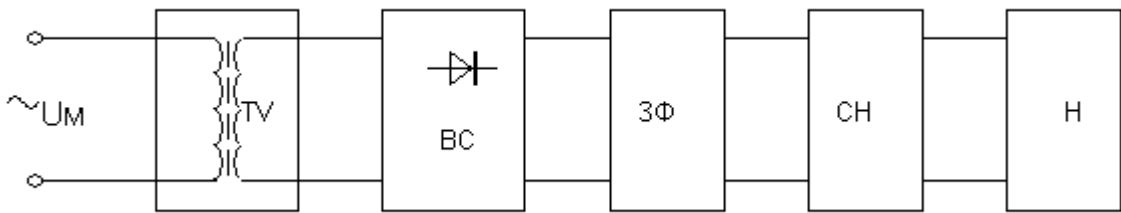


Рис.9.1. Структурна схема випрямляча.

TV- силовий трансформатор напруги;

ВС- вентильна схема;

ЗФ- згладжуючий фільтр;

СН- стабілізатор напруги;

Н- навантаження

Випрямляч складається з таких елементів:

- силового трансформатора (або автотрансформатора), що підвищує або знижує напругу мережі до потрібної величини;
- одного або кількох вентилів, що мають однобічну провідність електричного струму і виконують основну функцію випрямляча – перетворення змінного струму в постійний;
- згладжуючого фільтра – для зменшення пульсації випрямленого струму.

При значних коливаннях напруги мережі разом з випрямлячами використовують стабілізатори постійної і змінної напруг.

Сучасні випрямлячі класифікують за числом фаз змінного струму, що підлягає випрямленню, за типом вентилів, схемами їх увімкнення.

Однофазні випрямлячі поділяють на:

- однопівперіодні, в яких струм через вентилі проходить тільки протягом одного півперіоду змінної напруги мережі;
- двопівперіодні, в яких струм через вентилі проходить протягом обох півперіодів;
- схеми з помноженням напруги.

2. Однопівперіодні випрямлячі.

Схема однопівперіодного випрямляча з активним навантаженням приведена на рис.9.2,а.

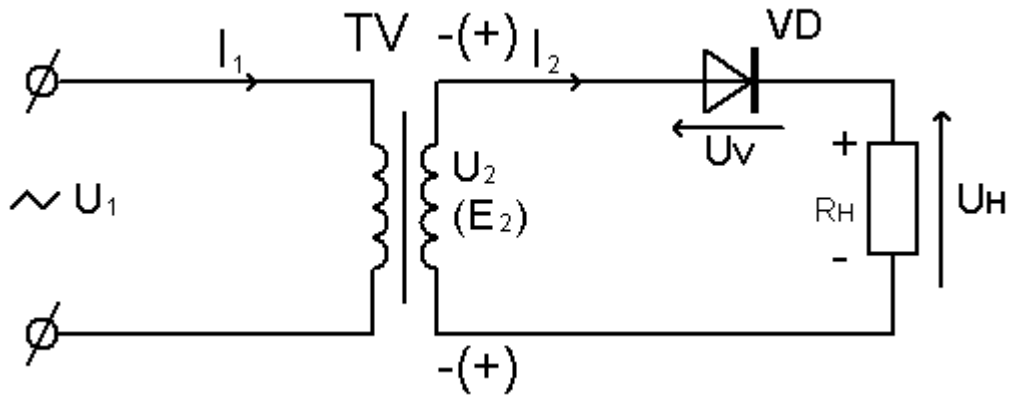


Рис.9.2. Однопівперіодний випрямляч

У цій схемі струм через вентиль і опір навантаження проходить тільки протягом половини періоду змінної напруги U_2 , що діє на затискачах вторинної обмотки трансформатора. Як видно з рисунка рис.9.3 такий струм має пульсуючий характер, тобто проходить в одному напрямі і змінюється за величиною від максимального значення I_{2m} до нуля.

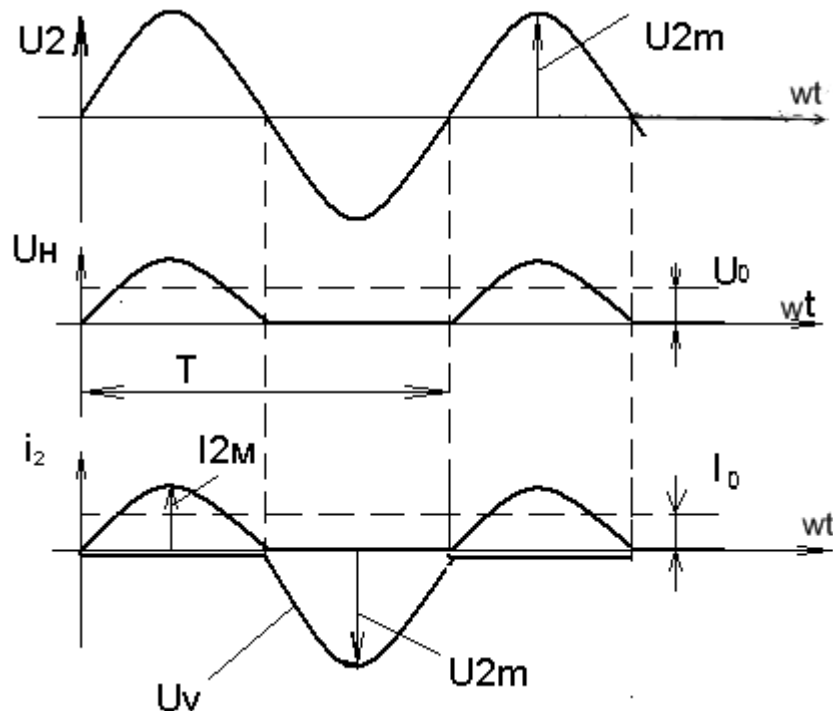


Рис.9.3. Часові залежності струму і напруг.

Зображена на рис.9.3, в складова випрямленого струму I_0 є середнім значенням струму, що проходить протягом періоду через опір навантаження R_H .

Скориставшись графіком рис.9.3, в можемо записати рівність:

$$I_0 * T = \int_0^{T/2} i dt \quad (9.1)$$

Якщо струм змінюється за синусоїдним законом;

$$i_2 = I_{2m} \sin \omega t, \text{ то}$$

$$I_0 * T = \int_0^{T/2} I_{2m} \sin \omega t = -I_{2m} \frac{\cos \omega t}{\omega} \Big|_0^{T/2} = 2 \frac{I_{2m}}{\omega} \quad (9.2)$$

$$\text{Звідки } I_0 = 2 \frac{I_{2m}}{\omega T} = 2 \frac{I_{2m}}{2\pi * T} = \frac{I_{2m}}{\pi} = 0,318 I_{2m} \quad (9.3)$$

Сталу складову випрямленої напруги в навантаженні R_n визначимо за законом Ома:

$$U_0 = I_0 * R_n$$

$$U_0 = 0,318 I_{2m} R_n = 0,318 U_{2m} = \frac{U_{2m}}{\pi}$$

Замінивши амплітудне значення U_{2m} її діючим значенням

$$(U_{2m} = \sqrt{2} U_2), \text{ дістанемо}$$

$$U_0 = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} = 0,45 U_2 \quad (9.4)$$

Висновок: - складова випрямленої напруги U_0 в навантаженні значно менша від її діючої напруги U_2 на затискачах вторинної обмотки трансформатора - при розрахунку випрямляча задаються величинами I_0, U_0 і за формулою (9.4) визначають U_2 .

Знаючи напругу мережі U_M , можемо визначити коефіцієнт трансформації силового трансформатора:

$$n = \frac{U_2}{U_M} \quad (9.5)$$

Для даної схеми характерно:

- найбільша зворотня напруга, прикладена до вентиля, дорівнює:

$$U_{зв} = U_{2m} = U_0 * \pi = 3,14 U_0 \quad (9.6)$$

Підбираючи вентиль треба щоби виконувалась умова:

$$U_{зв.дон} \geq U_{зв} = 3,14 U_0 \quad (9.7)$$

де $U_{зв.дон}$ - максимально допустима зворотня напруга вентиля.

- При виборі вентиля необхідно стежити, щоби виконувалась умова:

$$I_0 = I_{cp} \leq I_{cp.дон} \quad (9.8)$$

де $I_{cp.дон}$ - середній допустимий струм цього вентиля;

- частота пульсацій напруги на R_n ;

$$f_n = f_m$$

Величина пульсацій випрямленої напруги характеризується коефіцієнтом пульсації:

$$K_{II} = \frac{U_{II.\max}}{U_0}, \quad (9.9)$$

де $U_{II.\max}$ - амплітуда першої гармоніки.

$$U_{II.\max} = \frac{U_{2m}}{2} = \frac{\pi U_0}{2} = 1,57U_0$$

Тоді із виразу (9.9) отримаємо:

$$K_{II} = 1,57$$

3. Двопівперіодні випрямлячі.

Двопівперіодні однофазні випрямлячі поділяють на два типи:

- схема з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора;
- мостова схема.

3.1. Схема з виводом середньої точки

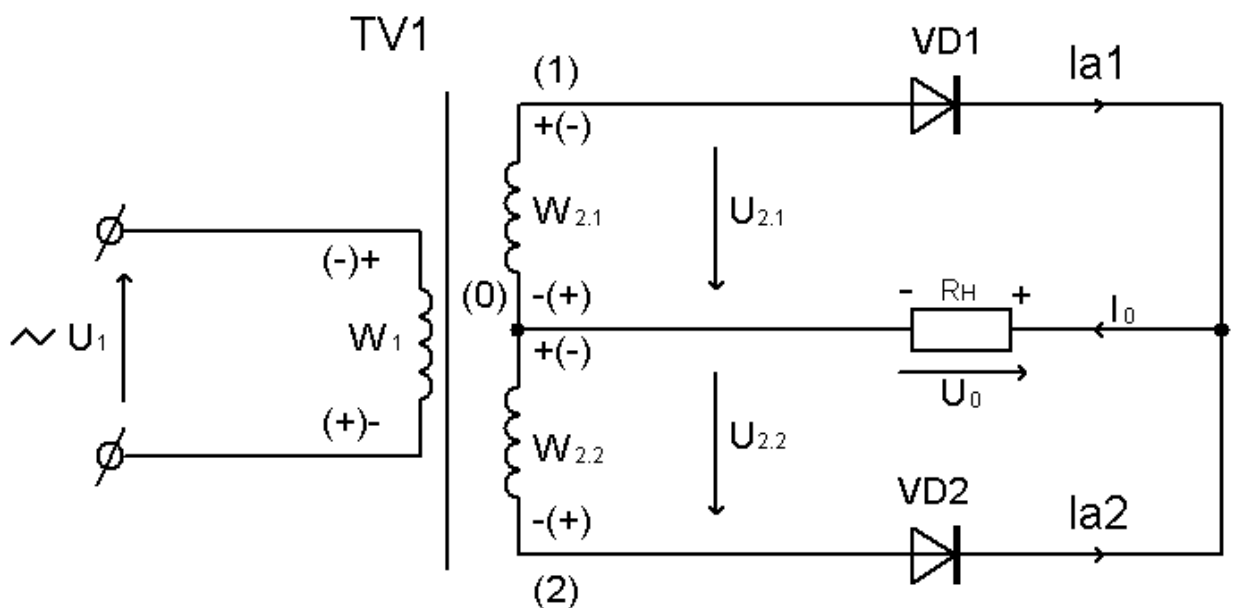


Рис.9.4. Випрямляч з виводом середньої точки

У цій схемі (рис.9.4) вторинна обмотка силового трансформатора має три виводи: два – від кінців вторинної обмотки і третій – від її середини нульовий вивід (0). Тобто вона складається з двох півобмоток, кількість витків яких однакові: $W_{21} = W_{22} = W_2$. Тоді напруги, що в них трансформуються, відносно нульової точки також однакові:

$$|U_{21}| = |U_{22}|,$$

але протилежні за фазою.

Коефіцієнт трансформації трансформатора становить $n = \frac{W_1}{W_2}$, де W_1, W_2 - кількість витків первинної та половини вторинної обмотки.

Схема працює так:

За позитивної полярності напруги, напруга на обмотці W_{21} (рис.9.4 вказана без дужок) у провідному стані знаходиться діод VD1 і через нього тече струм I_{a1} по ко-

лу: "+" W_{21} - діод VD1- R_n - "-" W_{21} і замикається через обмотку W_{21} в напрямі від 0 до (1). Протягом наступного півперіоду, коли вивід 2 має позитивний потенціал (на рис. 4 у дужках) у провідному стані знаходиться діод VD2 і струм I_{a2} тече по колу: "+" W_{22} - VD2 - R_n - "-" W_{22} і замикається в напрямі від 0 до (2). Через опір навантаження струми I_{a1} і I_{a2} проходять протягом обох півперіодів в одному і тому ж самому напрямі, створюючи на R_n випрямлену напругу U_0 .

На рис.9.5 наведено часові діаграми струмів і напруг.

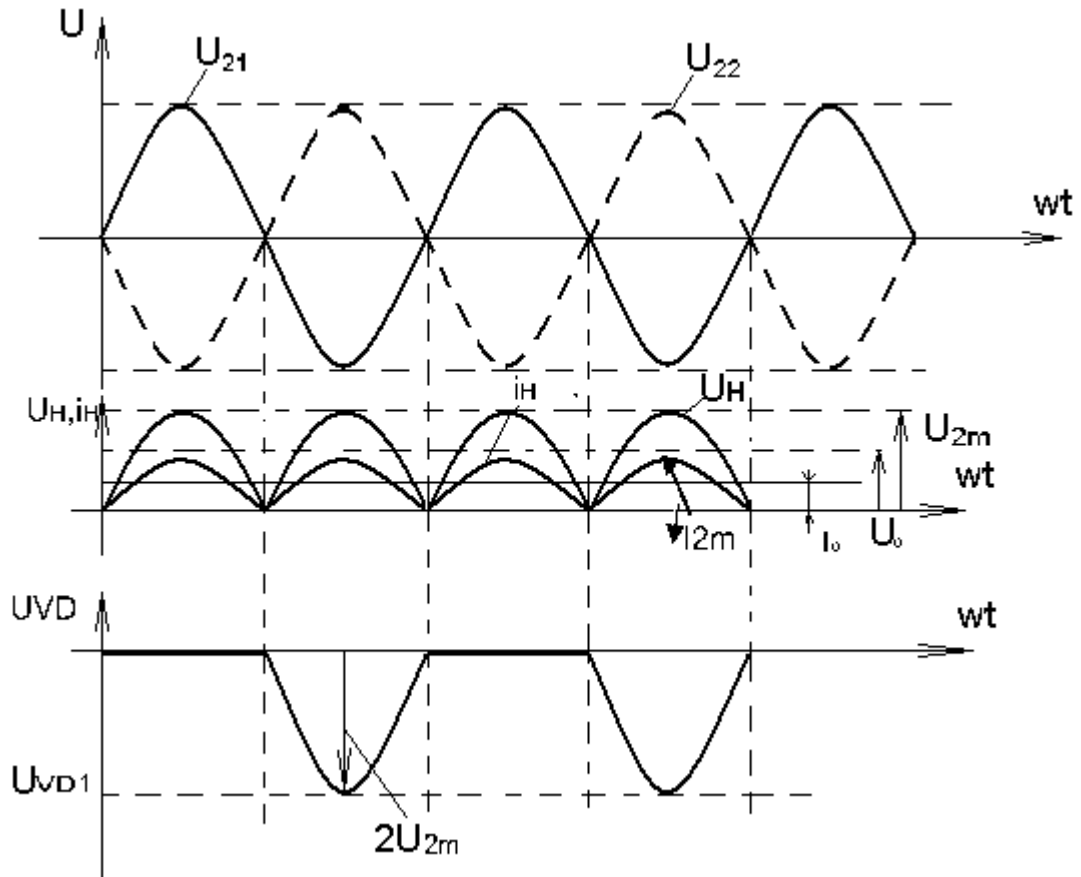


Рис.9.5. Часові діаграми Випрямляча з нульовим виводом

На підставі (9.2) і (9.3) матимемо:

$$I_0 = \frac{2 * I_{2m}}{\pi} = 0,636 I_{2m} \quad (9.10)$$

$$U_0 = \frac{2 * U_{2m}}{\pi} = 0,636 U_{2m} \quad (9.11)$$

Замінімо амплітудне значення напруги U_{2m} її діючим значенням:

$$U_0 = \frac{2 * U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,9U_2 \quad (9.12)$$

Із рис.9.5. видно, що коли діод VD2 (чи VD1) закритий, то до нього прикладається напруга:

$$U_{зв} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2 \quad (9.13)$$

$$\text{Із (9.11) маємо: } U_{2m} = \frac{U_0 * \pi}{2} \text{ тоді } U_{зв} = 2U_{2m} = 2 * \frac{U_0 * \pi}{2} = 3,14U_0 \quad (9.14)$$

Цей вираз показує, що в двопівперіодній схемі так само як і в однопівперіодній, максимальна зворотна напруга на діоді більш ніж в три рази перевищує випрямлену напругу.

Середнє значення струму, що проходить через такий діод:

$$I_{cp} = 0,5I_0 \quad (9.15)$$

Діюче значення струму, що проходить через вторинну обмотку трансформатора становить:

$$I_2 = 0,785I_0 \quad (9.16)$$

Із рис(5) видно, що частота напруги пульсацій на навантаженні в двопівперіодній схемі дорівнює подвоєній частоті мережі:

$$f_n = 2f_m \quad (9.17)$$

Для двопівперіодної схеми коефіцієнт пульсації:

$$K_{II} = 0,67 \quad (9.18)$$

4. Двопівперіодна мостова схема випрямлення.

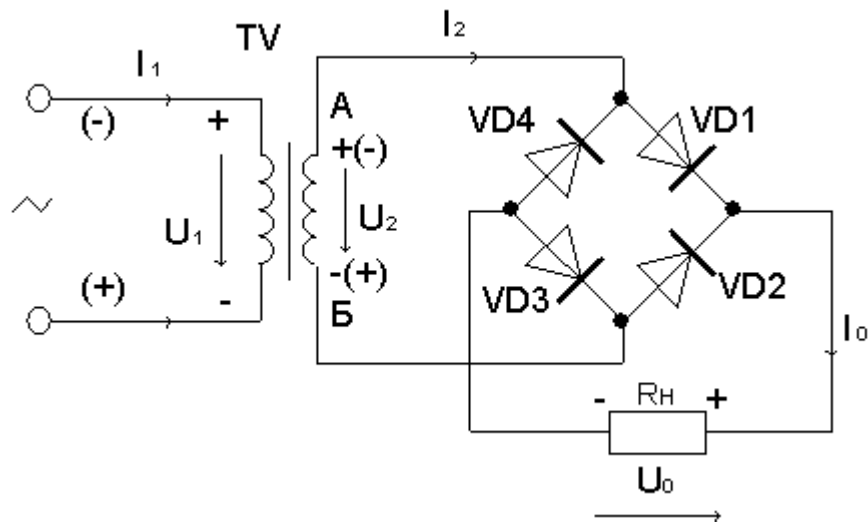


Рис.9.6. Однофазний мостовий випрямляч.

Двопівперіодна схема випрямляча приведена на рис.9.6. Вона складається з трансформатора TV, що має одну вторинну обмотку, та чотирьох випрямлених діодів VD1- VD4, з'єднаних в мостову схему. В одну діагональ моста під'єднана вторинна обмотка трансформатора, а до другої під'єднано навантажувальний опір R_n .

В додатній півперіод струм проходить від точки А через діод VD1, опір навантаження R_n , діод VD3 до точки Б. В наступний півперіод, коли полярність кінців А і Б вторинної обмотки трансформатора поміняється, струм пройде по наступному шляху: -Б-VD2- R_n - VD4- А. Напрямок струму, що проходить через R_n протягом обох півперіодів залишається постійним.

На рис.9.7 приведені часові діаграми напруг і струмів в мостовій схемі випрямляча.

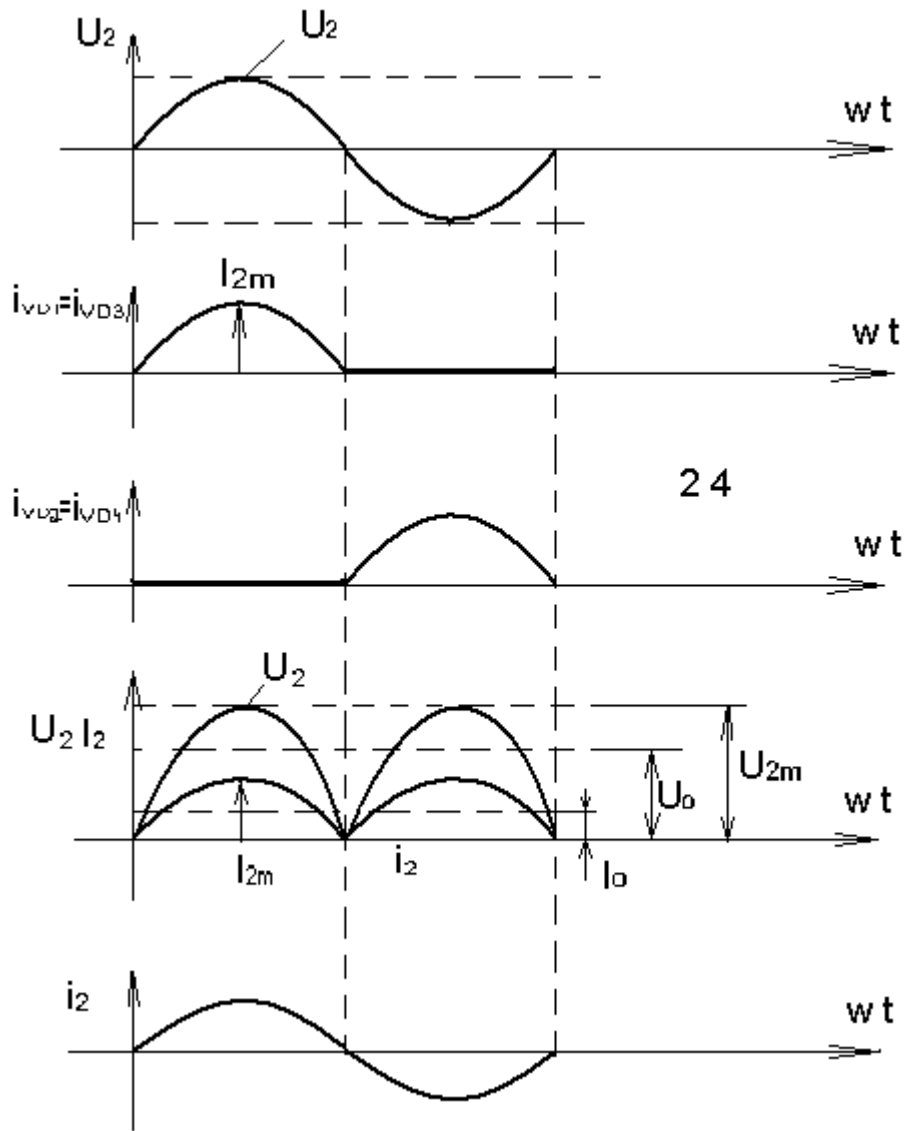


Рис.9.7. Графіки напруг і струмів у мостовій схемі випрямляча.

