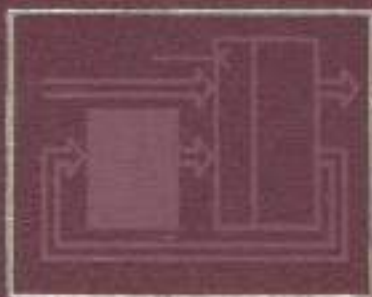


Книга 1

АНАЛОГОВА СХЕМОТЕХНІКА та ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ



«ВІЩА ШКОЛА»

СХЕМОТЕХНІКА
електронних систем

АНАЛОГОВА
СХЕМОТЕХНІКА
ТА ІМПУЛЬСНІ
ПРИСТРОЇ





БОГДАН БОГДАНОВИЧ ІВАНОВИЧ

Народився у 1944 р., доктор технічних наук, професор, доцент Академії педагогічних наук України, заслужений діяч науки і техніки України, лауреат університетських електронних та авторських і винахідницьких премій. Автор понад 250 наукових і методичних праць. Фахівець у галузі розроблення систем телеінформаційних технологій.



ГУРІЙ Андрій Миколайович

Народився у 1940 р., доктор технічних наук, професор, академік Академії педагогічних наук України, заслужений працівник освіти України. Автор понад 350 наукових і навчально-методичних праць. Фахівець у галузі інформаційних технологій та управління знаннями.



ЖУКОВ Валерій Якович

Народився у 1948 р., доктор технічних наук, професор, заступник кафедри промислової електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». Автор понад 200 наукових і навчально-методичних праць. Фахівець у галузі електронних систем управління електроприводом.



ЗОРИ Анаtolій Анатолійович

Народився у 1941 р., доктор технічних наук, професор, заступник декана факультету техніки України, завідувач кафедри електронної техніки Дніпеського національного технічного університету. Автор понад 250 наукових і методичних праць. Фахівець у галузі електроприводу.



СЛІПАК Віктор Миколайович

Народився у 1947 р., кандидат технічних наук, професор кафедри застосування та розвитку інформацій Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». Автор понад 150 наукових і навчально-методичних праць. Фахівець у галузі телекомунікаційних технологій та електронних систем.



ТЕРЕШЕНКО Тетяна Олександрівна

Народилася у 1950 р., доктор технічних наук, професор кафедри промислової електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». Автор понад 700 наукових і навчально-методичних праць. Фахівець у галузі розроблення систем управління електроприводом та систем управління електроприводом.

КНИГА 1
**АНАЛГОВА
СХЕМОТЕХНІКА
та ІМПУЛЬСНІ
ПРИСТРОЇ**

*Затверджено
Міністерством освіти
і науки України*

Навчальний для студентів
технічних спеціальностей
вищих навчальних закладів

3-тє видання,
доповнене і перероблене

ОХЕМОТЕХНІКА
електронних систем

У трьох
книгах

АБОМЕНТ-2

УДК 621.382.2/.3 (075.8)

ББК 32.844.1я73

С92

Група надана Міністерством
освіти і науки України
(присвоєна під 7 квітня 2003 р.
№ 1, 11-13661)

Автори В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйков, А. А. Зорі,
В. М. Снігак, Т. С. Терещенко

Решення ел. др. техн. наук, проф. А. А. Шерба (Національний технічний університет України «КПІ») і канд. техн. наук, проф. Ю. С. Кулишова (Київський національний університет технологій та дизайну)

Редактор В. С. Закарний

С92 **Схемотехніка електронних систем: У 3 т. Кн. 1. Ана-**
логова схемотехніка та імпульсні пристрої: Підручник :
В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйков та ін. —
2-ге вид., доп. і переробл. — К.: Вища шк., 2004.
366 с.: іл.

ISBN 966-642-192-5 (кн. 1)

ISBN 966-642-193-3

423072

Викладено основи аналогові та цифрові схемотехніки на транзисторах та інтегральних мікросхемах, описано різні типи підсилювачів і генераторів. Розглянуто імпульсні пристрої, форми і типи прямокутних імпульсів, мушкетерів та осциляторів, блоки генераторів, інформаційні керуваннями, кодування та декодування пристроїв. Крім того, у другому виданні (1-ше вид. 2002 р.) додано новітні приклади і методи розрахунку електронних схем, а також, дрейф поля, кодування пристроїв, імпульсні джерела живлення.

Для студентів технічних спеціальностей вищих навчальних закладів

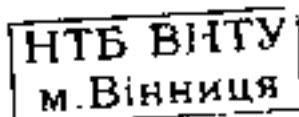
УДК 621.382.2/.3 (075.8)

ББК 32.844.1я73

ISBN 966-642-192-5 (кн. 1)

ISBN 966-642-193-3

В. Я. Жуйков, В. І. Бойко,
А. А. Зорі, В. М. Снігак, 2002
В. І. Бойко, А. М. Гуржій,
В. Я. Жуйков, А. А. Зорі,
В. М. Снігак, Т. С. Терещенко,
2004, з змінами



ЗМІСТ

Передмова	9
Вступ	14

АНАЛОГОВА СХЕМОТЕХНІКА

Розділ 1 Підсилювальні пристрої	18
1.1. Електронні системи: підсилювачі і вузли	18
1.2. Основні компоненти електронних пристроїв	19
1.3. Підсилювальні пристрої: Основні визначення	21
1.4. Класифікація і структурна схема підсилювачів	22
1.5. Основні технічні показники підсилювачів	23

Розділ 2 КС-Підсилювачі напруги на біполярних і польових транзисторах	28
2.1. Підсилювач напруги на біполярному транзисторі за схемою зі спільною базою	28
2.2. Підсилювач напруги на біполярному транзисторі за схемою зі спільним емітером	32
2.3. Підсилювач напруги на біполярному транзисторі за схемою зі спільним колектором	41
2.4. Підсилювач напруги на польовому транзисторі за схемою зі спільним виходом	46
2.5. Підсилювач напруги на польовому транзисторі за схемою зі спільним стокем	49

Розділ 3 Частотні характеристики КС-підсилювачів звукових частот	54
3.1. Звукові частоти, характерні області звукових частот	54
3.2. Характеристики підсилювачів напруги в області середніх звукових частот	57
3.3. Низькі звукові частоти	58
3.4. Робота підсилювачів в області високіх звукових частот	61
3.5. Логарифмічні амплітудно-частотні характеристики: Методики і приклади розрахунків	64

Розділ 4 Підсилювачі потужності	87
4.1. Удвоження джерела сигналу з навантаженням	87
Класифікація підсилювачів потужності	89
4.2. Однотактні підсилювачі потужності	89
4.3. Частотні характеристики підсилювачів потужності	95
4.4. Двотактні підсилювачі потужності	101
4.5. Підсилювачі потужності без трансформаторів	103
Розділ 5 Вплив температури на характеристики і параметри транзисторних підсилювачів.	106
Нелінійні спотворення каскадів	
5.1. Вплив температури на характеристики біполярних транзисторів	106
Описані причини температурної нестійкості каскадів	109
5.2. Температурна стабілізація і компенсація каскадів	109
5.3. Принципи нелінійних спотворень.	113
Вхідні динамічні й наскрізна характеристики каскаду	119
5.4. Методи розрахунку нелінійних спотворень	119
Розділ 6 Зворотні зв'язки у підсилювачах	122
6.1. Загальні поняття і класифікація зворотних зв'язків	122
6.2. Вплив зворотного зв'язку на основні параметри підсилювача	123
6.3. Вплив зворотного зв'язку на вхідний і вихідний опори підсилювача	126
6.4. Практичні схеми підсилювальних каскадів зі зворотними зв'язками	131
6.5. Стійкість підсилювачів зі зворотними зв'язками	133
Розділ 7 Підсилювачі постійного струму.	136
Дрейф нуля і способи його зменшення	
7.1. Призначення й особливості характеристик підсилювачів.	136
Підсилювачі нульової частоти	139
7.2. Підсилювачі з безпосередніми зв'язками	139
7.3. Дрейф нуля підсилювачів	144
Основні причини і способи його зменшення	147
7.4. Паралельно-балансові й диференціальні каскади підсилювачів	147
Розділ 8 Аналогові мікроелектронні структури.	150
Операційні підсилювачі в інтегральному виконанні	
8.1. Класифікація аналогових інтегральних мікросхем, елементи їх схемотехніки.	150
включні компоненти, вихідні каскади	154
8.2. Напрута струму, вихідні струми та їхня температурні дрейфи	160
8.3. Операційні підсилювачі. Еквівалентна схема підсилювача	163
8.4. Експериментальне визначення основних параметрів операційних підсилювачів	163

Розділ 9. Побудова вирішальних структур на базі операційних підсилювачів. Лінійні та нелінійні функціональні перетворювачі	168
9.1. Операційні підсилювачі з інтегруванням і без інвертування сигналу	168
9.2. Суматори, інтегратори і диференціатори на базі підсилювачів	172
9.3. Схеми усталовки нуля і частотної корекції підсилювачів	176
9.4. Схеми логарифмування й антилогарифмування	177
9.5. Помножувачі й подільники напруг, випрямлячі та детектори сигналів	181
Розділ 10. Вибірні (селективні) підсилювачі	185
10.1. Характеристики паралельного і послідовного коливальних контурів	187
10.2. Вибірні підсилювачі LC-типу	193
10.3. Загальне подання теорії вибірних RC-систем	198
10.4. Подвійний T-подібний мист. Основні характеристики і параметри	199
10.5. Принципова схема вибірних RC-підсилювачів	204
Розділ 11. Генератори періодичних коливань LC-типу	209
11.1. Методи аналізу умов збудження генераторів	209
11.2. LC-Генератор на польовому транзисторі з контуром у вигляді зчеплених контурів	212
11.3. Енергетичний розрахунок. Визначення усталеного режиму генератора	215
11.4. LC-Генератори на біполярних транзисторах	220
Розділ 12. RC-Генератори	226
12.1. Загальне подання теорії RC-генераторів	226
12.2. RC-Генератори з фазозвертальними на 180° ланками	227
12.3. RC-Генератор з нульовим фазозвертанням	231
12.4. RC-Генератори зі змінною стабільністю	235

ІМПУЛЬСНІ ПРИБОРИ

Розділ 13. RC-Ланки для час імпульсного впливу	240
13.1. Імпульси, класифікація, характеристика, параметри	240
13.2. Проводження імпульсів через RC-ланки. Диференціальні й розділові ланки	242
13.3. Фактори різниці диференціальних RC-ланок	249
13.4. Інтегральні RC-ланки	252
Розділ 14. Формувачі прямокутних імпульсів	257
14.1. Схеми зупинки на діоді послідовного і паралельного типу	257
14.2. Лінійні моделі транзисторів у режимі великого сигналу	262
14.3. Розрахунок транзисторних ключів	267
14.4. Транзисторні підсилювачі-об'єднувачі	271
14.5. Динамічні характеристики транзисторних ключів	272

Розділ 15. Мульти- й одновібратори. Генератори лінійно змінюваної напруги, блокітн-генератори	279
15.1 Транзисторний мультивібратор, принцип дії. розрахунок періоду коливань	279
15.2 Регулювання частоти, термостабілізація і поліпшення форми вихідної напруги мультивібратора	285
15.3 Триггерний одновібратор. Принципи дії, осцилограми, розрахунок	288
15.4 Затримка характеристика і принципи побудови генераторів	292
15.5. Автоколебальні генератори на транзисторах. Генератори в режимі очікування на транзисторах та операційних підсилювачах	294
15.6 Автоколебальний блокітн-генератор Блокітн-генератор у режимі існування Синхронізація блокітн-генераторів	303
Розділ 16. Кодувальні пристрої. Аналого-цифрові й цифроаналогові перетворювачі	312
16.1. Кодування часових інтервалів і напруг	312
16.2. Аналого-цифрові перетворювачі Основні характеристики і параметри	316
16.3 Цифроаналогові перетворювачі Структура, основні характеристики і параметри	330
16.4 Пристрій вибірки зберігання	325
Розділ 17. Імпульсні джерела живлення, елементна база силової електроніки і перспективи розвитку	337
17.1. Структурні схеми й основні проблеми імпульсних джерел електроживлення	342
17.2. Схемотехніка основних блоків імпульсних джерел електроживлення	331
17.3. Системи напівпровідникові елементи	345
17.4. Тенденції розвитку електронних компонентів	355
Список рекомендованої літератури	363

ПЕРЕДМОВА

Електроніка — галузь сучасної фізики та електротехніки. Вона займається вивченням і використанням явищ, приладів і систем, основою яких є проходження електричного струму у вакуумі, газі та твердому тілі, дослідження, розробка електронних засобів і систем та принципів їх використання. Обмін інформацією в електронних системах відбувається за допомогою сигналів, носіями яких можуть бути різні фізичні величини — струми, напруги, магнітні стани, світлові хвилі. Розрізняють аналогові (безперервні) і дискретні сигнали. Є два типи дискретних сигналів: перший отримано за рівнем або за часом дискретизації безперервних сигналів; другий — у вигляді набору кодових комбінацій знаків.

Перевагами цифрових пристроїв і систем порівняно з аналоговими є підвищена надійність, висока надійність, можливість тривало зберігати інформацію без її втрати, економічність енергетична ефективність, сумісність з інтегральною технологією, висока технологічність і повторюваність, а надійка — мала вартість та точність.

Основа розвитку електроніки — безперервне ускладнення функцій. На сучасному етапі стає неможливим вирішувати нові завдання старими електронними засобами з використанням існуючої елементної бази. Виникають об'єктивні умови для подальшого удосконалення елементної бази. Основними факторами є підвищення надійності, зменшення габаритних розмірів, маси, вартості та споживаної потужності.

Важливе завдання вищої освіти — правильна орієнтація майбутнього фахівця на стабільне зивчення фундаментальних і професійно-орієнтованих дисциплін фаху, де поєднуються як глибокі важливі фізичні процеси, так і їхній розумний обсяг. Білімність випускених підручників і навчальних посібників з аналогової та цифрової схемотехніки або представляють викладу лише окремих розділів цієї дисципліни, або дають

загальні відомості з основних розділів чи недостатньо відображають тенденції розвитку сучасної електроніки. У запропонованому підручнику автори зробили спробу акцентувати увагу на нових напрямках розвитку

Підручник складається з трьох книг: перша книга — «Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої», друга — «Цифрова схемотехніка», третя — «Мікропроцесори та мікроконтролери».

Перша книга — «Аналогова схемотехніка та аналогові пристрої» містить 12 розділів з аналогової схемотехніки та 5 розділів з імпульсних пристроїв, у яких розглядають такі питання:

основні компоненти електронних систем, підсилювачі та буферні підсилювачі;

РС-підсилювачі напруги на біполярних і польових транзисторах за різних схематичних підключень до спільного емітера, базю, колектором, стокем, випинком;

частотні характеристики РС-підсилювачів звукових частот, робота підсилювача в області низьких, середніх та високих частот; логарифмічні амплітудно-частотні характеристики, приклади розрахунків;

узгодження джерела сигналу з навантаженням, виведення однок- і двохтактних підсилювачів потужності та підсилювачів без трансформаторів;

каскадні характеристики каскадів, вплив температури на характеристики біполярних транзисторів, причини та методи розрахунку нелінійних спотворень;

класифікація паралельних і послідовних зворотних зв'язків за струмом і напругою, жорстких і м'яких, їхній вплив на схеми функцій, показники роботи, умови стійкості системи;

підсилення постійного струму, ефективні зменшення дрейфу нуля, підсилювачі з постійної частоти, з безпосередніми зв'язками, паралельні балансові та диференціальні схеми;

класифікація аналогових мікроелектронних структур, операційні підсилювачі на інтегральних мікросхемах, елементи їх схемотехніки,

побудова впрямованих структур на базі одиничних підсилювачів, лінійні та нелінійні функціональні перетворювачі, суматори, інтегратори, диференціатори, частотна корекція, логарифмування, помножувачі, подільники, випрямлячі, детектори;

загальні положення щодо селективних підсилювачів різних типів.

ІС-генератори періодичних коливань на польових і біполярних транзисторах.

основи теорії RC-генераторів з різними типами фазообертачів і без них;

прикладення імпульсів через ланки інтегрування диференціювання, розділові, фікалітри уряди,

формуваць прямикутних імпульсів, ключи, обмежувачі, моделі великого сигналу;

мульти- та одновібратори; регулювання частоти, термостабілізація; поділення форми вихідної напруги схем; генератори лнійно змінюваної напруги, блокнг-генератори в автоколебальному режимі та режимі очікування;

аналіз кодувальних пристроїв, АЦЦ та ЦАП, пристрої вибірки збереження;

імпульсні джерела живлення, елементна база силові електроніки та перспективи розвитку.

Друга книга — «Цифрова схемотехніка» — охоплює 12 розділів, у яких розглянуто такі питання:

математичні основи цифрової схемотехніки, системи числення, коди, двійкова арифметика та форми подання чисел;

теоретичні основи синтезу цифрових автоматів та алгебра логіки;

аналіз методів мінімізації булевих функцій, методи Карно — Вейча, Квайна, Мак-Кларка;

класифікація логічних елементів цифрових пристроїв (базові логічні елементи);

синтез комбінатійних схем, мульти- та демультиплексорів, суматорів, шифраторів, дешифраторів, компараторів, перетворювачів кодів;

асинхронні, синхронні тригерні елементи, RS-, D-, J-K-тригери, синтез цифрових автоматів, регістри зсуву, лічильники, цифрові фазообертачі.

логічні розширювачі, перетворювачі рівнів, таймери;

статичні, динамічні операційні та часові схеми постійних запам'ятовувальних пристроїв;

проектування логічних схем, безхвильні процеси, гонки, узгодження двохфазова синхронізація;

застосування цифрових інтегральних мікросхем, заходи і завадостійкість, монтаж цифрових інтегральних мікросхем.

Третя книга — «Мікропроцесори та мікроконтролери» — складається з 9 розділів, у яких розглянуто такі питання:

загальні принципи побудови мікропроцесорних систем, організація шин, поняття про архітектуру мікропроцесорів та основні принципи побудови мікропроцесорних систем, основи програмування мовою асемблери;

однокристальні 8- та 16-розрядні мікропроцесори, відомості про систему кодування мікропроцесора 8086;

старші моделі однокристальних універсальних мікропроцесорів (і80286, і386, і486, архітектура мікропроцесора *Pentium*);

системи пам'яті: класифікація постійних та оперативних запам'ятовувальних пристроїв, побудова модулів пам'яті, принципи організації етикової та кеш-пам'яті;

інтерфейс пристроїв введення-виведення — паралельний та послідовний інтерфейс, контролер клавіатури та індикації, програмований таймер, контролер прямого доступу до пам'яті, контролер переривань;

архітектура, функціональні можливості та система команд однокристальних мікроконтролерів з *CISC* архітектурою, розширення можливостей, приклад застосування для керування двигуном постійного струму;

однокристальні мікроконтролери з *RISC* архітектурою: *PIC*-контролери, *AVR*-мікроконтролери;

сигнальні мікропроцесори обробки даних у форматі з фіксованою та плаваючою комою. Їхні характеристики і функціональні можливості,

нейрони: обчислювач та їхні функції, основні побудови нейронних мереж, алгоритми навчання, апаратна реалізація.

У підручнику в стислому вигляді та доступній формі викладено всі розділи програми підготовки бакалаврів, інженерів та магістрів напрямку «Електроніка» спеціальності «Електронні системи» і «Фізична та біомедична електроніка» згідно з вимогами державного стандарту України. Це може підвищити ефективність не лише аудиторних занять, а й самостійної роботи студентів. Матеріал скомпільований так, що кожний наступний розділ є логічним продовженням попереднього.

У результаті вивчення курсу студенти засвоюють принципи функціонування, вибору, практичної реалізації пристроїв та систем електроніки різного призначення, методи їх аналізу і розрахунку за заданими статичними й динамічними параметрами та принципи розробки систем керування електронними системами. Студент має знати: принципи побудови та функціонування пристроїв аналогової і цифрової схемотехніки; принципи вибору методів аналізу і розрахунку електронних пристроїв із заданими характеристиками; принципи побудови і функціонування мікропроцесорних та мікроконтролерних систем, а також уміти: розраховувати електричні ланки, узагальнювати динамічні показники електронних пристроїв; виконати розрахунки різних електронних пристроїв з організацією банку даних, розробити структурні та принципові схеми, а також програмне забезпечення мікропроцесорних систем керування пристроями електроніки.

Підручник написано на основі досвіду викладання дисциплін згідно з програмами підготовки бакалаврів, інженерів та магістрів напрямку «Електроніка» в Національному технічному університеті України «КПІ», Донецькому національному технічному університеті та Дніпропетровському державному технічному університеті.

Курс забезпечується основними дисциплінами: математика, фізика, теоретичні основи електротехніки, твердотіла електроніка.

Автори висловлюють вдячність співробітникам кафедр «Промислова електроніка» Київського ІТУУ «КПІ», «Електронна техніка» Донецького ІТУ і «Електроніка та автоматика» Дніпропетровського ДТУ за допомогу під час підготовки оригіналу-макету та обговорення навчального матеріалу, а також доценту В. Ф. Сенько за підготовку матеріалів до розділів 17.1, 17.2

Автори щиро вдячні рецензентам за цінні зауваження та рекомендації щодо вдосконалення окремих розділів рукопису, які вони врахували під час його доопрацювання, що сприяло поліпшенню змісту підручника.

Промисловий розвиток електроніки має два напрями.

1. Інформаційний, до якого належать електронні засоби та системи вимірювання, контролю і керування різними технологічними процесами на виробництві, в наукових дослідженнях, біології, медицині. Підсилювачі сигналів, генератори напруги, струмів, потужності різних форм і частот, логічні схеми, лічильники, індикаторні пристрої — все це пристрої та системи інформаційної електроніки, яка ґрунтується на використанні інтегральних мікросхем.

2. Сильовий (енергетичний) напрям — пов'язаний з перетвореннями змінного та постійного струмів для потреб електроенергетики, металургії, хімії, електрозв'язи та інших галузей. Основними видами електронних систем є випрямлячі, інвертори, перетворювачі частоти, керовані перетворювачі.

Електронні системи за способом формування і передавання сигналів керування поділяють на два класи — аналогові (безперервні) і дискретні (зерничасті), які, у свою чергу, поділяють на імпульсні, релейні та цифрові.

Аналогові електронні пристрої і системи призначені для приймання, перетворення та передавання електричного сигналу, який змінюється за законом безперервної (аналогової) функції. В електронній системі аналогового типу кожному конкретному значенню реальної фізичної величини на вході дають відповідно однозначне, цілком визначене значення обраного електричного параметра постійного або змінного струму. Це може бути напруга або струм на ділянці електричного кола, частота, фаза та ін. При цьому як сама фізична величина, так і її електричний еквівалент, набувають певного нечислового значення, можуть бути визначені у будь-якій довільний момент часу та змінюватися з одним і тому самому масштабом. Слід зазначити, що електричний еквівалент несе в собі подвійну інформацію про реальний процес, хоча в загаль-

ному випадку моменту, коли реальна величина набуде певного значення та коли з'явиться її електричний еквівалент. Можуть не збігатися, тобто між ними моментами може існувати деяка затримка. Переваги — теоретично максимально досяжні точність та швидкодія. Висота системи, надтоки — низька завадостійкість та нестабільність параметрів, зумовлені значною залежністю властивостей пристрою від зовнішніх нестабілізованих факторів, наприклад температури, часу (старіння елементів), дії зовнішніх полів та ін., великі спотворення від час передавання на значні відстані, труднощі при тризальному зборітани результатів, низька енергетична ефективність.

Дискретні електронні пристрої призначені для приймання, перетворення та передавання електричних сигналів, одержаних унаслідок квантування (процес заміни безперервного сигналу його значеннями в деяких точках) за часом або (та) за рівнем заданої аналогової функції. Тому сигнали, що в них лінуть, пропорційні обмеженому числу обраних за деяким законом значень реальної фізичної величини, відображеної у вигляді різних параметрів імпульсів: параметрів напруг (струмів) (амплітуди, тривалості фронту та спаду імпульсів, тривалості імпульсу, періоду та частоти проходження імпульсів, тривалості пауз тощо). У дискретних електронних системах використовуються лише частина інформації про реальну фізичну величину, тобто в процесі подання інформації виникають часткові втрати. Перевагами є також те, що імпульсна та середня потужності визначаються через штаруватість, тому за великої штаруватості можна отримати істотне перевищення потужності імпульсу, що сприяє поліпшенню показників маси та габаритних розмірів, у режимі каччарця повання потужності мінімальне, що підвищує коефіцієнт використання приладу: властивості дискретних приладів менше залежать від нестабільності параметрів використаних приладів; завадостійкість приладів вища, оскільки зменшується проміжок часу, коли заміна може втратити як сигнал, застосовується однаковий елементна база, що сприяє підвищенню надійності; забезпечує дешевизну.

За типом квантування дискретні сигнали ДЕС поділяють на імпульсні, релейні та цифрові. Імпульсні електронні системи реалізують квантування амплітудного сигналу. В процесі імпульсного модулювання форма імпульсів вихідної послідовності залишається незмінною. Неперерв амплітудно-імпульсна, імпульсно-імпульсна, фазово-імпульсна модуляції. Релейні системи реалізують квантування початкового сигналу за рівнем та перетворюють його на ступеневу функцію, висота кожного із рівнів пропорційна деякій наперед заданій величині.

Найвірогідніше, що в недалекому майбутньому цифрова електроніка займе провідне місце на ринку електронних пристроїв та систем. Нині цифрові персональні комп'ютери і мікропроцесори (ЕОМ) практично витіснили аналогові електронні обчислювальні машини, які були створені раніше. Те саме відбувається з апаратурою радіоприймачу, радіомовлення і телебачення (телевізорами, радіоприймачами, відеоманітоскопами, пристроями, що записують звук, фотопараметрами).

Однак повністю витіснити аналогову техніку цифрова в принципі не зможе, тому що фізичні процеси, від яких електронна система отримує інформацію, мають аналогову природу, в цьому випадку необхідні на вході та виході аналого-цифрові та цифроаналогові пристрої.

Приміслювий розвиток електроніки майже за сто років свого існування налічує чотири покоління, що характеризує різні подальшою мікромініатюризацією електронних компонентів, пристроїв та систем на базі застосування великих інтегральних схем (ВІС) та надвеликих інтегральних схем (НВІС). Деякі функціональні блоки роблять в одній інтегральній схемі, яка є готовим електронним пристроєм або системою приймання, перетворення або передавання інформації. Такі електронні пристрої дають змогу повністю забезпечити необхідний алгоритм обробки початкової інформації та істотно підвищити надійність їх функціонування. Компактність монтажу електронних пристроїв четвертого покоління становить близько 1000 ел./см² і більше (для порівняння електронні пристрої третього покоління – 50 ел./см²). Застосування інтегральних схем у сучасних електронних системах істотно підвищує надійність систем і зменшує їхні габарити, масу, об'єм живлення та питому потужність.

АНАЛОГОВА СХЕМОТЕХНІКА

Розділ 1
Підсилювальні пристрої

Розділ 2
RC-Підсилювачі напруги на біполярних і
польових транзисторах

Розділ 3
Частотні характеристики
RC-підсилювачів звукових частот

Розділ 4
Підсилювачі потужності

Розділ 5
Вплив температури на характеристики і
параметри транзисторних підсилювачів.
Нелінійні спотворення каскадів

Розділ 6
Зворотні зв'язки у підсилювачах

Розділ 7
Підсилювачі постійного струму. Дрейф
нуля і способи його зменшення

Розділ 8
Аналогові мікроелектронні структури.
Операційні підсилювачі в інтегральному
виконанні

Розділ 9
Побудова вирішальних структур на базі
операційних підсилювачів. Лінійні та
нелінійні функціональні перетворювачі

Розділ 10
Вибірні (селективні) підсилювачі

Розділ 11
Генератори періодичних коливань
LC-типу

Розділ 12
RC-Генератори

СХЕМОТЕХНІКА
електронних систем

НТБ ВНТУ
м. Вінниця

1.1. Електронні системи, підсистеми і вузли

Предметом електронної техніки є теорія і практика застосування електронних, оптичних і напівпровідникових приладів у пристроях, що виконуються у різних галузях народного та подаркства. Гнучкість, швидкодія і точність відкривають великі можливості її застосування у сучасній техніці.

Початком розвитку електронної техніки вважають час відкриття А. С. Поповим радіо (7 травня 1895 р. довів до демонстрації радіопередачі).

У розвитку електроніки виділяють п'ять основних етапів.

- радіотелеграфічний (1895—1925 рр.);
- радіотехнічний (1925—1945 рр.);
- електроніки (напівпровідниковий) (1945—1965 рр.);
- мікроелектроніки (з 1965 р. і понині);
- наноелектроніки (сучасний напрям).

Останні досягнення в галузі мікроелектроніки — створення інтегрованих мікросхем відмічають до надзвичайного ступеня інтеграції — дали змогу зберігати базові елементи з дуже низькими характеристиками надійності, швидкодії, малою споживаною потужністю, на основі яких створюються сучасні мікропроцесорні пристрої й системи, а також периферійні комплектуючі елементи вимірювальних, керувальних і обчислювальних систем.

Ці *електронні системи* розуміють مجموعه елементів блоків та пристроїв електронної техніки, які перебувають у певному зв'язку один з одним і утворюють певну функціональну цілісність.

Робота кожного елемента описується моделлю, яка відображає функцію, що виконується. У кожній електронній системі можна виділити ряд підсистем або блоків.

Підсистемою називають групу елементів у системі, що виконує певну (найпростішу) функцію.

Підсистеми складаються із ще простіших пристроїв — вузлів. Вузли, у свою чергу, складаються з елементів. Прийнята класифікація і умовності залежить від критеріїв розбиття

1.2. Основні компоненти електронних пристроїв

Серед компонентів електронних пристроїв розрізняють пасивні та активні. До пасивних елементів належать двиполосні (резистори, конденсатори, індукції індуктивності), а також деякі біполюсні елементи, складені з пасивних двополосних.

Існують також активні компоненти, призначені для підсилення і генерації сигналів. Вони є двобітними триполюсниками.

Розглянемо базові пасивні компоненти — резистор, індуктивність і конденсатор (рис. 1.1).

Зв'язки між струмами і напругами для них виражаються такими виразами:

$$U = Ri; \quad U = L \frac{di}{dt}; \quad i = C \frac{dU}{dt} \quad (1.1)$$

Двиполосники, для яких припущення надано, зв'язки виражені рівняннями (1.1), називаються *лінійними*. Для них справедливі такі співвідношення:

$$U = Ri; \quad \Psi = Li; \quad q = CU, \quad (1.2)$$

де Ψ — потокозчеплення; q — заряд конденсатора.

Характеристики лінійних елементів наведені на рис. 1.2.

За відомими характеристиками елементів можна визначити їхні параметри:

$$R = \frac{dU(i)}{di} = \frac{U'(i)}{i}, \quad L = \frac{d\Psi(i)}{di} = \frac{\Psi'(i)}{i};$$

$$C = \frac{dq(U)}{dU} = \frac{q(U)}{U} \quad (1.3)$$

Значення цих параметрів пов'язані для лінійних двополосних елементів, для яких може бути застосований принцип суперпозиції (накладення).

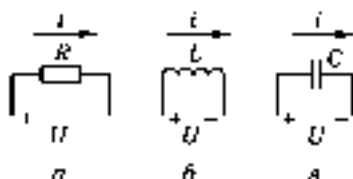


Рис. 1.1. Основні пасивні компоненти електронних схем:

а — резистор; б — індуктивність; в — конденсатор

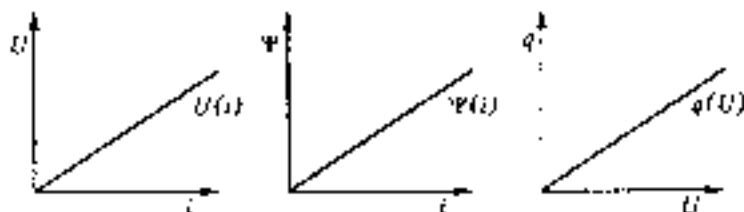


Рис. 1.2. Характеристики лінійних елементів

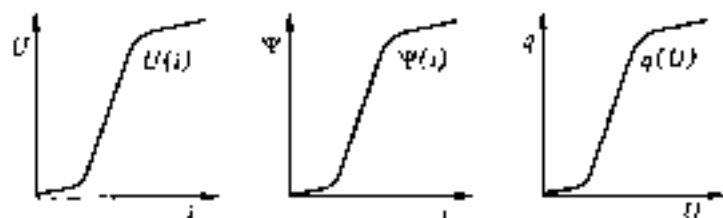


Рис. 1.3. Характеристики нелінійних елементів

Для двополюсових мають нелінійні характеристики (рис. 1.3). Вони описуються такими виразами:

$$\frac{dU(i)}{di} = R(i); \quad \frac{d\Psi(i)}{di} = L(i); \quad \frac{dq(U)}{dU} = C(U). \quad (1.4)$$

$$dU(i) = R(i)di; \quad d\Psi(i) = L(i)di; \quad dq(U) = C(U)dU. \quad (1.5)$$

Отже, параметри нелінійних елементів не постійні й залежать від значення аргументів (i , U):

$$R(i) = \frac{dU(i)}{di} \neq \frac{U(i)}{i}; \quad L(i) = \frac{d\Psi(i)}{di} \neq \frac{\Psi(i)}{i};$$

$$C(U) = \frac{dq(U)}{dU} \neq \frac{q(U)}{U}. \quad (1.6)$$

Для нелінійних елементів характерні два типи параметрів:

- опр за постійним струмом (R_0);
- опр за змінним струмом (R_1).

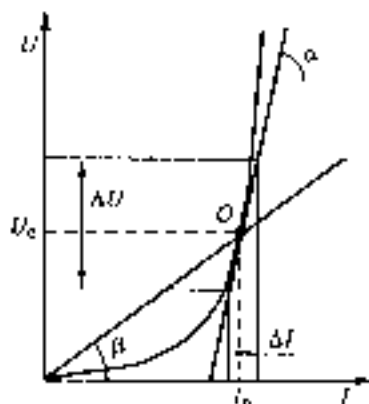
Ці опори (рис. 1.4) визначають за такими виразами.

$$R_1 = \frac{dU}{di} = \frac{U_0}{I_0} \cdot \lg(\alpha), \quad R_0 = \frac{U_0}{I_0} \cdot \lg(\beta).$$

Рис. 1.4 Визначення опорів нелінійного елемента

Прикладами нелінійних елементів є $p-n$ -перехід (типичну ВАХ наведено на рис. 1.4), котушка індуктивності зі сталевим сердечником, варистор та ін.

До активних елементів належать елементи з керувальним електродом, які моделюються активними джерелами напруги, струму. Вони здебільшого призначені для підсилення та генерації електричних сигналів заданих форм, амплітуди і частоти. Це транзистори, електронні лампи, операційні підсилювачі, багатопарові структури $p-n$ -переходів та ін.



1.3. Підсилювальні пристрої. Основні визначення

Підсилювачем називають пристрій, що дає змогу перетворювати вхідний сигнал на сигнал більшої потужності (або більшого струму, або більшої напруги) без істотного стотворення його форми. Під час підсилення струму чи напруги одночасно відбувається зменшення потужності.

Ефект підсилення можливий лише за наявності джерела керувальної енергії, перетворюваної підсилювачем на енергію підсилюваних сигналів. Таким джерелом є джерело живлення

(рис. 1.5). Енергія джерела живлення (напруга $E_{ж}$) перетворюється на енергію корисного сигналу за допомогою підсилювача з коефіцієнтом K . Отже, процес підсилення сигналів можна висвітлювати структурною схемою, наведеною на рис. 1.5.

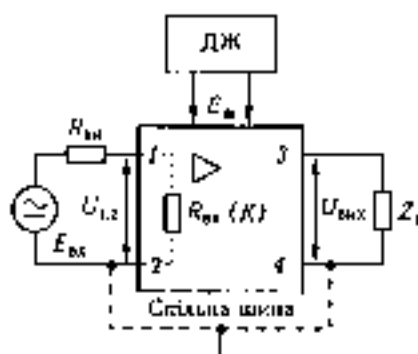


Рис. 1.5 Структурна схема підсилення електричних сигналів

Пристрій, що є споживачем і до якого прикладена вихідна напруга $U_{\text{вих}}$, називають *навантаженням* ($Z_{\text{н}}$), а ланка підсилювача, до якої він підключається, — *вихідним колом* (затискач 3, 4). Поток енергії від джерела живлення (ДЖ) до навантаження ($Z_{\text{н}}$) керує вхідний сигнал, який поданий вихідною напругою $U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх}}$. Ця напруга залежить від величини джерела електричного сили (ЕРС) $E_{\text{вх}}$, його внутрішнього опору $R_{\text{вн}}$ і вихідного опору підсилювача $R_{\text{вх}}$. Сигнали, який треба підсилити, називають *вхідним*, а ланку підсилювача, до якого він підключається, — *вхідним колом* підсилювача (затискач 1, 2). Часто затискачі 2 і 4 мають однаковий потенціал, і їх називають спільною шиною (масово) підсилювача.

1.4. Класифікація і структурна схема підсилювачів

Підсилювачі класифікують за такими ознаками:

- призначенням;
- характером сигналів підсилення;
- смугою частот підсилення;
- видом використовуваних активних елементів.

За призначенням розрізняють

• підсилювач напруги, $K_U = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$ — коефіцієнт підсилення за напругою;

• підсилювач струму, $K_I = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}$ — коефіцієнт підсилення за струмом, де $I_{\text{вх}}$ — вхідний струм, $I_{\text{вих}}$ — вихідний струм;

• підсилювач потужності, $K_P = P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}}$ — коефіцієнт підсилення за потужністю, де $P_{\text{вх}}$ і $P_{\text{вих}}$ — потужності на вході та виході підсилювача.

У підсилювачах потужності треба забезпечити у навантаженні ($Z_{\text{н}}$) задану потужність, а в підсилювачах напруги (струму) — задані значення коефіцієнта підсилення і вихідних параметрів $U_{\text{вих}}$ ($I_{\text{вих}}$).

За характером сигналів підсилення бувають:

• підсилювачі гармонійних сигналів. Ці пристрої забезпечують підсилення неперервних гармонійних, синусоїдальних сигналів;

• підсилювачі імпульсних сигналів. Ці пристрої забезпечують підсилення імпульсних сигналів заданої форми.

За смугою частот підсилення розрізняють

• підсилювач постійного струму, діапазон частот підсилення $\omega = 0 \dots f_{\text{г}}$ ($f_{\text{г}}$ — верхня гранична частота підсилення);

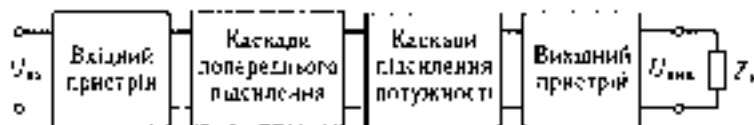


Рис. 1.6 Структурна схема підсилювача

• підсилювачі змінного струму, а діапазоном частот $\Delta f = f_{\text{вх}} - f_{\text{н}}$ ($f_{\text{н}}$ – нижня гранична частота підсилення)

Підсилювач змінного струму, у свою чергу, поділяють на:

- підсилювачі низької частоти $f_{\text{н}} - f_{\text{вх}} \gg f_{\text{н}}$;
- підсилювачі високої частоти $f_{\text{н}} - f_{\text{вх}} \ll f_{\text{н}}$;
- смужкові підсилювачі $f_{\text{вх}} / f_{\text{н}} \approx 1$.

За видом активних елементів, що виконані товуються, розрізняють такі підсилювачі:

- лампові;
- транзисторні;
- діодні;
- параметричні.

Структурна схема підсилювача має вигляд, наведений на рис. 1.6, і включає вхідний і вихідний пристрої, каскади попереднього підсилення та підсилення потужності.

Вхідний пристрій передає сигнал від джерела сигналу на вхідне коло. Застосовують резі, коли джерело сигналу, яке підключають, не можна або недовідповідно підключити безпосередньо до входу підсилювача.

Каскади попереднього підсилення призначені для підсилення сигналу за напругою, струмом, потужністю до необхідного рівня, що забезпечує порадальну роботу наступного блоку.

Каскади підсилення потужності забезпечують у навантаженні потрібні значення потужності за припустимих рівнів спотворення форми і шумів сигналу.

Вихідні пристрої використовують для передавання сигналу від підсилювача потужності у навантаження. Застосовують якно безпосереднє підключення навантаження неможливо або недовідповідно.

1.5. Основні технічні показники підсилювачів

Суму відомостей, що характеризують властивості підсилювача, називають його *показниками*. До них належать:

- вхідні та вихідні дані,

- коефіцієнт підсилення;
- коефіцієнт корисної дії (ККД);
- частотні характеристики;
- амплітудна характеристика.

Розглянемо докладніше ці показники.

Вхідні і вихідні дані.

Вхідні дані — $U_{\text{вх}}, I_{\text{вх}}, P_{\text{вх}}, Z_{\text{вх}}$. Джерелом вхідних сигналів можуть бути джерело ЕРС і джерело струму. Модель джерела ЕРС має вигляд, наведений на рис. 1.7.

Для забезпечення нормальної роботи підсилювача $U_{\text{вх}}$ має прайтнути до E_r . Оскільки $Z_r > 0$, то на ньому відбувається спадання напруги, отже, $U_{\text{вх}} < E_r$ і $U_{\text{вх}}$ визначають із виразу

$$U_{\text{вх}} = \frac{E_r Z_{\text{вх}}}{Z_r + Z_{\text{вх}}}. \quad (1.7)$$

З наведеного вище виразу випливає, що для того, щоб $U_{\text{вх}} \approx E_r$, необхідне виконання умови $Z_r \ll Z_{\text{вх}}$. На практиці допускається $U_{\text{вх}} = 0,5 E_r$, але не припустимо, щоб $U_{\text{вх}} < 0,2 E_r$.

Модель джерела струму має вигляд, наведений на рис. 1.8.

Для цієї ланки можна записати:

$$I_{\text{вх}} = I_r \frac{Z_r}{Z_r + Z_{\text{вх}}}. \quad (1.8)$$

Отже, для того щоб $I_{\text{вх}} = I_r$, треба, щоб $Z_r \gg Z_{\text{вх}}$.

Вихідні дані — $U_{\text{вих}}, I_{\text{вих}}, P_{\text{вих}}, Z_{\text{в-вих}}, Z_{\text{н}}$. Вихідне коло (модель) подано на рис. 1.9.

Тут $K_{U_{\text{вхх}}}$ — коефіцієнт підсилення підсилювача в режимі холостого ходу, $Z_{\text{вих}}$ — вихідний опір підсилювача. Для узгодження джерел сигналу з навантаженням мають виконуватися такі умови:

• для підсилювачів напруги $Z_{\text{н}} \gg Z_{\text{вих}}$, тоді $U_{\text{н}} = E_{\text{вих}} = K_{U_{\text{вхх}}} U_{\text{вх}}$;

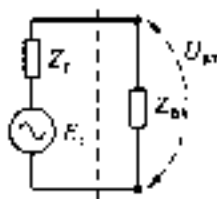


Рис. 1.7. Модель джерела ЕРС

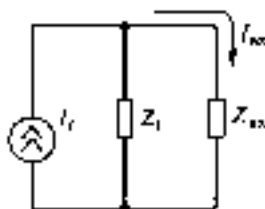


Рис. 1.8. Модель джерела струму

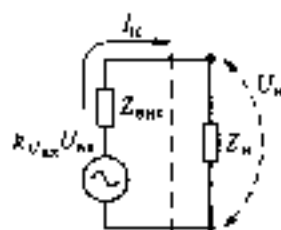


Рис. 1.9. Модель двохпорного підсилювача

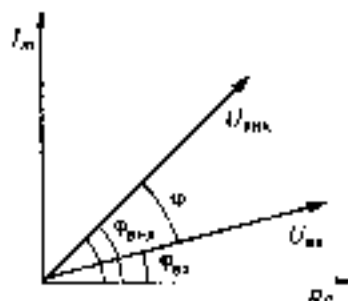


Рис. 1.10. Графічне зображення сигналів підсилювача

- для підсилювачів струму $Z_{\text{н}} \ll Z_{\text{нх}}$, тоді $I_{\text{н}} \approx I_{\text{вх}}$;
- для підсилювачів потужності $Z_{\text{н}} = Z_{\text{внх}}$, тоді $P_{\text{н}} \rightarrow \text{max}$.

Коефіцієнти підсилення підсилювачів. Виділяють такі коефіцієнти підсилення:

- за потужністю $K_P = P_{\text{нх}} / P_{\text{вх}}$;
- за напругою $K_U = U_{\text{нх}} / U_{\text{вх}}$;
- за струмом $K_I = I_{\text{нх}} / I_{\text{вх}}$.

У загальному випадку коефіцієнт підсилення має вигляд:

$$K_U = K_U e^{j(\varphi_{\text{нх}} - \varphi_{\text{вх}})} = K_U e^{j\varphi}, \quad (1.9)$$

де $\varphi = \varphi_{\text{нх}} - \varphi_{\text{вх}}$ — фазовий зсув між вхідною і вихідною напругами або струмами. K_U — комплексний коефіцієнт підсилення.

Графічно це зображення на комплексній площині подано на рис. 1.10.

Для підсилювача з багатьма каскадами, що містить n каскадів, загальний коефіцієнт підсилення вираховується за допомогою виразу

$$K_U = K_{U1} K_{U2} \dots K_{Un} = \prod_{i=1}^n K_{Ui}. \quad (1.10)$$

Іноді краще подавати логарифмічну шкалу у вигляді K_{Lr} , одиницею якої є децибел, який визначають десятию частиною десяткової логарифма відношення потужностей на виході та вході $K_{Lr(\text{дб})} = 10 \lg K_P$. Для коефіцієнтів підсилення за напругою і струмом формули для перетворення відношених величин на логарифмічні мають вигляд.

$$K_{Lr(\text{дб})} = 20 \lg K_U; \quad K_{Lr(\text{дб})} = 20 \lg K_I.$$



Рис. 1.11. АЧХ (а) і ФЧХ (б) ВС підсилювача

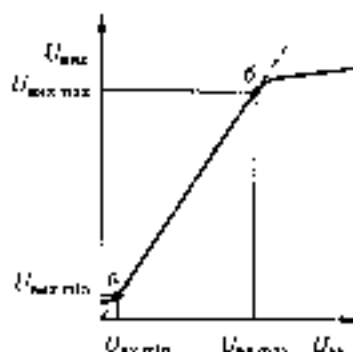


Рис. 1.12 Амплітудна характеристика подільника

При цьому коефіцієнт підсилення підсилювача в багатьох каскадах в логарифмічних одиницях стає постійним:

$$K_{\Sigma(\text{дБ})} = K_{\Sigma 1(\text{дБ})} + K_{\Sigma 2(\text{дБ})} + \dots + K_{\Sigma n(\text{дБ})} = \sum_{i=1}^n K_{\Sigma i(\text{дБ})} \quad (1.11)$$

Амплітудно-частотні (АЧХ) і фазово-частотні (ФЧХ) характеристики. Залежність модуля коефіцієнта підсилення підсилювача від частоти є амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ). Фазово-частотна характеристика (ФЧХ) відображає залежність кута зсуву фази між вхідним і вихідним сигналами від частоти.

Графічне зображення даних характеристик для підсилювача змінної потужності наведено на рис. 1.11.

Амплітудна характеристика відображає залежність сталого значення вихідного сигналу від вхідного синусоїдального сигналу $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ на деякій постійній частоті (рис. 1.12).

У робочому діапазоні амплітуд вхідного сигналу амплітудна характеристика має бути лінійною (ділянка *ab*), а кут її нахилу визначається величиною коефіцієнта підсилення на цій частоті. Мінімальний вхідний сигнал $U_{\text{вх min}}$ позначається рівнем власних шумів підсилювача, максимальний вхідний сигнал $U_{\text{вх max}}$ — це перехід на нелинійну ділянку характеристики, що зумовлює нелинійне спотворення, на рахунок зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача.

Діапазон напруг вхідного сигналу, що підлягаєтьсґа без істотних спотворень, характеризують динамічним діапазоном підсилювача

$$D_p = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}, \text{ або } D_p = \frac{U_{\text{нах max}}}{U_{\text{нах min}}}, \quad (1.12)$$

Динамічний діапазон спотворення вхідного сигналу не повинен перевищувати динамічний діапазон відносної помилки.

Контрольні запитання

1. Дайте визначення підсилювача електронних сигналів та поясните необхідність джерела живлення у його складі.
2. Назвіть основні види класифікацій підсилювачів
3. Поясніть умови оптимального узгодження вихідного каскаду підсилювача з навантаженням для підсилювача напруги, підсилювача струму, підсилювача потужності
4. Назвіть основні технічні характеристики підсилювачів
5. На підставі графічної характеристики підсилювача $U_{\text{вих}} = \Phi(U_{\text{вх}})$ побудуйте її у вигляді $K = \Phi'(U_{\text{вх}})$.

2.1. Підсилювач напруги
на біполярному транзисторі
за схемою зі спільною базою

Для підсилювача на біполярних транзисторах вхідний перехід транзистора завжди підключають у прямому напрямі, а вихідний — у зворотньому. Схему підсилювача на біполярному транзисторі, з'якненому за спільною базою (СБ), наведено на рис. 2.1. Джерело змінного струму $I_{\text{вх}}$ у цьому випадку повинно забезпечувати низький опір на вхідному струму I_E .

Резистор R_K є навантаженням транзистора за постійним струмом і визначає його підсилювальні властивості. Якщо $R_K = 0$, то ефект підсилення напруги не відбувається, тому що $U_{КБ} = E_K = 0$ вольт. З збільшенням R_K збільшується також коефіцієнт підсилення схеми за напругою, однак існують обмеження на R_K зверху.

Для даної схеми оригінальні значення коефіцієнтів підсилення можна визначити так:

$$K_U = \frac{U_{КБ}}{U_{ЕБ}} = \frac{I_K R_{КБ} \parallel R_K}{I_E R_{ЕБ}},$$

де $R_{КБ}$ і $R_{ЕБ}$ — опори колекторно-базового та емітерно-базового переходів.

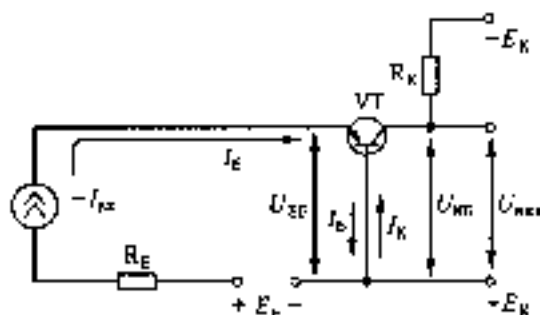
Оскільки для схеми СБ $I_K = I_E$, $R_{КБ} \parallel R_K = R_K$, а $R_{ЕБ} \ll R_K$ (тому що вхідний перехід транзистора ввімкнений у провідному напрямі), то модуль коефіцієнта підсилення за напругою $K_U \gg 1$.

Модуль коефіцієнта підсилення за струмом K_I менше, ніж одиниця (СБ):

$$K_I = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_K}{I_E} < 1. \quad K_I = 0.5 \dots 0.95.$$

Отже, схема з СБ підсилює напругу та потужність, але не підсилює струм.

Рис. 2.1 Схема підсилювача за схемою зі спільною базою



Розрахунок схеми за постійним струмом. Режим роботи схеми за постійним струмом визначається елементами: R_K , R_E , E_K , E_E і характеристиками транзистора VT. Запишемо рівняння Кірхгофа для вихідного кола.

$$E_K = I_K R_K + U_{KB}; \quad (2.1)$$

$$U_{KB} = \Psi(I_K, I_E). \quad (2.2)$$

Рівняння (2.1) — це рівняння прямої, яку називають навантажувальною прямою, а рівняння (2.2) — це семейство вихідних характеристик транзистора, з'являються за схемою зі спільною базою.

Для побудови навантажувальної лінії (2.1) рекомендується використовувати два режими:

режим холостого ходу (ХХ): $I_K = 0$, тоді з (2.1) одержимо $U_{KB} = E_K$ точка 1 (рис. 2.2);

режим короткого замикання (КЗ): $U_{KB} = 0$, отже, $I_{KЗ} = E_K / R_K$ точка 2 (див. рис. 2.2).

Через отримані дві точки проведемо навантажувальну пряму і виберемо на ній точку споккою, наприклад точку О (див. рис. 2.2). Для можливості більш повного використання характеристик транзистора точку О розміщують у центральній частині вихідних характеристик. Ця точка характеризується двома координатами I_{K0} , U_{KB0} залежно від вибраного I_{E0} .

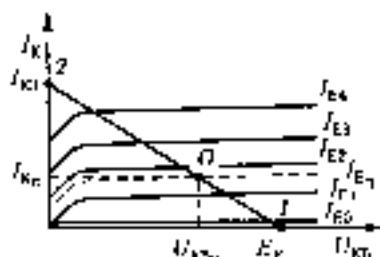


Рис. 2.2 Вихідні характеристики транзистора зі СБ

Для забезпечення роботи підсилювача в точці спокою O треба забезпечити вхідний струм I_E . Аналогічно до вихідного кола отримемо вхідну ланку системного рівняння:

$$E_E = I_E R_E + U_{CB}; \quad (2.3)$$

$$U_{CB} = \Phi(I_E, U_{CB}). \quad (2.4)$$

Рівняння (2.3) є навантажувальною прямою на вхіді, а рівняння (2.4) — вхідними характеристиками транзистора. Для побудови навантажувальної лінії використаємо режим хвильостої ходу і короткого замикання (рис. 2.3).

режим ХХ: $I_E = 0$; $U_{CB} = E_E$;

режим КЗ: $U_{CB} = 0$; $I_{KЗ} = E_E / R_E$.

Положення робочої точки на навантажувальній прямій можна визначити за струмом I_{E_0} і за напругою U_{CB_0} . Координати робочої точки визначають напругу між базою та емітером з постійного струму U_{EB_0} (див. рис. 2.3).

Розрахунок підсилювача змінного струму. Принципова схема підсилювача напруги U_{nx} має вигляд, наведений на рис. 2.4.

Роздільні конденсатори C_{p1} і C_{p2} потрібні для того, щоб

- джерело вхідного сигналу і навантаження не змінювали режим роботи транзистора з постійного струму;
- не спричиняли і навантаження постійну складову.

Під час розрахунку схеми за перемінним струмом складають електричну модель підсилювача, що має лінійну електричну модель транзистора, з урахуванням того, що для змінних складових джерела жорсткості (E_K , E_E) мають низький внутрішній опір, отже, можна вважати, що для точок «+» і «-» джерела E_K , E_E характерний однаковий потенціал.

Побудуємо осцилограми, що ілюструють роботу підсилювача. Нехай вхідний вплив поданий джерелом синусоїдального струму

$$i_{kx}(\omega t) = I_m \sin \omega t.$$

Осцилограми, що ілюструють роботу підсилювача, мають вигляд, зображений на рис. 2.5. На рис. 2.5 показані

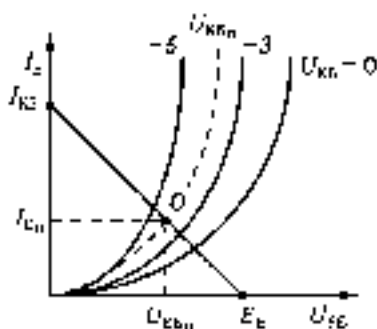


Рис. 2.3 Вхідні характеристики транзистора $\sim U_{CB}$

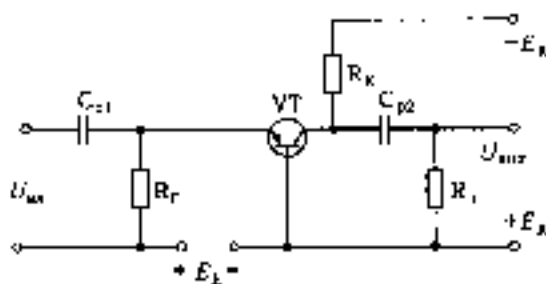


Рис. 2.4. Принципова електрична схема підсилювача з СБ

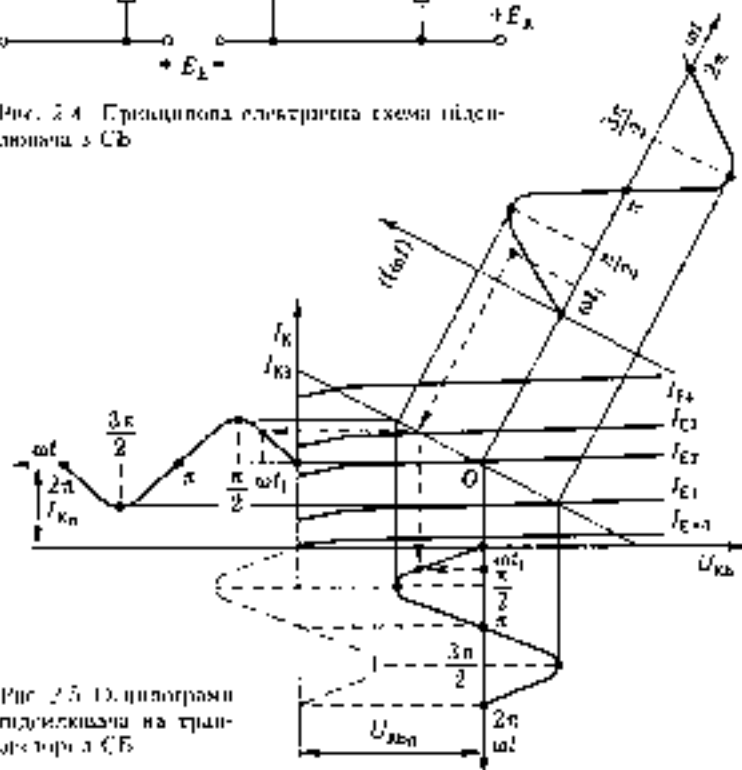


Рис. 2.5. Діаграми підсилювача на транзисторі з СБ

характерні точки для i_K , $U_{КБ}$ при значеннях аргументу $\omega t = 0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}, 2\pi$ вхідного струму $i_{вх}(\omega t)$ а також для довільного значення аргументу ωt_1 вхідного впливу $i_{вх}(\omega t_1)$.

Для коливання вхідного струму, значення якого підсилювача не більше ніж на 25-30 %, можна вважати, що підсилювач працює в лінійній області характеристик, що забезпечує синусоїдальні значення вихідного струму (i_K) і напруги ($U_{КБ}$) за синусоїдального вхідного впливу.

Вхідна напруга $U_{\text{вх}} = i(\omega)R_{\text{вх}} \cos \varphi$ за фазою збігається із струмом $i(\omega t)$. З рис. 2.5 випливає, що фазний зсув між вхідною і вихідною напругами дорівнює нулю ($\varphi_1 = 0$), а фазовий зсув між струмами I_K і I_E становить 180° ($\varphi_2 = 180^\circ$). Це пояснюється тим, що $U_{\text{КБ}}$ і I_K негативні та реально розміщені в третьому квадранті.

2.2. Підсилювач напруги на біполярному транзисторі за схемою зі спільним емітером

Схему підсилювача подано на рис. 2.6. Призначення елементів аналогічні до поданої раніше схеми з урахуванням того, що R_B виконує функцію R_K .

Розрахунок підсилювача за постійним струмом. Режим роботи підсилювача за постійним струмом визначається елементами E_K , R_K , R_B і параметрами транзистора VT.

Під час проектування підсилювача задаються $U_{\text{вих max}}$, R_n .

Виходячи з цього, $2E_K > U_{\text{вих max}}$; $I_{\text{нт}} = \frac{U_{\text{вих max}}}{R_n}$; $I_{R_K} = \frac{U_{\text{вих max}}}{R_K}$;

вважаючи, що $R_n \approx (3 \dots 5)R_K$, одержимо $I_{R_K} = (3 \dots 5)I_{\text{нт}}$, звідси випливає, що $I_{\text{х max}} = 5I_{\text{нт max}}$. Гранична частота $f_{\text{гр}}$ підсилення транзистора має бути в $3 \dots 5$ разів вище верхньої граничної частоти сигналу підсилення $f_{\text{с}}$. Транзистори вибирають за значеннями гранично-допустимих параметрів $I_{\text{х max}}$, $U_{\text{КБ max}}$, $P_{\text{роз, доп}}$ і $f_{\text{гр}}$.

Режим роботи підсилювача за постійним струмом описується системою рівнянь

$$E_K = I_K R_K + U_{\text{КБ}}; \quad (2.5)$$

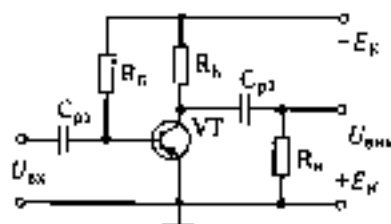
$$U_{\text{КБ}} = \Psi(I_K, I_B); \quad (2.6)$$

$$E_K = I_B R_B + U_{\text{ББ}}; \quad (2.7)$$

$$U_{\text{ББ}} = f(I_B, U_{\text{КБ}}) \quad (2.8)$$

За вихідними характеристиками транзистора, з урахуванням обмежень (рис. 2.7), вибирають положення навантажувальної лінії за постійним струмом. E_K рекомендують брати $(0,8 \dots 0,9)U_{\text{КБ max}}$. Навантажувальну лінію будують за двома точками — ХХ і КЗ.

Рис. 2.6 Принципова електрична схема підсилювача з СБ



З рівняння (2.5):

для режиму ХХ $I_K = 0$; $U_{KE} = E_K$ (точка 1);

для режиму КЗ $U_{KE} = 0$; $I_{KЗ} = \frac{E_K}{R_K}$ (точка 2).

Під час роботи підсилювача в режимі малих сигналів роботу точку доцільно розташувати в середині робочої області характеристик (точка O). Вона визначається двома координатами I_{K_0} , U_{KE_0} для вибраного струму бази I_{B_0} . Цей точні відповідає точка O на вхідних характеристиках транзистора (рис. 2.8), яка визначається координатами I_{B_0} , U_{KE_0} .

Для розрахунку величини резистора R_K (з рівняннями (2.7) і (2.8)) поставимо величину напруги U_{KE} (див. рис. 2.8). Оскільки величина цієї напруги близько 0,4...0,7 В, то проводити навантажувальну лінію згідно з рівнянням (2.7) незручно, тому що напруга E_K лежить 10...20 В. Записавши рівняння (2.7) для точки O розрахуємо необхідне значення резистора R_B :

$$E_K = U_{BE_0} + I_{B_0} R_B, \text{ звідси } R_B = \frac{E_K - U_{BE_0}}{I_{B_0}}$$

Для малосигнальних транзисторів значення опорів R_K і R_B відповідно становлять одиниці та десятки кілоомів.

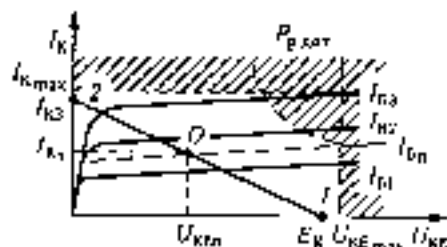


Рис. 2.7 Вихідні ВАХ транзистора з СБ і графічно допустимі параметри

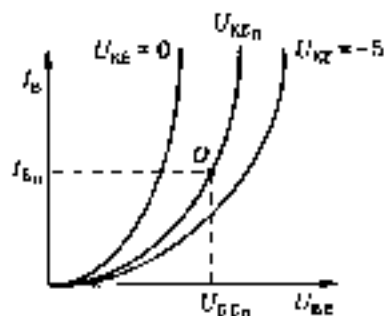


Рис. 2.8. Вхідні ВАХ транзистора з СЕ

Розрахунок за змінним струмом. Для розрахунку за змінним струмом необхідно:

- початок координат на характеристиках транзистора перенести в робочу точку O за постійним струмом. У робочій точці визначити для нескінченно малих приростів

параметри транзистора (найбільш уживані h -параметри). Зауважимо, що навколо робочої точки транзистор працює в режимі малих сигналів, і в цьому випадку до розрахунку підсилювача треба застосовувати принцип накладення.

• для змінних складових напруг і струмів скласти лінійну модель підсилювача з урахуванням лінійної моделі транзистора.

З урахуванням того, що для змінних складових напруг і струмів внутрішній опір джерела напруги малий (точки $+E_K$ і $-E_K$ мають однаковий потенціал) і транзистор працює в активній області в режимі малого сигналу, одержимо таку лінійну електричну модель підсилювача (рис. 2.9).

Описавши цю модель зв'язаннями відповідно до законів електротехніки, визначають:

- 1) вхідний опір підсилювача, що необхідно для урахування узгодження підсилювача з джерелом вхідного сигналу;
- 2) за вхідним колом підсилювача подіають еквівалентним генератором щодо опору навантаження R_n . Для цього визначають вихідний опір підсилювача $R_{вих}$ і коефіцієнт поділення за напругою в режимі холостого ходу $k_{ХХ}$;
- 3) визначають коефіцієнти поділення підсилювача за напругою й струмом K_U і K_I та їхню залежність від частоти для побудови амплітудно-частотної характеристики (АЧХ),

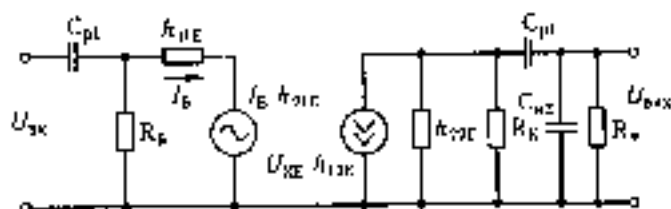


Рис. 2.9. Схема замінювання підсилювача з СЕ

фазочастотної характеристики (ФЧХ) та амплітудно-фазо-частотної характеристики (АФЧХ);

4) визначають коефіцієнт нелінійних спотворень для заданого значення вхідного сигналу і коефіцієнти частотних спотворень M_{Π} і M_{Σ} на граничних частотах f_{Π} і f_{Σ} .

Під час розрахунку підсилювача звукових частот (див. п. 3.1) цей діапазон частот умовно поділяють на три діапазони:

- низькі частоти (10...300 Гц);
- середні частоти (300...5000 Гц);
- високі частоти (5000...30 000 Гц).

Основні параметри підсилювача визначають у діапазоні середніх частот. При цьому припускають, що опори резистивних конденсаторів у цій області малі порівняно з R_{BK} і R_{Π} , вони лінійно позитивно і ними можна знехтувати, а опір конденсатора $C_{\Pi\Sigma}$ набагато більший, ніж R_{Π} , і $|X_C| =$

$= \left| \frac{1}{j\omega C_{\Pi\Sigma}} \right| \gg R_{\Pi}$ включено паралельно, отже, ним також можна знехтувати:

$$C_{\Pi\Sigma} = C_{KE} + C_{\Pi} + C_{\Sigma}.$$

де C_{KE} — вихідна ємність транзистора; C_{Π} — ємність навантаження, C_{Σ} — ємність монтажу.

Як правило, опір конденсатора $C_{\Pi\Sigma}$ дорівнює десятків-сотень вікомфарад.

Визначення вхідного опору підсилювача. Опинемо лінійну модель підсилювача системною рівнянь згідно з другим і першим законами Кірхгофа:

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{Б}} h_{11\text{E}} + I_{\text{КЕ}} h_{12\text{E}}; \quad (2.9)$$

$$h_{21\text{E}} I_{\text{Б}} - U_{\text{КЕ}} \left[h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} + \frac{1}{R_{\Pi}} \right] = 0. \quad (2.10)$$

З рівняння (2.10) визначимо

$$U_{\text{КЕ}} = \frac{I_{\text{Б}} h_{21\text{E}}}{h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} + \frac{1}{R_{\Pi}}}$$

і підставимо в рівняння (2.9)

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{Б}} \left[h_{11\text{E}} + \frac{h_{21\text{E}} h_{12\text{E}}}{h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} + \frac{1}{R_{\Pi}}} \right].$$

Звідси знаходимо вхідний опір транзистора:

$$R_{вх.1} = \frac{U_{вх}}{I_{Б}} = h_{11E} + \frac{h_{21E} h_{12E}}{h_{22E} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H}}.$$

Якщо напруга колектора понад 5В за модулем, вхідні ВАХ зливаються в одну, що зумовлює $h_{12E} \rightarrow 0$, звідси випливає:

$$R_{вх.1} = h_{11E}.$$

При цьому вхідний опір підсилювача визначається паралельно підключеними опорами $R_{вх.т}$ і R_H :

$$R_{вх.підс} = \frac{R_{вх.т} R_H}{R_{вх.т} + R_H}.$$

Оскільки $R_H \gg h_{11E}$, то вхідний опір підсилювача $R_{вх.підс} \approx h_{11E}$.

Коефіцієнт підсилення підсилювача за напругою. Для цього скористаємося такою методикою. Припустимо, що вхідна і вихідна напруги синфазні. Нехай (+) щодо загальної шкати розміщений так, як показано на рис. 2.10. Джерело струму або ЕРС вихідної ланки спрямоване так, щоб забезпечити на виході додатний знак (+), у нашому випадку вгору. Тепер уточнимо напрямки джерела струму ($I_B h_{21E}$) відповідно до фізичних принципів роботи транзистора. Вхідна напруга отримала позитивний приріст на базі щодо емітера. Отже, транзистор закривається, і струм колектора буде зменшуватися, тобто приріст струму колектора буде негативним і спрямованим від колектора до емітера. Оскільки це суперечить формальному представленню напрямку джерела струму, то для відповідності необхідно змінити знак перед значенням струму на від'ємний ($-I_B h_{21E}$). Якщо протиріччя немає, знак перед значенням джерела струму залишається додатним. Формула для коефіцієнта підсилення підсилювача, відповідно до цієї методики, має знак $+/-$ чи $+/-$, що вказує на фазові співвідношення підсилювача.

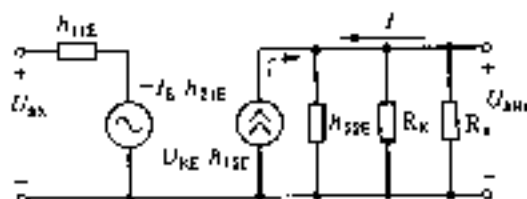


Рис. 2.10. Спрощена схема для визначення підсилювача за напругою

З наведеної вище системи рівнянь:

$$\begin{cases} U_{\text{вх}} = I_{\text{Б}} h_{11\text{E}} - U_{\text{КЕ}} h_{12\text{E}}, \\ h_{21\text{E}} (-I_{\text{Б}}) = U_{\text{КЕ}} \left(h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right). \end{cases} \quad (2.11)$$

$$(2.12)$$

Вирахуємо струм бази ($I_{\text{Б}}$) згідно з рівнянням (2.12):

$$I_{\text{Б}} = - \frac{U_{\text{КЕ}} \left(h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right)}{h_{21\text{E}}}.$$

Підставивши отриманий вираз у рівняння (2.11), дістанемо:

$$U_{\text{вх}} = - \frac{U_{\text{КЕ}} \left(h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right) h_{11\text{E}}}{h_{21\text{E}}} + U_{\text{КЕ}} h_{12\text{E}}.$$

Визначимо коефіцієнт підсилення за напругою ($U_{\text{КЕ}} = U_{\text{вих}}$):

$$K_U = \frac{U_{\text{КЕ}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{\left(h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right) \frac{h_{11\text{E}}}{h_{21\text{E}}} + h_{12\text{E}}}.$$

За $h_{12\text{E}} \rightarrow 0$ дістанемо:

$$K_U = \frac{h_{21\text{E}}}{\left(h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right) h_{11\text{E}}}.$$

Аналіз останнього виразу показує, що $K_U > 1$, а знак «-» вказує на те, що $U_{\text{вих}} \neq U_{\text{вх}}$ протифазні. Вираз, розміщений у дужках, порядку $1/R_{\text{К}}$ і спрощене значення коефіцієнта підсилення підсилювача:

$$K_U = \frac{h_{21\text{E}} R_{\text{К}}}{h_{11\text{E}}}.$$

Якщо $R_{\text{К}} = h_{11\text{E}}$ (практично не виконується), тоді $K_U = h_{21\text{E}} (h_{21\text{E}} = \beta)$.

Визначення коефіцієнта підсилення підсилювача за струмом. Коефіцієнт підсилення підсилювача за струмом визна-

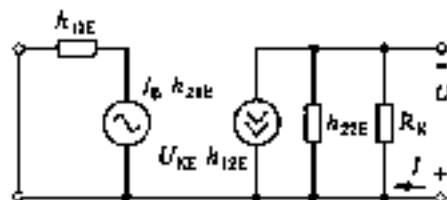


Рис. 2.11. Схема заміщення підсилювача для розрахунку $R_{\text{вих}}$

чобітськи як

$$K_I = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Б}}},$$

де $I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}$, а $I_{\text{К}} = \frac{U_{\text{К}}}{R_{\text{К}}}$. Отже,

$$K_I = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} \cdot \frac{R_{\text{вх}} \text{ вих}}{I_{\text{вх}}} = \frac{K_U R_{\text{вх}} \text{ вих}}{R_{\text{вх}}}.$$

З цього виразу випливає, що коефіцієнт підсилення за струмом $K_I \gg 1$. Для збільшення K_I варто зменшувати $R_{\text{вх}}$, однак починаючи з певного значення $R_{\text{вх}}$ починатиме знижуватися K_I , що може призвести до протилежного ефекту.

Визначення вихідного опору підсилювача. Вихідний опір можна визначити двома способами.

1. Відключити опір навантаження. Закрити активне джерело вхідного сигналу. Підєднати до вихідних затисків підсилювача перемінну напругу U . Розрахувати зовнішній струм I , що споживається від джерела U . Визначити вихідний опір підсилювача $R_{\text{вих}} = U / I$. Схему заміщення підсилювача, яка реалізує цей спосіб, наведено на рис. 2.11.

Цю схему можна описати такою системою рівнянь:

$$\begin{cases} 0 = I_{\text{Б}} h_{11\text{E}} + h_{12\text{E}} U; \\ I_{\text{Б}} h_{21\text{E}} = U \left(h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} \right) - I. \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} 0 = I_{\text{Б}} h_{11\text{E}} + h_{12\text{E}} U; \\ I_{\text{Б}} h_{21\text{E}} = U \left(h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} \right) - I. \end{cases} \quad (2.14)$$

Розв'язавши систему, дістанемо

$$I_{\text{Б}} = -\frac{h_{12\text{E}} U}{h_{11\text{E}}};$$

$$-\frac{h_{12\text{E}} U}{h_{11\text{E}}} h_{21\text{E}} = U \left(h_{22\text{E}} + \frac{1}{R_{\text{К}}} \right) - I;$$

$$I = U \left(h_{22E} + \frac{1}{R_K} + \frac{h_{12E}h_{21E}}{h_{11E}} \right),$$

звідси вихідний опір підсилювача

$$R = \frac{U}{I} = \frac{1}{h_{22E} + \frac{1}{R_K} + \frac{h_{12E}h_{21E}}{h_{11E}}}.$$

Допускаючи, що $h_{12} = 0$, що практично завжди є справедливим, одержимо

$$R \approx \frac{1}{h_{22E} + 1/R_K}.$$

Оскільки $1/h_{22E} \gg R_K$, то $R_{вир} \approx R_K$.

2. Визначення вихідного опору за навантажувальною характеристикою. Вихідне коло підсилювача можна подати такою моделлю, в якій вихідна ланка транзистора — джерело ЕРС (рис. 2.12).

Навантажувальна характеристика підсилювача, яка визначається залежністю напруги на виході від струму навантаження, матиме вигляд, наведений на рис. 2.13.

Для вихідного кола підсилювача в режимах холостого ходу ($R_H = \infty$) і короткого замикання ($R_H = 0$) визначимо значення $U_{ХХ}$ і $I_{КЗ}$:

$$U_{ХХ} = U_{КЕХХ} = \frac{I_E h_{21E} R_K}{h_{22E} \left(\frac{1}{h_{21E}} + R_K \right)};$$

$$I_{КЗ} = \frac{I_E h_{21E}}{h_{22E} \cdot 1/h_{21E}} = I_E h_{21E}.$$

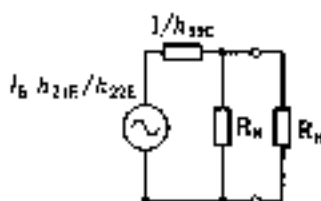


Рис. 2.12. Схема замінення вихідної ланки підсилювача

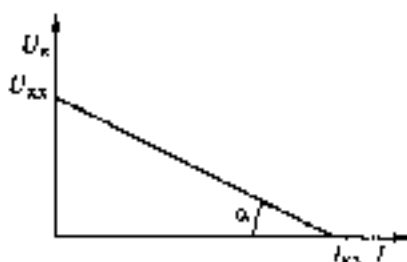


Рис. 2.13. Навантажувальна характеристика підсилювача

З навантажувальної характеристики випливає, що вихідний опір підсилювача

$$R_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{КХ}}}{I_{\text{КЗ}}} = \frac{R_K \frac{1}{h_{22E}}}{R_K + \frac{1}{h_{22E}}}.$$

За умови, що $1/h_{22E} \gg R_K$, можна записати: $R_{\text{вих}} \approx R_K$. Отже, результати визначення вихідного опору, отримані першим і другим способами, однакові.

Оскільки вхідний і вихідний опори схеми з СБ порівнянні, то можливе точніше підключення каскадів підсилювачів з СБ у разі їхнього задовільного узгодження. Так, для двокаскадного підсилювача з коефіцієнтами підсилення K_1 і K_2 з рівністю $R_{\text{вих}} = R_{\text{вх}2}$ одержимо загальний коефіцієнт підсилення підсилювача $K = \frac{K_1 K_2}{2}$.

Підсилювач напруги зі спільною базою. Аналогічно можна розглянути підсилювач на транзисторі, що підключений за схемою з СБ (див. прикладову схему рис. 2.4), опис якого без визначення основних параметрів поведено у п. 2.1. Його лінійна електрична модель (схема заміщення) аналогічна схемі з СБ (див. рис. 2.9) в якій h -параметри мають індекси спільної бази ($h_{11Б}$, $h_{12Б}$, $h_{21Б}$, $h_{22Б}$) і замість резистора R_B стоїть резистор R_E .

Аналіз його основних параметрів $R_{\text{вх}}$, $R_{\text{вих}}$, K_1 , K_f дозволює вважати, що вихідний опір підсилювача, як і для СБ, $R_{\text{вих}} \approx R_E = h_{11Б} | R_E \approx h_{11Б}$. Однак значення $h_{11Б}$ у десятки разів менше, ніж $h_{11Е}$, тому $R_{\text{вих}} \approx R_E$ СБ становить десятисотні ом.

Вихідний опір схеми з СБ визначається аналогічно схемі з СБ:

$$R_{\text{вих}} = \frac{1}{h_{22Б}} | R_K \approx R_K.$$

Коефіцієнт підсилення схеми з СБ за напругою $K_f \gg 1$, як і в схемі з СБ, має додатний знак, що думка про нульовий фазовий зсув між вихідною і вхідною напругами. На відміну від схеми з СБ каскад з СБ не посилює струм ($K_f < 1$), оскільки $h_{21Б} < \alpha$.

Висновки. Схема підсилювача напруги (СБ) має приблизно однакові вхідний і вихідний опори, що дає змогу погоджувати за напругою вхідний опір наступного каскаду з вихідним опором попереднього у разі їх послідовного включення в

підсилювачах з багатьма каскадами. Схема з СБ не дозволяє підключати таке підсилювання, оскільки $R_{вх} \text{ набагато менше } R_{вх} \text{ каскаду}$. Для послідовного підключення каскадів з СБ між ними треба вставляти каскади, що погоджують, які побудовані за схемою з СК (див. п. 2.3).

Коефіцієнти підсилення схем з СЕ і СБ за напругою $K_U \gg 1$ (десятки) і відрізняються лише фазовими співвідношеннями $\varphi_{СЕ} = 180^\circ$, $\varphi_{СБ} = 0^\circ$.

Коефіцієнти підсилення за струмом для схеми з СЕ ($K_I \gg 1$), а для схеми з СБ ($K_I < 1$). Оскільки коефіцієнт підсилення за потужністю $K_P = K_U K_I$, то схема з СЕ має найбільший коефіцієнт.

Схему підсилювача напруги з СЕ усе частіше використовують у електроніці, однак схеми з СБ, переважачи на ряд значущих недоліків, все таки продовжують застосовувати з урахуванням таких переваг, як найвища температурна стабільність і значно менші нелінійні спотворення (див. розд. 5).

2.3. Підсилювач напруги на біполярному транзисторі за схемою зі спільним колектором

Розрахунок схеми за постійним струмом. Режим роботи схеми за постійним струмом визначається елементами R_E , R_K , E_K і параметрами транзистора. Принципову схему підсилювача наведено на рис. 2.14. Аналогічно, як і для схеми зі спільним емітером, вихідні і вхідні кола можна описати такими системами рівнянь:

$$E_K = I_E R_E + U_{ЕК}; \quad (2.15)$$

$$U_{ЕК} = \Psi(I_E, I_B); \quad (2.16)$$

$$E_K = I_E R_E + R_E (I_K + I_B) - U_{ЕК}; \quad (2.17)$$

$$U_{ЕК} = f(I_E, U_{ЕК}). \quad (2.18)$$

Оскільки $I_E = I_K + I_B$, а $I_B \ll I_K$, то рівняння (2.15) можна записати так:

$$E_K = I_K R_E + U_{ЕК}$$

Як і для схеми з СЕ (рис. 2.15), побудуємо напівтажувальну лінію f , яка відповесть системі рівнянь (2.15) і (2.16):

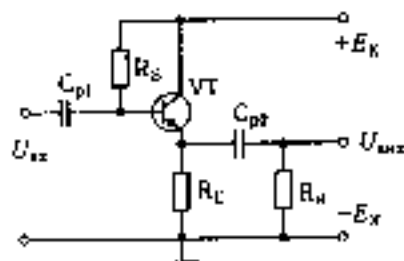


Рис. 2.14. Принципова електрична схема підсилювача на біполярному транзисторі, що підключений до схеми з підсилюваним колектором

За аналогією зі схемою Л. СЕ виберемо точку спокою O і визначимо значення опорів R_E і R_B (див. рис. 2.15)

$$R_E = \frac{E_K}{I_{КЭ}}, \quad R_B = \frac{E_K - R_E(I_{Б0} + I_{К1}) - U_{БЭ0}}{I_{Б0}}$$

Розрахунок за змінним струмом. Представимо схему заміщення підсилювача з СК для розрахунку каскаду за змінним струмом (рис. 2.16). При цьому припустимо:

- затискачі $\leftarrow \rightarrow$ і $\rightarrow \leftarrow$ джерела живлення за змінним струмом вважаємо одинотактними за рахунок низького внутрішнього опору джерела живлення;

- під час визначення основних характеристик підсилювача вважаємо, що підсилювач працює в області середніх звукових частот, отже, опорами розділювальних конденсаторів $C_{вх}$ і $C_{вх2}$ можна знехтувати, як і впливом ємності $C_{ш2}$.

Коефіцієнт підсилення підсилювача за напругою. Правила розташування знаків $U_{кх}$, $U_{пх}$, джерела $I_{Б0}h_{21E}/h_{22E}$ і $I_{К1}$ наведені відповідно до методик, наведеної в п. 2.2.

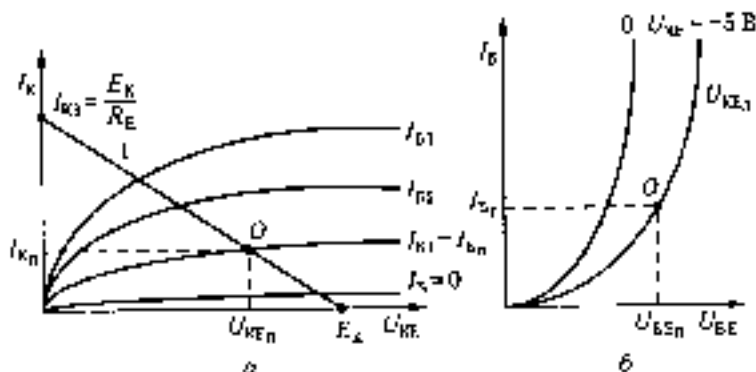


Рис. 2.15. Визначення режиму роботи за постійним струмом:

а) на вихідних характеристиках транзистора, б) на вхідних характеристиках транзистора

Схему замінювання (див. рис. 2.16) можна описати рівнянням

$$\frac{h_{21E}(U_{вх} - U_{вих})}{h_{22E}h_{11E}} = I_K \left(\frac{1}{h_{22E}} + R_{екв} \right),$$

де $R_{екв} = R_E \parallel R_n$.

$$I_K R_{екв} = U_{вих},$$

звідси випливає

$$U_{вих} = \frac{h_{21E}(U_{вх} - U_{вих})R_{екв}}{h_{22E}h_{11E} \left(R_{екв} + \frac{1}{h_{22E}} \right)}.$$

Отже,

$$U_{вих} \left[h_{21E}R_{екв} + h_{22E}h_{11E} \left(R_{екв} + \frac{1}{h_{22E}} \right) \right] = U_{вх} h_{21E}R_{екв};$$

$$U_{вих} = \frac{U_{вх} h_{21E}R_{екв}}{\left[h_{21E}R_{екв} + h_{22E}h_{11E} \left(R_{екв} + \frac{1}{h_{22E}} \right) \right]}.$$

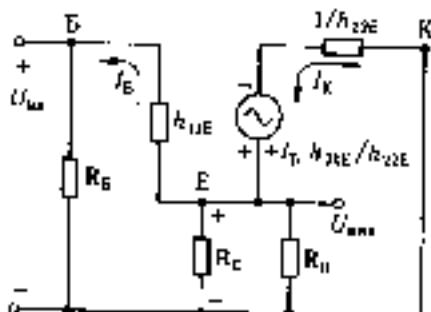
З останнього виразу визначимо коефіцієнт підсилення:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{h_{21E}R_{екв}}{\left[h_{21E}R_{екв} + h_{22E}h_{11E} \left(R_{екв} + \frac{1}{h_{22E}} \right) \right]}.$$

Оскільки знаменник K_U більше за чисельник, то $K_U < 1$. За правильно спроектованого каскаду $K_U = 0,9 \dots 0,99$. Слід зазначити, що $K_U \approx 1$, то $U_{вих} \approx U_{вх}$, тому підсилювач за схемою з СК позначають *емітерним по інверсувачем*, оскільки вихідний сигнал повторює вхідний за фазою та амплітудою.

Вхідний опір підсилювача. Вхідний струм

Рис. 2.16. Схема замінювання підсилювача з СК



транзистора можна описати таким виразом.

$$I_B = \frac{U_{вх} - U_{вх}}{h_{11E}} = \frac{U_{вх}(1 - K_{I_1})}{h_{11E}}.$$

Отже, вхідний опір транзистора можна визначити як

$$R_{вхтр} = \frac{U_{вх}}{I_B} = \frac{h_{11E}}{1 - K_{I_1}}.$$

Виходячи з цього, вхідний опір підсилювача визначається виразом

$$R_{вх.пдс} = R_{вхтр} \parallel R_B.$$

Оскільки $K_{I_1} = (0,9 \dots 0,99)$, то $R_{вхтр} = (10 \dots 100)h_{11E}$, отже, $R_{вх.пдс} = (10 \dots 100 \text{ кОм})$.

Тому схема з СК має найвищий вхідний опір, і її застосування необхідне у разі, якщо використовується джерело сигналу з високим внутрішнім опором.

Коефіцієнт підсилення підсилювача за струмом. Коефіцієнт підсилення за струмом можна визначити як відношення вихідного струму до вхідного:

$$K_I = \frac{I_{в}}{I_{вх}}.$$

де $I_{в} = U_{вих} / R_{н} =$ струм навантаження; $I_{вх} = U_{вх} / R_{вх.пдс}$ — вхідний струм емітерного повторювача.

Підставивши значення $I_{в}$ і $I_{вх}$ у формулу для K_I , дістаємо:

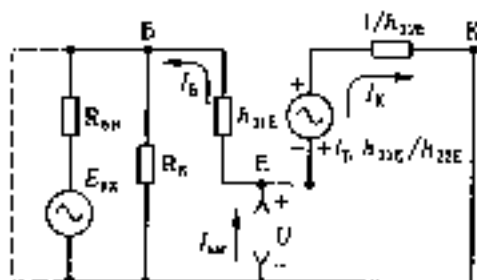
$$K_I = \frac{U_{вих} / R_{н}}{U_{вх} / R_{вх.пдс}} = k_{U_1} \cdot \frac{R_{вх.пдс}}{R_{н}} = \frac{R_{вх.пдс}}{R_{н}}.$$

Оскільки прийнятним значення $R_{н}$ єдиниці кілоомів — сотні омів, то $K_I \gg 1$ і також становить десятки — сотні омів.

Вихідний опір підсилювача. Для визначення вихідного опору повторювача скористаємося методикою, викладеною у п. 2.2. Модель каскаду наведена на рис. 2.17. З урахуванням того, що $R_{вн} \ll R_{вх}$, замкнення активного джерела ЕРС пробиємо разом з його внутрішнім опором.

Для узгодження моделі з реальною схемою припустимо, що напруга U приклали приріст, як показано на рис. 2.17 (+ і — до емітера, + + — до спільної шини). Під дією цієї напруги і джерела ЕРС струми $I_{в} = I_{к}$ протікатимуть у напрямках, позначених на рис. 2.17. Установився фактичний напрямку стру-

Рис. 2.17. Модель емітерного повторювача для визначення $R_{\text{вих}}$



му I_K . Струм $I_Б = U / h_{11E}$ тече з емітера у базу, відкриваючи транзистор (транзистор $p-n-p$), отже, струм колектора одержує позитивний приріст. Тому напрямок струму колектора в моделі відповідає напрямку реального струму і знак перед величиною джерела ЕПС $E = I_Б h_{21E} / h_{22E}$ буде додатним.

Для струму колектора можна записати такий вираз:

$$I_K = \frac{U + E}{1/h_{22E}} = \frac{U + \frac{U h_{21E}}{h_{11E} h_{22E}}}{1/h_{22E}} = U \left(1 + \frac{h_{21E}}{h_{11E} h_{22E}} \right) h_{22E}.$$

Слід зазначити, що $I_{\Sigma} = I_K + I_Б$, але оскільки $I_Б \ll I_K$, то отримуємо $I_{\Sigma} = I_K$, отже, вихідний опір транзистора

$$R_{\text{вих,тр}} = \frac{U}{I_{\Sigma}} = \frac{1}{U \left(1 + \frac{h_{21E}}{h_{11E} h_{22E}} \right) h_{22E}} = \frac{h_{11E}}{h_{11E} h_{22E} + h_{21E}}.$$

Оскільки $h_{11E} h_{22E} \ll h_{21E}$, то $R_{\text{вих,тр}} = h_{11E} / h_{21E}$. Для типових значень цих параметрів малопотужних транзисторів одержимо $R_{\text{вих,тр}}$ порядку десятків омів.

Повний вихідний опір емітерного повторювача становить: $R_{\text{вих,пов}} = R_{\text{вих,тр}} \parallel R_E = R_{\text{вих,тр}}$, оскільки R_E звичайно набагато більший, ніж $R_{\text{вих,тр}}$.

Висновки. Схема з постійним колектором має найнижчий вихідний і найвищий вхідний опори із трьох схем включення транзистора. Тому таку схему застосовували як логоджу нальпшй каскад між джерелами вхідних сигналів з високим $R_{\text{вн}}$ і низьким опором навантаження. Ця схема має найвищий коефіцієнт підсилення за струмом K_I , але вона не посилює напругу ($K = 1$), тому її називають *емітерним повторювачем*, тому що вихідний сигнал диторкує вхідний як за фазою, так і за амплітудою.

Схему зі спільним колектором застосовують у вхідних і вихідних каскадах для забезпечення великого вхідного та малого вихідного опорів підсилювача та як погоджувальний каскад між підсилювальними каскадами СБ-СБ чи СЕ-СБ.

2.4. Підсилювач напруги на польовому транзисторі за схемою зі спільним витокom

Принципову схему підсилювача на польовому транзисторі наведено на рис. 2.18. Принципи будови схеми аналогічний схемі підсилювача на біполярному транзисторі, підключеному зі спільним емітером. Резистор R_C аналогічний R_K , та цей автоматичного зсуву виконує функцію резистора R_E чи розподільника (див. рис. 5.5 та 5.6).

У цій схемі R_B , R_D і C_B утворюють ланку автоматичного зсуву. На R_D відбувається спадання напруги, зумовлене струмом стоку, яке передається на вихід через резистор R_D , і визначає положення робочої точки, тобто режим роботи транзистора за постійним струмом транзистора. В режимі змінного струму резистор R_B шунтований ємністю C_B , не порушуючи тим самим положення точки спокою, визначене в режимі за постійним струмом.

Розрахунок за постійним струмом. Польовий транзистор вибирають аналогічно біполярному - за гранично допустимими значеннями $E_{CДmax}$, I_{Cmax} і P_{max} та f_p . Вихідне коло підсилювача можна описати такою системою рівнянь:

$$E_{CД} = I_C (R_C + R_D) + U_{CД}; \quad (2.19)$$

$$U_{CД} = \varphi(I_C, U_{ДБ}). \quad (2.20)$$

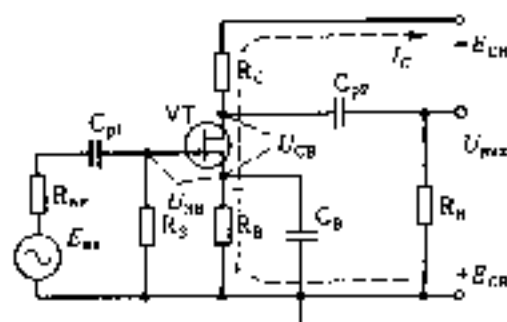


Рис. 2.18. Принципова схема підсилювача

Перше рівняння — це рівняння навантажувальної прямої, а друге — вихідні характеристики транзистора. Графоаналітичне розв'язання цієї системи зображено на рис. 2.19, де U_{CBH} , I_{CBH} , U_{CBH0} — напруга між стокми і випиним, струм стоку і напруга затвор-випік у точці спокою O .

У режимах ХХ і КЗ визначають вихідні точки навантажувальної прямої.

режим ХХ: $I_C = 0$, $U_{CB} = E_{CB}$;

режим КЗ: $U_{CB} = 0$; $I_C = I_{KЗ} = \frac{E_{CB}}{R_C + R_B}$, якщо відомо R_C та R_B .

Під час проектування каскаду проводять навантажувальну лінію відповідним чином і, знаючи $I_{KЗ}$, визначають сумарний опір $R_C + R_B$:

$$R_C + R_B = E_{CB} / I_{KЗ}.$$

За рахунок струму I_C створюється спадання напруги на R_B , і цю напругу подається на затвор через резистор R_3 (див. рис. 2.18), «—» прикладений до випоку, що й зумовлює напругу зсуву. Отже, втрата напруги на R_B має забезпечувати напругу U_{3B0} :

$$I_{C1} R_B = U_{3B0}; R_B = \frac{U_{3B0}}{I_{C0}}.$$

Смисл C_B вибавляють з умови, щоб під час поданні вхідного перемінного сигналу виконувалася нерівність

$$\frac{1}{\omega_{min} C_B} \ll R_B,$$

де ω_{min} — мінімальна частота вхідного сигналу підсилення.

Оскільки напруга зсуву передається на затвор через резистор R_3 , то, знаючи I_3 (подається у довіднику), можна визначити

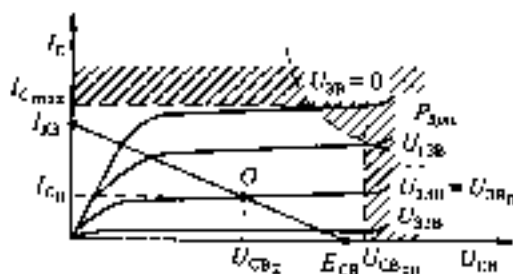


Рис. 2.19. Вихідні характеристики польового транзистора

чисті максимальні значення R_3 , за якого $I_3 R_3 \ll U_{3C}$. Для потовних транзисторів з p - n -перехідом $R_{3\max}$ становить близько 1 МОм.

Розрахунок схеми за змінним струмом. Повна лінійна модель підсилювача має вигляд, наведений на рис. 2.20. У діапазоні середніх звукових частот, аналогічно RC-підсилювачам на біполярних транзисторах, конденсаторами C_{p1} і C_{p2} , а також ємкостями C_{np} , C_{ex} і $C_{нз}$ можна знехтувати. Виходячи з цього, модель підсилювача для середніх звукових частот матиме вигляд, наведений на рис. 2.21.

Коефіцієнт підсилення схеми за напругою. Вихідну напругу можна записати так:

$$U_{\text{вих}} = -S U_{3B} R_{\text{екв}}$$

$$\text{де } R_{\text{екв}} = R_i \parallel R_C \parallel R_H; \quad U_{3B} = U_{\text{вх}}; \quad S = \frac{dI_C}{dU_{3B}} \bigg|_{U_{3B} = \text{const}}.$$

Оскільки $R_i = \frac{dU_{CE}}{dI_C} \bigg|_{U_{3B} = \text{const}}$, для малопотужних польових транзисторів (сотні кілоомів) R_H - становить одиниці мегаомів, а R_C - десятки кілоомів, то $R_{\text{екв}} = R_C$.

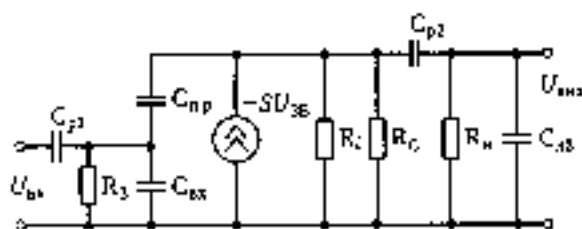


Рис. 2.20. Схема заміненого підсилювача

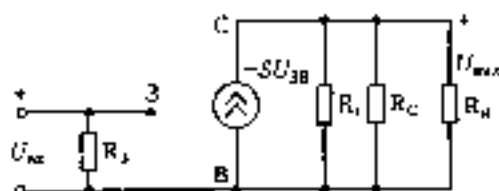


Рис. 2.21. Модель підсилювача у діапазоні середніх звукових частот

Виходячи з цього, можна записати

$$K_C = \frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = -SR_{\text{вхн}} = -SR_C$$

За певних значень крутості характеристики $S = 1 \dots 10 \text{ мА} \cdot \text{В}$ достатньо $K_C \gg 1$.

Коефіцієнт підсилення за струмом визначають аналогічно біполярним транзисторним каскадам.

$$K_I = \frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{R_1}{R_2} = K_C \cdot \frac{R_1}{R_2}.$$

Аналізуючи цей вираз одержимо $K_I \gg 1$. Порівняно з K_I на біполярних транзисторах для схеми СЕ схема на польових транзисторах СВ має значно більший коефіцієнт підсилення.

Вхідний опір. З чого впливає, що

$$R_{\text{вх}} = R_2.$$

На високій частоті треба враховувати вплив $C_{\text{вх}} + C_{\text{вхн}}$ при цьому вхідний опір

$$R_{\text{вх}} = R_2 \parallel C_{\text{вх}} \parallel C_{\text{вхн}} (1 + K_C).$$

За великих коефіцієнтів підсилення (10...100) та характерних значеннях $C_{\text{вх}} \approx 1 \text{ нФ}$ одержуємо переважну дію $C_{\text{вхн}}$ над $C_{\text{вх}}$, значення якого становить одиниці пікофард.

Вихідний опір підсилювача визначають традиційно:

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_1 R_C}{R_1 + R_C} \approx R_C.$$

Отже, за значеннями встановлених параметрів K_C , K_I , $R_{\text{вх}}$, $R_{\text{вих}}$ простежується аналогічність їхніх параметрів параметрам підсилювача на біполярному транзисторі за схемою А СЕ.

2.5. Підсилювач напруги на польовому транзисторі за схемою зі спільним стоком

Принципову схему підсилювача наведено на рис. 2.22. Врахунок датої схеми за певитійним струмом провідять аналогічно описаній раніше схемі підсилювача зі спільним витоком.

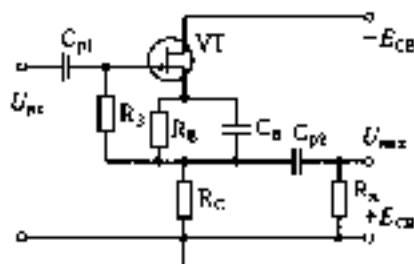


Рис. 2.22. Принципова схема підсилювача на ПТ зі схемою зі спільним емітером

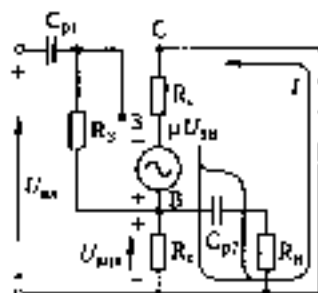


Рис. 2.23. Схема заміненого сторінкового повторювача

Для розрахунку стокового повторювача за змінним струмом скористаємося лінійною моделлю підсилювача, наведеною на рис. 2.23. Під час розрахунку основних параметрів каскаду в діапазоні середніх звукових частот розглянемо ємності C_{pi} і C_{pe} , як і в раніше розглянутій схемі, можна знехтувати. Методика розміщення напрямків напруг і струмів у моделі відповідає розглянутій раніше під час визначення K_{Uf} .

Коефіцієнт підсилення за напругою. Вихідне коло еквівалентної схеми можна описати відповідно до другого закону Кірхгофа так:

$$\mu U_{зБ} = I(R_i + R_{екв}); \quad I = \frac{\mu U_{зБ}}{R_i + R_{екв}},$$

$$\text{де } U_{зБ} = U_{вх} - U_{вих}; \quad R_{екв} = R_C \parallel R_n; \quad \mu = \frac{dU_{сБ}}{dU_{зБ}} \Big|_{U_{сБ} = const}$$

коефіцієнт підсилення транзистора за напругою.

Отже, вихідну напругу можна подати у такому вигляді:

$$U_{вих} = I R_{екв} = \frac{\mu U_{зБ} R_{екв}}{R_i + R_{екв}}.$$

Підставляючи $U_{зБ} = U_{вх} - U_{вих}$, отримаємо:

$$U_{вих} = \frac{\mu (U_{вх} - U_{вих}) R_{екв}}{R_i + R_{екв}};$$

$$U_{вих} R_i + U_{вих} R_{екв} = \mu U_{вх} R_{екв} - \mu U_{вих} R_{екв};$$

$$U_{\text{вих}} (R_i + R_{\text{екв}} + \mu R_{\text{екв}}) = \mu U_{\text{вх}} R_{\text{екв}};$$

$$U_{\text{вих}} = \frac{\mu U_{\text{вх}} R_{\text{екв}}}{R_i + R_{\text{екв}} (1 + \mu)}.$$

Виходячи з цього, коефіцієнт підсилення повторювача з напруги можна записати у такому вигляді:

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = R_i \frac{\mu R_{\text{екв}}}{R_i + R_{\text{екв}} (1 + \mu)}.$$

Аналізуючи останній вираз для K_U , можна спостерігати, що $K_U < 1$ позитивний і за аналогією з емітерним повторювачем має значення порядку $K_U = 0,9 \dots 0,99$.

Вхідний опір. Вхідне коло каскаду можна описати згідно з другим законом Кірхгофа:

$$U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} - K_U U_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} R_3,$$

тоді

$$U_{\text{вх}} (1 - K_U) = I_{\text{вх}} R_3$$

З останнього виразу можна знайти вхідний опір повторювача

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{R_3}{(1 - K_U)}.$$

Для типових значень $K_U = (0,9 \dots 0,99)$ одержуємо $R_{\text{вх}} = (10 \dots 100) R_3$. Отже, така схема має дуже великий вхідний опір, значення якого може досягати десятків сотень мегаомів, що на два-три порядки вище, ніж вхідний опір емітерного повторювача.

Вихідний опір. Для визначення вихідного опору скористаємося наведеною раніше методикою, а електричну мережу, що її ілюструє, дано на рис. 2.24. Цю модель отримано з наведеної раніше на рис. 2.23, якщо,

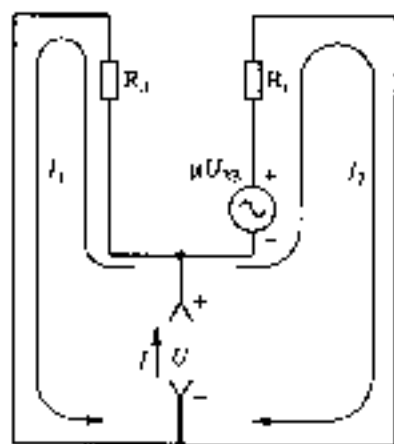


Рис. 2.24. Схема замінювального джерела для визначення вихідного опору

відповідно до методики, замкнути джерело вхідного сигналу разом з його $R_{\text{вх}}$, а до вихідних затисків повторювача підключити джерело ЕРС із напругою U . У такій схемі струм $I = I_1 + I_2$, але оскільки $I_1 \ll I_2$ (R_3 — дуже велике), то можна припустити, що $I = I_2$ і $U = I R_3$. Виходячи з цього, буде справедливим таке співвідношення:

$$U + \mu U = I R_3.$$

Вихідний опір польового транзистора в схемі повторювача можна записати як

$$R_{\text{вих тр}} = \frac{U}{I} = \frac{R_3}{1 + \mu}$$

Перший вихідний опір підсилювача визначається як паралельне підключення $R_{\text{вих тр}}$ і R_C , тоді

$$R_{\text{вих вих}} = R_{\text{вих тр}} \parallel R_C$$

Для типових параметрів малопотужних польових транзисторів $R_{\text{вих}}$ становить десятки-сотні омів.

Підсилення за струмом. За аналогією з розглянутими раніше каскадами

$$K_I = \frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вих}}}{R_{\text{вх}}} \frac{R_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_U R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}.$$

Оскільки для типових режимів: $K_U \approx 1$; $R_{\text{вх}} \approx R_3$; $R_{\text{вх}} \approx (2 \dots 5) R_{\text{вх}}$, тобто сотні омів — одинокі кілоомів, то K_I одержуємо порядку 10^3 . Отже, $K_I \gg 1$.

Висновок. Схема зі спільним стоком має найбільший вхідний і найнижчий вихідний опір за коефіцієнта підсилення за напругою меншою, ніж одиниця ($0,9 \dots 0,99$), а за струмом — набагато більшою за одиницю ($\approx 10^3$). Отже, ця схема аналогічна схемі емітерного повторювача і також використовується як попереджувальний каскад між джерелом сигналу з високим внутрішнім опором та навантаженням.

Контрольні запитання

1. Проаналізуйте входи й виходи підсилювачів для трьох основних схем змичання триодів-пори, порівняйте між собою та встановіть порядок їхніх величин.
2. Назвіть елементи схеми підсилювача, які визначають режим роботи каскаду за його вихідним струмом.

3. Пояснить призначення роздаткових конденсаторів у підсилювачах.
4. Назвати методику визначення вихідного опору підсилювачів. Який з каскадів має найменший (найбільший) вихідний опір?
5. Який з розглянутих каскадів має мінімальний коефіцієнт поділу напруги за потужністю в ЧОМУ?
6. Уважиль елементи схеми підсилювача зі спільним витоком. Що визначає режим роботи каскаду за постійним струмом?
7. Які елементи утворюють ланку автоматичного регулювання її розрахувати?
8. Записати формули визначення параметрів M , N і R_2 моделей польового транзистора і визначте їх графічним диференціюванням у робочій точці на вихідних характеристиках транзистора.
9. Побудуйте навантажувальну лінію схеми зі спільним витоком за постійним струмом. Якими елементами визначається її кути нахилу?
10. Визначте вхідні опори схем зі спільним витоком та спільним стоком, встановіть їхній порядок і позначте можливість їх використання.

ЧАСТОТНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РС-ПІДСИЛЮВАЧІВ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ

3.1. Звукові частоти, характерні області звукових частот

Область звукових частот знаходиться в діапазоні від одиниць–десятків Герців до десятків кілогерців (орієнтовно 10 Гц... 30 кГц). Умовно звукові частоти, тобто чути людською акустичні сигнали можна поділити на три області:

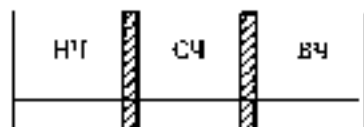
- область нижніх звукових частот (НЧ) (10... 300 Гц);
- область середніх звукових частот (СЧ) (300 Гц ... 5 кГц);
- область верхніх звукових частот (ВЧ) (5... 30 кГц).

Граничні цих областей чітко не визначаються, тому цей поділ є умовним.

Графічно цей розподіл можна подати так (рис. 3.1)

Для достатнього розпізнавання людського голосу під час телефонних розмов досить обмежити спектр сигналу областю середніх звукових частот, а для якісного відтворення музичних творів необхідних підсилювати всі три області частот з мінімальними частотними спотвореннями.

Будь-який підсилювальний каскад (незалежно від його структури), як і підсилювач у цілому, можна подати стандартним чотирьохполюсником, що характеризується певними входним і вихідним опорамми та коефіцієнтом підсилення в режимі холостого ходу (рис. 3.2). Додатковими до цей чотирьохполюсник реактивними елементами (розподіленими конденсаторами і сумарною ємністю навантаження), можна теоретично визначити частотні характеристики підсилювача як у кожному діапазоні звукових частот, так і в області звукових частот у цілому. З урахуванням реактивних елементів на рис. 3.3



10 – 30 Гц 300 – 500 Гц 3 – 5 кГц 10 – 30 кГц

Рис. 3.1 Поділ
діапазону звукових
частот на області

Рис. 3.2 Схеми підсилювального каскаду зі стандартним чотирьох-люнkenом

позначи ядодель підсилювального каскаду.

У цій схемі: C_{Σ} — сумарна ємність навантаження, до складу якої входять ємність монтажу, ємність навантаження і вихідна ємність транзистора; C_{Σ} значаїно менше і досягає кількох десятків пікофарад; C_p — розділова ємність на виході підсилювача. Розділову ємність на виході підсилювача разом із вихідним опором відносять до попереднього каскаду. Частотні характеристики підсилювача з багатьма каскадами визначаються сукупністю частотних характеристик його окремих каскадів.

Комплексну частотну характеристику підсилювального каскаду, у розглядуваному випадку, запишемо

$$K(j\omega) = \frac{U_{\Sigma 4}(j\omega)}{U_{12}(j\omega)} = \frac{U_{\Sigma 4} e^{j\varphi_{\Sigma 4}(\omega)}}{U_{12} e^{j\varphi_{12}(\omega)}} = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)},$$

де $\varphi(\omega) = \varphi_{\Sigma 4}(\omega) - \varphi_{12}(\omega)$ — фазовий зсув підсилювача.

Виходячи з цього виразу, розрізняють три типи частотних характеристик.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) — залежність модуля коефіцієнта підсилення підсилювача від частоти $|K(j\omega)| = f(\omega)$. Характерний вигляд АЧХ підсилювача напрути подано на рис. 3.4. Смуга пропускання Π визначається на рівні $0.707 \cdot K_{cp}$.

Фазова частотна характеристика (ФЧХ) — це залежність кута зсуву фази між вихідним і вхідним сигналами від частоти $\varphi = \varphi_{\Sigma 4} - \varphi_{12} = \varphi(\omega)$.

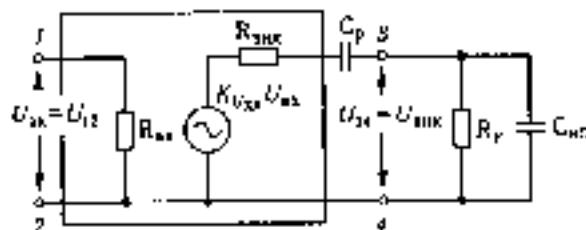


Рис. 3.3 Модель підсилювача напруги в області звукових частот



Рис. 3.4 АЧХ підсилювача кінтури

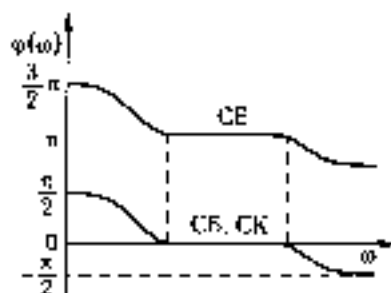


Рис. 3.5 ФЧХ підсилювача

Вигляд ФЧХ типових підсилювальних каскадів (схеми з СЕ, СБ і СК) наведено на рис. 3.5. Аналогічні АЧХ і ФЧХ мають підсилювальні каскади на польових транзисторах, для схем підключення з СБ, СЗ і СС.

Амплітудно-фазова характеристика (АФЧХ) — комплексна характеристика, що поєднує залежності амплітуди та фазового зсуву між вихідним і вхідним сигналами від частоти. Вона є векторною, що означається кінцею вектора вихідної напруги підсилювача, під час зміни частоти відмінного вхідного сигналу від нуля до нескінченності й будуватися на комплексній площині. Кожній точці траєкторії (АФЧХ) відповідає визначена частота ω_j . Залежно від схеми підключення транзистора АФЧХ розташовується в другому і третьому квадрантах (СЕ) або в першому і четвертому квадрантах (схеми з СБ і СК). Типову АФЧХ транзисторного каскаду з СЕ подано на рис. 3.6.

Для оцінки якості частотних характеристик використовують коефіцієнти частотних співвідношень M_n і M_v . Вони визначаються такими співвідношеннями:

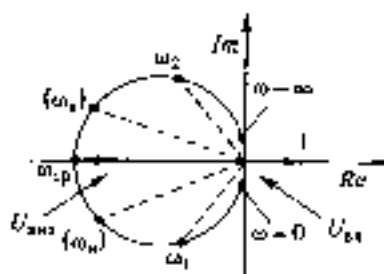
$$M_n = K_{ср} / K_n, \quad M_v = K_{ср} / K_v.$$

Коефіцієнти частотних співвідношень звичайно задаються на граничних частотах підсилювачів f_n і f_v і показують, у скільки разів коефіцієнт підсилення на середній частоті ($K_{ср}$) більший за коефіцієнт підсилення на граничних частотах. У разі ідеальної частотної характеристики (линій. сигналів в областях НЧ і ВЧ) $M_v = M_n = 1$, що здійснюється за $C_{г1} = \infty$ і $C_{г2} = 0$ (реальний неможливе). У процесі поточкових технічного задання на розробку підсилювача задають модулі коефіцієнтів частотних співвідношень $M_v M_n$.

Рис. 3.6 АФЧХ підсилювача з СЕ

Для розрахунку частотних характеристик підсилювачів їх зручно розглядати окремо в областях НЧ, СЧ і ВЧ, де визначити значення M_n , $M_{n\omega}$, f_n , $f_{n\omega}$, значення C_p і $R_{вих}$ з $C_{н\omega}$.

Потім, скориставшись заданою характеристикою $K(j\omega)$, устаткувати частотні характеристики підсилювачів.



3.2. Характеристики підсилювачів напруги в області середніх звукових частот

У діапазоні середніх звукових частот впливом реактивних елементів можна знехтувати, тому що в ньому виконуються дві перелічені

$$\frac{1}{\omega C_{p1}} \ll R_n; \quad (3.1)$$

$$\frac{1}{\omega C_{н2}} \gg R_n. \quad (3.2)$$

У цьому випадку вихідне коло чотирьохполюсника матиме вигляд, наведений на рис. 3.7.

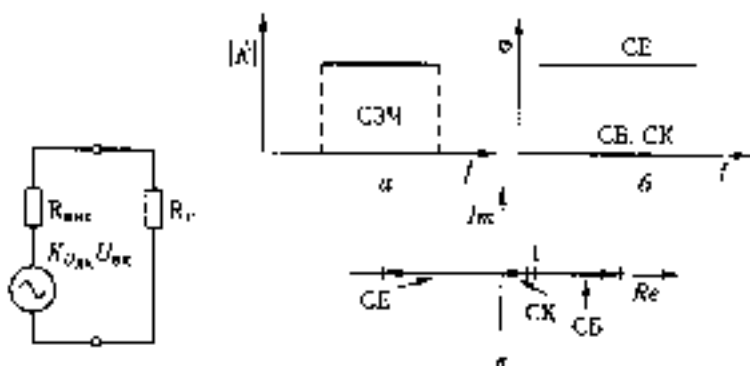


Рис. 3.7 Вихідне коло чотирьохполюсника в області СЧ

Рис. 3.8 Частотні характеристики підсилювачів напруги в області СЧ

а - АФЧХ, б - ФЧХ; а - АФЧХ

Модуль коефіцієнта передачі в цьому діапазоні визначають за допомогою виразу

$$|K(j\omega)| = K_{\text{ср}} = \frac{K_{\text{ХХ}} \cdot R_{\text{вих}}}{\frac{1}{R_{\text{вих}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}}},$$

де $K_{\text{ХХ}}$ — коефіцієнт передачі за холостого ходу.

Виходячи з цього, частотні характеристики підсилювача матимуть такий вигляд (рис. 3.8).

3.3. Низькі звукові частоти

В області низьких звукових частот впливом сумарної ємності навантаження $C_{\text{на}}$ нехтують, але враховують вплив C_p , тому що нерівність (3.2) на низькій частоті виконується із запасом, а рівність (3.1) не виконується, що потребує урахування ємності розділового конденсатора C_p . Тоді модель вихідної ланки чотириполюсника матиме вигляд, наведений на рис. 3.9.

Коефіцієнт передачі, або модуль коефіцієнта підсилення підсилювача в області низьких частот $K_{\text{н}}$, у цьому випадку запишемо як

$$K(j\omega) = K_{\text{н}} = \frac{K_{\text{ХХ}} \cdot R_{\text{вих}}}{\left[\frac{1}{R_{\text{вих}}} + \frac{1}{R_{\text{н}} + \frac{1}{j\omega C_p}} \right]} \cdot \left[\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{к}} + \frac{1}{j\omega C_p}} \right]$$

Виконавши деякі перетворення, дістанемо

$$K(j\omega) = K_{\text{н}} = \frac{K_{\text{ХХ}} \cdot R_{\text{вих}}}{\left[\frac{1}{R_{\text{вих}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right] \left[1 + \frac{1}{j\omega C_p (R_{\text{вих}} + R_{\text{н}})} \right]} =$$

$$= \frac{K_{\text{ср}}}{\left[1 - j \frac{1}{\omega C_p (R_{\text{вих}} + R_{\text{н}})} \right]}.$$

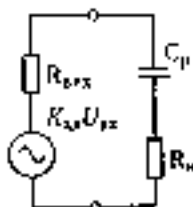


Рис. 3.9. Модель вихідної ланки підсилювача звуку в області НЧ

Для побудови АЧХ визначимо модуль коефіцієнта передачі в області низьких частот.

$$|K_u| = \frac{K_{cr} b}{\sqrt{1+b^2}},$$

де $b = \frac{1}{\omega C_F (R_{вих} + R_H)}$.

Згідно з отриманим виразом, зі зменшенням частоти зростає b та зменшується модуль $|K_u|$: АЧХ матиме вигляд, наведений на рис. 3.11, а.

Коефіцієнт частотних спотворень в області низьких частот (див. рис. 3.11, в) визначають із виразу

$$M_H = \frac{K_{cr}}{K_H} = 1 - j \frac{1}{\omega C_F (R_{вих} + R_H)},$$

а його модуль буде

$$|M_H| = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_F (R_{вих} + R_H)} \right)^2}.$$

Отже, $|M_H|$ характеризує ступінь зменшення $|K_u|$ щодо K_{cr} і визначається для найнижчої частоти сигналу підсилення. Для підсилювача з багатьма каскадами коефіцієнт частотних спотворень і його модуль визначаються за виразами:

$$M_{H_{\text{вх}}} = M_{H1} M_{H2} \dots M_{Hn}.$$

$$|M_{H_{\text{вх}}}| = |M_{H1}| |M_{H2}| \dots |M_{Hn}|$$

Під час проектування багатокаскадних каскадів в області низьких звукових частот за заданими значеннями $R_{вих}$, R_H , $|M_H|$, f_H визна-

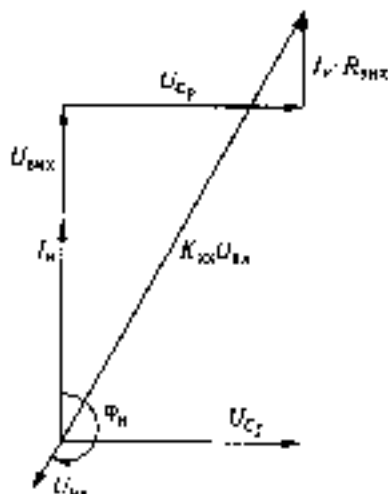


Рис. 3.13 Векторна діаграма підсилювача в області низьких частот для схеми з СС

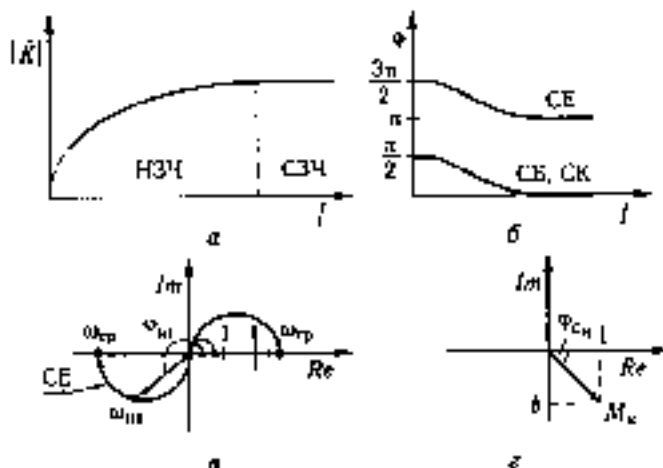


Рис. 3.11. Частотні характеристики підключаюча в області НЧ: а – АЧХ, б – ФЧХ, в – АФЧХ

чакими необхідними значеннями ємності конденсатора C_p :

$$C_p = \frac{1}{\sqrt{(|M_n|^2 - 1)} \omega_n (R_{\text{вих}} + R_n)},$$

де ω_n – нижня гранична частота входного сигналу.

Для оцінки фазового зсуву, введеного підключаючим на низьких частотах, побудуємо векторну діаграму для моделі підключаючого каскаду, наведеної на рис. 3.9.

З рис. 3.10 видно, що $\varphi_n > 180^\circ$, $\varphi_n = \varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}}$. При $\omega \rightarrow 0$, $\varphi_n \rightarrow 270^\circ$, тому що $U_{\text{гр}} \rightarrow \infty$. Отже, фазовий зсув створений, введений каскадом підсилення з СЕ, можна виразити як

$$\varphi_{\text{сн}} = \varphi_n - 180^\circ = \arccos\left(\frac{1}{M_n}\right) \quad (\text{див. рис. 3.11, б})$$

З урахуванням викладеного вище частотні характеристики підключаюча АЧХ, ФЧХ і АФЧХ у діапазоні НЧ матимуть вигляд, наведений на рис. 3.11. а, б, в.

3.4. Робота підсилювача в області високих звукових частот

В області високих звукових частот впливом C_p нехтують і враховують вплив сумарної ємності навантаження $C_{н2}$, оскільки в цій області частот опір $C_{н2}$ стає порівняним з $R_{н1}$ і підключений паралельно, отже, нехтувати ним не можна, а опір C_p стає нехтовно малим і підключений послідовно з навантаженням, тому ним можна знехтувати. У цьому випадку вихідне коло підсилювача виглядає, наведений на рис. 3.12.

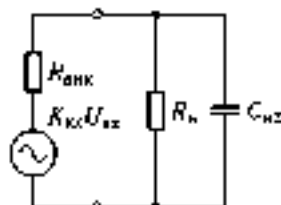


Рис. 3.12. Модель вихідного кола підсилювача в області ВЧ

Коефіцієнт передачі, або комплексний коефіцієнт підсилення в області високих частот $\dot{K}_u$, у цьому випадку визначають як

$$\dot{K}(j\omega) = \dot{K}_u = \frac{K_{KX} R_{нKX}}{\bar{R}_{нKX} + \frac{1}{\bar{R}_n} + j\omega C_{н2}}$$

Для виконання одержимо

$$\dot{K}_u = \frac{K_{ср}}{1 + j \frac{\omega C_{н2} R_{нKX} R_n}{R_{нKX} + R_n}}$$

Для побудови АЧХ визначимо модуль коефіцієнта передачі

$$|\dot{K}_u| = \frac{K_{ср}}{\sqrt{1 + b^2}},$$

$$\text{де } b = \frac{\omega C_{н2} R_{нKX} R_n}{R_{нKX} + R_n}$$

Згідно з отриманим виразом, зі збільшенням частоти зростає b і зменшується модуль $|\dot{K}_u|$. У цьому випадку АЧХ має вигляд, показаний на рис. 3.13, а.

Комплексний коефіцієнт частотних спотворень визначається аналогічно:

$$M_u = \frac{K_{ср}}{K_n} = 1 + j \frac{\omega C_{н2} R_{нKX} R_n}{R_{нKX} + R_n},$$

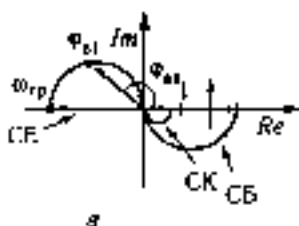
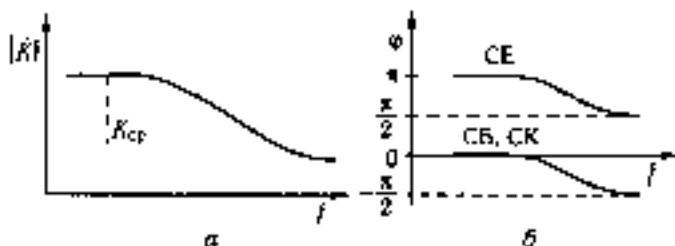


Рис. 3.13. Частотні характеристики підсилювача в області ВЧ:

а — АЧХ; б — ФЧХ; φ_0 — АФЧХ.

а його модуль має вигляд

$$|M_b| = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0 C_{12} R_{\text{вх}} R_n}{R_{\text{вх}} + R_n} \right)^2}.$$

В області високіх звукових частот, зважаючи C_{12} , R_n , M_n , f_n , аналогічно низьким частотам побудуємо векторну діаграму (рис. 3.14) для моделі, наведеної на рис. 3.12. Діаграма побудована для каскаду з СЕ, тому що вектор $U_{\text{вх}}$ спрямований протилежно до вектора $K_{\text{хх}} U_{\text{вх}}$. Для схем підсилювальних каскадів з СБ і СК вектор $U_{\text{вх}}$ буде спрямований за вектором $K_{\text{хх}} U_{\text{вх}}$. З діаграми випливає, що фазовий зсув, внесений підсилювачем, $\varphi_a = \varphi_{\text{вх}} - \varphi_n$ менший від 180° . Якщо $\omega \rightarrow \infty$ $\varphi \rightarrow 90^\circ$, то $f_{C_{12}} \rightarrow \infty$. Фазовий зсув створить, внесений каскадом підсилювача з СЕ в області ВЧ, визначають аналогічно

$$\varphi_{\text{СВ}} = \varphi_n + 180^\circ + \arccos \left[\frac{1}{|M_n|} \right].$$

3.5. Логарифмічні амплітудно-частотні характеристики. Методики і приклади розрахунків

Простір станів, передатна функція, декомпозиція системи. Основою для проведення аналізу властивостей нелінійних і спрямованого синтезу таких електронних систем із заданими характеристиками є їхнє математичний опис або математична модель. Основне питання, яке доводиться вирішувати під час складання математичної моделі, є питання її адекватності реально існуючому об'єкту. Обрана математична модель має, з одного боку, відтворювати властивості реального об'єкта з необхідним ступенем точності, а з другої, — не бути надто складною, що викликає одержання кінцевого результату доступними засобами.

У загальному випадку елементи, використовувані для побудови підсилювальних пристроїв, мають нелінійні характеристики, причому їхні параметри змінюються як від часу, так і від зовнішніх умов експлуатації. Тому точний математичний опис електронних систем, у тому числі й підсилювальних пристроїв, лежить глибокий і ґрунтується на використанні систем нелінійних диференціальних рівнянь, параметри яких залежать від часу та різних зовнішніх збурювальних впливів.

Однак у більшості практичних випадків цими залежностями можна знехтувати і з погляду математичного опису розглядати підсилювальний пристрій як безперервну лінійну стаціонарну систему із зокредженими параметрами і детермінованим законом керування.

Безперервна лінійна система, в якій усі сигнали її компонентів є безперервними функціями часу або частоти; *лінійною* — системою, для якої справедливий принцип суперпозиції; *стаціонарною* — системою, параметри і характеристики якої не залежать від часу. Детермінованим називається закон керування, що припускає однозначний зв'язок між входнім впливом і відповідним значенням вихідного параметру. Для опису безперервних лінійних, стаціонарних систем досить побудувати математичну модель у вигляді однорідних та неоднорідних диференціальних рівнянь, форсованих та нефорсованих передатних функцій в операторній формі задієсу та форми перетворення Лапласа та їх складові в просторі змінних стану.

Для стаціонарної системи передатна функція виражається як відношення зображень Лапласа за нульових початко-

вих умов:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_d p^d}{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n}, \quad (3.3)$$

де для так званих фізично реалізованих систем $d \leq n$.

Коефіцієнти a_i , b_j відомі та постійні. Якщо виключити випадок так званих гіперзв'язаних нулів і полюсів, передатна функція однозначно відповідає диференціальному рівнянню

$$a_n Y^{(n)} + \dots + a_1 Y' + a_0 Y = b_0 x + b_1 x' + \dots + b_d x^{(d)}. \quad (3.4)$$

Введемо позначення

$$Y = Y_1, \quad Y' = Y_2, \quad \dots, \quad Y^{(n-1)} = Y_n;$$

$$u_1 = b_0 x + b_1 x' + \dots + b_d x^{(d)}.$$

Тоді одержимо такий опис у просторі наступних станів $(Y_1, Y_2, \dots, Y_n) \in R^n$.

$$\dot{Y} = AY + Bu, \quad (3.5)$$

де

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\frac{a_0}{a_n} & -\frac{a_1}{a_n} & -\frac{a_2}{a_n} & \dots & -\frac{a_{n-1}}{a_n} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & a_n^{-1} \end{bmatrix}^T.$$

Y — змінні стану; u — вектор керування.

Рівняння з матрицею називають рівнянням у формі Фробеніуса. Часто визначення доступна лише величина x , а величини $x, \dots, x^{(d)}$ можуть бути лише оцінені на основі того чи іншого алгоритму. В таких випадках використання цих ризиків виявляється незручним.

Другий опис фільтрованої електронної системи з передатною функцією в просторі станів такий:

$$\dot{Y} = AX + Bu; \quad (3.6)$$

$$Y = Y_1 + \beta_2 x, \quad (3.7)$$

де x — вектор виходу,

Матриця A має попередній вигляд, а матриця $B = \{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_n\}^T$, при цьому співвідношення (3.6) можна розглядати як скалярне рівняння спостереження. Запишемо інші рівняння в просторі станів, еквівалентні в розумінні передатної функції системи. Введемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} Y = Y_1 + \beta_0 x; \\ Y_1 = Y_2 + \beta_1 x; \\ Y_2 = Y_3 + \beta_2 x; \\ \dots \\ Y_{n-1} = Y_n + \beta_{n-1} x; \\ Y_n = -\frac{a_n}{a_0} x_1 - \frac{a_1}{a_n} x_2 - \dots - \frac{a_{n-1}}{a_n} x_n + \beta_n x; \end{cases} \quad (3.8)$$

де координати $(Y_1, Y_2, \dots, Y_n)$ відхиляні від розглянутих раніше.

Без обмеження загальності можна прийняти, що $m = n$ (якщо $m < n$, то відповідне число коефіцієнтів у чисельнику передатної функції дорівнює нулю). Якщо величини β_i у рівняннях (3.7, 3.8) пов'язати з коефіцієнтами передатної функції співвідношеннями (3.9), то передатна функція з новими змінними стану збігається з розглянутою раніше

$$\begin{cases} \beta_0 = \frac{b_n}{a_n}; \\ \beta_1 = \frac{b_{n-1} - a_{n-1}\beta_0}{a_n}; \\ \beta_2 = \frac{b_{n-2} - a_{n-2}\beta_1 - a_{n-1}\beta_0}{a_n}; \\ \dots \\ \beta_n = \frac{b_0 - a_{n-1}\beta_{n-1} - \dots - a_1\beta_1 - a_0\beta_0}{a_n}. \end{cases} \quad (3.9)$$

Ще одне подання у просторі станів можна одержати як складі розкладання передатної функції на прості дроби. Якщо корені характеристичного рівняння

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0 = 0$$

(власні числа матриці A) прості й дорівнюють $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$, то

$$W(p) = C_0 + \frac{C_1}{p - \lambda_1} + \frac{C_2}{p - \lambda_2} + \dots + \frac{C_n}{p - \lambda_n}, \quad (3.10)$$

де C_n ($n = 0, 1, \dots, n$) визначають за відповідними формулами.

Складімо рівняння еквівалентне такому виразу в оригіналах

$$Y = C_0 x + C_1 Y_1 + C_2 Y_2 + \dots + C_n Y_n,$$

де

$$\begin{aligned} Y_1 &= \lambda_1 Y_1 + x; \\ Y_2 &= \lambda_2 Y_2 + x \\ &\dots \dots \dots \\ Y_n &= \lambda_n Y_n + x. \end{aligned}$$

Отже, у цьому просторі станів система описується векторним рівнянням

$$\dot{Y}_n = AY + ex, \quad (3.11)$$

де

$$A = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_n \end{bmatrix}$$

$e = [1, 1, \dots, 1]^T$ — вектор, елементами якого є одиниці та скалярні рівняння виверження.

Для математичного опису підсилювального пристрою у функції часу можна скористатися системою диференціальних рівнянь з постійними коефіцієнтами. Реакція підсилювального пристрою на деякий вхідний вплив, вихідна система диференціальних рівнянь може бути приведена до одного рівняння n -го порядку з миттєвими значеннями вхідних збурень, прикладених до різних входів підсилювального пристрою, та постійними коефіцієнтами, що мають суми і добутки параметрів елементів, що входять до складу підсилювального пристрою, наприклад R , L , C .

Рівняння (3.3) дає змогу одержати передатну функцію підсилювального пристрою з кількома входами за обраним вхідним збуренням. Для одержання $W_1(p)$ передбачається, що $U_{\text{вх}2} = 0$. Таке допущення справедливне, оскільки припускали, що підсилювальний пристрій є лінійною системою, для якої справедливі принципи суперпозиції, тобто реакція на суму впливів до різних суми реакцій на кожний окремо узятий вплив.

За аналогією передатну функцію можна подати у такому вигляді:

$$U_{\text{вих}} = W_1(p)U_{\text{вх1}} + W_2(p)U_{\text{вх2}} \quad (3.12)$$

Отримані передатні функції називають *передатними функціями в операторній формі*.

Крім того, широко використовують передатні функції у формі зображень Лаласа, тобто у вигляді співвідношень перетворень функцій, а їхніх зображень, отриманих відповідно до виразу

$$L[x(t)] = X(s) = \int_0^{\infty} x(t) \exp(-st) dt,$$

де s — комплексний параметр перетворення Лаласа, $1/s$; L — позначник перетворення Лаласа; $x(t)$ — задана функція, $X(s)$ — зображення заданої функції $x(t)$.

$$W(s) = U_{\text{вих}}(s)/U_{\text{вх}}(s). \quad (3.13)$$

Слід зазначити, що для випадку стаціонарних систем, тобто систем, у яких параметри елементів не залежать від часу, передатна функція у формі перетворень Лаласа може бути отримана з передатної функції в операторній формі простого заміною змінної p на s . Ця зовнішня подібність зумовлена тим, що для зображення від вихідної справедливий вираз

$$L\left(\frac{dx}{dt}\right) = \int_0^{\infty} \frac{dx}{dt} \exp(-st) dt = s \int_0^{\infty} x \exp(-st) dt - x(0).$$

Якщо $x(0) = 0$, то $L[dx(t)/dt] = sL[x(t)]$. Отже, вираз (3.13) еквівалентний вихідному диференціальному рівнянню систем (3.3) лише у випадку нульових початкових умов. Тоду виразом (3.13) для математичного опису підключаельного пристрою користуватися не можна. Пояснюється це так. Якщо багаточлен, що описує поведінку системи, та багаточлен впливу збурення мають загальну нуль (множник), то останній під час обчислення передатної функції скорочується. Тому (за довільних початкових умов) за отриманими передатними функціями не можна точно відновити вихідне диференціальне рівняння. Тому правильно описати поведінку підключаельного пристрою не можна.

Декомпозиція складної електронної системи. Передатну функцію можна подати у вигляді суми або добутку елемен-

тарних ланок. Як впливає λ (3.12) і (3.13), передатна функція підсилювачного пристрою у загальному вигляді подіється співвідношенням двох багаточленів високого порядку. З огляду на це, що поліном довітного степеня завжди може бути поданий у вигляді добутку простих множників $(\alpha x^2 + \beta x + \gamma)$, причому будь-який з коефіцієнтів α , β , γ у загальному вигляді може дорівнювати нулю. Тому передатну функцію підсилювачного пристрою можна записати у вигляді добутку елементарних дробів:

$$\frac{\alpha_1 s^2 + \beta_1 s + \gamma_1}{\alpha_2 s^2 + \beta_2 s + \gamma_2} = \frac{N_1(s)}{N_2(s)}, \quad (3.14)$$

причому будь-який з коефіцієнтів цього виразу, як уже зазначалося, також може дорівнювати нулю. Отже, опис будь-якого підсилювачного пристрою можна звести до такого виразу:

$$W(p) = \frac{\prod_{k=1}^a N_1(p)}{\prod_{f=1}^f N_2(p)} = \frac{d}{q-1} \prod_{g=1}^d N_g(p), \quad (3.15)$$

Індекси k , f , d у виразі (3.15) пов'язані з індексами m і n вихідного диференціального рівняння підсилювачного пристрою співвідношеннями: $k \leq m$; $d \leq f \leq n$.

З виразу (3.15) випливає важливий практичний висновок, що передатну функцію довільного вигляду можна подати у вигляді добутку кількох елементарних передатних функцій, причому набір цих функцій згідно з (3.14) обмежений, тобто функція має стандартний вигляд. Якщо кожній елементарній передатній функції поставити у відповідність типове коло, то будь-який підсилювачний пристрій можна подати у вигляді каскадного з'єднання кількох типових ланок.

Частотні характеристики електронних систем. Передатна функція підсилювачного пристрою дає змогу легко визначити його амплітудно-фазову частотну характеристику. Основною замінковою у виразах (3.10) і (3.11) оператора p на $j\omega$, де $j = \sqrt{-1}$, а ω - кругова частота. Тоді

$$P(\omega) = \operatorname{Re}[W(j\omega)]; \quad Q(\omega) = \operatorname{Im}[W(j\omega)].$$

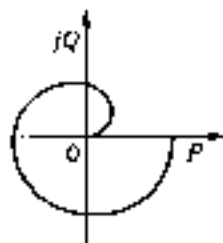


Рис. 3.15. Приклад амплітудно-фазової характеристики електронної системи

$$W(p)|_{p=j\omega} = W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega), \quad (3.16)$$

де $P(\omega)$ і $Q(\omega)$ — відповідно дійсна та уявна частини передатної функції.

Звичайно амплітудно-фазову характеристику, побудовану в координатах P і j , називають *годографом системи* (рис. 3.15). За допомогою годографа можна оцінити основні властивості системи.

Однак на практиці більш поширені логарифмічно АЧХ та ФЧХ, побудовані у вигляді самостійних залежностей. Логарифмічною амплітудно-частотною характеристикою (ЛАЧХ) називають таку залежність:

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}. \quad (3.17)$$

Фазово-частотною характеристикою (ФЧХ) називають залежність

$$\varphi(\omega) = \arg |W(j\omega)| = \arctg [Q(\omega)/P(\omega)]. \quad (3.18)$$

Остання рівність справедлива, якщо $\arg |W(j\omega)| \leq \pi/2$. Нагадаємо, що для функцій комплексних змінних справедливий вираз

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \left[\sum_{i=1}^R \lg |N_i(j\omega)| - \sum_{l=1}^L \lg |N_l(j\omega)| \right]; \quad (3.19)$$

$$\arg W(j\omega) = \sum_{i=1}^R \arctg N_i(j\omega) - \sum_{l=1}^L \arctg N_l(j\omega). \quad (3.20)$$

Оскільки довільна раціональна функція відносно частоти пристрою може бути подана у вигляді добутку елементарних множників, то ЛАЧХ і ФЧХ будь якої електронної системи (відділювального пристрою) можна побудувати через ЛАЧХ і ФЧХ елементарних ланок після їх алгебраїчного додавання.

Цей висновок підкріплює широкі можливості для спливу підключених пристроїв із заданими частотними характеристиками. При цьому на практиці під час побудови ЛАЧХ користуються асимптотичними характеристиками, що є кусками прямих ліній з нахилом $n \cdot 20$ дБ/дек, де n — ціле число

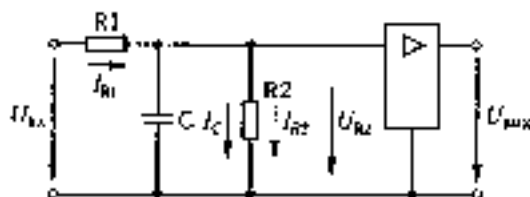


Рис. 3.16. Схема електронного підсилювального пристрою

Приклад 3.1. Побудувати ЛАЧХ з ФЧХ електронної системи у вигляді підсилювального пристрою, показаного на рис. 3.16.

Розв'язок. Схема на рис. 3.16 складається з апериодичної RC-ланки, на виході якої під'єднаний безінерційний підсилювач з коефіцієнтом передачі k_0 . Визначимо передатну функцію, частотну і фазову характеристики цього кола. Запишемо систему рівнянь, що характеризують поведінку схеми:

$$\begin{cases} U'_{ka} = I_{R1}R_1 + U'_C; \\ U'_C = (1/C) \int I_C dt; \\ U'_C = U'_{R2} = I_{R2}R_2; \\ U_{вых} = k_0 U'_C. \end{cases}$$

Тоді за першим законом Кірхгофа

$$I_{R1} = I_C + I_{R2}$$

або

$$I_{R1} = C(dU'_C/dt) + U'_C/R_2 = \\ = (C/k_0)(dU_{вых}/dt) + (U_{вых}/R_2k_0).$$

Підставимо одержаний вираз для струму у фірмову підсилювача

$$U'_{ka} = (R_1/k_0) \left[C(dU_{вых}/dt) + U_{вых}/R_2 \right] + U_{вых}/k_0.$$

Передатну функцію розглянутої схеми можна записати так.

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{ka}(p)} = \frac{k_0 R_2}{R_1 + R_2} \left/ \left(\frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2} p + 1 \right) \right.,$$

або

$$W(p) = k_0 / (Tp + 1),$$

де $k_0 = k_0 R_2 / (R_1 + R_2)$ — коефіцієнт передачі ланки; $T = R_1 R_2 C / (R_1 + R_2)$ — часова ланка.

Для одержання частотних характеристик виконаємо заміну $p = j\omega$

$$W(j\omega) = \frac{k_0}{Tp + 1} = \frac{k_0 (1 - jT\omega)}{1 + (T\omega)^2} = \frac{k_0}{1 + (T\omega)^2} - j \frac{k_0 T\omega}{1 + (T\omega)^2} = k_X(\omega) + jk_Y(\omega).$$

$$P(\omega) = k_1 \sqrt{1 + (T\omega)^2};$$

$$Q(\omega) = k_2 T\omega \sqrt{1 + (T\omega)^2}.$$

Визначимо модуль і фазу отриманої частотної характеристики:

$$|W(j\omega)| = \sqrt{\frac{k_1^2}{[1 + (T\omega)^2]^2} + \frac{(k_2 T\omega)^2}{[1 + (T\omega)^2]^2}} = \frac{k_1}{\sqrt{1 + (T\omega)^2}}$$

$$k(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg k_1 - 20 \lg \sqrt{1 + (T\omega)^2},$$

$$\varphi(\omega) = \arctg(-T\omega) = -\arctg(T\omega).$$

Ці вирази дають змогу побудувати ЛАЧХ і ФЧХ схеми, яка розглядається.

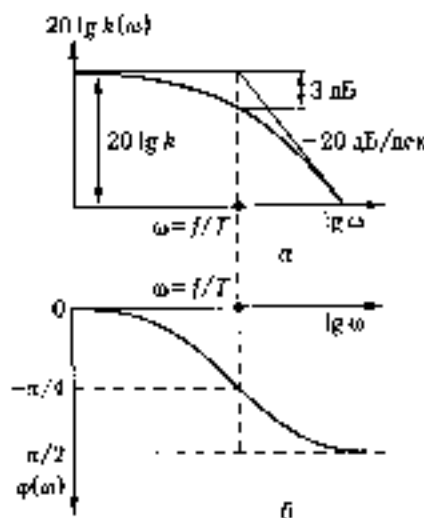
На практиці не користуються безпосередньо отриманим виразом для амплітудної характеристики, а будують, як уже зазначалося, асимптотичні характеристики, тобто застосовують кусково-лінійну апроксимацію, враховуючи що

$$\text{при } (T\omega)^2 \ll k(\omega) = 20 \lg k_1;$$

$$\text{при } (T\omega)^2 \gg k(\omega) = 20 \lg k_1 - 20 \lg(T\omega)$$

Тоді в точці $T\omega = 1$ маємо

$$k(\omega) = 20 \lg k_1 - 20 \lg(0,707) = 20 \lg k_2 - 3 \text{ дБ}.$$



Аналіз отриманих виразів показує, що розбіжність між асимптотичною і реальною характеристиками максимальна за частоти $\omega = 1/T$ і становить 3 дБ (або 1,41 за струмом і напругою). У разі потреби ця похибка може бути легко врахована. Частоту $\omega = 1/T$, за якої відбувається зміна нахилу асимптотичної характеристики, називають час

Рис. 3.17. Асимптотичні ЛАЧХ (а) і ФЧХ (б) підсилювача другого пристрою

полюсом своєї функції. На рис. 3.17, а показані реальна й асимптотична логарифмічні амплітудно-частотні характеристики електронної схеми.

У разі використання ланок з комплексно-сполученими коефіцієнтами, наприклад коливальних, така похибка збільшується при зменшенні відношення коефіцієнта згасання менше ніж 0.707.

Нахил асимптоти характеристики $k(\omega)$ звичайно визначається зміною значення $k(\omega)$ у разі збільшення частоти в 10 разів, тобто: на декаду. Отже, він показує, на скільки децибел зміниться $k(\omega)$ у процесі зміни частоти в 10 разів. Для розглянутого випадку він становить 20 дБ/дек.

Для побудови ФЧХ (див. рис. 3.17, б) визначимо її характерні точки:

для $\omega = 0$ $T\omega = 0$: $\varphi = \arctg(0) = 0$;

якщо $\omega \rightarrow \infty$, то $\varphi = \arctg(\infty) = -\pi/2$;

якщо $\omega = 1/T$, то $\varphi = -\arctg(1) = -\pi/4$.

Як видно з наведених обчислень, на частоті $\omega = 1/T$ зміна фази в коді досягає 45° , тобто половини свого максимального можливого значення.

Приклад 3.2. Побудувати ФАЧХ і ФЧХ для підсилювального пристрою, наведеного на рис. 3.18.

Розв'язок. Ця схема є комбінацією пропорційної (R_1 і R_2) та диференційної (C і R_2) ланок, на виході якої відстежений безінерційний підсилювач з коефіцієнтом передачі $k_{\text{пд}}$. Запишемо (як і в попередньому випадку) систему диференціальних рівнянь, які характеризують подані ланки. За першого закону Кірхгофа маємо

$$I_{R_2} = I_{R_1} + I_C,$$

або

$$U_{\text{вых}}/(R_2 k_{\text{пд}}) = (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} : k_{\text{пд}})/R_1 + C d(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} : k_{\text{пд}})/dt$$

Визначимо керуючу функцію

$$W(p) = U_{\text{вых}}(p) : U_{\text{вх}}(p) = k_{\text{пд}}(T_1 p + 1)/(T_2 p + 1),$$

де $k_{\text{пд}} = k_{\text{пд}} R_2/(R_1 + R_2)$ — коефіцієнт передачі ланки; $T_1 = RC$; і $T_2 = R_1 R_2 C/(R_1 - R_2)$ — стали часу RC-ланки.

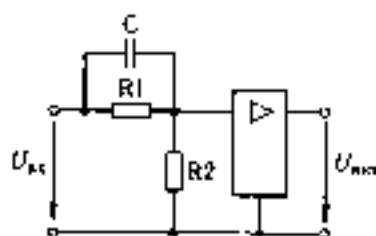


Рис. 3.18. Схема підсилювального пристрою

Для побудови ЛАЧХ і ФЧХ скористаємося визначенням ранніх рівностей. Тоді отрижну перелатну функцію можна подати добу-точ днах функцій

$$W(p) = \frac{k_1}{T_2 p + 1} (T_1 p + 1) = W_1(p) W_2(p)$$

ЛАЧХ і ФЧХ для першої ланки було отримано в попередньому прикладі. Розглянемо характеристики другої ланки:

$$W_2(j\omega) = (T_1 j\omega + 1);$$

$$|W(j\omega)| = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)} = \sqrt{1 + (T_1 \omega)^2},$$

$$\varphi(\omega) = \arctg(Q(\omega)/P(\omega)) = \arctg(T_1 \omega)$$

Пронизши аналітично виконали раніше перетворення, знаходимо ха-рактеристики ЛАЧХ

$$\text{якщо } T_1 \ll 1: k(\omega) = 20 \lg \sqrt{1 + (T_1 \omega)^2} = 20 \lg(1) = 0$$

$$\text{якщо } T_1 \gg 1: k(\omega) = 20 \lg(\omega T_1);$$

$$\omega = 0, \varphi(\omega) = 0$$

$$\omega = \infty, \varphi(\omega) = \pi/2,$$

$$\omega = 1/T_1, \varphi(\omega) = \pi/4$$

На рис. 3.19 наведено відповідні цьому випадку асимпто-тичні ЛАЧХ і ФЧХ. Ця форсована ланка або реальна дифе-ренційна ланка першого порядку.

Використовуючи (3.19)–(3.20), побудуємо сумарні ЛАЧХ і ФЧХ для схеми, зображеної на рис. 3.16. При цьому за-значимо, що $T_2 < T_1$. Це впливає із отрижаних рані-ше виразів сталих часу T_1 і T_2 . Побудовані асимптотичні ЛАЧХ і ФЧХ наведено на рис. 3.20.

Користуючись викладеною методикою, можна побудувати ЛАЧХ і ФЧХ підключеного пристрою до вхідної склад-

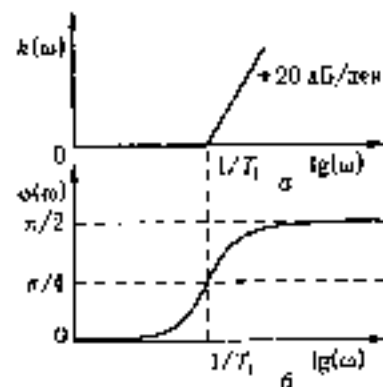
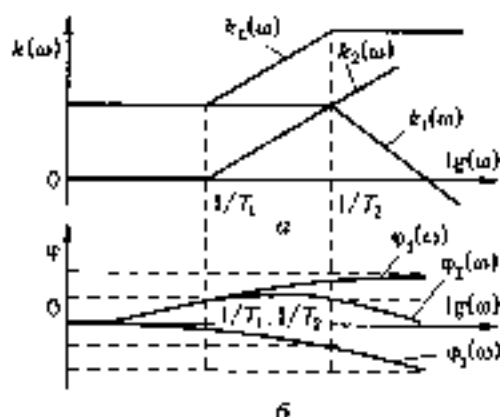


Рис. 3.19 Асимптотична ЛАЧХ (а) і ФЧХ (б) ланки $W_2(p)$ підключеної до пристрою

Рис. 3.20. Сумарні асимптотичні ЛАЧХ (а) і ФЧХ (б) характеристик підсилювачного пристрою



б

лості. У загальному випадку методика побудови виглядає так:

- записують рівняння, що зв'язує змінні напруги і струми на елементах розглянутої схеми (рівняння струму);
- на основі отриманих рівнянь записують диференціальне рівняння вищого порядку, що пов'язує змінні сигналу на вході та виході електричного пристрою. Порядок цього рівняння дорівнює числу реактивних елементів (L , C), наявних у схемі. На яких можна вказати незалежні початкові умови;
- переходять до операторної форми запису записаного рівняння або до зображень за Лапласом і записують передатну функцію щодо вхідного збурення;
- отриману передатну функцію розбивають на множники, що відповідають передатним функціям елементарних ланок;
- будують частотні характеристики елементарних ланок і після алгебраїчного підсумовування знаходять ЛАЧХ і ФЧХ пристрою.

На практиці побудову сумарних ЛАЧХ і ФЧХ можна скоротити простіше. безпосередньо на схемі пристрою виділяють окремі типові блоки і будують їхні характеристики, після чого їх підсумовують.

Визначення структури електричної системи за виглядом ЛАЧХ. Викладений підхід для одержання математичної моделі підсилювачного пристрою дає змогу вирішити і зворотнє завдання, тобто за виглядом ЛАЧХ побудувати структурну схему підсилювачного пристрою. Як буде показано нижче, реальні технічні характеристики підсилювачного пристрою завжди однозначно пов'язані з виглядом його частотної характеристики, що відкриває широкі можливості для синтезу підсилювальних пристроїв із заданими властивостями.

Алгоритм синтезу в загальному випадку можна подати у такому вигляді:

- за заданими властивостями підсилювача будують його ЛАЧХ;
- подають ЛАЧХ як суму характеристик елементарних ланок;
- ставлять у відповідність кожній виділеній елементарній характеристиці реальну ланку або електронний вузол з визначать їхні основні параметри;
- з'єднуючи послідовно знайдені кола та електронні вузли, удержують повну схему підсилювача (або пристрою).