Під дією змінної синусоїдної напруги U_2 на затискачах вторинної обмотки трансформатора в роботу по черзі вмикаються діоди VD1, VD3 і VD2, VD4.

На відміну від попередніх схем струм i_2 у вторинній обмотці трансформатора проходить протягом обох півперіодів і є синусоїдним.

Для мостової схеми є справедливі співвідношення:

$$I_0 = \frac{2}{\pi} I_{2m} = 0,636 I_{2m} = 0,9 I_2$$

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_{2m} = 0,636 U_{2m} = 0,9 U_2$$

Слід звернути увагу на те, що для одержання заданого струму I_0 і напруги U_0 напруга на вторинній обмотці трансформатора в мостовій схемі повинна мати таке саме значення, як напруга на одній половині вторинної обмотки в схемі з середньою точкою. Отже, зворотна напруга, яка прикладається до діода в мостовій схемі, у два рази менша, ніж у схемі з середньою точкою:

$$U_{зв} = U_{2m} = \sqrt{2} U_2 \quad (9.19)$$

$$U_{зв} = 1,57U_0 \quad (9.20)$$

Середнє значення струму $I_{сер}$, що проходить через кожний діод, можна знайти за формулою:

$$I_{сер} = 0,5I_0$$

Струм у вторинній обмотці трансформатора:

$$I_2 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi I_0}{2\sqrt{2}} = 1,1I_0$$

Частота пульсацій випрямленої напруги дорівнює подвоєній частоті мережі: $f_n = 2f_m$, а коефіцієнт пульсації:

$$K_{II} = 0,67 .$$

Середнє значення струму $I_{сер}$, що проходить через кожний діод, можна знайти за формулою:

$$I_{сер} = 0,5I_0$$

Струм у вторинній обмотці трансформатора:

$$I_2 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi I_0}{2\sqrt{2}} = 1,1I_0$$

Частота пульсацій випрямленої напруги дорівнює подвоєній частоті мережі: $f_n = 2f_m$, а коефіцієнт пульсації:

$$K_{II} = 0,67 .$$

Тама 9.2: ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

План

1. Призначення і класифікація згладжувальних фільтрів
2. Ємнісний фільтр
3. Індуктивний фільтр
4. Індуктивно – ємнісний фільтр
5. Фільтри типу RC
6. Транзисторний згладжувальний фільтр

1. Призначення і класифікація згладжувальних фільтрів

Вихідні напруги випрямлячів, прикладені до навантаження, мають імпульсний характер. Пульсації вихідної напруги погіршують роботу радіоелектронних пристроїв.

Відомо, що коефіцієнт пульсації випрямленої напруги визначають так:

$$K_{no1} = U_{o1m}/U_o \quad \text{або} \quad K_{no1\%} = (U_{o1m}/U_o) \cdot 100, \quad (9.21)$$

де U_{o1m} - амплітуда основної (першої) гармоніки (її значення можна визначити шляхом розкладання несинусоїдної кривої в ряд Фур'є);

U_o - середнє значення випрямленої напруги.

Малим коефіцієнтом пульсацій вважають $K_n < 0.1\%$, середнім – від **0,1** до **1%** і великим $K_n > 1\%$.

Коефіцієнт пульсацій на виході відомих схем випрямлення знаходить в межах від **157%** до **67%**. Для зменшення K_n до допустимого значення, у схемах випрямлячів використовують згладжувальний фільтр (ЗФ), що включається між випрямлячем і навантаженням.

Властивість фільтра понижувати пульсації випрямленої напруги визначають коефіцієнтом згладжування:

$$q = K_{\text{ПВХ}}/K_{\text{ПВИХ}} \quad (9.22)$$

де, $K_{\text{ПВХ}}, K_{\text{ПВИХ}}$ - коефіцієнти пульсацій напруги на вході і виході фільтра.

Згладжувальні фільтри розрізняють за елементами із яких вони складаються (**C, LC, RC**), схеми з'єднання і по кількості елементів, які називають ланками.

Прості одноланкові фільтри складаються із конденсатора **C** або котушки **L**, складні фільтри представляють собою поєднання індуктивностей L_i , конденсаторів C_i , резисторів R_i . Складний багатоланковий фільтр складається із декількох простих фільтрів.

2. Ємнісний фільтр

Конденсатор **C**, ввімкнений паралельно навантаженню представляє собою простий ємнісний фільтр (рис.9.7,а)

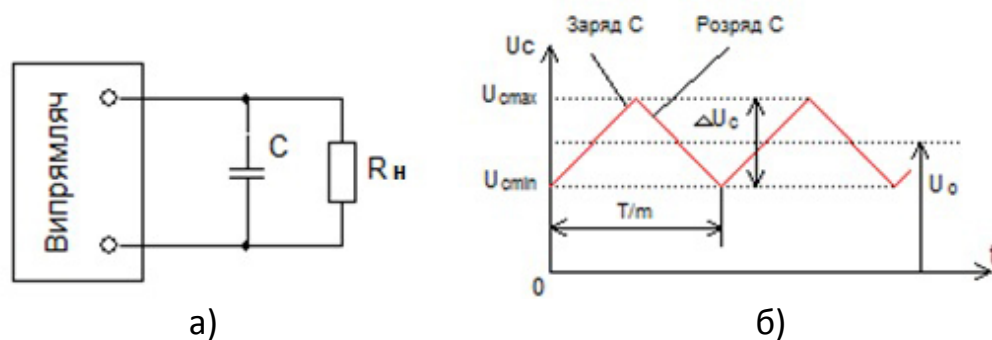


Рис.9.7. Схема ємнісного фільтра (а) і графік зміни напруги на конденсаторі (б)

В ті проміжки часу, коли діод пропускає струм, конденсатор нагромаджує електричну енергію. Коли ж до діоду прикладена зворотна напруга, конденсатор розряджається на опір навантаження R_n . Таким чином через R_n струм проходить безперервно, причому пульсації випрямленої напруги струму значно зменшуються (рис.9.7,б)

Конденсатор представляє собою ємнісний опір для змінного струму, а тому, шунтуючи R_n , він пропускає через себе найбільшу долю змінної складової випрямленого струму.

$$X_c = 1/m\omega_c C , \quad (9.23)$$

де, m - коефіцієнт, що залежить від схеми випрямлення: показує у скільки разів частота основної гармоніки випрямленої напруги більша за частоту мережі:

$$m = f_{01} / f_c ;$$

$$\omega_c = 2\pi f_c - \text{кругова частота.}$$

Шунтуюча дія конденсатора виконується при умові:

$$X_c \ll R_n \quad (9.24)$$

$$\text{або } 1/m\omega_c C \ll R_n \quad (9.25)$$

В загальному випадку можна вважати, що конденсатор фільтра заряджається імпульсами струму тривалістю меншою, ніж T/m , де T – період зміни напруги мережі. Для спрощення розрахунку фільтра можна прийняти, що струм розряду конденсатора постійний і рівний I_0 - середньому значенню струму навантаження. Зміну напруги на навантаженні ΔU_0 можна вирахувати як зміну напруги на конденсаторі ΔU_c при його розряді:

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{T/m} i_c dt = I_0 \frac{T}{mC} = I_0 \frac{1}{mf_c C} \quad (9.26)$$

Як видно з рис.1.1,б зміна напруги ΔU_c представляє собою подвоєну амплітуду змінної складової випрямленої напруги. Звідси виходить, що

$$K_n = U_{01m} / U_0, \quad \text{а } U_m = \Delta U_c / 2, \quad \text{то}$$

$$K_n = (\Delta U_c / 2) / U_0 \quad (9.27)$$

Після підстановки ΔU_c із (1.5) і враховуючи, що $R_n = U_0 / I_0$ отримаємо:

$$K_n = (\Delta U_c / 2) / U_0 = 1/2 m f_c R_n \cdot C \quad (9.28)$$

$$\text{Звідси} \quad C = \frac{1}{2} m f_c R_n \cdot K_n, \quad (9.29)$$

де C – ємність конденсатора, Ф

$$\text{Або} \quad C = \frac{10^8}{2 m f_c R_n K_n}, \quad (9.30)$$

де C – ємність конденсатора в МКФ;

$m=1$ - для однопівперіодної схеми випрямлення;

$m=2$ - для двох півперіодної схеми випрямлення.

Ємність C , що забезпечує пульсацію випрямленого струму не більше, ніж на **10%** при частоті $f_c=50\text{Гц}$ вираховують за формулами:

$$\text{- для однопівперіодної схеми } C \approx \frac{50I_0}{U_0}; \quad (9.31)$$

- для двох півперіодної схеми з середньою точкою і мостової схеми

$$C \approx \frac{25I_0}{U_0}; \quad (9.32)$$

де C – ємність конденсатора, МКФ;

I_0 - випрямлений струм, мА;

U_0 - випрямлена напруга, В.

3. Індуктивний фільтр

Індуктивний фільтр представляє собою котушку з феромагнітним осердям (дросель), яка включена послідовно з навантаженням (рис. 9.8,а)

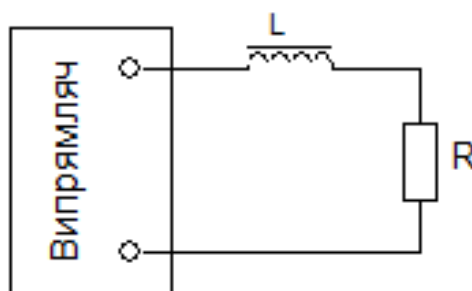


Рис.9.8. Схема індуктивного фільтра

Дія дроселя як елемента фільтра зводиться до того, що в ньому втрачається найбільша доля змінної складової напруги, так як його опір

$X_L = \omega L$ стараються вибрати значно більшим від навантажувального резистора R_n .

Таким чином для зменшення пульсацій випрямленої напруги необхідно щоби

$$X_L = R_n \quad \text{або} \quad m\omega L \gg R_n \quad (9.33)$$

Для постійної складової випрямленого струму індуктивний опір дроселя рівний нулеві. Значить, так як активний опір дроселя Γ_L мізерний і активним складом напруги на дроселі можна нехтувати, то практично постійна складова випрямленого струму виділяється на R_n .

Індуктивність дроселя визначається за формулою:

$$L = R_n \cdot q/m \cdot \omega \quad (9.34)$$

Індуктивний фільтр ефективно працює лише за умови малого опору навантаження. При значних R_n ефективність його роботи знижується.

4. Індуктивно – ємнісні фільтри

Поряд із простими фільтрами використовуються складні, що являють собою сполучення певним чином увімкнених дроселів та конденсаторів. Найширше використання набули Г - подібні LC - фільтри (одно ланкові або багатоланкові) зображенні на рис.9.9.

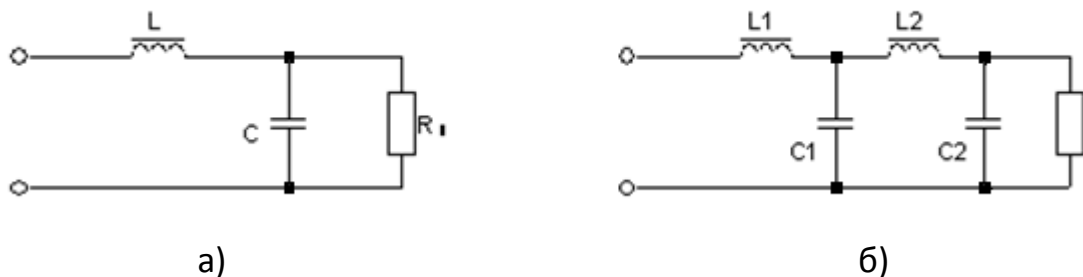


Рис.9.9. Г – подібні LC – фільтри: одноланковий (а) і двохланковий (б)

Вхідним елементом Г-подібного LC-фільтра (рис. 9.9,а) являється дросель, і при виконанні умови $X_L \gg R_n \gg X_C$ дросель і конденсатор в цій схемі використовуються краще, ніж кожен із них окремо.

Добуток LC (в $\Gamma_n \cdot \text{МКФ}$) в залежності від необхідного коефіцієнта згладжування визначається за формулою:

$$LC = \frac{2,5 \cdot 10^4 (q+1)}{m^2 \cdot f^2}, \quad (9.35)$$

де, f - частота мережі, Гц;

m - число фаз випрямлення (для однопівперіодної схеми $m=1$, для двохперіодних схем $m=2$).

Для найбільш поширених двохпівперіодних схем при $f = 50$ Гц

$$LC = 2,5(q + 1) \quad (9.36)$$

Величини L_ϕ і C_ϕ повинні бути вибрані так, щоби виконувалася умова

$$m\omega L > \frac{1}{m\omega C} \quad (9.37)$$

де $\omega = 2\pi f$

В якості конденсаторів фільтра використовують електролітичні конденсатори великої ємності (**10/40МКФ**). Робоча напруга конденсатора повинна перевищувати випрямлену напругу приблизно в 1,5 рази.

Задаючи значення C і використовуючи формулу (9.36) визначають індуктивність дроселя L . Правильність розрахунків перевіряють за формулою (9.37).

Для збільшення коефіцієнта згладжування використовують дволанкові **LC** фільтри (рис. 9.9, б), при цьому можна вважати, що коефіцієнт згладжування дволанкового фільтра дорівнює добутку коефіцієнтів згладжування кожної ланки

$$q = q_1 \cdot q_2 \quad (9.38)$$

5. Фільтри типу RC

Такі фільтри значно дешевші, ніж фільтри типу **LC**, мають малі розміри і масу. Найбільш поширені Γ -подібні **RC** – фільтри (одно ланкові або багатоланкові) зображені на рис.9.10.

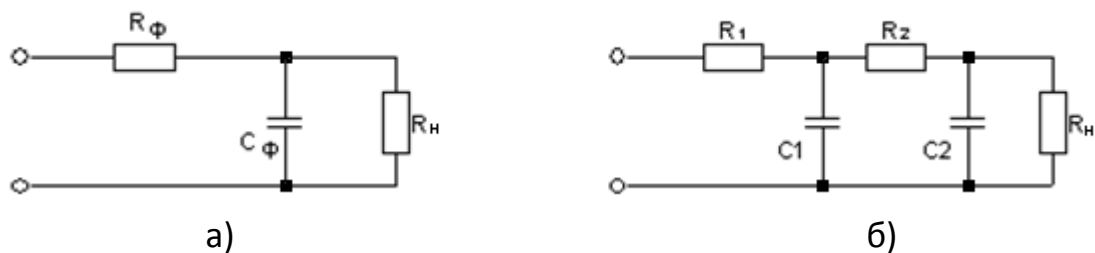


Рис.9.10. Γ – подібні RC – фільтри: одноланковий (а) і двохланковий (б)

Для отримання великого коефіцієнта згладжування повинні виконуватися умови:

$$R_n \gg X_c \quad \text{і} \quad R_\phi \gg X_c \quad (9.39)$$

R_ϕ вибирається із умови: $R_\phi \geq 0,2 R_n$

Добуток $R_\phi C_\phi$ (в Ом · МКФ) визначають за формулою:

$$R_\phi C_\phi = \frac{1,5 \cdot 10^6 q}{mfc} \quad (9.40)$$

Величину опору R_ϕ вибирають із умови допустимого падіння напруги на фільтри, а потужність, яку повинен розсіювати опір R_ϕ підраховують за формулою:

$$P = I_0^2 R_\phi, \quad (9.41)$$

де I_0 - випрямлений струм А; R_ϕ - опір, Ом.

6. Транзисторний згладжувальний фільтр

Окрім фільтрів типу **LC** і **RC**, широке використання отримали транзисторні (активні) згладжувальні фільтри (Рис. 9.11). В активних фільтрах послідовно або па-

ралельно з навантаженням вмикається транзистор, роль якого відповідає функції дроселя або резистора у фільтрах LC і RC.

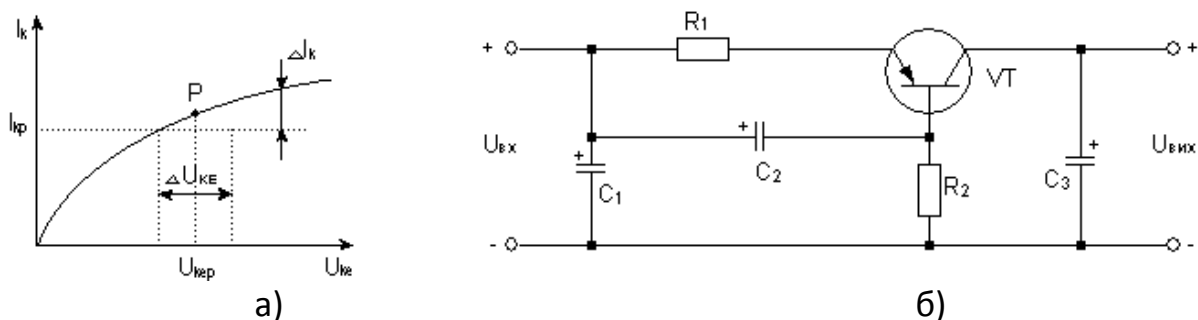


Рис.9.11. Транзисторний згладжувальний фільтр
а – вибір робочої точки на вихідній характеристиці транзистора;
б – схема.

Робочу точку транзистора вибирають на нелінійному участку вихідної характеристики (рис.9.11,а), де опір участка колектор – емітер транзистора для змінного струму

$$\Gamma_{KE} = \frac{\Delta U_{KE}}{\Delta I_K} \quad (9.42)$$

більший, ніж для постійного струму в робочій точці P:

$$\Gamma_{KEP} = \frac{\Delta U_{KE}}{\Delta I_K} \quad (9.43)$$

Тому на транзисторі виділяється змінна складова випрямленої напруги U , а напруга і струм навантаження будуть постійними. В коло бази транзистора ввімкнена ланка $R_1 C_2$ з постійною часу $\tilde{\tau} \gg T$, і тому напруга на C_2 за період частоти пульсацій суттєво не змінюється, що забезпечує стабільність струму емітера. Положення робочої точки на характеристиці транзистора (рис. 1.5,а) визначається опором резисторів R_1/R_2 , при чому останній забезпечує термостабілізацію робочої точки. Конденсатори C_1 і C_2 разом з транзистором створюють П - подібний згладжувальний фільтр.

Коефіцієнт згладжування Γ -подібної частини фільтра схеми (рис.9.11,а) (без конденсатора C_1 на вході)

$$q = h_{21E} \Gamma_{KE\infty} m \omega C R_n / R_2 \quad (9.44)$$

де h_{21E} - коефіцієнт передачі за струмом транзистора в схемі з

СЕ і $\Gamma_{KE\infty} = \Delta U_{KE} / \Delta I_K$ опір транзистора для змінного струмі і знаходиться по характеристиці транзистора.

Тема 9.3: СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ ТА СТРУМУ

План

1. Класифікація та основні параметри стабілізаторів напруги.
2. Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів напруги.
3. Напівпровідникові стабілізатори постійної напруги компенсаційного типу.
4. Стабілізатори струму.

1. Класифікація та основні параметри стабілізаторів напруги.

Стабілізатором напруги (струму) називається пристрій, який автоматично підтримує з необхідною точністю напругу (струм) на навантаженні при зміні дестабілізуючих факторів.

Причиною нестабільності напруги живлення являються в основному коливання напруги мережі живлення і зміни навантаження на виході випрямляючого пристрою. Дестабілізуючими факторами можуть бути також температура навколишнього середовища, частота напруги мережі та ін.

В залежності від виду стабілізуючої напруги або струму стабілізатори поділяються на **стабілізатори змінної напруги(струму)** і **стабілізатори постійної напруги (струму)**.

В залежності від методу стабілізації напруги стабілізатори поділяють на: **параметричні, компенсаційні і імпульсні**.

В параметричних стабілізаторах використовують елементи з нелінійною залежністю між струмом і напругою(з нелінійною ВАХ). Принципи дії параметричних стабілізаторів оснований на зміні опору нелінійних елементів при зміні прикладеної до них напруги або прохідного струму.

В параметричних стабілізаторах можуть використовуватись кремнієві стабілітрони, стабістори, варистори, терморезистори та ін.

Принципи компенсаційного методу стабілізації зводиться до автоматичного регулювання вихідної напруги.

Основні параметри стабілізаторів. Якість роботи стабілізатора характеризується наступними параметрами:

1) **Коефіцієнти стабілізації**, який представляє собою відношення відносної зміни напруги(струму) на вході до відносної зміни напруги(струму) на виході стабілізатора(при постійному опорі навантаження).