Приклад 3.3. Спроектувати підсилювач певної частоти зі сумовою пропускною здатністю 100 Гц до 5 кГц та коефіцієнтом підсилення 100. Склад частотної характеристики поза сумовою пропускною $+20$ дБ/дек.

Розв'язок. 1. Відповідно до заданих ЛАЧХ спроектуємо підсилювачного пристрою повинні мати вигляд, показаний на рис. 3.21.

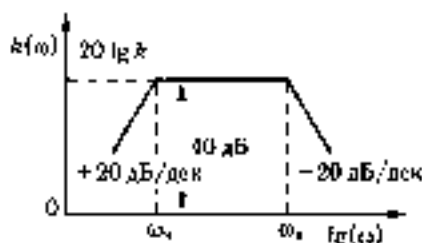


Рис. 3.21. Асимптотична ЛАЧХ підсилювача

розглядаючи ланку амплітудно-частотної характеристики яких показані на рис. 3.22:

$$W_1(p) = k_p - 40 \text{ дБ},$$

$$W_2(p) = T_1 p / (T_1 p + 1),$$

$$W_3(p) = 1 / (T_2 p + 1)$$

3. Фізичною реалізацією $W_1(p)$ є ідеальна підсилювальна ланка з коефіцієнтом передачі $k_p = 100$. Фізичною реалізацією $W_2(p)$ до є така ж, показана на рис. 3.23. Це окремі випадок ланки, розглянутий у прикладі 3.2 ($R_1 = \infty$). Фізичною реалізацією $W_3(p)$ є кодо-роздільний елемент (приклад 3.1).

4. З урахуванням умов, наведених вище, можна схематично електричного підсилювачного пристрою над такою схемою (рис. 3.24).

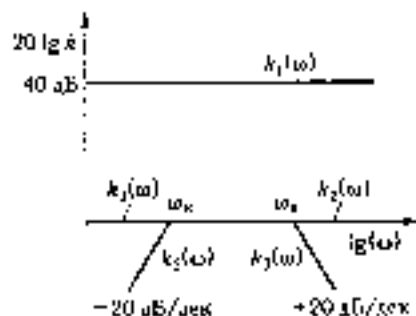


Рис. 3.22. Зображення сумової ЛАЧХ сумової характеристик елементарних ланок

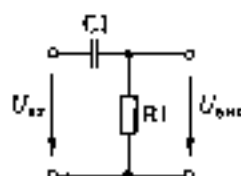


Рис. 3.23. Резистивно-емкісна ланка перехідні

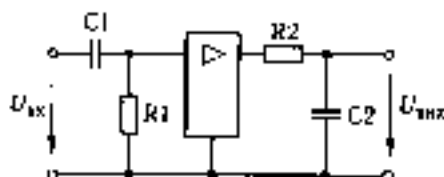


Рис. 3.24. Принципова схема відслідковуального пристрою

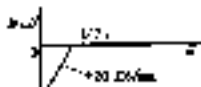
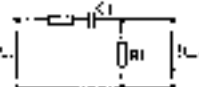
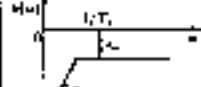
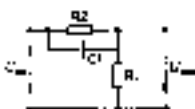
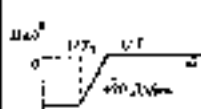
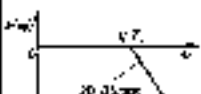
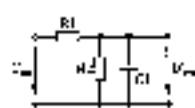
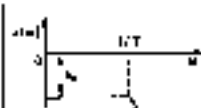
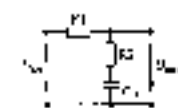
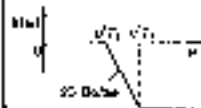
У табл. 3.4 наведено елементарні RC ланки, що найчастіше застосовуються, та відповідні їм передатні функції: ЛАЧХ. Аналогічно можна використати RL-ланки, які дуальні наведенням; тому їх математичні моделі ідентичні.

Під час використання RLC-ланок з'являється математична модель підвипливає до двох (два «резервуари» L та C для накопичення електромагнітної енергії). В цьому випадку характеристичне рівняння може мати як дійсні, так і комплексно-сполучені корені. Межа характеризується відносьним коефіцієнтом загасання, значення якого має збігатися в межах від нуля до одиниці для комплексно-сполучених коренів (колишній характер перехідних процесів) та близько одиниці для дійсних коренів, коли перехідний процес аперіодичний.

Приклади розрахунків стійкості систем та якості перехідних процесів. Стійкість є обов'язковою умовою функціонування будь-якого підслюжувального пристрою, без дотримання якої воно не може виконувати покладені на нього функції (див. п. 6.5). Наведемо деякі приклади з'ясування відношення з показниками якості перехідних процесів. У фізичному розумінні властивість стійкості означає, що кінцеві зміни вхідного сигналу або для невеликих, наперед заданих значень зовнішніх збурень або обмеження самих параметрів пристрою не призводять до значних необмежених щодо цього пристрою відхилень вихідного сигналу. Ці необмежені відхилення вихідного сигналу можуть виражатися у збільшенні або зменшенні вихідного сигналу пристрою до максимального або мінімально можливого значення, появи на виході сталих періодичних коливань, частота яких не пов'язана з параметрами вхідного сигналу тощо.

З погляду математики властивість стійкості можна трактувати так. Різним було показано, що поведінка будь-якого відслідковуального пристрою із заданим ступенем точності можна описати диференціальним рівнянням (3.4). Якщо відомий розв'язок цього рівняння для вхідного впливу довільно-

Таблица 3.1. Характеристики элементарных RC-двух

RC-Двух	ЦУР	Эквивалентная схема и передаточная	ЛАЧХ
	$\frac{T_1 p}{T_1 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$	
	$\frac{T_2 p}{T_2 p + 1}$	$T_2 = R_1 C_1$ $T_2 = (R_1 + R_2) C_1$ $k_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$	
	$k_0 \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$	$k_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ $T_1 = R_2 C_1$ $T_2 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$	
	$\frac{1}{T_1 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$	
	$k_0 \frac{1}{T_1 p + 1}$	$k_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ $T_1 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$	
	$\frac{T_2 p + 1}{T_2 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$ $T_2 = (R_1 + R_2) C$ $k_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$	

те вигляду, що відомо і поводження підсилювача в усіх умовах його роботи, тобто за довільних збурювальних впливів. Розв'язок цього рівняння можна розглядати як деяку траєкторію руху в просторі параметрів підсилювачного пристрою:

$$U_{\text{вих},k} = F(t, U_{\text{вх}}, a_1, b_1, c_1). \quad (3.21)$$

Це так званий незбурений рух системи.

Якщо на підсилювальний пристрій діє деяке зовнішнє збурення у вигляді напруги $U_{\text{зб}}$, тоді його поводження

$$U_{\text{вих},\text{зб}} = F(t, U_{\text{вх}}, U_{\text{зб}}, a_1, b_1, c_1) \quad (3.22)$$

відрізнятиметься від описаного виразу (3.21).

Вираз для збуреного руху $U_{\text{вих},\text{зб}}$ також описує деяку траєкторію руху в просторі параметрів пристрою.

Відмінність між збуреним і незбуреним рухом пристрою описується такою функцією.

$$\varepsilon(t) = U_{\text{вих},k} - U_{\text{вих},\text{зб}}$$

і використовується для математичного визначення поняття стійкості системи. У просторі параметрів підсилювача функції $\varepsilon(t)$ незбуреному руху системи відповідає точка початку координат.

Властивості стійкості системи зазвичай позначаються за виглядом функції $\varepsilon(t)$, що виникає за виняткового впливу на підсилювальний пристрій будь-якого зовнішнього збурення.

Підсилювальний пристрій стійкий, якщо для будь-яких відхилень його параметрів або зовнішніх збурень, що діють у момент t_0 і відповідають відхиленням $\varepsilon(t_0)$, які лежать у деякій кінцевій області S_0 , величина $\varepsilon(t)$ при $t \rightarrow \infty$ не перевищує деякого заданого значення M , тобто максимум $\varepsilon(t)$ спостерігається при $t \rightarrow \infty$. Якщо сформульована умова не виконується, пристрій не стійкий.

На практиці часто користуються поняттям асимптотичної стійкості. Для цього випадку виконується умова

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 0. \quad (3.23)$$

Функція ε означає, що після закінчення впливу зовнішнього збурення вихідний параметр пристрою повернеться до свого первісного, незбуреного значення.

Слід зауважити, що властивість стійкості належить до підсилювачного пристрою, який містить ланку ЗЗ. Це може бути внутрішній (зумовлений фізичними властивостями) і зовнішній

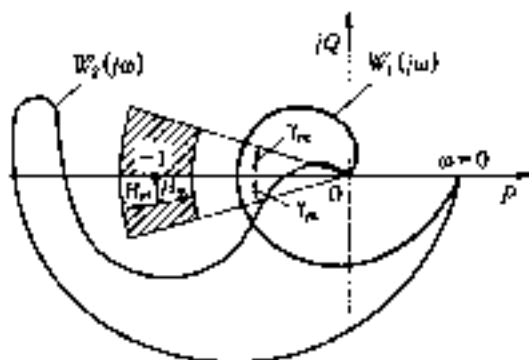


Рис. 3.25. Гелдграбінг стійкого підсилювального пристрою

пазіям елементів пристрою), паразитний — емісійний чи індуктивний (зумовлений конструктивними особливостями його виготовлення) або зовнішній ЗЗ (зумовлений після введення в пристрій спеціальних ланок) зв'язки. Якщо подібний зв'язок відсутній, то підсилювальний пристрій є розімкненим і поняття стійкості до нього не застосовується.

Використання такого підходу завжди має змогу однозначно відповісти на запитання стійкості досліджуваного пристрою. Однак на практиці безпосереднє відлікування точних рішень рівнянь (3.6), (3.7) є трудомістким завданням. Тому для вирішення питання стійкості підсилювального пристрою краще користуватися деякими непрямими оцінками, що дають змогу відповісти на поставлене запитання без розв'язування диференціальних рівнянь.

Таку оцінку, названу критерієм стійкості, були отримані на основі розгляду амплітудно-фазових характеристик пристрою (3.16). Найбільш відомим з них є критерій стійкості Найквіста, що дає змогу оцінювати стійкість за виглядом амплітудно-фазових характеристик розімкненого контуру регулювання систем. Він формулюється так. Якщо розімкнений (у ланці зовнішнього ЗЗ) підсилювальний пристрій стійкий і його амплітудно-фазова характеристика (годографа) під час зміни частоти від 0 до ∞ не охоплює точку з координатами $-1; j0$, то після замикання ланки НЗЗ пристрій буде також стійким.

Приклади амплітудно-фазових характеристик, що задовольняють сформульованій вище умові, наведено на рис. 3.25. Характеристика $W_1(j\omega)$ відповідає абсолютно стійкій системі. Вивести її зі стійкого режиму роботи можна лише після

збільшення коефіцієнта підсилення. Характеристика $W_2(j\omega)$ відповідає усталено стійкій системі. У цьому випадку втрата стійкості можлива як у разі збільшення, так і в разі зменшення коефіцієнта підсилення.

Проходження логографа через точку з координатами $-1; j0$ означає перебування підсилювача на межі стійкості.

Уведемо поняття запasu стійкості. Вважають, що підсилювач має запас стійкості, якщо він задовольняє умови стійкості при значеннях модуля $|W(j\omega)|$, що відрізняються не менше, ніж на будь-яку наперед задану величину $\pm H$ лку називають *запасом стійкості* за фазою. Відповідно до цього визначення (для забезпечення заданого запasu стійкості) амплітудно-фазова характеристика підсилювача не має знаходитися у заштрихованій ділянці (див. рис. 3.25).

Як уже зазначалося, під час проєктування підсилювачів краще скористатися не амплітудно-фазовими, а їх логарифмічними амплітудною і фазовою характеристиками. Сформульовані вище умови легко можна поширити і на ці характеристики. Логарифмічна амплітудна і фазова частотна характеристики, що відносяться до амплітудно-фазової характеристики $W_2(j\omega)$ (див. рис. 3.25), показані на рис. 3.26.

Точка перетину ЛАЧХ із віссю частот відповідає точці перетину логографа $W_2(j\omega)$ з окружністю одиничного радіуса, тобто відповідає значенню $|W(j\omega)| = 1$. Тоді значення фазового кута $\pi - \varphi(\omega_3)$, що відповідає частоті ω_3 , є запасом за фазою, і значення $20 \lg K(\omega_1)$ і $20 \lg K(\omega_2)$, що відповіда-

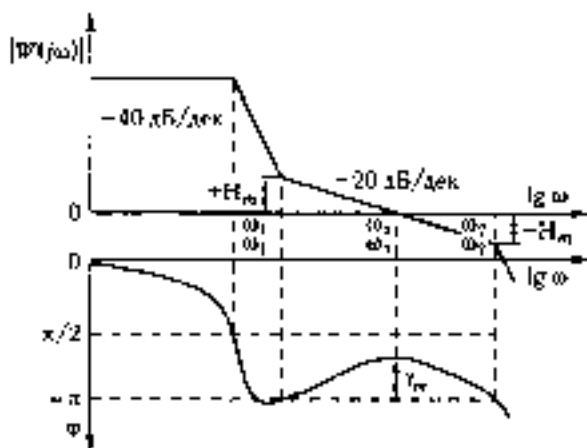


Рис. 3.26 ЛАЧХ і ФЧХ стійкого підсилювача зворотного зв'язку, що відповідає логографу $W_2(j\omega)$

кількості параметрів фазової характеристики з рівнем $\varphi = -\pi$, є відповідними запасами за модулем. Для одержання необхідних запасів стійкості за модулем і фазою для логарифмічних характеристик необхідно виконання таких умов:

$$\begin{aligned} 20 \lg K(\omega_1) &> +H_m; \\ 20 \lg K(\omega_2) &< -H_m; \\ \varphi(\omega) &> \gamma_m \end{aligned} \quad (3.24)$$

При заданих запасах стійкості за модулем і фазою за логарифмічними амплітудній і фазовій характеристиками завжди можна знайти області, в яких ці характеристики не повинні знаходитися. Тому питання стійкості розв'язується без потреби точного вирішення вихідної системи диференціальних рівнянь унаслідок відповідного вибору виду логарифмічних характеристик.

Приклад 3.4. Підсилювальний пристрій описується передатною функцією

$$W(p) = \frac{K_{\text{св}}}{(15,9 \cdot 10^{-3} p + 1)(1,59 \cdot 10^{-2} p + 1)(0,159 \cdot 10^{-2} p + 1)}$$

Визначити значення $K_{\text{св}}$ з умови одержання запасу стійкості за модулем що дорівнює 10 дБ, з відповідним запасу вгору за фазою.

Розв'язок. 1. Визначено значення частоти ω_0 , для якої сумарний фазовий кут дорівнює 180° . Для цього, згідно з (3.20), запишемо рівняння

$$\begin{aligned} 180^\circ &= -\arctan \omega_0 T_1 - \arctan \omega_0 T_2 - \arctan \omega_0 T_3 - \\ &= -\arctg \left(\omega_0 \cdot 15,9 \cdot 10^{-3} \right) - \arctg \left(\omega_0 \cdot 1,59 \cdot 10^{-2} \right) - \arctg \left(\omega_0 \cdot 0,159 \cdot 10^{-2} \right). \end{aligned}$$

¹Після цього рівняння щодо зведення для знаходження $\omega_0 = 670 \text{ рад/с}$.

2. Згідно з значення $K_{\text{св}}$, що відповідає $\omega_1 = \omega_0$. Для цього, згідно з виразом (3.19), можна записати

$$\begin{aligned} 0 &= 20 \lg K_{1-0} - 20 \lg \sqrt{1 + (T_1 \omega_0)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (T_2 \omega_0)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (T_3 \omega_0)^2}, \\ \text{або} \end{aligned}$$

$$20 \lg K_{1-0} = 20 \lg (T_1 \omega_0) + 20 \lg (T_2 \omega_0),$$

де було враховано, що $T_1 \omega_0 \gg 1$, $T_2 \omega_0 \gg 1$, $T_3 \omega_0 \ll 1$;

$$20 \lg K_{1-0} = 20 \lg [15,9 \cdot 10^{-3} \cdot 670\pi] + 20 \lg [1,59 \cdot 10^{-2} \cdot 670\pi] = 41,1 \text{ дБ}$$

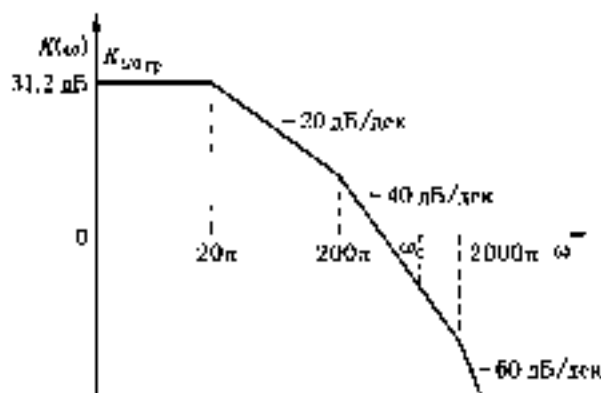


Рис. 3.27. ЛАЧХ передаточного пристрою

3. Шукане значення $K_{\text{норм}} = K_{\text{н}} \cdot \beta = K_{\text{н}} \cdot 10^{-3} = 41 \cdot 10^{-3} = 31 \text{ дБ}$

4. ЛАЧХ, що впливає на розглянутому з'язку, наведено на рис. 3.27.

5. Як тільки частота проу ω_3 , для якої $|H^*(j\omega)| = 1$, знаходиться на диліти з нахилом -40 дБ/дек , значення ω_3 можна одержати із умову:

$$G_{\omega_3} = 40 \lg \frac{\omega_3}{\omega_0};$$

$$16 = 40 \lg \frac{\omega_3}{\omega_0}.$$

Звідси $\omega_3 = 360\pi$. Значення $\omega_3 < 2000\pi$, тобто дійсно лежить на асимптоті з нахилом -40 дБ/дек .

6. Знаємо за формулою ліній γ (3.20)

$$\begin{aligned} \gamma_{\omega_3} &= \pi - \varphi(\omega) = \pi - \arg G(\omega_3 T_1) - \arg G(\omega_3 T_2) - \arg G(\omega_3 T_3) = \\ &= 180^\circ - \arg G(360\pi \cdot 1.59 \cdot 10^{-3}) - \arg G(360\pi \cdot 1.59 \cdot 10^{-3}) - \\ &- \arg G(360\pi \cdot 0.159 \cdot 10^{-3}) = 180^\circ - 66.98^\circ - 62.22^\circ - 16.73^\circ = 34^\circ \end{aligned}$$

Велике значення має оцінка характеру перехідних процесів формування сигналів. Виводячи з принципу селективності реакцій електронної схеми можна і далі у вигляді суми складових перехідних характеристик заданого порядку неперервної системи за допомогою стандартних на ватіві функції заданого порядку

Під час проектування підсилювачів стабільності перші дві з них доцільно його конструктивних і електричних показників. Перші визначають масу й об'єм пристрою, його стійкість до зов-

лінійних механічних впливів, власного тепловиділення тощо, другі — включають умови забезпечення заданої якості перетворення електричної енергії. До них насамперед належать усі основні характеристики, розглянуті у цьому розділі.

Отже, обидві виділені групи параметрів до певного ступеня не є незалежними і можна виділити їхній взаємний вплив. Так, під час використання методів сучасної технології (інтегральної та гібридної) маса її об'єм підсилювача визначається його власним тепловиділенням, тобто його ККД. Підвищення ККД підсилювача (див. розд. 4) пов'язано з вибором відповідного режиму роботи його напівпровідникових елементів. Особливо це стосується потужних вихідних каскадів підсилювального пристрою, для яких підвищення ККД пов'язане з підвищенням нелінійних спотворень підсилювача, тобто з погіршенням якості перетворення електричної енергії. Додатково в цьому випадку необхідної якості вихідної напруги можна, використовуючи кола ЗЗ — вплив на вигляд частотної характеристики підсилювача.

У цьому розділі було доведено, що поліпшення практично всіх електричних показників підсилювача можна досягти спрямованою зміною частотної характеристики пристрою. Належний спосіб математичного опису підсилювальних пристроїв довів, що якщо задано частотну характеристику підсилювача, питань про спосіб його структури зводиться до відомих методів. Тому головним завданням проектування будь-якого підсилювального пристрою є одержання його частотної характеристики.

У розд. 5 буде показано, що власні параметри напівпровідникових елементів, що є основою будь-якого підсилювача, залежать від умов експлуатації, зокрема від температур, часу старіння, величини і стабільності напруги живлення тощо. Крім того, вони досить значно змінюються від одного екземпляра до іншого, тому якщо не уживати спеціальних заходів, усі основні параметри підсилювача також залежатимуть від цих параметрів.

Слід зазначити, що, як правило, більшість використовуваних джерел вхідного сигналу підсилювальних пристроїв мають неідеальний вихід, тобто не дозволяють одержання великого вхідного струму. У разі застосування у вихідних каскадах підсилювального пристрою біполярних транзисторів, що працюють на керуючий струмом і тому мають невеликий вхідний опір, виникає питання про узгодження параметра джерела сигналу та підсилювача. Виникають також труднощі з узгодженням підсилювача з навантаженням. Вихідний опір транзисторного підсилювача істотно більший від опору

навантаження. Це перешкоджає отриманню високого ККД підсилювача, тобто призводить до погіршення його експлуатаційних показників.

Існує однозначний зв'язок між параметрами перехідного процесу в підсилювачі, його стійкістю і видом частотної характеристики. Докладніший розгляд цього питання виходить за рамки навчального посібника. З урахуванням сказаного для синтезу підсилювача із заданими параметрами можна закористовувати таку методику.

Методика проектування підсилювального пристрою за допомогою ЛАЧХ. 1. За заданою смугою пропускання знаходять положення горизонтальної асимптоти ЛАЧХ підсилювача.

2. За заданим значенням коефіцієнта підсилення визначають рівень горизонтальної асимптоти ЛАЧХ.

3. Якщо задано коефіцієнт затухання частот, що не входять у смугу пропускання підсилювача, визначають необхідний нахил асимптот, що знаходяться поза смугою пропускання підсилювача.

4. З умови вимог до якості перехідних процесів формують вигляд ЛАЧХ у діапазоні частоти різку, тобто частоти, для якої $K(\omega)$ перетинає вісь частоти.

5. Вибирають елементну базу (операційні підсилювачі, напівпровідникові елементи тощо) і схемотехнічні вирішення, спрямовані на отримання заданих енергетичних показників підсилювача.

6. Для обраної елементної бази і схемотехнічних варіантів визначають основні параметри підсилювача (вхідний і вихідний опори, коефіцієнти нелінійних та ниніх спотворень, смугу підсилювальних частот, коефіцієнт підсилення тощо).

7. Якщо деякі параметри підсилювача не відповідають заданим, то визначають необхідний тип і глибину зворотного зв'язку, необхідних для одержання заданої якості вихідного параметра пристрою.

8. Відповідно до отриманого отачення і глибини ЗЗ коригують вигляд частотної характеристики підсилювача та обирають елементну базу і схемотехнічні вирішення окремих його вузлів. Визначають розходження між необхідними для забезпечення заданих властивостей характеристиками та отриманими частотними характеристиками, а потім знаходять необхідні джерела корекції.

Слід зазначити, що розглянута методика спрямована для пристроїв з одностороннім передачем сигналів, тобто для пристроїв, у яких зміна параметрів наступних кіл не впливає на параметри попередніх кіл.

На основі зробленого зауваження можна сформулювати дві умови, що регламентують практичне застосування вказаної вище методики.

1. Якщо в структурі підсилювального пристрою входить кілька кіл, що формують в одному частотному діапазоні різні нахили його сумарної ЛАЧХ, то між цими колами необхідно встановлювати блоки, що забезпечуватимуть екстримованість передачи сигналу. В транзисторних підсилювачах роль таких блоків, як правило, виконують каскади із зашліпроводящих пристадок.

2. Безпосередні каскадні з'єднання кількох ланок, що формують різні ділянки нахилу сумарної ЛАЧХ підсилювального пристрою, припустимі лише тоді, якщо їхні сталі частоти істотно відрізняються. На практиці це означає, що нахили ЛАЧХ, сформовані безпосередньо послідовно з'єднаними колами, не повинні долатися.

Наведені вище методика є основою для проектування підсилювальних пристроїв за заданими характеристиками і використовується під час виконання курсового проекту з дисципліни «Аналогова схемотехніка».

Контрольні запитання

1. Дайте визначення АЧХ, ФЧХ і АФЧХ підсилювача і назовіть їхній вплив.
2. Поясніть, як і за допомогою яких формул коефіцієнтів частотних спотворень M_n і M_{Σ} .
3. Намалюйте кінфайти частотних спотворень M_n і M_{Σ} на комплексній площині та встановіть фазові співвідношення між ними φ_{M_n} і $\varphi_{M_{\Sigma}}$.
4. Як зміняться частотні характеристики підсилювача у разі збільшення коефіцієнту розділення функцій двох кіл?
5. Як зміняться частотні характеристики підсилювача у разі збільшення його вихідного опору вдвічі?
6. Порівняйте математичні моделі безперервних електричних систем, побудовані у вигляді диференціальних рівнянь, передаткових функцій та простору змінних стану?
7. Чим відрізняються амплітудно-фазові частотні характеристики від асимптотичних логарифмічних амплітудно-фазових частотних характеристик? Означте потреби.
8. Наведіть приклад алгоритму синтезу електричної системи за заданими асимптотично-амплітудно-фазовими характеристиками частотних характеристик.
9. Зробіть порівняльний аналіз асимптотичних логарифмічних амплітудно-фазових частотних характеристик типових елементарних ланок.
10. Як можна оцінити коефіцієнт ϵ і δ електричної системи за заданими асимптотичними логарифмічними амплітудно-фазовими частотними характеристиками?
11. Наведіть приклад алгоритму проектування безперервного підсилювального пристрою за заданими асимптотичними логарифмічними амплітудно-фазовими частотними характеристиками.

4

ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

4.1. Узгодження джерела сигналу з навантаженням. Класифікація підсилювачів потужності

Існують три способи узгодження джерела сигналу з навантаженням:

- за напругою;
- за струмом;
- за потужністю.

Завдання узгодження джерела напруги з навантаженням вирішувалося в різних розглянутих КС-підсилювачах напруги. Для такого випадку схему підключення джерела до навантаження наведено на рис. 4.1.

Щоб узгодити джерело з навантаженням за напругою, треба забезпечити умову:

$$U_{\text{н}} \rightarrow E_{\text{вх}}, \text{ або } U_{\text{н}} = E_{\text{вх}}.$$

Це досягається за $R_{\text{вх}} \ll R_{\text{н}}$. Якщо ця нерівність не виконується, то узгодження за напругою вважається задовільним, якщо $U_{\text{н}} = (0.3..0.7)E_{\text{вх}}$:

$$U_{\text{н}} = \frac{E_{\text{вх}} R_{\text{н}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{н}}}.$$

Узгодження за струмом здійснюється у разі забезпечення струму в навантаженні такого, що дорівнює або близький до вихідного струму:

$$I_{\text{н}} \rightarrow I_{\text{вх}}, \text{ або } I_{\text{н}} = I_{\text{вх}}.$$

У цьому випадку схема підключення джерела сигналу матиме вигляд, наведений на рис. 4.2.

Узгодження джерела струму з навантаженням буде забезпечуватися у разі виконання такої умови:

$$R_{\text{вх}} \gg R_{\text{н}},$$

тоді

$$I_{\text{н}} = I_{\text{вх}}.$$

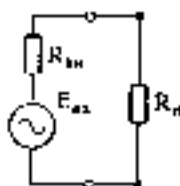


Рис. 4.1. Схема підключення джерела напруги до навантаження

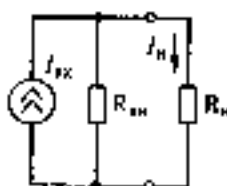


Рис. 4.2. Схема підключення джерела струму до навантаження

Узгодження сигналу з навантаженням за потужністю застосовують тоді, коли в навантаженні треба одержати максимальну потужність.

$$P_{\text{н}} \rightarrow P_{\text{н max}} \quad \text{або} \quad P_{\text{н}} = P_{\text{н max}}.$$

Схема підключення джерела сигналу до навантаження в цьому випадку має вигляд, аналогічний схемі підключення джерела напруги до навантаження в разі узгодження за напругою (див. рис. 4.1). Однак максимальна потужність у навантаженні для цього випадку буде забезпечуватися за рівності внутрішнього опору та опору навантаження

$$R_{\text{вн}} = R_{\text{н}}$$

Це легко показати, узявши похідну $\frac{dP_{\text{н}}}{d(R_{\text{вн}} / R_{\text{н}})}$ і прирівнявши її до нуля.

Таке узгодження протікає у підсилювачах потужності, які, як правило, є кінцевими каскадами, що забезпечують максимальну або необхідну потужність у навантаженні. У цих каскадах для узгодження високого вихідного опору підсилювача з низьким опором навантаження застосовують вихідні (підсилювальні) трансформатори (рис. 4.3).

У цьому випадку опір навантаження, зведений до виходу підсилювача (чи до входу трансформатора), запишемо як

$$R'_{\text{н}} = R_{\text{н}} n^2$$

де $n = U_1 / U_2 = a_1 / a_2$ — коефіцієнт трансформації трансформатора.

Для оптимального узгодження за потужністю $R'_{\text{н}} = R_{\text{вн}} = 1$ за відомих $R_{\text{н}}$ і $R_{\text{вн}}$ визначають з останнього виразу необхідний коефіцієнт трансформації трансформатора n .

Розрізняють одно- та двотактні підсилювачі потужності. Двотактні підсилювачі потужності застосовують за великих потужностей у навантаженні ($P_{\text{н}} > 1 \dots 3$ Вт). Підсилювачі

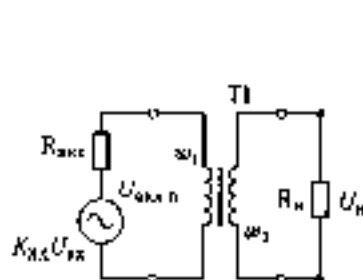


Рис. 4.3. Урівнювання вихідного опору підсилювача з навантаженням за потужністю

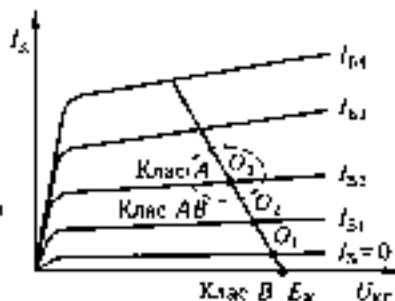


Рис. 4.4. Положення робочих точок у різних класах роботи підсилювача потужності

потужності слабкішого працюють у класах А, АВ і В. Положення робочих точок у зазначених класах на навантажувальній ділці підсилювача потужності за постійним струмом показано на рис. 4.4.

У режимі класу А робочу точку вибирають у центрі активної області (рис. 4.4, точка Q_3). При цьому прирости сигналу щодо робочої точки мають бути однакові і становити 30–40 % від координат робочої точки Q_3 . Цей режим застосовують в однокантних підсилювачах. У класі В робочу точку вибирають у режимі відсікання транзистора ($I_E = 0$) – точка Q_1 . Такий режим роботи застосовують у двокантних підсилювачах.

У класі АВ робоча точка займає проміжне положення між класами А і В (див. рис. 4.4, точка Q_2).

Коефіцієнти корисної дії каскада у класах А, АВ і В відповідно становлять 0,25...0,3; 0,3...0,45; 0,45...0,6. При цьому нелінійні спотворення збільшуються зі зростанням ККД каскаду. Підсилювачі потужності будують за трансформаторними схемами і схемами без трансформаторів.

4.2. Однокантні підсилювачі потужності

Принципову схему однокантного підсилювача потужності наведено на рис. 4.5. Як випливає з рис. 4.5, принцип побудови схем підсилювачів потужності аналогічний розглянутому раніше принципу побудови RC-підсилювачів напруги. Відмінність полягає лише в тому, що замість резистора R_K підключається вихідний трансформатор Т1, що забезпечує урівнювання опору навантаження з вихідним опором підсилювача.

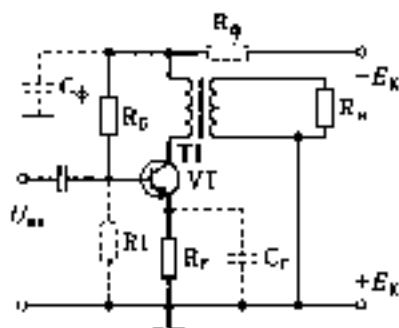


Рис. 4.3. Принципова схема підсилювача потужності

Принципова схема підсилювача потужності, як і звичайно, доповнюється елементами температурної стабілізації, показані на рис. 4.5 прихованою лінією. Принципи дії одноканальних підсилювачів потужності та методику їх розрахунку дано в розд. 5.

Підсилювач потужності за постійним струмом. Під час проектування підсилювачів потужності задаються опір навантаження R_n , потужність у навантаженні P_n , граничні частотної діапазону вхідного сигналу $f_{\text{н}} \dots f_{\text{в}}$, модуль коефіцієнтів частотних характеристик $|M_n|$, M_v , коефіцієнт нелінійних спотворень $\gamma_{\text{нл}}$, коефіцієнт температурної нестабільності Δ і робочий діапазон температур (див. розд. 5).

Вибір типу транзистора здійснюють з урахуванням ККД трансформатора $\eta_{\text{тр}}$ (чим більше P_n , тим більше $\eta_{\text{тр}}$) і ККД каскаду $\eta_{\text{каскад}}$.

Потужності на виході підсилювача потужності (на первинній обмотці трансформатора) і споживані підсилювачем від джерела живлення відповідно означають:

$$P_{\text{каскад}} = P_n / \eta_{\text{тр}}$$

$$P_{\text{сп}} = P_{\text{каскад}} / \eta_{\text{каскад}}$$

Тому допустима потужність розсіювання транзистора:

$$P_{\text{розс.доп}} \geq P_{\text{сп}}$$

Тип транзистора вибирають за допустимою потужністю розсіювання і граничною частотою підсилення. При цьому $f_{\text{гп}} \geq (3 \dots 5)f_{\text{н}}$.

У разі зменшення струму колектора в трансформаторі виникає ЕРС самоіндукції, яка прагне відтиснути струм колектора постійним. Отже, ця ЕРС спрямована згідно з E_K і приблизно дорівнює напрузі джерела живлення. Тому з урахуванням ЕРС самоіндукції E_K не повинна перевищувати положення $U_{K\text{ЕДоп}}$. Звичайно рекомендують уявити запас 10–20 %, тобто

$$E_K < 0,5U_{K\text{ЕДоп}}$$

Вихідні ВАХ транзистора з проведеними на них навантажувальними приємами за постійним і змінним струмом та обрадною робочою точкою наведено на рис. 4.6. Робоча область на характеристиках транзистора розміщується десьме і нижче допустимих значень $I_{КЕ,доп}$, $I_{К,доп}$, $P_{роз,доп}$ (рис. 4.6).

Нахил навантажувальної лінії за постійним струмом визначається опором первинної обмотки трансформатора. У першому наближенні цей опір можна вважати таким, що дорівнює нулю, отже, навантажувальна лінія проходить вертикально (див. рис. 4.6, лінія 1). З урахуванням режиму роботи під навантаженням у класі А, робочу точку вибирають приблизно в центрі робочої області ВАХ.

Підвищення потужності за змінним струмом. Спочатку уточнюють положення навантажувальної лінії за змінним струмом, нахил якої буде визначатися зведеним опором навантаження R'_n , з урахуванням ККД трансформатора

$$R'_n = \frac{R_n \eta^2}{\eta_T} \approx R_{нх.уТ}$$

Виходячи з цього, можна визначити необхідний коефіцієнт трансформації трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R'_n \eta_T}{R_n}}$$

Кут нахилу навантажувальної лінії визначають, проводячи її через дві точки $(E_K, 0)$ і $(0, I_{K3})$ (див. рис. 4.6, лінія 2), де

$$I_{K.1} = E_K / R'_n.$$

Відповідно до принципу суперпозиції, що є справедливим для лінійного режиму класу А, навантажувальну лінію за змінним струмом слід перенести в робочу точку O за постійним струмом (див. рис. 4.6, лінія 2'). З положення цієї навантажувальної лінії випливає, що напруда $U_{КЕ}$ за малих струмів I_B може досягати $2E_K$.

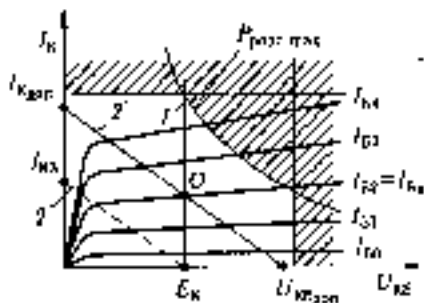


Рис. 4.6 Вихідні ВАХ транзистора і гранично допустимі значення параметрів

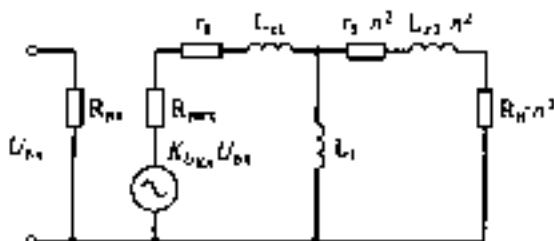


Рис. 4.7. Лінійна електрична модель підєднання потужності

Для розрахунку підєднання за змінним струмом його подають як лінійну електричну модель (рис. 4.7), де $L_{\Sigma 1}$ — індуктивність розсіювання первинної обмотки, L_1 — індуктивність лєняння обмотки, $L_{\Sigma 2} n^2$ — індуктивність розсіювання вторинної обмотки, яка зведена до первинної; r_1 — опір первинної обмотки, $r_2 n^2$ — опір вторинної обмотки, яка зведена до первинної.

В області середніх звукових частот, для правильно спроектованого трансформатора, справедливі такі нерівності:

$$\omega L_{\Sigma 1} - \omega L_{\Sigma 2} n^2 \ll R_H n^2, \quad (4.1)$$

$$\omega L_1 \gg R_H n^2. \quad (4.2)$$

Виходячи з цих нерівностей індуктивностями розсіювання, через їхній малий опір, та індуктивністю контуру, що намагає чус, через великий опір, можна знехтувати. Отже, зі спрощеної моделі ККД трансформатора можна визначити, використавши такий вираз:

$$\eta_{1p} = \frac{I^2 R_H n^2}{I^2 (R_H n^2 + r_1 + r_2 n^2)} \cdot \frac{R_H n^2}{R_H n^2 + r_1 + r_2 n^2}.$$

Величина, що з'являється в знаменнику, є опором трансформатора за змінним струмом щодо первинної обмотки R_{Σ} і визначає кут пахилу навантажувальної лінії за змінним струмом

$$R_{\Sigma} = R_H n^2 + r_1 + r_2 n^2.$$

Для забезпечення оптимального узгодження за потужністю ($P_H = P_{H \max}$), опір трансформатора за змінним струмом мож-

на ориєнтовно визначити так:

$$R_{\Sigma} = R_{\text{наг. гр.}} = \frac{1}{h_{221}}.$$

Під час розрахунку підключача за змінним струмом вибирають оптимальний нахил навантажувальної лінії за змінним струмом, який забезпечує максимальну потужність у навантаженні. Для цього користуються запропонованою методикою, наведеною нижче.

Вихідні ВАХ транзистора з трьома різними положеннями навантажувальної лінії за змінним струмом зображені на рис. 4.8.

Потужність у навантаженні пропорційна потужності в первинній обмотці трансформатора, що, у свою чергу, може бути визначена за таким виразом

$$P_1 = \frac{\Delta U_{KE} \Delta I_K}{2\sqrt{2} \cdot 2\sqrt{2}} = \frac{\Delta U_{KE} \Delta I_K}{8},$$

де ΔU_{KE} і ΔI_K — змінні амплітуди напруги і струму колектора транзистора (див. рис. 4.8) за максимального входного сигналу.

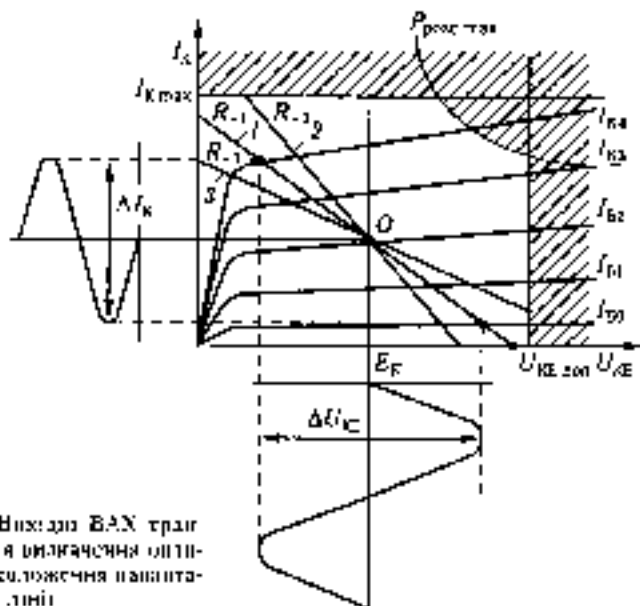


Рис. 4.8. Вихідні ВАХ транзистора для визначення оптимального положення навантажувальної лінії

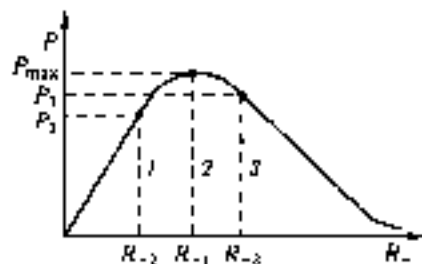


Рис. 4.9. Залежність потужності P від опору R

Розглянемо граничні випадки положення навантажувальної лінії за змінним струмом.

• якщо $R_- = 0$, то навантажувальна лінія за змінним струмом розміщується вертикально. При цьому приріст напруги $\Delta U_{КД} = 0$, отже, і потужність у печині обмотки $P_1 = 0$.

• якщо $R_- \rightarrow \infty$, то навантажувальна лінія за змінним струмом розташовується горизонтально. Відповідно приріст струму $\Delta I_K = 0$, отже, і потужність $P_1 = 0$.

Виходячи з цього можна побудувати залежність потужності P_1 від опору R_- (рис. 4.9).

За допомогою цієї залежності вибирають R_- , що забезпечує максимальну потужність, а, отже, і оптимальне положення навантажувальної лінії за змінним струмом. Для навантажуваної лінії 1 (R_{-2}) визначають P_2 , 2 (R_{-3}) — P_3 , 3 (R_{-1}) — P_1 (див. рис. 4.9). Побудувавши функцію за значеннями P_1 , P_2 , P_3 , можна знайти оптимальне значення R_{-opt} і P_{max} . У наведеному варіанті це R_{-1} . Після цього роблять оцінку потужності у навантаженні.

$$P_p = P_{1max} \eta_{гр}.$$

Якщо ця потужність виходиться меншою за задану, то вибирають більш потужніший транзистор, якщо більшою за задану — вхідний сигнал зменшують.

Для оцінки не лінійних спотворень слід побудувати накреслену характеристику і при заданому вхідному сигналі визначити коефіцієнт не лінійних спотворень γ . Він має бути меншим чи дорівнювати заданому. Методику розрахунку не лінійних спотворень описано в розд. 5.

Висновки. Розрахунок підсилювачів потужності проводять за такою методикою:

• роблять розрахунок режиму роботи підсилювача за постійним струмом. Приймавши опір первинної обмотки трансформатора таким, що дорівнює нулю, навантажувальну лінію проводять вертикально і на ній вибирають роботу точки прибирання в центрі активної області ВАХ транзистора;

• будують лінійну електричну модель підсилювача і проводять навантажувальну лінію за змінним струмом;

- визначають оптимальне положення навантажувальної лінії;
- перевіряють, чи забезпечується задана потужність у навантаженні, якщо ні, то вибирають інший транзистор.
- будують наскрізь характеристику. Для заданого вхідного сигналу визначають коефіцієнт нелінійних спотворень. Перевіряють відповідність отриманого коефіцієнта нелінійних спотворень заданому. Якщо отримане значення перевищує задане, то вживають заходи для подальшого зменшення (коригують положення робочої точки або вибирають більш потужний транзистор).

4.3. Частотні характеристики підсилювачів потужності

Розглянемо роботу підсилювача окремо у визначеному діапазоні звукових частот.

Діапазон середніх звукових частот. Як уже зазначалося, у діапазон середніх звукових частот нехтують усіма індуктивностями. Відповідно до цього лінійна модель підсилювача матиме вигляд, наведений на рис. 4.10.

У цьому випадку коефіцієнт підсилення підсилювача визначають як

$$K_{\text{п.ср}} = \frac{K_{\text{л.ср}}}{n},$$

де $K_{\text{л.ср}} = \frac{k_{\text{XX}} I_{\text{ср}} K_{\text{н}} n^2}{(R_{\text{вих.тр}} + R_{\text{н}}) U_{\text{ох}}}$ – коефіцієнт підсилення підсилювача, зведений до первинної обмотки трансформатора.

Частотні характеристики тоді матимуть вигляд, показаний на рис. 4.11. ФЧХ підсилювача дано для трансформатора з фазовим зсувом 0°.

Діапазон високих звукових частот. У цьому діапазоні частот будуть справділиві такі нерівності:

$$\omega_{\text{н}} L_{\text{с}} \gg R_{\text{н}} n^2, \quad (4.3)$$

$$\omega_{\text{н}} L_{\text{с}} = R_{\text{н}} n^2. \quad (4.4)$$

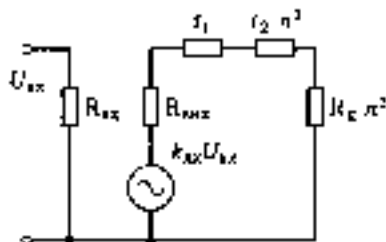


Рис. 4.10. Лінійна модель підсилювача потужності в діапазоні середніх звукових частот

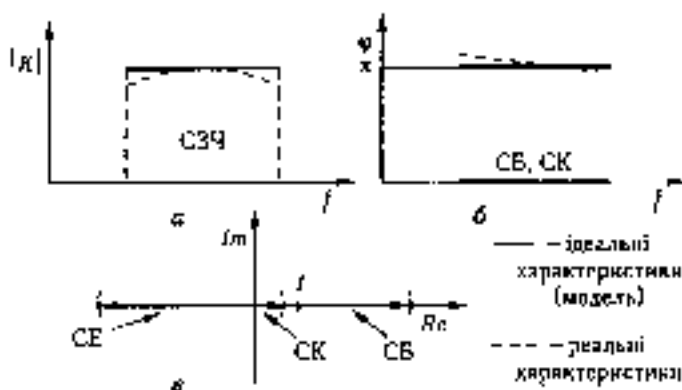


Рис. 4.11. Частотні характеристики підсилювача потужності в діапазоні середніх злуканих частот:

а – АЧХ; б – ФЧХ; в – АФЧХ

Отже, можна знехтувати індуктивністю L_L , а індуктивністю L_S нехтувати не можна, тому що вона впливає на роботу підсилювача, оскільки L_S є сумарною індуктивністю розсіювання обох обмоток:

$$L_S = L_{S1} + L_{S2}n^2.$$

З урахуванням цього лінійна модель підсилювача матиме вигляд, поданий на рис. 4.12.

Зведений до первинної обмотки коефіцієнт підсилення підсилювача визначають як

$$k'_{U_n} = \frac{k_{XX} U_{ax} R_n n^2}{(R_{зих.тр} + R_s + j\omega L_S) U_{vx}}.$$

Пронтегрувавши цей вираз, побачимо, що з. зростанням частоти модуль коефіцієнта підсилення підсилювача зменшується. Отже, АЧХ має вигляд, зображений на рис. 4.13, а.

Для визначення фазового зсуву між вхідними і вихідними сигналами φ_n побудуємо векторну діаграму підсилювача (див. рис. 4.14).

З векторної діаграми випливає, що для схеми з СЕ фазовий зсув $\varphi_n < 180^\circ$, і за $\omega_0 \rightarrow \infty$ фазовий зсув $\varphi_n \rightarrow 90^\circ$. Отже, ФЧХ матиме вигляд, наведений на рис. 4.14, б, а вигляд АФЧХ даний на рис. 4.13, в.

Рис. 4.12. Лінійна модель підсилювача по струмці в ділянці широким діапазоном частот

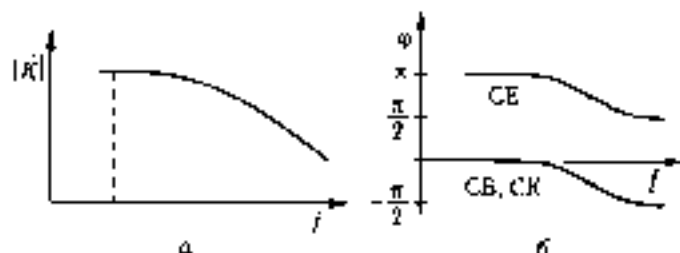
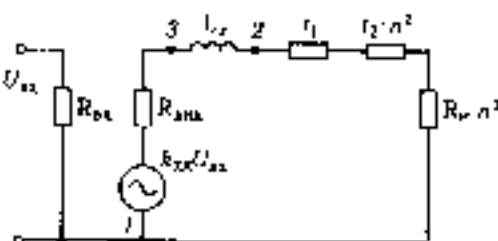
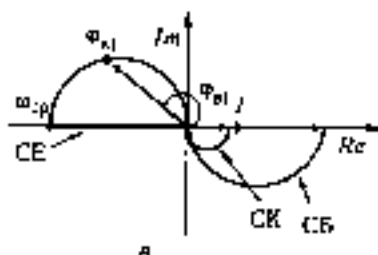


Рис. 4.13. Частотні характеристики підсилювача струмності в діапазоні верхніх зростаючих частот.

а АЧХ б ФЧХ;
в АФЧХ



Якість частотних характеристик оцінюють коефіцієнтом частотних спотворень. Аналогічно RC-підсилювачам

$$K_{\text{св}} = \frac{k_{\text{св}}}{k_{\text{ск}}} = \frac{k_{\text{XX}} R_{\text{H}} n^2 (R_{\text{мх.тр}} + R_{\text{с}} - j\omega_k L_{\text{с}})}{(R_{\text{мх.тр}} + R_{\text{с}}) k_{\text{XX}} R_{\text{H}} n^2} =$$

$$= 1 + j \frac{\omega_k L_{\text{с}}}{R_{\text{мх.тр}} + R_{\text{с}}}$$

Модуль коефіцієнта частотних спотворень визначають як

$$|M_{\text{с}}| = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_k L_{\text{с}}}{R_{\text{мх.тр}} + R_{\text{с}}} \right)^2}$$

З цього виразу визначають індуктивність розсіювання L_{Σ} і під час вибору трансформатора забезпечують його конструктивну індуктивність розсіювання, яка менша або дорівнює розрахунковій. Фазові спотворення у цьому діапазоні частот визначають за виразом

$$\Phi_{\Sigma} = \arctan \omega \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}}$$

Діапазон низьких звукових частот. У цьому діапазоні частот будуть справедливі такі нерівності:

$$\omega_n L_{\Sigma} \ll R_{\Sigma} n^2; \quad (4.5)$$

$$\omega_n L_1 \approx R_{\Sigma} n^2, \quad (4.6)$$

отже, індуктивність L_{Σ} можна знехтувати, але індуктивністю L_1 нехтувати не можна, тому що вона впливає на роботу підсилювача. Оскільки опір $r_1 \ll r_2 n^2 + R_{\Sigma} n^2$, то цим опором також можна знехтувати. З урахуванням цього лінійна модель підсилювача має вигляд, поданий на рис. 4.15.

Звеличин до первинної обмотки коефіцієнт підсилення підсилювача визначають із виразу

$$k'_{\Sigma} = \frac{k_{\Sigma\Sigma} U_{\Sigma\Sigma} \frac{R_{\Sigma} j\omega L_1}{R_{\Sigma} + j\omega L_1}}{\left(R_{\Sigma\Sigma \text{ тр}} - \frac{R_{\Sigma} j\omega L_1}{R_{\Sigma} + j\omega L_1} \right) U'_{\Sigma\Sigma}} = \frac{k_{\Sigma\Sigma} R_{\Sigma} j\omega L_1}{R_{\Sigma\Sigma \text{ тр}} (R_{\Sigma} + j\omega L_1) + R_{\Sigma} j\omega L_1}.$$

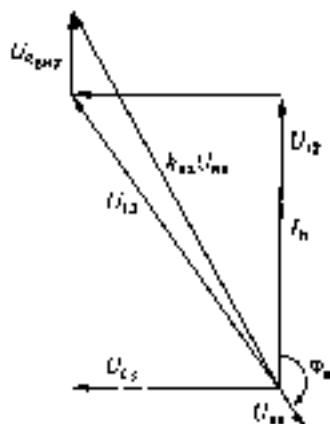


Рис. 4.16. Векторна діаграма підсилювача потужності в діапазоні низьких звукових частот

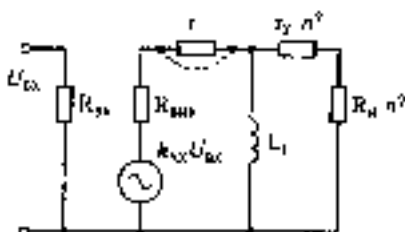


Рис. 4.15. Лінійна модель підсилювача потужності в діапазоні низьких звукових частот

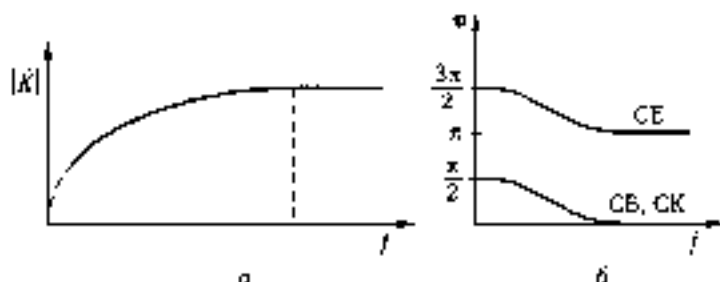
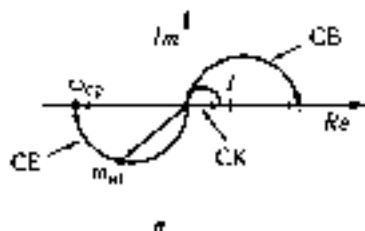


Рис. 4.16 Частотні характеристики підсилювача подільності



З аналізу цього виразу випливає, що зі збільшенням частоти коефіцієнт поділення підсилювача зменшується. Отже, АЧХ матиме вигляд, поданий на рис. 4.16. а.

За аналогією з областю низьких звукових частот побудуємо некотору діаграму, з якої визначимо, що $\omega_p > 180^\circ$, та оцінимо коефіцієнти частотних спотворень.

$$M_n = \frac{k_{\omega_{cp}}}{k_{1-n}} = \frac{k_{XX} R_n n^2 \{ R_{max, tr} (R_- + j\omega_n L_1) + R_- j\omega_n L_1 \}}{(R_{max, tr} - R_-) k_{XX} R_n \kappa^2 j\omega_n L_1}$$

Після деяких перетворень дістанемо

$$M_n = 1 - j \frac{R_{max, tr} R_-}{\omega_n L_1 (R_{max, tr} - R_-)}$$

Модуль коефіцієнта частотних спотворень визначають із виразу

$$|M_n| = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{max, tr} R_-}{\omega_n L_1 (R_{max, tr} - R_-)} \right)^2}. \quad (4.7)$$

ФЧХ і АЧХ підсилювача мають вигляд, поданий на рис. 4.16, б. а. Із виразу (4.7) визначають індуктивність первинної

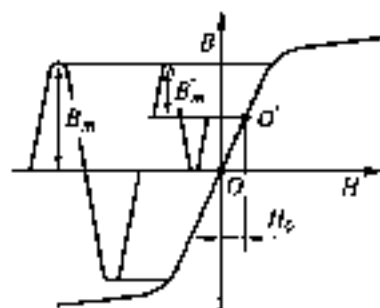


Рис. 4.17. Крива намагнічування осердя трансформатора

обмотки трансформатора L_1 і під час вибору трансформатора забезпечують велику або таку саму конструктивну індуктивність

Фазові спотворення в цьому діапазоні частот треба визначати за виразом

$$\Phi_{c_1} = \arccos \frac{1}{|M|}.$$

Перевагою одніотактних підсилювачів потужності є простота виконання, однак вони мають два недоліки:

- низький ККД (25...30 %), тому що одніотактні підсилювачі потужності працюють у класі А;
- за рахунок постійного підмагнічування первинної обмотки постійної складової струму колектора сталь трансформатора використовується не повністю, що призводить до необхідності збільшувати габаритні розміри трансформатора. Цей недолік можна продемонструвати кривою намагнічування осердя трансформатора (рис. 4.17).

Якби не було підмагнічування, то робоча точка знаходилася б у точці О. За рахунок підмагнічування вона зміщується в точку O' .

$$H_0 = \frac{I_{K_0} w_1}{\lambda_c}.$$

де λ_c — середня довжина магнетної силової лінії. Отже, $B_m < B_m$, тому використовується лише верхня половина кривої намагнічування.

З виразу для напруги на первинній обмотці трансформатора

$$U_1 = 4.44 B_m S n_1 f$$

виглядає, що при постійних значеннях U_1 , n_1 і f під час зменшення H_0 внаслідок підмагнічування потрібно збільшити S (поверхню осердя трансформатора).

Для усунення цих недоліків використовують двотактні підсилювачі потужності

4.4. Двотактні підсилювачі потужності

Принципову схему двотактного підсилювача потужності наведено на рис. 4.18. Як правило, двотактні підсилювачі потужності працюють у класах *AB* чи *B*. У цій схемі трансформатор Т1 необхідний для створення двох одніакових за величиною та протилежних за фазою напруг, які керують роботою транзисторів VT1 і VT2. Резистори R1 і R2 забезпечують режим роботи підсилювача в класах *AB* чи *B*. Для того щоб не було втрат напруги за змінним струмом на резисторі R2, його шунтують ємністю C_B .

Розрахунок режиму роботи за постійним струмом аналогічний однетактному підсилювачу потужності. Режим роботи за змінним струмом проілюструємо на циклограммах, наведених на рис. 4.19. Осцилограми відповідають класам *A* та *AB*.

Для непарних гармонік (1, 3, 5, ...), які збігаються з I_K , спрямовані, що в трансформаторі Т1 $I_{K1\omega_1}$ і $I_{K2\omega_1}$ спрямовані в один бік, тому потужність у навантаженні подвоюється:

$$P_n = 2P.$$

Для парних гармонік, $I_{K1\omega_2}$ і $I_{K2\omega_2}$, спрямованих у трансформаторі Т1 у протилежні боки, результуюча намагнічувальна сила за цією гармонією дорівнює нулю, отже відсутня напруга створення у парних гармоніках. Постійні складові, як і парні гармоніки, також відключені дуетріччю і забезпечують режим роботи нахільного трансформатора без підмагнічування. Оскільки абсолютно симетричних трансформаторів і транзисторів немає (навіть у разі застосування інтегральних мікросхем), то у формулі напруги спотво-

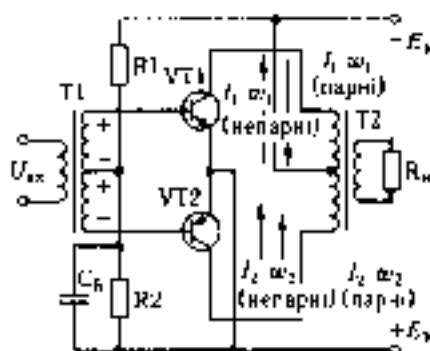


Рис. 4.18 Принципова електрична схема двотактного підсилювача потужності

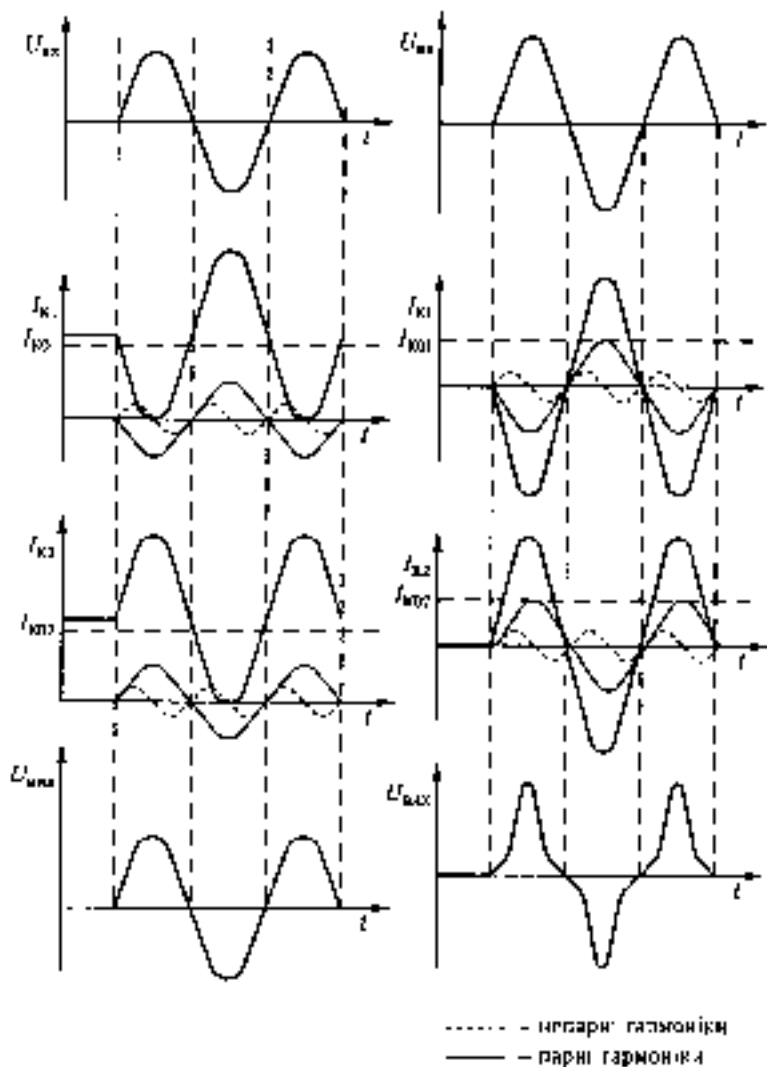


Рис. 4.18. Осциллограммы работы двупольного источника питания мощности

Рис. 4.20. Осциллограммы работы двупольного источника питания мощности в режиме класса В

рань уведений коефіцієнт асиметрії b , що враховує ступінь асиметрії транзисторів.

Для підібраних транзисторів і транзисторів в інтегральному виконанні ($b = 0,01 \dots 0,05$) спотворення настільки малі, що ними часто нехтують. Для невідібраних транзисторів ($b = 0,1 \dots 0,15$) нелінійні спотворення визначають із виразу

$$\gamma_{\text{нлг}} = \sqrt{(\gamma_2 b)^2 + \gamma_3^2 + (\gamma_4 b)^2}$$

Розглянемо режим роботи підсилювача у класі B . Для цього наведемо відповідні осцилограми (рис. 4.20), аналогічні розглянутим вище. Перевага режиму класу B полягає в тому, що каскад має більший ККД ($\eta_{\text{к.к.к.}} = 0,5 \dots 0,6$), однак також і більший коефіцієнт нелінійних спотворень. У вихідній напрузі часто простежується третя гармоніка, що зумовлює типovu форму (див. рис. 4.20).

Оскільки в двотактовому підсилювачі потужності відсутнє підмалювання осердя трансформатора, його габаритні розміри ерівотноно вдвічі менші порівняно з трансформатором одніотактного підсилювача потужності. У двотактних підсилювачах також значно менші нелінійні спотворення та дисипація ККД. Замість трансформатора, що погоджує Т2, можна застосувати фазово-інверсійний каскад.

4.5. Підсилювачі потужності без трансформаторів

Підсилювачі потужності без трансформаторів застосовують з метою зменшення габаритних розмірів і маси підсилювачів та поліпшення їхніх частотних характеристик. Однак при цьому істотно ускладнюються питання узгодження опору навантаження з вихідним опором транзисторного каскаду. Невідомо забезпечити це допомогою відбору типу транзистора, щоб його вихідний опір $1/h_{22}$ приблизно дорівнював опору навантаження. Тому за низького опору навантаження потрібні потужні транзистори.

Схему з безпосереднім підключенням навантаження до виходу підсилювача потужності на одноступінчій $p-n-p$ чи $n-p-n$ транзисторах наведено на рис. 4.21, а, а з підключенням навантаження через конденсатор — на рис. 4.21, б.

Схеми потребують двох протифазних вихідних сигналів, які не підключають до загальної шини підсилювача. Це створює деяку технічну незручність і погіршує завадозахищеність схем

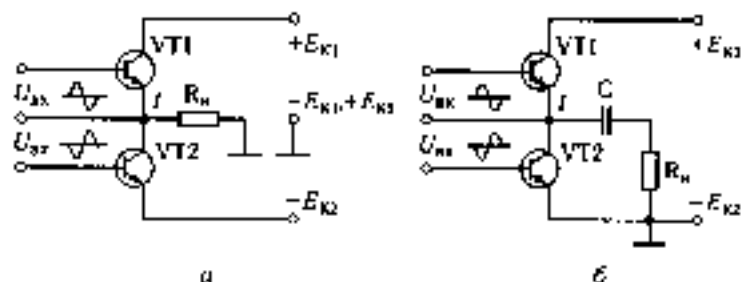


Рис. 4.21 Підключення потужності без трансформаторів на ідентичних транзисторах

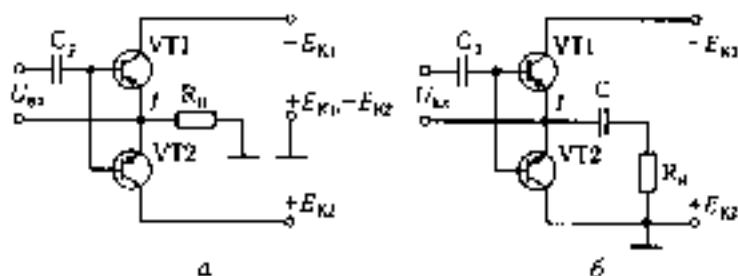


Рис. 4.22 Поділ потужності без трансформаторів на різномісних транзисторах

на входах. Схема з безпосереднім підключенням навантаження потребує двох джерел живлення, які забезпечують потенціал точки f , що дорівнює нулю (загальній шині), тоді як схема з підключенням навантаження через конденсатор C не вимагає потенціалу точки f , що дорівнює нулю (див. рис. 4.21, б), і вона живиться від одного джерела живлення.

Під дією входніх сигналів один із транзисторів відкривається, інший – закривається, що забезпечує проходження струму через навантаження в одному чи в іншому (проти течі) напрямку. Рівність вихідних опорів транзисторів $VT1$ і $VT2$ по відношенню до навантаження забезпечує максимальну потужність у навантаженні.

Схеми поділення потужності на різномісних транзисторах, що дає змогу використовувати одне (спільне) джерело входнього сигналу, наведено на рис. 4.22, а, б. На рис. 4.22, а наведено схему з безпосереднім підключенням навантаження, а на рис. 4.22, б – з підключенням навантаження через

компенсатор. Недоліком цих схем є також низька надійність, тому що джерело вхідного сигналу не може бути з'єднаним із загальною мережею підключення.

Докладніше про різні схеми підключення потужності без трансформатора наведено у спеціальній літературі.

Контрольні запитання

1. Яке призначення вхідного трансформатора у підключеннях потужності? Підвищення необхідного коефіцієнта трансформатора.
2. Визначте коефіцієнти частотних спотворень підключення потужності в областях високих і низьких звукових частот, побудуйте векторні діаграми для визначення фазових зсувів Φ_n і Φ_s .
3. Поясніть ефект виниклого використання можливості вхідного трансформатора через ефект підсилювальних перинелі обмотки в однотактних підключеннях потужності.
4. Які переваги двотактних підключення потужності порівнювати з однотактних?
5. Назвіть особливості розрахунків нелинійних спотворень у двотактних підключеннях потужності.
6. Поясніть особливості побудови безтрансформаторних підключення потужності на основі біполярних транзисторів. Які особливості підключення навантаження та його узгодження з каскадом?

ВПЛИВ ТЕМПЕРАТУРИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ І ПАРАМЕТРИ ТРАНЗИСТОРНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ. НЕЛІНІЙНІ СПОТВОРЕННЯ КАСКАДІВ

5.1. Вплив температури на характеристики біполярних транзисторів. Основні причини температурної нестабільності каскадів

Відома, що опір напівпровідників істотно залежить від температури, тому зміна температури значно впливає на характеристики транзистора. При цьому змінюються положення робочої точки O за постійного струму, параметри транзистора, а отже, і всі характеристики та параметри підсилювача — $R_{вх}$, $R_{вих}$, K_U , K_I , γ , M_u , M_A та ін.

Вплив температури на вхідні та вихідні характеристики транзистора зведено на рис. 5.1.

Розглядають такі основні причини температурної нестабільності транзистора:

- зміна щільності (теплового) струму колектора від температури $I_{K0}(t^{\circ}C)$;
- зовнішніх характеристик при зміні температури;
- зміна коефіцієнта відношення за струмом транзистора $\alpha(t^{\circ}C)$ і $\beta(t^{\circ}C)$.

Детальніше розглянемо кожну з цих причин.

Для германієвих транзисторів зворотний струм з підвищенням температури подвоюється на кожні $10^{\circ}C$, а для силіційних (кремнієвих) — на кожні $7^{\circ}C$:

$$I_{K0}(t^{\circ}C) = I_{K0} \cdot 2^{\frac{\Delta t^{\circ}C}{10}};$$

$$I_{K0}(t^{\circ}C) = I_{K0} \cdot 2^{\frac{\Delta t^{\circ}C}{7}}.$$

Однак початкові значення струму для силіційових транзисторів на один-два порядки менші, ніж для германієвих, тому, незважаючи на велику крутість характеристик, значення зворотних струмів менші. Наврядки ція перевага їх застосовуватимуть частіше (рис. 5.2).

Температурна нестабільність транзисторного каскаду істотно залежить від схеми підключення транзистора. На рис. 5.3

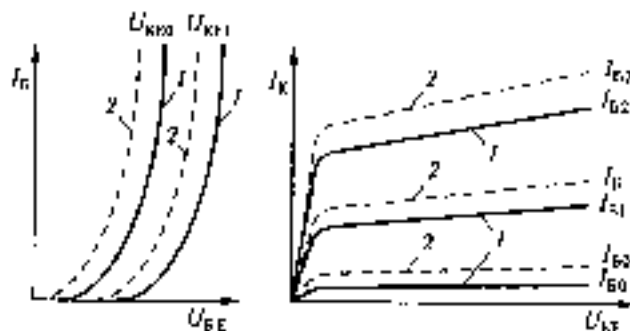
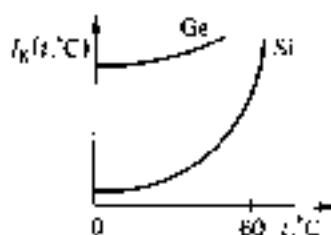


Рис. 3.1. Вплив температури на характеристики транзистора: 1 – на 20 °С; 2 – на 60 °С

Рис. 3.2. Залежність $I_K(t, ^\circ\text{C})$

маєтенно вихідні ВАХ транзистора для схем виконання з СБ і СЕ на різних температурах. За рис. 3.3 видно, що приріст струму колектора ΔI_{K0} для схеми з СБ значно більший $\Delta I_{K0(СБ)} = \beta \Delta I_{K0(СБ)}$, отже, схема з СБ за



температурною стабільністю ($\beta I_{B2,E}$) разів гірша, ніж схема з СБ. За середніх значень $\beta_{2,E} = 50$ ефект досить істотний.

Зсув вхідних характеристик від зміни температури можна подати так (рис. 3.4). Характеристики транзистора зміщуються у бік великих струмів (зміщень напруг).

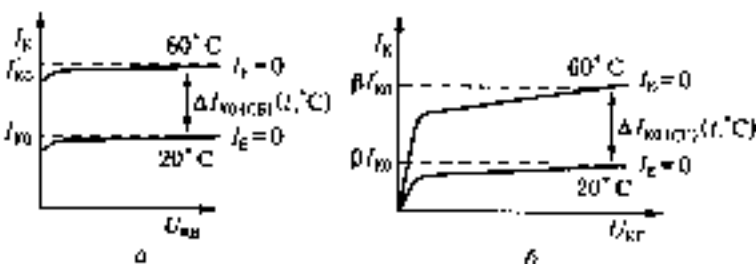


Рис. 3.3. Вихідні ВАХ транзистора на різних температурах: а – для схеми з СБ; б – для схеми з СЕ

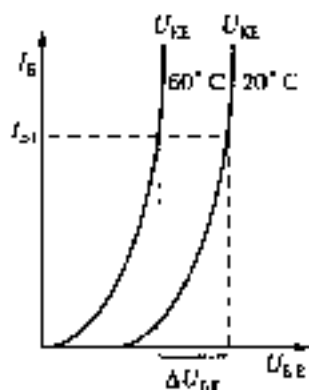


Рис. 5.4. Зсув статичних характеристик транзистора від температури

Зміну напруги U_{BE} від температури залишимо як

$$\Delta U_{BE}(t^{\circ}\text{C}) = \epsilon \Delta t,$$

де $\epsilon = 2,2 \text{ мВ}^{\circ}\text{C}$.

Цей фактор є домінуючим для силіцидних (кремнієвих) транзисторів.

Залежність коефіцієнта підсилення транзисторів $\alpha(t^{\circ}\text{C})$ або

$\beta_{21\text{н}}(t^{\circ}\text{C})$ запишуть у такому вигляді.

$$\alpha(t^{\circ}\text{C}) = 2 \cdot 10^{-4} (1/t^{\circ}\text{C}).$$

Отже, до β фактор значно менше впливає на температурні характеристики транзистора.

Усі ці причини зумовлюють зсув робочої точки спокою у підсилювачі та збудження режиму роботи підсилювача на змінному струмі. Для запобігання цьому використовують різні схеми рідення. Розрізняють схеми з фіксованим струмом бази та напругою бази — емітери.

Схему з фіксованим струмом бази подаємо на рис. 5.5.

Струм колектора в точці спокою визначають із виразу

$$I_{K_0} = \beta I_{B_0}.$$

Оскільки $I_{B_0} = \text{const}$, а β змінюється зі змінною температурою і має істотний розкид значень у партії, то для забезпечення

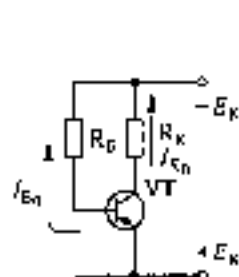


Рис. 5.5. Схема з фіксованим струмом бази

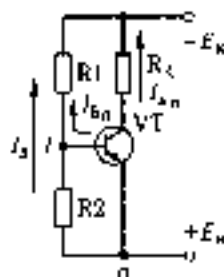


Рис. 5.6. Схема з фіксованою напругою бази

ня усталеності робочої точки спокою для різних β необхідно підбирати R_E , що практично здійснити в технології виготовлення електронних схем неможливо. Тому ця схема використовується обмежено.

Схема з фіксуванням напруги U_{BE} має нагляд, наведений на рис. 5.6. У цій схемі напругу U_{BE} за умови $I_E \gg I_{B0}$ можна виразити як

$$U_{BE} = \frac{R_E}{R_1 + R_2} R_2.$$

Як випливає з виразу, $U_{BE} = \text{const}$ і практично не залежить від I_E , а отже, зміни β від температури і розкиду параметрів істотно менше впливає на положення робочої точки транзистора. Схема на рис. 5.6 має кращу температурну стабільність порівняно зі схемою з фіксуванням I_E , більш технологічна, однак має менший вхідний опір:

$$R_{вх} = h_{FE} [R_1] R_2.$$

Далі розглянемо схеми температурної стабілізації і температурної компенсації транзисторних каскадів.

5.2. Температурна стабілізація і компенсація каскадів

Для температурної стабілізації за формулу прийняли схему з фіксованою напругою U_{BE} і додали до неї додатковими стабілізуючими елементами. Один з варіантів стабілізації температури за рахунок резистора R_E наведено на рис. 5.7.

Розглянемо принцип роботи цієї схеми. Припустимо, $R_E = 0$ (одержимо схему з фіксованим U_{BE}), крім того, припустимо, що відбулося збільшення температури. При цьому збільшується струм колектора і робоча точка зміщується в положення O (20°C) у положення O_1 (60°C) (рис. 5.8).

За $R_E \neq 0$ через нього протікає струм колектора, який залежить від температури, зумовлюючи падіння напруги на R_E . З підвищенням температури струм I_K зростає й зумовлює втрату напруги на R_E поляристкою $\leftarrow +$ до емітера і $++$ до загальної шини (точка O).