Коефіцієнти стабілізації за напругою $K_{стн}$ і струму $K_{сті}$:

$$K_{стн} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх.ном.}} / \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих.ном.}}; \quad (9.45)$$

$$K_{сті} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вих.ном.}} / \frac{\Delta I_{вих}}{I_{вих.ном.}}; \quad (9.46)$$

де, $U_{вх.ном}$ і $U_{вих.ном}$ – номінальні напруги на вході і виході стабілізатора; $\Delta U_{вх}$ і $\Delta U_{вих}$ – зміни напруг на вході і виході стабілізатора;

$\Delta I_{вх}$ і $\Delta I_{вих}$ – зміни струмів на вході і виході стабілізатора;

$I_{вх.ном}$ і $I_{вих.ном}$ – номінальний струм на вході і виході стабілізатора;

$$\Delta U_{вх.} = U_{вх.маx} - U_{вх.миn};$$

$$\Delta U_{вих.} = U_{вих.маx} - U_{вих.миn};$$

$$\Delta I_{вих.} = I_{вих.маx} - I_{вих.миn};$$

2) **Вихідний опір**, характеризує зміну вихідної напруги при зміні струму навантаження і постійній вхідній напрузі:

$$R_{\text{ВИХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВИХ}}}{\Delta I_{\text{ВИХ}}} \text{ при } U_{\text{ВХ}} = \text{const} \quad (9.47)$$

3) **Коефіцієнт корисної дії**, дорівнює відношенню потужності в навантаженні до номінальної вхідної потужності:

$$\eta = \frac{U_{\text{ВИХ}} \cdot I_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ.НОМ.}} \cdot I_{\text{ВХ.НОМ.}}} \quad (9.48)$$

4) **Температурний коефіцієнт за напругою ТКН** або $\gamma_{\text{Н}}$, який характеризує зміну вихідної напруги при зміні температури навколишнього середовища при постійній вхідній напрузі і струмі навантаження ($U_{\text{ВХ}} = \text{const}$; $I_{\text{Н}} = \text{const}$):

$$\gamma_{\text{Н}} = \frac{\Delta U_{\text{ВИХ.}}}{\Delta t_{\text{НО}}} \quad (9.49)$$

2. Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів напруги.

Компенсаційні стабілізатори напруги – це замкнуті системи автоматичного регулювання із від'ємним зворотнім зв'язком.

В компенсаційних стабілізаторах проводиться порівняння фактичної величини вихідної напруги з її заданою величиною і в залежності від величини і знаку розузгодження між ними автоматично здійснюється корекція на елементи стабілізатора, яка направлена на зменшення цього розузгодження.

Схеми компенсаційних стабілізаторів напруги бувають **послідовного і паралельного типів**.

Основними елементами таких стабілізаторів являються:

- джерело опорної (еталонної) напруги (ДОН);
- елементи порівняння з підсилювачем (ЕП);
- регулюючий елемент (РЕ).

В стабілізаторах послідовного типу (рис. 9.12.а) регулюючий елемент ввімкнений послідовно з джерелом вхідної напруги $U_{\text{ВХ}}$ і навантаженням $R_{\text{Н}}$.

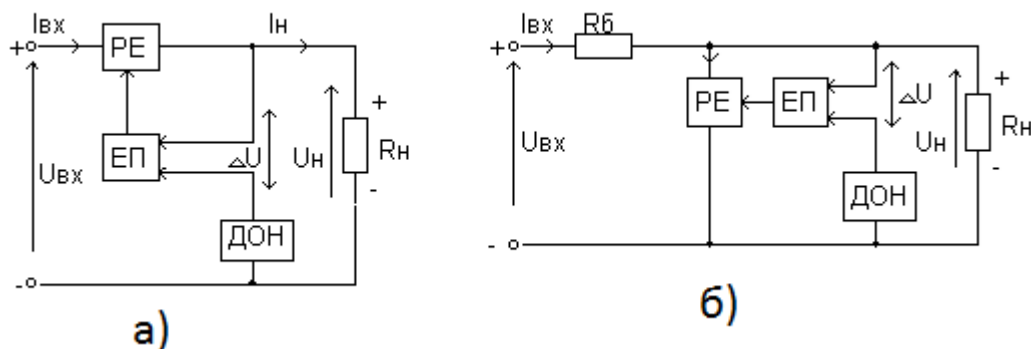


Рис.9.12. Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів послідовного (а) та паралельного типів (б).

Якщо по якійсь із причин (нестабільність $U_{\text{ВХ}}$ або зміна $R_{\text{Н}}$) напруга на виході $U_{\text{ВИХ}}$ відхилилась від свого номінального значення, то різниця опорної і вихідної напруги ΔU змінюється, підсилюється і поступає на регулюючий елемент. При цьому опір РЕ автоматично міняється і напруга $U_{\text{ВИХ}}$ розподілюється між РЕ і $R_{\text{Н}}$, таким чином, щоби компенсувати зміну напруги на $R_{\text{Н}}$.

Для стабілізатора послідовного типу маємо:

$$U_H = U_{BX} - I_H \cdot R_{PE} = \text{const};$$

$$\Delta U = U_H - U_{оп} (\text{напруга розузгодження})$$

Надлишок напруги в цій схемі падає на PE.

В схемі паралельного стабілізатора компенсаційного типу (рис.9.12,б) при відхиленні напруги на виході від номінальної виділяється сигнал розузгодження ($\Delta U = U_H - U_{оп}$), підсилюється елементом ЕП і поступає на регулюючий елемент PE, увімкнений паралельно навантаженню R_H . Струм регулюючого елемента I_p зміниться. Тому на балансовому опорі R_5 , увімкненому послідовно з R_H , зміниться спад напруги, а напруга на виході $U_{вих}$ залишиться постійною.

Для стабілізатора паралельного типу маємо:

$$U_H = U_{BX} - R_B(I_H + I_p) = \text{const}.$$

3. Напівпровідникові стабілізатори постійної напруги компенсаційного типу.

3.1. Простий компенсаційний стабілізатор напруги.

Проста схема однокаскадного стабілізатора послідовного типу без підсилювального елемента приведена на рис.9.13,а).

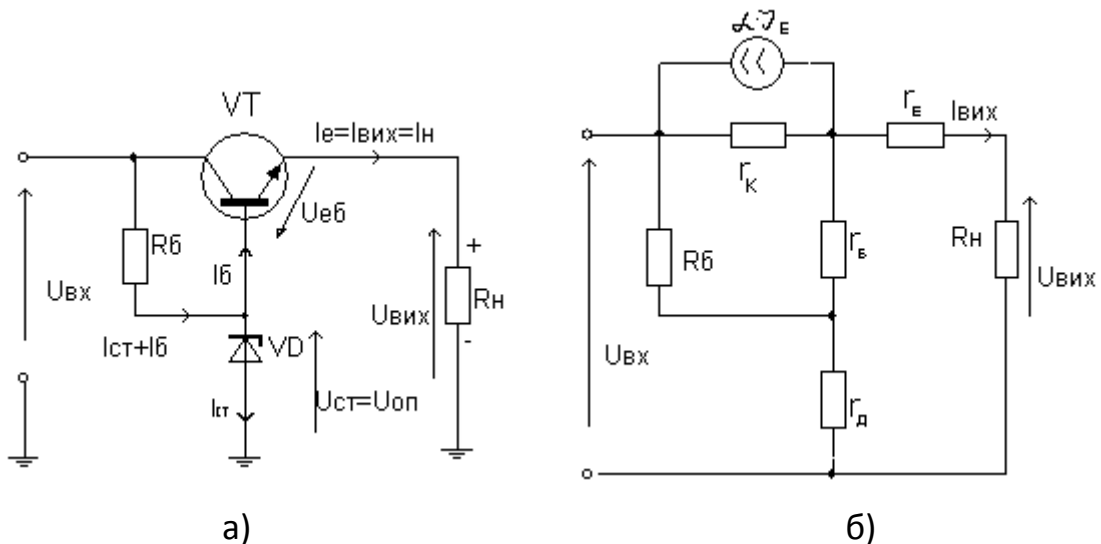


Рис.9.13. Простий компенсаційний стабілізатор напруги: а- принципова схема; б- еквівалентна схема.

Такий стабілізатор складається із двох частин: параметричного стабілізатора R_B , VD, який створює опорну напругу $U_{оп}$ і регулюючого транзистора VT, який поєднує в собі і функцію порівняльного елемента.

Вихідна напруга представляє собою різницю між опорною напругою і напругою $U_{ЕБ}$ ($U_{вих} = U_{оп} - U_{ЕБ}$). В нормальному режимі, коли відсутня дестабілізація, режим роботи транзистора VT вибирають так, щоби він був не повністю відкритий напругою зміщення $U_{ЕБ}$, яка зазвичай складає величину порядку 0,1-0,3В. Вихідна напруга при цьому практично рівна опорній напрузі $U_{оп}$. Нехай, по якійсь із причин напруга на виході стабілізатора збільшилася. Напруга на стабілітроні VD при цьому не зміниться. Тут регулюючий транзистор VT увімкнений за схемою емітерного повторювача, а значить, збільшення напруги на R_H можна розглядати як збі-

льшення позитивного потенціалу по відношенню до бази. По цій причині опір транзистора збільшиться і спад напруги на опорі R_H відновиться до початкового значення. Аналогічно працює схема і при зниженні вихідної напруги.

Визначимо основні параметри простого стабілізатора. Для цього використаємо еквівалентну схему на рис.9.13,б. Вихідний опір стабілізатора дорівнює вихідному опору емітерного повторювача:

$$R_{\text{ВИХ}} = r_E + \frac{R_B + r_D}{1 + \beta}$$

Коефіцієнт стабілізації за напругою можна розрахувати за наступною приблизною формулою:

$$K_{\text{СТУ}} \approx \frac{r_K}{r_D + r_B + r_E(1 + \beta)} \times \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$$

Коефіцієнт стабілізації простого стабілізатора має величину такого порядку, як і параметричний стабілізатор з кремнієвим стабілітроном.

Коефіцієнт корисної дії стабілізатора:

$$\eta = \frac{I_{\text{ВИХ}} \times U_{\text{ВИХ}}}{I_{\text{ВХ}} \times U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВИХ}} \times U_{\text{ВИХ}}}{(I_H + I_{R_B}) \times U_{\text{ВХ}}}$$

де I_{R_B} – струм, що протікає через резистор R_B .

Величину опору R_B можна розрахувати за формулою:

$$R_B = \frac{U_{\text{ВХ}} - U_{\text{СТ}}}{I_{\text{СТ}} + I_B}$$

3.2. Компенсаційний стабілізатор напруги послідовного типу з регульованою вихідною напругою.

На рис.9.14 приведена схема послідовного транзисторного стабілізатора з підсилювачем в колі зворотного зв'язку, яка має більш високий коефіцієнт стабілізації.

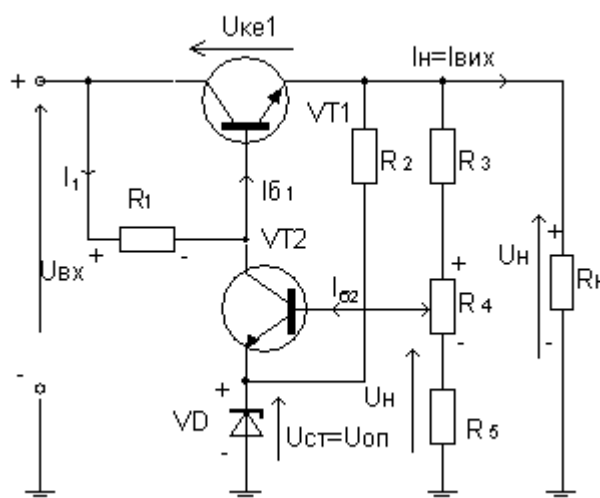


Рис.9.14. Компенсаційний стабілізатор напруги послідовного типу з регульованою вихідною напругою.

В цій схемі транзистор VT1 є регулюючим елементом, а транзистор VT2 являється одночасно елементом порівняння і підсилення за джерело опорної напруги править параметричний стабілізатор, виконаний на стабілізаторі VD1 та резисторі R2. Дільник напруги R3-R5 з коефіцієнтом ділення k є здавачем сигналу зворотного зв'язку.

Підсилювач сигналу розузгодження під дією напруги $\Delta U = kU_H - U_{оп}$ змінює опір VT1 таким чином, щоб підтримувати напругу на R_H незмінною:

$$U_H = U_{вх} - U_{ке}$$

Припустимо, що $U_{вх}$ зростає і це повинно призвести до зростання U_H . Тоді також зростає $\Delta U = \alpha U_H - U_{оп}$, яка прикладена в прямому напрямі до емітерного переходу транзистора VT2. Внаслідок цього збільшиться емітерний і колекторний струм $I_{К2}$. Проходячи через резистор R_1 колекторний струм $I_{К2}$ створить на ньому спад напруги, яка по своїй полярності являється зворотною для емітерного переходу транзистора VT1. Емітерний і колекторний струм VT1 зменшуються, опір зростає, а значить зростає і падіння напруги на ньому $U_{ке}$, а $U_H = U_{вх} - U_{ке} = \text{const}$ залишається не змінною.

Таким чином, стабільність вихідної напруги підтримується завдяки від'ємному зворотному зв'язку.

Змінюючи положення регулятора резистора R_4 можна змінювати вихідну напругу U_H .

$$\alpha U_H = U_{оп}; \quad U_H = \frac{U_{оп}}{\alpha}$$

Коефіцієнт стабілізації схеми визначається за формулою:

$$K_{стн} = K_{Т2} \times \alpha \times \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$$

де $K_{Т2}$ – коефіцієнт підсилення підсилювача постійного струму на транзисторі VT2;

$$\alpha = \frac{U_{R4,5}}{U_H} \text{ – коефіцієнт передачі дільника } R_3\text{-}R_5.$$

Величину $K_{Т2}$ приблизно можна знайти за формулою

$$K_{Т2} \approx \beta_2 \times \frac{R_1}{R_{вх2}}$$

де β_2 – коефіцієнт підсилення за струмом транзистора VT2;

$R_{вх2}$ – вихідний опір транзистора VT2;

$$R_{вх2} = r_{e2} + r_{б2}(1 - \alpha).$$

Таким чином, для збільшення коефіцієнту стабілізації необхідно вибрати транзистор підсилювального каскаду з високим коефіцієнтом β , а в коло колектора цього транзистора включати високоомний резистор R_1 .

Коефіцієнт стабілізації такого стабілізатора може сягати $K_{ст} > 1000$.

4. Стабілізатори струму.

В електронних схемах часто виникає необхідність стабілізації не напруги на навантаженні, а його струму.

Оскільки реально ми маємо справу з джерелами ЕРС (напруги), постає проблема перетворення джерела напруги у джерело струму.

На рис. 9.15 зображенні ВАХ стабілізаторів (джерел) напруги та струму.

1- ВАХ ідеального джерела струму;

2- ВАХ ідеального джерела напруги;

Проста схема стабілізатора струму показана на рис. 9.15

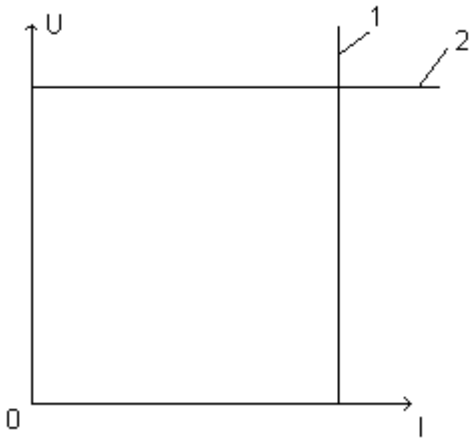


Рис.9.14. ВАХ стабілізаторів струму (1).
і напруги (2)

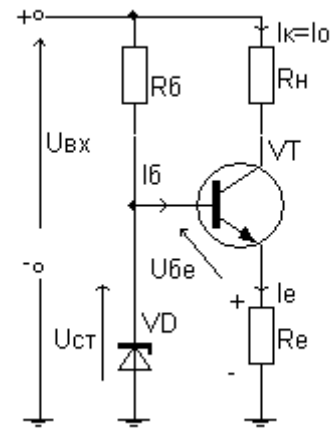


Рис.9.15. Стабілізатор струму

Задача заключається в тому, щоби стабілізувати струму колектора $I_K = I_0$. Цей струм зв'язаний з струмом емітера і струмом бази транзистора залежністю:

$$I_K = I_0 = \alpha I_E = I_E - I_B$$

За другим законом Кірхгофа запишемо:

$$U_{CT} - U_{бе} - I_B \cdot R_E = 0$$

Звідси:

$$I_E = \frac{U_{CT} - U_{BE}}{R_E}$$

Тоді отримуємо:

$$I_K = I_0 = \frac{\alpha(U_{CT} - U_{BE})}{R_E} = \frac{U_{CT} - U_{BE}}{R_E} - I_B$$

Із посліднього рівняння виходить, що якщо напруга на стабілітроні U_{CT} і на переході база- емітер U_{BE} міняються під дією дестабілізуючих факторів однакового, то струм I_K буде стабілізований. Для цього ТКУ стабілітрона VD і переходу база- емітер VT повинні бути однакові, а резистор R_E повинен мати мінімальну величину ТКО.

Стабілізатор працює так. Припустимо, що струм емітера транзистора I_E збільшився. Тоді на резисторі R_E збільшиться падіння напруги, яка прикладається через стабілітрон VD до участку база- емітер VT (плюс на емітері, мінус на базі). Така полярність напруги для VT типу n-p-n приводить до збільшення опору транзистора і відновленню попереднього значення емітерного струму. При незмінному I_E струм колектора $I_K = I_0$ теж залишається постійним.

Тема 9.4: Застосування інтегральних стабілізаторів напруги.

План

1. Призначення ІМС стабілізаторів напруги.
2. Застосування ІМС стабілізаторів серії 142.
3. Інтегральні стабілізатори напруги серій 78 та 79, 78L та 79L.
4. Типовий блок живлення ТТЛ/КМОН – схем.

1. Призначення ІМС стабілізаторів напруги.

Цифрові інтегровані схеми і операційні підсилювачі потребують напруги живлення +5В, +12В, -5В,-12В. Більшість ІМС серії ТТЛ і КМОН розраховані на роботу з напругою живлення +5В.

Для ТТЛ-мікросхем необхідна досить жорстка стабілізація напруги, зазвичай $\pm 5\%$ від номінальної напруги живлення U_n . (Діапазон допустимих напруг змінюється від 4,75 до 5,25В).

Зараз широкого використання набули стабілізатори напруги компенсаційного типу в інтегральному виконанні. Вони, окрім, виконання основної функції (стабілізації напруги) забезпечують також захист від короткого замикання в навантаженні, та від перевищення температури корпусу. Такі стабілізатори розміщуються у корпусі звичайних потужних, або малопотужних транзисторів, а тому їх називають трьох вивідними стабілізаторами напруги.

Випускаються ІМС стабілізаторів як з фіксованою вихідною напругою так і з можливістю її регулювання за допомогою зовнішнього резисторного дільника.

Стабілізатори з фіксованою вихідною напругою мають внутрішній дільник, що забезпечує задання необхідного значення вихідної напруги. Налагоджуються вони на величини стандартного ряду напруг живлення у процесі виробництва.

В універсальних стабілізаторах напруги задання необхідного значення вихідної напруги забезпечується зовнішнім резистивним дільником.

2. Застосування ІМС стабілізаторів серії 142

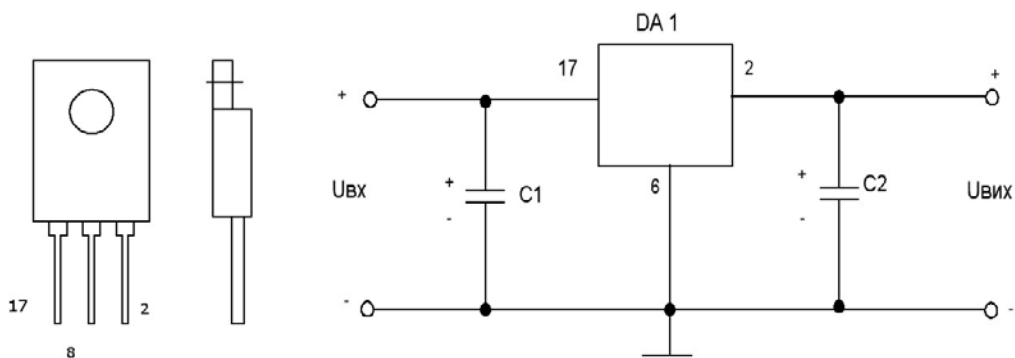
Із вітчизняних ІМС стабілізаторів напруги широкого використання набули ІМС серії 142, параметри яких приведені в табл.9.1, а типові схеми увімкнення – на рис. 9.16

ІМС розраховані на роботу з тепловідводом, до якого кріпляться за фланець гвинтом з гайкою (при конструюванні пристроїв слід мати на увазі, що у таких ІМС фланець має електричний зв'язок з середнім виводом).

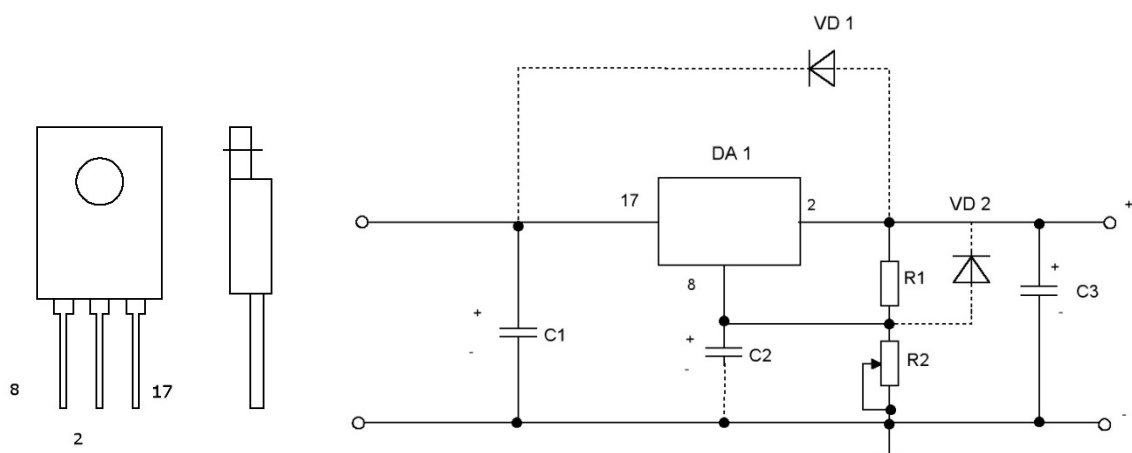
Величина ємностей електричних конденсаторів у схемах вмикання ІМС стабілізаторів повинні бути не меншими за 10 мкф.