Визначимо напругу між базою та емітером транзистора:

$$U'_{BE} = U_{BE} - I_K R_E$$

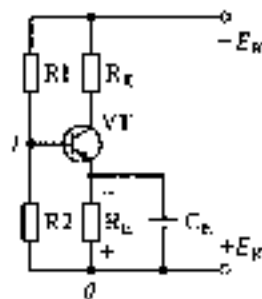


Рис. 5.7. Схема температурної стабілізації за допомогою резистора R_E

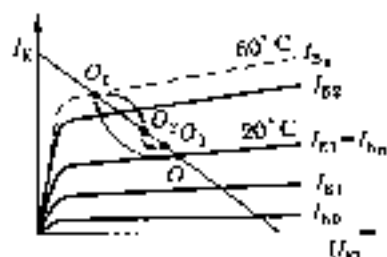


Рис. 5.8. Зміна положення робочої точки за температурної стабілізації

Оскільки $U_{10} = \text{const}$, а $\Delta U_{R_E} (1^\circ\text{C}) = \Delta I_{BE} (1^\circ\text{C}) R_E$, то одержимо

$$\Delta U_{BE} (1^\circ\text{C}) = U_{10} - \Delta U_{R_E} (1^\circ\text{C}).$$

Напруга ΔU_{R_E} зі збільшенням температури є занадто малою для транзистора і зменшує струм колектора I_K . Під дією резистора R_E робоча точка зміщується вниз і займає положення O_2 (див. рис. 5.8). Чим більше R_E , то вища температура стабілізації та більший зсув робочої точки щодо точки O . Однак зі збільшенням значення R_E зростає енергоспоживання каскаду й потрібне підвищення живлення E_K , тому рекомендують вибирати R_E так, щоб втрата напруги на ньому не перевищувала 2,5 % від E_K .

Для того щоб R_E не змінював режим роботи каскаду за змінним струмом, паралельно R_E підключають шунтувальну ємність C_E за змінним струмом. Величину ємності конденсатора вираховують з умови

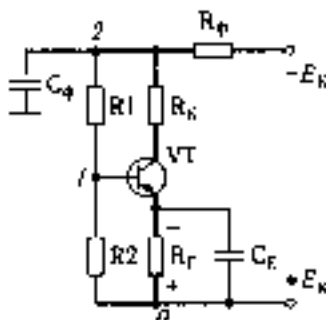
$$\frac{1}{\omega C_E} (20 \dots 30) = R_E.$$

Другим елементом стабілізації температури є резистор R_{β} , що у сукупності з C_{β} утворює також фільтр розсію (рис. 5.9).

Для цієї схеми справді такі вирази

$$U_{20} = E_K - U_{R_{\beta}}; \quad U_{10} = \frac{U_{20} R_2}{R_1 + R_2}.$$

Рис. 5.9. Схема температурної стабілізації з резистором R_{Φ}



У разі збільшення температур збільшується I_K , що зумовлює збільшення спадання напруги на R_{Φ} , яке призводить до зменшення $U_{2\Phi}$ і відповідно до зменшення напруги U_{BE} і струму бази I_B . При цьому робоча точка додатково зміщується в точку O_2 (за наявності також R_{Φ}) (див. рис. 5.9). Що біляже R_{Φ} , як і R_E , то краще температурна стабілізація каскаду. Допускають спадання напруги на резистор R_E до 20–25 % від напруги живлення E_K . Для того щоб не змінювати режим роботи каскаду за змінним струмом, R_E за аналогією з R_E унітують ємністю C_{Φ} .

Данка R_{Φ} , C_{Φ} також виконують функцію фільтра розв'язку, який ставлять для усунення явища самозбудження підсилювача з бататами каскадами через спільне джерело живлення. Ємність C_{Φ} монтують поблизу кожного каскаду найкращим короткими провідниками. Такі фільтри рекомендують ставити в кожному каскаді підсилювача.

До класичної схеми температурної стабілізації транзисторних каскадів входять елементи R_{Φ} , R_E і подільники напруги $R1$, $R2$.

Для кількісної оцінки в наведеної схеми температурної стабілізації використовують коефіцієнт температурної нестабільності S :

$$S = \frac{\Delta I_{K\Phi} (1^\circ\text{C})}{\Delta I_{K1} (1^\circ\text{C})},$$

де $\Delta I_{K\Phi}$ — зміна струму колектора реального каскаду в заданому діапазоні зміни температур; ΔI_{K1} — зміна струму колектора в заданому діапазоні температур у схемі з ідеальною температурною стабілізацією.

При цьому враховують зміну струму колектора, яка зумовлена всіма нестабілізуючими факторами. Тоді коефіцієнт температурної нестабільності (КТН) S покаже, у скільки разів ідеальна схема краща за реальну.

Прийнявши як ідеальну схему з СБ (тому що вона має найбільшу температурну стабільність) і враховуючи домінуючий фактор температурної нестабільності $\Delta I_{K\Phi} (1^\circ\text{C})$, вили

$$S = \frac{\Delta I_{DK}(t^{\circ}C)}{\Delta I_{K0}(t^{\circ}C)} = \frac{dI_{DK}(t)}{dI_{K0}(t)} =$$

$$= \frac{\alpha \left(1 + \frac{R_T}{R_1} + \frac{R_E}{R_2} + \frac{R_{\Phi}}{R_2} + \frac{R_E R_K}{R_1 + R_2} \right)}{1 - \alpha + \frac{R_E}{R_1} + \frac{R_E}{R_2} + \frac{R_{\Phi}}{R_2} + \frac{R_T R_K}{R_1 + R_2}} \quad (5.1)$$

Якщо $R_E = R_{\Phi} = 0$, то із виразу (5.1) одержимо

$$S = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta$$

Отже, схема з СЕ за своєю температурною стабільністю у β ($\approx 30 \dots 50$) разів гірша за схему з СБ. Однак якщо $R_E \rightarrow \infty$ і $R_{\Phi} \rightarrow \infty$, то $S \rightarrow 1$ і схема з СЕ за своїми температурними характеристиками наближається до схеми з СБ. За реально допустимих значень R_{Φ} , R_E , R_1 і R_2 можна одержати $S \approx 3 \dots 7$, що прийнятно на практиці для каскадів підсилювачів.

Якщо треба забезпечити значення параметра $S \leq 3 \dots 4$, застосовують схеми температурної компенсації. У цих схемах використовують елементи, півір яких залежить від температури, наприклад термістори. Один з варіантів такої схеми наведено на рис. 5.10.

Температурний коефіцієнт опору (ТКО) для резистора R_T має бути меншим ніж нуль, для того щоб під час збільшення температури опору U_{T0} зменшувалася, забезпечуючи таким чином стійкість точки спокою.

Для знаходження залежності R_T від температур експериментально його замінюють змінним опором і відтворюють залежність $R(t^{\circ}C)$ у робочому діапазоні температур, забезпечуючи стійкість робочої точки Q за постійним струмом. Після цього вибирають R_T з відповідною залежністю за довідником.

Термістор можна також ставити і замість R_E , однак ТКО при цьому має бути більшим ніж нуль.

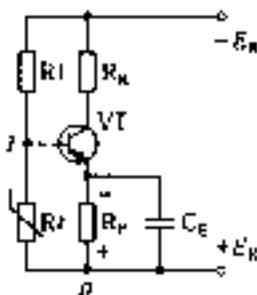


Рис. 5.10. Схема температурної компенсації

5.3. Причини нелінійних спотворень. Вхідні динамічні й наскрізна характеристики каскаду

Під нелінійними спотвореннями розуміють зміну форми вхідного сигналу щодо форми вхідного сигналу. Зміни форми сигналу зумовлюються нелінійністю вхідних і вихідних характеристик транзистора. Ступінь спотворення оцінюють коефіцієнтом нелінійних спотворень γ . Для його визначення використовують наскрізну характеристику каскаду, яка є залежністю вихідного струму від вхідної ЕРС і має нелінійність вхідних і вихідних характеристик:

$$I_{\text{вих}} = f(E_{\text{вх}}). \quad (5.2)$$

Характерний вигляд наскрізної характеристики (5.2) подано на рис. 5.11. Для синусоїдальної ЕРС $E_{\text{вх}}$ струм колектора змінюється за неперервним законом і характеризується загальним середнім та середньою миттєвою підвздою (див. рис. 5.11).

Неперервний струм колектора, який є вихідним струмом $I_{\text{вих}}$, можна розкласти у ряд Фур'є:

$$I_{\text{вих}} = I_K = I_{\text{пк}} + I_{m1} \sin(\omega t - \varphi_1) + \dots + I_{mn} \sin(n\omega t + \varphi_n).$$

У спектрі вихідного струму корисною є лише перша гармоніка, що збігається з частотою $E_{\text{вх}}$, інші гармоніки мають нелінійні спотворення, тому що їх немає у вхідному сигналі. Коефіцієнти спотворень у гармоніках вимірюють із виразів

$$\gamma_2 = \frac{I_{m2}}{I_{m1}} 100 \%;$$

$$\gamma_3 = \frac{I_{m3}}{I_{m1}} 100 \%;$$

$$\gamma_4 = \frac{I_{m4}}{I_{m1}} 100 \% \quad (5.3)$$

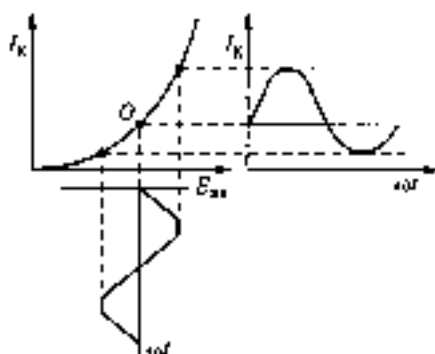


Рис. 5.11. Наскрізна характеристика каскаду

Для повнеперних розрахунків достатньоно врахувати близько 10 %, що дає змогу обмежити ряд Фур'є під час розкладання чотирма гармоніками. Тоді коефіцієнт нелінійних спотворень визначають як

$$\gamma_{\text{нел}} = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \gamma_4^2}. \quad (5.4)$$

Під час проектування підсилювального каскаду задієтьесь $\gamma_{\text{нел}}$ і потрібно забезпечити умови, щоб спотворення в підсилювачі не перевищували задані.

Нелінійні спотворення визначають, враховуючи такі основні причини і фактори:

- задані значення вхідної напруги (або ЕРС $E_{\text{вх}}$);
- нелінійність вхідних ВАХ транзистора;
- відношення внутрішнього опору джерела вхідного сигналу до вхідного опору підсилювача $R_{\text{вн}} / R_{\text{вх під}}$;
- нелінійність вихідних характеристик транзистора;
- схему включення транзистора.

Розглянемо наведені залежності коефіцієнта спотворень $\gamma_{\text{нел}}$ від аргументу $R_{\text{вн}} / R_{\text{вх під}}$ для різних схем підключення транзистора. Ці залежності наведено на рис. 5.12.

Як випливає з рис. 5.12, у разі збільшення співвідношення $R_{\text{вн}} / R_{\text{вх під}}$ зменшується коефіцієнт спотворення, що зумовлюється лінеаризацією вхідних характеристик транзистора $R_{\text{вн}}$. Для схеми з СЕ співвідношення $R_{\text{вн}} / R_{\text{вх під}}$ не має перевищувати 1,5, оскільки подальше його підвищення збільшує спотворення. Для схеми з СБ такого обмеження немає, але за $R_{\text{вн}} / R_{\text{вх під}} > 2$ спотворення зменшуються незначно, збільшення цього відношення призводить до зменшення $U_{\text{вх}}$ щодо $E_{\text{вх}}$, тому його звичайно приймають таким, що дорівнює 1...1,5.

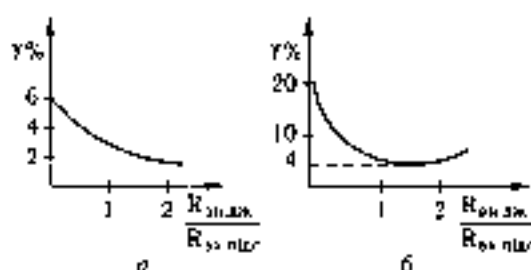


Рис. 5.12. Залежності $\gamma_{\text{нел}}$ від співвідношення $R_{\text{вн}} / R_{\text{вх під}}$ для схем з СЕ (а) та для схем з СБ (б)

Аналіз основних причин спотворень дає змогу зробити такі висновки:

- нелінійний спотворення істотно зростає з підвищенням вхідної ЕРС;
- схема підсилювача з СБ забезпечує менші спотворення щодо схеми із СЕ;
- нелінійність вхідних ВАХ транзисторів впливає на спотворення не істотно;
- підвищення співвідношення $R_{\text{вх}}/R_{\text{вх,відп}}$ розширює лінійність вхідних ВАХ транзистора та зменшує нелінійні спотворення.

Розглянемо вхідні динамічні характеристики транзисторів, чий вплив на якісний впливає на нелінійний спотворення каскадів підсилювачів.

Навантаженням транзистора за постійним струмом є опір R_K , який визначає нахил навантажувальної лінії за постійним струмом. Під час роботи за змінним струмом транзистор викликається навантаженням на менший еквівалентний опір $R_{\text{екв}} = R_K \parallel R_p$. Якщо $R_{\text{екв}} < R_K$, то нахил навантажувальної лінії за змінним струмом крутіший. Положення навантажувальних ліній на вихідних характеристиках транзистора показано на рис. 5.12, де навантажувальна лінія за постійним струмом. Кут нахилу навантажувальної лінії за змінним струмом. Оскільки транзистор працює в лінійному режимі з урахуванням принципу суперпозиції, навантажувальну лінію за змінним струмом треба перенести в точку спокою (див. рис. 5.13, лінія 2').

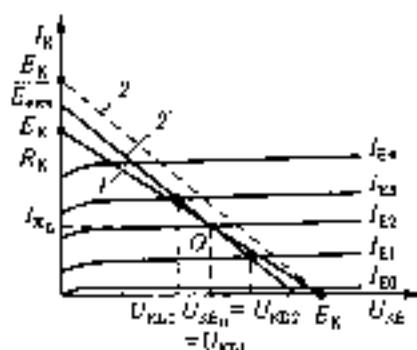


Рис. 5.13. Навантажувальні лінії постійного та змінного струму на вхідних ВАХ транзистора за схемою з СБ

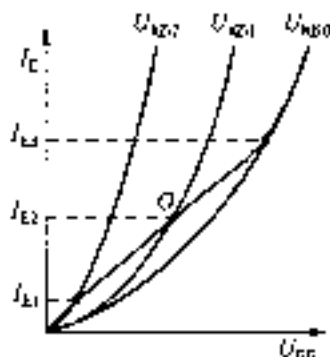


Рис. 5.14. Динамічна навантажувальна лінійка для схеми з СБ

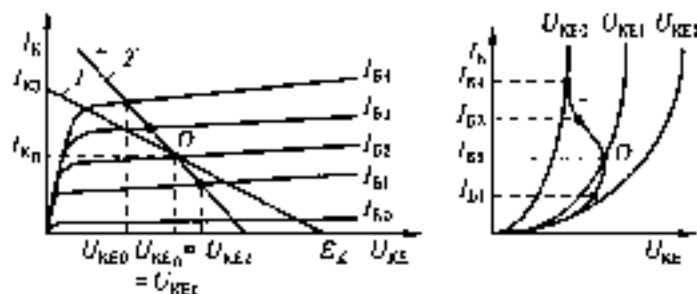


Рис. 5.13. Динамічна вхідна характеристика для схеми з СЕ і фідбеком U_{KE} і робочої точки

Зв'язки між вхідними і вихідними параметрами (I_E з I_K , U_{KE}) здійснюються за навантажувальною лінією Z' . У зв'язку з цим треба побудувати динамічні вхідні характеристики, які враховують зміну вихідної напруги від зміни вхідного струму. Результати побудови динамічної вхідної характеристики для схеми з СБ наведено на рис. 5.14. Крім побудованих після перенесення відповідних точок навантажувальної лінії за змінним струмом із вихідних ВАХ транзистора на вхідні. Як випливає з рис. 5.14, динамічна вхідна характеристика для схеми з СБ більш лінійна, ніж статичні характеристики, тому схема з СБ має мінімальні спотворення.

Аналогічно побудуємо динамічну вихідну характеристику для схеми з СЕ (рис. 5.15). З цього рисунка випливає, що динамічна вхідна характеристика для схеми з СЕ більш нелінійна, ніж статичні, отже, схема з СЕ має більші нелінійні спотворення, ніж схема з СБ.

Нелінійні спотворення розраховують за дискріновими характеристиками каскаду. Розглянемо методику побудови дискрінових характеристик каскаду, яка враховує нелінійність вхідних і вихідних ВАХ. Підключимо кожен працюючий з джерелом ЕРС та джерелом струму.

Для встановлення зв'язки між вхідним струмом і ЕРС з вихідним струмом I_K побудуємо графіки, наведені на рис. 5.16. У першому квадранті розташовані вихідні характеристики транзистора з навантажувальною лінією за змінним струмом Z' , яка проходить через робочу точку за постійним струмом O . В другому квадранті знаходиться перехідна характеристика I каскаду, яка пов'язує вхідний струм I_E з вихідним струмом I_K через точки перетину навантажувальної лінії з вихідними характеристиками транзистора.

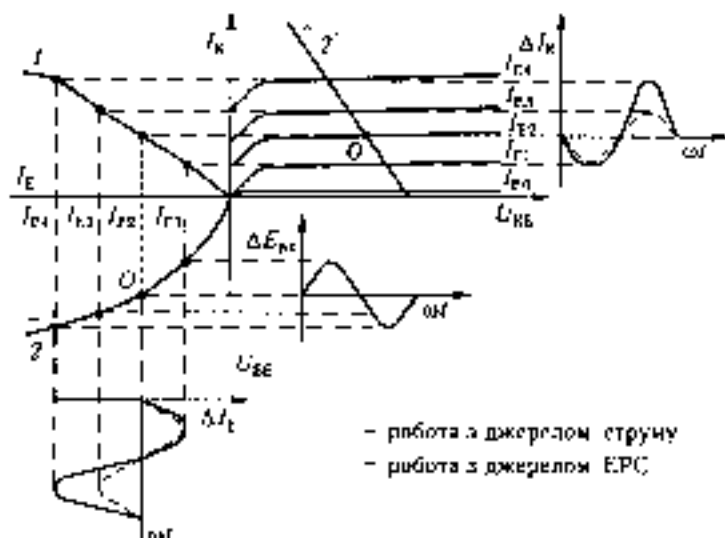


Рис. 5.16. Порівняння нелінійних спотворень підсилювача під час роботи з джерелом ЕРС та джерелом струму

Динамічну вхідну характеристику будуть у третьому квадранті 2, на якій однозначно надійшла робоча точка Q .

Якщо на вхід надходить синусоїда від джерела струму $\Delta I_K(\omega t)$, то нелінійність вхідної динамічної характеристики не впливає на форму вихідного струму. При цьому спостерігається нелінійність перехідної I характеристики, і струм колектора майже є синусоїдальним.

У разі роботи з джерелом ЕРС $\Delta E_{KC}(\omega t)$ одержимо значно більші спотворення, тому що під час переходу від ΔE_{KC} до ΔI_K віддзеркалюється нелінійність вхідної динамічної характеристики і осцилограма ΔI_K ще більше відхиляється від синусоїдальної. У процесі роботи з джерелом ЕРС ($R_{вх.дж} \rightarrow 0$, тому навантажувальна лінія на вхідних ВАХ паралельна осі I_E) через нелінійність динамічної вхідної характеристики відбувається спотворення форми вхідного струму, а отже, і само спотворення вихідного струму (див. рис. 5.16). При роботі з джерелом струму ($R_{вх.дж} \rightarrow \infty$) вхідний струм не спотворюється, а отже, здійснюються мінімальні спотворення вихідного струму.

У реальних підсилювачах спостерігається проміжний варіант ($R_{вх.дж} \neq 0$ кінцева величина). Кут нахилу навантажувальної лінії на вхідних ВАХ позначається $R_{вх}$ (рис. 5.17).

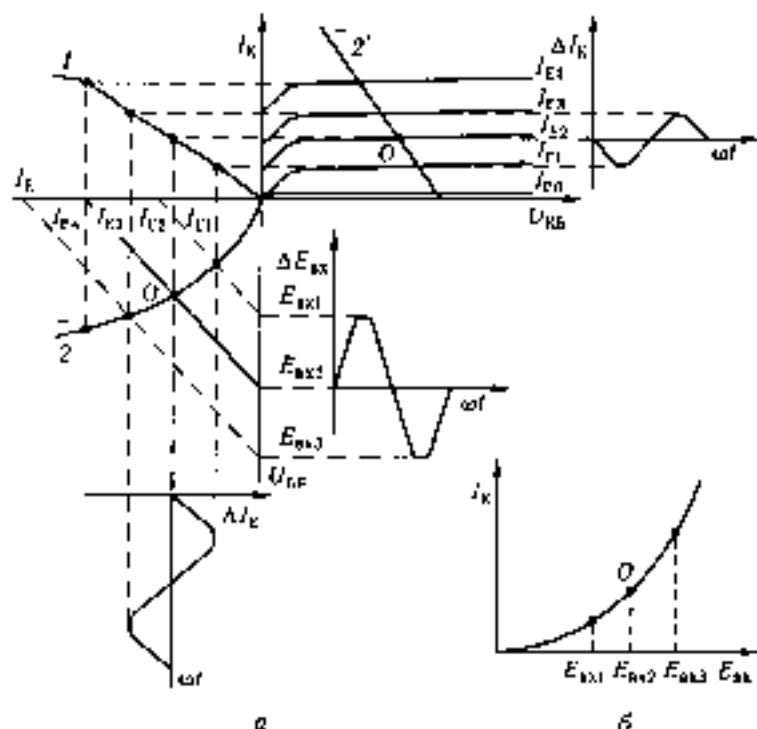


Рис. 5.17. Сигнальний відсоток під час роботи з змінним джерелом

Під час зміни $\Delta E_{КЭ}(\omega t)$ навантажувальна ланка переміщується паралельно самій собі, зумовлюючи пограму вхідного струму I_K . Неліній спотворення відбуваються і за з'єднанням і походять між двома розглянутими раніше випадками.

У реальних схемах завжди $R_{ин} \neq 0$, тобто децимальний розглянутий варіант. Погоджуючи $E_{КЭ}$ і I_K , одержують паскриву характеристику транзисторного каскаду, при цьому слід брати зблизжені значення $E_{КЭ}$ і I_K . Вигляд цієї характеристики наведено на рис. 5.17. б

Можли видати вхідний сигнал щодо точки O за методом п'яти ординат (див. п. 5.5), визначаючи спотворення

5.4. Методи розрахунку нелінійних спотворень

Для розрахунку нелінійних спотворень використовують такі методи:

- у режимах, близьких до лінійного (режим класу A), застосовують метод п'яти ординат;
- у нелінійному режимі (режим класу B і AB) застосовують метод кутів відсічення.

Розглянемо метод п'яти ординат. Залежність струму колектора від вхідної напруги визначається наскрізною характеристикою. Через спотворення, у разі синусоїдальної вхідної напруги, одержимо не синусоїдальний струм колектора, який можна подати рядом Тейлора:

$$I_K = I_{0K} - \frac{\partial I_K}{\partial E_{вх}} \Delta E_{вх} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_K}{\partial E_{вх}^2} \Delta E_{вх}^2 - \dots = \\ = I_{0K} + a_1 \Delta E_{вх} + a_2 \Delta E_{вх}^2 + \dots$$

$$\text{де } a_1 = \frac{1}{i} \frac{\partial I_K}{\partial E_{вх}},$$

Для $\Delta E_{вх} = E_{вх,м} \sin \omega t$ одержимо

$$I_K = I_{0K} + a_1 E_{вх,м} \sin \omega t + \\ + a_2 E_{вх,м}^2 \sin^2 \omega t + a_3 E_{вх,м}^3 \sin^3 \omega t + \dots$$

Перетворивши функції $\sin^2 \omega t \rightarrow \sin(2\omega t)$, дістанемо

$$I_K = I_{0K} + \Delta I_K = I_{м1} \sin \omega t + I_{м2} \sin 2\omega t + I_{м3} \sin 3\omega t + \dots$$

Для того щоб розрахувати нелінійні спотворення з похибкою 5...10 %, досить визначити чотири гармоніки ΔI_K . Для знаходження п'яти невідомих величин $I_{м1}$, $I_{м2}$, $I_{м3}$, $I_{м4}$ і ΔI_K , треба отримати систему із п'яти рівнянь. Для цього на наскрізній характеристиці, відносячись п'ятьма значеннями ωt , дістанемо значення п'яти відомих ординат.

- 1) $\omega t = 0 \rightarrow \Delta E_{вх} = 0$, ордината $\rightarrow I_{0K}$;
- 2) $\omega t = \frac{\pi}{2} \rightarrow \Delta E_{вх} = E_m$, ордината $\rightarrow I_{макс K}$;
- 3) $\omega t = \frac{3\pi}{2} \rightarrow \Delta E_{вх} = -E_m$, ордината $\rightarrow I_{мін K}$;

$$4) \omega t = \frac{7\pi}{6} \rightarrow \Delta E_{\text{нх}} = -\frac{E_{\text{нх}}}{2}, \text{ ордината } \rightarrow I_{1,2};$$

$$5) \omega t = \frac{\pi}{6} \rightarrow \Delta E_{\text{нх}} = \frac{E_{\text{нх}}}{2}, \text{ ордината } \rightarrow I_{-1,2}.$$

Графік не зображено на рис. 5.18

За отриманими значеннями п'яти ординат після розв'язування системи рівнянь визначимо $I_{\text{m1}}, I_{\text{m2}}, I_{\text{m3}}, I_{\text{m4}}$ і $\Delta I_{\text{ОК}}$:

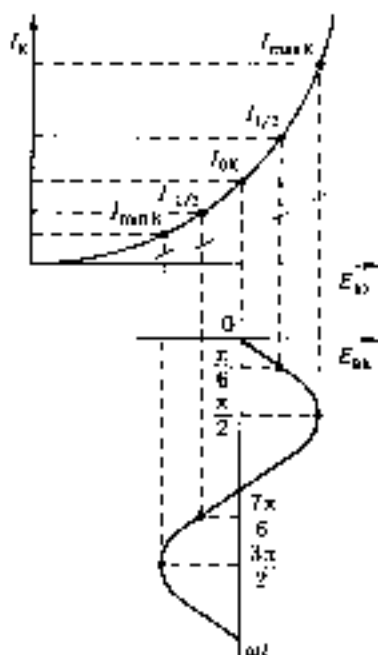
$$I_{\text{m1}} = \frac{I_{\text{max}} - I_{\text{min}}}{3} \cdot \frac{I_{1,2} - I_{-1,2}}{2}; \quad (5.5)$$

$$I_{\text{m2}} = \frac{I_{\text{max}} + I_{\text{min}} - 2I_{\text{ОК}}}{4}; \quad (5.6)$$

$$I_{\text{m3}} = \frac{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} - (I_{1,2} - I_{-1,2})}{6}; \quad (5.7)$$

$$I_{\text{m4}} = \frac{I_{\text{max}} + I_{\text{min}} - 4(I_{1,2} + I_{-1,2}) + 6I_{\text{ОК}}}{12}; \quad (5.8)$$

$$\Delta I_{\text{ОК}} = \frac{I_{\text{max}} + I_{\text{min}} + 2(I_{1,2} - I_{-1,2}) - 6I_{\text{ОК}}}{6}. \quad (5.9)$$



де $\Delta I_{\text{ОК}}$ — приріст до номінальної складової $I_{\text{ОК}}$, зумовлений парними гармоніками (сід час роботи в класі А він не повинен перевищувати величини $0,1I_{\text{ОК}}$).

Потім розраховують коефіцієнти нелінійних спотворень із виразів (5.3) і (5.4):

$$\gamma_2 = \frac{I_{\text{m2}}}{I_{\text{m1}}} \cdot 100 \%;$$

$$\gamma_3 = \frac{I_{\text{m3}}}{I_{\text{m1}}} \cdot 100 \%;$$

$$\gamma_4 = \frac{I_{\text{m4}}}{I_{\text{m1}}} \cdot 100 \%;$$

$$\gamma_{\text{нл}} = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \gamma_4^2}.$$

Рис. 5.18. Визначення п'яти ординат

Висновок. Для розрахунку нелінійних спотворень необхідно:

- розрахувати режим роботи каскаду за постійним струмом і визначити кут нахилу навантажувальної лінії за змінним струмом;

- на підставі вхідних ВАХ і навантажувальної лінії за змінним струмом побудувати перехідну характеристику в другому квадранті;

- у третьому квадранті на вхідних ВАХ побудувати динамічну вихідну характеристику;

- на підставі динамічної вхідної та перехідної характеристик побудувати паскрісну характеристику (для конкретного $R_{\text{вн.лк}}$);

- за паскрісною характеристикою і заданим $E_{\text{вх}}$ (при його значеннях $-E_{\text{вх}} - E_{\text{вх}} + \frac{E_{\text{м}}}{2}, -\frac{E_{\text{м}}}{2}$ та 0) встановити конкретні значення п'яти ординат ($I_{\text{вхх}}, I_{\text{вхп}}, I_{\text{лк}}, I_{1/2}$ і $I_{-1/2}$) і за формулами (5.5) – (5.9) розрахувати амплитуди гармонік струму колектора;

- визначити коефіцієнти спотворень кожної гармоніки (до четвертої) і загальний коефіцієнт спотворення. Якщо $\gamma_{\text{зст}} \leq \leq \gamma_{\text{зад}}$, розрахунок закінчено, інакше передбачають заходи для зниження коефіцієнта спотворень (збільшують $R_{\text{вн.лк}}$ вибирають інший транзистор або змінюють робочу точку на більш лінійну ділянку ВАХ).

Контрольні запитання

1. Назвіть основні причини температурної нестабільності транзисторних каскадів на германічних і силіційних транзисторах. У чому полягає схематичне опрацювання струмів база та емісійного колектора?
2. Поясніть роботу схем температурної стабілізації й компенсації транзисторних каскадів, фізичний зміст коефіцієнта температурної нестабільності.
3. Перерахуйте основні причини нелінійних спотворень транзисторних каскадів.
4. Опишіть методику побудови вхідних динамічних характеристик транзисторних каскадів з СБ і СВ.
5. Побудуйте паскрісну характеристику транзисторного каскаду і розлізайте особливості його роботи з джерелом струму, ЕРС і реальним джерелом сигналу.
6. Як отримати методи визначення для визначення нелінійних спотворень транзисторних каскадів та правила його використання?

ЗВОРОТНІ ЗВ'ЯЗКИ У ПІДСИЛЮВАЧАХ

6.1. Загальні поняття і класифікація зворотних зв'язків

Зворотні зв'язки є ефективним засобом коригування характеристик підсилювачів. Вони змінюють коефіцієнти підсилення, рівень власних шумів, частотні та фазові характеристики, лінійність спотворення та інші параметри.

Кожом зворотньому зв'язку (ЗЗ) називають протермі, за допомогою якого частину вихідної напруги передають на вхід підсилювача. Зворотні зв'язки можуть бути частотозалежними (лінійними) або частотонезалежними (комплексними).

Зворотні зв'язки класифікують за кількома ознаками. Розрізняють позитивний і негативний ЗЗ.

За способом підключення ланки ЗЗ до виходу підсилювача:

- паралельний ЗЗ (за напругою);
- послідовний ЗЗ (за струмом).

За способом підключення ланки ЗЗ до виходу підсилювача:

- ЗЗ з додаванням напруг;
- ЗЗ з додаванням струму.

Зворотний зв'язок може бути частотозалежним (незалежним), амплитудозалежним і амплитудонезалежним.

На рис. 6.1 дано структурну схему підсилювача зі ЗЗ за напругою з додаванням напруг, а на рис. 6.2 — зі ЗЗ за

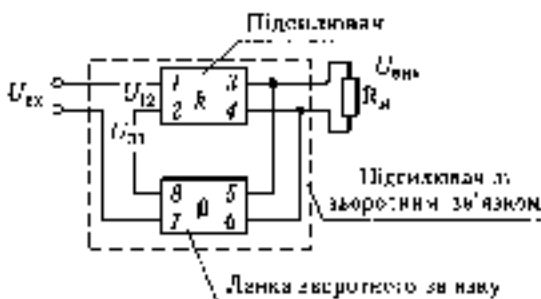
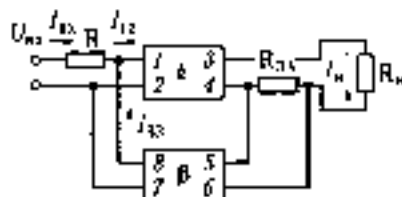


Рис. 6.1. Структурна схема підсилювача зі ЗЗ за напругою з додаванням напруг

Рис. 6.2 Структурна схема підсилювача з ЗЗ та струмом з додаванням струму



струмом з додаванням струмів. Напруга на виході ланки ЗЗ ($U_{\text{ЗЗ}}$) пропорційна напрузі навантаження (див. рис. 6.1) і струму навантаження ($I_{\text{ЗЗ}} = I_{\text{н}} R_{\text{ЗЗ}}$) для другої структури (див. рис. 6.2)

Якщо напруга на виході підсилювача $U_{12} = U_{\text{вх}} - U_{\text{ЗЗ}}$, то такий ЗЗ називають *зворотним зв'язком з додаванням напруги* (див. рис. 6.1), а якщо $I_{12} = I_{\text{вх}} - I_{\text{ЗЗ}}$, то такий ЗЗ *зворотним зв'язком з додаванням струму* (див. рис. 6.2).

Зворотний зв'язок є дестативним, якщо вхідна напруга і напруга ЗЗ синфазні, та негативним, якщо вхідна напруга і напруга ЗЗ протифазні.

Залежно від внутрішньої структури ланки ЗЗ (β) він може бути частотозалежним (незалежним) або амплітудозалежним (незалежним).

Для побудови підсилювачів використовують негативні зворотні зв'язки, тому що вони поліпшують і стабілізують їхні основні характеристики та параметри.

6.2. Вплив зворотного зв'язку на основні параметри підсилювача

Розглянемо вплив зворотних зв'язків на основні параметри підсилювача.

Вплив зворотного зв'язку на величину коефіцієнта підсилення підсилювача. Визначимо коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком k_1 через коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку k і коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку β . Вихідна напруга підсилювача (див. рис. 6.1):

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} = U_{\text{ЗЗ}}.$$

Відповідно напруга на виході ланки ЗЗ дорівнюватиме $U_{\text{ЗЗ}} = -U_{\text{ЗЗ}}\beta$. Отже, для випадку позитивного ЗЗ можна записати

$$U_{12} = U_{\text{вх}} + U_{\text{ЗЗ}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{ЗЗ}}\beta$$

Зніск впливає, що вихідна напруга підсилювача з урахуванням ЗЗ

$$U_{\text{вих}} = (U_{\text{кх}} + U_{\text{вих}}\beta)k.$$

Розділивши останній вираз на $U_{\text{кх}}$, одержимо коефіцієнт підсилення підсилювача з урахуванням ЗЗ (негативного або позитивного)

$$k_p = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{кх}}} = (1 + \beta k_p)k.$$

З отриманого виразу визначимо коефіцієнт підсилення підсилювача зі ЗЗ

$$k_p = \frac{k}{(1 - \beta k)},$$

де $(1 + \beta k)$ — фактор зворотного зв'язку.

Для негативного ЗЗ фактор зворотного зв'язку буде $(1 + \beta k)$. З урахуванням цього можна зробити висновок, що негативний ЗЗ зменшує коефіцієнт підсилення підсилювача, оскільки $(1 + \beta k) > 1$. Тому негативний ЗЗ зменшує коефіцієнт підсилення підсилювача в $(1 + \beta k)$ разів, а позитивний — збільшує.

Вплив зворотного зв'язку на стабільність коефіцієнта підсилення підсилювача. Нехай модуль коефіцієнта підсилення підсилювача без ЗЗ дорівнює k . Під дією дестабілізуючих факторів він збільшується на величину Δk . Відповідно для підсилювача із ЗЗ модуль коефіцієнта підсилення дорівнюватиме k_p і його зміст під дією тих самих дестабілізуючих факторів Δk_p .

Нестабільності модулів коефіцієнтів підсилення підсилювачів відносно будуть визначатися такими співвідношеннями:

$$\Delta k_p / k_p = \text{для підсилювача без ЗЗ};$$

$$\Delta k_p / k_p = \text{для підсилювача із ЗЗ}.$$

Установимо залежність між цими співвідношеннями. Для цього візьмемо похідну

$$\frac{dk_p}{dk} = \frac{d}{dk} \left[\frac{k}{1 \mp \beta k} \right].$$

Після керетворення одержимо

$$\frac{dk_p}{dk} = \frac{k_p}{(1 \mp \beta k)k}.$$

Поділивши обидві частини рівності на k_1 і помноживши на dk_1 отримаємо

$$\frac{dk_3}{k_1} = \frac{1}{(1 \mp \beta k)} \frac{dk}{k}.$$

Переходячи від нескінченно малих збільшень до кінцевих, дістанемо

$$\frac{\Delta k_3}{k_3} = \frac{1}{(1 \mp \beta k)} \frac{\Delta k}{k}.$$

Отже, за позитивного ЗЗ нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача зі ЗЗ збільшується, а за негативного ЗЗ — зменшується. Застосування глибокої ЗЗ, можливо забезпечити дуже високу стабільність коефіцієнта підсилення підсилювача.

Вплив зворотного зв'язку на рівень власних шумів. Для оцінки впливу ЗЗ на рівень власних шумів скористаємося структурною схемою, наведеною на рис. 6.3.

Нехай зворотний зв'язок підсилює шуми всіх каскадів підсилювача, крім першого. На вході другого каскаду виникає напруга власних шумів $U'_{ш}$. Отже, за відсутності ЗЗ для двокаскадного підсилювача напруга шуму на вході підсилювача становитиме

$$U_{ш.вих} = U'_{ш} k_2.$$

Після введення негативного або позитивного ЗЗ для цієї самої напруги $U_{ш}$ дістанемо такий вираз:

$$U_{ш.вих\beta} = \frac{U'_{ш} k_2}{1 - \beta k_1 k_2}.$$

Узявши відношення шумів на виході підсилювача зі зворотним зв'язком і без нього, одержимо

$$\frac{U_{ш.вих\beta}}{U_{ш.вих}} = \frac{U'_{ш} k_2}{(1 - \beta k_1 k_2) U'_{ш} k_2} = \frac{1}{1 \mp \beta k_1 k_2}.$$

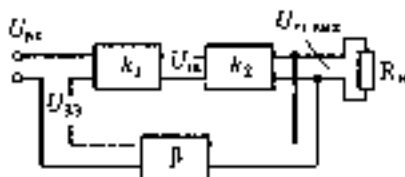


Рис. 6.3. Структурна схема підсилювача для оцінки впливу ЗЗ на рівень власних шумів

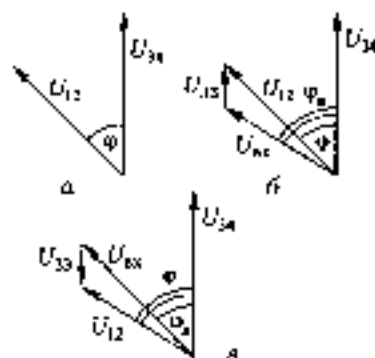


Рис. 6.4. Фазові спотворення під впливом ЗЗ і БЗ.

а без ЗЗ б позитивний ЗЗ, в негативний ЗЗ

Як впливає в отриманого виразу, негативний ЗЗ зменшує рівень власних шумів на фактор зворотного зв'язку, а позитивний збільшує. Таку застосування глибоких негативних ЗЗ істотно підвищує чутливість підсилювачів, при цьому як перший каскад за-

тосовують спеціальні малопоміжні підсилювальні каскади.

Вплив зворотного зв'язку на нелінійні спотворення підсилювачів. Нелінійні спотворення, як правило, виникають у кінцевих та в передкінцевих каскадах підсилювачів і за природою їхнього виникнення такі спотворення можна розглядати як власні шуми каскаду. Отже, можна стверджувати, що для негативного ЗЗ

$$y_p = \frac{\gamma}{1 + \beta k},$$

де y_p і γ — відношення нелінійні спотворення підсилювача (каскаду) зі зворотним зв'язком і без зворотного зв'язку. Тому застосування негативного зворотного зв'язку дає змогу також істотно зменшити нелінійні спотворення підсилювачів. Це особливо характерно для підсилювачів потужності, де рівень спотворень досить великий.

Вплив зворотного зв'язку на фазові характеристики підсилювачів. Нехай на вході та виході елемента підсилювачів спостерігаються фазовий жув спотворень φ (рис. 6.4, а). Після введення ЗЗ фазовий жув спотворень між цими елементами φ_p . На підставі векторних діаграм, наведених на рис. 6.4, а, б, в, можна стверджувати, що негативний зв'язок зменшує фазові спотворення підсилювача, а позитивний збільшує.

6.3. Вплив зворотного зв'язку на вхідний і вихідний опори підсилювача

На величину вихідного опору підсилювачів впливає спосіб підключення джерела ЗЗ до виходу підсилювача. Розглянемо окремо вплив ЗЗ на напругу (паралельне підключення) та на струм (последовне підключення).

Зворотний зв'язок за напругою. Якщо підсилювач не охолощений ЗЗ, його можна зобразити моделлю, наведеною на рис. 6.5. У цьому випадку напругу $U'_{2\lambda}$ визначають за такою виразом:

$$U'_{2\lambda} = I_n R_n$$

Якщо підсилювач охолощений ЗЗ за струнковою з'являється на рис. 6.1, то напругу $U'_{2\lambda}$ визначають так:

$$U'_{2\lambda} = U_{2\lambda} \beta = I_n R_n \beta.$$

У цьому випадку напруга U'_{12} вже не дорівнюватиме вхідній напрузі, її визначиться сумою вхідної напруги та напруги на вихідній ланці ЗЗ:

$$U'_{12} = U_{\text{вх}} + U'_{2\lambda} = U_{\text{вх}} + I_n R_n \beta.$$

Виходячи зі схеми, наведеної на рис. 6.5, струм навантаження можна знайти із виразу

$$I_n = \frac{k_{XX} U'_{12}}{R_{\text{вхх}} + R_n} \quad (6.1)$$

Підставивши у вираз (6.1) формулу для визначення U'_{12} підсилювача, що охолощений ІЗЗ, і зробивши деякі перетворення, одержимо

$$I_n = \frac{\frac{k_{XX}}{1 - k_{XX}\beta} U_{\text{вх}}}{\frac{R_{\text{вхх}}}{1 - k_{XX}\beta} + R_n} \quad (6.2)$$

З урахуванням виразу (6.2) можна сформулювати модель підсилювача, що охолощений ЗЗ за напругою (рис. 6.6).

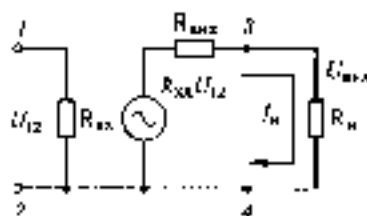


Рис. 6.5. Модель підсилювача без ІЗЗ

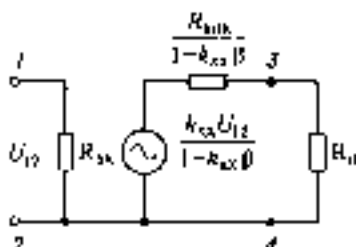


Рис. 6.6. Модель підсилювача охолощеного ЗЗ за напругою

Виходячи з виразу (6.2), першій доданок знаменника є вихідним опором підсилювача, що охоплений позитивним ЗЗ за напругою:

$$R_{\text{вих}0} = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + k_{\text{УХ}}\beta}.$$

Для негативного ЗЗ за напругою відповідно дістанемо

$$R_{\text{вих}2\beta} = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + k_{\text{УХ}}\beta} \quad (6.3)$$

Отже, негативний ЗЗ зменшує вихідний опір підсилювача. Наявність впливу ЗЗ на вихідний опір підсилювача можна показати на навантажувальних характеристиках (рис. 6.7). Негативний зворотний зв'язок за напругою зумовлює крутішу навантажувальну характеристику підсилювача, наближаючи його до джерела ЕРС.

Зворотний зв'язок за струмом. Для розгляду цього варіанта скористаємося схемою, наведеною на рис. 6.2. З урахуванням цього, модель підсилювача з розширенням ЗЗ матиме вигляд, наведений на рис. 6.8.

Для оцінки вихідного опору проведемо аналіз аналогічно попередньому варіанту. Напругу на виході ланки ЗЗ визначимо із виразу

$$U_{78} = U_{56}\beta = I_H R_{54}\beta$$

Виходячи з цього, напруга U_{12} становитиме

$$U_{12} = U_{10} + U_{78} = U_{10} + I_H R_{33}\beta$$

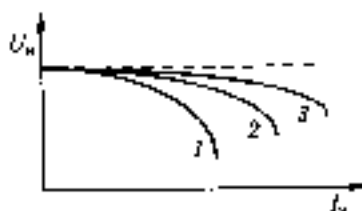


Рис. 6.7. Навантажувальні характеристики. Тут вказано, що деякий струмовий вплив ЗЗ за напругою на його вихідний опір:

$k = 1$ ППЗ; $2 = 60 \times 10^{-3}$; $3 = 1$ НЗЗ

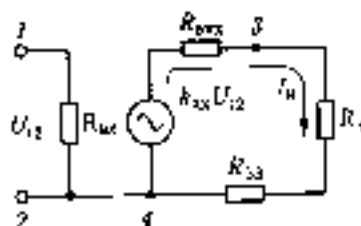
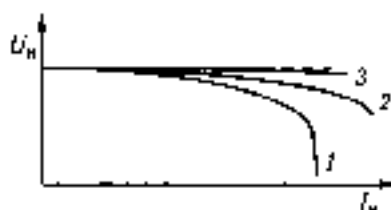


Рис. 6.8. Модель підсилювача у разі розширеного ЗЗ за струмом (рис. 3.3)

Рис. 6.9. Навантажувальні характеристики, що демонструють вплив ЗЗ на струм на вихідний опір підсилювача:
 $1 - < \text{НЗЗ} > - \text{без ЗЗ}$, $2 - < \text{НЗЗ} >$



Відповідно одержимо вираз для струму навантаження підсилювача без ЗЗ:

$$I_H = \frac{k_{XX} U_{12}}{R_{\text{внх}} + R_{12}} = \frac{k_{XX} U_{\text{вх}}}{R_{\text{внх}} + R_H},$$

тому що $U_{12} = U_{\text{вх}}$.

Для підсилювача, що охоплений НЗЗ, аналогічно одержимо

$$I_H = \frac{k_{XX} U_{\text{вх}}}{R_{\text{внх}} + R_{\text{ЗЗ}}(1 - k_{XX}\beta) + R_H},$$

де $U_{12} = U_{\text{вх}} + U_{\text{гс}}$.

Виходячи з отриманого виразу, за аналогією з попереднім висновком перший і другий доданок знаменника є вихідним опором підсилювача

$$R_{\text{внх}\beta} = R_{\text{внх}} + R_{\text{ЗЗ}}(1 - k_{XX}\beta)$$

Для негативного ЗЗ за струмом одержимо

$$R_{\text{внх}\beta} = R_{\text{внх}} + R_{\text{ЗЗ}}(1 + k_{XX}\beta). \quad (6.4)$$

Отже, негативний ЗЗ за струмом збільшує вихідний опір підсилювача. Інтерпретацію цього ЗЗ навантажувальною характеристикою позано на рис. 6.9. Негативний ЗЗ за струмом зумовлює більш в'яку навантажувальну характеристику, наближаючи його вихідну ланку до джерела струму.

Висновки. Негативний ЗЗ за напругою (паралельне підключення) зменшує вихідний опір підсилювача, наближаючи його до джерела ЕРС, а негативний ЗЗ за струмом (последельне підключення) — збільшує вихідний опір підсилювача, наближаючи його до джерела струму.

Розглянемо вплив ЗЗ на вихідний опір підсилювача. У цьому випадку визначальним фактором є спосіб підключення ланки ЗЗ до виходу підсилювача. Розглянемо окремо кожний із варіантів.

ЗЗ з додаванням напруг. Для визначення цього впливу скористаємося схемою, наведеною на рис. 6.1. Для цієї структури записано

$$U_{12} = U_{12} k.$$

Напруга на виході ланки ЗЗ

$$U_{12} = U_{12} \beta = U_{12} k_{\beta} \beta$$

Отже, напругу U_{12} можна записати як

$$U_{12} = U_{12} + U_{12} = U_{12} (1 + k_{\beta} \beta)$$

Вхідний струм підсилювача однаковий для підсилювача зі зворотним зв'язком і без нього

$$I_{12} = \frac{U_{12}}{R_{12}} = \frac{U_{12}}{R_{12}}.$$

Підставляючи значення U_{12} , одержимо

$$\frac{U_{12}}{R_{12}} = \frac{U_{12} (1 + k_{\beta} \beta)}{R_{12}}.$$

З останнього виразу визначимо R_{12} для позитивного ЗЗ:

$$R_{12} = \frac{R_{12}}{(1 + k_{\beta} \beta)}$$

Для негативного ЗЗ вхідний опір визначають із виразу

$$R_{12} = \frac{R_{12}}{(1 - k_{\beta} \beta)}. \quad (6.5)$$

Отже, негативний ЗЗ з додаванням напруг збільшує вхідний опір підсилювача і спрощує питання узгодження його вхідного опору з внутрішнім опором джерела вхідного сигналу.

ЗЗ з додаванням струмів. Для оцінки цього впливу скористаємося схемою, наведеною на рис. 6.10.

Для цієї схеми напругу U_{13} визначають із виразу

$$U_{13} = U_{12} + U_{12} = U_{12} (1 + k).$$

Струми I_1 і I_2 можна записати як

$$I_1 = U_{12} / R_{12}; \quad I_2 = \frac{U_{13}}{R_{13}} = \frac{U_{12} (1 + k)}{R_{13}}.$$

За першим законом Кірхгофа вхідний струм визначають так:

$$I_{вх} = I_1 + I_2 = \frac{U_{вх}}{R_{вх}} + \frac{U_{вх} (1 - k)}{R_{ЗЗ}}.$$

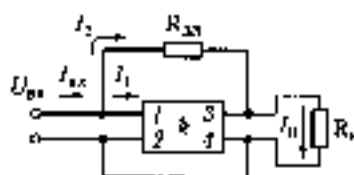


Рис. 6.10. Структурна схема підсилювача з ЗЗ за напругою з додаванням струмів

З отриманого лінійного визначимо вхідний опір підсилювача, охопленого позитивним ЗЗ:

$$R_{вх\beta} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{R_{ЗЗ} R_{вх}}{R_{вх} (1 - k) + R_{ЗЗ}}.$$

Відповідно для негативного ЗЗ одержимо

$$R_{вх\beta} = \frac{R_{ЗЗ} R_{вх}}{R_{вх} (1 + k) + R_{ЗЗ}}. \quad (6.6)$$

Проаналізувавши цей вираз, можна зробити висновок, що негативний ЗЗ з додаванням струмів зменшує вхідний опір підсилювача, погіршуючи умови узгодження за напругою каскаду з джерелом вхідного сигналу.

З аналізованого вище випливає, що найкращим варіантом є схеми підсилювальних каскадів з негативним ЗЗ за напругою і з додаванням напруг. Оскільки вони забезпечують найвищі вхідні та найнижчі вихідні опори, що істотно сприяє їхнє узгодження з напругою в підсилювачах з багатьма каскадами.

6.4. Практичні схеми підсилювальних каскадів зі зворотними зв'язками

Як уже зазначалося, найкращим варіантом схем каскадів підсилювачів зі ЗЗ є схеми з негативним ЗЗ за напругою з додаванням напруг. Варіант такого каскаду наведено на рис. 6.11.

Для цієї схеми коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку β буде визначатися коефіцієнтом ослаблення подільника, з'єднаного на резисторах R_1 і R_2 :

$$\beta = \frac{U_{зз}}{U_{вх}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1}.$$

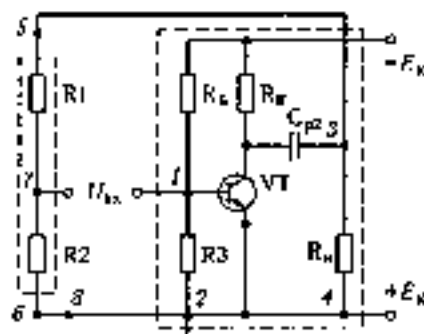


Рис. 6.11 Принципова схема підсилювача з негативним ЗЗ за напругою і додатковим напруг

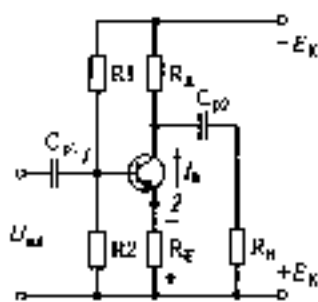


Рис. 6.12 Принципова схема підсилювача з негативним ЗЗ за струмом і додатковим напруг

Під час визначення величини опорів цих резисторів задаються одним з них, наприклад R_1 можна прийняти більшим, ніж R_n , знаючи необхідний коефіцієнт зворотного зв'язку β , визначають величину другого опору. За відомим значенням k , $R_{вх}$, $R_{вих}$ підсилювача і β відповідно до теорії ЗЗ можна розраховувати всі характеристики та параметри підсилювача зі зворотним зв'язком.

Однак ця схема має недоліки завдяки тому, що її вольтажне підсилення. Це зумовлюється тим, що джерело вхідного сигналу не підключене до спільної ланки підсилювача. Тому на практиці більше поширена схема, наведена на рис. 6.12.

Коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку для такої схеми визначається за таким співвідношенням:

$$\beta = \frac{I_K R_E}{I_K R_{св}} = \frac{R_E}{R_{св}},$$

де $R_{св} = R_n \parallel R_k$.

Це випливає з аналізу лінійної електричної моделі підсилювача в області середніх частот. Схема на рис. 6.12 має підвищену вольтажність порівняно з попередньою. Однак за рахунок використання ЗЗ за струмом вона має вихідний ланцюговий опір. Аналогічно попередній схемі, знаючи параметри підсилювача без зворотного зв'язку та коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку β , можна розраховувати всі характеристики та параметри підсилювача.

6.5. Стійкість підсилювачів зі зворотними зв'язками

Навіть після введення негативного ЗЗ у підсилювач він може стати нестійким, тобто відбувається його самозбудження і він переходить у генераторний режим роботи. Звичайно це відбувається на дуже низьких або високих частотах, які не входять у його робочий діапазон частот. Для запобігання цьому явищу потрібно забезпечувати усталену роботу підсилювача.

Зворотний зв'язок є чисто негативним лише в деякому відносно вузькому діапазоні частот. Для підсилювача низької частоти (акустичні) це середні частоти. У разі збільшення чи зменшення частоти виникають додаткові фазові зсуви в підсилювачі, що може призвести до того, що ЗЗ стає додатним, а це у свою чергу призводить до нестійкої роботи підсилювача.

З виразу для коефіцієнта підсилення підсилювача з позитивним ЗЗ

$$k_p = \frac{k}{1 - \beta k}$$

випливає, що якщо $(1 - \beta k) \leq 0$, то $k_p \rightarrow \infty$, отже, система не стійка. З наведеної умови одержимо, що система буде нестійка, якщо $\beta k \geq 1$. Оскільки обидва коефіцієнти є комплексними величинами, критерій нестійкості матиме вигляд

$$|\beta k| e^{j(\varphi_{\beta k} + \varphi_n)} \geq 1, \quad (6.7)$$

Комплексний критерій нестійкості (6.7) можна подати двома рівняннями — балансу амплітуд та балансу фаз:

$$\begin{cases} |\beta k| \geq 1; \\ (\varphi_{\beta k} + \varphi_n) = 360^\circ n, \end{cases} \quad \begin{matrix} (6.8) \\ (6.9) \end{matrix}$$

де n — будь-яке ціле число.

Отже, виконання умов балансу фаз і балансу амплітуд призводить до нестійкої роботи підсилювача. Для оцінки стійкості підсилювача часто застосовують критерій Найквіста — Михайлова. Відповідно до цього критерію, стійкість замкненої системи визначається за виглядом АФЧХ розімкненої системи. Якщо АФЧХ розімкненої системи проходить точку з координатами $(+1; j0)$, то замкнена система нестійка, а якщо не проходить — стійка.

Розглянемо АФЧХ підсилювача з різним числом каскадів та подивимось їхню стійкість.

Підсилювач на одному каскаді (СЕ або СВ). Вигляд АФЧХ наведено на рис. 6.13 для підсилювачів звукових частот з робочим діапазоном $\omega_n \dots \omega_H$. Відповідно до критерію Найквіста — Михайлова, ця система (підсилювач з негативним ЗЗ) завжди стійка.

Підсилювач з двома каскадами (СЕ або СВ). АФЧХ двокаскадного підсилювача з негативним ЗЗ наведено на рис. 6.14. Як видно з рис. 6.14, цей підсилювач також характеризується стійким режимом роботи, тому що точка з координатами $(+1, j0)$ не охоплена АФЧХ.

Підсилювач з трьома каскадами (СЕ або СВ). АФЧХ цього підсилювача наведено на рис. 6.15, а. Такий підсилювач з негативним ЗЗ у робочому діапазоні частот $\omega_n \dots \omega_H$ є потенційно нестійким, тому що завжди є ще дві частоти (ω_1 — точка b і ω_2 — точка a), на яких виконується умова балансу фаз. Для них слід перевірити виконання умови балансу амплітуд.

На рис. 6.15, б наведено АФЧХ підсилювача, який з негативним ЗЗ є стійким, однак у координатах точки a , близьких до $+1$, під дією зовнішніх впливів підсилювач може стати

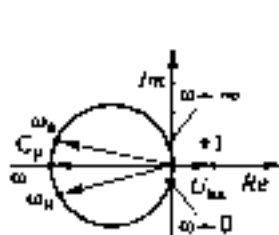


Рис. 6.13. АФЧХ підсилювача з одним каскадом

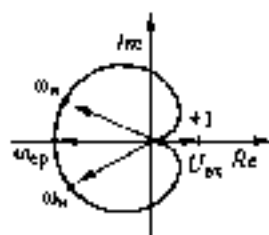


Рис. 6.14. АФЧХ підсилювача з двома каскадами

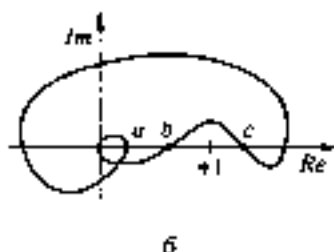
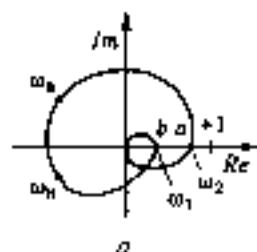


Рис. 6.15. АФЧХ підсилювача з трьома каскадами.
а — стійкий, б — умовно стійкий

кестійким. Тому рекомендований запас стійкості має становити 2...3, тобто координата точки a має дорівнювати 0,3...0,6.

На рис. 6.15, б показана АФЧХ, за якої підсилювач із ЗЗ є умовно стійким. Однак точка c АФЧХ після виняткової жонглерії все-таки охопить точку з координатами $(+1; j_0)$, система збудеться і стане протійкою.

Отже, для забезпечення стійкості підсилювача з ЗЗ АФЧХ розімкненої системи повинна мати вигляд, що відповідає рис. 6.15, а (для підсилювачів з багатьма каскадами число перетинів з реальною віссю буде 4, 6, 8 і т. д.), однак координата крайньої правої точки має розташовуватися лівіше від прийнятого запасу щодо збудження (0,3...0,5).

Якщо АФЧХ охоплює точку $(-1; j_0)$ у певному діапазоні частот, то для забезпечення стійкості підсилювачів зі ЗЗ необхідно підключати спеціальні кола корекції, які зменшують коефіцієнт підсилення підсилювача у цій ділянці частот до значень, що забезпечують невиконання умов балансу амплітуд.

Контрольні запитання

1. Які основні призначення та класифікація зворотних зв'язків? Поясніть їхній вплив на якісні характеристики і параметри підсилювачів.
2. Який тип зворотного зв'язку треба застосувати для збільшення вхідного опору підсилювача? Наведіть схему та опишіть її вхідний опір.
3. Який тип зворотного зв'язку треба використовувати для зменшення вихідного опору підсилювача? Наведіть схему та опишіть її вихідний опір.
4. Проаналізуйте схему зі складним колектором з погляду зворотних зв'язків і встановіть їхній вплив на вхідний і вихідний опори.
5. Поясніть суть методу Найквіста. Мухайтова для визначення стійкості підсилювачів зі зворотними зв'язками.

7.1. Призначення й основні
характеристики підсилювачів.
Підсилювачі на несівній частоті

Сигнали, що знімаються з різного типу датчиків — це, як правило, деяка функція часу $U(t)$, яка може бути періодичною і неперіодичною. Якщо $U(t)$ — періодична функція часу, то вона може бути подана в частотній області рідком Фур'є. Це два види подання сигналу $U(t)$ — у часовій і частотній областях, вони пов'язані між собою прямим і зворотним перетвореннями Фур'є.

Періодичній функції $U(t)$ відповідає дискретний спектр у частотній області (рис. 7.1). Як приклад такої періодичної функції $U(t)$ може бути узятий сигнал на виході транзисторного підсилювача з нелінійними спотвореннями (рис. 7.2). Амплітуди 1, 2 і т. д. гармонік можна розрахувати за методом п'яти ординат (див. рис. 5).

Якщо функція $U(t)$ не періодична, але задовольняє критерію стаціонарності та ергодичності, то цій функції у частотній області можна подати відповідну спектральну щільність $S(f\omega)$ (рис. 7.3). Як правило, на частоті $\omega = 0$ буде величина S_0 , а за дискретного спектра A_0 . Якщо сигнали характеризуються спектром амплітуд від 0 до ω_c , то для них необхідно вибрати підсилювач, який працює у діапазоні частот від 0 до ω_c . Такий підсилювач називають підсилювачем постійного струму (ППС).

На рис. 7.3 ω_c — гранична частота. Енергетичний внесок частот, вищих за ω_c , у загальну енергію спектра не перевищує заданої величини, наприклад 5 %.

Зв'язок між частотною і часовою областями в такому випадку має вигляд:

$$p(j\omega) : f(t);$$

$$S(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt;$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{+j\omega t} d\omega.$$

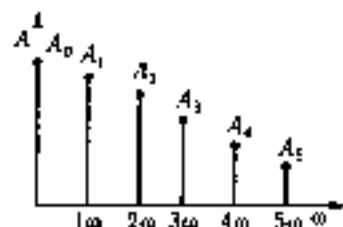


Рис. 7.1. Спектр періодичної функції у частотній області

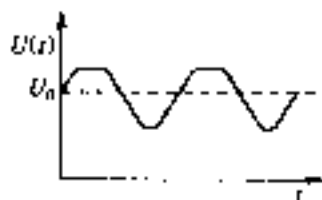
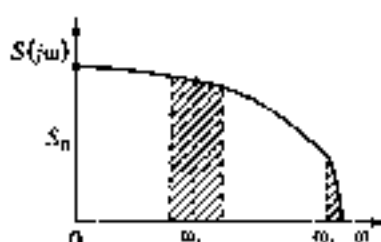


Рис. 7.2. Періодичний сигнал на вході підсилювача з нелінійними спотвореннями

Рис. 7.3. Спектральна щільність неперервного сигналу



Для передачі інформації без спотворень АЧХ ППС, як і RC-підсилювачів, має бути рівномірною, а ФЧХ — лінійною функцією частоти (рис. 7.4).

ППС будують за двома принципами:

- ППС на несівній частоті;
- ППС із безпосередніми зв'язками.

Функціональну схему ППС на несівній частоті наведено на рис. 7.5.

Вона включає генератор несівної частоти, балансовий модулятор, RC-підсилювач, демодулятор з фільтр.

Генератор несівної частоти — високочастотний генератор, частота якого має бути в 100...1000 разів більша від частоти вхідного сигналу Ω_1 .

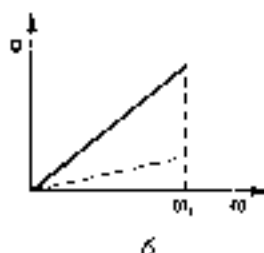
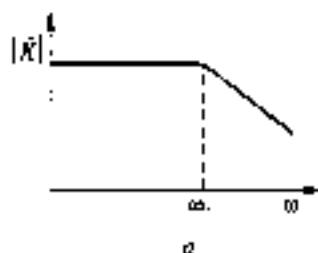


Рис. 7.4. АЧХ (а) і ФЧХ (б) підсилювача для передачі без спотворень у діапазоні частот від 0 до ω_0

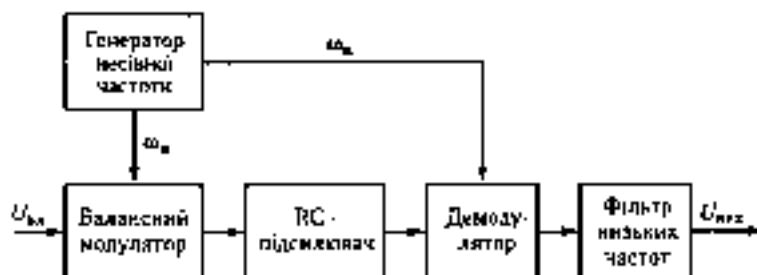


Рис. 7.5. Функціональна схема ПЧС на несвільній частоті

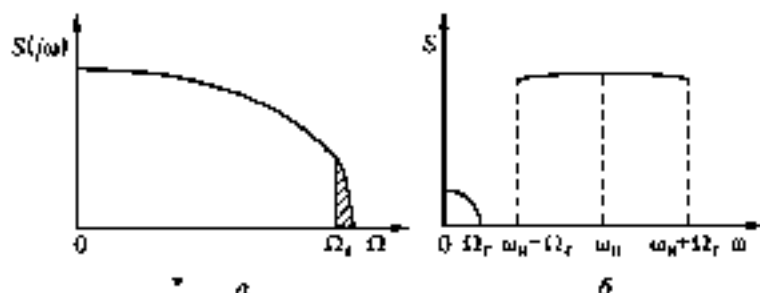


Рис. 7.6. Спектр вхідного (а) і вихідних сигналів модулятора та підсилювача (б)

Балансний модулятор здійснює перенесення спектральної щільності вхідного сигналу на високу несвільну частоту. Він змінює фазу вихідного сигналу у разі зміни полярності вхідного сигналу.

RC-підсилювач застосовують для підсилення високочастотного сигналу в смузі від $\omega_n - \Omega_c$ до $\omega_n + \Omega_c$.

Після підсилення сигналу RC-підсилювачем проводять *демодуляцію* сигналу, тобто перенесення сигналу з області високих частот в область вхідного сигналу (низькочастотна область). З цією метою використовують демодулятор.

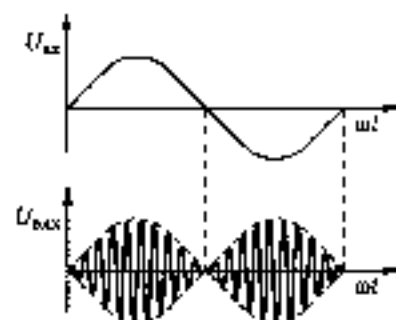


Рис. 7.7. Осцилограми роботи балансного модулятора

Фільтр низької частоти пропускає низькочастотний спектр сигналу на виході демодулятора і не пропускає сигнал несінцевої частоти.

На рис. 7.6 наведені спектри вхідного (а) і модульованого (б) сигналів. Якщо Ω_1 , наприклад 1 кГц, то ω_0 на виході модулятора 100 кГц із бічними частотами 99 і 101 кГц. РС-підсилювач підсилює цю смугу частот, а демодулятор здійснює зворотне перетворення — перенесить спектр високочастотного сигналу в область низьких частот. Для заглиблення негінкої та інших високочастотних складових установлюють фільтр низьких частот. Осцилограми, що пояснюють роботу балансного модулятора, подано на рис. 7.7.

7.2. Підсилювачі з безпосередніми зв'язками

Ща час проектування ППС із безпосередніми зв'язками потрібно вирішити три питання, беручи за основу каскади відомих РС-підсилювачів:

- як поділити джерело вхідного сигналу з виходом підсилювача, щоб не змінити його режим за постійним струмом?
- як узгодити навантаження з виходом підсилювача?
- як безпосередньо зв'язати каскади один з одним?

Для узгодження джерела вхідної ЕРС із виходом підсилювача можна застосувати ЕРС компенсації $E_{\text{ком}}$ (рис. 7.8).

Забезпечуючи $U_{\text{до}} = E_{\text{ком}}$, при цьому напруга між вхідним затискачем джерела нулю, що забезпечує можливість підключення джерела $E_{\text{вх}}$ до входу підсилювача.

До недоліків схеми належить:

- батарея не може довго забезпечувати $U_{\text{до}} = \text{const}$, що призводить до зменшення нуля ППС;

- якщо напруга живлення $E_{\text{ком}} \neq \text{const}$, нестабільність живлення схеми призводить до зміни напруги $U_{\text{до}}$ і до зміщення нуля підсилювача;

- батарея має великі табірні розміри, масу і є неконструктивною для друкованих плат, має відносно велику ємність щодо світлової шпни, що впливає частотні характеристики і заводозахищеність схеми від впливу чутливості до зовнішніх наведень та завод.

На рис. 7.9 наведено схему з подільником напруги компенсації. Подільник підбирають так, щоб $U_{\text{до}} = U_{\text{вх}}$, тобто щоб компенсувалася напруга на вході підсилювача. Основним недоліком схеми є те, що джерело вхідного сигналу не підключене до світлової шпни, що істотно погіршує заводозахищеність схеми.

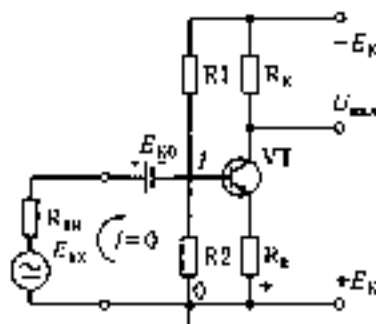


Рис. 7.8. Схема ПЧС із ЕРС компенсації

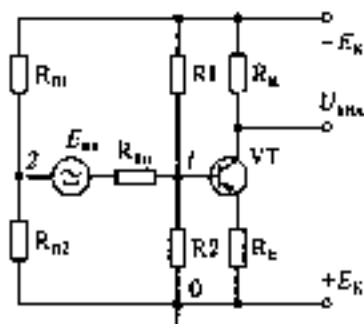


Рис. 7.9. Схема ПЧС із подільним компенсаційним

Схему з двома джерелами живлення, що дає змогу забезпечити режим роботи каскаду за постійним струмом та, щоб потенціал бази (точка 1) дорівнював потенціалу спільної шини, тобто $U_{10} = 0$, наведено на рис. 7.10. Це дає змогу безпосередньо відключати джерело вхідного сигналу до входу підсилювача.

Варіант схеми, зображений на рис. 7.10, найприйнятніший та найзручніший і часто використовується в ПЧС.

Для узгодження виходу підсилювача з навантаженням виникає проблема, аналогічна розглянутій, яку можна вирішити тими самими трьома способами.

• узгодження за допомогою джерела ЕРС компенсавання. Цей варіант практично неприйнятний у зв'язку із зазначеними вище недоліками;

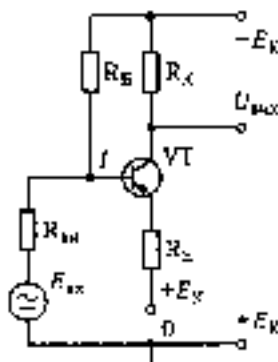


Рис. 7.10. Схема ПЧС із двома джерелами живлення

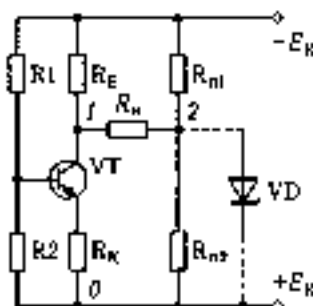


Рис. 7.11. Схема ПЧС із триштинною напругою

• використання подільника напруги R_{n1} і R_{n2} або параметричного стабілізатора R_{n1} , VD1. Варіант схеми подано на рис. 7.11. До основного недоліку схеми належить кавітаційне навантаження, не підключене до спільної шини, що забезпечує погану завадостійкість, спричинену зовнішніми факторами, та незручність в експлуатації:

• схема ППС із двома джерелами живлення забезпечує безпосереднє підключення навантаження до виходу каскаду (рис. 7.12).

Розрахунок режиму роботи схеми за постійним струмом забезпечує потенціал колектора (1) щодо спільної шини (0) $\varphi_{10} = 0$ за допомогою двох джерел живлення. Навантаження при цьому підключене до спільної шини.

До основного недоліку схеми належить різні вихідні опори підсилювача для позитивних та негативних напруг на виході підсилювача. Якщо на вході проходить синусоїдальний сигнал, то під час першої позитивної півхвилі транзистор відкривається, і його внутрішній опір зменшується. Це формує позитивний сигнал на виході підсилювача (рис. 7.13) за малого входного опору підсилювача.

Під час другої позитивної півхвилі на вході транзистор закривається і його вихідний опір збільшується. При цьому формується негативний сигнал на виході підсилювача, величини якого буде меншою, ніж для позитивної півхвилі за рахунок більшого втрат напруги на вихідному опорі (рис. 7.13).

Отже, ця схема зумовлює асиметрию вихідної напруги через різні значення $R_{вих.вих}$. Під час холостого ходу (або $R_{n1} \gg R_{вих}$) асиметрія практично не виявляється (див. рис. 7.13).

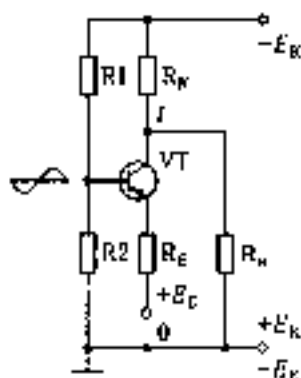


Рис. 7.12. Схема ППС із двома джерелами живлення

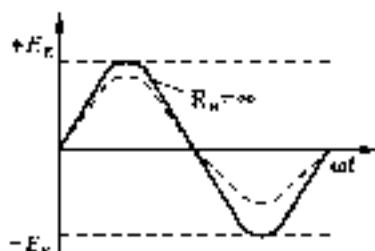


Рис. 7.13. Графіки вихідної напруги

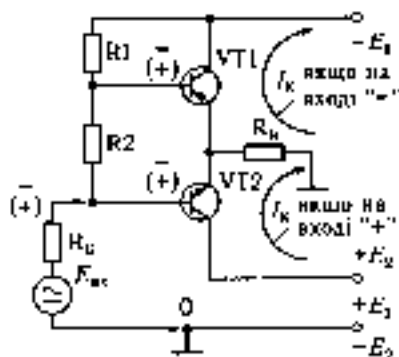


Рис. 7.14. Схема ППС із двома транзисторами

Для вирівнювання вихідного опору застосовують схему, що має два транзистори, які працюють у режимі емітерних повторювачів та забезпечують малі й однакові вихідні опори підсилювача. При цьому схема забезпечує симетрію вихідних напруг за відносно малих

опорів навантаження (рис. 7.14).

Схема на рис. 7.14 — це два емітерні повторювачі (VT1 і VT2), що працюють на спільне навантаження. Клас роботи близький до роботи класу B. У разі позитивного вхідного сигналу транзистор VT1 знаходиться у підсилюванні, працює транзистор VT2 (відкривається) і забезпечує низький вихідний опір, у разі негативного вхідного сигналу аналогічно працює транзистор VT1 (VT2 — у відсіканні). Каскади працюють по черзі (клас B) для відновлення амплітуд вхідного сигналу, пропускаючи струм у навантаження або від E_2 через навантаження зліва направо, або від E_1 справа наліво через навантаження. Форма сигналу симетрична, оскільки $R_{\text{вих}}$ обох транзисторів однакові.

Між каскадами зв'язки у ППС здійснюються:

- безпосередні;
- через стабілітрони;
- використання двох джерел живлення;
- чергування транзисторів типу $p-n-p$ і $n-p-n$ тощо.

Схему ППС із безпосередніми зв'язками наведено на рис. 7.15.