Табл.9.1 Параметри деяких ІМС стабілізатори напруги серії 142

Електричні параметри	КР142 ЕНА	КР142 ЕН5Б	КР142 ЕН8А	КР142 ЕН8Б	КР142 ЕН8В	КР142 ЕН9А	КР142 ЕН9Б	КР142 ЕН9В	КР142 ЕН12 А
Вихідна напруга, В	4,9.. 5,1	5,88.. 6,12	8,73.. 9,27	11,64. 12,36	14,55. 15,45	19,6.. 24,48	23,52. 24,48	26,46. 27,54	1,3... 37
Номінальна вихідна напруга, В	5	6	9	12	15	20	24	27	
Мінімальне надіння напруги не більше як, В	2,5								3,5
Нестабільність вихідної напруги від змін вихідної напруги % В, не більше, як	0,05								0,01
Нестабільність вихідної напруги від змін вихідного струму, % В, не більше як	2		1					0,2	
Параметри граничного режиму									
Вхідна напруга, В	7,5... 15	8,5... 15	11,5... 35	14,5... 35	17,5... 35	23... 45	27... 45	30... 45	5... 45
Вихідний струм, А	3		2	1,5				1	
Потужність, розсіювана без тепловідводу, Вт	1								
Потужність, розсіювана з тепловідводом, Вт	10		9					10	
Робочий інтервал температур, °С	-10...+70								



а) ІМС стабілізаторів серії 142 з фіксованою напругою стабілізації



б) ІМС універсального стабілізатора напруги КР142 ЕН12А

Рис.9.16. ІМС серії 142 у пластмасовому корпусі та типові схеми їх вмикання.

Універсальний трьохвивідний стабілізатор КР142ЕН12А при використанні у якості резистора R_2 резистор змінного опору стає стабілізатором з регульованою вихідною напругою, яка визначається за формулою:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих min}} (1 + R_2/R_1) + R_2 I_p \quad (9.50)$$

де $U_{\text{вих min}} = 1,3\text{В}$;

I_p – струм виводу регулювання ІМС, який необхідно задавати не меншим за 55 мкА.

Конденсатор C_2 встановлюється за вихідних напруг, близьких до мінімальної.

При вихідній напрузі, що перевищує 25В, необхідно встановлювати захисні діоди VD1 і VD2 (рекомендується тип КД521А), які забезпечують розряд конденсаторів C_2 (VD1, VD2) та C_3 (VD1) при замиканні у вхідному колі випрямляча (до стабілізатора), а також C_2 (VD2) при замиканні у вихідному колі (у навантаженні).

Необхідно у процесі роботи забезпечувати не перевищення допустимої розсіюваної потужності ІМС.

Величина розсіюваної ІМС потужності:

$$P_{\text{ІМС}} = \Delta U I_n < P_{\text{ІМС доп}}, \quad (9.51)$$

де $P_{\text{ІМС доп}}$ – допустима потужність, розсіювана ІМС (без тепловідводу або з ним);

I_H – струм навантаження;

$$I_H = P_H / U_{\text{вих}} \quad (9.52)$$

ΔU – максимальне падіння напруги на ІМС

$$\Delta U = U_{\text{вх max}} - U_{\text{вих}} \quad (9.53)$$

Зазначимо, що величини $U_{\text{вх min}}$ та $U_{\text{вх max}}$ обумовлюється з одного боку зниканням напруги на виході випрямляча під навантаженням, а з іншого – допустимими значеннями відхилення напруги мережі від номінальної величини. При цьому $U_{\text{вх min}}$ обов'язково повинна перевищувати значення.

$$U_{\text{вх min}} \geq U_{\text{вих}} + U_{\text{ІМС min}}, \quad (9.54)$$

де, $U_{\text{ІМС min}}$ – мінімально допустиме падіння напруги на ІМС (табл.9.1)

3. Інтегральні стабілізатори напруги серій 78 та 79, 78L та 79L.

На практиці найбільш широко використовуються стабілізатори напруги приведені в таблиці 9.2. Типові корпуси стабілізаторів приведені на рис.9,17. Вказані ІМС представляють собою трьох виводні стабілізатори напруги з фіксованою напругою стабілізації.

Таблиця 9.2. параметри деяких ІМС стабілізаторів серії 78, 79 із фіксованою напругою стабілізації.

Тип стабілізатора	Вихідна напруга, В	Максимальний вихідний струм, А	Тип корпусу (рис.2)
7805	+5	1	а
7905	-5	1	б
7809	+9	1	а
7909	-9	1	б
7812	+12	1	а
7912	-12	1	б
7815	+15	1	а
7915	-15	1	б
78L05	+5	0,1	в
79L05	-5	0,1	г
78L12	+12	0,1	в
79L12	-12	0,1	г
78L15	+15	0,1	в
79L15	-15	0,1	г
78S05	+5	2	а
78S12	+12	2	а
78H05	+5	5	д
78H12	+12	5	д

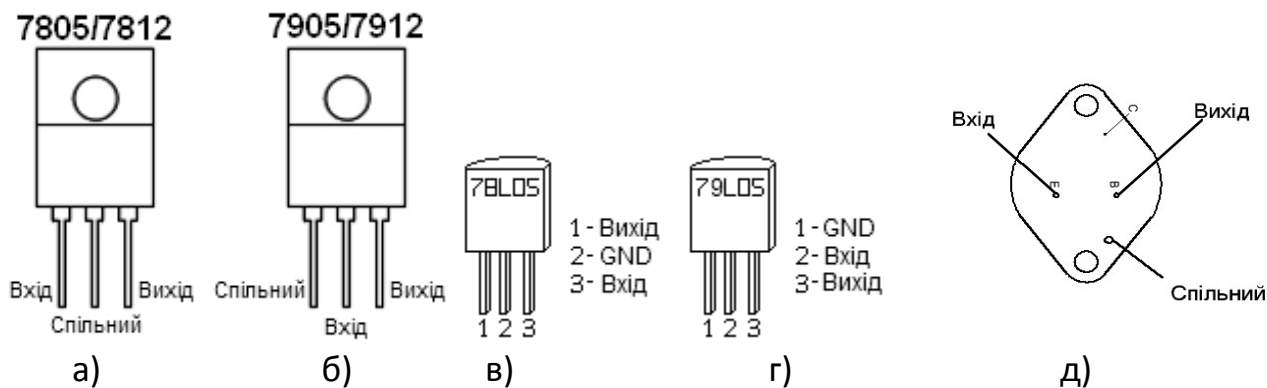


Рис.9.17. Типові корпуси стабілізаторів напруги ІМС серії 78, 79.

4. Типовий блок живлення ТТЛ/КМОН – схем.

На рис.9.18 приведено типовий блок живлення ТТЛ/КМОН – схем з стабілізованою вихідною напругою +5В.

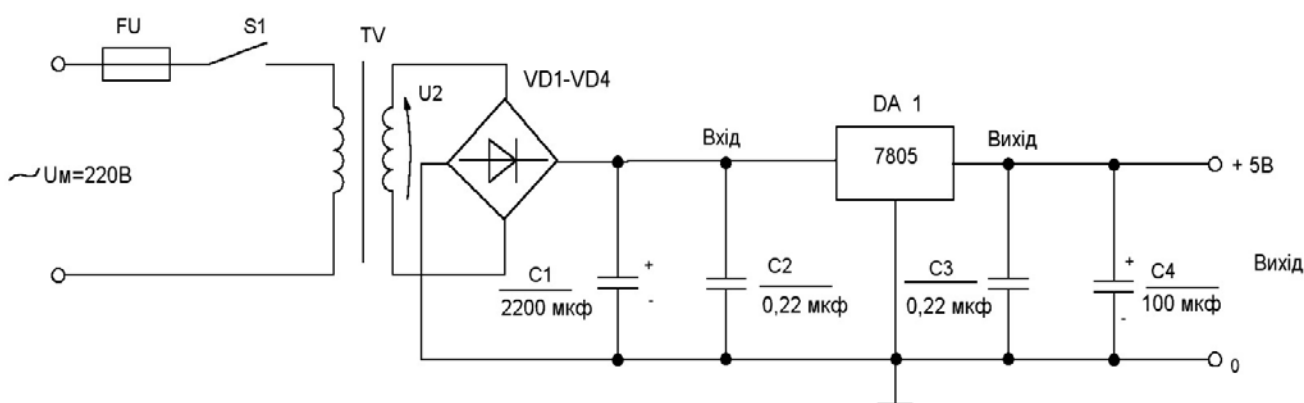


Рис.9.18. Схема типового блоку живлення для цифрових схем.

І з понижуючого трансформатора VT змінна напруга U_2 подається на мостовий випрямляч VD1-VD4. Напруга на вторинній обмотці U_2 становить 9В; після випрямлення на згладжуючому конденсаторі C1 отримаємо постійну напругу приблизно 12В.

Номінальна напруга стабілізатора +5В подається на вихід. Додаткові конденсатори C2, C3 невеликої ємності (не електролітичні) за звичай встановлюють біля виводів стабілізатора. Вони забезпечують ефективну розв'язку на високих частотах і подавляють високочастотну складову, яка може виникати із паразитних монтажних опорів.

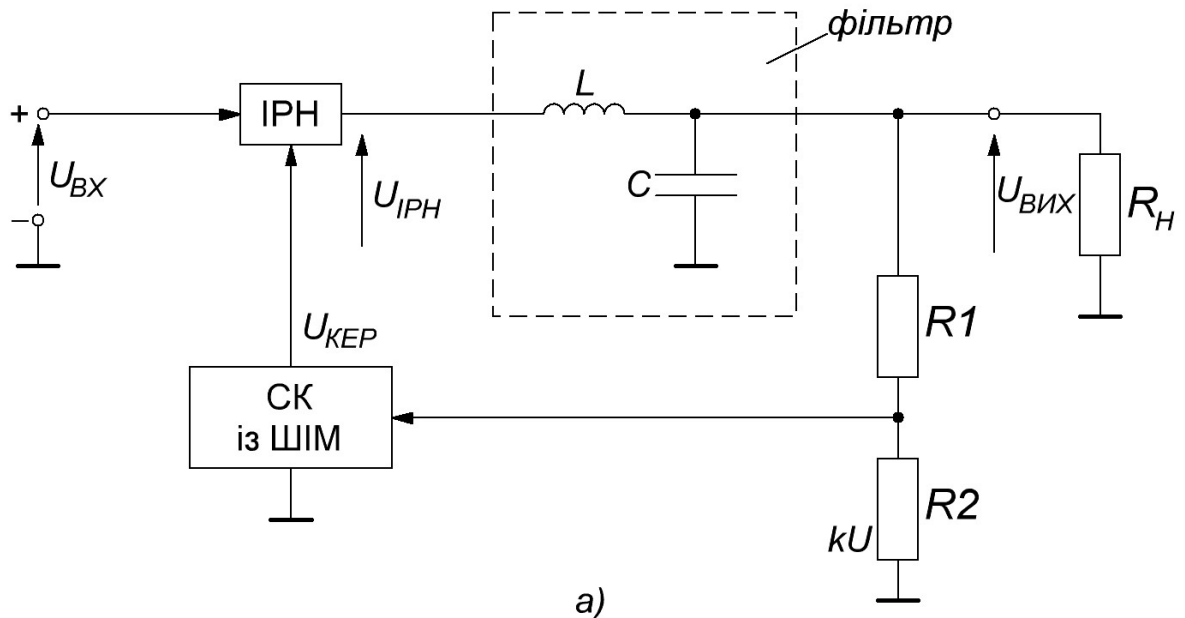
Тема 9.5: Імпульсні стабілізатори напруги

План

1. Імпульсні стабілізатори напруги.
2. Вторинні імпульсні стабілізатори напруги, їх класифікація.
3. Первинні імпульсні стабілізатори напруги.

1. Імпульсні стабілізатори напруги.

Імпульсний стабілізатор напруги представляє другий основний тип стабілізаторів напруги. Основною перевагою імпульсних стабілізаторів напруги (ІСН) порівняно з компенсаційними є те, що в ІСН регульований транзистор працює в ключовому режимі (тобто він або повністю ввімкнений або вимкнений), тому втрати потужності на ньому невеликі. Внаслідок цього ІСН має високий ККД (до 80%), в той час як ККД компенсаційних стабілізаторів рідко досягає 50%. На рис.9.19. приведена структурна схема ІСН.



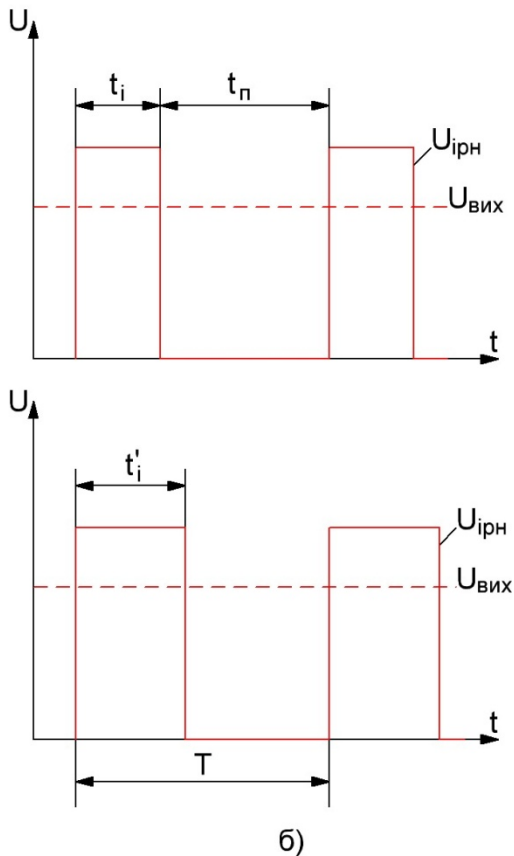


Рис.9.19. Імпульсний стабілізатор напруги:
 а – функціональна схема;
 б – широтно-імпульсне регулювання
 Зверху – при малому струмові навантаження;
 Знизу – при великому струмі регулювання.

Схема ІСН складається із таких елементів: імпульсний регулятор напруги (ІРН), вимірювальний елемент (подільник напруги на резисторах R1, R2, джерело опорної напруги (ДОН), схему керування із широтно-імпульсним модулятором (СК із ШІМ), LC – фільтр.

Принцип дії ІСН наступний. Схема керування (СК) виробляє імпульсні сигнали $U_{кер}$ з частотою f_i коефіцієнтом заповнення $K_3 = \frac{t_i}{T}$, які поступають на ІРН (рис.9.19, б). Частота переключення ІРН близько 20 кГц. Напруга на навантаженні є середнім значенням цієї напруги

$$U_H = U_{вих} = \frac{t_i}{T} U_{вих} = K_3 U_{вих} \quad (1)$$

При зміні вхідної напруги схема керування (СК із ШІМ) змінює коефіцієнт заповнення керуючих імпульсів так, щоб напруга на навантаженні змінилась не більше ніж на допустиму величину ΔU_H , тобто залишалась приблизно постійною. Через СК здійснюється від'ємний зворотний зв'язок за напругою (дільник напруги на R1, R2, з коефіцієнтом ділення k є давачем сигналу зворотного зв'язку).

На рис.9.20 представлена блок-схема СК із ШІМ. Схема керування ІСН містить джерело опорної напруги (ДОН), схему порівняння (Сх.П), на виході якої утворюється сигнал помилки $U_п$, пропорційний відхиленню напруги на R_H від заданого значення.

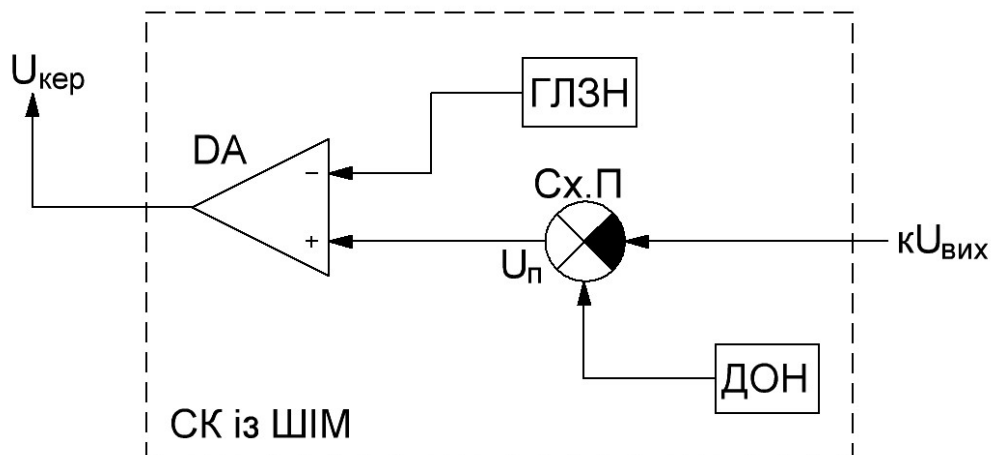


Рис.9.20. Блок-схема СК із ШІМ

Якщо напруга на навантаженні рівна заданому значенню $U_{вих}$, то напруга помилки U_n рівна нулеві. При цьому коефіцієнт заповнення керувального імпульсу

$$K_3 = \frac{U_n}{U_{ex}} \quad (9.52)$$

У разі збільшення вхідної напруги СК має зменшити коефіцієнт заповнення

$$K_{3min} = \frac{U_n + 0.5\Delta U_n}{U_{exmax}} \quad (9.53),$$

а у разі зменшення вхідної напруги – збільшити

$$K_{3max} = \frac{U_n + 0.5\Delta U_n}{U_{exmin}} \quad (9.54)$$

Цю функцію у схемі керування виконує широтно-імпульсний модулятор (ШІМ), який складається із компаратора ДА та генератора лінійно-змінюваної напруги (ГЛЗН). ГЛЗН генерує пилоподібні імпульси з постійною частотою $f = \frac{1}{T}$. Напруга помилки $U_n = U_{оп} - kU_{вих}$, що знімається з виходу Сх.П безперервно порівнюється з лінійно-змінюваною напругою $U_r(t)$ (рис.9.21.)

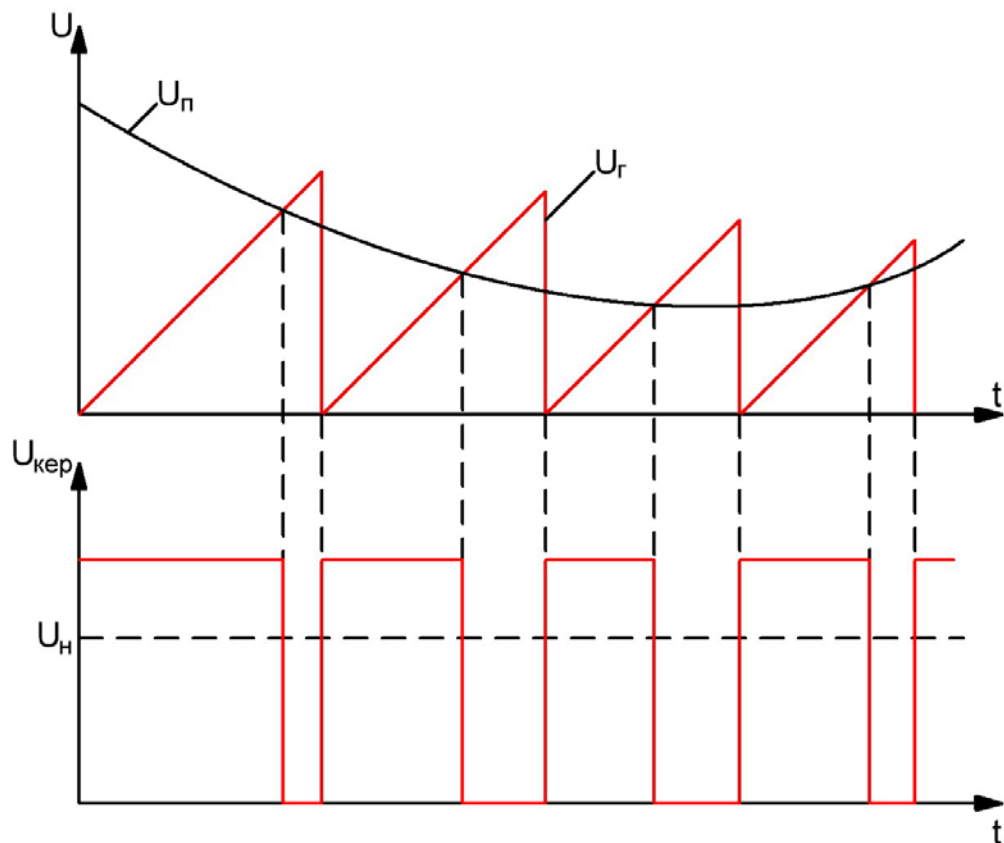


Рис.9.21. Осцилограми напруг для ШІМ модулятора

Таким чином, керуючі імпульси $U_{кер}$ мають різну тривалість при незмінній частоті повторення імпульсів. Під дією керуючих імпульсів ІРН в стабілізаторах з ШІМ переключається і в залежності від тривалості імпульсів і пауз змінюється середнє значення напруги на виході фільтра, в результаті чого забезпечується постійність вихідної напруги стабілізатора в заданих границях.

В імпульсних стабілізаторах напруги виділяють первинні стабілізатори напруги і вторинні стабілізатори напруги. Якщо ІРН ввімкнено в коло вторинної обмотки

мережевого трансформатора, то такі стабілізатори напруги називають **вторинними**.

В мережевих джерелах живлення слід враховувати потужність втрат силового трансформатора. Вона може бути суттєво знижена, якщо робоча частота трансформатора складає декілька кГц, так як при цьому його обмотки мають значно менше число витків. Мережева напруга випрямляється і згладжується безпосередньо на первинній стороні, а потім за допомогою ІРН перетворюється в високочастотну змінну напругу, яка і подається на відповідно розрахований силовий трансформатор. Для стабілізації випрямленої мережевої напруги на первинній стороні силового трансформатора використовують ІРН, який керується імпульсами зі змінною тривалістю ввімкнення. Такі стабілізатори напруги називають **первинними**.

Переваги ІСН:

- вони мають високий ККД, який доходить до 80%;
- значно зменшуються габарити і вага використовуючи в них силових трансформаторів.

Недоліки ІСН: вони складніші і дорожчі за компенсаційні стабілізатори напруги і мають менший коефіцієнт стабілізації напруги.

2. Вторинні імпульсні стабілізатори напруги.