Для забезпечення безпосередніх зв'язків нагріть виконуватися такі умови:

$$R_{\text{Е1}} < R_{\text{Е2}} < R_{\text{Е3}};$$

$$R_{\text{К1}} > R_{\text{К2}} > R_{\text{К3}}.$$

Оскільки коефіцієнт підсилення каскаду ориєнтовно визначають із виразу

$$K_{\text{с}} = R_{\text{К}} / R_{\text{Е}},$$

то часто, починаючи з третього каскаду, важко забезпечити

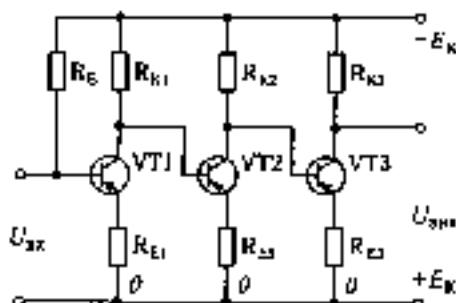


Рис. 7.15 ППС з трьох каскадів із безпосередніми зв'язками

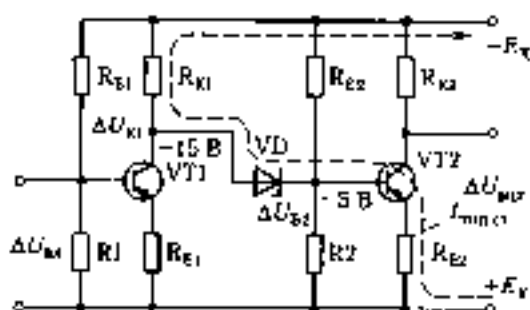


Рис. 7.16 Зв'язок двох каскадів ППС через стабілітрон

щоб $R_3 > 1$. Отже, такими зв'язками можна забезпечувати пари транзисторів.

Схему міжкаскадних зв'язків каскадів через стабілітрон наведено на рис. 7.16. Ця схема має забезпечувати струм через стабілітрон більший, ніж номінальний струм стабілізації:

$$I_{C1} > I_{\text{н.ст}} = (3 \dots 5) \text{ мА (для малопотужних)} \quad (7.1)$$

Номінали резисторів R_{E2} і R_{K1} розраховують так, щоб виконувалася умова (7.1). Збільшення (зменшення) напруги на колекторі VT1 практично без втрат передається на базу VT2 через малий динамічний опір стабілітрона VD ($\Delta U_{K2} = -\Delta U_{K1}$). Напруга стабілізації стабілітрона визначається різницею напруг між колектором VT1 і базою VT2. У цій схемі $U_{\text{ст}} = 10 \text{ В}$.

Схему ППС, що забезпечує міжкаскадні зв'язки внаслідок чергування $p-n-p$ і $n-p-n$ типів транзисторів, наведено на рис. 7.17.

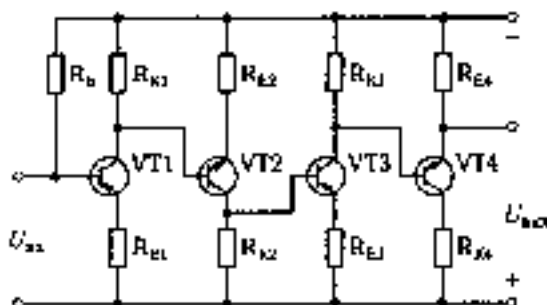


Рис. 7.17. Схема ППС із чергуванням p - n - p і n - p - n -транзисторів

У цій схемі немає тенденції до збільшення R_E і зменшення R_K зі зростанням номера каскаду, і вона знаходить практичне застосування, як і схема з двома джерелами живлення (див. рис. 7.12).

7.3. Дрейф нуля підсилювачів. Основні причини і способи його зменшення

У ППС завжди має бути пристрій установа нуля (рис. 7.18), який дає змогу перед роботою встановити нуль на виході ППС. Після установа нуля через деякий час на виході підсилювача спостерігається дрейф нуля, який в основному зумовлюється:

- температурним дрейфом;
- часовим дрейфом (вплив зовнішніх дестабілізуючих факторів).

Зазвичай дрейф нуля ППС оцінюється за будь-який характерний для об'єкта час — $t_{p,н}$ (рис. 7.19). Залежно від об'єкта або технологічного процесу цей час може бути від кількох десятків хвилин до десятків годин або днів. Напрямок дрейфу нуля, що введена до входу підсилювача, являчає його граничну чутливість:

$$U_{вх.др} = \frac{U_{вих.др}}{k},$$

де k — коефіцієнт поділення підсилювача.

Якщо вхідний сигнал перевищує рівень дрейфу $U_{вх} > U_{вх.др}$ у 2...3 рази, його можна виділити на рівні дрейфу. Отже,

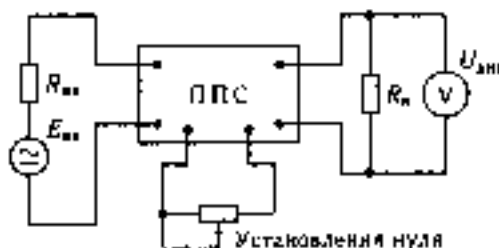


Рис. 7.18. ППС із допоміжними кодами

рівень дрейфу нуля, зведеного до входу підсилювача $E_{\text{вх.др}}$ визначає його чутливість. Чутливість підсилювача — це мінімальна вхідна напруга, яку можна виділити на його виході з урахуванням дрейфу.

Під чутливістю підсилювача часто розуміють $U_{\text{вх.др}} = 1.5E_{\text{вх.др}}$. Для підвищення чутливості треба зменшувати рівень дрейфу нуля. Розрізняють такі способи зменшення дрейфу нуля:

- застосування негативних зворотних зв'язків (НЗЗ);
- компенсація дрейфу за рахунок введення температурозалежних елементів (різні варіанти термокомпенсації);
- термокомпенсація ППС за допомогою спеціальних схем;
- застосування спеціальних паралельно-балансових і диференціальних каскадів, які мають значно менші дрейфи.

1. Дрейф за своєю природою подібний до шуму, тому його можна трактувати як шум. НЗЗ зменшує рівень шуму вихідних каскадів, крім першого. Отже, потрібно охолоджувати НЗЗ як окремі каскади, так і групи каскадів.

2. Для одержання коефіцієнта температурної нестабільності $S < (2 \dots 3)$ треба перейти від термостабілізації до термокомпенсації, елементи якої вмикаються між базою (емітером) і нульовою шиною.

Питання щодо пунктів 1 і 2 було розглянуто у п. 5.2.

3. Компенсація за допомогою спеціальних схем або каскадів

Основою причинною температурної нестабільності є зміни теплового струму крізьконт-

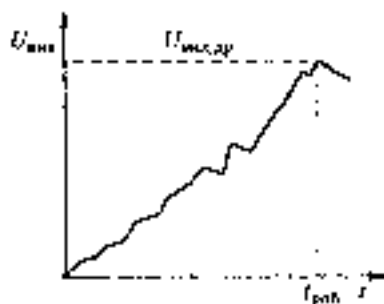


Рис. 7.19. Дрейф нуля на виході ППС

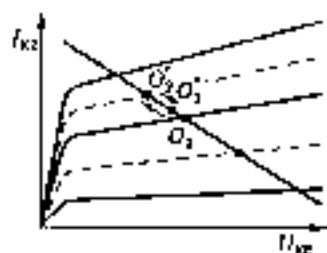
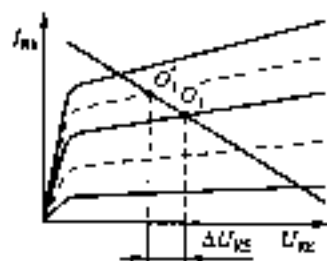
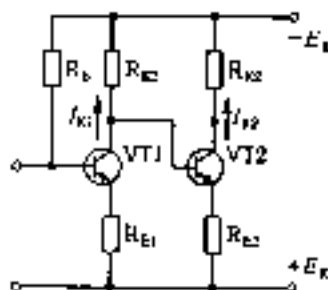


Рис. 7.20 ПЧС із карною кількістю каскадів

Рис. 7.21 Зміщення робочих точок транзисторів схеми залежно від температури

ра $I_{K0} = f(t)$. Для зменшення впливу цього фактора застосовують кремнієві транзистори, в яких I_{K0} на один-два порядки нижчий, ніж у германієвих. Для зменшення дрейфу треба також застосовувати ПЧС із малою кількістю каскадів.

Розглянемо схему, наведену на рис. 7.20. З підвищенням температури робочі точки транзисторів VT1 і VT2 зміщуються у бік великих струмів (рис. 7.21). Для VT1 із точки Q_1 в точку Q_1' , а для VT2 з точки Q_2 в точку Q_2' . Напруга на колекторі VT1 одержує позитивний продріл ΔU_{K1} , тому цю напругу на колекторі стає більш позитивною. Ця напруга передіється на базу VT2 і замикає транзистор, змінюючи робочу точку з положення Q_2 в положення Q_2' , ближче до вихідної точки Q_2 . Отже, на виходах двох каскадів відбувається часткова компенсація температурного дрейфу.

Під час застосування кремнієвих транзисторів домінуючим фактором є зміщення вхідних ВАХ від температури. Для зменшення дії цього фактора

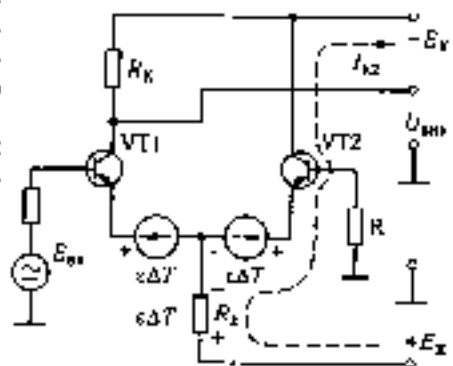


Рис. 7.22 Схема ПЧС із компенсацією

застосовують компенсаційну схему, наведену на рис. 7.22. Вхідні характеристики транзисторів змінюються залежно від температури з коефіцієнтом $\epsilon \approx -2,2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$, і їх можна прокомпенсувати за допомогою двох джерел ЕРС із величиною $\epsilon \Delta T$. Підсилювальний каскад зібраний на VT1, а той, що компенсує, — на VT2. Він є емітерним контраромом з $K_{12} \approx 1$, тому на виході другого каскаду U_{R_F} спостерігається нахлещання $\epsilon \Delta T$.

На вхіді першого каскаду в емітерному колі зустрічаються шість джерел ЕРС, що компенсують одна одну, при цьому сумарний дрейф практично дорівнює нулю. Виходом каскаду є колектор підсилювального каскаду VT1.

7.4. Паралельно-балансові й диференціальні каскади підсилювачів

У паралельно-балансових каскадах за рахунок їхньої симетрії практично відсутні дрейфи від нестабільності напруги живлення та температури. Схему паралельно-балансового ППС наведено на рис. 7.23. У разі ідеальної симетрії схеми під час зміни напруги живлення напруги на колекторі транзисторів змінюються однаково, тому між колекторами, де є $U_{\text{вих}}$ підсилювача, напруга дорівнює нулю за $U_{\text{ж}} = \text{const}$. У процесі зміни температури спостерігається аналогічна ситуація.

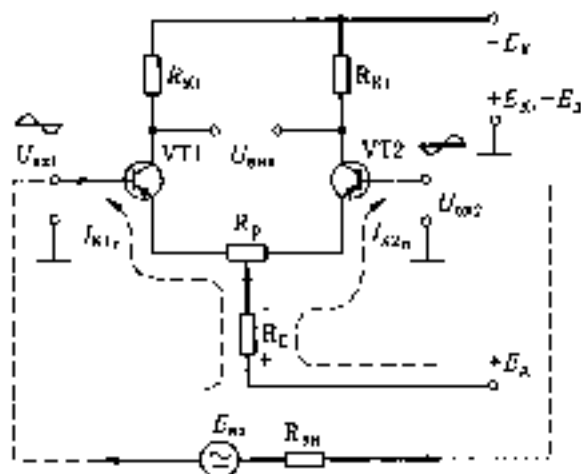


Рис. 7.23. Схема диференціального ППС

Резистор R_E є елементом ЗЗ за постійним струмом і поліпшує характеристики схеми від нестабільності живлення і температури. За сигналом підсилення зворотній зв'язок за рахунок R_E відсутній. За допомогою R_E схему роблять симетричною, забезпечуючи $U_{\text{вих}} = 0$. Вхідні напруги мають бути однакові та протифазні. Вони подаються на бази щодо загальної шини або джерело підключається між базами.

У цьому випадку основним недоліком є погана завадозахищеність, тому що вхід не підключений до загальної шини. Вхідні сигнали протифазні й зумовляють подвійне підсилення. До синфазних сигналів схема малочутлива, отже може працювати за великих перешкод.

Два джерела живлення використовуються для згодження джерела з входами ППС, тобто щоб можна було підключати джерела сигналів між базами і спільною шиною.

Оскільки дискретні транзистори в межах однієї партії мають неоднакові характеристики і параметри, то дрейфи паралельно-балансових каскадів відбуваються у будь-якому реальному випадку, але вони будуть на порядок менші, ніж в одиничних каскадах. Під час використання паралельно-балансових каскадів в інтегральному виконанні дрейфи зменшуються ще на порядок щодо таких самих каскадів з дискретними транзисторами.

Паралельно-балансові каскади з поліпшеними характеристиками, що працюють у режимі дуже малих струмів, застосо-

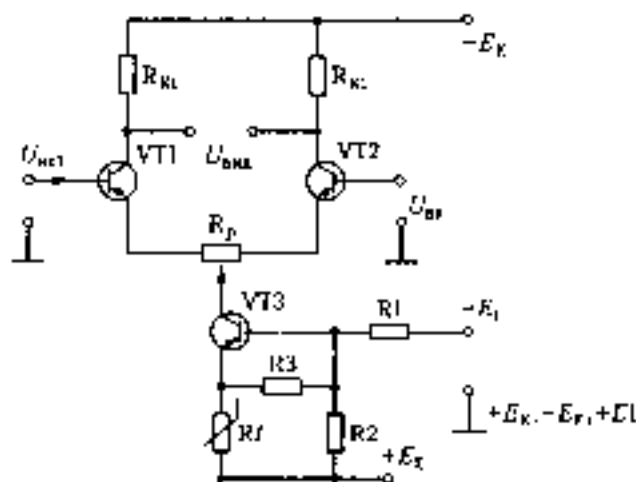


Рис. 7.24. Схема диференціального ППС із квант компенсації

вважають як перший диференціальний каскад ППС, якість якого є визначальною для всього підсилювача.

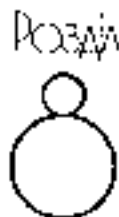
Резистор R_F у наведених вище схемах зумовлює негативний зворотній зв'язок не за сигнальним підсиленням, а за температурним і часовим дрейфами. Тому необхідно збільшувати R_F для збільшення фактора зворотного зв'язку і поліпшення характеристик підсилювача. Однак дуже великі R_F недоводливі, оскільки не збільшують напругу живлення, що призводить до використання транзистора з високовольтною живлення і поліпшення економічності каскадів. Замість R_F у диференціальних каскадах ставлять транзистор зі спільною базою (VT3) (рис. 7.24).

Для підвищення температурної стабільності диференціального каскаду в нього вносять схеми термокомпенсації (R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , $-E_1$). Ці каскади випускають в інтегральному виконанні як одиничні диференціальні каскади, так і ІІПС у цілому з вхідним диференціальним каскадом. Для спрощення системи живлення (за відсутності E_1) затискач джерела живлення E_2 підключають до спільної шини, що детально розглянемо властивості каскаду.

Основні параметри схеми: VT1 і VT2 – підсилювальні транзистори, а VT3 – транзистор компенсації; $U_{KE2} = U_{BE2} = 3 \dots 5$ В; $U_{BE1\text{дод}}/U_{BE2\text{дод}} < 4$ В; R_1 і R_2 – подільники напруги, R_3 і R_4 – елементи термокомпенсації каскаду. Цей каскад є базисним для операційних підсилювачів постійного струму (ОПІС). Як вхідні каскади ОПІС застосовують лише диференціальні каскади. Такі схеми мають мінімальний температурний дрейф.

Контрольні запитання

1. Які особливості підсилювача постійного струму? Наведіть умови безспотворення передачі інформації.
2. Наведіть принцип дії та структурну схему підсилювача постійного струму на постійній частоті.
3. Які особливості узгодження джерела сигналу з навантаженням підсилювача? Наведіть основні схеми узгодження, оцініть їх дію з нах.
4. Назвіть особливості міжкаскадних зв'язків у ІІПС з кожною властивістю їхнього застосування на різних принципових схемах.
5. Які основні причини дрейфу нуля ІІПС? Назвіть причини його виникнення та основні способи його зменшення.
6. Поясність переваги диференціальних каскадів ІІПС, встановіть у них позитивні або відсутність зворотних зв'язків за постійним струмом (температурою), за змінним струмом (підсилювальним сигналом). Встановіть фазовий зсув і формулу для визначення коефіцієнта посилення диференціального сигналу.



АНАЛОГОВІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ СТРУКТУРИ. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ В ІНТЕГРАЛЬНОМУ ВИКОНАННІ

8.1. Класифікація аналогових інтегральних мікросхем, елементи їх схемотехніки, взаємні компоненти, вихідні каскади

Побудова апаратури на основі аналогових інтегральних мікросхем (АІМС) ґрунтується на багатопільовому використанні інтегральних мікросхем (ІМС) разом з різними зовнішніми елементами. Наприклад, на базі операційних підсилювачів постійного струму (ОПІПС) можна підтримувати схеми: складання, віднімання, множення, ділення, диференціювання, інтегрування, логарифмування тощо.

Застосування лінійних АІМС — аналогова і цифрова схемотехніка, вимірювальні прилади, блоки ЕОМ, блоки живлення, пристрої радіозв'язку, системи телеметрії тощо.

Номенклатура АІМС:

- підсилювачі з одним каскадом, диференціальними вихідним каскадом;
- підсилювачі на багатьох каскадах;
- операційні підсилювачі;
- високочастотні підсилювачі;
- радіочастотні підсилювачі;
- джерела живлення (стабілізації).

АІМС бувають малого, середнього, великого та надвеликого ступеня інтеграції — МІС, СІС, ВІС, НВІС: МІС — підсилювачі одиничні, з багатьма каскадами, найпростіші ОП; число елементів на кристалі до 100. СІС — елементи типу ЦАП, АЦП; число елементів на кристалі до 10^3 . ВІС — процесори, елементи пам'яті; число елементів на кристалі 10^4 ; НВІС потужні процесори, великі об'єкти пам'яті, число елементів на кристалі понад 10^5 .

Розміри кристалів — від кількох квадратних міліметрів до квадратних сантиметрів.

Переваги ІМС:

- у порівнянні з дискретними елементами менші габаритні розміри, маса та потужність споживання, ніж у зібраних із дискретних компонентів;
- вища вібраційна, ударна та радіаційна стійкість.

- дуже висока надійність (надійність ІМС порівнюється до показника надійності одного типового елемента);
- істотно менша вартість у разі масового виробництва;
- висока ідентичність параметрів елементів мікросхеми;
- висока температурна стабільність мікросхеми (однаковий температурний режим та однакові характеристики основних елементів)

Класифікація АІМС.

1. ОП — багатопільові структури, на базі яких створюються різні функціональні пристрої (компоненти цифрових пристроїв і приладів).

2. Інструментальні АІМС — багатопільові високоточні пристрої, призначені для виконання точних перетворень електричних сигналів. Вони можуть містити як аналогові, так і цифрові елементи схемотехніки. Для підвищення стабільності аналогових пристроїв їх застосовують із глибокими зворотним зв'язком зв'язками

3. Радіочастотні АІМС — для перетворення і підсилення сигналів радіотехнічних пристроїв, ланок, кіл, мереж зв'язку, що працюють у діапазоні радіочастот 100 кГц...100 МГц.

4. Сильні АІМС — для застосування у блоках живлення і поділювачах потужності (електронні стабілізатори, потужні вихідні каскади).

Компоненти АІМС, технології виготовлення. У кожному із розглянутих класів можна виділити такі ІС:

- універсальні (схеми спільного застосування);
- спеціальні (схеми особливого застосування).

ІС загального застосування за технологією виготовлення виконують на спільній ДП підкладці, тому їх називають ДП, або монолітними. ІС високого ступеня інтеграції допускають кілька ДП підкладок, розміщених одна над одною. Монолітні ІС — універсальні й характеризуються відносно малою точністю параметрів, оскільки в одному технологічному циклі неможливо робити коригування або підготовку параметрів, тому одержують розбіг резисторів за цією технологією $\pm 15\%$ (вартість такої ІС дуже низька)

ІС особливого застосування — гібридно-плівкові ІС. За такої технології можливе одержання елементів з похибкою $\sim 1\%$. Основними елементами монолітних ІС є транзистори та резистори, а основними компонентами гібридно-плівкових ІС резистори і кондензатори з високою точністю номіналів $R_{\text{нп}}$ і $C_{\text{нп}} \sim 1\%$ і більш широким діапазоном, ніж у монолітних. Напівпровідники резисторів проводять за допомогою металів (міхрону), ТКО яких менший, ніж у напівпровідників. Транзистори застосовують як дискретні елементи

У напівпровідниковій технології основним елементом є транзистор на склосієвій основі $n-p-n$ типу. Орієнтовані значення параметрів

$$U_{КБ,проб} = 40...100 \text{ В.}$$

$$U_{БЕ,проб} = 6 \text{ В.}$$

$$\beta_{21E} = 50.$$

Крім того, виготовляють транзистори з дуже великим значенням $\beta_{21E} \approx 5000$. Для одержання діодів використовують транзистори, при цьому БЕ — замикають, а БК перехід використовують як діод, який має такі параметри: $I_{обр} < 0,1 \text{ мА}$; $U_{пр,БК} = 0,6 \text{ В}$.

Резистори одержують унаслідок дифузії на базі основного напівпровідника (силіцію): чим товщі напильовання, тим більший опір резистора. Номінали резисторів:

$$R \approx 1 \text{ Ом}...500 \text{ кОм (клас точності 15 \%)}.$$

Для одержання конденсаторів використовують $p-n$ -перехід у відсіченні. Залежно від величини замикаючої напруги можна одержати ємності порядку $C = 1...100 \text{ пФ}$.

Для гібридно-пластової технології базовими елементами є резистори і конденсатори. Резистори стабілізації, мають нижчий ГКО та ширший діапазон номіналів:

$$R = 1 \text{ Ом}...20 \text{ МОм (точність 3 \%)};$$

$$C = 10 \text{ пФ}...3 \text{ мкФ (точність 3 \%)}.$$

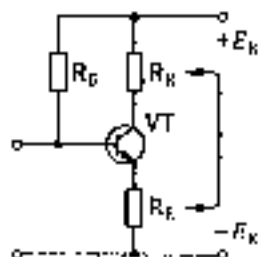


Рис. 8.1. Підсилювальний каскад

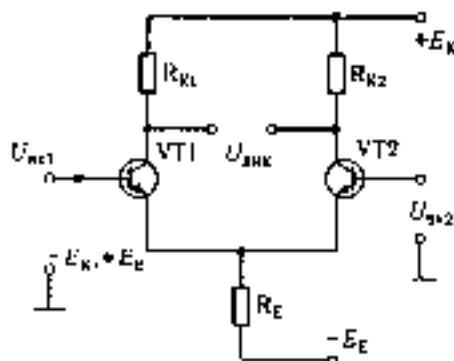


Рис. 8.2. Схема диференційного каскаду

У цій технології застосовують дискретні транзистори без корпусів.

Характерною особливістю інтегральної схемотехніки є наявність взаємних компонентів. Під час виготовлення ІС характеристики елементів досить близькі та взаємозалежні у разі зміни зовнішніх умов. На рис. 8.1 подано схему підсилювачного каскаду, де резистори R_K і R_E є взаємними компонентами, тому у разі зміни зовнішніх факторів коефіцієнт підсилення практично не змінюватиметься, $K_U \approx -R_K / R_E$.

Типовий диференціальний каскад ІС, де взаємними компонентами крім резисторів є ще й транзистори VT1 і VT2, подано на рис. 8.2. Маючи близькі та ідентичні характеристики, вони істотно зменшують температурний дрейф та дрейф від нестабільності джерел живлення, спрощують балансування каскаду і зумовляють ефективне ослаблення синфазного сигналу.

Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу (КОСС) визначають із виразу

$$K_{\text{КОСС}} = \frac{K_{U_{\text{диф}}}}{K_{U_{\text{синф}}}},$$

де $K_{U_{\text{диф}}}$ і $K_{U_{\text{синф}}}$ — відповідно коефіцієнти підсилення для диференціального і синфазного сигналу ($K_{U_{\text{синф}}}$ в ідеальному випадку дорівнює нулю, у реальному — близько одиниці). КОСС бажано мати близько $10^5 \dots 10^6$.

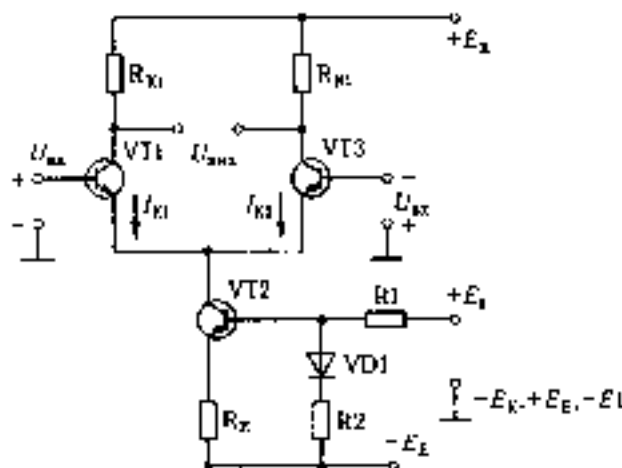


Рис. 8.3. Типова схема вхідного каскаду ФНПС

Дрейф підсилювача знебіляшого означається вхідним каскадом — температурним дрейфом та часовою нестабільністю елементів. Дрейф диференціального каскаду на порядок менший від одноступового. Якщо виконати диференціальний підсилювач в інтегральному виконанні, то його дрейф на порядок два менший, ніж у диференціальному виконанні з дискретними транзисторами. Крім того, він також має більший коефіцієнт ослаблення скифазного сигналу.

На виході ОП, як правило, ставлять диференціальний підсилювач, щоб ослабити наведення і поділити $U_{\text{вх}}$. Довжина вхідних проводів до джерел сигналів має бути якомога коротшою із застосуванням екранування.

Типову схему диференціального вхідного каскаду в інтегральному виконанні наведено на рис. 8.3. Транзистор VT2 працює в режимі джерела струму, має великий внутрішній опір та збільшує характеристики каскаду. За тосування елементів термокомпенсації (VT1, R1 і R2) для змозги істотно поліпшити температурні характеристики каскаду.

8.2. Напряга зсуву, вхідні струми та їхні температурні дрейфи

Напряга зсуву. Чутливість диференціального вхідного каскаду визначається сумою напруг зсуву та їхніх температурних дрейфів:

$$U_{\text{зс}} = U_{\text{зс}} + U'_{\text{зс}}(t_{\text{зс}}) + U_{\text{зс}}(t^{\circ}\text{C}) + U'_{\text{зс}}(t^{\circ}\text{C})$$

Сума напруг зсуву $U_{\text{зс}}$ визначає граничну чутливість підсилювача, оскільки підсилення сигналів можливе, якщо $U_{\text{вх}} > U_{\text{зс}}$. Отже, чим менша $U_{\text{зс}}$, тим більша чутливість вхідного каскаду з підсилювача в цілому.

Під напругою зсуву $U_{\text{зс}}$ розуміють різницю напруг $U_{\text{вх}}$ першого і другого транзисторів диференціального вхідного каскаду за однакових струмів колектора (див. рис. 8.2). Нехай $E_{\text{вх}} = 0$, тоді бази B_1 і B_2 диференціального каскаду з'єднані із загальною шиною, між базами проходить напруга зсуву, яка підсилюється підсилювачем у $K_{\text{диф}}$ разів:

$$U_{\text{зс}} = U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}, \text{ якщо } I_{\text{к}1} = I_{\text{к}2}.$$

$$U_{\text{зс}} K_{\text{диф}} = U_{\text{вх}}$$

Дві комунікації $U_{\text{вх}}$ на один із виходів підключають регульоване джерело напруги, що дорівнює $U_{\text{зс}}$, але протягласке йому

за знаком. Отже, $U_{зс}$ — це така напруга, яку потрібно підвести до входу підсилювача, щоб на його виході одержати нуль; $U_{зс}$ можна комплексувати за номінальної (середньої) температури. Зі зміною температури $U_{зс}(t^{\circ}\text{C})$ також змінюється і її не можна комплексувати, тобто відбувається температурний дрейф.

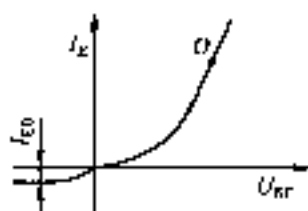


Рис. 8.4. ВАХ транзистора

Для диференціальних каскадів, побудованих на дискретних елементах, $U_{зс} \equiv 10 \dots 100$ мВ, а для каскадів в інтегральному виконанні $U_{зс} \equiv 1 \dots 10$ мВ, тобто каскади і підсилювачі в інтегральному виконанні мають значно кращі характеристики.

Температурний дрейф $U_{зс}$. Дрейф напруги зсуву позначається температурним дрейфом напруг $U_{БЕ}$.

Зв'язок між струмом емітера I_E і напругою $U_{БЕ}$ визначають із виразу

$$I_E = I_{E0} e^{U_{БЕ} / (\varphi_T - 1)},$$

де $\varphi_T = kT/q$ — тепловий потенціал; I_{E0} — зворотний температурний струм емітера; k — стала Больцмана; q — заряд електрона (рис. 8.4).

За нормальних умов $\varphi_T \approx 25$ мВ і при цьому підключення транзистора $eU_{БЕ} / \varphi_T \gg 1$, тоді

$$\frac{U_{БЕ}}{\varphi_T} = \ln \frac{I_E}{I_{E0}};$$

$$U_{БЕ} = \varphi_T \ln \frac{I_E}{I_{E0}}. \quad (8.1)$$

Оскільки температурний струм емітера значно залежить від температури $I_{E0} = f(t^{\circ}\text{C})$, то і напруга база-емітер також залежить від температури $U_{БЕ} = \xi(t^{\circ}\text{C})$.

Виконавши диференціювання виразу (8.1) за температурою T і зробивши спрощення, отримаємо

$$\frac{dU_{БЕ}}{dT} = \frac{U_{БЕ}}{T} - \frac{\varphi_T}{I_{E0}} \cdot \frac{dI_{E0}}{dT}.$$

Оскільки $U_{\Sigma} = U_{\text{БЕ1}} \cdot U_{\text{БЕ2}}$, то dU_{Σ} / dT можна визначити так:

$$\begin{aligned} \frac{dU_{\Sigma}}{dT} &= \frac{dU_{\text{БЕ1}}}{dT} \cdot U_{\text{БЕ2}} + U_{\text{БЕ1}} \cdot \frac{dU_{\text{БЕ2}}}{dT} = \frac{U_{\text{БЕ1}}}{T} \cdot U_{\text{БЕ2}} + \frac{U_{\text{БЕ1}}}{T} \cdot \frac{dI_{\text{ЕБ}}}{dT} + \\ &+ \frac{\varphi_1}{I_{\text{ЕБ}}} \cdot \frac{dI_{\text{ЕБ}}}{dT} = \frac{U_{\text{БЕ1}}}{T} \cdot U_{\text{БЕ2}} + \frac{U_{\text{БЕ1}}}{T} \cdot U_{\text{БЕ2}} = \frac{U_{\text{БЕ1}} \cdot U_{\text{БЕ2}}}{T} = \frac{U_{\Sigma}}{T}. \end{aligned}$$

Тому $dU_{\Sigma} / dT = U_{\Sigma} / T$. Отже, температурний дрейф напруги зсуву пропорційний U_{Σ} . Оскільки U_{Σ} диференціального каскаду, виконаного в інтегральному виконанні, менша на порядок, ніж у дискретному виконанні, то температурний дрейф U_{Σ} мікросхем в інтегральному виконанні також на порядок менший. Нехай

$$dU_{\Sigma} / dT = C, \text{ тоді } U_{\Sigma}(T) = CT, \quad (8.2)$$

де $U_{\Sigma}(T)$ — лінійна функція температури з коефіцієнтом кутового нахилу C . На рис. 8.5 подано температурні дрейфи U_{Σ} для двох мікросхем з напругою зсуву 1 мВ (1) та 5 мВ (2). Крутість характеристики 2 у п'ять разів більша, ніж характеристики 1.

Для компенсації U_{Σ} за середньої температури (300 °С) необхідно подати 1 мВ для першої мікросхеми (1') і 5 мВ для другої (2'). Компенсація статичний складової U_{Σ} підвищує граничну чутливість підсилювача. Для другої мікросхеми гранична чутливість у п'ять разів гірша, ніж для першої. Отже, чим менша напруга зсуву мікросхеми, тим менший коефіцієнт C та вища гранична чутливість.

Вхідні струни, різницевий вхідний струм і їхні температурні дрейфи. Режим за постійним струмом каскаду (рис. 8.6)

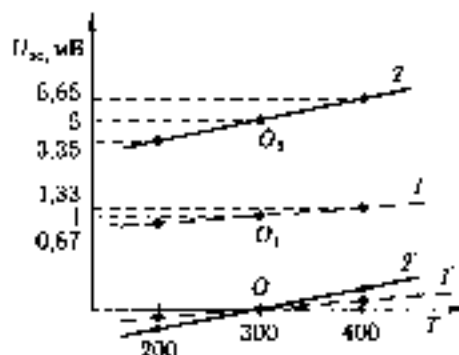
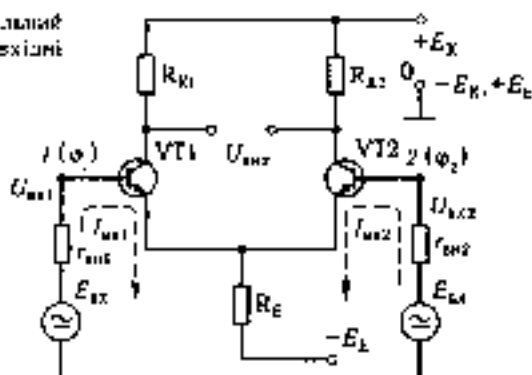


Рис. 8.5 Залежність напруги зсуву від температури

Рис. 8.5 Диференціальний вхідний каскад та вхідні струми



враховувати так, що потенціали баз (точки 1 і 2) щодо спільної шини (точка Q) дорівнюють нулю ($\varphi_1 = \varphi_2 = 0$), що дає змогу підключати безпосередньо між виходами (точки 1 і 2) і спільною шиною джерела вхідних сигналів $E_{вх}$. Причому $E_{вх}$ рівна за величиною, але протилежна. Навіть за рівності внутрішніх опорів $r_{ех1} = r_{ех2}$ вихідні струми $I_{кх1} \neq I_{кх2}$ (близькі, але не рівні), тому потенціали точок 1 і 2 неоднакові.

$$U_{10} = I_{кх1} r_{ех1} \neq U_{20} = I_{кх2} r_{ех2}.$$

Отже,

$$U_{21} = U_{20} - U_{10} = r_{ех} \{I_{кх1} - I_{кх2}\} = I_{вх} r_{ех},$$

де $I_{вх} r_{ех}$ — різницева вхідна струм, зумовлений асиметрією вихідних струмів.

Якщо $E_{вх} = 0$, то між базами буде напруга $U_{21} = I_{вх} r_{ех}$, яка підключається підсилювальним каскадом з коефіцієнтом підсилення $K_{диф}$, що додатково з напругою зсуву змінює сукупну вихідну напругу підсилювача:

$$U_{вхз} = U_{21} K_{диф} \neq 0$$

Напруга зсуву, спричинена різницевою вхідною струмом, $U'_{вх} = U_{21} = I_{вх} r_{ех}$ аналогічна розглянутому раніше $U_{зс}$ і має паралельно з ним. Для зменшення $U_{вх}$ рекомендується зменшувати вхідні струми, що призводить до зменшення $I_{кх} r_{ех}$ і застосовувати каскад в інтегральному виконанні, який має більшу симетрію, отже, менший різницева і струм. Рекомендується також застосовувати джерела вхідних сигналів з малим $r_{ех}$. Як правило, $U'_{вх}$ і $U'_{зс} (I_{вх})$ порівнянні, що потребує урахування обох напруг зсуву.

Вхідні струми є струмами баз диференціального вхідного каскаду

$$I_{bx} = I_B = I_K / \beta, \quad (8.3)$$

де $\beta = \beta_{21E}$ відповідного транзистора.

З трьох основних причин температурної нестабільності біполярних транзисторів першою для кремнієвого транзистора можна вважати — $I_{K0}(T^*) = 0$.

Друга причина, зумовлена струмом вхідних характеристик транзистора, спричиняє дрейф напруги зсуву, розглянутий вище — $I_{s0}(t^{\circ}C) = CT$. Третя причина температурної нестабільності — це зміна коефіцієнта передачі струму транзистора у функції від температури; $\beta(\beta_{21E})$ або $\alpha(\beta_{21E})$ змінюється від температури і створює дрейф вхідних струмів I_{bx1} , I_{bx2} .

Визначимо похідну dI_{bx} / dT , узявши значення I_{bx} із виразу (8.3):

$$\frac{dI_{bx}}{dT} = -\frac{d\beta}{\beta^2} I_K, \text{ тому що } I_K = \text{const, і } \frac{dI_K}{dT} = 0.$$

Тоді

$$\frac{dI_{bx}}{dT} = -\frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} I_{bx},$$

де $\frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} = C'$ — відносна зміна β від T .

Остаточно дістанемо

$$\frac{dI_{bx}}{dT} = -C' I_{bx} \quad (8.4)$$

Для зменшення дрейфу, спричиненого вхідним струмом, треба зменшувати I_{bx} , для чого ставлять диференціальний каскад у режимі дуже малих струмів $I_{bx} = 1 \dots 10$ мкА.

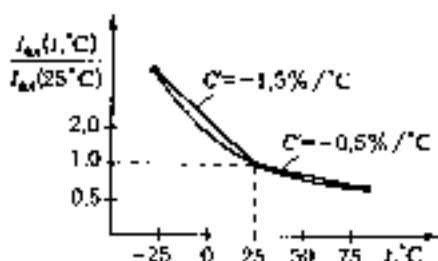
Визначимо різницевий вхідний струм і його температурний дрейф:

$$I_{bx \text{ різн}} = I_{bx1} - I_{bx2} = \frac{I_{K1}}{\beta_1} - \frac{I_{K2}}{\beta_2} = \frac{I_{K1}\beta_2 - I_{K2}\beta_1}{\beta_1\beta_2}.$$

У диференціальному вхідному каскаді можна вважати, що $I_{K1} = I_{K2}$. Позначимо $\beta_2 - \beta_1 = \Delta\beta$. Оскільки $\beta_2 \approx \beta_1$, то їхній добуток приблизно дорівнює β^2 , звідки

$$I_{bx \text{ різн}} = \frac{I_K \Delta\beta}{\beta^2} = \frac{\Delta\beta}{\beta} I_{bx}.$$

Рис. 8.7. Залежність крутості характеристики дрейфу C від температури



Для зменшення $I_{\text{вх.різн}}$ рекомендують зменшувати вхідний струм та погоджувати транзистори за коефіцієнтом підсилення $\beta_2 = \beta_1$.

Узявши похідну вхідного різницевого струму за температурою та за аналогією з попереднім випадком, одержимо

$$\frac{dI_{\text{вх.різн}}}{dT} = -\frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} I_{\text{вх.різн}} - \frac{dI_{\text{вх.різн}}}{dT} = -C' I_{\text{вх.різн}},$$

тому для зменшення дрейфу треба зменшити $I_{\text{вх.різн}}$.

Якщо каскад виготовлений в інтегральному виконанні, транзистори погоджені за β з похибкою близько 5 % і дрейф $I_{\text{вх.різн}}$ буде в 20 разів меншим від дрейфу $I_{\text{вх}}$.

Дрейф $I_{\text{вх}}$ і $I_{\text{вх.різн}}$ пропорційний C' — крутості характеристики дрейфу від температури, яка є нелінійною функцією температури. Для зручності розрахунків цю нелінійну функцію апроксимують двома прямими з кутовими коефіцієнтами $-1,5 \text{ \%}/^\circ\text{C}$ і $-0,5 \text{ \%}/^\circ\text{C}$ з точки переходу за температурою 25°C (рис. 8.7).

Під час розрахунків температурного дрейфу, зумовленого вхідним струмом, коефіцієнт C' вважають для $T > 25^\circ\text{C}$ таким, що дорівнює $-0,5 \text{ \%}/^\circ\text{C}$, а для $T < 25^\circ\text{C}$ коефіцієнт C' дорівнює $-1,5 \text{ \%}/^\circ\text{C}$.

Оскільки для температурного дрейфу, зумовленого напругою живу (у $U_{\text{вх}}(T) = CT$), коефіцієнт C позн-

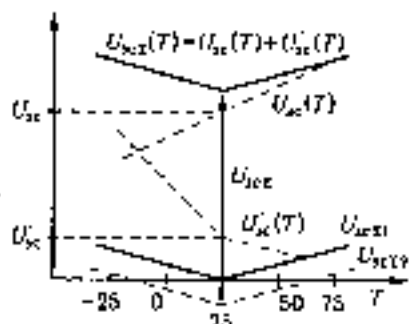


Рис. 8.8. Залежність напруг живу від температури $U_{\text{вх}}(T)$, $U_{\text{вх}}(T)$ і сумарний дрейф $U_{\text{вх}}(T)$

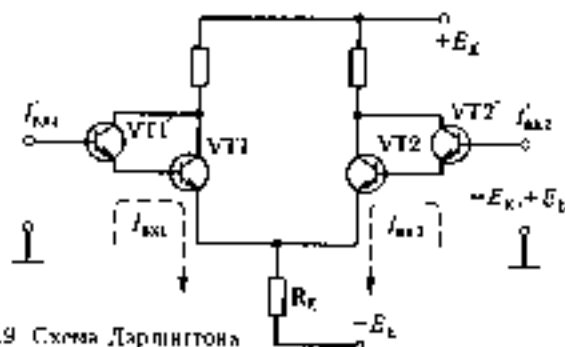


Рис. 8.9 Схема Дарлингтона

тивний. А для дрейфу, зумовленого вхідними струмами $I_{\text{вх}}(T) = I_{\text{вх,рип}}(T)r_{\text{ин}}$ - коефіцієнт C' - негативний, відбувається часткова компенсація дрейфу. Сумарний дрейф, зумовлений $U_{\text{к}}(T)$ і $U_{\text{ре}}(T)$, показано на рис. 8.8, де показано варіанти компенсації статичної складової дрейфу нієня додчі на вхід підсилювача $U_{\text{к}\Sigma}$ для забезпечення більшої чутливості підсилювального каскаду.

Для зменшення дрейфу вхідних струмів використовують схему Дарлінгтона (рис. 8.9). При цьому для зменшення $U_{\text{к}}(I_{\text{вх}})$ зменшують вхідні струми, застосовуючи складені транзистори. Це дає змогу зменшити вхідні струми

$$I_{\text{вх1}} = I_{\text{вх1}}/\beta_1'; \quad I_{\text{вх2}} = I_{\text{вх2}}/\beta_2',$$

де β_1' і β_2' - коефіцієнти підсилення за струмом додаткових транзисторів у VT1' і VT2'.

Зі зменшенням $I_{\text{вх}}$ зменшуються також їхні температурні дрейфи, однак при цьому зростає напруга зсуву лівчі за рахунок похідного підключення напруг $U_{\text{вк1}}$ і $U_{\text{вк2}}$, $U_{\text{вк1}}$ і $U_{\text{вк2}}$ від температури, що приблизно вдвоє збільшує дрейф від напруги зсуву.

8.3. Операційні підсилювачі.

Еквівалентна схема підсилювача

Операційні підсилювачі постійного струму (ОПНС) є досить поширеним базовим елементом аналогових схемотехнік, на якому можуть бути створені лнійні та нелнійні функціональні перетворювачі, тобто апаратними засобами можна реалізувати практично будь-які математичні функції. Показати ОПНС на електричних схемах показано на рис. 8.10.

Особливості побудови, властивості та основні параметри підсилювачів постійного струму було розглянуто в п. 7.1. Еквівалентну схему ОППС наведено на рис. 8.11.

Між входами (бази транзисторів диференціального входного каскаду) і загальною шиною знаходяться входні опори $R_{вх1}$ і $R_{вх2}$, входні базові струми $I_{вх1}$ і $I_{вх2}$ моделюються відповідними джерелами струму. Опір між базами каскаду диференціювання створюється резистором $R_{вх.диф.}$, а напругу між базами моделюють величиною $U_{ж2}$, $R_{вх1}$, $R_{вх2}$, $I_{вх1}$, $I_{вх2}$, $R_{вх.диф.}$, $I_{ж2}$, $R_{вх.ж.}$, $K_{жж}$ (можна встановити для копіювання мікросхем у довідниках).

Сумарна напруга зсуву $U_{ж2}$ та входні струми $I_{вх1}$, $I_{вх2}$ є джерелами похибок конкретної мікросхеми (ОППС).

Сумарну напругу зсуву поділяють сумово температурного та часового дрейфів підсилювача:

$$U_{ж2} = U_{ж2}(t, ^\circ\text{C}) + U'_{ж2}(t)$$

Температурний дрейф напруги зсуву детально розглянуто у п. 8.2.

Часовий дрейф переважно зумовлюється нестабільністю джерел живлення $U_{ж1}$ і $U_{ж2}$, і його можна подати як

$$U_{ж2}(t) = U_{ж2} + \left. \frac{\partial U_{ж2}}{\partial U_{ж1}} \Delta U_{ж1} \right|_{U_{ж2} = \text{const}} + \left. \frac{\partial U_{ж2}}{\partial U_{ж2}} \Delta U_{ж2} \right|_{U_{ж1} = \text{const}}$$

Аналогічно можна занести дрейфи входних струмів ($I_{вх1}$ і $I_{вх2}$):

$$I_{вх12} = I_{вх12}(t, ^\circ\text{C}) + I'_{вх12}(t).$$

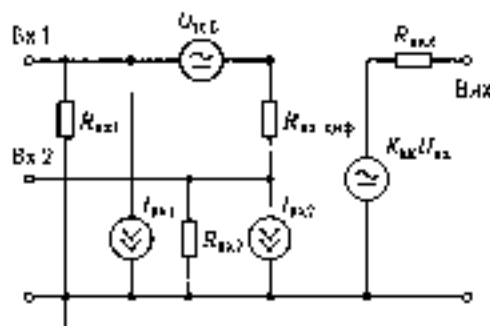
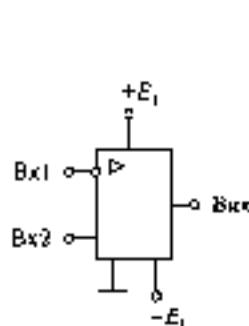


Рис. 8.10 Символічне зображення ОППС

Рис. 8.11 Еквівалентна схема ОППС

Температурний дрейф вхідних струмів розглянуто в п. 6.2. Часовий дрейф запишемо у такому вигляді:

$$I_{\text{вх},i}(t) = I_{\text{вх},i0} + \left. \frac{\partial I_{\text{вх},i}}{\partial U_{\text{ж}1}} \Delta U_{\text{ж}1} \right|_{U_{\text{ж}2} = \text{const}} + \left. \frac{\partial I_{\text{вх},i}}{\partial U_{\text{ж}2}} \Delta U_{\text{ж}2} \right|_{U_{\text{ж}1} = \text{const}}.$$

Коефіцієнти рівнянь, зумовлені частковими похідними, дано у відповідних довідниках та можуть бути визначені експериментально.

До *ідеальних ОППС* належать підсилювачі, що мають такі параметри.

$$K_U \rightarrow \infty; R_{\text{вх}1} \rightarrow \infty, R_{\text{вх}2} \rightarrow 0, f_{\text{гп}} \rightarrow \infty, U_{\text{ж}} \rightarrow 0;$$

$$I_{\text{вх}i} \rightarrow 0; U_{\text{зс}}(T) \rightarrow 0, I_{\text{вх}i}(T) \rightarrow 0, \frac{\partial U_{\text{ж}}}{\partial U_{\text{ж}i}} \rightarrow 0.$$

Реальні ОППС мають параметри, близькі до ідеального: $K_U = 10^3 \dots 10^5$; $R_{\text{вх}1} = 10 \dots 100 \text{ кОм}$, $R_{\text{вх}2} = 200 \dots 600 \text{ Ом}$ (бл. 33), $f_{\text{гп}} = 10 \text{ МГц}$, $U_{\text{ж}} \approx 1 \text{ мВ}$; $I_{\text{вх}1} = 1 \text{ нА}$ (для схеми Дарлингтона $0,1 \text{ нА}$). Це дає змогу зробити припущення, що реальні ОППС близькі до ідеальних.

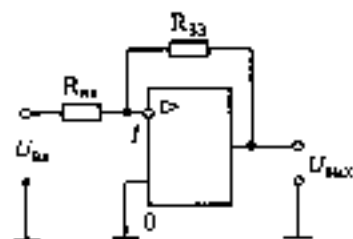


Рис. 8.12. Схема вирівнювача підсилювача

Вирівнювач підсилювачі — це ОП із зворотним елементом. Вирівнювальний ОП, який виконує функцію підсилювача з інвертуванням сигналу, подано на рис. 8.12. Це можуть бути функції інтегрування, диференціювання, складання, логарифмування та ін. Для вирівнювальних ОП точка i є віртуальним умовним нулем. Це можна довести тим, що за будь-якого значення вихідної напруги напру-

га між затискачами i і 0 $U_{\text{гп}} = U_{\text{вих}} / K$, де K — коефіцієнт підсилення мікросхеми. Якщо $K \rightarrow \infty$, то $U_{\text{гп}} \rightarrow 0$, що забезпечує в точці i умовний нуль напруги. Як це буде показано в наступних розділах, припущення $U_{\text{гп}} \rightarrow 0$ значно спрощує розрахунки вирівнювальних підсилювачів.

8.4. Експериментальне визначення основних параметрів операційних підсилювачів

Визначення напруги зсуву $U_{\text{зс}}$. Схему для експериментального визначення напруги зсуву подано на рис. 8.11.

Для визначення розміру умовних співвідношень виконаємо ряд перетворень. Так, для точки А, відповідно до першого закону Кірхгофа, маємо

$$I_{\text{вх}} + I_1 - I_2 = 0.$$

На вході підсилювача, між точками А і 0, знаходиться вимірювана напруга зсуву. Нехай його полярність буде плюс у точці А та мінус у точці 0. Тоді на виході підсилювача відповідно до фазових співвідношень напруга буде негативною. Виразивши струми через напруги й опори, одержимо

$$\frac{U_{\text{зс}}}{R_1} + \frac{U_{\text{зс}} + U_{\text{вих}}}{R_2} + I_{\text{вх}} = 0; \text{ або } \frac{U_{\text{зс}}}{R_1} + \frac{U_{\text{зс}}}{R_2} + I_{\text{вх}} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_2},$$

тоді

$$U_{\text{зс}} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_{\text{вх}} R_2 = -U_{\text{вих}}. \quad (8.5)$$

Якщо виконується нерівність

$$U_{\text{зс}} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \gg I_{\text{вх}} R_2, \quad (8.6)$$

то

$$U_{\text{зс}} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) = -U_{\text{вих}}$$

Звідси

$$U_{\text{зс}} = -\frac{U_{\text{вих}}}{\left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)}. \quad (8.7)$$

Зазвичай приймають $\left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \sim 100 \dots 500$ при вимірюваннях $U_{\text{зс}} = 1 \dots 10$ мВ з урахуванням максимальних значень вихідних сигналів амплітудної характеристики підсилювача 6...12 В.

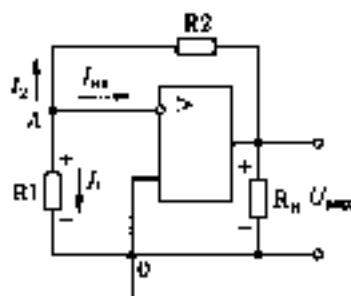


Рис. 8.13. Схема для визначення $U_{жс}$

Для виконання нерівності (8.6)

$I_{жс} R_2 \ll U_{жс} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$ з урахуванням найгіршого випадку $\left(U_{жс} = 1 \text{ мВ}, \frac{R_2}{R_1} + 1 = 100 \right)$ можна прийняти значення $I_{жс} R_2 = 10 \text{ мВ}$. За типових значень

$I_{жс} = 1 \text{ мкА}$ одержимо $R_2 \leq 10 \text{ кОм}$. Приймаючи, наприклад, $R_2 = 5,1 \text{ кОм}$, одержимо основну похибку виміру $U_{жс}$, зумовлену впливом вхідного струму, $\delta_1 \leq 5 \%$. Тоді для забезпечення коефіцієнта підключення 100 приймемо $R_1 = 51 \text{ Ом}$.

Установивши отримані значення резисторів на експериментальній макет та підключивши відповідним чином досліджувану мікросхему, треба цифровим (або точним) вольтметром виміряти вихідну напругу і за формулою (8.7) розрахувати напругу зсуву мікросхеми. Для забезпечення загальної відносної похибки виміру $\delta_{\Sigma} \leq 5 \%$ необхідно забезпечити значення номіналів резисторів з похибкою близько 1% і клас точності вольтметра не нижчий за 1.

Для експериментального визначення температурного дрейфу підсилювача його треба встановити в термостат і, змінюючи температуру в необхідному діапазоні, зафіксувати вихідні напруги. Щоб визначити часовий дрейф, зумовлений нестабільністю вихідної напруги підсилювача, слід експериментально визначити такі залежності:

$$U_{жс} = \varphi(U_{ж1}), \text{ якщо } U_{ж2} = \text{const},$$

$$U_{жс} = \psi(I_{ж2}), \text{ якщо } U_{ж1} = \text{const}.$$

За цих залежностей знаходять коефіцієнти $\partial U_{жс} / \partial U_{ж1}$ і $\partial U_{жс} / \partial I_{ж2}$ (рис. 8.14 і рис. 8.15), на підставі яких за наведеними вище формулами розраховують частині дрейф підсилювача.

Визначення вхідних струмів ОППС. Схему для визначення вхідного струму $I_{вх1}$ (на вході інвертування) подано на рис. 8.16.

Схема використовує метод непрямого вимірювання струму, застосовуючи точний опір R_3 , напругу з якого U_{R3} подано на вхід ОППС, підсилюючи його в k разів і, вимірюючи вихідну напругу $U_{вих}$, розрахувати $I_{вх1}$.

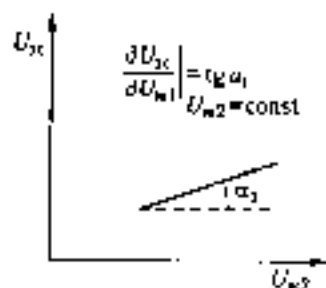


Рис. 8.14. Залежність U_{zc} від напруги живлення U_{u1}

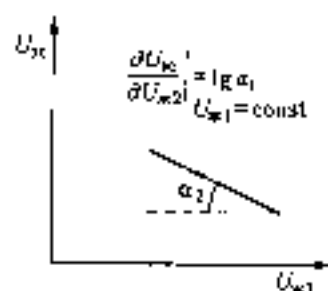


Рис. 8.15. Залежність U_{zc} від напруги живлення U_{u2}

Основна складова похибки виміру цього методу — підсилення, поряд з корисним U_{R3} , ще й підсилення U_{zc} . Досліджуючи певних значень співвідношення U_{zc} і U_{R3} , одержимо необхідну похибку. Для поданої схеми

$$U_{A0} = U_{zc} + I_{uA1} R_3.$$

Підставивши U_{A0} замість U_{zc} у виведене вище співвідношення (8.5), одержимо

$$\left(U_{zc} + I_{uA1} R_3 \right) \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_{uA1} R_2 = -U_{вих}.$$

У цьому випадку необхідно забезпечити виконання двох нерівностей:

$$U_{zc} \ll I_{uA1} R_3, \quad (8.8)$$

$$I_{uA1} R_2 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \gg I_{uA1} R_2. \quad (8.9)$$

У разі їх виконання одержимо шукане співвідношення

$$I_{uA1} = \frac{U_{вих}}{R_3 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)}.$$

Обґрунтування вибору опору R_3 . Якщо $U_{zc} = 1$ мВ, то за $I_{uA1} R_3 > 10$ мВ додаткова відсотна похибка зменшення

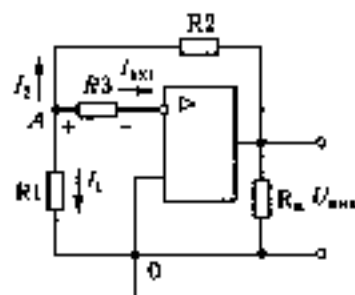


Рис. 8.16. Схема для виміру вхідного струму $I_{вх1}$

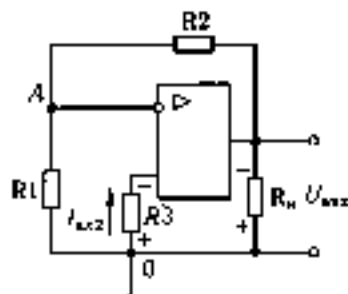


Рис. 8.17. Схема для виміру вхідного струму $I_{вх2}$

$I_{вх1}$ $\delta_1 = 10\%$ Для типових $I_{вх1} \approx 1 \text{ мкА}$ треба приймати $R_3 > 10 \text{ кОм}$. Приймавши $R_3 = 50 \text{ кОм}$, отримаємо додаткову похибку $\delta_2 = 2\%$. При цьому $I_{вх1}R_3 = 50 \text{ мВ}$ і вихідна напруга $U_{вх} \pm 5 \text{ В}$ при значеннях $R_2 = 5,1 \text{ кОм}$, а $R_1 = 51 \text{ Ом}$.

Сумарна похибка вимірів $I_{вх1}$ визначається основною похибкою вимірів δ_1 та додатковою δ_2

$$\delta_2 = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2}.$$

значення якої приблизно становить $5,5\%$

Вимір $I_{вх2}$ виконується аналогічно без підключення R_3 до входу без інвертування (рис. 8.17).

Аналогічно одержимо

$$U_{A0} = U_{вх} - U_{R_3} = U_{вх} - I_{вх2}R_3;$$

$$\left((U_{вх} - I_{вх2}R_3) \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_{вх2}R_2 \right) = -U_{вх}$$

Тоді

$$I_{вх2} = -\frac{U_{вх}}{R_3 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)}$$

Різницевий вхідний струм $I_{\text{вх}} \text{ різн}$ визначають відніманням встановлених значень струмів $I_{\text{вх1}}$ і $I_{\text{вх2}}$. Температурні та часові дрейфи вхідних струмів вимірюють так само, як для дрейфів напруги зсуву.

Контрольні запитання

1. Які елементи інтегральних мікросхем є взаємними компонентами? Який їхній вплив на характеристики мікросхем?
2. Поясніть фізичний зміст напруги зсуву диференціального каскаду, встановіть його величину і температурний дрейф. Як впливає напруга зсуву на величину дрейфу?
3. Встановіть вплив вхідних струмів диференціального каскаду та різниці вхідного струму на величину додаткової напруги зсуву, позначте його значення.
4. Яка залежність додаткової напруги зсуву від температури, зумовленої різницями вхідних струмів.
5. Поясніть переваги та недоліки схеми Дарлінгтона.
6. Намалюйте еквівалентну схему ОУПС і покажіть основні джерела похибок.



ПОБУДОВА ВИРІШАЛЬНИХ СТРУКТУР НА БАЗІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ. ЛІНІЙНІ ТА НЕЛІНІЙНІ ФУНКЦІОНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

9.1. Операційні підсилювачі з інвертуванням і без інвертування сигналу

Принципову схему підсилювача з інвертуванням вхідного сигналу наведено на рис. 9.1. Оскільки вихідом підсилювача є вхід ОУМС з інвертуванням сигналу, то вихідна напруга підсилювача зміщена за фазою щодо вхідної напруги на кут, який дорівнює 180° (рис. 9.2).

Установимо основні параметри підсилювача з інвертуванням — коефіцієнт підсилення за напругою, вхідний і вихідний опори. Застосуємо перший закон Кірхгофа для точки t . При цьому припустимо, що вхідна і вихідна напруги стисаєні й відповідно до цього спрямуємо струми I_1 , I_2 , I_3 (див. рис. 9.1).

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0.$$

Для ідеального ОУМС $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$, звідки випливає, що $I_3 \rightarrow 0$. Тоді $I_1 + I_2 = 0$.

Оскільки

$$I_1 = U_{\text{вх}} / R_{\text{вх}}; \quad I_2 = U_{\text{вих}} / R_{\text{зд}},$$

то одержимо, що

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} + \frac{U_{\text{вих}}}{R_{\text{зд}}} = 0,$$

тобто

$$U_{\text{вих}} = -\frac{U_{\text{вх}} R_{\text{зд}}}{R_{\text{вх}}}.$$

З останнього виразу знайдемо коефіцієнт підсилення за напругою з інвертуванням фази

$$K_{\text{нх}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_{\text{зд}}}{R_{\text{вх}}}.$$

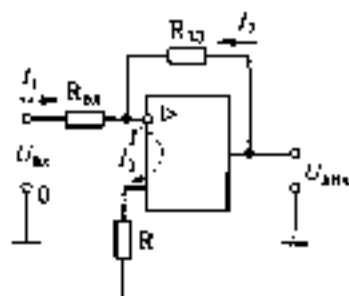


Рис. 9.1. Схема ОІІС з інвертуванням

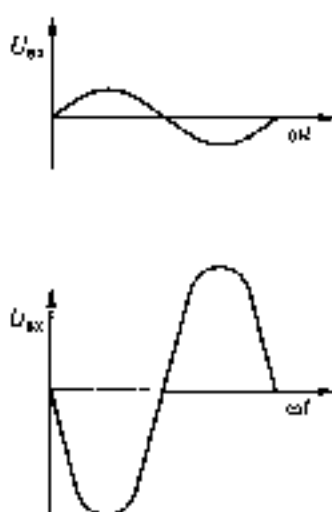


Рис. 9.2. Вхідні і вихідні напруги ОІІС з інвертуванням

Знак мінус перед модулем коефіцієнта підсилення означає, що підсилювач забезпечує фазовий зсув між вихідом і входом на 180° , а для одержання необхідного модуля коефіцієнта підсилення можна підібрати нескінченну безліч пар рішень. З урахуванням необхідного вхідного опору підсилювача та обмеження на $R_{зз}$ зверху близько 1 МОм кількить пар рішень суттєво зменшиться.

Зважаючи на те, що точка f є віртуальним нулем, одержимо

$$R_{\text{вх.підк}} = R_{\text{вх}}.$$

Отже, за відомого внутрішнього опору джерела ЕРС можна рекомендувати $R_{\text{вх}} \approx 10 R_{\text{вн}}$, а $R_{зз}$ розрахувати як $R_{\text{вх}} K_{\text{д}}$.

Вихідний опір $R_{\text{вих}}$ підсилювача з інвертуванням. Без ЗЗ $R_{\text{вн}}$ визначають за допомогою довідника для ОІІС; він приблизно дорівнює $R_{\text{вн}2} = 500 \text{ Ом}$. Оскільки в ОІІС з інвертуванням застосовують НЗЗ за напругою, то вихідний опір підсилювача визначимо із виразу (для розд. 6.3):

$$R_{\text{вих.підк}} = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + K_{\text{XX}} \beta}$$

Оскільки фактор зворотного зв'язку, як правило, $0.1 \dots 0.01$, а $K_{\text{XX}} \approx (10^3 \dots 10^4)$, то $R_{\text{вих.підк}}$ — дуже малий і становить десятки омів.

Коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку визначають із виразу

$$\beta = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}} = \frac{R_{\text{вх}} + r_{\text{вн}}}{R_{\text{зз}} + R_{\text{вх}} + r_{\text{вн}}}.$$

Як правило, внутрішній опір $r_{\text{вн}} \ll R_{\text{вх}}$, і ним можна знехтувати, тоді $\beta = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{зз}} + R_{\text{вх}}}$. Резистор R , підключений у коло входу інвертування, ліквідує вплив нуля ОППС, спричиняний вихідними струмами, та визначається із співвідношення $R = \frac{R_{\text{вх}} R_{\text{зз}}}{R_{\text{вх}} - R_{\text{зз}}}$. Схема підсилювача також доповнюється схемою уставки «нуля» та частотної корекції (див. п. 9.3).

Принципові схеми підсилювача без інвертування та оглядogramи, що ілюструють фазові співвідношення вихідного і вхідного сигналів, наведені відповідно на рис. 9.3 і 9.4. Аналогічно попередньому підсилювачу визначимо K_U , $R_{\text{вх}}$ і $R_{\text{вих}}$ підсилювача. Розглянемо U_{10} :

$$U_{10} = \frac{U_{\text{вих}}}{R_1 + R_{\text{зз}}} R_1.$$

Якщо $K \rightarrow \infty$, то $U_{12} \approx 0$ і $U_{10} = U_{20} = U_{\text{вх}}$, тоді

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вих}} R_1}{R_1 + R_{\text{зз}}}, \quad U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}} (R_1 + R_{\text{зз}})}{R_1}.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою без інвертування

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_1 + R_{\text{зз}}}{R_1} = 1 + \frac{R_{\text{зз}}}{R_1}.$$

Отже, $K_{\text{вн}} = 1 + K_{\text{вн}}$.

Визначимо вхідний опір підсилювача $R_{\text{вх,оп}}$.

У разі відсутності ЗЗ конкретна мікросхема (ОППС) має певне $R_{\text{вх}} = R_{\text{зв}}$, значення якого залежить від типу підсилювача і становить у межах 10 кОм...1 МОм. Вплив ЗЗ у підсилювачі без інвертування призводить до збільшення $R_{\text{вх}}$, оскільки перед входом відбувається НЗЗ із додаванням напруги (див. п. 6.3). Тому

$$R_{\text{вх,оп}} = R_{\text{вх,оп}} (1 + K_{\text{вх}} \beta),$$

де $\beta = R_1 / R_1 + R_{\text{зз}}$.

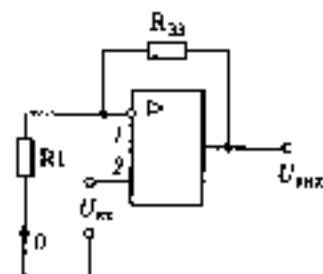


Рис. 9.3. ОІІС без інвертування

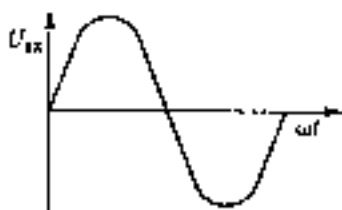
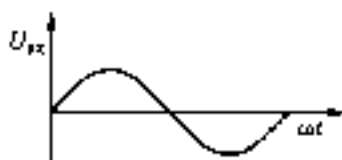


Рис. 9.4. Вхідна і вихідна напруги ОІІС без інвертування

Позначення вхідного опору підсилювача $R_{вх}$ не надіймається від наведеного вище для підсилювача з інвертуванням, тому що в обох підсилювачах застосовано ПЗЗ за напругою, яка зменшує вихідний опір:

$$R_{вх\text{ неф-в}} = R_{вх} \cdot (1 + K_{\lambda\chi\beta}).$$

Підключення джерела сигналу до входу підсилювача без інвертування. З погляду зменшення джерела нуля ОІІС, зумовленого вхідними струмами, $\tau_{вн}$ джерела сигналів має

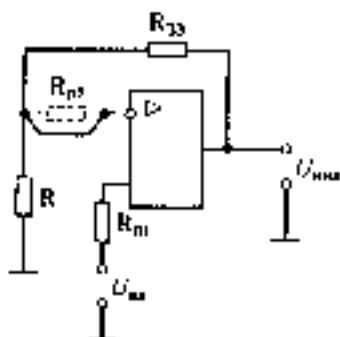


Рис. 9.5. Підключення джерела сигналу до входу підсилювача без інвертування

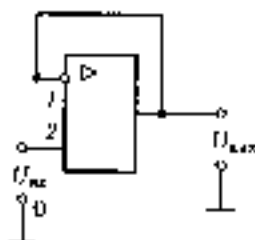


Рис. 9.6. ОІІІ з 100% зворотним зв'язком

дорівнювати $R \parallel R_{33}$ (рис. 9.3). Оскільки на практиці не виконується, то можливі два варіанти:

- $r_{\text{вх}} < R_1 \parallel R_{33}$. У цьому випадку у коло входу без інвертування вмикають додатковий резистор R_{n2} . Його величину вибирають з умови $R_{n1} + r_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_{33}$;

- $r_{\text{вх}} > R_1 \parallel R_{33}$. Для цього випадку у коло входу підсилювача без інвертування вмикають додатковий резистор R_{n2} . Значення опору R_{n2} вибирають з умови $r_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_{33} + R_{n2}$.

Під час використання ОППС як буфера часто застосовують схему з 100 %-м зворотним зв'язком (аналог емітерного повторювача). Цю схему наведено на рис. 9.6.

Ця схема є погоджувальним (буферним) колом з дуже низьким входним і дуже малим вихідним опором. Вона підсилює вхідний струм, але не підсилює напругу та характеризується такими основними параметрами:

$$K_T = 1 (K_T = 0,99); R_{\text{вх}} \rightarrow \infty (10 \dots 100 \text{ МОм}).$$

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

9.2. Суматори, інтегратори і диференціатори на базі підсилювачів

Розрізняють суматори з інвертуванням та без інвертування. Принципову схему суматора з інвертуванням наведено на рис. 9.7.

Сигнали можна правильно підсумовувати тільки на лінійній ділянці амплітудної характеристики $I = I'$ ОППС (рис. 9.8). На ділянці $I = I'$ режим роботи ОППС лінійний, де застосований принцип суперпозиції, і вихідну напругу можна розглядати як суму реакцій від вхідних сигналів:

$$U_{\text{вих}} = - \left[\frac{R_{31}}{R_1} U_{\text{вх}1} + \frac{R_{33}}{R_2} U_{\text{вх}2} + \dots + \frac{R_{33}}{R_n} U_{\text{вх}n} \right].$$

Найбільше узгодження внутрішнього опору джерела сигналу з вихідним підсилювача буде на тому вході, де найбільший коефіцієнт підсилення R_{33} / R_i , тому для цього входу забезпечують необхідне узгодження з джерелом, а для всіх інших входів узгодження значення краще. Вибір резисторів R_1 і R_{33} аталогічний підсилювачу з інвертуванням сигналу. Величини резисторів R визначають з умови

$$R = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \dots \parallel R_n \parallel R_{33}.$$

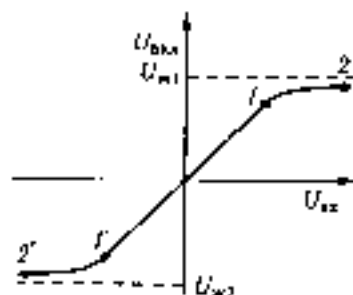
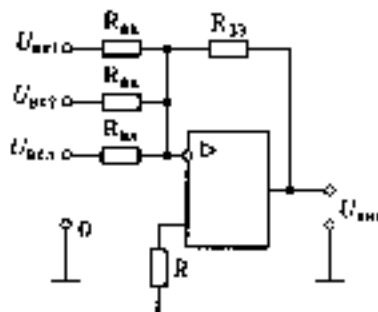


Рис. 9.7. Схема суматора з інвертуванням

Рис. 9.8. Амплітудна характеристика ОІІС

Величини вихідного опору суматора визначають аналогічно до розісків розглянутих схем:

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{вих.пас}}}{1 + K_{\text{ХХ}}\beta},$$

де $\beta = \frac{R_{\text{зз}}}{R_{\text{вх1}} + R_{\text{вх2}} + R_{\text{вх3}}}$, а $R_{\text{Е}} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \dots \parallel R_n$.

Принципову схему суматора без інвертування подано на рис. 9.9. На цій схемі коефіцієнти передачі на всіх входах однакові і їх визначають із виразу:

$$K_{\text{С}} = \frac{R_{\text{зз}}}{R_1} + 1.$$

Вихідну напругу для лінійного режиму роботи визначають так:

$$U_{\text{вих}} = \left(\frac{R_{\text{зз}}}{R_1} + 1 \right) (U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + \dots + U_{\text{вхn}}),$$

де n — кількість входів суматора.

Резистор R не впливає на коефіцієнти передачі суматора $K_{\text{С}} \neq \phi(R)$. Вхідний $R_{\text{вхв}}$ і вихідний $R_{\text{вихв}}$ опори підсумовують аналогічно розглянутому вище підсилювачу без інвертування. Вхідні резистори суматора R мають бути набагато менші (у 5–10 разів), ніж вхідний опір підсилювача $R_{\text{вхв}}$.

Основний недолік схеми — не однакові коефіцієнти передачі за всіма входами. Для забезпечення їх регулювання на

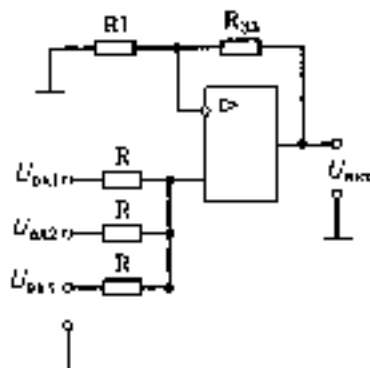


Рис. 9.9 Схема суматора без інвертування

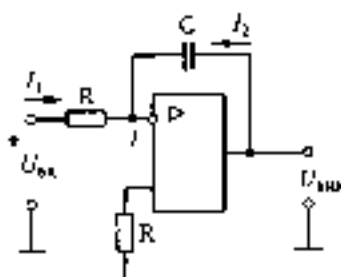


Рис. 9.10 Схема інтегратора на ОАМС

кожному вхід можна встановити потенціометри або використати схеми суматорів інвертування та інвертори.

Принципову схему інтегратора на ОАМС наведено на рис. 9.10. Покажемо, що ця схема є інтегратором. Занемо перший закон Кірхгофа для точки I , нехтуючи вхідним струмом підсилювача та вважаючи його ідеальним:

$$I_1 + I_2 = 0, \quad (I_{\text{вх вх}} \equiv 0).$$

З урахуванням того, що потенціал точки I дорівнює нулю (виртуальний нуль), отримаємо:

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R}; \quad I_2 = -\frac{U_{\text{вих}}}{1/\omega C}.$$

Тоді одержимо

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R} + \frac{U_{\text{вих}}}{1/\omega C} = 0, \quad \frac{U_{\text{вих}}}{R} = -U_{\text{вх}} p C,$$

де $p = j\omega$.

Звідси вибачимо, що

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \frac{U_{\text{вх}}}{p}.$$

Остаточно, переходячи від операторної форми запису до функції часу, маємо

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

в нульових початкових умовах. Якщо більша стала часу інте-

гратора $\tau = RC$, то менший коефіцієнт передачі інтегратора. Початкові умови легко враховувати у цій схемі зусилом на пружині $U_{\text{вих}}$ на необхідну величину $U_{\text{вих}}(0)$ за допомогою схеми установки нуля (див. п. 9.3).

Нехай $U_{\text{вх}} = \text{const}$ з дорівнює ± 1 В, початкові умови нульові. Оскільки інтеграл від сталої величини — лінійна функція часу, а також з огляду на адястність підключення з інвертуванням одержимо пряму, розміщену в четвертому квадранті (рис. 9.11, а). У разі збільшення (зменшення) вхідного сигналу змінюється жорсткість цієї прямої пропорційно $U_{\text{вх}}$ за $\tau = RC = \text{const}$. Інтегрування можливе доти (час $t_{\text{мах}}$ за $U_{\text{вх}} = \pm 1$ В), доки вихідна напруга не перевищує допустимого значення з амплітудної характеристики підключення (див. рис. 9.11, а, $t_{\text{мах}}$ при $U_{\text{вх}} = \pm 1$ В). Для негативних вхідних сигналів характеристики аналогічні, але розміщуються в першому квадранті (див. рис. 9.11, б). Якщо $U_{\text{вх}} = \text{const}$, зміна сталої часу τ призводить до зміни жорсткості характеристики перетворення (рис. 9.12). Підключивши послідовно два інтегратори і подавши на вхід першого константу, на виході другого одержимо квадратичну параболу. Тому за допомогою інтегратора можна одержувати статичні функції n порядку за кількості інтеграторів n .