Виділяють три основні конфігурації схем імпульсних стабілізаторів напруги:

- ІСН з пониженням вхідної напруги;
- ІСН з підвищенням вхідної напруги;
- ІСН з інвертуванням напруги

2.1. Схема ІСН з пониженням вхідної напруги.

На рис.9.22 приведена схема ІСН понижаючого типу. ІСН понижаючого типу забезпечує вихідну напругу будь-якої величини, меншої ніж вхідна напруга. Вихідна напруга залежить від $U_{вх}$ і відношення тривалості t_i знаходження транзистора VT у ввімкненому стані до періоду комутації T:

$$U_{вих} = U_{вх} \frac{t_i}{T} = K_3 U_{вх}, \quad (9.55)$$

t_i – тривалість ввімкненого стану транзистора;

$T = t_i + t_n$ – період комутації;

t_n – тривалість відключеного стану транзистора (паузи).

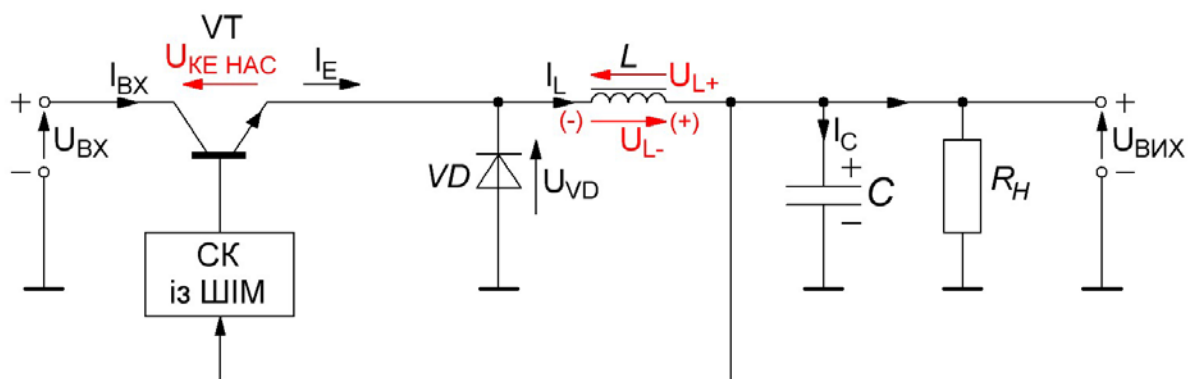


Рис.9.22. Схема ІСН з пониженням вхідної напруги

Розглянемо роботу ІСН. Коли транзистор VT відкритий, струм дроселя L зростає за лінійним законом :

$$i_E(t) = i_L(t) = I_{L \min} + \Delta I_L \frac{t}{\tau_H}, \quad (9.56)$$

де $\Delta I_L = I_{L \max} - I_{L \min}$;

$\tau_H = L/R_H$ – стала часу кола навантаження;

$$\tau_H \gg \tau_i$$

Коли транзистор VT закривається, то зникаюче магнітне поле котушки внаслідок самоіндукції змінює полярність напруги на її кінцях ($u_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta T}$) і дросель L стає джерелом живлення навантаження. Струм через дросель L зменшується і замикається через діод VD, який тепер отримує зміщення в прямому напрямі із-за зміни полярності напруги на L:

$$i_L(t) = I_{L \max} \left(1 - \frac{t}{\tau_H}\right) \quad (9.57)$$

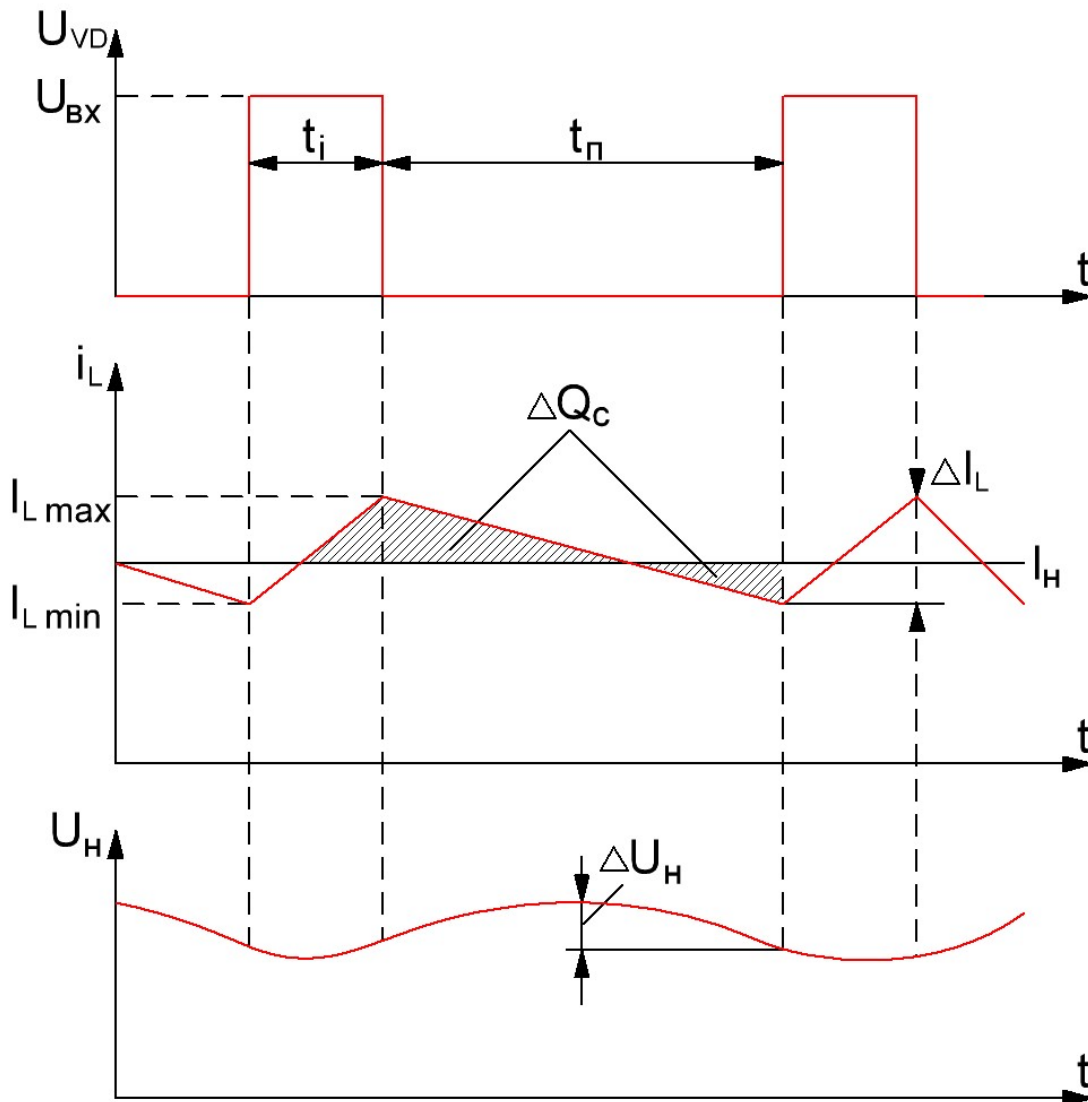


Рис.4. Часові діаграми напруг і струмів в ІСН

Струм дроселя змінюється відповідно в межах $I_{\min} \dots I_{\max}$:

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = U_L \frac{\Delta t}{t} \quad (9.58)$$

Для відкритого транзистора напруга на дроселі L та струм через нього:

$$U_{L+} = U_{вх} - U_{кенас} - U_H = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = * L \frac{\Delta I_{L+}}{t_i} \quad (9.59)$$

$U_{КЕ НАС} = 0.7В$ і нею можна знехтувати

Тоді із (9) маємо:

$$\Delta I_L = \Delta I_{L+} = (U_{вх} - U_H) \frac{t_i}{L} \quad (9.60)$$

Для закритого транзистора напруга на дроселі та струм через нього:

$$U_{L-} = U_H + U_{дпр} \approx U_H = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = L \frac{\Delta I_{L-}}{t_n} \quad (9.61)$$

$U_{дпр} \approx 0.7В$ і нею можна знехтувати

$$\Delta I_L = \Delta I_{L-} = U_H \frac{t_n}{L} \quad (9.62)$$

Прирівнюючи вираз (9.60) і (9.62) отримаємо:

$$\Delta I_L = U_H \frac{t_n}{L} = (U_{вх} - U_H) \frac{t_i}{L} \quad (9.63)$$

Із цього співвідношення виходить

$$\frac{U_H}{U_{вх}} = \frac{t_i}{t_i + t_n} = \frac{t_i}{T} \quad (9.64)$$

Таким чином, вихідна напруга ІСН прямо пропорційна коефіцієнту заповнення імпульсів і не залежить від вихідного струму, поки $I_H > \frac{1}{2} \Delta I_L$.

Струм через відкритий комутуючий транзистор VT дорівнює сумі струмів навантаження I_H і струмів заряду конденсатора I_C ($I_{L+} = I_H + I_C$). Відношення

$$\alpha = I_{Lmax} / I_H$$

буде тим більшим, чим менша величина індуктивності дроселя L. Величину α слід обмежувати значенням 1,2, щоби не завищувати необхідних параметрів транзистора VT.

Для визначення величини L розглянемо співвідношення, очевидне із рис.4,

$$I_{Lmax} = I_H + 1/2 \Delta I_L$$

Підставивши відповідні вирази із (13) і (14) отримаємо:

$$L = \frac{R_H(1 - U_H/U_{вх})}{2f(L-1)}, \quad (9.65)$$

де $R_H = U_H / I_H$ – величина опору навантаження;

$f = \frac{1}{T}$ – частота комутації VT.

При кінечній величині ємності конденсатора на виході ІСН будуть мати місце пульсації напруги. Струм заряду конденсатора:

$$I_C = I_L - I_H$$

Періоди заряду і розряду конденсатора відповідають на рис.4 заштрихованим областям на графіку струму I_L . Величину напруги пульсації можна визначити за виразом:

$$\Delta U_H = \frac{\Delta Q_C}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} t_i + \frac{1}{2} t_n \right) 1/2 \Delta I_L \quad (9.66)$$

Підставивши відповідні вирази із (13) і (14) отримаємо:

$$\Delta U_H = \frac{U_H}{8LCf^2} \left(1 - \frac{U_H}{U_{вх}}\right) \quad (9.67)$$

На відміну від компенсаційного послідовного стабілізатора напруги, середній струм, що протікає через регулюючий транзистор VT, отримуємо менший, ніж вихідний струм I_H . Нехтуючи втратами, можна записати вираз для балансу потужностей:

$$I_E \cdot U_{вх} \approx I_H \cdot U_H$$

Звідки виходить, що

$$I_H = \frac{U_{вх}}{U_H} \cdot I_E \quad (9.68)$$

2.2. Схема ІСН з підвищенням вхідної напруги.

На рис.9.23 приведено схему ІСН з підвищенням напруги. Його вихідна напруга

$$U_{вих} = U_{вх} \frac{T}{t_n} = U_{вх} \frac{t_i + t_n}{t_n} \quad (9.69)$$

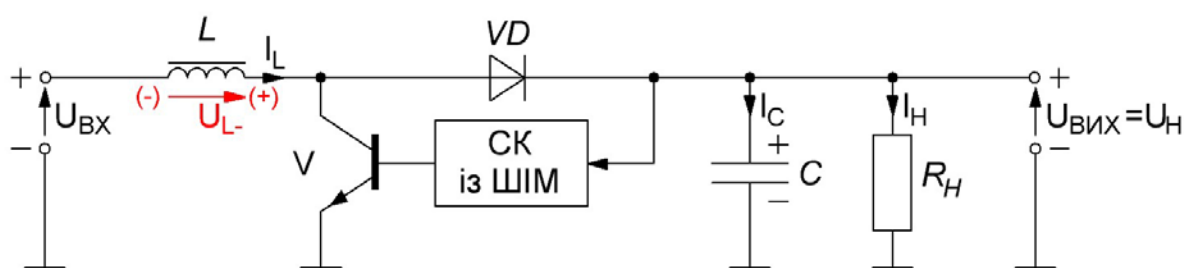


Рис.9.23. Схема ІСН з підвищенням вхідної напруги

Коли транзистор VT відкритий, струм дроселя L лінійно зростає до пікової величини I_{Lmax} . Діод VD закритий, так як $U_{вих} > U_{КЕнас}$ і:

$$I_{Lmax} = \frac{U_L}{L} t_i = \left[\frac{(U_{вх} - U_{КЕнас})}{L} \right] t_i \quad (9.70)$$

Коли транзистор VT закривається, зникаюче магнітне поле міняє на обернену полярність напругу на дроселі ($U_L -$), зміщуючи діод VD в прямому напрямі. Напруга на дроселі L додається до $U_{вх}$. При цьому

$$U_{вих} = U_{вх} + U_L - U_{\partial} \quad (9.71)$$

Струм I_L тепер буду спадати зі швидкістю

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{U_{вих} + U_{\partial} - U_{вх}}{L} = \frac{U_L}{L} \quad (9.72)$$

Решта параметрів схеми отримуються аналогічно, як і в попередній схемі ІСН.

2.3. Схема ІСН з інвертуванням напруги.

На рис.9.24 показано інвертор напруги. Його вихідна напруга має полярність, обернену по відношенню до вхідної.

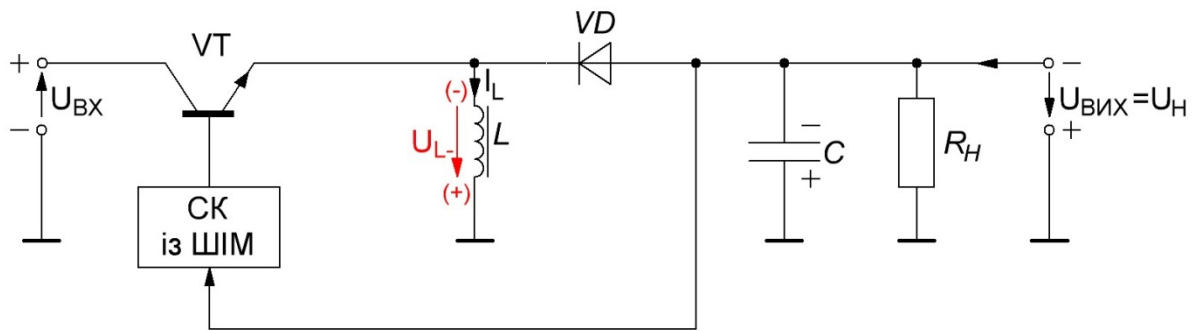


Рис.9.24. Схема ІСН з інвертуванням вхідної напруги

Якщо втратами в діоді VD і транзисторі VT знехтувати, то для вихідної напруги справедливо співвідношення:

$$U_{вих} = -U_{вх} \frac{t_i}{t_n} \quad (9.73)$$

Коли транзистор VT відкритий, то через дросель L струм зростає з швидкістю $\frac{\Delta I_{L+}}{\Delta t} = \frac{U_L}{L}$, а діод VD отримує зміщення в зворотному напрямі, так як його катод має позитивний потенціал.

Коли транзистор VT закривається, зникаюче магнітне поле котушки L міняє на зворотну полярність на ній (U_{L-}). При цьому діод VD отримує зміщення в прямому напрямі, так як його катод тепер став від'ємним по відношенню до анода. Струм, що віддається котушкою індуктивності L (вона стає джерелом живлення навантаження), буде зменшуватися зі швидкістю U_L/L , до тих пір, поки VT знову відкриється.

3. Первинний імпульсний стабілізатор напруги.

На рис.9.25 приведена схема первинного ІСН.

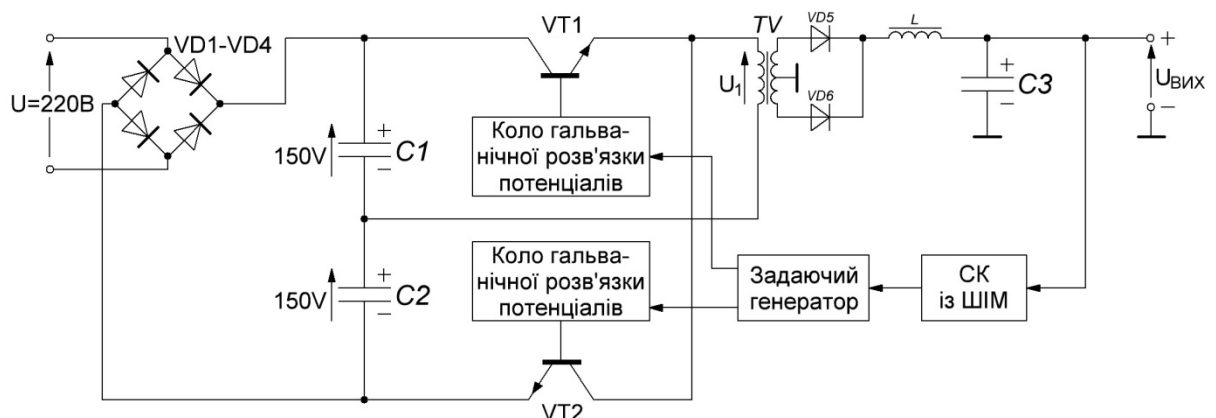


Рис.9.25. Схема первинного ІСН

Напруга мережі безпосередньо випрямляється мостовим випрямлячем, зібраним на VD1 ÷ VD4. Падіння напруги на кожному із двох послідовно ввімкнених згладжуючих конденсаторів C1 і C2 складає 150 В. За допомогою комутуючих тран-

зисторів VT1 і VT2 до первинної обмотки силового високочастотного трансформатора VT подається по чергово напруга:

$$U_1 = \begin{cases} +150 \text{ В,} & \text{коли відкритий транзистор VT1} \\ -150 \text{ В,} & \text{коли відкритий транзистор VT2} \end{cases}$$

Первинна обмотка трансформатора VT підмикається до випрямляча так, щоб через неї не могла протікати постійна складова струму. Це запобігає можливості насичення трансформатора внаслідок несиметрії в тривалостях відкритого стану транзисторів комутатора.

Вторинна змінна напруга випрямляється за стандартною схемою випрямлення з середнім виводом вторинної обмотки. Використання такої схеми практично не збільшує затрати на додаткову частину вторинної обмотки, так як на високій частоті число витків вторинної обмотки невелике. В той же час ця схема знижує потужність втрат на випрямлячі, так як напруга падає тільки на одному відкритому діоді. Це особливо важливо при отриманні малих вихідних напруг, так як діоди VD1 і VD2 при цьому являються основним джерелом втрат потужності. Для зниження втрат в таких схемах доцільно використовувати потужні діоди Шотткі.

Згладжування пульсацій вихідної напруги здійснюється, як і при вторинній стабілізації напруги, з допомогою LC-фільтра.

Схема керування СК працює за тим же принципом, що і для вторинних стабілізаторів. Додатково в цей пристрій введена схема розподільвача імпульсів, яка подає імпульси керування по чергово на кожний із комутуючих транзисторів. Так як транзистори перетворювача знаходяться на первинній стороні трансформатора, то керування ними повинно здійснюватися з гальванічною розв'язкою від вторинної сторони. Тому імпульси керування повинні подаватися на транзистори через імпульсні трансформатори або оптронні ключі.

Розділ 10

ОПТОЕЛЕКТРОННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Тема 10.1: ОПТОЕЛЕКТРОНІКА

План

1. Особливості оптоелектроніки
2. Оптрони та оптоелектронні ІМС
3. Оптоелектронні ІМС

1. Особливості оптоелектроніки

Оптоелектроніка – це один із найбільше розвинутих напрямів у функціональній мікроелектроніці, так як оптичні і фотоелектричні явища досить добре вивчені.

Оптоелектроніка ґрунтується на використанні електронних пристроїв та систем, в яких разом з традиційними електричними процесами використовуються неелектричні – оптичні ефекти. У цій галузі електроніки досліджуються та використовуються як оптичні, так і електричні явища в тілах, а також розглядаються процеси перетворення оптичних сигналів в електричні і навпаки. У пристроях оптоелектроніки реалізується не тільки технологічна інтеграція, яка характерна для напівпровідникових мікросхем та ГІС, а і функціональна інтеграція – в одному пристрої використовуються кілька явищ.

Поняття „оптоелектроніка” значно розширюється. Тепер в нього включають і такі недавно виникненні напрями, як лазерна техніка, волоконна оптика, голографія та ін.

Оптоелектроніка оснований на електронно-оптичному принципі отримання, передачі, обробці і збереженні інформації, носієм якої є світловий промінь.

У традиційній електронній системі носії інформації – електрони та керувальне середовище – електричне поле, мають однакову природу, що зумовлює низький рівень захисту від завад. В оптоелектроніці цього недоліку немає, бо носіями інформації є електрично нейтральні **фотони**, що забезпечує високу завадостійкість системи. Оскільки між фотонами, які не створюють ні електричних, ні магнітних полів, та з електронними структурами немає взаємодії, то немає і взаємних паразитних впливів між елементами та з'єднаннями оптоелектронної системи.

Світловий промінь також забезпечує однонаправленість потоку інформації, передачу одночасно багатьох оптичних сигналів без взаємодії, ідеальну гальванічну розв'язку (за постійним струмом) між каскадами. Перетворення електричних сигналів в оптичні і навпаки дозволяють узгоджувати високоомні кола з низькоомними, високовольтні з низьковольтними. Стійкість до перевантажень оптичного каналу зв'язку в $10^6 \dots 10^9$ разів перевищує рівень робочих сигналів електронної системи, що характеризує її високу надійність.

Електромагнітне випромінювання оптичного діапазону має подвійну природу. Для однієї групи явищ – це хвильовий процес із частотою коливань ν або довжиною хвилі λ , а для другої – потік елементарних частинок, які називаються **фотонами**, з енергією E_ϕ (eV):

$$E_{\phi} = h\nu = ch/\lambda \quad (10.1)$$

або $E_{\phi} = 1236/\lambda = 4,1 \cdot 10^{-15}\nu$,

де h – стала планка, Дж · с;
 ν – частота, Гц;
 c – швидкість світла, см · с⁻¹;
 λ – довжина хвилі, мкм.

Оптичний діапазон спектра електромагнітних хвиль характеризується довжинами хвиль від 1 мм до 1 нм. Він містить три піддіапазони – ультрафіолетовий УФ (УФ – А, УФ – В, УФ – С), видимий та інфрачервоний ІЧ (ІЧ – А, ІЧ – В, ІЧ – С.) Ультрафіолетовий спектр випромінювання відповідає довжинам хвиль 1нм...1мм, видимий – 0,38...0,78мкм, інфрачервоний – 0,78мкм...1мм. Робочий діапазон напівпровідникових приладів є область довжин хвиль 0,2...20мкм.

Основними структурними елементами оптоелектроніки є джерела світла, фотоприймачі, індикатори, лінії зв'язку, оптрони, які використовують в оптоелектронних системах оптичної пам'яті передачі інформації тощо.

2. Оptrони та оптоелектронні ІМС

Оптрон – це оптоелектронний прилад, який складається з одного або декількох випромінювачів та приймачів випромінювання, між якими є оптичний зв'язок і забезпечена електрична ізоляція. Простий оптрон представляє собою чотирьохполюсник (рис.10.1), який складається із трьох елементів:

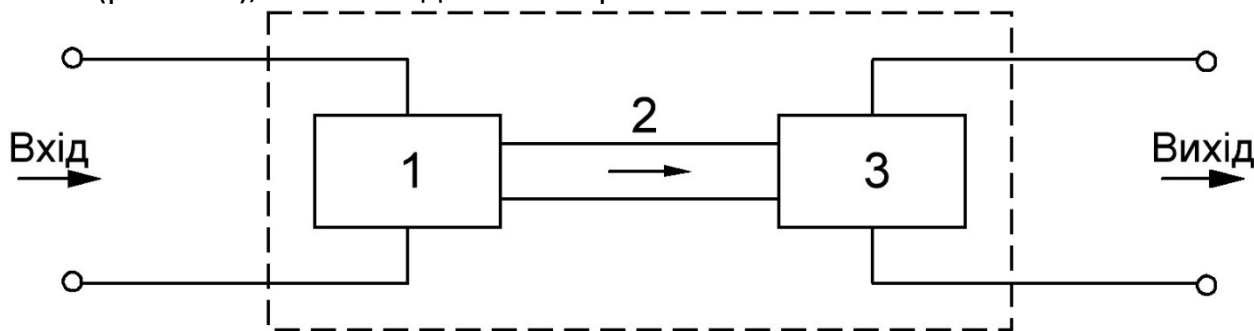


Рис.10.1. Структурна схема оптрона

- Випромінювач (фотовипромінювач) 1;
- Світловод 2;
- Приймач випромінювання (фотоприймач) 3.

Найпоширенішими є **оптопари**, що складаються з одного випромінювача й одного приймача (однієї пари). Конструктивно оптопари розміщуються у спільному корпусі і являють собою одне ціле.

В якості випромінювачів в оптопарах використовують інфрачервоні випромінювальні діоди, світлодіоди, електролюмінісцентні порошкові або плівкові випромінювачі, а також напівпровідникові лазери. Найпоширенішими є ІЧ випромінювальні діоди, які відрізняються від інших випромінювачів більшим ККД (більше 10%) та простотою керування.

Основні різновидності оптронів: резисторні (фотоприймачем являється фото резистор); діодні (фотоприймач – фотодіод); транзисторні (фотоприймач – фото транзистор); тиристорні (фотоприймач – фото тиристор).

Схематичне зображення вказаних оптронів приведено на рис.10.2, приклади конструктивного оформлення оптронів (в дискретному і інтегральному виконанні) – на рис.10.3.

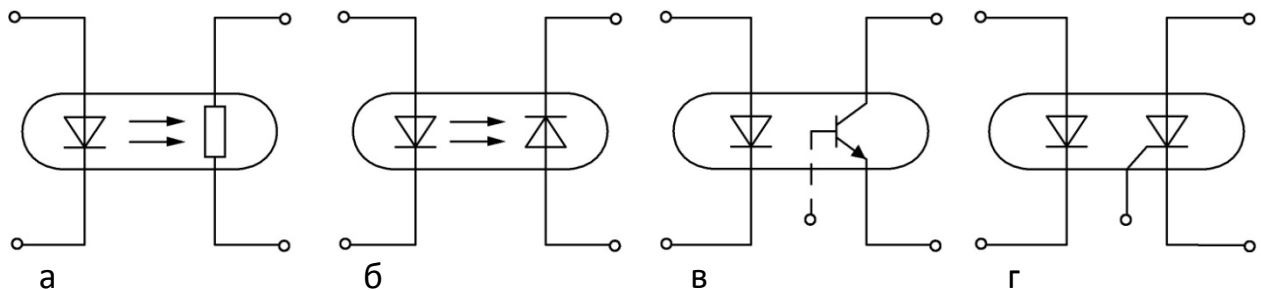


Рис.10.2. Схематичне зображення оптронів: а – резисторного; б – діодного; в – транзисторного; г – тиристорного

Принцип побудови простих оптронів

Конструктивно в оптронах вимірювач і приймач розміщений в корпусі і залитий оптичним прозорим клеєм (рис.10.3,а). Для використання в гібридних мікросхемах випущені мініатюрні безкорпусні оптрони.

Особливу конструкцію мають оптрони з відкритим оптичним каналом. У них між випромінювачем та фотоприймачем є повітряний проміжок (рис.10.3,б,в), в якому може рухатися перфострічка або інший носій інформації з отворами, що дозволяє керувати світловим потоком. Такі оптрони широко використовуються в системах автоматики.

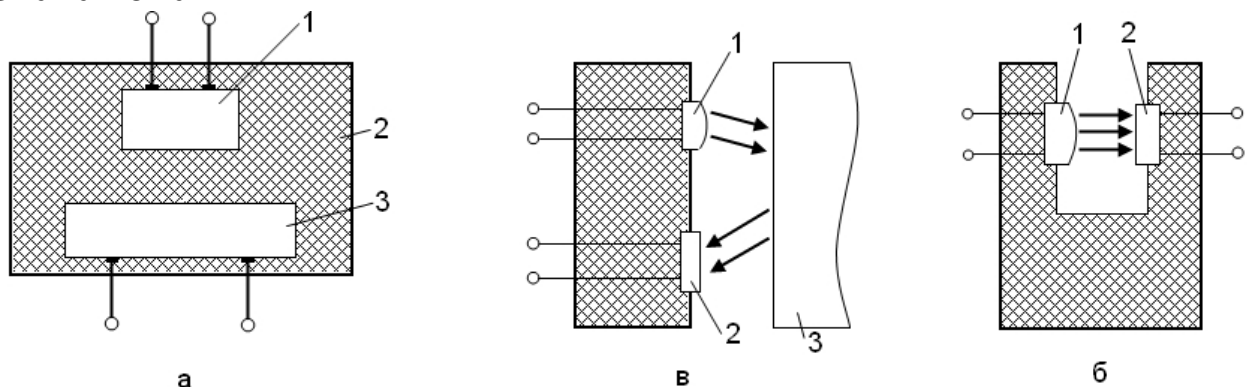


Рис.10.3. Конструкції оптопар

а – з оптичнопрозорим клеєм: 1 – випромінювач, 2 – оптичний прозорий клей, 3 – фотоприймач;

б – з повітряним проміжком: 1 – випромінювач, 2 – фотоприймач;

в – з відбиттям світлового потоку: 1 – випромінювач, 2 – фотоприймач, 3 – зовнішній об'єкт.

Мікросхема, яка складається з однієї або декількох оптопар з додатковими узгоджувальними і підсилювальними пристроями, називається **оптоелектронною інтегральною мікросхемою**. На вході і виході оптрона завжди є електричні сигнали.

ли, а зв'язок входу з виходом здійснюється світловими сигналами. Конструктивне оформлення оптронів (в дискретному і мікромініатюрному виконаннях) і їх цоколювання представлені на рис.4.

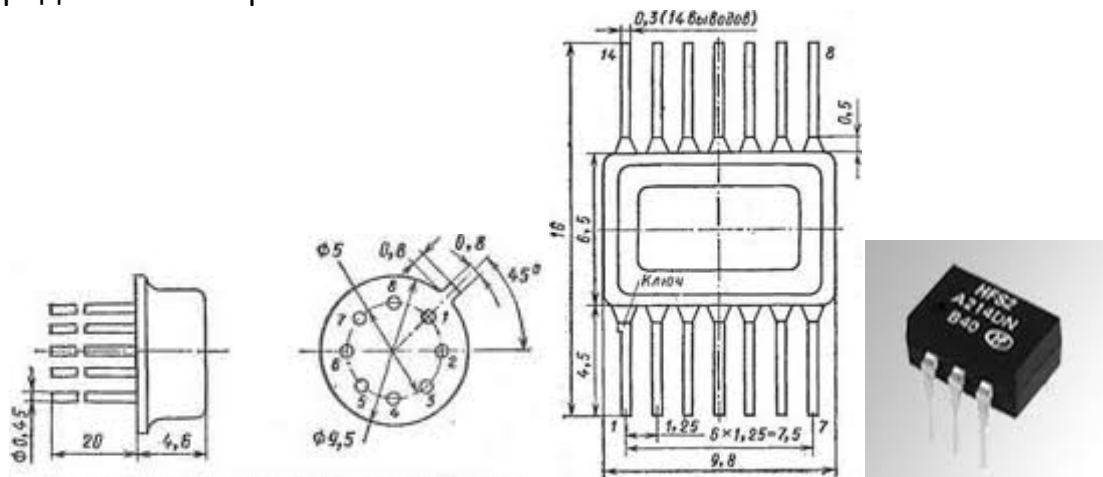


Рис.10.4. Конструктивне оформлення оптоелектронних ІМС

Маркування оптронів. У позначенні оптронів перша літера вказує матеріал випромінювача (зазвичай це А – арсенід галію), друга О – тип, Т – транзистор, У – тиристор), наприклад, АОТ102В – оптрон з арсенід-галієвим випромінювачем (світлодіодом) та фото транзисторним приймачем, низькочастотний, номер розробки 02, група – В.

Параметри оптронів ґрунтуються на системі параметрів оптопар, що використовуються в оптроні і складається із чотирьох груп: вхідних, вихідних, передавальних параметрів та параметрів гальванічної розв'язки.

Вхідні параметри – це параметри випромінювача (вхідна напруга, максимально доступна зворотна напруга, номінальний струм та максимально допустимий вхідний струм).

Вихідні параметри – це параметри фотоприймача (максимально допустимі зворотна напруга та вихідний струм, світловий і темневий опори, залишкова напруга та вихідна ємність).

Передавальні параметри – це коефіцієнт передачі струму ($I_{\text{ВІХ}}/I_{\text{ВХ}}$), тривалість вмикання, ємність зв'язку (між входом та виходом оптрона).

До параметрів гальванічної розв'язки належать максимально допустимі пікова та постійна напруги між виводами входу і виходу та опір гальванічної розв'язки (опір між виводами входу і виходу оптрона).

Основні позитивні властивості оптронів:

1. Відсутність електричного зв'язку між входом і виходом та зворотного зв'язку між фотоприймачем і випромінювачем; опір ізоляції між входом і виходом може досягати 10^{14} Ом; прохідна ємність не перевищує 2 пФ, а в деяких приладах знижується до малих часток пікофарад.
2. Широка смуга частот: можливість передачі сигналів із частотою від 0 до 10^{14} Гц.

3. Можливість керування вихідними сигналами, використовуючи управління на оптичну частину приладу.
4. Висока завадостійкість оптичного каналу (він не піддається впливу зовнішніх електричних полів).
5. Можливість суміщення в РЕА з іншими напівпровідниковими, електровакуумними та мікроелектронними приладами.

Оптоелектронні ІМС. Промисловість виготовляє різні типи оптоелектронних ІМС, які здебільшого використовуються як перемикачі цифрових і аналогових сигналів, реле та буквенно-цифрової індикації. Приклад такої ІМС (249ЛП1А) показаний на рис.10.5.

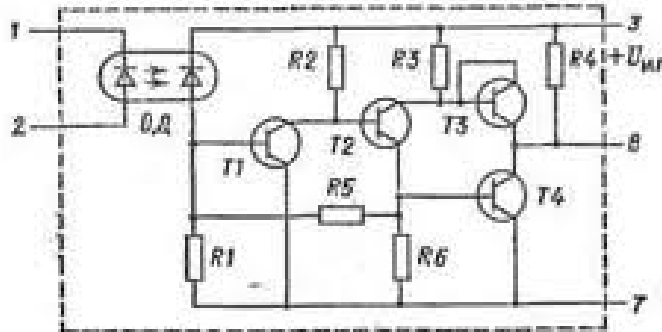


Рис.10.5. Принципова схема ІМС типу К249ЛП1А

Схема представляє собою ключ(інвертор-перемикач) з керуванням по оптичному каналу. Транзисторна його частина відповідає базовій структурі ТТЛ, в якій багатомітерний транзистор замінений оптроном.

Початковий стан транзисторів VT1 – VT4 залежить від рівня інформаційних сигналів на електричному вході 9 та на вході діодної оптопари 8 – 9. Якщо $U_{вх} = U_{вх}^0$, то транзистор VT1 знаходиться в режимі відсікання, а отже, VT2 – у режимі насичення. Транзистор VT3 закритий, а тому на виході 10 формується $U_{вих} = U_{вих}^1$ (близько 2,4 В). При керуванні ІМС через оптичний вхід(6 – 8) електричний вхід 4 не використовується. Якщо на оптичний вхід поступає інформаційний сигнал $U_{вих} = U_{вих}^1$ ($U_{вих}^1=1,5$, якщо $I_{вх}^1 = 10$ мА), то фотострум у колі ФД оптопари збільшується, транзистор VT1 перемикається в режим насичення, а на виході 8 формується $U_{вих} = U_{вих}^0 \approx 0,4$ В. Описана схема не відрізняється великою ємністю ($t_{затр}^{1,0}$ та $t_{затр}^{0,1}$ від 300 до 500 нс).

Перевагою такої ІМС є те, що вона має гальванічну розв'язку, витримує напругу 100 В між входом та виходом, що і забезпечує їй широке використання в перемикачах напруги.

3. Використання оптронів.

Керований резисторний дільник. Резисторний оптрон, увімкнений за схемою рис.10.6,а може бути використаний в якості керованого резисторного дільника напруги.

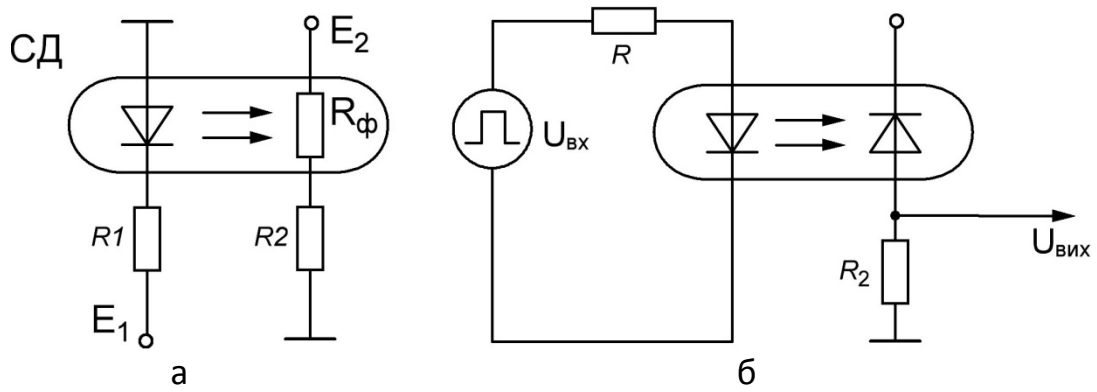


Рис.10.6. Використання оптронів:
а – в якості керованих резисторів; б – в ключових схемах.

Під дією керуючої вхідної напруги $U_{вх}$ змінюється прямий струм світлодіода і його випромінювання. Відповідно змінюється і опір фоторезистора, а значить, і розподілення напруги E_2 на фоторезисторі і резисторі R_2 .

Подібний керований резистор може бути використаний в різних електронних системах, наприклад для дистанційного керування коефіцієнтом підсилення в підсилювачах. Зазвичай для цього використовують ручні регулятори, які представляють собою винесені із пристрою потенціометричні регулятори підсилення. Такі регулятори не дають хороших результатів при використанні їх в апаратурі високого класу для дистанційного управління на значній відстані, так як в з'єднувальних проводах навіть при доброму їх екрануванні можливі значні наведення змінних електромагнітних полів, що приводять до появи фону. Для повної ліквідації наведення необхідно розділити коло сигналу від кола керування. Ця задача вирішується за допомогою дільника напруги на оптронному керованому резисторі.

На рис.10.6,б представлена схема ввімкнення діодного оптрона. Ця схема працює в ключовому режимі і при цьому створює на виході імпульсну напругу, яка перевищує за амплітудою рівень керуючих вхідних імпульсів. Напруга на виході, яка представляє собою частину відносно високої напруги (10...20 В) джерела живлення E , залежить від струму фотодіода. Величина струму фотодіода в свою чергу, керується світловим потоком світло діода, який змінюється (модулюється) за законом зміни імпульсного вхідного сигналу. При цьому амплітуда вхідних імпульсів, що подають на світло діод, може бути значно меншою, ніж напруга $U_{вх}$.

Оптрон в схемі оптичного зв'язку. Принципова можливість оптичного зв'язку за допомогою оптронів показана на рис.10.7.



Рис.10.7. Оптрон в схемі оптичного зв'язку.

Оптичний зв'язок реалізує одну із основних переваг оптоелектроніки – високу частоту оптичних коливань ($10^{13} \dots 10^{15}$ Гц). Ширина смуги такого оптичного каналу величезна (по одній лінії зв'язку може бути одночасно передано 10^{10} телефонних розмов або 10^6 телевізійних програм). Оптичний зв'язок через відкритий простір неможливий (через атмосферні умови). Тому для передачі світлового сигналу використовують спеціальні світловоди – волоконно-оптичний кабель.

В передавачі такої лінії зв'язку головний елемент – випромінювач (світло діод, лазер), а в приймачі – фотоприймач (фото транзистор, фотодіод). Зв'язок між передавачем і приймачем здійснюється через волоконно-оптичний кабель. Світловий потік вводиться в торець волокна. Тому він повинен бути плоским і прозорим, а його площина строго перпендикулярною до осі волокна. Вихідні торці волокна приклеюються до світлочувливих площадок транзисторів, фотодіодів. Такий вид зв'язку між передавачем і приймачем називають волоконно-оптичним.

Основні переваги ВОЛЗ:

1. Висока завадостійкість від зовнішніх електромагнітних полів і міжканальних взаємонаводок; це особливо важливо при розміщенні комунікацій поблизу джерел завад;
2. Широкий діапазон робочих частот (від 1 ГГц і більше);
3. Секретність передачі інформації; випромінювання в навколишнє середовище ВОЛЗ майже не дає, а виготовлення відводів оптичної енергії без пошкодження кабеля практично неможливе;
4. Низька собівартість, зумовлена заміною дорогих кольорових металів (мідь, свинець) матеріалами з необмеженим сировинним ресурсом (скло, кварц, полімери).

ВОЛЗ широко використовується для передачі величезних масивів інформації, що обробляється в різних блоках ЕОМ; внутрішнього монтажу літальної, корабельної та іншої апаратури; контрольно-вимірюваних комплексів, що працюють в сильних електромагнітних полях; а також внутрішньо міського зв'язку.

Волоконний світловід. Передача світла по волоконно-оптичних світло діодах основана на використанні ефекту повного внутрішнього відбивання. Відомо, світловий промінь, що проходить через границю розподілу двох середовищ з показниками заломлення n_1 і n_2 (рис.10.8,а) підчиняється закону заломлення і описується рівнянням:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (10.2)$$

Звідки $\sin \theta_2 = \frac{n_1}{n_2} \sin \theta_1 \quad (10.3)$

Якщо $n_1 < n_2$ і $\sin \theta_1 < 1$, то $\sin \theta_2 < 1$

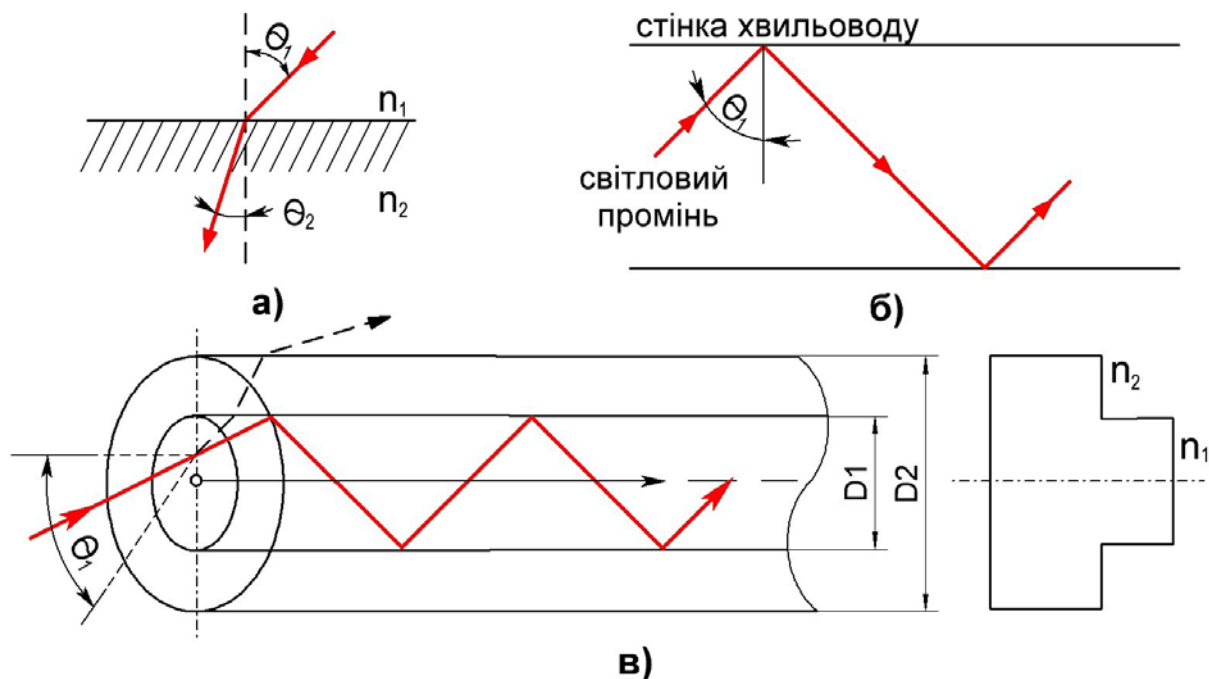


Рис.10.8. До пояснення будови світловода:
 а – заломлення світла на границі розділу двох середовищ (θ_1 – кут падіння, θ_2 – кут заломлення);
 б – світловий промінь в хвильоводі (явище повного внутрішнього відбивання);
 в – поширення світлового променя в двохшаровому світлодіоді.