Принципову схему диференціатора на ОПЛС подано на рис. 9.13. Запишемо рівняння першого закону Кірхгофа аналогічно інтегратору, нехтуючи вхідним струмом підсилювача:

$$\frac{U_{\text{вих}}}{R} + \frac{U_{\text{вх}}}{1/j\omega C} = 0; \quad U_{\text{вх}} \rho C + \frac{U_{\text{вих}}}{R} = 0,$$

$$\text{звідки } U_{\text{вих}} = -\rho C R U_{\text{вх}}; \quad U_{\text{вих}} = -CR \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}$$

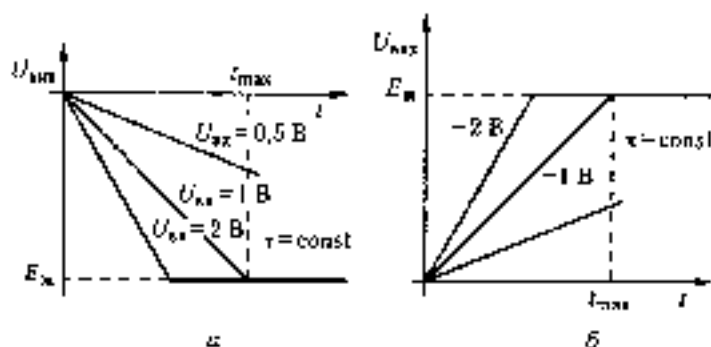


Рис. 9.11. Залежність вихідної напруги інтегратора від $U_{\text{вх}}$ при $\tau = \text{const}$

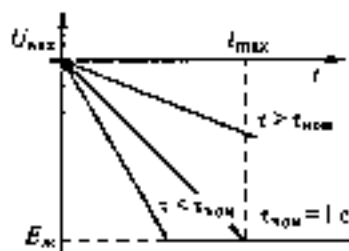


Рис. 9.12. Залежність вихідної напруги інтегратора від сталої часу при $U_{\text{вх}} = \text{const}$

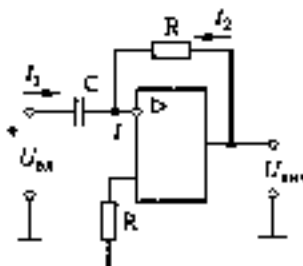


Рис. 9.13. Схема диференціатора на ОППС

Отже, це схема диференціатора. Якщо $U_{\text{вх}}(t) = \text{const}$, на виході одержимо $U_{\text{вих}} = 0$, оскільки похідна від константи дорівнює нулю. Після подачі на вхід схеми лінійно зростаючої напруги на виході матимемо константу, пропорційну жорсткості вхідної напруги.

9.3. Схеми установки нуля і частотної корекції підсилювачів

Будь-який ОППС має цілком певну $U_{\text{хх}}$, зумовлену як різницею напруг базис-екстер, так і різницею вхідних струмів. Тому слід встановити сумарну напругу нулю, виходячи з найгіршого випадку. Знаючи $U_{\text{хх}}$, можна визначити величину напруги компенсації, яку треба додати до вхідної напруги ОП, для того, щоб на виході підсилювача отримати $U_{\text{вих}} = 0$. Сумарну напругу нулю визначають із співвідношення (для н. 8.2):

$$U_{\text{хх}} = U_{\text{хх}} + U'_{\text{хх}} = \\ = U_{\text{хх}} + I_{\text{вх}} r_{\text{вх}} R_{\text{вх}}$$

Узявши запас для розрахунку $U_{\text{хх}}$ приблизно 1,5, одержимо напругу, яку має забезпечити схема установки нуля. Схему установки нуля ОППС

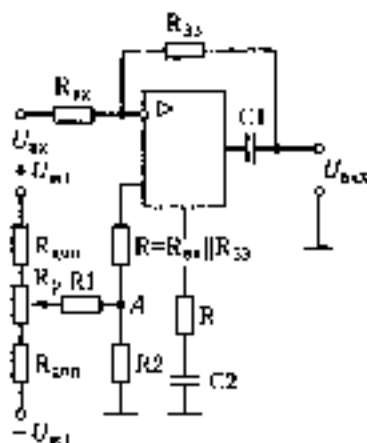
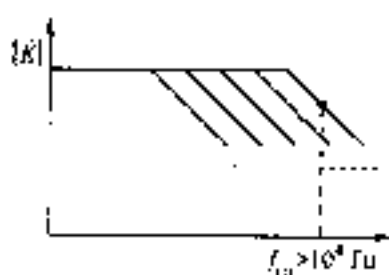


Рис. 9.14. Схема установки нуля і частотної корекції підсилювача з інвертуванням

Рис. 9.15 АЧХ ОМПС за різних значень коригувальних ланок



наведено на рис. 9.14. Значення R_p і $R_{\text{диф}}$ вибирають так, щоб у крайніх положеннях повзунок R_p напруга на ньому була близько ± 1 В. У точці А має бути необхідна напруга живу ($\pm 1.5U_{\text{пр}}$).

Виходячи з цієї напруги, розраховують перший подільник напруги $R1$, $R2$; $R2$ рекомендується брати порядку десятків омів, тоді $R1$ має порядок кількох одиниць кілоомів. Струм другого подільника, що рекомендується, дорівнює $2 \dots 4$ мА. Резистори R_p і $R_{\text{диф}}$ розраховують з умови

$$2R_{\text{диф}} + R_p = \frac{2U_{\text{пр}}}{I_{\text{д}}},$$

а розподіл між R_p і $R_{\text{диф}}$ визначають за умови $U_{R_p} = \pm 1$ В щодо спільної шини.

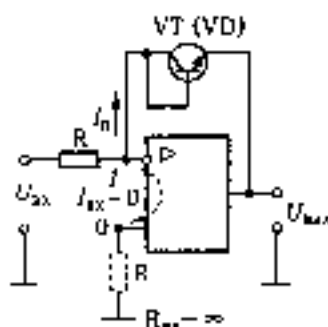
Оскільки ОМПС взагалі мають високу граничну частоту підсилення, а конкретні пристрої на базі ОМПС часто потребують значно нижчої частоти f_d , то необхідно вводити схеми частотної корекції. Для зменшення рівня шумів і підвищення стійкості підсилювача треба $f_{\text{гр}}$ вибрати у 2 – 3 рази більшою, ніж верхня частота сигналу підсилення $f_{\text{с}}$. Виходячи із залежностей, наведених за необхідним значенням $f_{\text{гр}}$ (рис. 9.15), встановлюють параметри коригувальних ланок (інтегрування R_K , C_K і диференціювання C). Параметри коригувальних ланок наведено також у довідниках з інтегрованих мікросхем.

9.4. Схеми логарифмування й антилогарифмування

Для побудови схем з логарифмічними передатними функціями використовують вольт-амперні характеристики p - n -переходів. Для високочастотних p - n -переходів ці характеристики моделюються із виразу:

$$U_d = N \lg \left(\frac{I_d}{I_s} \right), \quad (9.1)$$

де U_d – напруга на діоді; I_d – струм, що проходить через діод; I_s – струм діода у режимі підсікання; N – конст. [В].



Схему логарифмічного підсилювача наведено на рис. 9.16. Врахувавши, що точка f є віртуальним нулем ($U_{f0} \equiv 0$), можна записати

$$I_n = U_{вх} / R; \quad U_{вих} = -U_{f0}$$

Підставивши значення U_{f0} з виразу (9.1), одержимо

$$U_{вих} = -N \lg \left(\frac{I_{ф}}{I_s} \right) - N \lg \left(\frac{U_{вих}}{RI_s} \right) = \\ = -N \lg(U_{вих}) + N \lg(RI_s). \quad (9.2)$$

Для схеми логарифмування треба одержати $U_{вих} = \lg(U_{вх})$. Це отримуємо з виразу (9.2), якщо виконуватися нерівність

$$\lg(RI_s) \ll \lg(U_{вих}) \quad (9.3)$$

Отже, у разі виконання нерівності (9.3) для наведеної схеми одержимо

$$U_{вих} = -N \lg(U_{вих}) \quad (9.4)$$

Для ліквідації логарифму нуля, зумовленого напругою $U_{ф0}$, у вхід без інвертування підключають резистор R .

Оцінимо динамічний діапазон зміни для вхідного ($U_{вх}$) і вихідного ($U_{вих}$) сигналів. Динамічний діапазон пристрою логарифмування за входом дуже великий, і чим він більший, тим краще якість схеми. Мінімальний вхідний сигнал визначається рівнем температурного дрейфу і шумів, що становлять близько десятків мікрівольт. Для типових ОМПС у робочому діапазоні температур $0 \dots 40^\circ \text{C}$ $U_{вх \min} \approx 0,05 \dots 0,1 \text{ мВ}$. Максимальний вхідний сигнал ОМПС визначається допустимим напругою рівня переходу база-емітер транзисторів вихідного диференціального каскаду, що становить близько 5 В ($U_{вх \max} \approx 5 \text{ В}$). Тоді динамічний діапазон вхідних сигналів для логарифмування рівня становитиме:

$$D_c = \frac{U_{вх \max}}{U_{вх \min}} = \frac{5}{0,05 \cdot 10^{-3}} \approx 10^4.$$

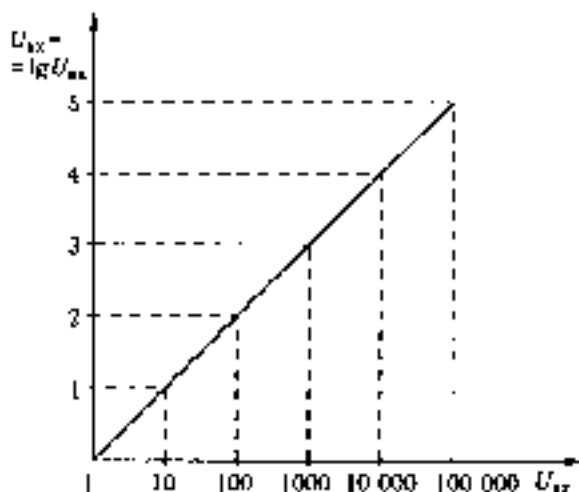


Рис. 9.17. Прямізна характеристика логарифмування

Прямізна характеристику схеми логарифмування подано на рис. 9.17. Значимий діапазон вихідного сигналу пристрою логарифмування значно стиснутіший та на п'ять порядків зміни вхідного сигналу змінюється на 5 В.

Антилогарифмування — операція, зворотна логарифмуванню. За зміни вхідного сигналу на кілька модів динамічний діапазон вихідного сигналу дуже великий і становить 4–6 порядків. Принципову схему антилогарифмувача наведено на рис. 9.18. Провівши аналогічний виклад, одержимо

$$10^{U_{\text{вх}}/N} = I_{\text{н}}/I_{\text{г}}; \quad I_{\text{н}} = I_{\text{г}} \cdot 10^{U_{\text{вх}}/N}$$

Якщо $U_{\text{вх}} = U_{\text{н}}$, то $U_{\text{вих}} = -I_{\text{н}}R = -I_{\text{г}}R \cdot 10^{U_{\text{вх}}/N}$.

Надхви́нний маємо

$$U_{\text{вих}} = -I_{\text{г}}R \cdot 10^{U_{\text{вх}}/N}.$$

Отже, ця схема антилогарифмує вхідний сигнал, що дорівнює $U_{\text{н}}$.

Як елемент ЗЗ, що має логарифмічну характеристику, для до-

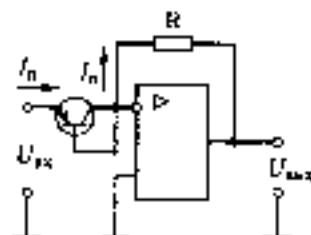


Рис. 9.18. Схема антилогарифмування

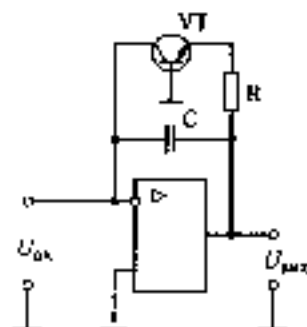


Рис. 9.19. Схема пристрою логарифмування на транзисторах і діодах

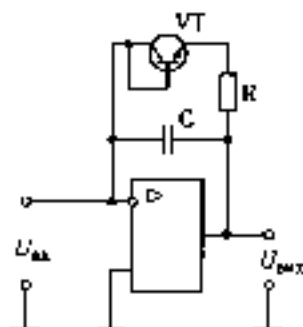


Рис. 9.20. Пристрій логарифмування зі схемою на діодах

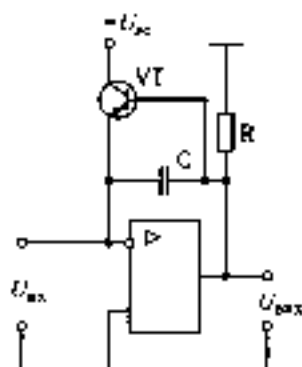
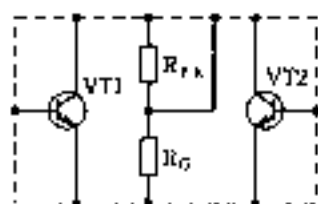


Рис. 9.21. Пристрій для логарифмування зі схемою на транзисторах

Рис. 9.22. Прецизійний модуль



тарифмування та без логарифмування можна використовувати:

- схему на діодах і транзисторах (рис. 9.19). Застосовують у діапазоні струмів $10^{-11} \dots 10^{-4}$ А, забезпечуючи динамічний діапазон на виході 10^5 ;
- схему на діодах (рис. 9.20). Працює в діапазоні струмів $10^{-9} \dots 10^{-4}$ А, забезпечуючи динамічний діапазон п'яти порядків (10^5);
- транзисторну схему (рис. 9.21). Рекомендують використовувати для струмів $10^{-8} \dots 10^{-4}$ А; забезпечує динамічний діапазон на виході 10^4 .

Схему прецизійного модуля показати на рис. 9.22. Вона складається з пари погоджених за параметрами транзисторів VT1 і VT2, резистора утилізації струмів $R_{Г1} = (15 \pm 0,3)$ кОм та резистора термостабілізації $R_{Г2} = (955 \pm 10)$ Ом, який має $10,3 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

9.5. Помножувачі й подільники напруг, випрямлячі та детектори сигналів

Відома два основних методи множення напруг:

- метод логарифмування сигналів
- метод керування передатковим провідністю транзистора.

Розглянемо перший метод, який ґрунтується на логарифмуванні та антилогарифмуванні сигналів (рис. 9.23).

Перші два ОПНС, на яких зібрані схеми логарифмування, дають змогу одержати сигнали, пропорційні $\lg(U_{ax1})$ і $\lg(U_{ax2})$. Проінтегрувавши ці сигнали за допомогою суматора, що інвертує, одержимо на виході третього ОПНС суму логарифмів, яка є логарифмом добутку. Використовуючи схему антилогарифмування, зібрану на четвертому ОПНС, одержимо на його виході напругу, пропорційну добутку вхідних сигналів.

Динамічний діапазон на виході помножувача (схема логарифмування) досить високий — 5–6 порядків, на виході помножувача (антилогарифмування) — також досить високий і порівнюється до порядку вхідного.

Схему помножувача, що працює на принципі зміни провідності, наведено на рис. 9.24. Аналоговий помножувач двох

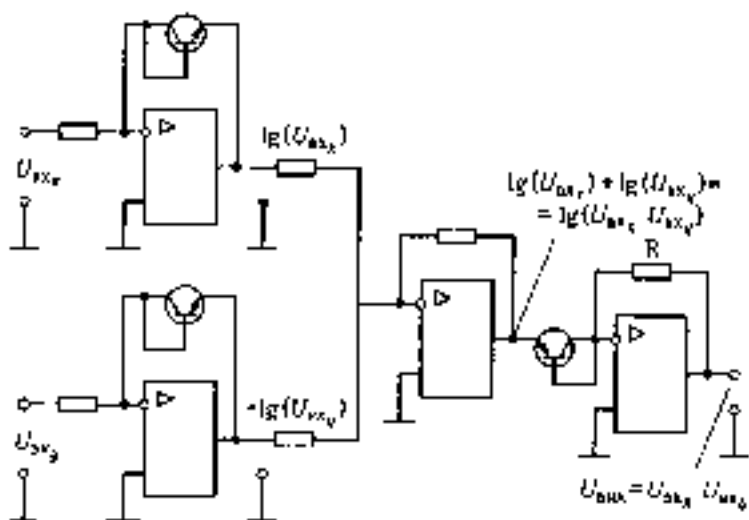


Рис. 9.23. Схема помножувача на чотирьох блоках логарифмування

сигналів можна побудувати, не застосовуючи логарифмування, для чого використовують метод зміни коефіцієнта підсилення на піддаванні за параметрами інтегративній парі транзисторів (прецизійний модуль). У цій схемі сигнал U_x змінює внутрішній опір лівого транзистора (VT1), а режим правого залишається незмінним, тоді струм I_0 , що надходить від джерела струму, поділяється між транзисторами, а між колекторами виникає сигнал після підключення U_x :

$$U_{\text{диф}} = k_1 U_x.$$

Сигнал U_y подається на емітери, і за рахунок цього сигналу змінюється рівень струму I_0 ($I_0 \pm \Delta I_0$). Коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача k_1 змінюється пропорційно ΔI_0 , отже:

$$k_1 = k_2 \Delta I_0 = k_2 \frac{U_y}{R_y}$$

Тому за наявності двох вхідних сигналів вихідну напругу виражають із виразу:

$$U_{\text{вих}} = \frac{k_2 \{U_y U_x\}}{R_y} + k U_y U_x.$$

Операційний підсилювач — не буферний диференціальний підсилювач, що забезпечує несиметричний вихід з низьким вихідним опором та високою навантажувальною здатністю.

Поділяючи аналогових сигналів можна побудувати аналогічно пов'язуювачам сигналів, які використовують метод логарифмування, з відмінністю лише у тому, що вихідні напруги при грав логарифмування, пропорційні вхідним струмам I_1 і I_2 (рис. 9.25), мають не підсумовуватися, а віднімаються. Тому їх поділяють на входи з інвертуванням та без інвертування третього ОППС, на виході якого одержимо напругу, пропорційну $I_1 - I_2$, оскільки $(\lg I_1 - \lg I_2) = \lg I_1 - I_2$.

Напруга на входи антилогарифмувати з урахуванням напруги живу

$$U_{\text{вих.ин}} = k \lg \left(\frac{I_1}{I_2} \right) + U_{\text{ин}}$$

Напругу живу можна компенсувати схемою установки нуля, тоді на виході схеми розподілу одержимо

$$U_{\text{вих}} = k \frac{I_1}{I_2}$$

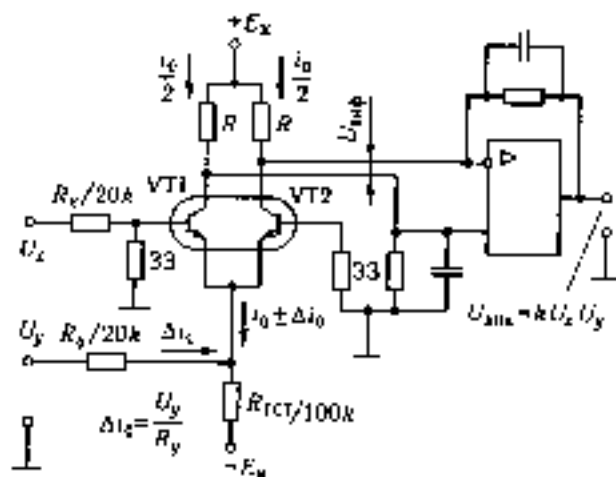


Рис. 9.24. Схема дифференциатора зі зовнішніми провідностями

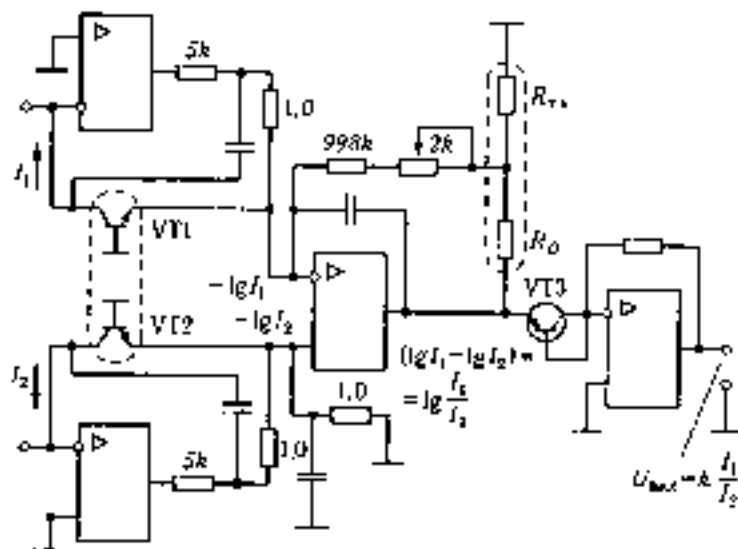
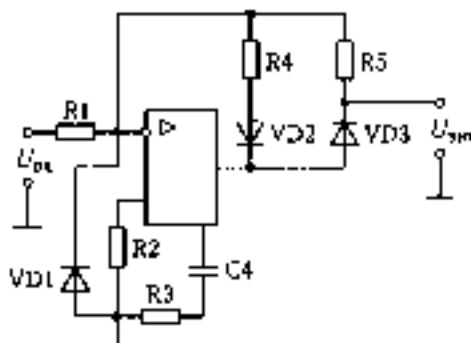


Рис. 9.25. Схема розподілу напруги

Рис. 9.26. Схема випрямляча з випрямленням одного періоду



Для схем випрямлячів її особливо для схем детектування напрута підмикання $p-n$ -переходу вносить незначущі великі похибки в їхню роботу. Схема випрямляча з діодами в ЗЗ, наведена на рис. 9.26, дає змогу знизити поріг відмикання діода у K разів, де $K = R_{\text{д.нас}}/R_1$ і в ЗЗ.

Ця схема дає змогу знизити поріг відмикання діода до рівня порядку 1 мВ . Для позитивних шпильць сигналу $U_{\text{вх}} = 0$; діод $VD1$ — діод Шотткі, він захищає вхід СМІ від перенапруги вхідного негативного сигналу.

Для негативної шпильці сигналу діод $VD3$ відкривається, й отримуємо підсилювач з інвертуванням:

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1}$$

Цю схему можна в інтегральному виконанні.

Контрольні запитання

1. Установіть величини вхідних і вихідних опорів інвертувального та неінвертувального підсилювачів. Поясніть вплив на їхню величину зворотних зв'язків.
2. Як визначити коефіцієнти підсилення інвертувального і неінвертувального підсилювачів як основи (базі) ідеального ($K = \infty$) і ($K < \infty$) реального операційного підсилювача?
3. Поясніть призначення, призначення елементів та методику розмішування схем усталювання нуля з частотної корекції.
4. Намалюйте структурну схему для реалізації степеневих напружень 2-, 3- та 4-го порядку на базі інтеграторів.
5. Як динамічно діагностувати вхідних і вихідних сигналів схем логіфікаторів та інтеграторів?
6. Намалюйте основні ідеї (принципи) ідеальних вихідних схем аналогового вимірювання ділення.

Часто виникає потреба передавання деяких повідомлень по загальному каналу зв'язку. Такі проблеми виникають у пристроях телеметрії, телевізійники, радіотелефонії тощо. Спектральна щільність та спектри сигналів (рис. 10.1), як правило, перекривають один одного, наприклад, для мовних повідомлень цей діапазон становить 300 – 5000 Гц. Тому розділити такі сигнали на виході каналу зв'язку неможливо.

Для того щоб не було накладання сигналів, їх потрібно розділити:

- за частотою;
- за часом.

Фрагмент циглини триві-розділює сигнали за частотою, наведено на рис. 10.2. Нехай сигнал, що модулює (вхідний), має спектр від 0 до $\Omega_{1max} = 5$ кГц. Для першого повідомлення виберемо певну частоту $\omega_1 \gg \Omega_{1max}$, нехай $\omega_1 = 500$ кГц. Тоді перше повідомлення розміститься від $\omega_1 - \Omega_{1max}$ до $\omega_1 + \Omega_{1max}$, тобто в межах 495 – 505 кГц, друге – $\omega_2 = 600$ кГц, третє – $\omega_3 = 700$ кГц тощо.

Для виділення сигналу, модульованого за амплітудою (рис. 10.3), треба на приймальному боці поставити пристрій, який має АЧХ $K_1 = f_1(\omega)$, для наступного сигналу – АЧХ $K_2 = f_2(\omega)$ і т. д. (див. рис. 10.2). Для отримання несуперечливих сигналів за кожним каналом потрібно, щоб пристрої мали прямокутні АЧХ.

Демодулятор виконує зворотнє функціональне перетворення, тобто перекладає сигнал з діапазону вищих частот у діапазон низьких 0 – Ω_{1max} , відновлюючи початковий вхідний сигнал. Отже, для розподілу сигналів на приймальному боці треба мати набір вибірних підсилювачів з АЧХ, близьких до прямокутних.

Вибірні підсилювачі можуть бути LC- і RC-типу. Для побудови підсилювачів LC-типу використовують паралельні та послідовні коливальні контури.

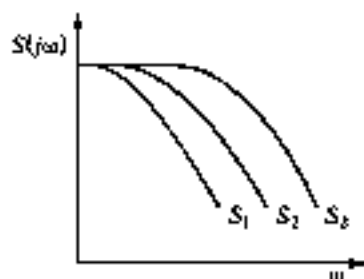


Рис. 10.1. Спектральні шільності сигналів

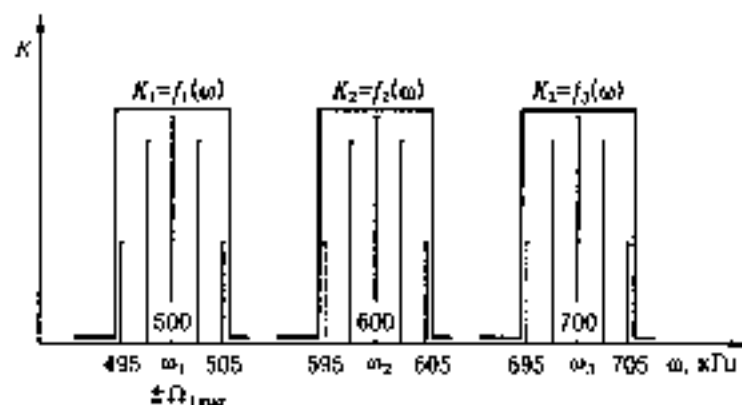


Рис. 10.2. Принцип сигналу за частотою

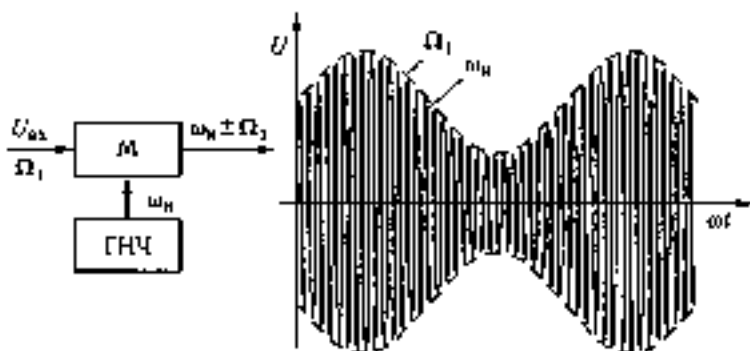


Рис. 10.3. Принцип амплітудної модуляції

10.1. Характеристики паралельного і послідовного коливальних контурів

Схему послідовного коливального контуру наведено на рис. 10.4.

У послідовному коливальному контурі відбувається резонанс напруг. Струм у контурі визначають із виразу:

$$I = \frac{\dot{U}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}.$$

Оскільки під час резонансу $X_L = -X_C$ за рівності модулів $|j\omega L| = \left| -\frac{1}{j\omega C} \right|$ струм резонансу максимальний $I_{\text{рез}} = U/R$, то $Z_{\text{рез}} = R$.

Частоту резонансу визначають за формулою

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Напруги під час резонансу на індуктивності та ємності:

$$U_{pL} = I j\omega_0 L; \quad U_{pC} = I \frac{1}{j\omega_0 C}$$

Слід зазначити, що модулі реактивних опорів задовго більші за активний опір контуру R , тому напруги на реактивних елементах значно більші за входний U :

$$|j\omega L| = \left| -\frac{1}{j\omega C} \right| \gg R; \quad U_p \gg U.$$

Добротність контуру Q визначається відношенням напруги на реактивних елементах до підведеної:

$$Q = \left| \frac{U_p}{U} \right| = \frac{\omega_0 L}{R}; \quad Q = \left| \frac{U_p}{U} \right| = \frac{1}{\omega_0 C R}; \quad Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Добротності коливальних контурів у діапазоні частот 100 кГц – 1 МГц – порядку $Q = 30 \dots 300$ залежно від частоти і якості його виконання.

Векторну діаграму для послідовного коливального контуру наведено на рис. 10.5. Оскільки підведена напруга U вияв-

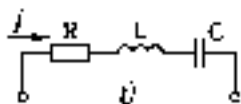


Рис. 10.4. Послідовний коливальний контур

ляється значно меншою від напруг U_L і U_C , то можна вважати, що послідовний контур є підсилювачем напруги.

Установимо значення опорного контуру у функції частоти, виконавши деякі математичні перетворення.

$$\begin{aligned} Z(j\omega) &= R - j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) = \\ &= R + j\omega L \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) = R + j\omega L \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2} \right) = \\ &= R + jL \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0} = R + jL \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{LC}} = \\ &= R + j\sqrt{\frac{L}{C}} \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} = R \left(1 + j \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} \right) = \\ &= R \left(1 + jQ \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} \right) \end{aligned}$$

Коефіцієнт, що стоїть в узявній частині, позначимо через параметр a $\left[a = Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} \right]$, який називають *уважливим* *розладом контуру*. Він характеризує ступінь відхилення поточної частоти від резонансної. Остаточно дістанемо

$$Z(j\omega) = R(1 - ja) \quad (10.1)$$

Залежність $|Z(j\omega)| = \varphi(a)$ подано на рис. 10.6.

$Z(j\omega)$ характеризує АЧХ контуру або коефіцієнт підсилення підсилювача з контуром у функції частоти. При цьому отримуємо режекторну характеристику замість вибіркової. Для одержання вибіркової характеристики треба знімати нахилну напругу з L чи C або застосувати паралельний коінтальний контур. У цьому випадку одержимо АЧХ вибіркового підсилювача у вигляді, поданому на рис. 10.7.

Для зручності подання характеристики нормуємо з урахуванням резонансного опорного контуру $Z_{\text{рез}} = R$ у такому вигляді.

$$\frac{Z_{\text{рез}}}{Z(j\omega)} = \frac{1}{1 - ja} \quad (10.2)$$



Рис. 10.5 Векторна діаграма

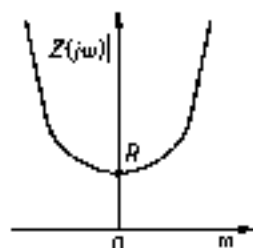


Рис. 10.6 Залежності модуля опору контуру від узагальненого розладу ω

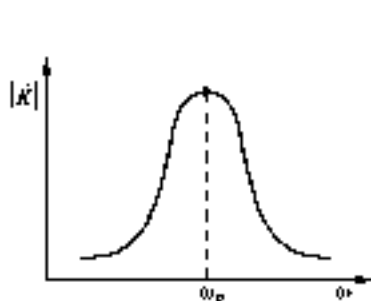


Рис. 10.7 АЧХ вибраного паралельного кола

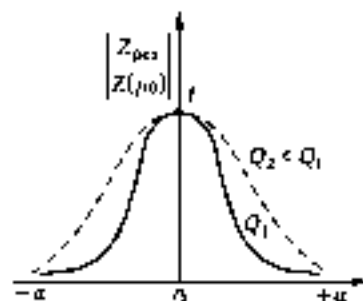


Рис. 10.8 Нормована АЧХ для різних Q_k

або

$$\left| \frac{Z_{\text{рез}}}{Z(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + a^2}} \quad (10.3)$$

Характеристика відповідно до виразу (10.3) — це АЧХ контуру. Нормовану АЧХ контуру у функції параметра узагальненого розладу ω для різних добротностей контуру наведено на рис. 10.8.

Частотні характеристики контурів часто зображають від параметра відносного розладу контуру, яку одержують із параметра ω після деяких перетворень.

$$\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_1} = \frac{(\omega - \omega_1)(\omega + \omega_1)}{\omega\omega_0} = \frac{\Delta\omega 2\omega}{\omega\omega_0} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_1} \quad \text{— відносний}$$

розлад контуру.

Опір контуру залежно від відносного розладу залежують у такому вигляді:

$$Z(j\omega) = R \left(1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right) = R \left(1 + jQ \frac{2\Delta f}{f_0} \right).$$

Залежність $\left| \frac{Z_{\text{рез}}}{Z(j\omega)} \right| = \varphi \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)$ зображено на рис. 10.9.

Підставивши значення $Z_{\text{рез}}$ і $Z(j\omega)$ у вираз АЧХ контуру, одержимо.

$$\left| \frac{Z_{\text{рез}}}{Z(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2}}$$

Під смугою пропускання контуру розуміють діапазон частот, який під час проходження через контур послаблюється не більше, ніж у $1/\sqrt{2}$ разів. Отже, рівень $1/\sqrt{2} = 0.707$ відтворює на АЧХ точки, проєкції яких і встановлюють смугу пропускання контуру Π (див. рис. 10.9).

Установимо зв'язок між Q , f_0 і Π :

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{\Pi}{f_0} \right)^2}}; \quad 2 = 1 + \left(Q \frac{\Pi}{f_0} \right)^2;$$

звідки випливає, що $Q \frac{\Pi}{f_0} = 1$

Отже,

$$\Pi = \frac{f_0}{Q}; \quad Q = \frac{f_0}{\Pi}.$$

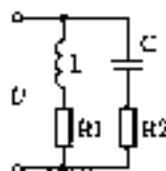
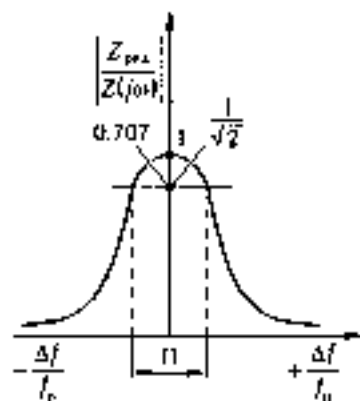
Тому в разі збільшення добротності контуру зменшується його смуга пропускання.

Схему паралельного коливального контуру зображено на рис. 10.10, де R_2 — опір втрат у конденсаторі C , R_1 — опір витіку в катушці L , що підключається паралельно до конденсатора.

У такому коливальному контурі спостерігається резонанс струмів $Z_{\text{рез}}$ певний від відміну від $Z_{\text{рез}}$ у послідовному контурі, який надто малий (R), $Z_{\text{рез}}$ паралельного контуру в Q разів більший за реактивний опір у гілках. Отже, спо-

Рис. 10.9. Нормована АЧХ для підсилювача $\Delta f \ll f_0$

Рис. 10.10. Схема паралельного коливального контуру



живаний струм контуру малий, значно менший, ніж струм у реактивних гілках. Струм у гілках у Q разів більший, ніж споживаний контуром струм. Тому цей контур є підсилювачем струму. Ветпавимо $Z(j\omega)$ швидкоплинному контуру:

$$Z(j\omega) = \frac{(R_1 + j\omega L) \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C} \right)}{R_1 + j\omega L + R_2 + \frac{1}{j\omega C}}.$$

Після перетворення одержимо

$$Z(j\omega) = \frac{L}{RC(1 + ja)}, \text{ якщо } a = 0, \text{ то } Z(j\omega) = Z_{\text{res}} = \frac{L}{RC}.$$

$$\text{де } R = R_1 \parallel R_2; \quad Z_{\text{res}} = \frac{L}{RC} \frac{\omega_0}{\omega_0} = \frac{Q}{\omega_0 C} = Q\omega_0 L.$$

Узявши відношення в цьому випадку для поручування, дістанемо

$$\frac{Z(j\omega)}{Z_{\text{res}}} = \frac{1}{1 + ja}. \quad (10.4)$$

$$\left| \frac{Z(j\omega)}{Z_{\text{res}}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + a^2}}. \quad (10.5)$$

Отже, вирази (10.2 + 10.4, 10.3 + 10.5) для так званого і паралельного коливального контуру збігаються. Тому всі па-

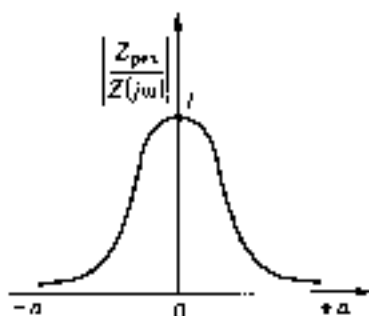
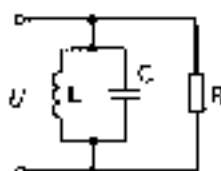


Рис. 10.11 Нормована АЧХ паралельного контуру

Рис. 10.12. Коливальний контур зі зовнішнім еквівалентом



ведені вище зведення кожної відносно 1 до паралельного коливального контуру. Нормовану АЧХ для паралельного коливального контуру від параметра Δ зображено на рис. 10.11.

До входу паралельного коливального контуру підключається джерело струму або джерело ЕРС із зовнішнім зворотним опором

$$R_{\text{вн}} \gg Z_{\text{рез}}$$

Ця умова необхідна для того, щоб джерело не було шунтом для контуру та не зменшувало його еквівалентну добротність.

Розглянемо вплив зовнішнього шунтувального резистора, підключеного паралельно коливальному контуру, та встановимо ступінь впливу зовнішнього резистора на еквівалентну добротність контуру (рис. 10.12).

Оскільки $R \ll Z_{\text{рез}}$ контуру включений паралельно, даємо:

$$Z_{\text{екв}} = \frac{Z_{\text{рез.конт}} R}{Z_{\text{рез.конт}} + R} = \frac{Q \omega_0 L R}{Q \omega_0 L + R},$$

тобто

$$Z_{\text{екв}} = Q_{\text{екв}} \omega_0 L,$$

звідки

$$Q_{\text{екв}} = \frac{Z_{\text{екв}}}{\omega_0 L} = \frac{QR}{Q \omega_0 L + R}.$$

Отже, $Q_{\text{екв}} < Q$, і чим менше R , тим менше $Q_{\text{екв}}$.

Приклади. Нехай $\omega_0 L = 10 \text{ кОм}$; $R_{\text{конт}} = 1 \text{ МОм}$; $Q_{\text{рез}} = 100$,

$$Z_{\text{рез.конт}} = Q \omega_0 L = 10 \text{ кОм} \cdot 100 = 1 \text{ МОм}.$$

$$Q_{\text{кн}} = \frac{Q_{\text{кн}} R}{Q_{\text{кн}} \omega_0 L + R} = \frac{1 \text{ МОм}}{1 \text{ МОм} + 1 \text{ МОм}} = 50.$$

Отже, добротність контуру зменшилася вдвічі. Таку шунтуювальний резистор має бути на порядок більший, ніж $Z_{\text{вх}} = 1 \text{ кОм}$.

10.2. Вибірні підсилювачі LC-типу

Принципову схему простого селективного LC-підсилювача наведено на рис. 10.13. Під час створення схем вибірних LC-підсилювачів мають бути вирішені такі питання:

- як оптимально підключити контур до активного джерела сигналу?
- як підключити споживача — $R_{\text{н}}$ до виходу підсилювача, щоб істотно не погіршити його вибіркових властивостей?

Для того щоб АЧХ підсилювача відповідала (була близька) АЧХ контуру, його з'єднують замість навантажувального резистора підсилювача $R_{\text{к}}$. Це паралельний коливальний контур, який має великий резонансний опір, що й забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення на резонансній частоті. Опір котушки зменшується в разі розладу контуру і забезпечує зниження коефіцієнта підсилення підсилювача за напругою.

Навантажувальна лінія за постійним струмом визначається активним опором котушки r_L і проходить практично вертикально (рис. 10.14). Визначивши h -параметри біля робочої точки Q , можна перейти до розрахунку вибірного підсилювача за змінним струмом.

Використовуючи лінійну модель транзистора в системі h -параметрів, складемо лінійну модель селективного LC-підсилювача (рис. 10.15).

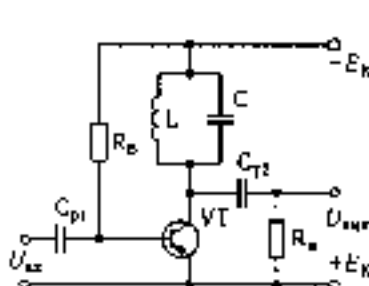


Рис. 10.13. Схема селективного підсилювача

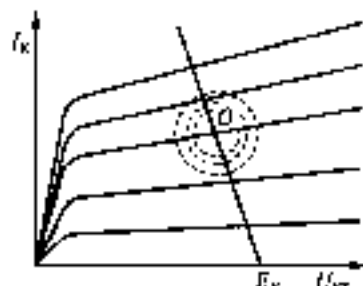


Рис. 10.14. ВАХ транзистора і навантажувальна лінія за постійним струмом LC-підсилювача

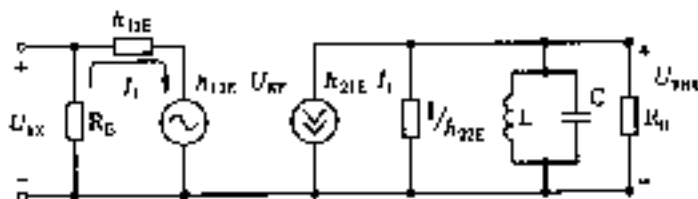


Рис. 10.15. Лінійна електрична модель вибірного LC-підсилювача

Оскільки вихідний опір малопотужних транзисторів $1/h_{22E}$ становить порядку сотень кілоомів, то опір навантаження можна забезпечити такою самою величиною, тому АЧХ вибірного підсилювача буде гіршою, ніж АЧХ коливальної коєктури, оскільки резонансний опір коєктури порівнянний з вихідним опором транзистора й опором навантаження. Візначаємо АЧХ підсилювача з урахуванням існування коєктури зазначеними опорам, припустивши, що $h_{12E} = 0$.

Тоді

$$I_1 = U_{\text{вх}} / h_{11E}.$$

Відповідно до першого закону Кірхгофа одержимо

$$-\frac{h_{21E} U_{\text{вх}}}{h_{11E}} = U_{\text{вих}} \left[h_{22E} + \frac{1}{Z_K} + \frac{1}{R_n} \right],$$

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{\frac{h_{21E}}{h_{11E}}}{h_{22E} + \frac{1}{Z_K} + \frac{1}{R_n}}.$$

З аналізу останнього виразу випливає, що $K_{U_{\text{рез}}} \gg 1$ $\left(K_U = -\frac{h_{21E} Z_K}{h_{11E}} \right)$. Оскільки опір коєктури залежить від частоти $Z_K(j\omega)$, то й коефіцієнт підсилення також залежить від частоти $K_U(j\omega)$.

Збільшення резисторів $1/h_{22E}$ і R_n зменшують $Z_{\text{наг}}$, розширюють смугу пропускання, зменшуючи еквівалентну добротність коєктури та коефіцієнт підсилення підсилювача. Для покращення частотних характеристик вибірного підсилювача, тобто підвищення крутості схилів і наближення АЧХ

підсилювача до характеристики коливального контуру необхідно.

- забезпечити більш високий $R_{\text{вх}}$;
- збільшити, за можливості, вихідний опір каскаду;
- застосувати коливальний контур з високою якістю $Q \approx 200 \dots 300$.

Один із варіантів такого підсилювача на біполярних транзисторах наведено на рис. 10.16.

Зворотний зв'язок за струмом (R_E) транзистора VT1 збільшує вхідний опір першого каскаду, забезпечуючи менше шунтування контуру. Навантаження підключається через ємнісний повторювач, вхідний опір якого становить близько сотень кілоом, при цьому контур більше зберігає свої якісні характеристики.

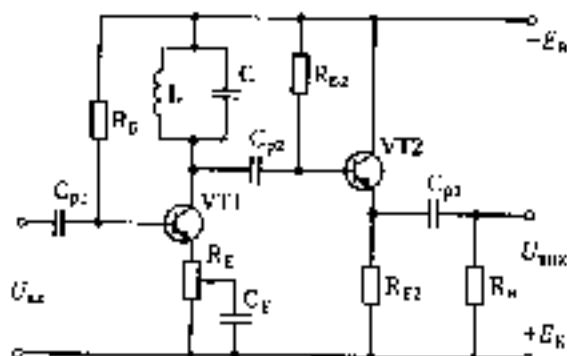


Рис. 10.16. Схема підсилювача на БІТ

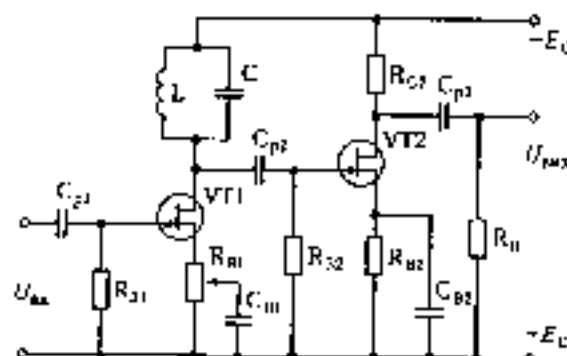


Рис. 10.17. Схема селективного підсилювача на польових транзисторах

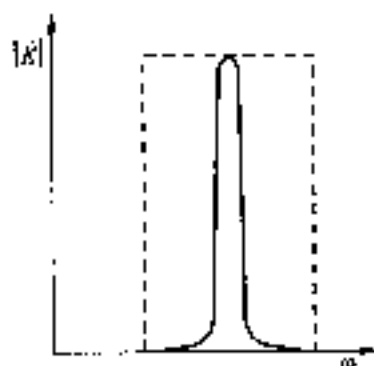


Рис. 10.18. Необхідна (штрихова лінія) й отримана АЧХ підсилювача

Рис. 10.19. Підсилювач з багаторівневим каскадом

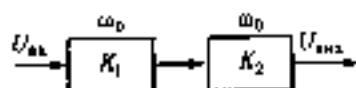


Рис. 10.20. АЧХ підсилювача (суцільна лінія), каскаду та теоретично необхідна (штрихова)

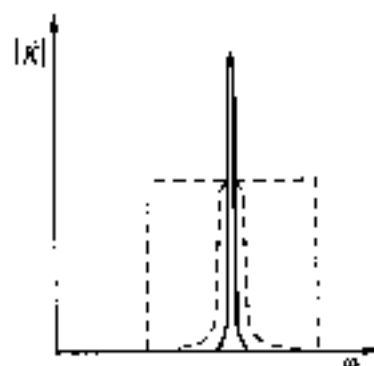
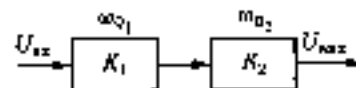


Рис. 10.21. Підсилювач з багаторівневим розстроченим за частотою каскадом



Для одержання більш якісних характеристик вибірного LC-підсилювача можна також використати польові транзистори.

Вхідний опір другого каскаду може бути отримано порядку $1 \dots 10 \text{ МОм}$, що на один-два порядки більше, ніж у схемі на біполярних транзисторах. Вихідний опір польових транзисторів (у даному випадку VT1) R_i наближається до сотень кілоомів, що також більше за величину $1/h_{22E}$.

Принципову схему підсилювача на польових транзисторах показано на рис. 10.17.

За типових значень опору контуру $Z_{\text{рез}} = 100 \dots 200 \text{ кОм}$ ефект шунтування не настільки істотний і еквівалентна добротність контуру зменшується незначно (20...30 %) щодо добротності контуру, типові значення якої близько 100. Знаючи $Z_{\text{рез}}$ і Q , розрахуємо $\omega_0 L = Z_{\text{рез}} / Q = 1 \dots 2 \text{ кОм}$. За заданим значенням ω_0 розрахуємо L , а потім із формули $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ розрахуємо C .

Рис. 10.22 АЧХ підсилювача з розладом

У розглянутих схемах за високої добротності контуру одержуємо високу крутість схилу, але відносно малу смугу пропускання (рис. 10.18).

Для збільшення крутість схилів використовують підсилювачі з багатьма каскадами, налаштованими на одну частоту (рис. 10.19).

У цьому випадку АЧХ підсилювачів отримують у результаті перемноження АЧХ першого та другого каскадів (рис. 10.20). Таке схемне рішення збільшує крутість схилів, тобто забезпечується необхідне наближення характеристики до прямокутної, однак залишається проблема розширення смуги пропускання.

Для її вирішення підключаємо два каскади з розгортаєними кривими щодо однієї частоти (рис. 10.21).

АЧХ такого підсилювача має вигляд, наведений на рис. 10.22. Розлад частот $\omega_02 - \omega_01$ вибирають так, щоб провал у характеристиці не перевищував допустимі значення, тобто $0,707 K_{\text{max}}$.

Для розширення смуги пропускання та високого наближення АЧХ до прямокутної знову використовують більше число каскадів з меншим розладом частоти й більшою добротністю. На такому принципі створені фільтри зкерованої селекції (ФЗС), які працюють у тракту проміжної частоти радіоприймачів.

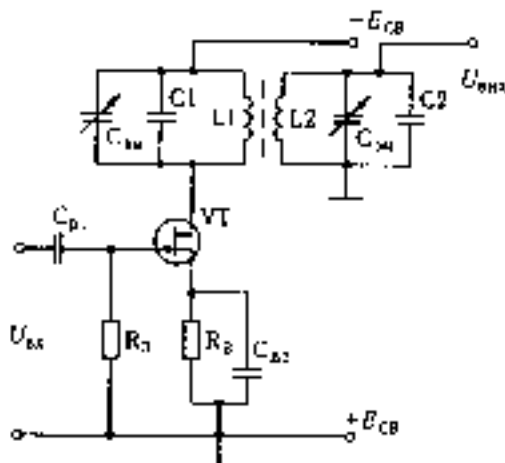
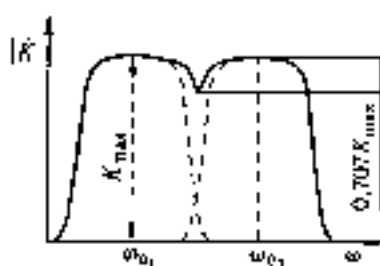
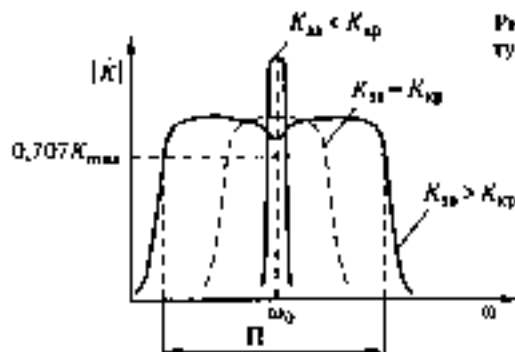


Рис. 10.23 Двокаскадний вибіраний підсилувач

Рис. 10.24 АЧХ двоконтурного підсилювача



Щоб одержати необхідний ступінь наблизження АЧХ до прямокутної форми використовують також двоконтурні підсилювачі (рис. 10.23).

Між котушками L1 і L2 існує взаємний зв'язок, який позначається коефіцієнтом зв'язку K_{21} . Його величина залежить від відстані між котушками. На частотні характеристики підсилювача впливає величина K_{22} . Якщо $K_{22} = K_{кр}$, відбувається розширення смуги пропускання, а якщо $K_{22} > K_{кр}$, з'являється провал в АЧХ. Можливе застосування $K_{22} > K_{кр}$, але при цьому не має перевищувати величину $0,707 K_{max}$ (рис. 10.24).

10.3. Загальні положення теорії вибірних RC-систем

Вибірні підсилювачі LC-типу доцільно проектувати на резонансній частоті від 100 кГц і більше, при цьому параметри контуру LC-типу конструктивні: значення індуктивностей знаходяться у межах від десятків мікрогенрі до одиниць мілігенрі. На таких значеннях індуктивностей значення ємностей невеликі — $C = 10 \dots 1000$ пФ. Для таких ємностей слід використовувати керамічні та скляні конденсатори, що мають великий опір витоків ($R_{вит} = 10 \dots 100$ МОм). У такому контурі можуть бути отримані високі значення добротності Q (близько 100...150).

На частотах нижчих за 100 кГц доцільно застосовувати RC-вибірні системи. RC-Підсилювачі будують на базі широкосмугового підсилювача і частотозалежної RC-ланки зворотного зв'язку. Одним з варіантів схеми зворотного зв'язку є T-подібний міст. Структурну схему вибірного RC-підсилювача зображено на рис. 10.25.

Смуга пропускання широко-
смугового підсилювача має бу-
ти за порядком вищою від квазі-
резонансної частоти підсилю-
вача.

Виконати це чотириполюсний-
ка кола зворотного зв'язку:

1. $\beta = 0$ — на частоті квазі-
резонансу ($\omega = \omega_0$), $\varphi_{\beta} = 0$ — будь-
яке значення (додатний або
від'ємний знак)

2. На всіх інших частотах
($\omega \neq \omega_0$) $|K| = 1$, $\varphi_{\beta} = 0$ за фа-
зового зуму підсилювача $\varphi_K =$
 $\approx 180^\circ$, що забезпечує негатив-
ний зворотний зв'язок у сис-
темі.

На рис. 10.26 наведено
АЧХ широкосмугового підси-
лювача $|K|$, $\Psi(f)$ та АЧХ
вибірного підсилювача, отри-
мані відповідно до характе-
ристики кола зворотного зв'язку з формули коефіцієнта підси-
лення підсилювача зі зворотним зв'язком K_{β} :

$$K_{\beta} = \frac{K}{1 + K\beta}$$

Якщо

1. $f = f_0$; $\beta = 0$; $K_{\beta} = K$. 2. $f \neq f_0$; $\beta = 1$; $K_{\beta} = \frac{K}{1 + K} \approx 1$

Оскільки модуль $|K|$ змінюється від нуля до одиниці під час
розладу від частоти квазірезонансу вліво і вправо плавно, то
отримаємо типову дзвиподібну характеристику, подібну до
характеристики коливального контуру (див. рис. 10.26). На
ній можна виділити смугу пропускання Δf на рівні спаду ха-
рактеристики $0,707|K|$.

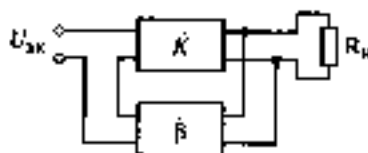


Рис. 10.25 Структурна схема ви-
бірного RC-підсилювача

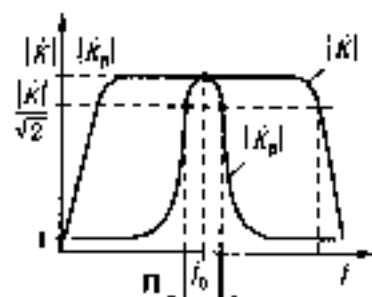


Рис. 10.26 АЧХ широкосмуго-
вого K і вибірного K_{β} підсилювача

10.4. Подвійний Т-подібний міст. Основні характеристики і параметри

Принципову схему подвійного Т-подібного моста наведе-
но на рис. 10.27.

Значайно міст симетричний, при цьому

$$R_1 = R_3 = R; \quad C_1 = C_3 = C,$$

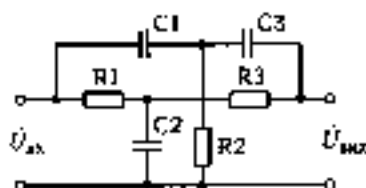


Рис. 10 27 Схема подвійного Т-подібного моста

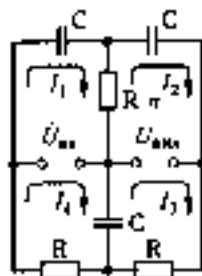


Рис. 10 28 Еквівалентна схема Т-подібного моста

$$R_2 = R\pi; \quad C_2 = C / \pi,$$

де π — параметри моста ($\pi = \text{const}$ для конкретного моста).

Міст можна подати у такому вигляді (рис. 10 28). Опишимо цю схему рівняннями, можна визначити коефіцієнт передачі моста:

$$\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \beta(R, C, \pi),$$

де β — величина комплексна і подається суною дійсної та уявної частини

$$\beta = \text{Re}(\beta) + j\text{Im}(\beta).$$

На частоті квазірезонансу $\omega = \omega_0$. $\beta = 0$. Прирівнявши уявну частину до нуля $\text{Im}(\beta) = 0$, визначимо частоту квазірезонансу.

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

Знайдемо зв'язок між β_0 і параметрами моста π , прирівнявши дійсну частину до нуля $\text{Re}(\beta(\omega_0)) = 0$.

$$\beta_0 = \frac{2\pi^2 - \pi}{1 - \pi + 2\pi^2} = 0$$

Витичаємо, що яких значень параметра моста (π) $\beta_0 = 0$. Розв'язуємо для коренів:

1) $\pi_1 = 0$, цей корінь непридатний, тому що фізично реалізувати $\pi = 0$ неможливо ($C_2 = \infty$).

2) $\pi_2 = 0,5$; при цьому корені $R_2 = 0,5R$; $C_2 = 2C$.

Характеристики подвійного Т-подібного моста мають три різних види, якщо $n = 0,5$; $n < 0,5$; $n > 0,5$.

Розглянемо схему моста, коли значення параметра моста $n = 0,5$. Зробимо припущення $R_n \rightarrow \infty$ ($R_n \gg R_{\text{вих.мост}}$), мост тоді працює в режимі холостого ходу. Такий режим роботи моста реально забезпечують відповідним узгодженням $R_{\text{вих.мост}} \approx R_n$. За потреби застосовують істертичний потенціометр для узгодження або кінкад на кольовому трансформаторі. АФЧХ моста при $n = 0,5$ наведено на рис. 10.29.

При значеннях $\omega \rightarrow 0$ $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} = +1$, тобто $\beta = 1$, а при $\omega = \omega_0$ $U_{\text{вих}} = 0$, тобто $\beta = 0$, а при $\omega \rightarrow \infty$ $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} = +1$, тобто $\beta = 1$. При наближенні до частоти квазірезонансу змужу чинуть прагне до нуля, а фазовий зсув $\varphi = -90^\circ$. При наближенні до частоти квазірезонансу зверху модуль також прагне до нуля, а фазовий зсув $\varphi = +90^\circ$ (рис. 10.30).

Отже, подвійний Т-подібний мост за $n = 0,5$ задовольняє вимогам, поставленим до чотириполюсника зворотного зв'язку, для одержання вибірного підсилювача [$\beta(\omega_0) = 0$; поза смугою пропускання $\beta(\omega) \approx 1$; $\omega(\omega_0)$ може бути будь-яким, тому що $\beta(\omega_0) = 0$; поза смугою пропускання $\varphi(\omega) \approx 0$, чинх забезпечується НЗЗ при $\varphi = 180^\circ$].

АФЧХ подвійного Т-подібного моста за $n > 0,5$ має нелогічний вигляд, однак точка, що відповідає частоті ω_0 , розміщена не в нульовій координаті, а змінена виразом на величину, пропорційну $n - 0,5$. Вид АФЧХ наведено на рис. 10.31.

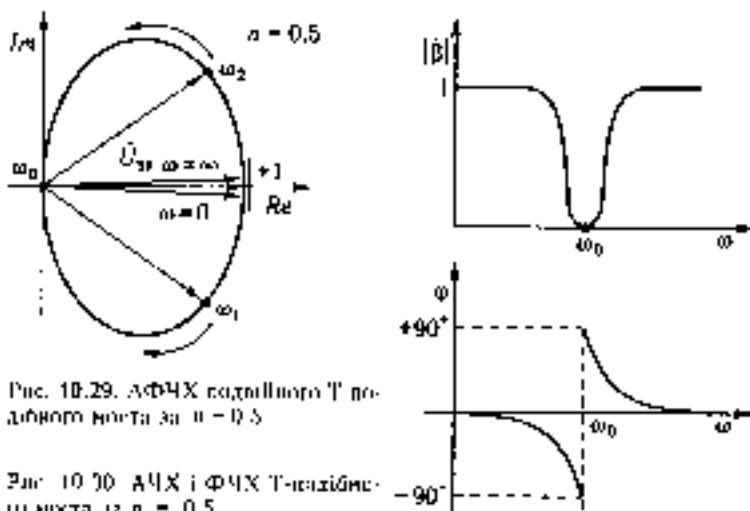


Рис. 10.29. АФЧХ подвійного Т-подібного моста за $n = 0,5$

Рис. 10.30. АФЧХ і ФЧХ Т-подібного моста за $n = 0,5$

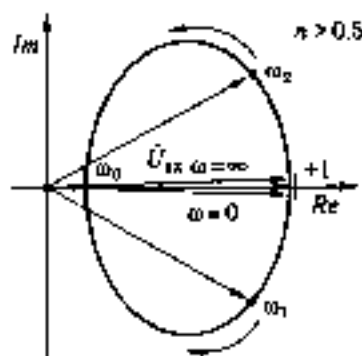


Рис. 10.31 АФЧХ моста за $n > 0,5$

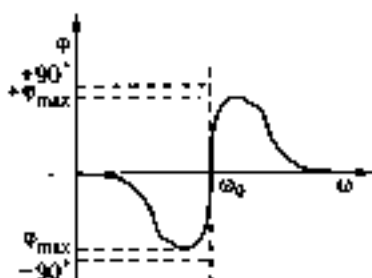
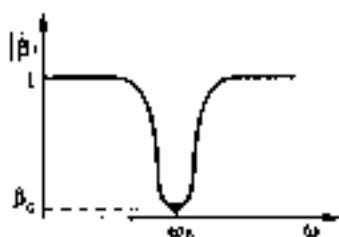


Рис. 10.32 АЧХ і ФЧХ Т-подібного моста за $n > 0,5$

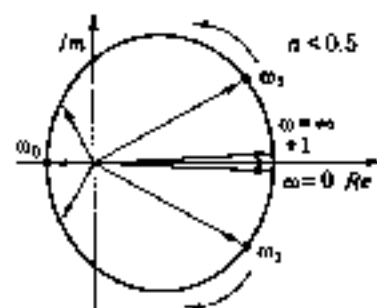


Рис. 10.33 АФЧХ моста за $n < 0,5$

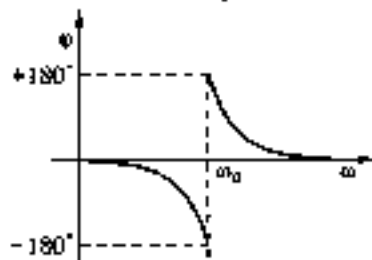
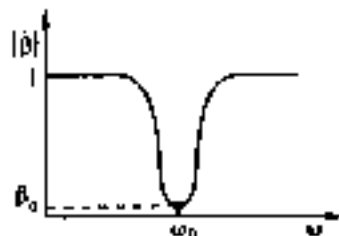


Рис. 10.34 АЧХ і ФЧХ Т-подібного моста за $n < 0,5$

АЧХ і ФЧХ, що відповідають цьому випадку ($n > 0,5$), дано на рис. 10.32. На частоті квазірезонансу $\omega(\omega_0) = 0$, що за $\varphi = -180^\circ$ забезпечує НЗЗ поза смугою пропускання $\varphi(\omega) \equiv 0$, отже, спостерігається також НЗЗ за $|\beta(\omega)| \equiv 1$. На частоті квазірезонансу $\beta(\omega_0) \neq 0$, однак у разі невеликих відхилень n

Рис. 10.33. Залежність $\beta = f(n)$

від 0,5 вказує близько до нуля, що дещо зменшує коефіцієнт підсилення вибірного підсилювача на частоті квазірезонансу. Так, K_H за $n = 0,5$ дорівнює K (коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку), а за $n > 0,5$ $K_H < K$.

Тому мист за $n > 0,5$ також непридатний для одержання селективного підсилювача за заданеною зміню структурою, оскільки він матиме деякі лінійні вибірні властивості — меншу еквівалентну добротність і, отже, більшу смугу пропускання.

АФЧХ подвійного Т-подібного моста за $n < 0,5$ має такий вигляд, аналогічний такому за $n = 0,5$, однак точка, що відповідає частоті ω_0 , змищується вниз (рис. 10.33).

АЧХ і ФЧХ, що відповідають цьому випадку ($n < 0,5$), наведені на рис. 10.34. Як випливає із рис. 10.34, фазовий зсув моста в області частот квазірезонансу (ω_0) становить близько 180° , що відносно до $\varphi = 180^\circ$ привносить до позитивного зворотного зв'язку ($\varphi_2 = 0$, якщо $\omega = \omega_0$). Отже, подвійний Т-подібний мист за $n < 0,5$ непридатний для побудови вибірних підсилювачів.

Параметр моста за $n < 0,5$ використовують для побудови RC-генераторів. Для генераторних ланок коефіцієнт передачі β_0 на частоті квазірезонансу ω_0 має бути максимальним, оскільки це потребує меншого коефіцієнта підсилення підсилювача для збудження ($|K\beta| \geq 1$ — умова балансу у амплітуд генераторів). Це питання буде розглянуто у розд. 11.

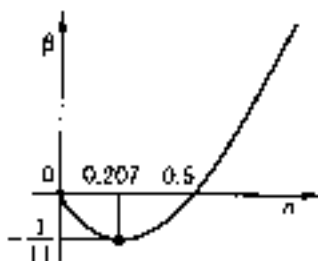
Щоб знайти параметр n відповідного $\beta_{\max}$, візьмемо похідну і прирівняємо її до нуля: $d\beta/dn = 0$. Значення $\beta = \varphi(n)$ має вигляд

$$\beta = \frac{2n^2 - n}{1 + n + 2n^2},$$

тоді

$$\frac{d\beta}{dn} = \frac{(4n - 1)(1 + n + 2n^2) - (1 + 4n)(2n^2 - n)}{(1 + n + 2n^2)^2} = 0.$$

Розв'язуючи це рівняння, одержимо один корінь $n = 0,207$, що погоджений з умовою за $n < 0,5$. Залежність коефіцієнта передачі моста $\beta(n)$ має вигляд, наведений на рис. 10.35.



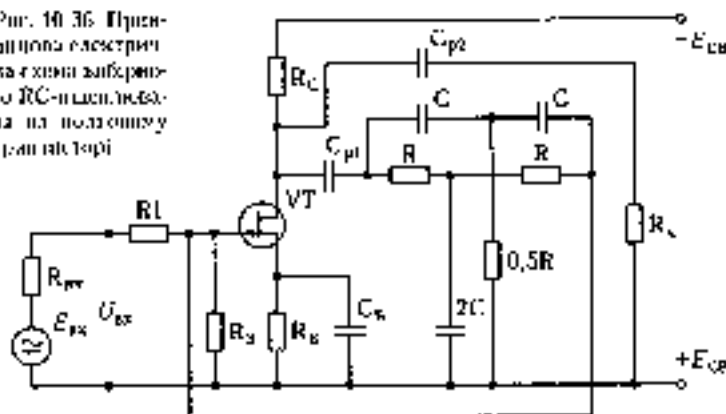
Підставляючи n у формулу (1), одержимо $\beta_0 = -1/11$. Знак β_0 указує на фазове співвідношення моста $\phi(\omega \equiv \omega_0) = 180^\circ$, а модуль $1/11$ (максимальний) потребує мінімального коефіцієнта підсилення підсилювача $K \geq 11$ для збудження. Такий міст (за $n = 11, 207$) буде застосовано у розд. 12 для побудови RC-генераторів.

10.5. Принципові схеми вибірних RC-підсилювачів

Принципову схему RC-генератора на польовому транзисторі з подвійним T-подібним частотом наведено на рис. 10.36. Проблема узгодження часта з вихідним і вхідним опорамм підсилювача розв'язується відносно просто, оскільки $R_{\text{вх}}$ становить декілька кілоомів, а $R_{\text{их}} \text{ на } \omega$ досягає одиниць мегаомів, що потребує $R_{\text{вх}}$ до сотень кілоомів. Міст симетричний і його вхідний та вихідний опори дорівнюють близько $0,5R$, унаслідок чого можна визначити значення резистора R . Оскільки $\omega_0 = 1/RC$, то для заданої частоти ω_0 можна розрахувати необхідне значення ємності C . Вибір параметрів RC-підсилювача розглянуто у п. 2.4.

$R1$ приймають на порядок більшим, ніж вихідний опір моста ($R1 = 0,3 \dots 1 \text{ МОм}$), щоб уникнути шунтування моста внутрішнім опором джерела вхідного сигналу $R_{\text{вх}}$, який є відносно малим. Збільшувати значення $R1$ надто сильно, оскільки це призводить до зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача. Аналогічне підключення моста до підсилювача на біполярних транзисторах неможливе, оскільки схема з CE має приблизно однакові значення вхідного і вихідного опорів.

Рис. 10.36. Принципова електрична схема вибірного RC-підсилювача на польовому транзисторі



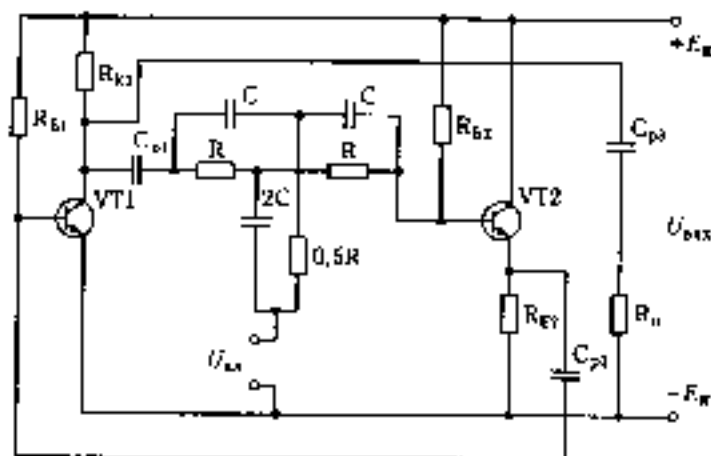


Рис. 10.37 Принципова електрична схема гібридного RC-з'єднання на біполярних транзисторах

Тому під час побудови вибірних підсилювачів на біполярних транзисторах для узгодження підсилювача з навантаженням забезпечити співвідношення входного і вихідного опорів підсилювача приблизно 50 ... 100, що можливо лише із застосуванням додаткового каскаду зі спільним колектором (емітерний повторювач). Вхідний опір емітерного повторювача досягає сотень кілоомів, тому, забезпечивши вихідний опір підсилювача (CE) близько однієї кілоомів $R_K = 1 \text{ кОм}$, можна зв'язати їх між ними з внутрішнім опором порядку десятків кілоомів.

Схема такого підсилювача — це гібридно-емітерний підсилювач (GE). Т-подібний мист і емітерний повторювач (ЕК) (рис. 10.37).

Вихідний джерело сигналу $U_{вх}$ послідовно з вихідною напругою миста, так звана схема з підключенням сигналу в нижню миста, забезпечує НЗЗ і додаванням напруг. При цьому має виконуватися така нерівність:

$$R_{\text{вх.мист}} \ll R_{\text{вх.вх.}}$$

Показує каскадів ЗЕ (VT1) і ЗК (VT2) традиційні. Вихідом підсилювача є вихід транзистора VT1.

У деяких випадках доцільно розв'язати джерело вхідного сигналу і чотириголкустник ЗЗ (мист). Один з варіантів такої розв'язки наведено на рис. 10.38. Каскад на транзисторі VT1 — емітерний повторювач, + класичним буферним каскадом і

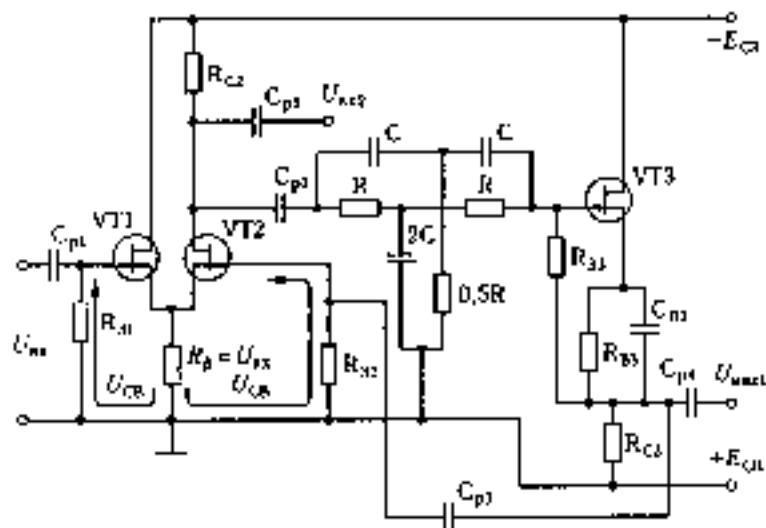


Рис. 10.38. Вибірний підсилювач з роздільною дією джерел вхідного сигналу і моста

бажано, щоб він створив на вході будь-якого підсилювача, де він також виконує функцію розв'язки з мостом. На резисторі R_B практично наділяється $U_{вх}$, повторюючи вхідний сигнал з амплітуди та фази. Ця напруга є входною для каскаду на транзисторі VT2, який підключений за схемою зі слабким зв'язком. Затвор за змінним струмом треба підкачувати до емісійної ланки, що забезпечується постійним вихідним струмом транзистора VT3. За постійним струмом на затворі VT1 і VT2 подана напруга жмузу — резистор R_B .

Слід зауважити, що транзистор VT2, змішаний за схемою зі слабким зв'язком, забезпечує коефіцієнт підсилення за напругою $K_U > 1$ (десятки). Вхід моста підключається паралельно до виходу підсилювача (транзистор VT2), а вихід моста підключається на вхід VT2 через витоківий повторювач (VT3) для забезпечення електричної розв'язки, причому для сигналу зворотного зв'язку VT2 підключений за схемою зі сильним зв'язком, тобто відбувається ПЗЗ з додаванням напруги.

Для меншого навантаження моста доцільно ставити витоківий повторювач на VT3, вхідний опір якого при $K \rightarrow 0,99$ $R_{вх VT3} = 1 \text{ МОм}$:

$$R_{вх VT3} = \frac{R_{с1}}{1-K} = \frac{1}{1-0,99} = 100 \text{ МОм}.$$

Без повторювача відбувалося б шунтування моста опором R_{32} , величина якого може становити близько 1 МОм, що часто дразнить рідкобійників, і каскад на VT3 можна не ставити. Вихідна напруга вибірного підсилювача знімається зі ступінь VT2 ($U_{\text{вих2}}$), до якого забезпечуються селективні властивості. АЧХ такого підсилювача наведено на рис. 10.39.

На виході ланкової підсилювача VT3 (або виході моста) спостерігаються режескатори властивості, тобто задушення сигналу на резонансній частоті. При цьому АЧХ має вигляд, наведений на рис. 10.40.

Аналогічно будуть вибірні підсилювачі з подальшим Т-подібним мостом на базі операційних ППС. Забезпечивши зворотний зв'язок на виході з інвертуванням (ПЗЗ) і підключив-

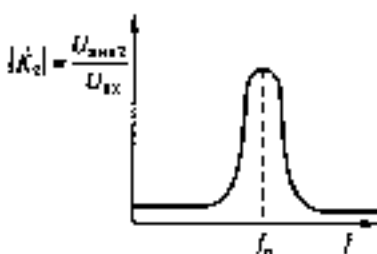


Рис. 10.39 АЧХ вибірного підсилювача

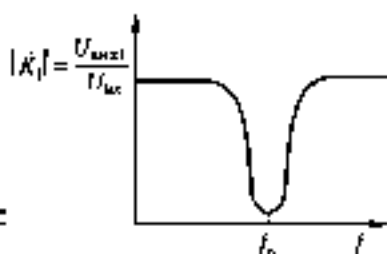


Рис. 10.40 Режескатори АЧХ підсилювача

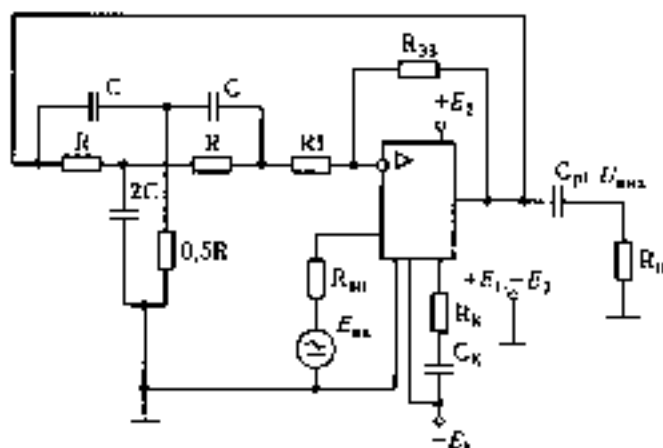


Рис. 10.41. Принципова схема вибірного підсилювача на базі ОПАС

ши джерело вхідного сигналу до входу без інвертування, дістаємо схему з електричною розв'язкою джерела вхідного сигналу та моста. Принципову схему такого вибірного підсилювача наведено на рис. 10.41.

Контрольні запитання

1. Визначте резонансні частоти послідовних і паралельних коливальних контурів та поясніть, який контур можна розглядати як подільник напруги, а який — як підсилювач струму, чому?
2. Намалюйте електричну модель вибірного підсилювача LC-типу, при заданій добротності контуру Q визначте еквівалентну добротність підсилювача Q_e та його смугу пропускання.
3. Сформулюйте висновок до частотних характеристик чотирьохполюсника зворотного зв'язку вибірних RC-систем. Намалюйте АЧХ RC-вибірного підсилювача разом з АЧХ широкополосного підсилювача та АЧХ чотирьохполюсника зворотного зв'язку.
4. Наведіть частотні характеристики повільного T-подібного моста за $\mu = 0,5$; $\mu > 0,5$; $\mu < 0,5$ і поясніть можливі варіанти його застосування для вибірних підсилювачів.
5. Намалюйте принципову схему вибірних RC-підсилювачів з електричною розв'язкою, поясніть їх переваги.
6. Як пристрій режекторний підсилювач та де його застосовують?



11.1. Методи аналізу умов збудження генераторів

Генератор — пристрій, що перетворює енергію джерела постійної напруги (джерела живлення) на незгасаючі коливання необхідної форми, амплітуди і частоти.