При умові $n_1 > n_2$, тобто світло переходить із середовища із більшою густиною в середовище із меншою густиною, то при зміні кута падіння θ_1 настає момент, коли $\theta_2 > 1$, що неможливо, так як максимальне значення $\sin \theta_2 = 1$. В цьому випадку промінь не заломлюється, а повністю відбивається від стінок хвильоводу і поширюється в заданому напрямі (рис.10.8,б).

У волоконно-оптичних світловодах використовується двохшарове волокно. Воно складається із “серцевини” (внутрішньої жили) з показником заломлення n_1 і оболонки з показником заломлення n_2 .

Так як внутрішня жила має показник заломлення вищий ніж оболонка ($n_1 > n_2$), то для променів що входять в світловод під малими кутами по відношенню до осі світловода, виконується умова повного відбивання: при попаданні світлової хвилі на границю з оболонкою вся її енергія відбивається всередину “серцевини”. Те ж саме приходить і при всіх наступних відбиваннях, тобто світло поширюється вздовж осі світловода, не виходячи через оболонку (рис.10.8,в).

За звичай внутрішня жила виготовляється із чистого кварцу, а світловідбиваюча оболонка із кварцу, легованого бором. Діаметр внутрішньої жили світловода не перевищує десятки мкм, діаметр оболонки – 100 мкм.

Двохшарові світлодіоди можуть об'єднуватися в кабелі, які мають до декількох сотень двохшарових волокон (рис.10.9). Волокна покриваються тонкою захисною плівкою. Всі захисні оболонки являються полімерними.

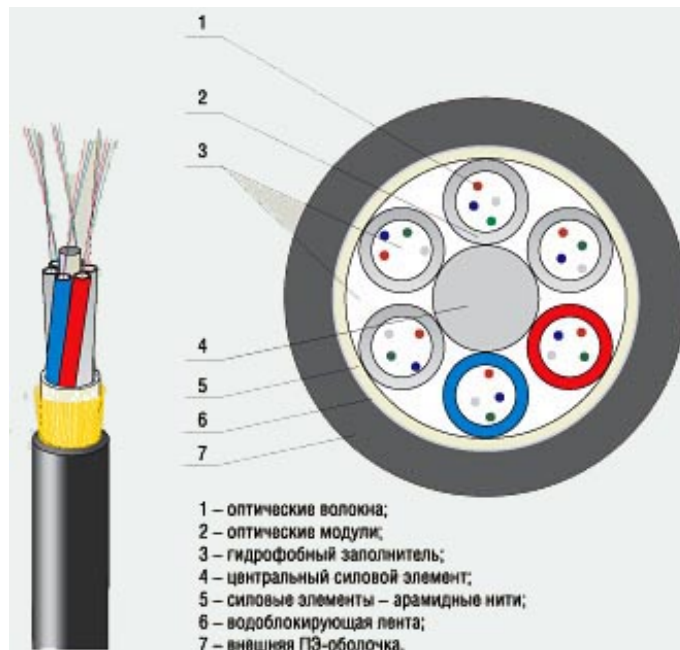


Рис.10.9. Конструкція оптичного кабелю.

Втрати випромінювання при проходженні через світло діод повинні бути мінімальними. Кількісно ці втрати оцінюють значення ослаблення оптичного сигналу B :

$$B = \frac{1}{l} 10 \lg \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вих}}},$$

де $P_{\text{вх}}$ – потужність вхідного оптичного сигналу;
 $P_{\text{вих}}$ – потужність вихідного оптичного сигналу;
 l – довжина світловода.

Одиницею вимірювання ослаблення оптичного сигналу служить децибел на кілометр (дБ/км). Сучасні світло діоди мають високу чистоту волокна – ослаблення складає 0,5 дБ/км при довжині хвилі 1,2 мкм.

Тема 10.2: Буквенно – цифрові індикатори

План

1. Призначення і класифікація буквенно-цифрових індикаторів.
2. Газорозрядні індикатори.
3. Вакуумні електролюмінесцентні індикатори.
4. Напівпровідникові індикатори.
5. Рідкокристалічні індикатори.

1. Призначення і класифікація буквенно – цифрових індикаторів

Буквенно-цифрові індикатори призначені для відображення інформації у вигляді цифр, букв і різних символів.

В основі принципу дії індикаторів використовуються різні фізичні явища, такі як низьковольтна катодолюмінесценція, інжекційна електролюмінесценція, випромінювання газового розряду, різні електрооптичні ефекти та ін. Індикатори розрізняють за функціональними можливостями і призначенням, конструктивним і технологічним виконанням.

Можна виділити наступні види буквенно-цифрових індикаторів :

- газорозрядні;
- вакуумні електролюмінесцентні;
- напівпровідникові;
- рідкокристалічні.

Буквенно-цифрові індикатори за конструкцією бувають двох типів: однорозрядні і багаторозрядні.

2. Газорозрядні індикатори

Серед газорозрядних індикаторів слід виділити багаторозрядні плазмові дисплеї панельного типу. Конструкція плазмової панелі приведена на рис.10.10

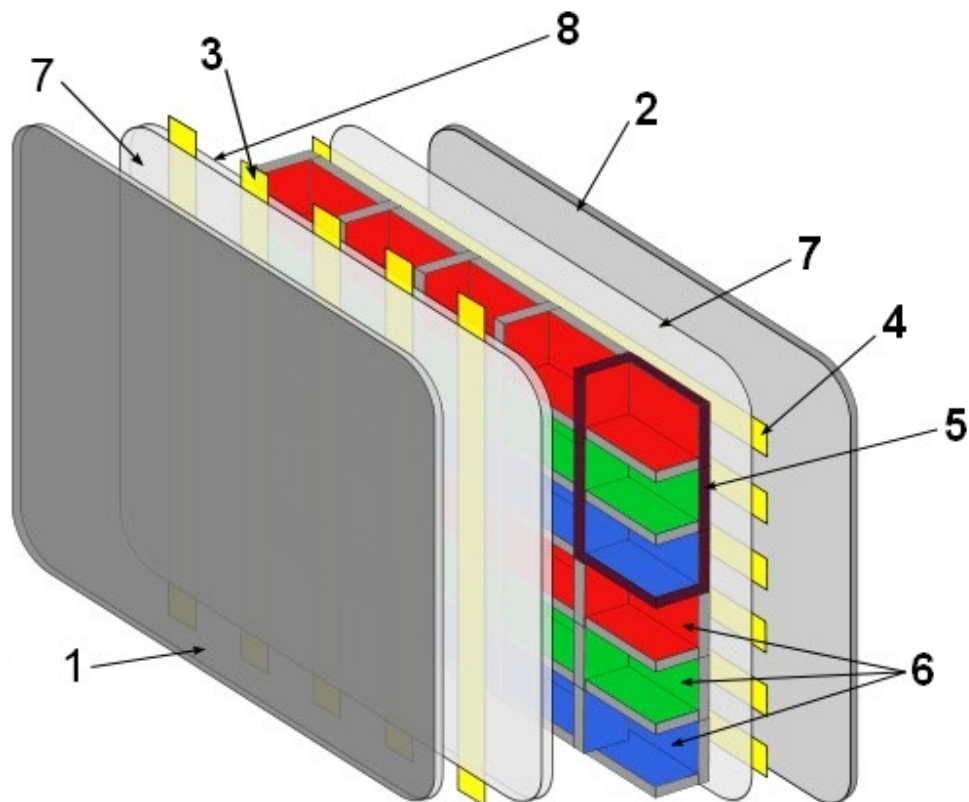


Рис.10.10. Основні конструктивні елементи плазмової панелі:
1,2-скляні пластини (передня і задня); 3-дисплейні електроди; 4-адресні електроди; 5-піксель; 6-газонаповнені комірки, покриті люмінофором;
7-ізоляційні пластини.

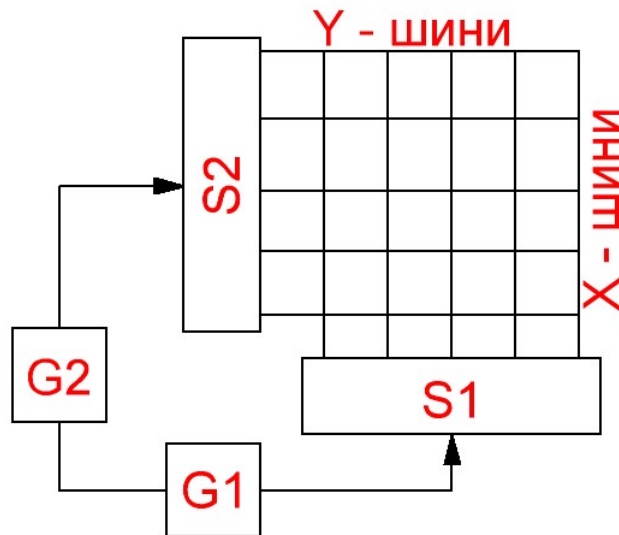


Рис.10.11. Схема керування плазмовою панеллю

Плазмова панель представляє собою матрицю газонаповнених комірок 6 між двома скляними пластинами 1, 2, всередині між якими розміщені дві решітки електродів 3, 4. Прозорі дисплейні електроди 3 затиснуті між ізоляційними пластинами 7 із захисним шаром із оксиду магнію 8 і знаходяться перед комірками, а адресні електроди 4 затиснуті через ізоляційну пластину 7 і знаходяться поза комірками. Обидва комплекти електродів проходять через всю панель, причому дисплейні електроди розміщені в вертикальних колонках, а адресні електроди - в горизонтальних колонках вздовж екрану. Прозорі скляні пластини з'єднуються в гарячому стані, а плоский екран вакуумується, заповнюється газом і герметезується.

Кожна комірка матриці покрита люмінофором одним із трьох кольорів світіння (червоним, синім, зеленим). Три комірки матриці із різними кольорами світіння утворюють піксель 5.

При подачі на дисплейні та адресні електроди високочастотної напруги проходить іонізація газу (створення плазми) у відповідній комірці. В плазмі проходить ємнісний високочастотний розряд, що приводить до ультрафіолетового випромінювання, яке викликає світіння люмінофора: червоне, зелене або синє. Ці кольори при роботі змішуються разом, щоби створити загальний колір пікселя, який через передню склянку пластину передається до глядача.

Схема керування для такої панелі приведена на рис.10.11 Живлення високочастотного екрану здійснюється двома напругами від генераторів G1 і G2 : синусоїдною опорною з частотою в декілька кілогерців, що підтримує іонізацію газу і запираючою (або стираючою) в виді коротких прямокутних імпульсів, що запалюють ту чи іншу комірку. Напруги, сформовані генераторами, підводяться до відповідних шин панелі через спеціальні комутатори, що дозволяють керувати зображенням на екрані.

Основна перевага плазмової технології-можливість зробити широкий екран, використовуючи надтонкі матеріали. Так як кожний піксель запалюється індивідуально, то зображення отримують дуже яскравим і яке видно під будь-якими кутами огляду екрану. На екрані можуть висвічуватись різні символи (букви,цифри)і цілі картинки.

3. Вакуумні електролюмінісцентні індикатори

Вакуумний електролюмінісцентний індикатор – це активний електровакуумний прилад з термокатодом тріодного типу, який має керуючу сітку і набір анодів – сегментів , покритих люмінофором, причому знаки відображення інформації створюються шляхом синтезу зображення із окремих анодів – сегментів.

Будова вакуумного люмінесцентного індикатора приведена на рис.10.12.

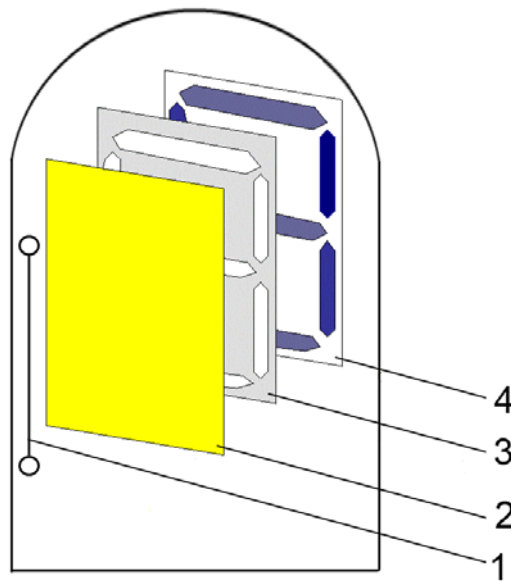


Рис.10.12. Вакуумний електролюмінісцентний індикатор:
1 – катод; 2 – прискорююча сітка; 3 – маска; 4 – аноди.

Конструктивно вакуумний електролюмінісцентний індикатор представляє собою скляний балон, в якому розміщено всі елементи:

- катод прямого розжарення 1;
- сітка 2;
- маска 3;
- аноди – сегменти 4

Аноди – сегменти 4 виконують у виді заглиблень в плоскій керамічній основі і кожний сегмент з'єднують з виводом ніжки балона. На дно заглиблень наносять струмопровідний шар, а на нього зверху – низьковольтний люмінофор. Конфігурація анодів – сегментів може бути різною: від дискретних точок в матриці до прямих ліній в цифрових приладах або символів в мнемонічних індикаторах.

Оксидний катод прямого розжарення 1 представляє собою одну або декілька тонких прямих ниток із вольфраму, закріплених на спеціальних тримачах і розміщених паралельно до анодів – сегментів . Керуюча сітка 2 індикатора плоска, з великою коміркою і мінімальним діаметром проводу. Сітка знаходиться під пози-

тивним потенціалом відносно катода і призначена для рівномірного розподілення потоку електронів по всій поверхні анодів – сегментів. Для більш видимого обмеження контурів формуючого знаку аноди – сегменти прикриваються металічною маскою з прорізами, розміщеними навпроти відповідних анодів – сегментів.

Розжарений катод випускає електрони, які під дією позитивного електричного поля керуючої сітки і анода рухаються до анода. Потік електронів прискорюючись пролітає за інерцією через рідку сітку, попадає в поле притягання анода і продовжує рух тільки до тих анодів – сегментів на які в цей момент подано анодну напругу. Потік електронів, попадаючи на люмінофор нанесений на аноди – сегменти, викликає їх світіння. Це дозволяє отримати на індикаторі зображення цифри, букви або різних знаків.

В залежності від хімічного складу люмінофора формуючі знаки можуть бути різного кольору (зелений, червоний) і різної яскравості. Напруга розжарення катода 0,85...5 В, на аноди – сегменти і керуючу сітку подають однакові позитивні напруги: 10...30 В. Потужність, яку споживають вакуумні люмінесцентні індикатори досить невелика – доли ват.

Конструктивні модифікації. Виділяють два типи буквенно – цифрових індикаторів: однорозрядні і багаторозрядні. В одно-розрядних буквенно – цифрових індикаторах використовується одна тріодна система і кожний анод – сегмент має окремий вивід. В багаторозрядних індикаторах в одному балоні розміщується декілька тріодних систем: вони мають, як правило, спільний катод і окремі сітки.

Переваги вакуумних люмінесцентних індикаторів: можливість отримання високої яскравості зображення при економічному і простому керуванні; повна електрична сумісність з інтегральними схемами керування; великий кут огляду (до 120°); мала потужність споживання.

Недоліки: наявність окремого джерела живлення для катоду розжарювання індикаторів.

4. Напівпровідникові індикатори

Напівпровідникові індикатори – це прилад, який складається з напівпровідникових випромінювальних світлодіодів і призначений для представлення інформації в виді знаків (цифр, букв). Напівпровідниковий індикатор – це активний індикатор, в якому використовується явище інжекційної електролюмінесценції.

Промисловість серійно випускає цифрові, буквенно - цифрові, одно - і багаторозрядні знакові, лінійні, матричні індикатори. Цифровий індикатор дозволяє в синтезованому виді висвічувати арабські цифри від 0 до 9, одну – дві децимальні коми і окремі букви алфавіту, наприклад: А, Б, В, Г, Е, З, О, П, Р, С, У, Ч. Багато розрядні індикатори (на 3,4,5,6,7,9,16 розрядів) дають можливість відобразити одночасно цілий ряд горизонтально – розміщених цілих і дробових чисел. В кожному одиночному розряді при цьому висвітлюються ті ж числа і знаки, що і в одно розрядному.

Цифрові індикатори. Стилізоване зображення цифри складається із семи, прямих сегментів, розміщених в виді похилої(під кутом $5 - 10^\circ$) цифри 8(рис.10.13). Такі індикатори називаються семисегментними індикаторами. Кожний із сегментів представляє окремий світлодіод, ізольовано розміщений на спільній металічній підкладці. Сім сегментів позначаються буквами від а до г, а дещимальна кома h. Пропускаючи струм через один або групу відповідних світлодіодів, отримують світлове зображення необхідної цифри або знака. Світлове випромінювання кожного світло діода фокусується пластмасовою лінзою, щоби його можна було легко спостерігати.

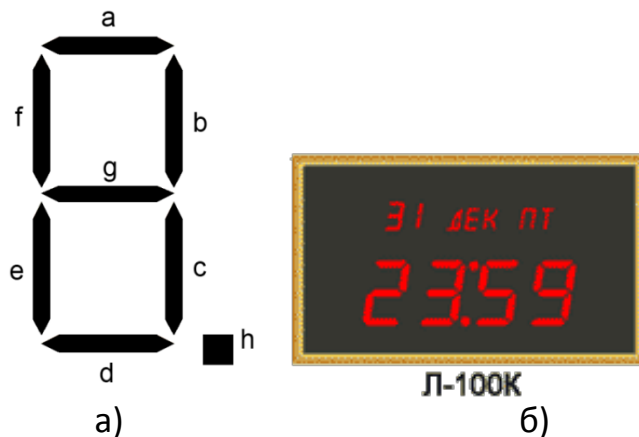


Рис.10.13. Структура світлодіодного семисегментного індикатора:
а – позначення сегментів;б – конструкція монолітного планарного індикатора.

Для того щоб отримати індикатори з різним(червоним, зеленим, жовтим) кольором світіння, в світло-діодах використовують різні напівпровідникові матеріали; арсенід галія, фосфід галія, карбід кремнія, а також їх сполуки.

Для забезпечення необхідної яскравості світіння невеликої за висотою цифри достатньо одного кристалу в кожному сегменті знака. При більшій висоті цифри кожний сегмент складається із декількох послідовно з'єднаних кристалів для забезпечення рівномірного світіння сегмента по всій довжині.

Семисегментні індикатори випускаються двох видів:

- з спільним анодом;
- з спільним катодом;

На рис. 10.14. Показані схеми однорозрядних семисегментних індикаторів на світлодіодах.

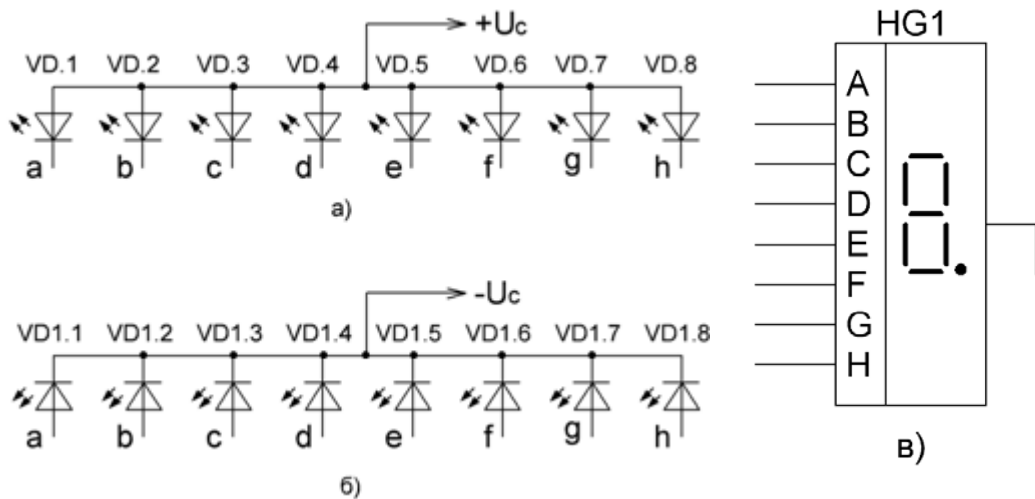


Рис.10.14. Схеми електричні одно розрядних семи сегментних індикаторів на світло діодах: а – схема індикатора зі спільним анодом; б – схема індикатора зі спільним катодом; в – умовно - графічне позначення індикатора.

В багаторозрядних індикаторах одно-іменні сегменти кожного розряду об'єднані в сім окремих груп (якщо в розряді є децимальна точка або кома, то в вісім груп), кожна з яких має окремий вивід. Таке з'єднання електродів в багато розрядному індикаторі дозволяє суттєво зменшити число виводів (схемних з'єднань), спростити технологію виготовлення і покращити зручність експлуатації, але передбачає обов'язкове використання динамічного способу індикації (мультиплексного режиму живлення). На рис. 10.15 представлено умовно – графічне позначення трьох розрядного семи сегментного індикатора зі спільним катодом.

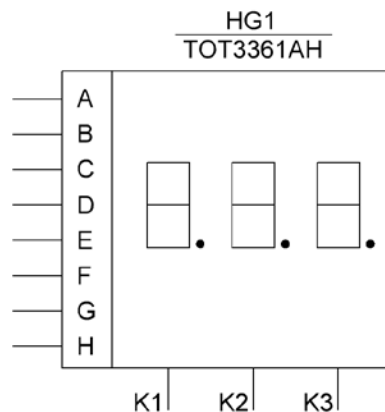


Рис.10.15. Умовно – графічне позначення трьох розрядного світлодіодного семи сегментного індикатора.

Конструктивні модифікації. Семисегментні світлодіодні індикатори випускають з різним кольором світіння і різними висотою та шириною цифр. Кристали світлодіодів, виконаних на підкладці упаковують в герметичні захисні корпуси (металоскляні, металокерамічні, пластмасові). Широкого вжитку набули семисегментні світлодіодні індикатори в пластмасових корпусах типу DIP (рис. 10.16)

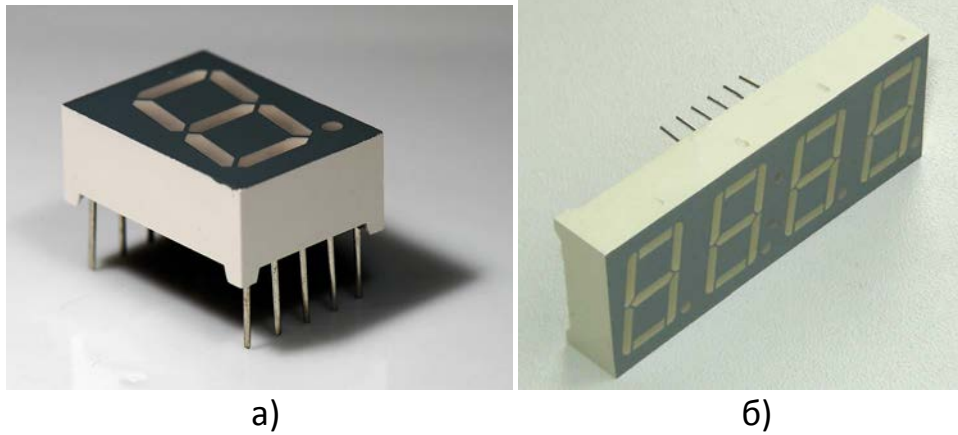


Рис.10.16. Корпуса семи сегментних світлодіодних індикаторів:
 а – однорозрядний індикатор з 10 виводами;
 б – корпус для багато розрядного індикатора.

Робоча напруга індикаторів на світлодіодах лежать в межах 1,5...3,5 В (в залежності від конструкції і типу напівпровідникового матеріалу), завдяки чому індикатор легко узгоджується з пристроями на ІМС (ТТЛ) і транзисторах.

Струм, який споживає один сегмент, лежить в інтервалі 3...20мА, а в імпульсному режимі може досягти 500 мА, що дозволяє отримати велику силу світла в імпульсі випромінювання.

Матричні індикатори. Напівпровідниковий матричний індикатор представляє собою набір дискретних світлодіодів, які згруповані по рядках і стовпцях в єдину матрицю. Матричні індикатори дозволяють відображати цифри від 0 до 9, римські цифри, букви, різні знаки і символи (рис. 10.17).

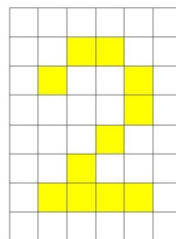


Рис.10.17. Структура матричного індикатора.

Для висвічування конкретної дискретної точки необхідно подати імпульсну напругу на вивід номера стовпця і на вивід номера рядка; тоді на перетині цих двох координат засвітиться необхідний дискретний елемент матриці. Подаючи імпульсну напругу (зазвичай в мультиплексному режимі) на відповідні точки матриці (інформаційного поля), отримують відповідне зображення цифри, букви, знака, символу або графіка.

Переваги світлодіодних індикаторів: легко узгоджуються з ІМС і транзисторами, велика яскравість світіння, виразна конфігурація цифр.

Недолік – відносно велика потужність споживання.

5. Рідкокристалічні індикатори

Рідкокристалічні індикатори (РКІ) являються пасивними приладами, в яких використовуються явища електрооптичних ефектів в рідких кристалах. Вони не випромінюють світло, а лише модулюють падаючий або прохідний мий через них потік.

Рідким кристалами (РК) називають особливу групу речовин, які займають проміжне місце між твердими і рідкими станами. Ці речовини складаються із ланцюгових, нитковидних органічних молекул, які витягнуті у відповідних напрямках. Рідкі кристали – діамагнітні матеріали які відносяться до діелектриків: питомий опір приблизно складає $10^6 \dots 10^{10} \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

За рахунок великої рухливості молекули РК в звичайному стані розміщені хаотично і рідкий кристал не прозорий (рис. 10.18,а). Якщо рідкий кристал розмістити в електричне поле, то орієнтація молекул стане впорядкованою (молекули орієнтуються відносно ліній напруженості поля) і рідкий кристал стає прозорим (рис. 10.18,б). В рідкому кристалі виникає електрооптичний ефект динамічного розсіювання світла (як прохідного через речовину, так і відбитого). Так як рідкокристалічні комірки самі не випромінюють світло, то вони як правило використовуються сумісно з яким-небудь зовнішнім джерелом світла.

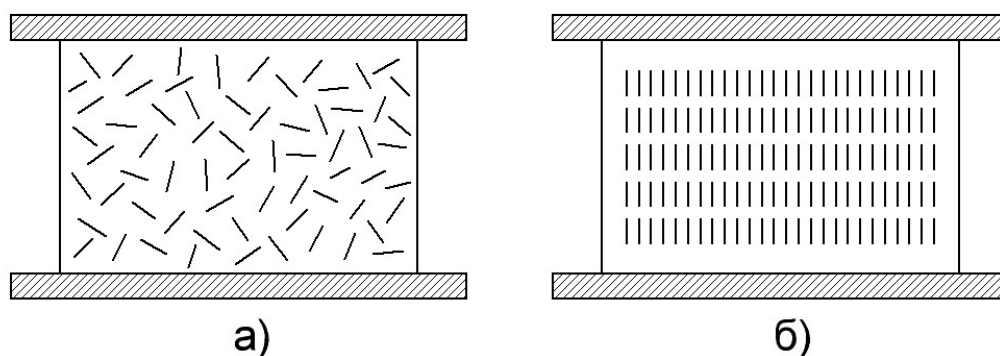


Рис.10.18. Рідкокристалічна комірка:

а – хаотична структура без електричного поля;

б – впорядкована структура при наявності електричного поля.

На рис.10.18 приведена конструкція елементарної рідкокристалічної комірки. Вона представляє собою дві плоскі пластини 2, які покриті з внутрішньої сторони шаром електропровідного матеріалу 3 і 5. Простір між електродами заповнюється рідкокристалічною речовиною 1 товщиною 8...25 мкм. Один із електродів 3 прозорий і виконаний у виді рисунка знака, а другий 5 являється спільним. Він може бути або прозорим, якщо індикатор працює на пропускання світла, або дзеркальним, якщо індикатор працює на відбивання. Електроди 3 і 5 розділяє електроізоляційна прокладка 4.

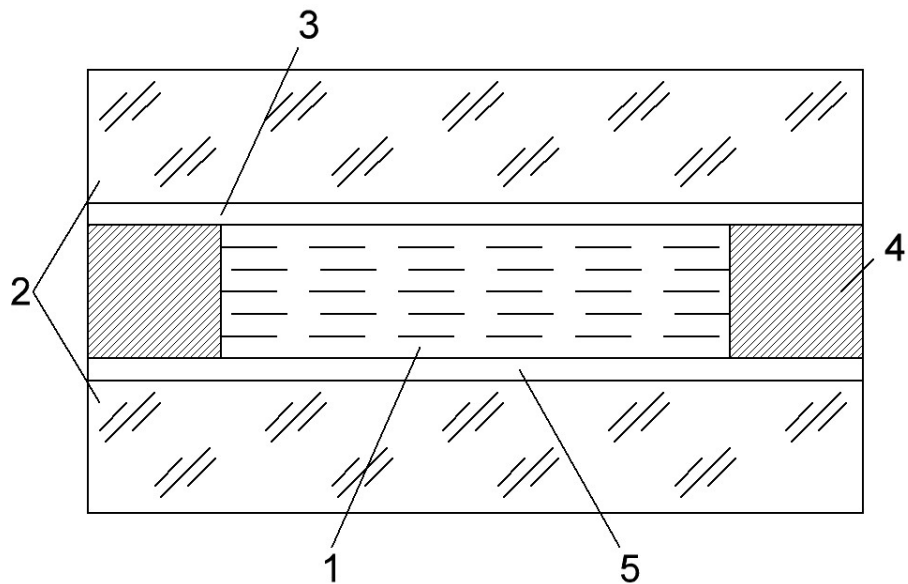


Рис.10.18. Конструкція елементарного рідкокристалічного індикатора (рідкокристалічної комірки):

- 1 – рідкий кристал; 2 – скляні пластини;
- 3 – прозорий електрод; 4 – ізоляційна прокладка;
- 5 – прозорий або відбиваючий електрод.

Незалежно від виду електрооптичного ефекту РКІ поділяються на два види:

- Індикатори, які працюють на відбиванні світла (рис. 10.19,а);
- Індикатори, які працюють на пропусканні світла (рис. 10.19,б).

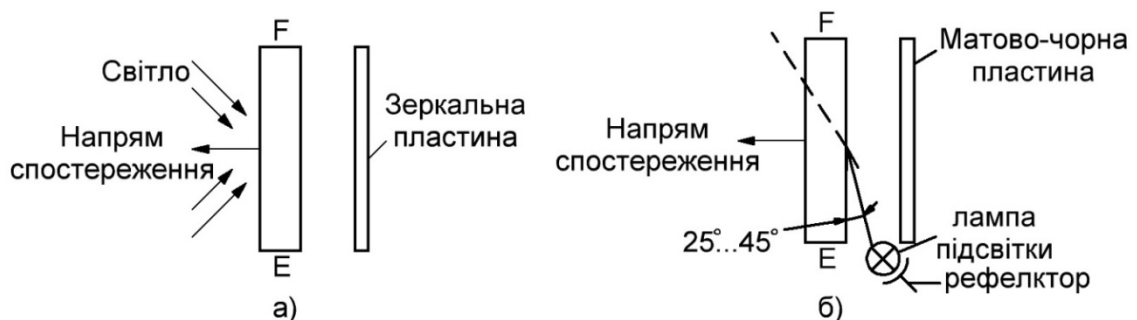


Рис.10.19. Схеми режимів роботи РКІ:
а – відбивання світла; б – пропускання світла.

Для першого виду РКІ “задній” електрод виготовлений у вигляді дзеркала, світло відбивається від нього і проходить через сегменти, прозорість яких залежить від наявності напруги на них. Такий індикатор використовує зовнішнє відбиваюче освітлення (спеціальна підсвітка відсутня).

Для індикатора другого виду за індикатором розміщують джерело світла (мініатюрні лампи розжарювання або люмінесцентні випромінювачі) (див. рис.1019,б). Замість дзеркальної пластини використовується матово-чорна. Індикатор працює

в прохідному світлі. При використанні відповідних фільтрів можна отримати кольорове зображення знаків.

Цифрові індикатори. В основі роботи ЦРІ використано електрооптичний ефект обертання площини поляризації поляризованого світла шаром нематичного рідкого кристалу. Цей ефект називають твіст - ефект (TE).

В РКІ з використанням ТЕ, що працює на відбиванні, скляні пластини розміщені між двома схрещеними поляризаторами, один з яких роблять дзеркальним. Поверхні пластин, які повернуті до РК, поліруються, для того щоби молекули РК в шарах, що прилягають до них, орієнтувалися у взаємно перпендикулярних напрямках; в проміжних шарах здійснюється поступовий поворот напрямів орієнтації.

На рис. 10.20. Приведена конструкція одно розрядного семи сегментного РКІ. Індикатор складається із двох склеєних по перетину скляних пластин, зазор між якими заповнений рідким кристалом. Молекули рідкого кристалу орієнтовані в зазорі гомогенно і мають закручену структуру.

На одній із скляних пластин (знаковому електроді) 1 прозорим струмопровідним покриттям нанесено рисунок цифри 2, який представляє собою набір семи сегментів, що дозволяють синтезувати цифри (від 0 до 9). На другій сигнальній пластині 6 (сигнальному електродові) прозорим струмопровідним покриттям нанесено рисунок електрода 7, що являється загальним для цифр знакового електрода. Знаковий і сигнальний електроди покритими поверхнями повернуті один до другого. Зібрані електроди розміщені між двома схрещеними поляризаторами, на одному з яких нанесено дзеркальне покриття 5.

В якості поляризаторів використовуються органічні прозорі плівки, які наносяться на зовнішні сторони скляних пластин.

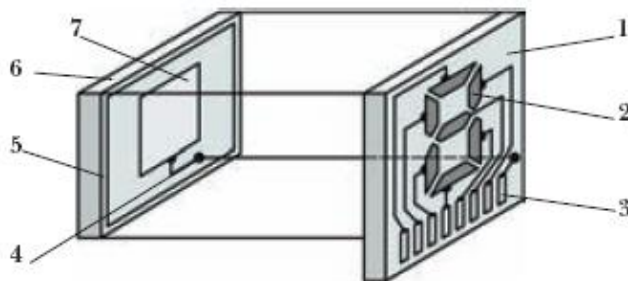


Рис.10.20. Будова семисегментного РКІ.

Виводи від сегментів знакового і сигнального електродів виконані в виді провідних доріжок 3,4 на склі. З'єднання виводів індикатора з елементами зовнішньої схеми керування здійснюється як правило через роз'єм.

При відсутності електричного поля світло проходить через індикатор. При наявності електричного поля орієнтація молекул змінюється, площина поляризації світла, що пройшло через РК не повертається і світло не проходить через індикатор, а на сірому фоні відображаються темні цифри.

На рис.10.21 показано багаторозрядний рідкокристалічний індикатор. Такі індикатори представляють собою рідкокристалічні дисплеї компактної плоскої конструкції, при чому крім цифрової індикації на них можуть бути синтезовані і другі знаки і символи.

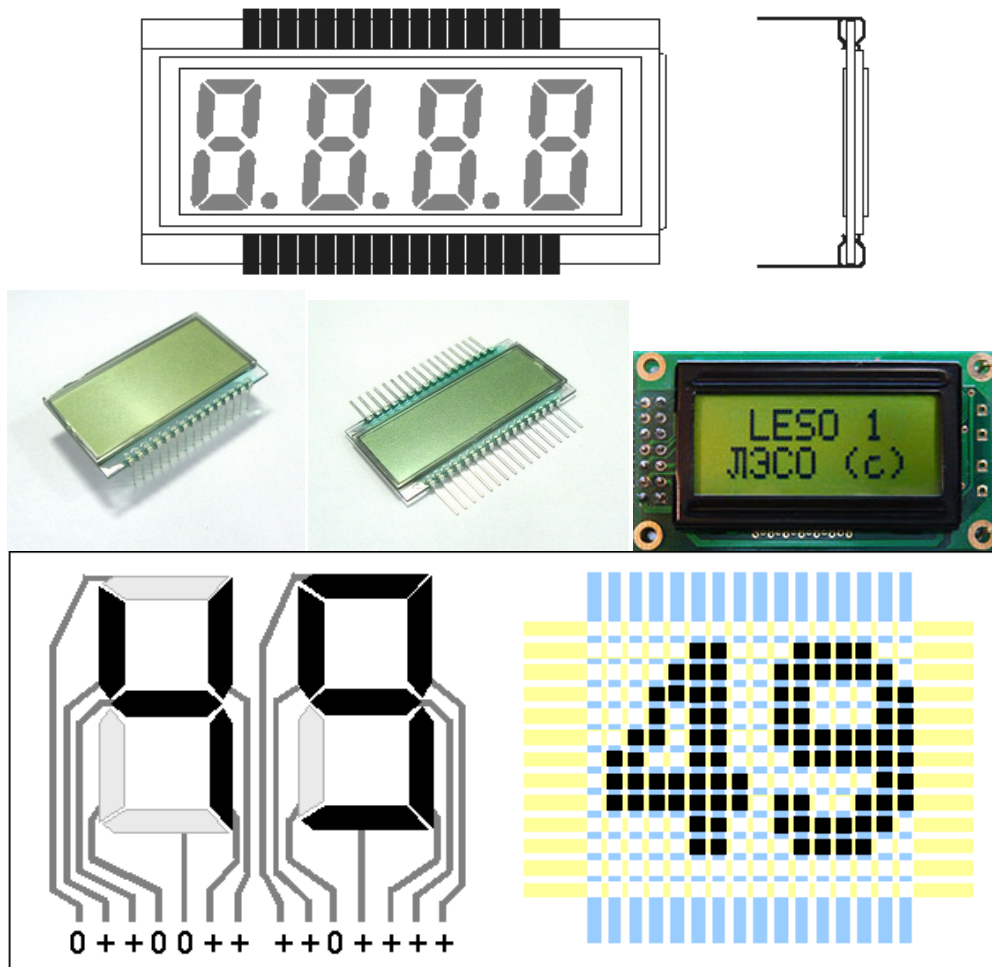


Рис.10.21. Багаторазовий РКІ

Переваги рідкокристалічних індикаторів:

- мала потужність споживання (декілька мкВт/см²);
- низькі робочі напруги (1,5...5 В) і прекрасна сумісність з КМОН – мікросхемами;
- зручне конструктивне виконання – плоска форма екрана і обмежена товщина індикатора (до 0,5мм);
- можливість ефективної індикації в умовах сильної зовнішньої засвітки.

Основні недоліки – відносно низька швидкодія, обмежений кут огляду і необхідність зовнішнього освітлення.

Управління РКІ. Довговічність РКІ що працює на постійному струмові, приблизно на порядок нижча, ніж при використанні змінної напруги. Зниження довговічності при живленні РКІ постійним струмом зумовлено наявністю процесу електролізу в рідкому кристалі, в результаті – падає контрастність.

Перевагу має збудження РКІ змінним струмом. В цьому випадку на електроди передньої і задньої пластин подаються імпульси напруги прямокутної форми (рис.10.22) однакової полярності але зсунуті за фазою так, що управляюча напруга представляє біполярний сигнал, що немає постійної складової.

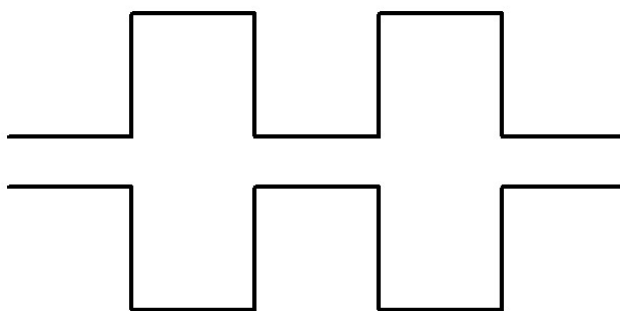


Рис.10.22. Управляюча напруга на РКІ

Рідкокристалічні індикатори характеризуються низькими напругами живлення (3...15 В) і дуже малими струмами (до 15 мкА). Вони використовуються зазвичай сумісно з автономними джерелами живлення і економічними КМДН ІМС. Особливістю управління цими індикаторами являється необхідність управління за допомогою змінних напруг (постійна складова не має перевищувати 50 мВ).

Для управління РКІ широко використовується фазоімпульсний спосіб. Приклад пристрою управління на базі ІМС К176 ІЕ4 приведено на рис.10.23.

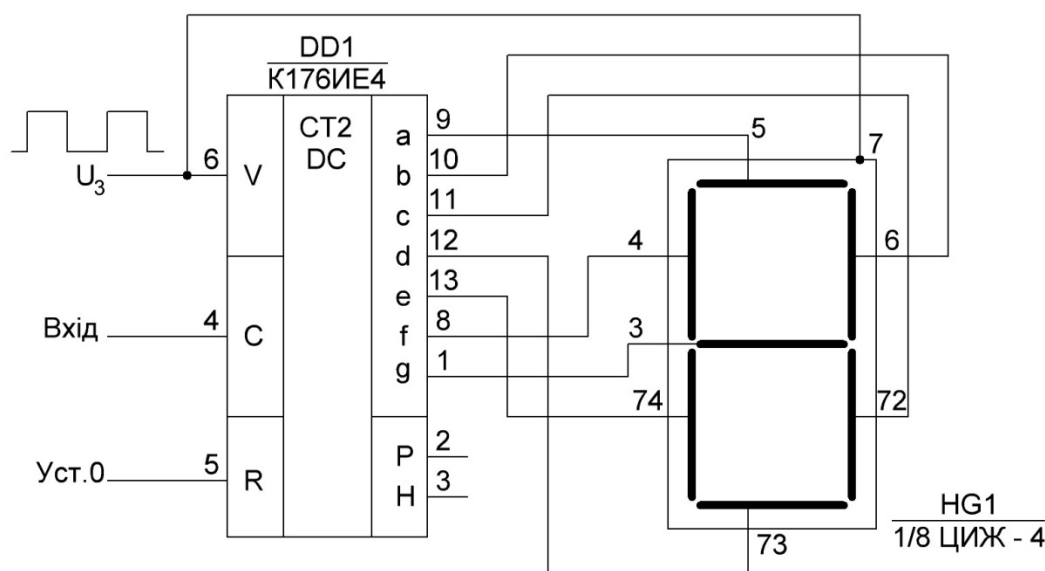


Рис.10.23. Схема управління семисегментним РКІ

На вивід 6 DD1, що забезпечує інверсію вихідного сигналу, і загальний електрод 7 індикатора HG1 подається послідовність імпульсів збуджуючої напруги U_3 . Вихідний сигнал DD1, наприклад керуючий сегментом "а" визначається виразом: $A = a\overline{U_3} + \bar{a}U_3$, де $a=0$, якщо сегмент не видно і $a=1$, якщо сегмент не видно. При $a=0$ ($\bar{a}=1$) $A=U_3$ перепад напруг між сегментом і загальним електродом рівний нулеві, при цьому сегмент не видно. При $a=1$ ($\bar{a}=0$) $A = \overline{U_3}$, тобто на сегмент подається послідовність імпульсів з протилежною фазою по відношенню до імпульсів на спільному електроді. Перепад напруг на виході між сегментом і спільним електродом в даному випадку перевищує амплітуду імпульсів в 2-а рази і викликає потемніння сегмента. Для забезпечення нормальної роботи частота імпульсів збудження має складати $f_3 = 50 \dots 500$ Гц при амплітуді імпульсів $U_3=8\dots 10$ В.