За формою незгасаючі коливання бувають:

- синусоїдальні (гармонічні),
- імпульсні (прямокутні, трикутні, трапецеїдальні та ін.)

Розрізняють три типи генераторів:

- генератори на базі «елементів з негативним опором» (генератори на базі тунельних діодів);
- генератори на базі з вузькою смугою пропускання підсилювачів LC-типу з частотонезалежного кола зворотного зв'язку;
- генератори на базі широкосмужових RC-підсилювачів і частотозалежної ланки зворотного зв'язку.

На високих частотах (понад 100 кГц) застосовують генератори LC-типу, тому що параметри контуру конструктивні, а на нижчих частотах (менш ніж 100 кГц) — генератори RC-типу, де замість контуру використовують RC-ланки.

Для аналізу умов збудження генератора можна використати класичний метод. Кожний генератор описується системою диференціальних рівнянь, а розв'язок системи визначає умови балансу фаз і амплітуд.

Для цього використовують метод Рауса — Гурвіца. Генератор описується системою диференціальних рівнянь, для якої складають визначник, вирівнюючи, які слід встановити умови балансу фаз і амплітуд. Крім того, застосовують методи операторного опору та операторної провідності. До певних точок моделі генератора знаходять операторний опір $Z(P)$ або провідність $G(P)$ і прирівнюють їх до нуля: $Z(P) = 0$ або $G(P) = 0$. З одержаних характеристичних рівнянь визначають корені та встановлюють умови балансу фаз і амплітуд.

В електроніці широко застосовують метод Найквіста — Михайлюва, суть якого полягає в тому, що за виглядом АФЧХ розімкненої системи можна оцінювати стійкість замкненої. Якщо АФЧХ розімкненої системи охоплює точку з координатами $(+1; j0)$ при $U_{вх} = +1$, то замкнена система нестійка.

Коефіцієнт підсилення підсилювача з позитивним зворотним зв'язком дорівнює

$$K_B = \frac{K}{1 - \beta K},$$

де K і β — відповідно комплексні коефіцієнти передачі підсилювача і зворотного зв'язку. Якщо

$$1 - \beta K = 0, \text{ то } K_B \rightarrow \infty.$$

Отже,

$$1 - \beta K = 0 \text{ — умова збудження генераторів,}$$

або

$$KB \geq 1,$$

де $K = |K|e^{j\varphi_{\text{мх}}}$, $\beta = |\beta|e^{j\varphi_{\text{зз}}}$.

Звідси дістаємо: $|K||\beta|e^{j(\varphi_{\text{мх}} + \varphi_{\text{зз}})} \geq 1$.

З комплексного виразу маємо дві умови збудження генераторів:

- $$\begin{cases} 1) \varphi_{\text{мх}} + \varphi_{\text{зз}} = 360^\circ n & \text{— баланс фаз, де } n \text{ — будь-яке ціле число;} \\ 2) |K||\beta| \geq 1 & \text{— баланс амплітуд.} \end{cases}$$

Нехай на будь-якій частоті ω_1 сумарний фазовий зсув дорівнює нулю, тобто умова балансу фаз виконується (таких частот може бути кілька). Однак ця умова (баланс фаз) є необхідною, але недостатньою.

Якщо на цій частоті виконується також баланс амплітуд, то на цій частоті відбувається збудження генератора. Потенціуювач з трьома і більше каскадами зі зворотним зв'язком за фазою потенційно нестійкий, оскільки



Рис. 11.1 АФЧХ розімкненої системи

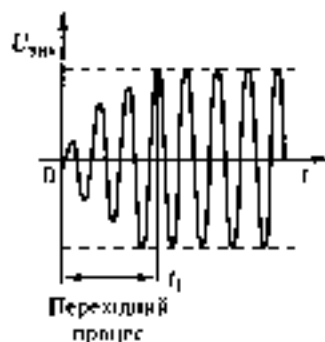


Рис. 11.2 Вихідна напруга генератора

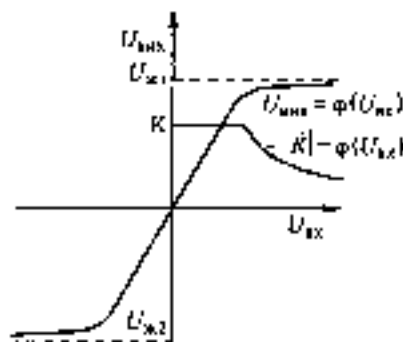


Рис. 11.3 Амплітудні характеристики на підсилювальній каскаді

ки його АФЧХ перетинає реальну ось у двох точках, які відносять до низької і високій частотам. На кожній частоті, в якій виконується баланс фаз, слід перевірити виконання умови балансу амплітуд. Якщо хоча б на одній з них $|K||\beta| \geq 1$, то змусить система нестійка.

На рис. 11.1 наведено АФЧХ розімкненої системи шостого порядку (підсилювач на трьох каскадах з частотозалежним зворотним зв'язком). Така система за фазою потенційно нестійка, тому що на двох частотах (ω_1 і ω_2) виконуються умови балансу фаз $[U_{\text{вих}1}(\omega_1) = U_{\text{вих}2}(\omega_2)]$ у фазі з $\Gamma_{\text{зв}} = +1$. Для визначення умов збудження замкненої системи зберемо виконання балансу амплітуд.

На частоті ω_1 $|K||\beta| < 1$ баланс амплітуд не відбувається, тому на частоті ω_1 генератор не збуджується, а на частоті ω_2 $|K||\beta| > 1$ спостерігається баланс амплітуд. Отже, на цій частоті генератор збуджується. Напрямок виходу генератора після його змикання ($t = 0$) має вигляд, наведений на рис. 11.2.

Після закінчення перехідного процесу (спад t_1) система усталений режим роботи, де $|K_{\text{зв}}||\beta| = 1$. Цей процес забезпечується зменшенням амплітудної характеристики підсилювача, за рахунок якої зі зростанням вихідної напруги зменшується коефіцієнт підсилення відсилювального каскаду (рис. 11.3).

11.2. LC-Генератор на польовому транзисторі з контуром у колі затвора

Схему генератора з контуром у колі затвора наведено на рис. 11.4. Позитивний зворотній зв'язок визначається зус-
тійним викликанням котушок (* — початок обмотки). Отже,
баланс фаз виконується за $\varphi_{\text{фаз}} = 180^\circ$. Баланс амплітуд визна-
чається коефіцієнтом підсилення транзисторного каскаду та
коефіцієнтом взаємодушки M , який залежить від ступеня
зв'язку (відстані) між котушками.

Контур доцільно підключати в ланку затвора, щоб його
вихідний опір R_f не шунтував транзистор. З цього випад-
ку він забезпечує шунтування опором витікання транзисто-
ра, величина якого на два порядки більша, ніж R_f (десятки
мегаомів). Баланс амплітуд за сталого коефіцієнта підсилен-
ня каскаду $|K| = \text{const}$ забезпечується коефіцієнтом взаємо-
індукції M . Його підбирають так, щоб генератор надійно збу-
джувався, тобто баланс амплітуд виконувався із запасом
 $|K||\beta| \approx 1.2 \dots 1.25$.

Цяпругу генератора знімають з контуру, тому наодинці
його фільтрувальних властивостей зона близька до синусо-
їдальної. Для того щоб не замикати контур опором наванта-
ження і не погіршувати його добротність, навантаження
підключають до контуру через виходовий конденсатор. Роз-
рахунок генератора проводять традиційно, враховуючи ре-
жим роботи генератора за постійним і змінним струмом.

Розглянемо режим за постійним струмом. Налаштовувальна
лінія проходить майже вертикально, тому що опір котушки
зв'язку за постійним струмом практично дорівнює нулю
(рис. 11.5). Вибравши робочу точку в центрі робочої обла-
сті, встановлюють напругу згугу (для точки O $U_{\text{звн}} = +2$ В) і

розраховують $R_H \left(R_H = \frac{U_{\text{звн}}}{I_{C_H}} \right)$. Визначають параметри тран-

зистора S , R_f і n в робочій точці O і складають лінійну елек-
тричну модель генератора для його розрахунку за змінним
струмом (рис. 11.6).

Опишемо цю модель рівняннями:

$$U_C = U_{\text{звн}} = \frac{1}{C} \int I_2(t) dt;$$

$$-\mu I'_{CB} = -\frac{\mu}{C} \int_0^t I_2(t) dt.$$

$$\epsilon_1 = M \frac{dI_2}{dt};$$

$$\epsilon_2 = M \frac{dI_1}{dt}$$

Підставляючи значення ЕРС $\mu I'_{CB}$, ϵ_1 , ϵ_2 у рівняння, одержимо

$$-\frac{\mu}{C} \int_0^t I_2(t) dt - M \frac{dI_2}{dt} = I_1 R_2 + I_{r2} \frac{dI_1}{dt};$$

$$M \frac{dI_1}{dt} = L \frac{dI_2}{dt} - I_2 r_k + \frac{1}{C} \int_0^t I_2(t) dt.$$

Розв'язавши цю систему рівнянь, визначимо корені. За уявою частинного кореня визначимо також частоту збудження генератора, а за дійсною частинною кореня — баланс амплітуд (якщо дійсна частина кореня позитивна — система стійка, якщо негативна — система нестійка).

Проаналізуємо перетворену схему LC-генератора за методом Цайквіста — Михайлова (рис. 11.3).

Розірвемо змужчиний зв'язок ($\omega = 0$), лінійники в схемі відбудуться 100%-й зворотний зв'язок, тобто $|\mu| = 1$.

Врахуємо, що комплексне значення

$$\epsilon_2 = j\omega M I_1.$$

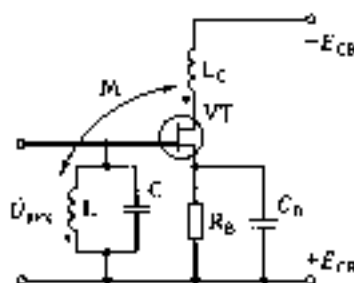


Рис. 11.4. Схема LC-генератора на польовому транзисторі

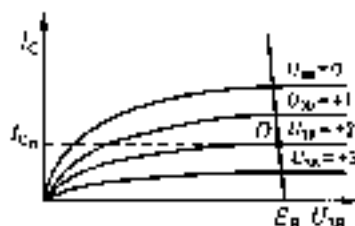


Рис. 11.3. Розв'язок по постійним струмом ГТ

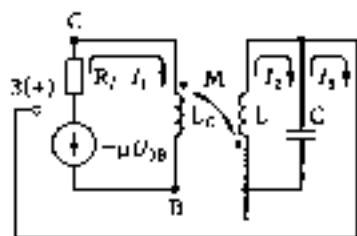


Рис. 11.6. Лінійна електрична модель LC-генератора

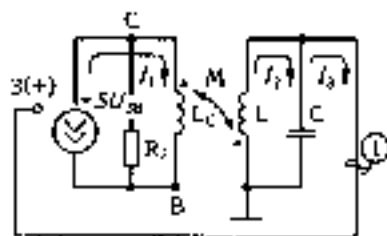


Рис. 11.7. Нелінійна електрична модель LC-генератора

Коефіцієнт зв'язку має малу кількість витків, тому $R_1 \gg \omega L_1$ і впливом опору R_1 можна знехтувати. Тоді

$$I_1 = -SU_{3B};$$

$$\mathcal{E}_2 = -j\omega M S U_{3B}.$$

У разі розірваного зворотного зв'язку і схема є збірковим підсилювачем ($U_{\text{вих}} = U_C$). Оскільки U_C підключено паралельно U_{3B} , то зворотний зв'язок 100 %-й (уся напруга з виходу надходить на вхід), тому коефіцієнт передаточної ланки ЗЗ $\beta = 1$.

Запишемо рівняння балансу амплітуд:

$$I_2 = -\mathcal{E}_2 / r_k \quad (r_k \text{ — активний опір контуру,}$$

який працює в режимі послідовного резонансу).

$$I_2 = -\frac{j\omega M I_1}{r_k} = \frac{j\omega M S U_{3B}}{r_k};$$

$$U_C = I_2 \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega M S U_{3B}}{r_k} \frac{1}{j\omega C} = \frac{M S U_{3B}}{r_k C} = |U_C|.$$

Контур під час резонансу напруг працює як підсилювач напруги, тому, знаючи $U_C = U_{\text{вих}}_{\text{дх}}$, можна визначити $|K|$:

$$|K| = \frac{U_C}{U_{3B}} = \frac{M S U_{3B}}{r_k U_{3B}} = \frac{M S}{r_k C} \quad \text{— коефіцієнт}$$

дієлювача вибірного підсилювача

Оскільки $|K||\beta| \geq 1$, а $|\beta| = 1$, то $K = \frac{MS}{r_k C} \geq 1$ – близькі амплітуд, звідки випливає, що $M \geq r_k C / S$.

Емність вибирають близько 100...1000 пФ і розраховують індуктивність з формули $j = 1 / \sqrt{LC}$, причому частота задається під час розрахунку генератора. Потім розраховують M та забезпечують задані коефіцієнти експериментально. Встановивши котушки одна від одної на потрібну відстань, отримують необхідний K . Для надійного збудження M має бути забезпечений із запасом на 20 - 30 %.

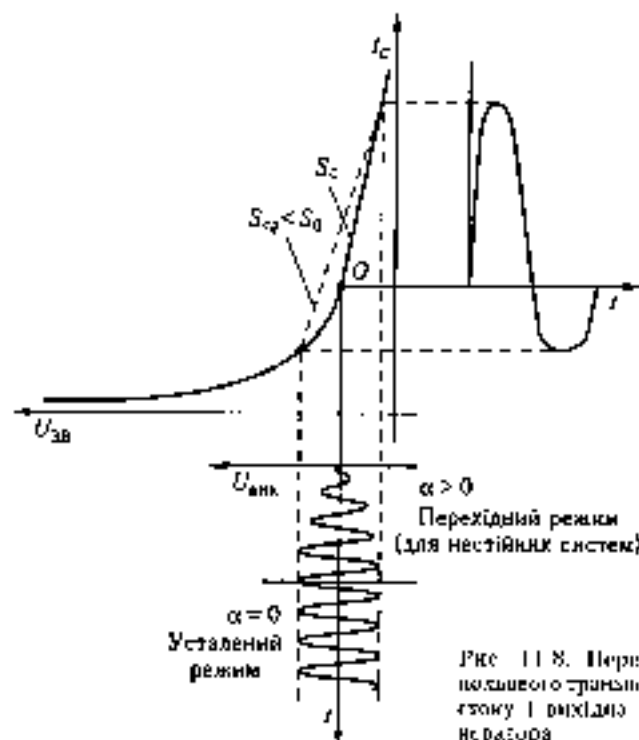
11.3. Енергетичний розрахунок. Визначення усталеного режиму генератора

Під час розрахунку генераторів вибирають схему, встановлюють режим за постійним струмом, визначають h -параметри та розраховують генератор за змінним струмом. Для цього складають лінійну електричну модель генератора. За цєю моделлю визначають умови балансу фаз і амплітуд, а з балансу фаз – частоту збудження генератора. З балансу амплітуд встановлюють коефіцієнти взаємодукції між котушками (або коефіцієнт підсилення підсилювача). Потім роблять конструктивний розрахунок котушок індуктивності, забезпечуючи M між ними із запасом 20 - 30 %.

Як правило, під час проектування генератора задається амплітуда або діюче значення вихідної напруги, тобто усталена амплітуда після закінчення перехідних процесів. Умови балансу амплітуд під час змикання генератора має бути із

запасом $\frac{MS_{\text{в}}}{r_k C} > 1$, в усталеному режимі – $\frac{MS_{\text{ср}}}{r_k C} = 1$. Показується це тим, що з підвищенням амплітуди вихідної напруги зменшують (еквівалентна) крутість $S_{\text{ср}}$ зменшується і $S_{\text{ср}} < S_0$, тобто чим більша амплітуда вихідної напруги, тим менша $S_{\text{ср}}$ в усталеному режимі. Це ілюструється перехідною характеристикою польового транзистора, де зі збільшенням змивальної напруги на затворі щодо джерела ($U_{\text{зп}}$) зменшується крутість характеристик S (рис. 11.8).

Після змикання генератора режим транзистора за постійним струмом забезпечується в точці O (див. рис. 11.8), де крутість характеристики транзистора S_0 близька до максимальної. Рекомендований запас збудження в цій точці зви-



ційно становить 15 – 20 %. Зі зростанням амплітуди вхідної напруги температура збільшується й амплітуда U_{3B} , а S_{cr} зменшується у міру збільшення U_{3B} , і процес зростання U_{max} генератора та напруги U_{3B} припиняє доти, доки запас збудження не буде зовсім ліквідований, але при цьому форма струму буде не синусоїдальною (див. рис. 11-8). Тому брати великий запас для збудження не рекомендується, а за малого запасу (5...10 %) під впливом зовнішніх факторів збудження може не відбутися. Отже, застосовують загальні рекомендації щодо запасу для збудження (15...20 %).

Для теоретичного розрахунку вихідної напруги генераторів застосовують методи розрахунку нелінійних схем. У широку вхідську схему генератора описують системою диференціальних рівнянь, в якій коефіцієнтами є нелінійні функції координат. Теоретичний розрахунок іхми методами складний, тому на практиці часто застосовують методи розрахунку нахідної напруги за колізальною характеристикою.

Розглянемо енергетичний розрахунок генератора за коливальною характеристикою. Для підсилювального транзистора побудуємо коливальну характеристику — залежність вихідного струму транзистора від амплітуди його вхідної напруги:

$$I_{Cmax} = f(U_{ЗВmax}).$$

Як правило, споживача цікавить основна гармоніка (перша гармоніка) вихідної напруги (струму), а всі інші гармоніки — це небажані спотворення.

Коливальну характеристику будують з використанням наскрізної характеристики транзисторного каскаду з наступним розрахунком амплітуди першої гармоніки за методом л'янк ординат. При цьому використовують таку методику.

1. Будують наскрізну характеристику каскаду, використовуючи навантажувальну лінію за змінним струмом, і з огляду на внутрішній опір джерела вхідного сигналу $I_{ох} = \Psi(U_{ох})$.

2. Здають амплітудою вхідного сигналу $U_{охm1}$.

3. Розраховують $I_{m1(1)}$ — струм першої гармоніки для заданої амплітуди $U_{охm1}$.

4. Збільшують вхідний сигнал до $U_{охm2}$ та розраховують струм першої гармоніки за $U_{охm2}$ ($I_{m1(2)}$).

5. Потім збільшують вхідний сигнал $U_{охm3}$ та розраховують $I_{m1(3)}$.

6. Використовуючи сукупність значень $U_{охm(i)}$ з $I_{m1(i)}$, отримують коливальну характеристику каскаду $I_{m1} = \Psi(U_{охm})$ (рис. 11.9, крива 1).

Крива 1 (рис. 11.9) означає енергетичні можливості каскаду, а пряма 2 — енергетичні потреби генератора для виконання заданої амплітуди. З умови балансу амплітуд в *усталеному режимі* визначимо значення середньої крутості $S_{ср}$:

$$S_{ср} = \frac{r_k C}{M}.$$

Оскільки $S = \frac{I_{Cmax}}{U_{ЗВmax}} = \frac{I_{m1}}{U_{охm}}$, то цей вираз також справедливий в усталеному режимі для $S_{ср}$:

$$S_{ср} = \frac{I_{m1}}{U_{охm}} = \frac{r_k C}{M}$$

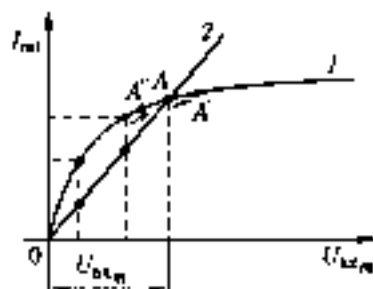


Рис. 11.9. Колівальна характеристика каскаду

З цього виразу встановимо зв'язок струму першої гармоніки з вихідною напругою генератора в установлених режимах:

$$I_{m1} = \frac{r_E C}{M} U_{вх.м.}$$

Ця залежність — рівняння прямої, що проходить через початок координат, яку називають *лінією зворотного зв'язку*. Лінія зворотного зв'язку 2 характеризує потреби генератора з дотримання балансу амплітуд.

Система рівнянь, що визначає установлений режим генератора, має вигляд:

$$I_{m1} = \Psi(U_{вх.м.}); \quad (11.1)$$

$$I_{m1} = \frac{r_E C}{M} U_{вх.м.} \quad (11.2)$$

Рівняння (11.1) — колівальна характеристика — описує енергетичні можливості генератора, а рівняння (11.2) — лінія зворотного зв'язку — енергетичні потреби для збудження. Спільне розв'язання цих рівнянь визначає стабільний режим роботи генератора (рис. 11.9, точка A).

Генератор з характеристиками, поданими на рис. 11.9, стійко працює в точці A за будь-яких відхилень від неї. Так, у разі відхилення точки A' вище (під час зростання вихідної напруги генератора) можливості (крива 1) стають менші від потреб (лінія 2) і система повертається в точку A. Те саме відбудеться під час відхилення точки A' вниз. Отже, режим роботи в точці A стійкий і відповідає визначеній вихідній напрузі генератора.

Розглянемо й інші можливі сполучення колівальної характеристики та лінії зворотного зв'язку. На рис. 11.10 наведено випадок, коли лінія зворотного зв'язку не перетинає колівальну характеристику. Розв'язок системи рівнянь у точці O показує, що генератор не збуджується, $U_{вх.м.} = 0$. Це можна фізично інтерпретувати так, що енергетичні можливості (крива 1) при всіх $U_{вх.м.}$ менші від потреб з балансу амплітуд (пряма 2). У такому випадку кажуть, що зв'язок менший за критичний.

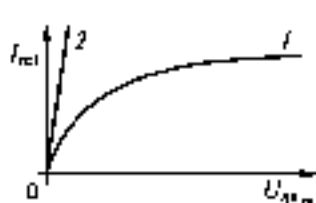


Рис. 11.10. Коливальна характеристика (1) і ліній зворотного зв'язку (2) для зв'язку, нечутливого до критичний

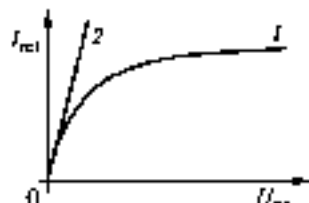


Рис. 11.11. Коливальна характеристика (1) і ліній зворотного зв'язку (2) для критичного зв'язку

На рис. 11.11 наведено випадок, коли лінійна ділянка кривої 1 збігається з прямою 2. При цьому зворотний зв'язок дорівнює критичному значенню. У цьому випадку генератор збуджується, але працює не стійко, тому що різні зв'язок системи не єдиний, а має безліч рішень у лінійній області 1 і 2. Останній для порівняти (зв'язок менший від критичного і зв'язок критичний) неприйнятні для забезпечення збудження генератора, тому застосовують варіант, коли зв'язок більший за критичний і є одна стійка точка перетину А (див. рис. 11.9).

Три наведені варіанти зв'язку належать до генераторів (точніше, підсилювальних каскадів генератора), що працюють у класі А. Якщо підсилювальний каскад генератора поставити в клас В, то коливальна характеристика має складанішу нелінійну залежність, її вигляд разом з лінійною зворотного зв'язку зображено на рис. 11.12.

Після підключення схема не збуджується, тому що енергетичні можливості від точки О до точки В (крива 1) менші від потреб з балансу амплітуд (лінія 2). Для збудження генератора треба вивести за точку В. Для цього схему збуджують від зовнішнього генератора або збуджують схему в класі А, а потім плавно переводять її у клас В.

Якщо амплітуда вихідної напруги генератора є відповідною її амплітуда $U_{\text{вих в}}^{\text{гел}}$ перевищують координату точки В.

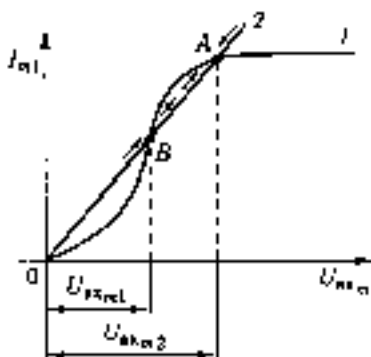


Рис. 11.12. Коливальна характеристика каскаду, що працює в класі В (1), з лінійною зворотного зв'язку (2)

система переходит автоматично в стійку точку А, в якій вона працюватиме до вичерпання генератора. При цьому стало значення на виході генератора $U_{\text{вих}2}$ будуть постійними. Для зміни величини постійної напруги генератора слід змінювати кут нахилу лінії зворотного зв'язку 2, переміщуючи точку А в положення, яке забезпечує задане значення вихідної напруги генератора. Збільшуючи коефіцієнт взаємодукції між полюсами генератора М, зменшуємо кут нахилу лінії 2, змещуючи точку А вправо, чим забезпечуємо збільшення вихідної напруги генератора. Однак під час переходу на більш нелинійну ділянку коливальної характеристики одержуємо більшій рівень нелинійних спотворень вихідної напруги генератора.

11.4. LC-Генератори на біполярних транзисторах

Схему LC-генератора з контуром у колі колектора наведено на рис. 11.13. Генератор збуджується на частоті $f = 1/\sqrt{L_K C_K}$. Ця схема подібна до схеми генератора на польовому транзисторі, в якій контур і котушку зв'язку поміняли місцями. Конденсатор C_E призначено для шунтування за змінним струмом точки І, щоб напруга зворотного зв'язку без втрат на R2 передаватися переходної база—емітер транзистора. Елементи R_E , $R_{\text{ф}}$, R1 і R2 забезпечують необхідний коефіцієнт температурної нестійкості схеми S. В іншому робота схеми не відрізняється від розглянутої в п. 11.2.

Схему генератора розраховують у такій послідовності:

- розраховують схему за постійним струмом;
- визначають й-параметри моделі транзистора;
- складають лінійну модель генератора, проводять аналіз цієї моделі, встановлюють умови балансу фаз і амплітуд;
- роблять енергетичний розрахунок генератора, за яким визначають амплітуду установився вихідної напруги.

Лінійну електричну модель генератора наведено на рис. 11.14.

Система рівнянь, що описує модель генератора, має вигляд:

$$j\omega M I_3 - h_{2E} U_{KE} = I_1 (j\omega L_E + r_n) + j\omega L_K I_2;$$

$$- \frac{h_{2E}}{h_{1E}} I_1 = I_2 \left(\frac{1}{h_{2E}} + \frac{1}{j\omega C_K} \right) = I_3 \frac{1}{j\omega C_K};$$

Рис. 11.13. Схема генератора з контуром у коді колектора

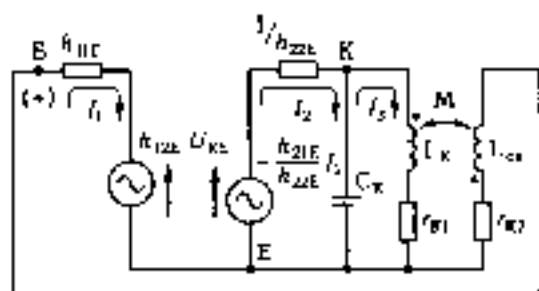
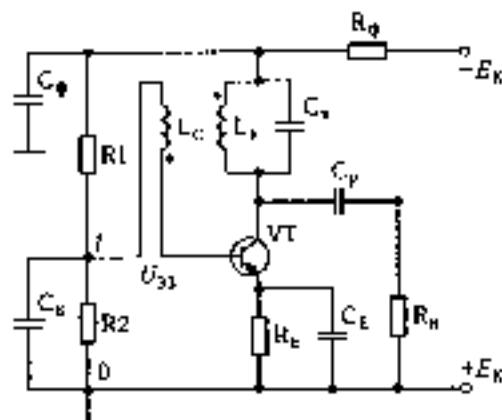


Рис. 11.14. Лінійна електрична модель генератора

$$-j\omega M I_1 - I_3 \left(\frac{1}{j\omega C_K} + j\omega L_K + r_{K1} \right) - I_2 \frac{1}{j\omega C_K};$$

$$U_{KE} = (I_2 \cdot I_3) \frac{1}{j\omega C_K}.$$

Розв'язуючи систему рівнянь, визначаємо корені, за допомогою яких знаходимо умови балансу фаз і амплітуд. Встановлюємо запас для збудження і знаходимо усталене значення вихідної напруги генератора.

Схему генератора на транзисторі, підключеному за схемою зі спільною базою (емісера триточки), наведено на рис. 11.15. Позитивний зворотний зв'язок здійснюється за рахунок емісного дільника C1, C2. Напруга U_{C1} є виходом по-

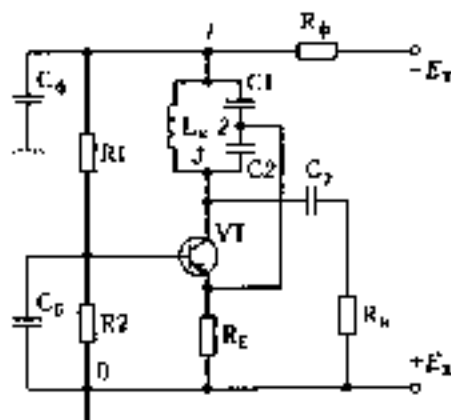


Рис. 11.15. Схема з загальною базою (символ тригачка)

дільника U_{12} і надходить на емітер транзистора (СВ). На вхід подільника (1-3) подається вихідна змужина підсилювача. Частота резонансу визначається еквівалентною ємністю:

$$C_{\text{екв}} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

Схема зі спільною базою має фазовий зсув $\varphi_x = 0^\circ$, тому для виконання балансу фаз фазовий зсув ланки зворотного зв'язку має бути $\varphi_{\text{дз}} = 0^\circ$, що забезпечується послідовним напруги C_1, C_2 . Коефіцієнт передачі вольтметра

$$\beta = U_{12}/U_{13}.$$

$$\beta = \frac{\frac{1}{\omega C_1}}{\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2}} = \frac{\frac{1}{C_1}}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Якщо $C_1 \gg C_2$, то $\beta = C_2/C_1$.

Для великих коефіцієнтів підсилення підсилювача (K), β - малий і $K\beta \gg 1$. β - умова балансу амплітуд. Коефіцієнт підсилення підсилювача збільшують із запасом 20-30% і регулюванням коефіцієнта підсилення домагаються збудження генератора.

Баланс амплітуд можна знизити за струмом та за напругою.

Для балансу амплітуд за струмом $\alpha < 1$, тому коефіцієнт підсилення каскаду за струмом $K_I < 1$, тоді треба, щоб ко-

ефіцієнт передачі за струмом коли зворотного зв'язку $K_{f\beta} > 1$. У цій схемі це забезпечує ефект підсилення струму в паралельному коливальному контурі на резонансній частоті за рахунок резонансу струмів (див. § 10.1)

$$I_L = QI_{\text{конт}};$$

$$I_C = QI_{\text{конт}}.$$

Лінійну модель генератора наведено на рис. 11.16.

Схему розраховують за постійним струмом, з використанням характеристик транзистора зі спільним емітером визначають h -параметри з СЕ, потім за допомогою формул переходу визначають h -параметри транзистора зі спільною базою та розраховують схему.

Система рівнянь для розрахунків має вигляд:

$$-I_1 \frac{h_{21B}}{h_{22B}} = I_2 \left(\frac{1}{h_{22B}} + r_k + j\omega L_K \right) - I_3 (r_k + j\omega L_K);$$

$$h_{22B} U_{KE} = I_1 (h_{11B} + R_E) - I_4 R_E;$$

$$0 = I_3 \left(r_k + j\omega L_K + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} \right) - I_4 \frac{1}{j\omega C_1};$$

$$0 = I_4 \left(\frac{1}{j\omega C_1} - R_E \right) - I_1 R_E - I_3 \frac{1}{j\omega C_1}.$$

Для побудови LC-генераторів використовують і схему зі спільним колектором (індуктивна тригочка). Принципову схему індуктивної тригочки наведено на рис. 11.17.

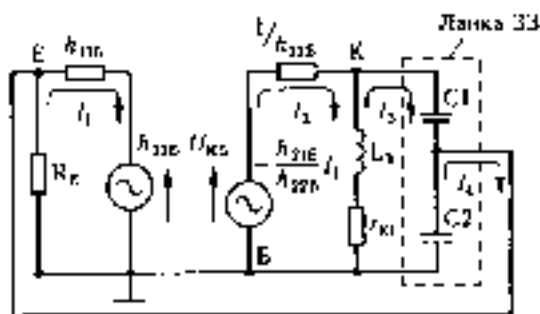


Рис. 11.16 Лінійна модель генератора

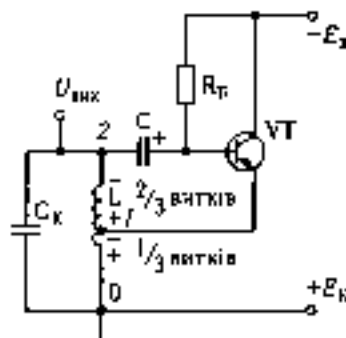


Рис. 11.17. Схема із загальним колектором (індуктивна ланцюжка)

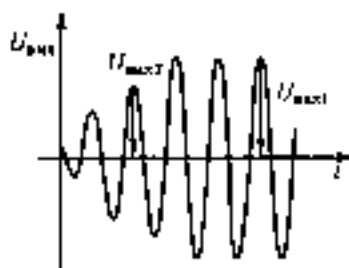


Рис. 11.18. Вихідна напруга генератора

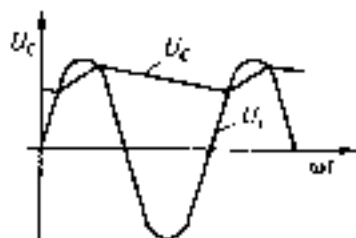
Входом кола зворотного зв'язку є затискачі 1-0 (нижні ланки котушки L), виходом ланки зворотного зв'язку є затискачі 2-0 (уся котушка L). Оскільки $K_{U_{\text{підв}}} < 1$ (схема з СК), то треба, щоб $\beta = \frac{U_{\text{вих.ЗЗ}}}{U_{\text{вх.ЗЗ}}} > 1$. За рахунок підвищення напруги на котушці ($U_{20} > U_{10}$) значення $\beta > 1$, при цьому спокостеригється баланс амплітуд.

Після виникнення генератора баланс амплітуд має значний запас і починається зростання амплітуди вихідної напруги генератора (рис. 11.18).

Конденсатор C і резистор R_B утворюють коло автоматичного зчужу. До збудження генератора робоча точка транзистора за постійним струмом визначається резистором R_3 і знаходиться в центрі (лінійній області) входних і вихідних характеристик.

Після збудження генератора синусоїдальна напруга з частоти коштує через перехід емітер-база ($p-n$), який є діодом, заряджає конденсатор C . Тому маємо випрямлення за однієї півперіоди та еміттер реакцію (рис. 11.19). Конденсатор C розряджається через резистор R_B , причому $\tau_{\text{зар}} = R_B C \gg \tau_{\text{ем.д.}}$, $\tau_{\text{розр.}} = \tau_{\text{ем.д.}} C$. Полярність напруги на конденсаторі C і замкнута (п'яте на базу щодо емітера), тому під час зростання напруги генератора напруга на конденсаторі пропорційно зростає і замикає транзистор, зміщуючи робочу точку за постійним струмом униз, тобто зменшуючи коефіцієнт відслелення каскаду. Процес триватиме до виконання в установленому режимі балансу амплітуд ($|K|\beta = 1$).

Рис. 11.19 Напряги на конденсаторі ланки автоматичного збуду



Чим більший початковий заряд для збудження, тим більші $U_{\text{вих}}$ генератора та U_E і сильніший струм робочої точки каскаду до відокання, що забезпечує великі нелінійні спотворення струму колектора. Однак, знімаючи вихідну напругу з підлуги, який характеризується добрими фільтрувальними властивостями, одержуємо вихідну напругу практично синусоїдальної форми.

Контрольні запитання

1. Який фізичний зміст умови збудження генераторів? Відітіть умови балансу фаз і амплітуд.
2. Чому в схемі генератора на польовому транзисторі контур довільно підключати в коло ланцюга? Наведіть електричну модель цього генератора і покажіть, як встановити умови його збудження.
3. Поясніть фізичний зміст і наведіть рівняння для коливальної характеристики каскаду та ланки зворотного зв'язку.
4. Як визначається установився режим роботи генератора? У чому полягають коливальні характеристики та умов збудження генераторів від режиму роботи підсилювального каскаду (класи А і В).
5. Намалюйте схему LC-генераторів на транзисторі зі спільною базою (схема тригочка) зі спільним колектором (індуктивна тригочка). Відітіть у цих ланках зворотного зв'язку, визначте їхній фактор. Установіть функції контурів у генераторах, що здійснюють підсилення струму або напруги.

12.1. Загальні положення теорії RC-генераторів

Як уже зазначалося, як для вибірних RC-систем, так і для генераторів за частоти коливання менш ніж 100 кГц доцільно застосовувати RC-генератори. Структурну схему RC-генератора показано на рис. 12.1.

Для коефіцієнта підсилення інжекційного RC-підсилювача K : залежного від частоти коефіцієнта передачі ланки позитивного зворотного зв'язку α умови балансів амплітуд (БА) і фаз (БФ) мають вигляд:

$$|K|\alpha \geq 1;$$

$$\varphi_{\text{підс}} + \varphi_{\text{зз}} = 360n,$$

де n — будь-яке ціле число.

Умови балансів амплітуд в усталених режимах за різних значень запasu для гарантованого збудження та нелинійних спотворень вихідної напруги генератора ілюструє рис. 12.2, де I — амплітудна характеристика підсилювача $I_{\text{вих},m} = \varphi\{I_{\text{вх},m}\}$, I — ця сама характеристика у вигляді $|K| = \varphi\{I_{\text{вх},m}\}$, β — коефіцієнт нелинійних спотворень $\gamma = \xi\{I_{\text{вх},m}\}$.

Для гарантованого збудження генератора встановлюється початковий запас коефіцієнта підсилення 20–30 % оскільки в точці A_1 усталений коефіцієнт підсилення $K_{\text{підс}}$ зменшується на 20 %. Якщо запас для гарантованого збудження прийняти більшим, наприклад 40 %-м, то сталий режим буде в точці A_2 . При цьому величина нелинійних спотворень γ_2 буде більшою, ніж γ_1 (див. рис. 12.2).

Під час розрахунку RC-генераторів за заданими значеннями нелинійних спотворень γ вибирають початковий запас $K_{\text{підс}}$ для збудження, однак для надійного збудження генераторів він має становити не менш ніж 10–15 %.

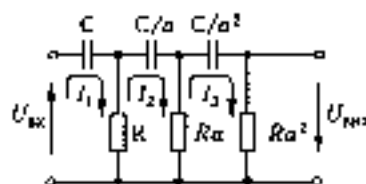


Рис. 12.3. Трьохелементна фазообертальна ланка

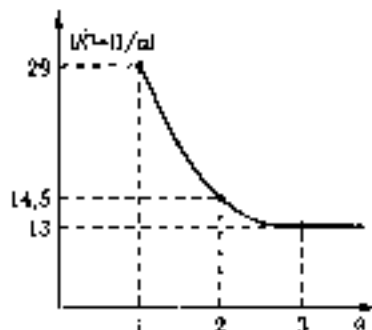


Рис. 12.4. Залежність апоротної величини коефіцієнта передачі ланки від параметра a

Якщо прийняти значення параметра ланки $a = 1$, то

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}}.$$

Значення дійсної частоти α за квазірезонансу (ω_0) виражають із виразу

$$\alpha(\omega_0) = - \frac{1}{\left(8 + \frac{12}{a} + \frac{7}{a^2} + \frac{2}{a^3} \right)}.$$

Якщо $a = 1$, дістанемо $\alpha(\omega_0) = -1/29$. Отже, за параметра ланки $a = 1$ для збудження генератора потрібний коефіцієнт підсилення підсилювача понад 29.

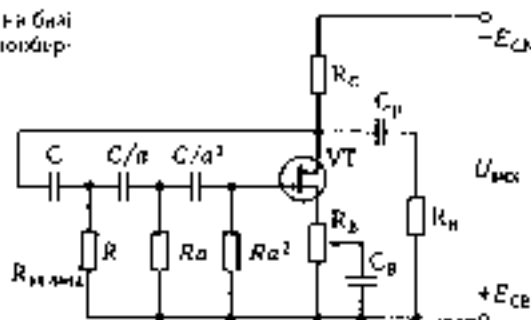
Значення необхідних коефіцієнтів підсилення підсилювача для збудження генератора з трьохелементною ланкою залежить від параметра ланки a наведено на рис. 12.4.

Із результатів, наведених на рис. 12.3, випливає, що доцільно застосовувати ланки з параметром $a = 1, 2$.

RC Генератор із трьохелементною фазообертальною ланкою. Принципову схему RC-генератора з трьохелементною фазообертальною ланкою наведено на рис. 12.5. Функцію резистора затвора R3 виконує резистор Ra^2 . Для утримання вхідного опору кола з вхідним опором підсилювача необхідне виконання умови

$$R_{\text{вх. ланк}} \gg R_{\text{вх. л. пдс.}}$$

Рис. 12.5 Генератор на біполярноелементній фазообертальній ланці



Якщо $R_c = 10 \text{ кОм}$, то $R_{\text{вих вих}} = 10 \text{ кОм}$, отже, вхідний опір ланки має бути $R_{\text{вх вх}} = 50 \dots 100 \text{ кОм}$. Тому величина резистора $R = 50 \dots 100 \text{ кОм}$, а $R_{\text{вх вх}} = R = 50 \dots 100 \text{ кОм}$. Оскільки $R_{\text{вх вх}}$ близько $(1 \dots 3) R$, а $R_{\text{вх вх}}$ (входного транзистора) — порядку десятків мегаом, то вони узгоджуються ідеально. Планше розумовання коефіцієнта підсилення підсилювача виходить резистор зворотного зв'язку R_B .

Принципову схему такого самого генератора на біполярних транзисторах наведено на рис. 12.6. Для виконання умов узгодження опорів підключають і ланку попередній додатковий каскад — витоковий підсилювач. Аналогічні питання узгодження розглянуті в розд. 10.5.

КС-Генератор з подвійним Т-подібним мостом. Як другий варіант фазообертальної на 180° ланки може бути встановлений подвійний Т-подібний міст із параметром $n = 0,2$. Побудувати генератор синусоїдальних коливань з подвійним Т-подібним мостом можна як на транзисторах, так і на операційних підсилювачах. Тому слід виконати умови балансу фаз і амплітуд. На транзисторах генератор можна одержати за різних комбінацій підключення транзисторів, але при цьому загальний фазовий зсув має дорівнювати 180° . Принципові схеми аналогічні наведені на рис. 12.5 і 12.6, у яких замість триелементної ланки підключається подвійний Т-подібний міст.

На операційному підсилювачі Т-подібний міст підключається в ланку зворотного зв'язку підсилювача на вході з інвертуванням, що при цьому фактор зворотного зв'язку має відрізнятися від нуля балансу амплітуд: $|K||B| \geq 1$. Як уже зазначалося, в установчому режимі $|K||B| = 1$.

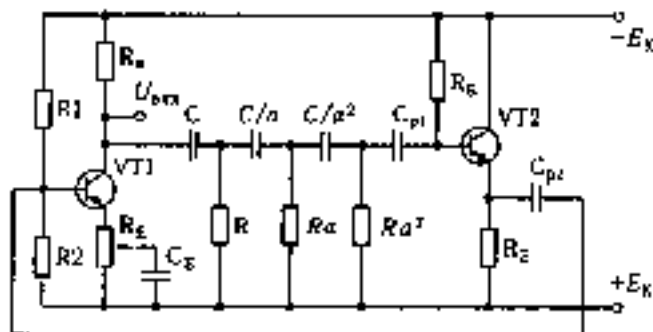


Рис. 12.6 Генератор с трехэлементной лесткой на биполярных транзисторах

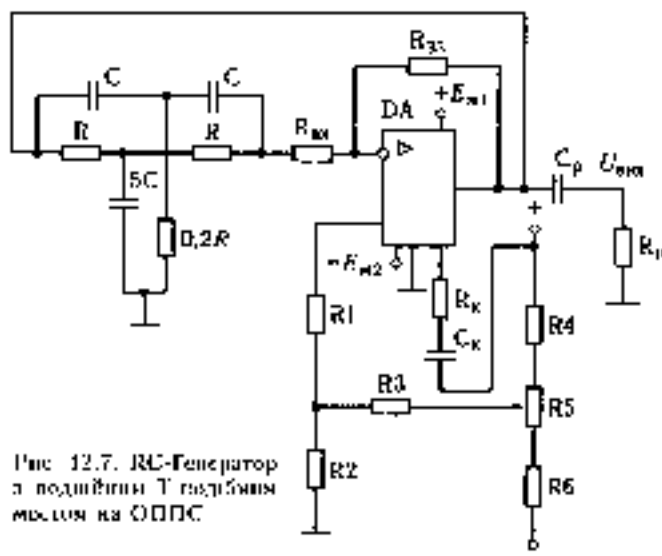


Рис. 12.7 RC-Генератор с модифицированной Т-подобной моделью на ОУПС

Оскільки значення коефіцієнта відношення віддачується з позитивним логарифмічним зв'язком $K_{11} = \frac{K}{1 - K\alpha}$, а значення коефіцієнта передачі моста при $\alpha = 0,207$ дорівнює $|\alpha| = -1 \cdot 11$ (див. п. 10.4), то необхідний коефіцієнт підсилення віддачується $|K| > 11$ за фазового зсуву $\varphi_{\text{мост}} = 180^\circ$. Отже, мост слід

підключати у вхід підсилювача з інвертуванням сигналу та забезпечити $K_{\text{дл}} = -\frac{R_{\text{зд}}}{R_{\text{пх}}} \approx -(13 - 14)$ для гарантованого забезпечення збудження.

Питання узгодження моста з вихідним і вхідним опором підсилювача та вибір величини резистора R моста вирішують аналогічно розглянутому в п. 10.5. Розрахунок резисторів $R1$, схеми установки дукла ($R2, R3, R4, R5, R6$) та ланки частотної корекції (R_n, C_n) описано в п. 8.5.

Принципову схему генератора на ОПС наведено на рис. 12.7.

12.3. RC-Генератор з нульовим фазообертачем

Для створення RC-генераторів часто застосовують RC-ланки (послідовно-паралельного типу) з нульовим фазовим зсувом на частоті квазірезонансу. Така ланка має відносно високий коефіцієнт передачі ($\alpha \approx 1/3$), що потребує малих коефіцієнтів підсилення підсилювача для збудження. Схему такої ланки наведено на рис. 12.8.

Визначимо коефіцієнти передачі ланки α .

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{R_2}{\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) (j\omega C_2 R_2 + 1) + R_2} = \\ &= \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1 + j \left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} \right)}. \end{aligned}$$

Установимо модуль коефіцієнта передачі та фазовий зсув, що забезпечує RC-ланка. На частоті квазірезонансу $\text{Im}(u) = 0$, звідки визначимо частоту квазірезонансу ланки ω_0 та коефіцієнт передачі α на частоті квазірезонансу:

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}; \\ |\alpha(j\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right]^2 + \left[\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} \right]^2}}. \end{aligned}$$

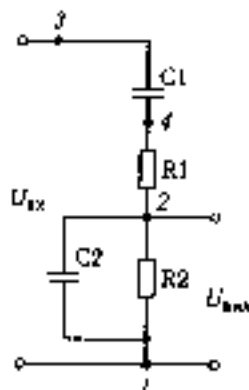


Рис. 12.8 RC-ланка з фазовим зсувом

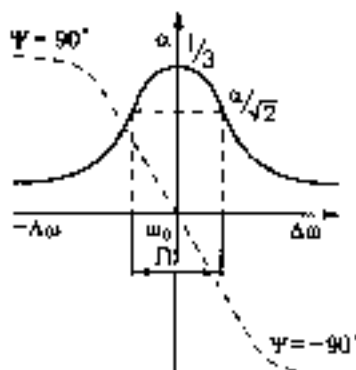


Рис. 12.9 АЧХ і ФЧХ ланки

На практиці найчастіше застосовують ланки, в яких $R_1 = R_2$; $C_1 = C_2$. Тоді

$$\omega_0 = 1/CR; \quad \alpha_0 = 1/3.$$

Зробивши відповідні перетворення, можна довести, що ланка має вибіркові властивості:

$$|\alpha(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left[\omega CR - \frac{1}{\omega CR} \right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}.$$

Під час роботи поблизу частоти квазірезонансу АЧХ і ФЧХ ланки можна подати у такому виразі:

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(2 \frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2}}; \quad \lg(\varphi) = \frac{\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}}{R_2 + \frac{C_2}{C_1} + 1}.$$

АЧХ і ФЧХ RC ланки з фазовим зсувом 0° на частоті квазірезонансу наведено на рис. 12.9, а векторну діаграму RC-ланки з нульовим фазовим зсувом — на рис. 12.10. Заданою вектором вихідної напруги $\vec{U}_{вих}$ ($\vec{U}_{12}$), встановлюємо напрямки струмів через резистор $\vec{I}_{R2}$ і конденсатор $\vec{I}_{C2}$.

Рис. 12.10 Векторна діаграма RC-ланки з нульовим фазовим зсувом

сума яких I днапачок струм через R1 та C1 ланки. Побудуємо вектори напруг U_{R1} і конденсатор U_{C1} (U_{24} , U_{43}), та, додавши їх до $U_{вих}$ (U_{12}), одержимо вектор вихідної напруги $U_{на}$ (U_{13}). З діаграми випливає, що $U_{вих}$ та $U_{на}$ у фазі $U_{вих}$ становить $\frac{1}{3} U_{на}$.

Оскільки для виконання умови балансу амплітуд під час використання цієї ланки коефіцієнт підсилення має бути більшим ніж три (фазовий зсув дорівнює нулю), то часто використовують підсилювачі з позитивним і додатково негативним зворотними зв'язками. Структурну схему такого генератора наведено на рис. 12.11.

ПЗЗ забезпечує стабільність коефіцієнта передачі і його необхідні значення ($K_{ПЗЗ} = 3,4 \dots 3,6$), а ПЗЗ — збудження генератора на частотах, близьких до частоти квазірезонансу ланки. Принципову схему генератора з нульовою RC-ланкою зображено на рис. 12.12.

Коефіцієнт підсилення підсилювача на вході без зворотного зв'язку

$$K_{U_{нвнн}} = 1 + K_{U_{нвн}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

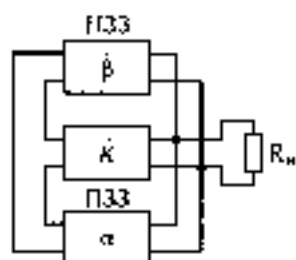


Рис. 12.11 Структурна схема генератора

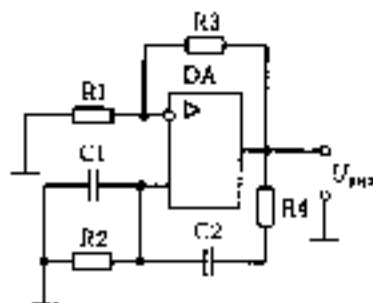


Рис. 12.12 Схема генератора з нульовою RC-ланкою

Він має бути більшим ніж три для забезпечення збудження генератора, наприклад 3,4. Тоді $|K_{L\text{ max}}| = \frac{R_2}{R_1}$ становитиме 2,4.

За умови ПЗЗ коефіцієнт підсилення на виході без інвертування:

$$K_{L\text{ max}} = \frac{K_{L\text{ max}}(\omega)}{1 - \alpha(\omega) K_{L\text{ max}}(\omega)}$$

Звідси випливає, що на частоті квазірезонансу коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого ПЗЗ, може змінюватися від $|K_{L\text{ min}}|$ (при $\alpha = 0$) до ∞ при $|K_{L\text{ max}}(\omega)\alpha(\omega)| = 1$.

Глибока ПЗЗ забезпечує високу стійкість підсилювача, завдяки чому смуга пропускання такого підсилювача може досягати кількох герців, що дуже важливо під час роботи на низьких частотах. Єдина вимога у процесі побудови таких систем — точний підбір елементів, оскільки нестабільність добротності $DQ \cdot Q$ дорівнює точності підбору елементів RC-ланки.

Під час виконання балансу амплітуда $|K|\alpha \geq 1$ підсилювач перетворюється на RC-генератор, форма напруги в якому залежить від величини $|K|\alpha$. За $|K|\alpha$, близьких до одиниці, детально синусоїдальну форму вихідної напруги. Якщо значення $|K|\alpha$ більше від одиниці, то під час виконання умови балансу амплітуд в усталеному режимі за рахунок відсікання підсилювача отримуємо не синусоїдальний сигнал. Тому рекомендований запас збудження в RC-генераторі становить 10...15%.

З умов збудження можна встановити зв'язок між факторами позитивного і негативного зворотних зв'язків:

$$\frac{K\alpha}{1 + \beta K} \geq 1; \quad K\alpha = 1 + \beta K,$$

$$\alpha = \frac{1}{K}, \text{ якщо } K \gg 1, \text{ то } \alpha = \beta$$

12.4. RC-Генератори підвищеної стабільності

У процесі побудови генераторів для вимрювальних систем, приладів і пристрій необхідні стабілізувати вихідну напругу генератора, щоб подати лампи навантаження, зовнішніх дестабілізуючих факторів (температури та ін.) стабільності вихідної напруги генераторів відповідає заданим лампам. Для побудови таких генераторів часто використовують RC-генератори з ланкою Вона на основі ланки з інерційно-нелінійними елементами — лампами розжарювання або термісторами. Схему такої ланки з лампою розжарювання подано на рис. 12.13.

Вольт-амперну характеристику лампи розжарювання для ефективних (дюжхх) напруг і струмів та значення індуру лампи (R_L) залежно від $U_{\text{еф}}$ (після закінчення перехідних процесів, зумовлених сталою часу лампи τ_L) наведено на рис. 12.14. Лампа розжарювання є нелінійним елементом для діючих значень напруг і струмів, тоді як для життєвих виокремлених напруг, на яких працює генератор, вона є лінійним елементом, оскільки період коливання генератора $T = 1/f \ll \tau_L$. Отже, за період коливання лампа не встигає так швидко змінювати свій опір у зв'язку з її інерційними властивостями. Стадо часу лампи і термісторів, які використовують у RC-генераторах, становлять десятки частки секунди.

Визначимо фактор негативного зворотного зв'язку, зумовлений ланкою з інерційно-нелінійним елементом:

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R}} = \frac{R}{R + R_L};$$

якщо $R \gg R_L$, то $\beta = R_L / R$, причому $R_L = f(U_{\text{еф}})$.

На початку збудження вихідна напруга генератора мала, відповідно фактор β також дуже малий, тому що R_L малий, а коефіцієнт підсилення підсилювача великий. У міру зростання $U_{\text{вих}}$ генератора збільшуватиметься β і зменшуватиметься коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого НЗЗ. Це сприяє встановленню балансу амплитуд за певної усталеної ефективної напруги генератора $U_{\text{вих еф}}$ (див. рис. 12.17), яка підключається до входу ланки з інер-

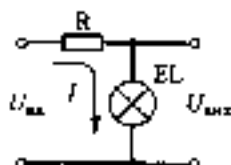


Рис. 12.13 Ланка з інерційно-нелінійним елементом

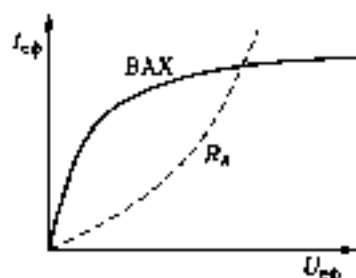


Рис. 12.14. ВАР лампи розжарювання і залежність її опору від напруги

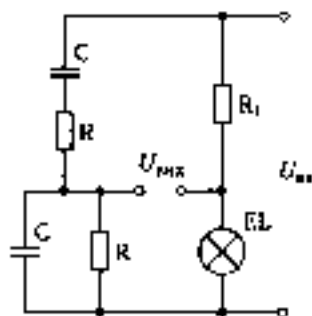


Рис. 12.15. Міст Віна

дійно-нелінійним елементом. Ця сума вихідної напруги підключається і до RC-ланки з пульсовим фазовим зсувом, що є ланкою позитивного зворотного зв'язку генератора. Обидві ланки, першою з яких є ланка 1133, другою — ланка 1133, утворюють міст Віна (рис. 12.15). Вихідну напругу моста ($U_{\text{вих}}$) підключають до входу підсилювача, а вихідну напругу підсилювача — до входу моста ($U_{\text{вх}}$) (див. рис. 12.15). Для того щоб не навантажувати коло і не погіршувати його частотних

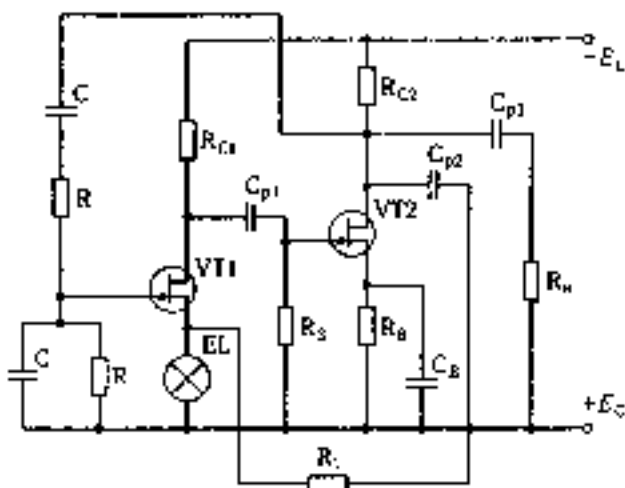


Рис. 12.16. Схема RC-генератора з мостом Віна

Рис. 12.17. Вихідна напруга генератора

мактивностей, використовують підсилювачі на ланцюгових або інших транзисторах з високим вхідним опором.

Принципову схему високієї стабільності RC-генератора з мостом Вина наведено на рис. 12.16. Баланс фаз забезпечується нульовим фазовим зсувом підсилювача, тому в ньому використано два каскади за схемою виникання із загальним емітером. Негативний зворотний зв'язок з використанням ланки розжарювання забезпечується підключенням її у вхід першого підсилювального каскаду. Для забезпечення балансу амплітуд унаслідок великого коефіцієнта підсилення підсилювача (кілька сотень) $|\alpha| = |\beta| = 1/3$, тому в усталеному режимі $R_2 \cdot R_1 = 1/3$.

Вихідну напругу генератора під час виникання (баланс амплітуд має певний запас) і в усталеному режимі $|K_B| \cdot |\alpha| = 1$ наведено на рис. 12.17. Схема підтримує постійною ефективну вихідну напругу генератора під час зміни зовнішніх дестабілізувальних факторів та навантаження на генератор. Так, після збільшення навантаження на генератор ($R_n \downarrow$) зменшується вихідна напруга, внаслідок чого зменшується опір інерційно нелінійного елемента (ланка розжарювання), зменшується β ланки ПЗЗ, зростає коефіцієнт підсилення підсилювача K_B , що компенсує збільшення вихідної напруги, отже, відбувається стабілізація вихідної напруги генератора.

Аналогічні процеси стабілізації відбуваються під час зменшення навантаження, зміни температури навколишнього середовища, напруги живлення та інших зовнішніх дестабілізуючих факторів.

Контрольні запитання

1. Наведіть умови збудження RC-генератора. Який вплив запасу фазового збудження на форму вихідної напруги генератора?
2. Наведіть види АФЧХ розжарювальної системи RC-генератора, що підтримує моменту зникання генератора та усталеному режиму. За рахунок чого (якого параметра) системи в усталеному режимі зберігається баланс амплітуд на початковому етапі фазового збудження ($K_B > 1$)?

3. Як устатковити оптимальне значення параметра подвійного Т-подібного моста μ у генераторі? Як забезпечити узгодження потужностей Т-подібного моста з підсилювачем на біполярних транзисторах?
4. Побудуйте векторну діаграму нульової фазової ланки і доведіть, що її коефіцієнт передачі на частоті квазірезонансу дорівнює $1/3$.
5. Зобразіть структурну схему генератора зі стабілізацією діючого значення вихідної напруги. Поясніть роботу генератора під час збільшення (зменшення) навантажувального опору.
6. Намалюйте схему моста Віна. Розгляньте ланку негативного зворотного зв'язку з зворотньо-позитивним елементом типу лампи розжарювання. Побудуйте залежність коефіцієнта передачі ланки зворотного зв'язку від діючого значення вихідної напруги, обґрунтуйте цю залежність зі стабілізацією діючої напруги генератора.

ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

Розділ 11
РС-Ланки під час імпульсного
впливу

Розділ 14
Формувачі праникутих
імпульсів

Розділ 15
Мульти- й одновібратори.
Генератори лінійно змінюваної
напруги, баскім-генератори

Розділ 16
Кодувальні пристрої.
Аналого-цифрові та
цифрово-аналогові перетворювачі

Розділ 17
Імпульсні джерела живлення,
елементна база сисової
електроніки з перспектив
розвитку

ОХОМОТОНКО
електронних систем

13.1. Імпульси, класифікація, характеристика, параметри

Імпульс – короткочасна зміна напруги або струму в електричному колі. Імпульси за формою бувають різні: прямокутні (рис. 13.1, а), трикутні (рис. 13.1, б), трикутні-подвійні (рис. 13.1, в), експоненціальні (рис. 13.1, г) та ін., можуть бути також однієї (а) та різної (б) полярності (див. рис. 13.2). Імпульси однієї полярності можуть бути позитивними і негативними. Для одержання імпульсних послідовностей різної форми, частоти й амплітуди застосовують спеціальні генератори.

На рис. 13.3 наведено приклад реального позитивного прямокутного імпульсу напруги $U(t)$.

Основними характеристиками і параметрами імпульсів є:

1) амплітуда імпульсу $U_m = A$;

2) активна тривалість імпульсу (вимірюється на рівні 0,1A) $t_{ак}$;

3) крутість фронту $S_{\Phi} = \frac{dU}{dt} = \frac{U_m}{t_{\Phi}}$;

4) крутість спаду $S_{сп} = \frac{dU}{dt} = \frac{U_m}{t_{сп}}$;

5) спотворення «даху» (спад вершини) імпульсу ΔU , що оцінюється відношенням $\frac{\Delta U}{U_m} 10\% \%$;

6) амплітуда зворотного викиду $U_{м.в.к.}$;

7) тривалість зворотного викиду $t_{в.к.}$ (вимірюється на рівні $0.1 U_{м.в.к.}$);

8) потужність імпульсу $P = W / t_{ак}$, де W , $t_{ак}$ – енергія і тривалість імпульсу.

Періодично повторювані імпульси утворюють імпульсну послідовність (рис. 13.4). Вона характеризується такими параметрами:

• частота імпульсної послідовності $f = 1/T$, де $T = t_{ак} + t_{от}$;

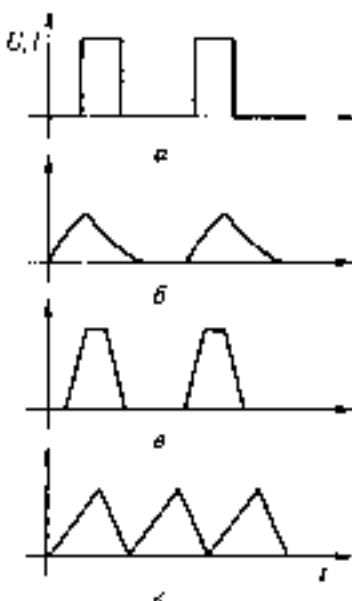


Рис. 13.1. Приклади імпульсів з різних форм

Рис. 13.2. Імпульси різних полярностей:
а – негативні, б – позитивні

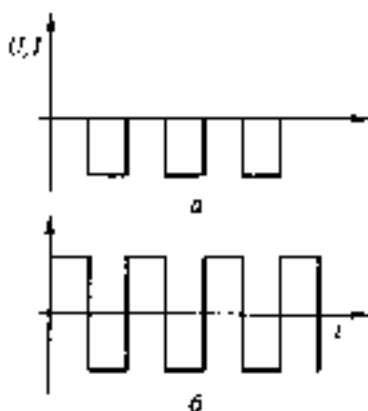


Рис. 13.3. Граничні розподіли імпульсу

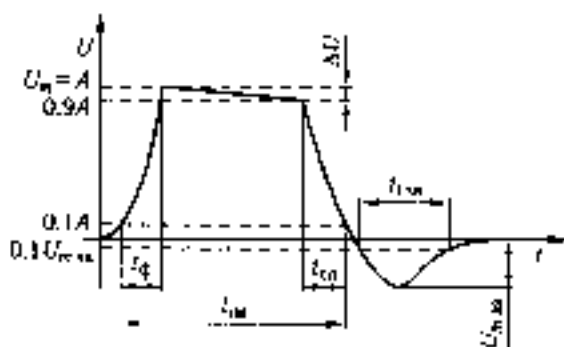


Рис. 13.4. Імпульсна ширинність

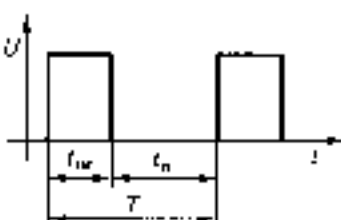
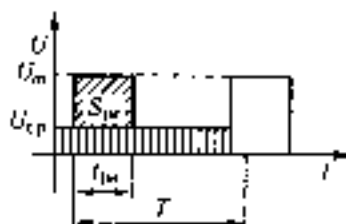


Рис. 13.5. Визначення середнього значення імпульсу



- коефіцієнт заповнення $\gamma = t_{\text{ім}} / T$ (діапазон зміни 0...1), ширину $Q = T / t_{\text{ім}}$ (діапазон зміни від ∞ до 1);
- середнє значення імпульсу (рис. 13.5)

$$U_{\text{ср}} \cdot T = \int_0^{t_{\text{ім}}} U(t) dt$$

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{ім}}} U(t) dt = \frac{S_{\text{ім}}}{T} = \frac{U_m t_{\text{ім}}}{T} = U_m \gamma = \frac{U_m}{Q}$$

13.2. Проходження імпульсів через RC-ланки. Диференційні й розділові ланки

Напруга та струм у RC-ланках під впливом одиничного стрибка. На вхід RC ланки (рис. 13.6) надходить одиничний стрибок напруги, зображений на рис. 13.7. Визначимо реакцію ланки на одиничний стрибок, тобто встановимо залежності: $U_C(t) = ?$, $U_R(t) = ?$, $i(t) = ?$.

Рівняння стрибка, тобто напруга на вході ланки, описується виразом

$$U_{\text{вх}} = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ U, & t \geq 0. \end{cases}$$

Початкові умови: $U_C(0) = 0$, $i(0) = 0$, $U_R(0) = 0$.

Рівняння другого закону Кірхгофа для ланки має вигляд:

$$U = U_C + U_R = U_C + iR.$$

З урахуванням того, що $q = U_C C$, $i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dU_C}{dt}$, одержимо

$$U = U_C + RC \frac{dU_C}{dt}$$

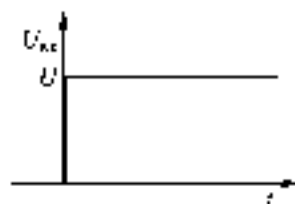
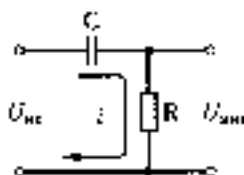


Рис. 13.6. Принципова схема RC-ланки. Рис. 13.7. Одиничний стрибок

Запишемо диференціальне рівняння, що описує RC-ланку у стандартному вигляді:

$$RC \frac{dU_C}{dt} + U_C = U.$$

з початковими умовами

$$U_C(0) = 0, i(0) = 0, U(0) = 0 \quad (13.1)$$

Розв'язання такого диференціального рівняння виглядає так у вигляді суми вільної та примусової складових:

$$U_C = U_{c.v} + U_{c.zv}.$$

Вільна складова записується у вигляді

$$U_{c.v} = A e^{pt}$$

і описує власний перехідний процес у ланці при відсутності впливу збурення, тобто за нульової правої частини рівняння, отже,

$$RC \frac{dU_C}{dt} + U_C = 0.$$

Позначивши $d/dt \rightarrow p$, запишемо це рівняння в операторній формі

$$U_C(RCp + 1) = 0$$

Оскільки U_C змінюється у часі перехідного процесу згідно з експоненціальним законом, тобто $U_C \neq 0$, то $RCp + 1 = 0$, звідси знаходимо корінь характеристичного рівняння

$$p = -\frac{1}{RC}.$$

Підставляючи його значення в рівняння вільної складової, одержимо:

$$U_{c.v} = A e^{-\frac{t}{RC}},$$

де $RC = \tau$, стала часу RC-ланки, тоді

$$U_{c.v} = A e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Якщо $t \rightarrow \infty$, то $U_{c.v} \rightarrow 0$.

Пимушена складова, зумовлена правого частинного рівняння, справедлива після закінчення перехідних процесів (теоретично за $t \rightarrow \infty$, а практично за $t > (3 \dots 5)\tau$) та виражається у вигляді:

$$U_{\text{ст.лн}} = U_{\text{вх}} - U.$$

Тепер запишемо повний розв'язок диференціального рівняння:

$$U_C = U_{\text{ст.лн}} + U_{\text{в.з.м}} = U - A e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

У цьому виразі невідомою величиною є амплітуда A , яку визначимо з початкових умов:

$$t = 0: U_C(0) = 0;$$

$$0 = U - A; A = -U.$$

Остаточний розв'язок диференціального рівняння має вигляд:

$$U_C = U(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \quad (13.2)$$

Залежності $U_C(t)$ для різних сталих часу RC ланки наведено на рис. 13.8.

Напруга на виході RC ланки має вигляд:

$$U_R = U - U_C = U - U + U e^{-\frac{t}{\tau}} = U e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (13.3)$$

Залежності $U_R(t)$ для різних значень τ наведено на рис. 13.9.

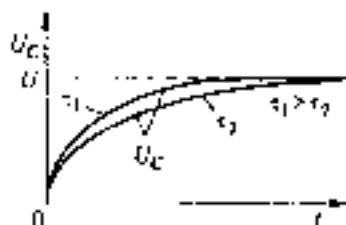


Рис. 13.8. $U_C(t)$ для різних сталих часу

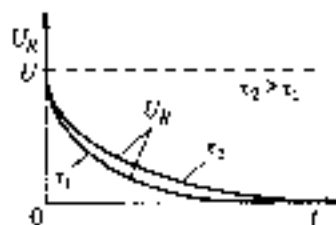


Рис. 13.9. $U_R(t)$ для різних значень τ

Рис. 13.10. Залежність $i(t)$

Оскільки $U_R = iR$, то

$$i = \frac{U_R}{R} = \frac{U}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (13.4)$$

Залежність $i(t)$ подано на рис. 13.10.

Диференційна і розділова RC-ланки. Диференційною називають таку ланку, сигнал на виході якої має значення, пропорційні в кожний момент часу похідній від вхідного сигналу. Оскільки,

$$U_{\text{вих}}(t) = K \frac{dU_{\text{вх}}(t)}{dt}$$

Коефіцієнт K має розмірність секунди, інакше розмірності лівої та правої частини рівності будуть несумісними. Ідеальний пристрій диференціювання можна вважати конденсатор C або котушку L . Наприклад, під час використання конденсатора C можна вважати вхідним сигналом на входу напругу $U_{\text{вх}}(t)$, а вихідним — струм i у ланці. Ця зміна пов'язана співвідношенням $i(t) = C \frac{dU_{\text{вх}}(t)}{dt}$, тобто струм у ланці пропорційний похідній від вхідної напруги. Однак використання цієї схеми для практичних цілей не можна, оскільки вона не містить елемента, який би забезпечував будь-яку реєстрацію значення струму та вимірювання його значення.

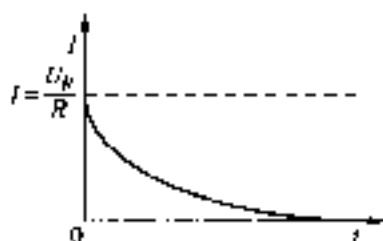
Для того щоб одержати вихідний сигнал у формі, зручній для спостереження або реєстрації, у коло необхідно підключити чутливий до струму прилад із внутрішнім опором R . У найпростішому випадку це буває резистор R , напруга на якому пропорційна струму: $U_R = iR$. Розглянута RC ланка може виконувати функції диференціювання (скорочування) як $\tau \ll t_{\text{ім}}$ або бути розділовою, якщо $\tau \gg t_{\text{ім}}$.

Графіки напруг U_C і U_R такої ланки показані на рис. 13.11. Розглянемо два режими.

I. Ланка диференціювання $\tau \ll t_{\text{ім}}$, при цьому можливі два варіанти: а) $\tau \ll t_{\text{п}}$; б) $\tau \gg t_{\text{п}}$.

II. Розділова ланка, $\tau \gg t_{\text{ім}}$, при цьому також можливі два варіанти: а) $\tau \gg t_{\text{п}}$; б) $\tau \ll t_{\text{п}}$.

Ланку диференціювання під впливом імпульсної послідовності зображено на рис. 13.12.



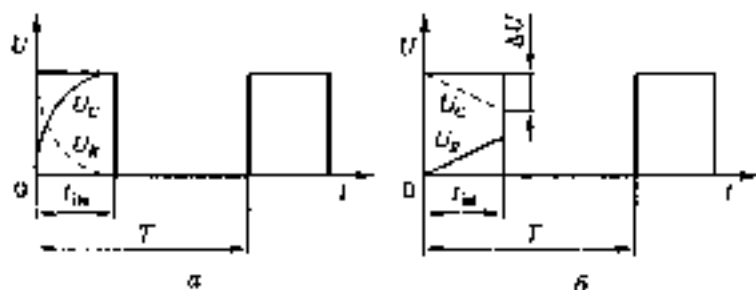


Рис. 13.11. Режим напруг:

а – режим I ($\tau \ll t_{\text{им}}$); б – режим II ($\tau \gg t_{\text{им}}$)

Під час подавання імпульсу конденсатор С заряджається під впливом зарядного струму i_z , а в разі паузи – розряджається, зумовлюючи розрядний струм i_p (при цьому $E = 0$). Припустимо $\tau_{\text{вн}} \ll R$, тоді ним можна знехтувати ($\tau_{\text{вн}} = 0$).

Розглянемо режим I, варіант а: $\tau \ll t_{\text{им}}$, $\tau \ll t_{\text{п}}$.

Після закінчення імпульсу (момент часу t_1) $E = 0$, або $U_R = -U_C$ (рис. 13.13).

У період паузи ($t_1 - t_2$) конденсатор С розряджається повністю (див. рис. 13.13), оскільки $\tau \ll t_{\text{п}}$:

$$U_{\text{max}} = i_p R = RC \frac{dU_C}{dt},$$

$$U_C = U_{12} - U_{\text{max}} t.$$

Тоді

$$U_{\text{max}} = RC \frac{d(U_{12} - U_{\text{max}} t)}{dt}.$$

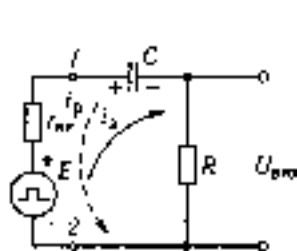


Рис. 13.12. Принципова схема RC-ланки скорочення

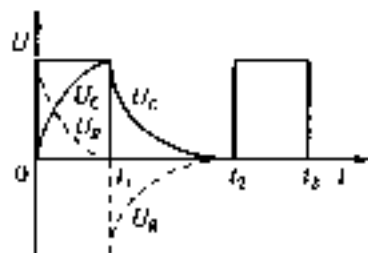


Рис. 13.13. Залежності $U_C(t)$, $U_R(t)$ режим I варіанта а: $\tau \ll t_{\text{им}}$, $\tau \ll t_{\text{п}}$

За $U_{\text{вих}} \ll U_{12} = U_{\text{нх}}$ одержимо:

$$U_{\text{вих}} = RC \frac{dU_{\text{нх}}}{dt}.$$

Отримаємо ідеальну ланку диференціювання. Отже, для того щоб ланка була диференційною, потрібне виконання трьох умов:

- $\tau \ll t_{\text{ин}}$,
- $\tau \ll t_{\text{нх}}$,
- $U_{\text{вих}} \ll U_{12} = U_{\text{нх}}$.

При цьому графік напруги $U_{\text{вих}}$ за наявності імпульсної входної напруги матиме такий вигляд (рис. 13.14).

Режим I, варіант б, $\tau \ll t_{\text{ин}}$, $\tau \gg t_{\text{нх}}$.

Графіки напруг U_C і U_R наведені на рис. 13.15. У цьому режимі з моменту часу t_2 відбуваються, на відміну від варіанта а, нові початкові умови ($U_R(t_2) = E - U_C(t_2)$). Такий режим називають *режимом негармонійних збурень*.

У період імпульсу перехідні процеси аналогічні розглянутим у варіанті а, а в період паузи конденсатор C не встигає розрядитися до нуля за час $t_{\text{нх}}$, тому нульові початкові умови не виконуються, і для диференційної ланки такий варіант неприйнятний.

Режим II за $\tau \gg t_{\text{ин}}$, $\tau \ll t_{\text{нх}}$ зображує варіант розділової ланки.

У момент часу t_1 після дії імпульсу (рис. 13.16) $U_R(t_1) = -U_C(t_1)$, а в момент часу t_2 справедливі нульові початкові умови. Сигнал на виході практично повторює сигнал на вході. Отже, така ланка є розділовою.

Режим III за $\tau \gg t_{\text{ин}}$, $\tau \ll t_{\text{нх}}$ аналогічний варіанту б режиму I, оскільки в момент часу t_2 також спостерігаються нові, ненульові початкові умови (рис. 13.17, режим негармонійних збурень). Для розділової ланки такий варіант неприйнятний.

Реальні RC-ланки за імпульсного впливу. У режимі

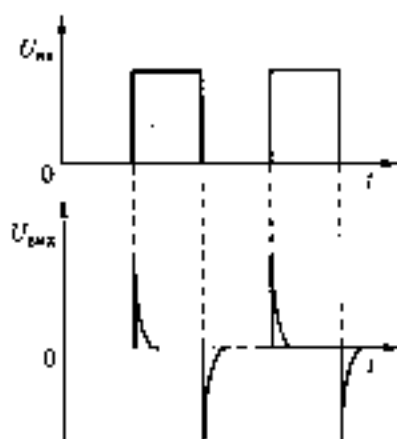


Рис. 13.14. Графік напруги $U_{\text{вих}}$ ланки диференціювання за наявності імпульсної входної напруги

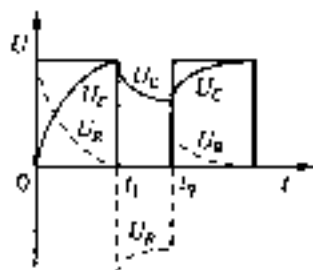


Рис. 13.15. Залежності $U_C(t)$ і $U_R(t)$ режим I, варіант II $t \ll t_{pw}$, $t \ll t_p$, $t \gg t_d$

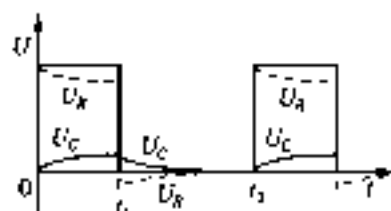


Рис. 13.16. Залежності $U_C(t)$ і $U_R(t)$ режим II а) $t \gg t_{pw}$, $t \ll t_p$

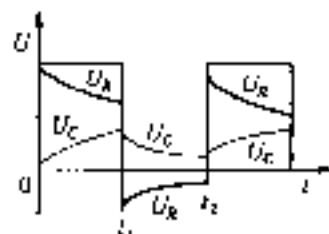


Рис. 13.17. Залежності $U_C(t)$ і $U_R(t)$ режим II б) $t \gg t_{pw}$, $t \gg t_p$

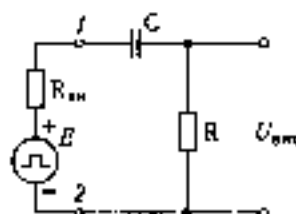


Рис. 13.18. Принципова схема RC ланки з урахуванням R_{gen} генератора

Щека раніше розглядах роботу RC-ланки було наведено для ідеалізованого випадку: тривалість фронту вхідного імпульсу приймали такел, що дорівнює нулю, а внутрішній, або вихідний, опір генератора R_{gen} та паразитну ємність навантаження C_n — гранично малими. Насправді всі ці величини кінцеві. Одночасне урахування їх утруднює. Тому оцінимо вплив опору генератора R_{gen} як найбільш істотного (рис. 13.18).

З урахуванням внутрішнього опору генератора напруга на виході RC ланки буде меншою за ЕРС генератора E , $U_{12} < E$ на величину втрат напруги на внутрішньому опорі генератора.

Виходячи з цього (див. рис. 1.19),

$$U_R(t=0) = \frac{ER}{R_{gen} + R}; U_R(t=t_1) = \frac{-U_C R}{R + R_{gen}}.$$

Якщо знехтувати опором, наприклад $R_{gen} = 0.1R$, то напруга $U_{12} \approx 0.9E$ (рис. 13.19). Отже, забезпечуючи $R_{gen} < 0.1R$, реальну ланку можна практично вважати ідеальною.

13.3. Фіксатори рівня в диференційних RC-ланках

Вхідні імпульсні послідовності, як правило, однієї полярності, а імпульси вихідних послідовностей на виході реалізують дві полярності. Часто виникає потреба забезпечення на виході RC-ланок послідовностей однієї полярності. Таке чергування здійснюється за допомогою фіксаторів рівня.

Фіксатори рівня можна поділити на кілька підгруп. За полярністю імпульсів на виході розрізняють фіксатори рівня позитивних і негативних імпульсів та фіксатори рівня біполярних сигналів. Залежно від того, на якому рівні треба зафіксувати положення імпульсу (за рівнем основи імпульсу або за рівнем його вершини), розрізняють фіксатори початкового рівня та фіксатори вершини імпульсів.

Найпростіший варіант фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів подано на рис. 13.20. На вхід надходить імпульсна послідовність позитивних імпульсів. Упродовж імпульсу відбувається заряджання конденсатора C від джерела ЕРС E струмом I_{Σ} .

Сталу часу ланки заряджання визначають із виразу

$$\tau_{\text{зар}} = C \left(R_{\text{вн}} + \frac{RR_{\text{вх.н}}}{R + R_{\text{вх.н}}} \right)$$

Оскільки $R_{\text{вх.н}} \gg R$ ($R_{\text{вх.н}} = 1 \dots 10 \text{ МОм}$, $R \approx 10 \dots 100 \text{ кОм}$) і $R_{\text{вн}} \ll R$, то одержимо ориєнтоване значення сталої часу заряджання ланки $\tau_{\text{зар}} \approx RC$.

За наявності імпульсу відбувається заряджання конденсатора, а розрядження — упродовж паузи. При цьому стала

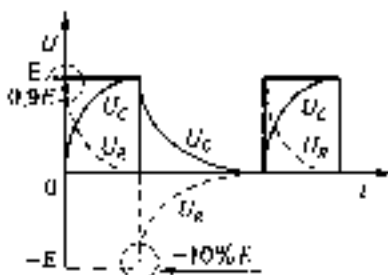


Рис. 13.19 $U_R(t)$ з урахуванням інерції

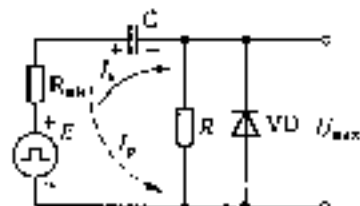


Рис. 13.20 Принципова схема фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів

часу розрядження

$$\tau_{розр} = C(R_{\text{вн}} + R_{VD \text{ пр}} \| R).$$

Оскільки $R \gg R_{VD \text{ пр}}$, то $\tau_{розр} = (R_{\text{вн}} + R_{VD \text{ пр}})C$.

Часто виконується умова $R_{\text{вн}} \gg R_{VD \text{ пр}}$, тоді $\tau_{розр} \approx R_{\text{вн}}C$.
Слід зазначити, що опір $R \gg R_{\text{вн}}$, тому стала часу $\tau_{зар} \gg \gg \tau_{розр}$.

Отже, застосування діода VD прискорює розрядження конденсатора. Появність напруги на конденсаторі C графічно зображено на рис. 13.21.

Напруга на виході фіксатора $U_R = E - U_C$. У момент часу t_1 її величину визначають із виразу

$$U_R(t_1) = \frac{-U_C R_{VD \text{ пр}}}{R_{\text{вн}} + R_{VD \text{ пр}}}.$$

Оскільки опір діода $R_{VD \text{ пр}} \ll R_{\text{вн}}$, то напруга $U_R(t_1) \approx 0$ (рис. 13.22).

Фіксатор нульового рівня негативних імпульсів будується аналогічно (рис. 13.23), проточному діод VD включається в протилежному напрямку.

$$\tau_{зар} = C(R_{\text{вн}} + R \| R_{VD \text{ пр}})$$

при $R \gg R_{VD \text{ пр}}$, $R_{\text{вн}} \gg R_{VD \text{ пр}}$: $\tau_{зар} = R_{\text{вн}}C$.

$$\tau_{розр} = C(R_{\text{вн}} + R \| R_{VD \text{ пр}})$$

при $R_{VD \text{ пр}} \gg R$, $R \gg R_{\text{вн}}$: $\tau_{розр} = RC$.

Осцилограми U_C і U_R наведені на рис. 13.24 і 13.25. Застосування діода VD прискорює розрядження конденсатора ($\tau_{розр} \ll \tau_{зар}$).

$$U_R(t_1) = \frac{-U_C R_{VD \text{ пр}}}{R + R_{VD \text{ пр}}}.$$

Схему фіксатора довільного рівня для позитивних імпульсів наведено на рис. 13.26. Джерело опорної напруги забезпечує зміну напруги в межах $U_{\text{мін}} = 0 \dots E$. Якщо $E > U_{\text{мін}}$, що спостерігається в період дії імпульсу, діод VD замкнений і конденсатор C заряджається (струм I_1), $U_{\text{мін}} = U_{\text{мін}} + U_R$; $U_R = E - U_C$, а якщо $E < U_{\text{мін}}$ (період павзи),

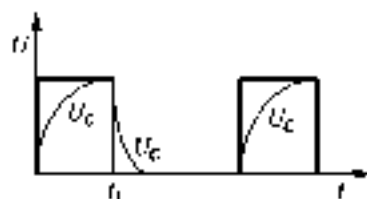


Рис. 13.21. Напряження конденсатора фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів



Рис. 13.22. Вихідна напруга фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів

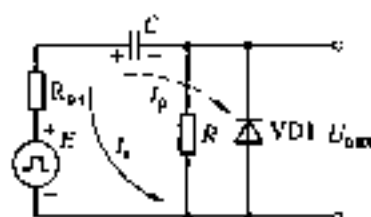


Рис. 13.23. Принципова схема фіксатора нульового рівня негативних імпульсів

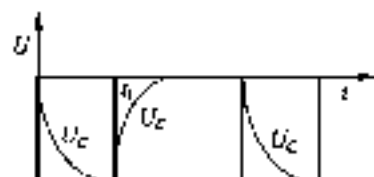


Рис. 13.24. Напруга на конденсаторі фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів

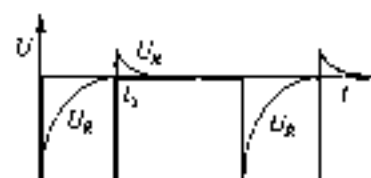


Рис. 13.25. Вихідна напруга фіксатора нульового рівня негативних імпульсів

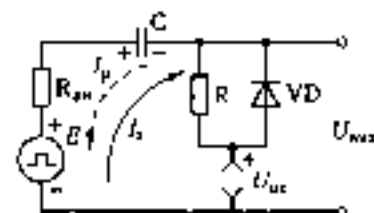


Рис. 13.26. Принципова схема фіксатора позитивних імпульсів довільного рівня

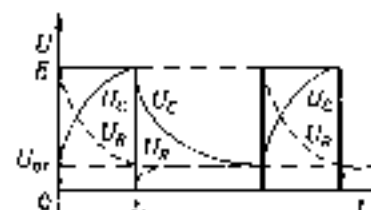


Рис. 13.27. $U_c(t)$ і $U_R(t)$ фіксатора позитивних імпульсів довільного рівня

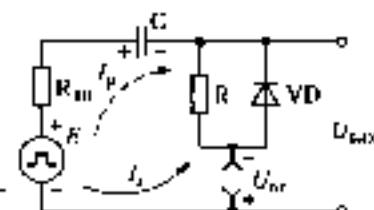


Рис. 13.28. Принципова схема фіксатора негативних імпульсів довільного рівня

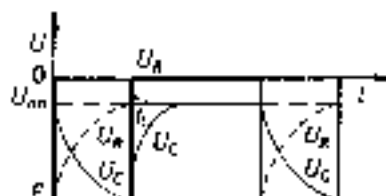


Рис. 13.29 $U_C(t)$ і $U_R(t)$ фіксатора негативних імпульсів довільного рівня

діод VD відкритий і конденсатор C розряджається (струм I_p):

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$$

Напруги U_C і U_R на виході фіксатора графічно зображено на рис. 13.27. Вихідна напруга фіксатора аналогічна напрузі, наведеній на рис. 13.22, але вона зафіксована не на нульовому рівні, а на рівні $U_{\text{вх}}$.

Схему фіксатора довільного рівня для негативних імпульсів подано на рис. 13.28.

Осцилограми, що ілюструють роботу схеми, наведено на рис. 13.29.

13.4. Інтегрувальні RC-ланки

Інтегрувальною ланкою називають чотириполюсник, сформований на виході якого пропорційний інтеграл від вхідного сигналу. У разі, якщо вхідний і вихідний сигнали виражаються в однакових одиницях (наприклад, в одиницях напруги), операцію, яку виконує інтегрувальна ланка, можна записати у вигляді співвідношення

$$U_{\text{вих}}(t) = K \int_0^t U_{\text{вх}}(t) dt,$$

де K — коефіцієнт пропорційності.

На рис. 13.30 наведено принципову схему інтегрувальної ланки. Нехай $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$, при практично відбувається за $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{вих}}$ ланки.

Інтегрувальні ланки часто застосовують для подовження імпульсів або для одержання напруги, яка змінюється за законом, близьким до лінійного.

Для інтегрувальної ланки

$$U_C = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i(t) dt,$$

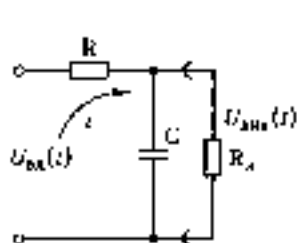


Рис. 13.10. Принципова схема інтегральної RC-ланки

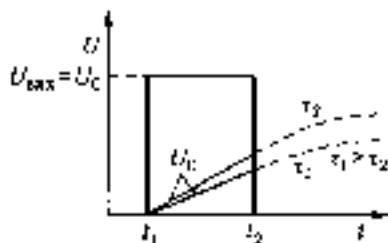


Рис. 13.11. Напряга на виході ланки (на конденсаторі) за різних τ

а значення струму в ланці

$$i(t) = \frac{U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вих}}(t)}{R}$$

Підставляючи значення струму у формулу U_C , дістанемо

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вих}}(t)}{R} dt = \frac{1}{RC} \int_0^t [U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вих}}(t)] dt.$$

Для отримання ідеальної інтегральної ланки треба, щоб виконувалася умова $U_{\text{вих}} \ll U_{\text{вх}}$, тоді запишемо

$$U_C = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}}(t) dt.$$

Для того щоб забезпечити великий коефіцієнт передачі ланки, тобто $U_{\text{вих}} \ll U_{\text{вх}}$ ($U_{\text{вих}} = U_C$), слід забезпечити умову $\tau \gg t_{\text{ім}}$ (рис. 13.31). Кут нахилу прямої на виході інтегральної ланки пропорційний амплітуді напруги імпульсу, що інтегрується, та обернено пропорційний сталій часу τ ланки.

Отже, для того щоб ланка була інтегратором, необхідне виконання таких умов:

- $U_{\text{вих}} \ll U_{\text{вх}}$
- $\tau \gg t_{\text{ім}}$.

У період дії імпульсу (t_1, t_2):

$$U_{\text{вх}} = U = \text{const}, \text{ тому } U_{\text{вих}} = \frac{1}{RC} \int_0^t U dt = \frac{U}{RC} t.$$

У момент часу t_2 напруга на виході ланки становитиме

$$U'_{\text{вих}}(t_2) = \frac{U}{RC} t_{\text{ин}}.$$

Похибки інтегральної ланки. На рис. 13.32 подано вхідну напругу інтегрованої RC ланки, де 1 — реальна напруга інтегрованої ланки $U_{\text{вих}} = U_C$; 2 — напруга на виході ідеального інтегратора. Якщо $\tau \gg t_{\text{ин}}$, ланка працює практично без похибки.

Визначимо максимальні похибки, що мають напруженні імпульсу:

$$\Delta_{\text{max}} = \left. \frac{dU_C}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{dU_C}{dt} \right|_{t=t_{\text{ин}}}; \quad \delta_{\text{max}} = \frac{\Delta_{\text{max}}}{\left. \frac{dU_C}{dt} \right|_{t=0}},$$

де Δ_{max} і δ_{max} — відповідно максимальні значення абсолютної та відносної похибок.

Значення похибки за $t = t_{\text{ин}}$ становить:

$$\delta_{t=t_{\text{ин}}} = \frac{\left. \frac{dU_C}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{dU_C}{dt} \right|_{t=t_{\text{ин}}}}{\left. \frac{dU_C}{dt} \right|_{t=0}}.$$

Можна зробити оцінку похибки в іншому вигляді. Визначимо вихідні напруги для реального ($U_{\text{вих}}$) та ідеального ($U'_{\text{вих}}$) інтеграторів.

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{RC} \int_0^t (U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}}) dt;$$

$$U'_{\text{вих}} = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}} dt.$$

Тоді $\Delta = U'_{\text{вих}} - U_{\text{вих}} = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вих}}(t) dt$

Підставивши значення $U_{\text{вих}}(t)$, виражене через $U'_{\text{вих}}(t)$, одержимо: $\Delta = \frac{1}{RC} \int_0^t \frac{1}{RC} \int_0^t U'_{\text{вих}}(x) dx dt = \frac{1}{\tau^2} \int_0^t \int_0^t U'_{\text{вих}}(x) dx dt$. Спростивши вираз, за вищезазначених умови $\tau \gg t_{\text{ин}}$, одержимо орієн-



Рис. 13.32. Оцінка похибки

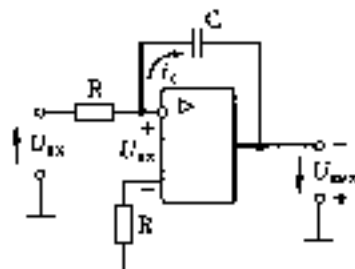


Рис. 13.33. Принципова схема інтегральної RC-ланки із застосуванням ОП

товне значення відносної похибки інтегральної ланки: $\delta = t_{из} / \tau$. Якщо $\tau = 10 t_{из}$, то $\delta = 10\%$.

Переділки інтегральних RC ланок

- якщо значення $t_{из}$ велике (сотні мілісекунд — секунди і більше), то виникає потреба підтримки великих сталих часу (десятки секунд), що неприйнятно для ланки;

- у разі великих значень параметрів C і R ланки утруднюється його узгодження з опором навантаження, що збільшує похибку ланки.

У таких випадках доцільно застосовувати інтегратор на операційних підсилювачах (ОП), схему якого наведено на рис. 13.33.

Для цієї схеми, позначив вхідним струмом ОП згідно з першим законом Кірхгофа, для входу підсилювача з інвертуванням одержимо:

$$\frac{U_{вх}}{R} = \frac{U_{сх}}{1/j\omega C},$$

перейшовши до операторної форми ($j\omega \rightarrow p$), маємо

$$\frac{U_{сх}}{R} = U_{вх} pC, \text{ тоді } U_{сх} = \frac{1}{RC} \frac{U_{вх}}{p},$$

звідки

$$U_{сх} = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{вх}(t) dt + U(0),$$

де $U(0)$ — початкові умови.

Початкові умови на виході підсилювача можна задавати за допомогою схеми установки нуля ОП, а змінювати сталу часу інтегрування – перемиканням значення конденсатора C .

Контрольні запитання

1. Намалуйте RC-ланку і зазначте умови, за яких вона буде такою, що диференціює?
2. За яких умов RC-ланка буде розділювальною?
3. У чому відмінність формул вихідної напруги реальної ланки, що диференціює, від ідеальної?
4. Призначення фіксованих рівнів у ланках, що диференціюють. В яких напругах відзначають дивні поведінки джерела опорної напруги у фіксоваторах і чому?
5. Назвіть основні джерела похибок в інтегрувальних ланках, напішіть формули для їх визначення.
6. Назвіть переваги інтеграторів на ОНПС.

14.1. Обмежувачі на діодах послідовного і паралельного типів

Прямокутні імпульси можна сформувати за допомогою генератора синусоїдальних коливань та обмежувача (рис. 14.1).

Розрізняють обмежувачі *зверху*, *знизу* та *двосторонні*. Амплітудні характеристики обмежувачів та осцилограми, що ілюструють їхню роботу, наведені на рис. 14.2, 14.3 і 14.4.

Послідовні обмежувачі на діодах. Принципову схему послідовного обмежувача знизу на нульовому рівні подано на рис. 14.5 разом з осцилограмою, що ілюструє його роботу. Опір навантаження має бути набагато більший за опір обмежувача $R(R_n \gg R)$, а внутрішній опір джерела синусоїдального сигналу $R_{\text{вн}} \ll R$. Для забезпечення протікання струму в інтервалі від 0 до π $U_{\text{вх.н}} \gg U_{\text{д.пр}}$, де $U_{\text{д.пр}}$ – напруга на діоді, взятій до діода в провідному напрямі, має становити 0,3...0,6 В.

Схема обмежувача *зверху* на нульовому рівні та осцилограми його роботи мають вигляд, наведений на рис. 14.6. Для забезпечення нормальної роботи схеми необхідне виконання тих самих умов: $R_n \gg R$, $R_{\text{вн}} \ll R$, $U_{\text{вх.н}} \gg U_{\text{д.пр}}$.

Для того щоб схеми обмежувачів були універсальними, вони мають забезпечувати обмеження на довільному рівні. Схему обмежувача *зверху* на довільному рівні подано на рис. 14.7. Полярність джерела ЕРС $U_{\text{ан}}$ вибирають так, щоб діод VD був відкритий за $E_{\text{вх}} = 0$; $U_{\text{ан}}$ може змінюватися в межах $U_{\text{ан}} = 0 - E_{\text{вх.мах}}$. Оскільки $R_{\text{вн}}$ і $R_{\text{VD.пр}}$ набагато менші за величини резистора R , можна припустити, що $R_{\text{вн}} \rightarrow 0$; $R_{\text{VD.пр}} \rightarrow 0$.

У разі виконання умови $E_{\text{вх}} \leq U_{\text{ан}}$ діод VD відкритий, а у разі виконання зроблених припущень $U_{\text{вх}} = E_{\text{вх}}$. Якщо $E_{\text{вх}} > U_{\text{ан}}$, то діод VD закритий: струм у контурі (і через резистор R) дорівнює нулю, отже, $U_{\text{вх}} = U_{\text{ан}}$ (інтервал часу $\omega t_1 \dots \omega t_2$). В інтервалі часу від 0 до ωt_1 , коли $E_{\text{вх}} = 0$, то і $U_{\text{вх}} = 0$. Схему обмежувача *знизу* на довільному рівні на

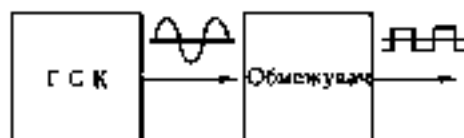


Рис. 14.1. Структурна схема формувача прямокутних імпульсів

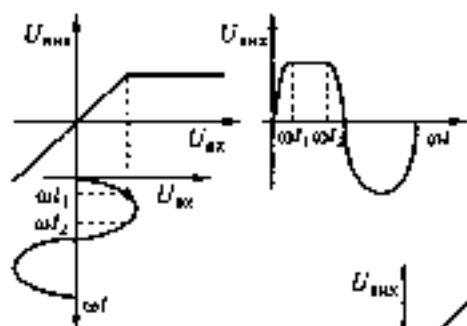


Рис. 14.2. Амплітудна характеристика та осцилограми обмежувача зверху

Рис. 14.3. Амплітудна характеристика та осцилограми обмежувача знизу

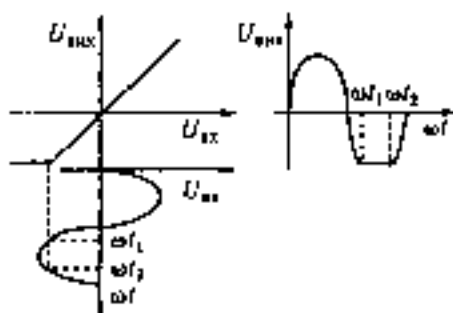


Рис. 14.4. Амплітудна характеристика та осцилограми двостороннього обмежувача

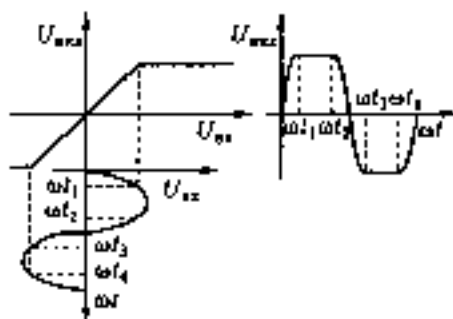


Рис. 14.5. Схема простішого обмежувача на діодах та його осцилограми на виході

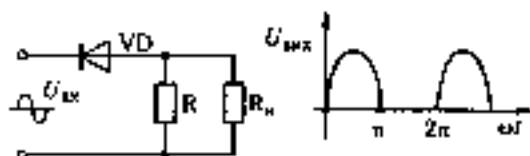


Рис. 14.6. Схема обмежувача зверху на нульовому рівні та його осцилограми на виході

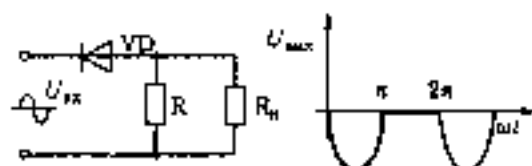


Рис. 14.7. Схема обмежувача додатного рівня зверху та його осцилограми на виході

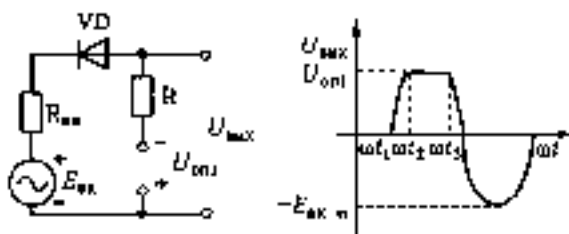


Рис. 14.8. Схема обмежувача знизу на довільному рівні та його осцилограми на виході

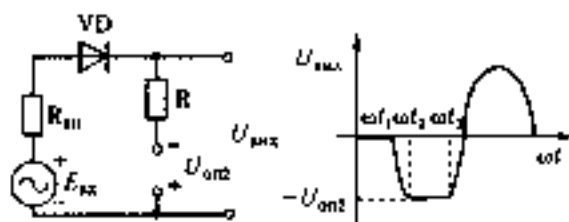
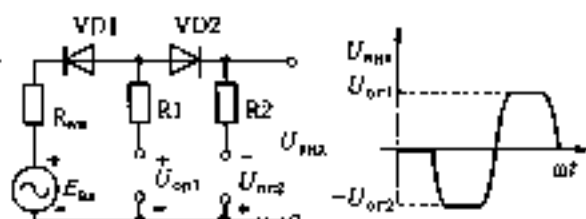


Рис. 14.9. Схема обмежувача зверху і знизу на довільних рівнях та його осцилограми на виході



ведено на рис. 14.8. Робота схеми, осцилограма та припущення аналогічні розглянутим вище.

Схема обмежувача рівня *зверху і знизу* на довільних рівнях — це комбінація двох розглянутих схем, виключає цих послідовно (рис. 14.9). Обмеження, робота та осцилограми такого обмежувача аналогічні.

Для подолання послідовних обмежувачів на входах належать:

- обмежувачі потребують ідеальних джерел ЕРС вхідного сигналу $R_{вх} \rightarrow 0$;
- схеми слабкі й мають коефіцієнт передачі $K < 1$;

• величина ЕРС $E_{вх}$ має бути великою (десятки вольтів), тобто виконуватися умова $E_{вх} \gg U_{д пр}$.

Паралельні обмежувачі на діодах. Основним недоліком послідовних обмежувачів на діодах є потреба у низькому внутрішньому опорі ЕРС джерела сигналу. Для ліквідації цього недоліку розроблено паралельні обмежувачі на діодах. Такі схеми обмежувачів не потребують дуже низького вихідного опору джерела ЕРС. Опір навантаження також, як і в послідовних обмежувачів, має бути $R_n \gg R$.

Схема обмежувача на діодах зверху, приблизно на нульовому рівні, й осцилограми, що ілюструють його роботу, наведені на рис. 14.10. Припустивши, що $R_n \gg R$ і $E_{вх} \gg U_{д пр}$, опишемо схему системою рівнянь (14.1, 14.2):

$$E_{вх} = IR + U_{VDi} \quad (14.1)$$

$$U_{VD} = \varphi(I). \quad (14.2)$$

Рівняння (14.1) — навантажувальна пряма 1, (14.2) — вольт-амперна характеристика діода 2. Побудувавши навантажувальну пряму за точками ХХ і КЗ ($I \sim 0$, $U_d = E_{вх}$, $U_d = 0$, $I_{кз} = E_{вх} / R$), побудуємо осцилограму $U_d(\omega t) = U_{вих}$ за синусоїдальної вхідної ЕРС $E_{вх}$. Тоді одержимо обмеження зверху на рівні $U_{д пр} \approx 0,3 \dots 0,6$ В.

Паралельний обмежувач на діодах знизу на приблизно нульовому рівні з осцилограмами зображено на рис. 14.11.

Обмежувачі зверху і знизу на довільних рівнях відповідно наведені на рис. 14.12 і 14.13. Полярність джерела $U_{вн}$

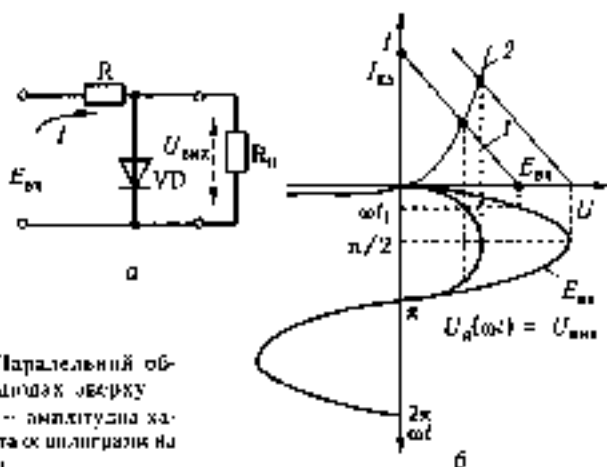


Рис. 14.10. Паралельний обмежувач на діодах зверху
а — схема б — амплітудна характеристика та осцилограма на вході й виході

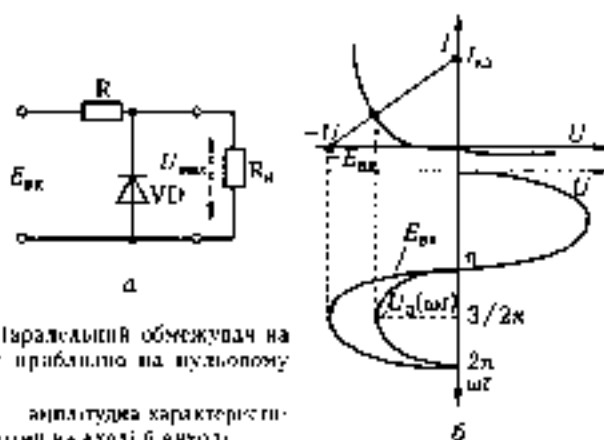


Рис. 14.11. Паралельний обмежувач на діодах змичу приблизно на нульовому рівні
а — схема; б — амплітудна характеристика та осцилограми на вході й виході

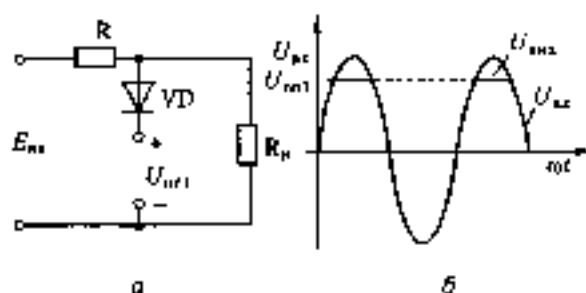


Рис. 14.12. Паралельний обмежувач на діодах змичу на довільному рівні
а — схема; б — амплітудна характеристика та осцилограми на вході й виході

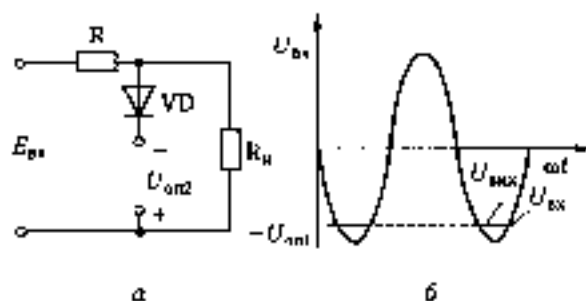


Рис. 14.13. Паралельний обмежувач на діодах змичу на довільному рівні
а — схема; б — амплітудна характеристика та осцилограми на вході й виході

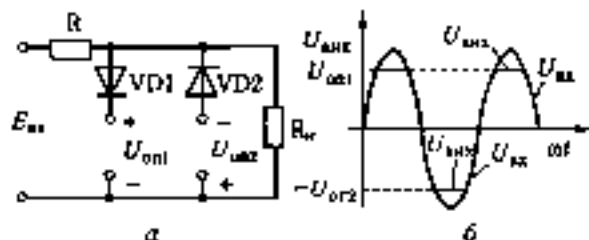


Рис. 14.14 Двосторонній обмежувач на діодах за довільних рівнянь: а — схема; б — амплітудні характеристики та осцилограми на вході й виході

вибирають так, щоб діоди VD були закриті, якщо $E_{вх} = 0$. Схему двостороннього обмежувача на діодівних рівняннях надали на рис.14.14.

Висновки. Паралельні обмежувачі на діодах не критичні до $R_{н}$, джерела вхідного сигналу, однак мають недоліки послідовних обмежувачів на діодах — низький коефіцієнт передачі, потребують великих вхідних сигналів 10...30 В та буферного каскаду для узгодження з $R_{н}$.

Для ліквідації загальних недоліків обмежувачів на діодах розроблено транзисторні підсилювачі-обмежувачі, в яких значно нижчі вхідні сигнали (сотні милівольтів), відносно високій вхідній і низькій вихідній опорі та краща форма вихідної напруги (коефіцієнт наближення до прямокутної).

14.2. Лінійні моделі транзисторів у режимі великого сигналу

В імпульсному режимі, що є характерним для цифрових пристроїв, транзистор працює в режимі великого сигналу. На відміну від режиму малого сигналу, де відхилення від робочої точки за інстійтним струмом становить 20...30 %, у режимі великого сигналу транзистор переходить із зони відсікання через активну область у режимі насичення, і навпаки. Як правило, в імпульсній техніці транзистор працює у двох протилежних режимах — у режимі відсікання (транзистор замкнений) і в режимі насичення (транзистор відкритий і насичений). Коефіцієнт передачі транзистора у цих режимах менший від одиниці, тобто він не має підсилювальних властивостей.

Крім того, під час перемикання з одного режиму на інший і випадки транзистор перебуває в активному режимі, тривалість перемикання становить однієї мікросекунди. У перехідному (активному) режимі коефіцієнт передачі транзистора набагато більший від одиниці, а в режимі великого сигналу характеристики транзистора нелінійні й принципі накладення не застосовується.

Для аналізу схем із транзисторами, що працюють у режимах великого сигналу, застосовують методи аналізу нелінійних схем:

- метод апроксимації нелінійних ВАХ транзистора кількома кривими. Метод точний, однак складний і трудомісткий;
- метод, що ґрунтується на рядах та інтегралах Фур'є (розкладання на гармонійні складові), однак він також трудомісткий і складний;
- метод апроксимації нелінійних ВАХ кусково-лінійними функціями. Він простіший, однак похибка апроксимації становить 10—15 %.

Розглянемо метод апроксимації нелінійної ВАХ *кусково-лінійними функціями*, який в інженерній практиці набув значного поширення. Суть методу полягає в тому, що для окремих областей (відсікання, насичення, перехідна зона) проводять апроксимацію нелінійних ВАХ кусково-лінійними функціями. У кожній області, з урахуванням апроксимуючих функцій, ВАХ полягають рядом Тейлора. На основі обговореної лінійної апроксимації всіма похідними, починаючи з другої, можна знехтувати (ряд обмежується двома додшками $a + bx$), а постійну складову треба враховувати.

На підставі отриманих рівнянь для кожної з областей, враховуючи постійні складові, синтезують електричну модель транзистора. При цьому моделі виходять лінійними для всіх трьох областей, але вони різні. Моделі транзисторів застосовують у системі h -параметрів.

Розглянемо апроксимацію вхідних і вихідних характеристик біполярного транзистора (схема з СЕ) і польового транзистора (з індукованим каналом). На рис. 14.15 подано вихідні характеристики біполярного транзистора. Зона відсікання I знаходиться між характеристиками $I_B = 0$ і $I_B = -I_{KB}$ з відновідними значеннями струмів колектора $I_{K\text{нас}}$ і I_{KB} . Область насичення 3 відповідає мінімальним значенням напруги U_{KE} . Опір транзистора в режимі насичення $R_{KE\text{нас}}$ визначається тангенсом кута нахилу лінії 3 , тобто $\text{tg}\beta$. Між лініями знаходиться область активного режиму 2 . На вхідних характеристиках транзистора (рис. 14.16) зазначені також ці три основні області.

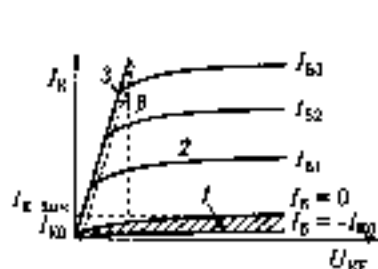


Рис. 14.15. Вихідні характеристики біполярного транзистора

1 — область відсікання; 2 — робоча область; 3 — область насичення

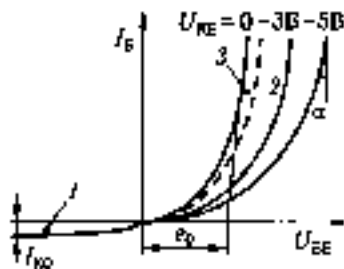


Рис. 14.16. Вихідні характеристики біполярного транзистора

1 — область відсікання; 2 — робоча область; 3 — область насичення

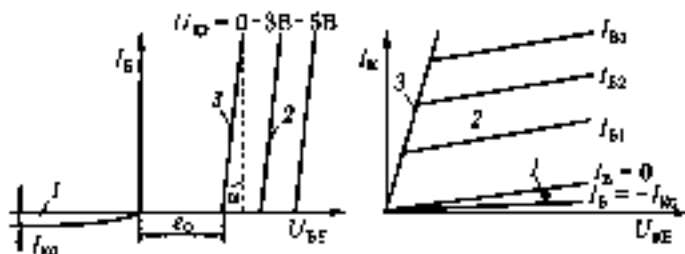


Рис. 14.17. Апроксимовані вхідних і вихідних характеристик біполярного транзистора

1 — область відсікання; 2 — робоча область; 3 — область насичення

Линійну апроксимацію вхідних і вихідних характеристик біполярного транзистора із зазначеними характерними областями наведено на рис. 14.17.

Характеристики польового транзистора з індуктованим каналом аналогічно розглянутим, і їхня апроксимація для трьох областей (рис. 14.18) також аналогічна.

Установимо значення струмів колектора для транзисторів, що знаходяться в області відсікання. Для схеми зі спільною базою за $I_E = 0$ між базою і колектором протікає зворотний (тепловий) струм величиною I_{K0} (рис. 14.19, а). Для схеми зі спільним емітером для забезпечення $I_E = 0$ необхідно через перехід емітер—база пропускати струм I_{K0} (рис. 14.19, б). При цьому струм колектора буде $I_{K\text{нас}} = I_{K0} \beta_{21\Gamma}$, тобто в $\beta_{21\Gamma}$ разів більшим, ніж для схеми зі спільною базою. Зменшити струм $I_{K\text{нас}}$ до величини I_{K0} можна після зливання

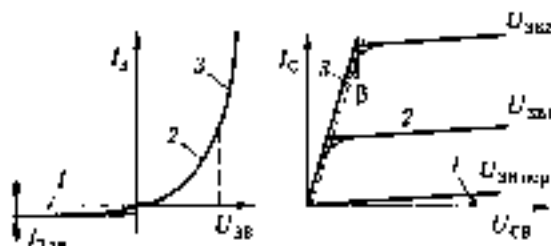


Рис. 14.18. Прогідні та вихідні характеристики польового транзистора з індукованим каналом

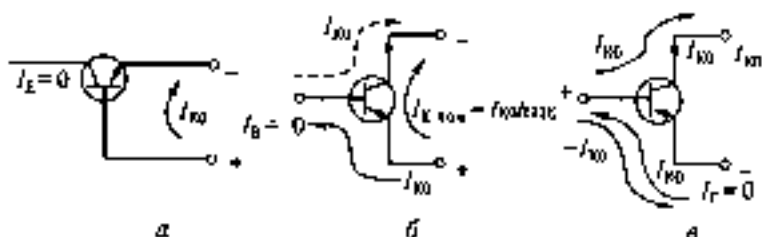


Рис. 14.19. Струми колекторів в області відсікання

транзистора позитивним потенціалом на базу, пропускаючи струм із бази на емітер величиною I_{K0} , внаслідок чого $I_E = 0$, а $I_K = I_{K0}$ (рис. 14.19, а).

Для розглянутих вище трьох областей подано характеристики транзистора електричною моделлю в системі h -параметрів:

$$\begin{aligned} U_1 &= \psi(I_1, U_2); \\ I_2 &= \phi(I_1, U_2); \end{aligned} \quad \text{або} \quad \begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = (h) \begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix}.$$

Ці рівняння мають враховувати постійні складові. Після перетворення одержимо:

$$U_1 = h_{11E} I_1 + h_{12E} U_2 + e_0, \quad (14.3)$$

$$I_2 = h_{21E} I_1 + h_{22E} U_2 + I_{K\text{пер}}. \quad (14.4)$$

Синтезуємо електричну модель транзистора з урахуванням другого (14.3) і першого (14.4) законів Кірхгофа (рис. 14.20).

Ця модель справедлива для області активного режиму 2.

Рис. 14.20. Електрична модель транзистора для активної області 2

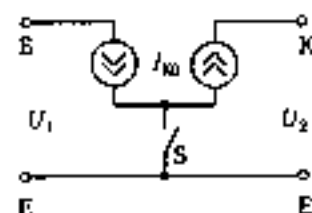
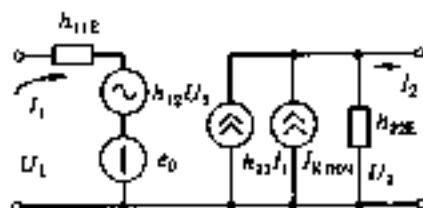


Рис. 14.21. Електрична модель транзистора для області відсікання 1

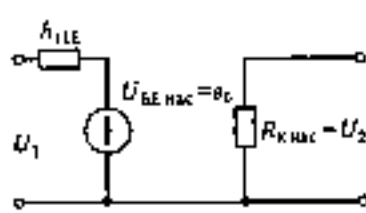


Рис. 14.22. Електрична модель транзистора в області насичення 3

Модель транзистора в області відсікання ($I_E = 0$), що забезпечується подачею позитивного потенціалу на базу щодо емітера (спільної шини), має вигляд, поданий на рис. 14.21.

Для області насичення 3 модель транзистора подана на рис. 14.22, де $U_{BE \text{ нас}}$ визначається за апроксимації вхідної характеристики. При цьому $U_{BE \text{ нас}} = 0,2 \dots 0,5 \text{ В}$, $h_{11E} = r_g \alpha$ (див. рис. 14.17), $R_{K \text{ нас}} = r_g \beta$ (див. рис. 14.15).

Отже, модель транзистора в активній області відноśnie лінійній моделі транзистора в підсилювальному режимі, доповнений постійними складовими e_0 і $I_{K \text{ поч}}$. Модель транзистора в області відсікання — це розрив емітера щодо базово-колекторного проміжку, через який протікає струм I_{K0} . Для цього режиму треба подати на базу транзистора позитивний потенціал щодо емітера.

Модель транзистора в режимі насичення — це практично замкнені електроди — база, колектор і емітер, тому що $R_{K \text{ нас}} \approx 1 \dots 10 \text{ Ом}$; $U_{BE} = 0,2 \dots 0,5 \text{ В}$, $h_{11E} = 10 \dots 100 \text{ Ом}$. Для забезпечення режиму насичення транзистора слід подати струм на базу, який перевищує струм бази насичення.

14.3. Розрахунки транзисторних ключів

Розглянемо методику розрахунку ключа в режимі насичення. Принципову схему ключа наведено на рис. 14.23. Для насичення ключа необхідні певні вхідні імпульси визначеної амплітуди. У результаті розрахунків треба знайти: тип транзистора, E_K , R_K , R_B (E_{in}). Для позитивних вхідних імпульсів використовують транзистори типу $n-p-n$, схема ключа аналогічна.

Розрахунок схеми за постійним струмом традиційний, однак треба враховувати вхідну характеристику транзистора в режимі насичення 2 ($U_{KE} \sim 0$):

$$E_K = U_{KE \text{ нас}} + I_K \cdot R_K; \quad (14.5)$$

$$U_{KE \text{ нас}} = I_K R_{K \text{ нас}}. \quad (14.6)$$

Навантажувальну лінію I будемо за двома точками (ХХ і КЗ) (рис. 14.24).

$$\text{точка ХХ: } I_K = 0; U_{KE} = E_K.$$

$$\text{точка КЗ: } U_{KE} = 0; I_{KЗ} = E_K / R_K$$

Перетинання навантажувальної прямої I з лінією насичення 2 – точка А, що визначає режим насичення і його параметри $I_{K \text{ нас}}$, $U_{KE \text{ нас}}$ і $I_{B \text{ нас}}$. У даному випадку це $I_{KЗ}$ (рис. 14.24). Під час проектування ключа струм колектора в режимі насичення, як правило, заданий, що визначає вибір типу транзистора за припустимим струмом і положенням

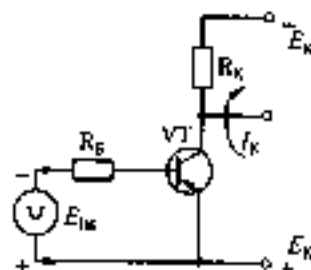


Рис. 14.23 Транзисторний ключ у режимі насичення

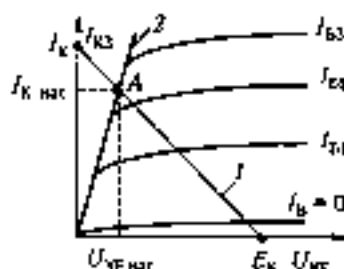


Рис. 14.24 Розрахунок ключа за постійним струмом

точки А (отже, і струму $I_{КЗ}$). За значенням цього струму розраховується резистор $R_K \{R_K = E_K / I_{КЗ}\}$.

Для розрахунку резистора R_B скористаємося вхідною характеристикою транзистора в режимі насичення ($U_{КЕ} \approx 0$). Струм бази, зумовлений $E_{ин}$ і резистором R_B має бути: $I_B \geq I_{БЗ}$. Установимо положення точки А на вхідній характеристиці за значенням струму бази в точці А на вихідних характеристиках $I_{БЗ}$ (рис. 14.25). Якщо $E_{ин}$ задане, то навантажувальна лінія до вхідних характеристик має перейти з точки ХХ ($E_{ин}$) через точку А і визначити значення струму КЗ ($I_{БКЗ}$). Оскільки струм $I_{БКЗ} = E_{ин} / R_B$, то звідси можна визначити значення резистора $R_B \{R_B = E_{ин} / I_{БКЗ}\}$.

Якщо значення $E_{ин}$ надто велике (більше за 3...5 В), то побудова навантажувальної лінії є незручною. У цьому випадку замінимо систему рівнянь для точки А, з якої без побудови навантажувальної лінії можна визначити значення резистора R_B :

$$E_K = I_{Б А} R_B + U_{БЕ А}; \quad (14.7)$$

$$U_{БЕ А} = f(I_{Б}; U_{КЕ}); \quad (14.8)$$

$$R_B = \frac{E_{ин} - U_{БЕ А}}{I_{Б А}}.$$

Для прискорення процесу насичення ключа введемо поняття коефіцієнта насичення. Коефіцієнт насичення $S = I_{Б} / I_{Б нас}$. $I_{Б нас} = I_{Б А}$. Рекомендовані значення коефіцієнта $S \approx 1,5 \dots 2$, тому що зі збільшенням S зменшується тривалість змикання ключа, однак при цьому збільшується тривалість відмикання.

Найпростіший розрахунок ключа: $I_{К нас}$ — координата точки А і ЕК, що задана споживачем, наприклад $I_{К нас} = 0,1$ А; $E_K = 10$ В.

Пріпміємо, що $I_{КЗ} \approx I_{К нас}$ або $R_K = \frac{E_K}{I_{К нас}} = \frac{10}{0,1} = 100$ Ом, і тоді, з урахуванням середнього коефіцієнта підсилення транзистора за струмом $\beta_{21Б} \approx 50$, розрахуємо струм бази насичення.

$$I_{Б нас} = \frac{I_{К нас}}{\beta_{21Б}} = \frac{0,1}{50} \approx 2 \text{ мА}.$$

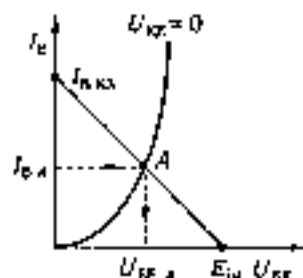


Рис. 14.25. Визначення положення робочої точки на вихідних характеристиках

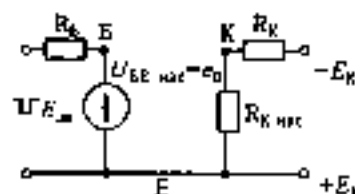


Рис. 14.26. Повна модель ключа для області насичення для $I_B \geq I_{B\text{нас}}$

Приймемо $S = 2$, тоді $I_B = S I_{B\text{нас}} = 4 \text{ мА}$ і розрахуємо R_B за заданого значення амплітуди імпульсу. Наприклад, за $E_{\text{ім}} = 5 \text{ В}$, $U_{BE_A} = 0,4 \text{ В}$ одержимо

$$R_B = \frac{E_{\text{ім}} - U_{BE_A}}{I_{B_A}} = \frac{5 - 0,4}{4 \cdot 10^{-3}} = 1,1 \text{ кОм}.$$

Орієнтовні вимоги до транзистора:

$$U_{KE_нкл} = 15 \dots 20 \text{ В}; I_{K_max} = 150 \dots 200 \text{ мА}; h_{21Б} = 50.$$

Повну модель ключа для області насичення зображено на рис. 14.26. При цьому $R_{K_нас} \ll R_K$, що забезпечує $U_{KE_нас} = 0$.

Спрощену модель ключа показано на рис. 14.27. У такому варіанті можна вважати, що затискачі транзистора К, Е і Б мають однаковий потенціал.

Розрахунок ключа в режимі відсікання. Схему ключа з фрагменту розрахунку за постійним струмом наведено на рис. 14.28.

На вхід схеми надходять позитивні імпульси, що замикають транзистор. Робоча точка A_1 для повного замикання транзистора має розташовуватися на найвищій характеристичній ($I_B = I_{K0}$). При цьому $U_{KE_відс} = -E_K$. Розрахунок режиму за постійним струмом аналогічний. Модель ключа в режимі відсікання наведено на рис. 14.29.

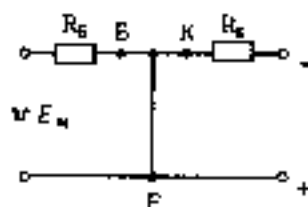


Рис. 14.27. Спрощена модель ключа за $I_B \geq I_{B\text{нас}}$

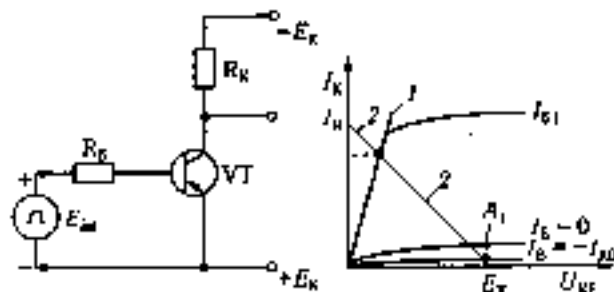


Рис. 14.26. Схема ключа в режимі відсікання та елементи розрахунку за постійним струмом

Розрахуємо амплітуду імпульсів (E_{im}), що надходять на вхід ключа і забезпечують замирання транзистора (точка A_1).

Загальновідомий опис вхідної характеристики транзистора

$$I_B = I_{B_{нас}} \left(e^{\frac{-U_{BE}}{\phi_T}} - 1 \right),$$

де $I_{B_{нас}}$ — значення струму бази під час зворотного включення вхідного переходу транзистора, у режимі відсікання $I_{B_{нас}} = -I_{K0}$; ϕ_T — тепловий потенціал (25 мВ за нормальних умов, $T = 293$ К).

Тоді

$$I_B = I_{K0} \left(e^{\frac{-U_{BE}}{\phi_T}} - 1 \right).$$

Якщо $e^{\frac{-U_{BE}}{\phi_T}} \ll 1$, то $I_B = -I_{K0}$, що забезпечує роботу транзисторного ключа в точці A_1 . Для забезпечення $e^{\frac{-U_{BE}}{\phi_T}} \ll 1$ треба, щоб $U_{BE} \approx 10\phi_T \approx 250$ мВ.

Знайдемо амплітуду вхідних імпульсів

$$E_{im} = U_{BE_{нас\ max}} + I_{K0} \cdot R_B.$$

Рис. 14.29. Модель ключа в режимі відсікання

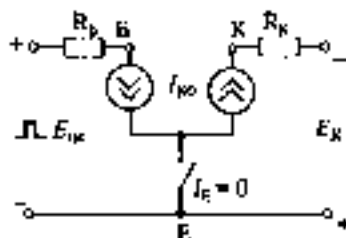
Значення напруги $I_{K0}R_E$ досягає близько десятків мілівольт, тому із запасом $E_{in} \approx (0,3 \dots 0,5) \text{ В}$. Спрощена модель ключа — це розімкнений колектор і емітер за напруги на базі $0,3 \dots 0,5 \text{ В}$.

Висновки. Транзисторний ключ перебуває у двох режимах — відсікання і насичення.

1. Ключ у режимі насичення. Його спрощена модель — К і Е замкнені. При цьому $I_B = I_{B \text{ нас.}}$.

2. Ключ у режимі відсікання. Його модель К і Е розімкнені, для цього на базу слід подавати замкальову напругу амплітудою $0,3 \dots 0,5 \text{ В}$.

3. Перевага транзисторних ключів: керування великими струмами I_K (напругами U_K) за допомогою малих струмів бази. Отже, безконтактний ключ КЕ заміняє лямпи іскри під час виникання



14.4. Транзисторний підсилювач-обмежувач

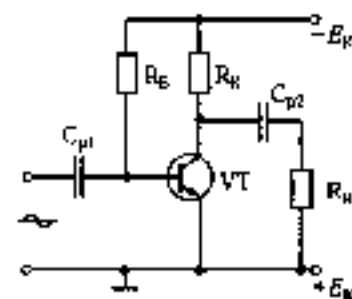
Принципову схему підсилювача-обмежувача наведено на рис. 14.30. Підсилювач-обмежувач — це транзисторний ключ, який з активного режиму перемикається на режим відсікання і насичення, обмежуючи сигнал знизу та зверху (двосторонній обмежувач, режим роботи за постійним струмом у точці С; рис. 14.31, а).

Для обмежувача зверху робочу точку вибирають у режимі насичення (точка А), знизу — у режимі відсікання (точка В) (рис. 14.31, б, в).

Переваги транзисторного підсилювача-обмежувача:

- коефіцієнт передачі за напругою $K_U \gg 1$, що потребує відносно малих вхідних сигналів (сотні мілівольт);

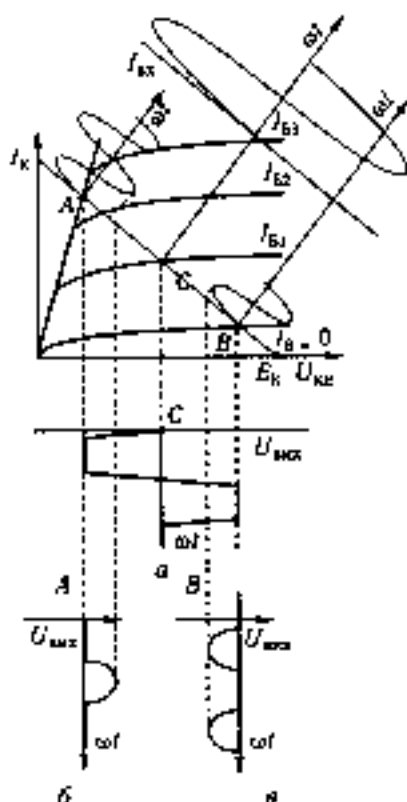
Рис. 14.30. Транзисторний підсилювач-обмежувач



- низький вихідний опір, що забезпечує узгодження обмежувача з навантаженням;
- високий прямокутний коефіцієнт вихідного сигналу;
- відносно великий вхідний опір.

14.5. Динамічні характеристики транзисторних ключів

Для неспотвореної передачі інформації транзисторними ключами необхідно, щоб усі гармоніки спектра прямокутних імпульсів або імпульсної послідовності підсилювалися з однаковим коефіцієнтом підсилення, а початкові фазові зсуви між гармоніками не змінювалися. Це забезпечується рівномірною амплитудно-частотною характеристикою (АЧХ) у робочому діапазоні частот і лінійною зростаючою фазово-частотною характеристикою (ФЧХ).



Створення частотних характеристик зумовлюються реактивними елементами схеми (знизу впливає C_p , зверху — $C_{пз}$). Крім того, в області верхніх частот відбувається вплив інерційних властивостей самого транзистора. Ці властивості оцінюються його сталою часу τ . Стала часу визначає граничну частоту підсилення транзистора $f_{гп}$. Гранична частота підсилення залежить від схеми змикання транзистора:

$$f_{гп\text{ СЕ}} \ll f_{гп\text{ СБ}} \\ (\text{у } h_{21} \text{ разів}).$$

Сталі часу транзистора, зв'язаного за схемою з СЕ і СБ, визначаються та-

Рис. 14.31. Обмеження амплитуди

α — двостороннє, δ — зверху, β — знизу

кихи варіантами.

$$\tau_B = \frac{1}{2\pi f_{TP} CE}; \quad \tau_\alpha = \frac{1}{2\pi f_{TP} CB}.$$

Співвідношення між сталими часу транзистора: $\tau_\alpha \ll \tau_B$ ($\beta = h_{21E}$ разів), що зумовлює крайню частотні властивості схеми з СБ. Якщо на вхід ключа подати ідеальні прямокутні імпульси, то вихідні імпульси будуть спотворені навіть за відсутності $C_{\pi\Sigma}$. Ці спотворення зумовлюються інерційними властивостями транзистора.

Розглянемо спотворення імпульсів транзисторним ключем, схему якого наведено на рис. 14.32. Джерело вхідних імпульсів забезпечує ідеальну прямокутну форму. Осцилограми, що ілюструють роботу ключа, подано на рис. 14.33, а вхідну імпульсну послідовність $E(t)$ — на рис. 14.33, в. В інтервалі $0 \dots t_1$ спостерігається позитивна амплітуда імпульсу $(+E)$, величина якої перевищує $0,3 \dots 0,5$ В, що забезпечує режим відсікання (запирання) транзистора. При цьому струм бази $I_B = -I_{KB}$ (див. рис. 14.33, б), струм колектора $I_K = I_{KO}$ (див. рис. 14.33, в) і напруга колектор — емітер $U_{KE} = -E_K$ (див. рис. 14.33, г).

У момент часу t_1 $U_{вх}$ перемикається на $-E$. Негативна напруга відкриває транзистор, і через перехід емітер — база протікає струм $I_B = E/R_B$, який має перевести транзистор у режим насичення $I_B \geq I_{B\text{нас}}$. Унаслідок малої ємності C_{BE} та дії шунтування відкритого переходу емітер — база з малим опором струм (який змінюється за законом вхідної ЕРС E (див. рис. 14.33, в)). За рахунок сталої часу τ_B (схема з СБ) транзистора, струм колектора зростатиме за експоненціальним законом від початкового значення I_{K0} (момент t_1) до деякого установивеного значення $I_{K\text{уст}} = I_B h_{21E}$.

Слід зазначити, що так би відбувалося, якби транзистор увесь час працював в активній зоні, але через деякий час він переходить у режим насичення, і струм колектора, досягнувши значення $I_{K\text{нас}}$ (див. рис. 14.33, в), більше не зростатиме.

Напруга на виході ключа U_{KE} , починаючи з моменту t_1 , буде змінюватися від $-E_K + I_{K0}R_K = -E_K$ до $U_{KE\text{нас}}$ повторюючи закон зміни струму I_K , тому що $U_{KE} = -E_K + I_K R_K$. При цьому тривалість ви-

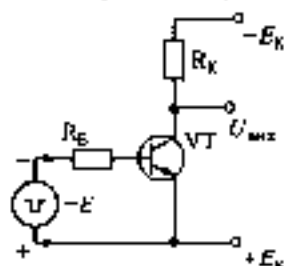
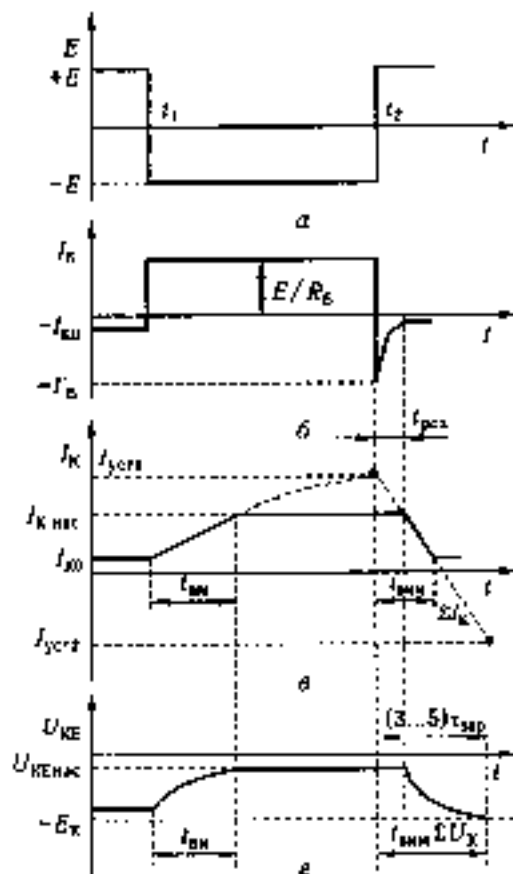


Рис. 14.32 Транзисторний ключ

Рис. 14.33. Осцилограми роботи транзисторного ключа



микання транзистора — це час, за який транзистор переходить з режиму відсікання у режим насичення, однаково як для струму $I_{\text{к}}$, так і напруги $U_{\text{кэ}}$ (див. рис. 14.33, г). Для зменшення часу виникання збільшують коефіцієнт насичення β , що збільшує $I_{\text{б}}$, отже, $I_{\text{кнас}}$. Однак на збільшення коефіцієнта β є обмеження.

Розрахуємо тривалість виникання транзистора $t_{\text{вн}}$.

Поточне значення струму колектора визначають із виразу

$$I_{\text{к}} = I_{\text{кнас}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{кр}}}} \right),$$

де $\tau_{\text{кр}}$ — стала часу транзистора з СЕ;

$$I_{\text{уст}} = I_{\text{уст1}}.$$

$$I_K = I_{\text{уст1}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_B}} \right).$$

де $I_{\text{уст1}} = h_{21E} I_B$.

Підставивши значення $I_{\text{уст}}$, отримаємо:

$$I_K = h_{21E} I_B \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_B}} \right).$$

За час $t = t_{\text{нас}}$ струм колектора досягає значення $I_{K \text{ нас}}$.

Після підстановки $t = t_{\text{нас}}$; $I_K = I_{K \text{ нас}}$ одержимо:

$$I_{K \text{ нас}} = h_{21E} I_B \left(1 - e^{-\frac{t_{\text{нас}}}{\tau_B}} \right).$$

З урахуванням того, що $I_{K \text{ нас}} = I_{B \text{ нас}} h_{21E}$, дістанемо

$$I_{B \text{ нас}} h_{21E} = I_B h_{21E} (1 - e^{-t_{\text{нас}} / \tau_B}).$$

Після перетворення маємо

$$\frac{I_{B \text{ нас}}}{I_B} = 1 - e^{-t_{\text{нас}} / \tau_B},$$

звідки

$$e^{-t_{\text{нас}} / \tau_B} = 1 - \frac{I_{B \text{ нас}}}{I_B}; \quad e^{-t_{\text{нас}} / \tau_B} = \frac{I_B - I_{B \text{ нас}}}{I_B};$$

$$e^{-t_{\text{нас}} / \tau_B} = \frac{I_B - I_{B \text{ нас}}}{I_B - I_{B \text{ нас}}}; \quad e^{-t_{\text{нас}} / \tau_B} = \frac{\frac{I_B}{I_{B \text{ нас}}}}{\frac{I_B}{I_{B \text{ нас}}} - 1};$$

остаточно

$$e^{-t_{\text{нас}} / \tau_B} = \frac{S}{S - 1},$$

Звідси визначимо тривалість вмикання:

$$t_{\text{вм}} = \tau_{\text{в}} \ln \frac{S}{S-1}.$$

Оскільки

$$\ln \frac{S}{S-1} = \ln \frac{1}{1-\frac{1}{S}} = -\ln \left(1 - \frac{1}{S} \right),$$

то $\ln(1-x) \approx -x$ за $x \rightarrow 0$.

Отже, за великих S зворотня величина $1/S \rightarrow 0$, тоді $t_{\text{вм}} = -\frac{\tau_{\text{в}}}{S}$ (наближена формула). Після $t_{\text{вм}}$ змінюється стала часу транзистора і стає рівною τ , насичення при цьому $t_{\text{нас}} \neq \tau_{\text{в}}$.

Після деякого часу t_2 $E > 0$ транзистор знову закривається, однак відбувається затримка транзистора в режимі насичення на час, зумовлений тривалістю розсмоктування дірок у базі. Струм бази досягає значення $I'_B = -E/R_B$ (див. рис. 14.33, б) і зменшується до $-I_{\text{КВ}}$ за час розсмоктування. На такий самий час затримуються струм колектора I_K та напруга на колекторі $U_{\text{КЕ}}$ (див. рис. 14.33, в, г).

Тривалість розсмоктування можна розрахувати теоретично. Після t_2 I_K має змінюватися від величини $I_{\text{уст1}}$ до $I_{\text{уст2}}$:

$$I_{\text{уст2}} = I'_B / h_{21E},$$

де $I'_B = -E/R_B$.

Тривалість $t_{\text{роз}}$ можна визначити аналогічно часу $t_{\text{вм}}$. За $t_{\text{роз}}$ I_K змінюється від $I_{\text{уст1}}$ до $I_{\text{К нас}}$, тоді

$$t_{\text{роз}} = \tau_{\text{нас}} \ln \frac{I_{\text{уст1}} + |I_{\text{уст2}}|}{I_{\text{К нас}} + |I_{\text{уст2}}|};$$

$$t_{\text{роз}} = \tau_{\text{нас}} \ln \frac{I_B + I'_B}{I_{\text{Б нас}} + I'_B}.$$

Звідси випливає, що зі збільшенням S зменшується $t_{\text{роз}}$, однак зростає $t_{\text{вм}}$, тому рекомендують брати $S = 1.5 \dots 2$.

Випадково тривалість вмикання $t_{\text{вмв}}$, за який струм колектора спадає від $I_{\text{К нас}}$ до $I_{\text{КВ}}$, тоді

Рис. 14.34. Визначення тривалості виникання ключа за напругою

$$t_{\text{вин}} I_K = \tau_{\text{в}} \ln \frac{I_{B \text{ макс}} + I_B'}{I_B'}$$

При цьому сумарна тривалість виникання за струмом колектора $I_{\text{вин}} \Sigma I_K = \tau_{\text{роз}} + \tau_{\text{вин}} I_K$.

Установимо тривалість виникання $t_{\text{вин}}$ за напругою U_{KE} . Вона істотно відрізняється від $I_{\text{вин}} \Sigma I_K$. На $I_{\text{вин}} \Sigma I_K$ значно впливає ємність $C_{\text{н}} \Sigma$:

$$C_{\text{н}} \Sigma = C_{\text{н}} - C_{\text{вих}} + C_{\text{н}}.$$

де $C_{\text{вих}}$ — вихідна ємність транзистора C_{KE} ; $C_{\text{н}}$ — ємність монтажу; $C_{\text{н}}$ — ємність навантаження (рис. 14.34).

Як правило, $C_{\text{н}} \Sigma$ близько 10...100 пФ. Стала часу заряджання конденсатора $C_{\text{н}} \Sigma$ дорівнює $\tau_{\text{зар}} = R_K C_{\text{н}} \Sigma$, отже, затримка заднього фронту U_{KE} визначає тривалість виникання $t_{\text{вин}} = (3...5) \tau_{\text{зар}}$.

Оскільки $\tau_{\text{зар}} \gg \tau_{\text{р}}$, то і тривалість виникання за напругою U_{KE} $t_{\text{вин}} U_{KE} \gg t_{\text{роз}}$ хря того, $t_{\text{вин}} U_{KE} \gg t_{\text{вин}} I_K$. Для проектування більш складних схем слід використовувати у разі перемикання функцію I_K .

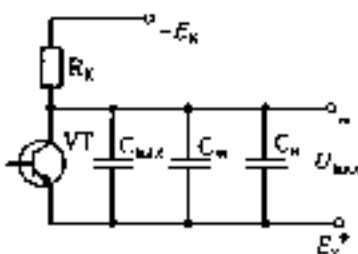
Висновки.

1. У схемах транзисторних ключів вихідні імпульси U і I згенеруються щодо вхідних імпульсів.

2. Тривалість затримки переднього фронту $t_{\text{кр}}$ пропорційна $\tau_{\text{р}}$ ($\tau_{\text{а}}$) та обернено пропорційна S , $t_{\text{кр}} = \tau_{\text{р}} / S$. Тривалість виникання за струмом і напругою однакова.

3. Тривалість виникання $t_{\text{вин}} = t_{\text{роз}} + t_{\text{вин}} I$; $t_{\text{роз}}$ пропорційний $\tau_{\text{роз}}$ транзистора та коефіцієнту насичення S , тому його приймають меншим ніж 2.

4. Тривалість виникання $t_{\text{вин}} I_K < t_{\text{вин}} U_{KE}$, тому що $t_{\text{вин}} U_{KE}$ визначається $\tau_{\text{зар}} = R_K C_{\text{н}} \Sigma$. Для його зменшення рекомендують зменшувати R_K або використовувати спеціальні схеми



Контрольні запитання

1. У чому перевага парастатичних ланцюгів обмежувачів щодо послідовних? Наведіть основні недоліки лінійних обмежувачів.
2. Наведіть п'ять й спрощені лінійні моделі транзисторів в областях насичення та відсікання. Які коефіцієнти передачі транзистора у цих областях?
3. Наведіть методику розрахунку транзисторного ключа в режимі насичення, моделювання, поясніть зміст коефіцієнта насичення S і його рекомендовані значення.
4. Яка методика розрахунку транзисторного ключа в режимі відсікання? Наведіть модель ключа.
5. Поясніть фізичні процеси, що зумовлюють затримку переднього фронту імпульсів струму і напруги транзисторним ключем. Наведіть відповідні розрахункові формули.
6. Які фактори визначають затримку заднього фронту імпульсів струму та напруги транзисторним ключем? Наведіть відповідні розрахункові формули.

МУЛЬТИ- Й ОДНОВІБРАТОРИ. ГЕНЕРАТОРИ ЛІНІЙНО ЗМІНЮВАНОЇ НАПРУГИ, БЛОКІНГ-ГЕНЕРАТОРИ

У наш час широко застосовують пристрої, форма вихідної напруги в яких різко відрізняється від синусоїдальної. Такі коливання називають релаксацийними, отже, мультівібратор — різновид одного з релаксацийних генераторів. Мультівібратор (від лат. *multum* — багато і *vibro* — коливаю) — релаксацийний генератор імпульсів майже прямокутної форми, виконаний у вигляді підсилювального пристрою з ланкою позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ).

Суть роботи мультівібратора — перемикання енергії з режиму заряджання на режим розряджання конденсатора C від джерела живлення до резистора R . Це перемикання здійснюється за допомогою транзисторних ключів.

Розрізняють два види мультівібраторів: автоколивальні (не мають стану стійкої рівноваги) та опікувальні (закотять один стан стійкої рівноваги і тому їх називають одновібраторами). Мультівібратори можна побудувати на базі біполярних транзисторів (БПТ), польових транзисторів (ПТ), операційних підсилювачів постійного струму (ОПІС) тощо.

15.1. Транзисторний мультівібратор. Принцип дії, розрахунок періоду коливань

Мультівібратор — двокаскадний RC підсилювач, що має позитивний зворотний зв'язок (ПЗЗ). Для цього треба два транзисторних каскади, виконаних за схемою з СЕ (рис. 15.1), або два ОПІС з інвертуванням. Для збудження мультівібратора необхідне виконання двох умов — балансу фаз і балансу амплітуд:

баланс фаз $\varphi_{33} + \varphi_{\text{фаз}} = (360^\circ)n$, де n — ціле число;

баланс амплітуд $k\beta \geq 1$.

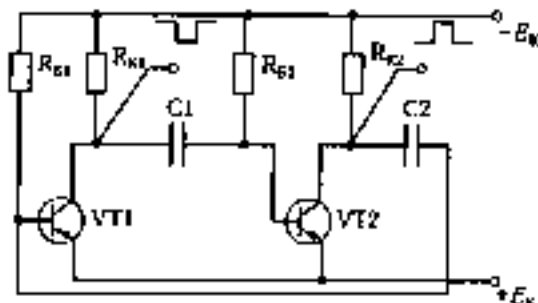


Рис. 15.1. Привидітка схема транзисторного мултивібратора

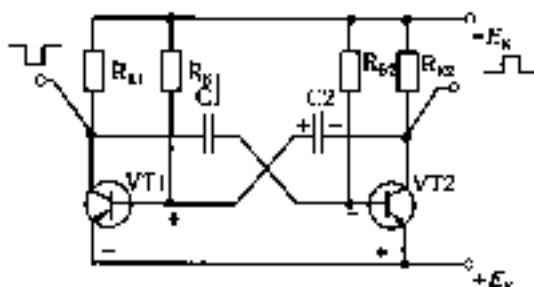


Рис. 15.2. Схема симетричного транзисторного мултивібратора

Оскільки фактор зворотного зв'язку $\beta = 1$, а $\varphi_{\Sigma} = 0^\circ$, то фазовий зсув сигналів підсилювача $\varphi_{\text{підс}} = 0^\circ$, що й забезпечується двома каскадами за схемою з СЕ.

Мултивібратори на БПТ найчастіше проєктують за симетричною схемою з колекторно базовими зв'язками (рис. 15.2). Симетричність означає ідентичність симетрично розташованих елементів — резисторів $R_{K1} = R_{K2}$; $R_{B1} = R_{B2}$; конденсаторів $C_1 = C_2$ і транзисторів VT1, VT2. Мултивібратор складається з двох підсилювальних каскадів з СЕ, вихідна напруга кожного з яких подається на вхід останнього. У схемі наведеного мултивібратора використані транзистори $p-n-p$ -типу.

Під час приєднання схеми до джерела живлення E_K обидва транзистори відкриті й зумовлюють колекторні струми. Їхні робочі точки знаходяться в активній області, оскільки на бази через резистори R_{B1} , R_{B2} подається негативний зсув. Однак такий стан схеми нестійкий. Через наявність у схемі ПЗЗ виконується умова $\beta K_D \geq 1$ і двокаскадний підсилювач самозбуджується. Починається процес регенерації — швидко збіль-

шення струму одного та зменшення струму іншого транзистора.

Нехай у результаті будь-якої випадкової зміни напруг на базі або колекторах трішки зменшується струм I_{K1} транзистора VT1. При цьому колектор транзистора VT1 набуде негативного збільшення потенціалу $\Delta U_{K1\Delta}$. Оскільки напруга на конденсаторі C1 не може миттєво змінитися, цей приріст прикладається до бази транзистора VT2, відкриваючи його. Потенціал на базі транзистора VT2 збільшуватиметься, струм I_{K2} зростає, утрати на резисторі R_{K2} також зростають. ΔU_{KE2} одержить збільшення плюс мінус ($\pm$), яке буде прикладено на ΔU_{BE1} ($\Delta U_{KE2} - \Delta U_{BE1}$), тобто струм I_{K1} ще більше зменшиться, а струм I_{K2} додатково зростає. Лавинподібний процес закінчується тим, що транзистор VT2 входить у режим насичення, а транзистор VT1 — у режим відсікання.

Схема переходить в одне зі своїх тимчасово стійких станів рівноваги (квазістійкий стан). Тривалість перебування схеми в квазістійкому стані визначається процесами перезарядження ємностей (рис. 15.3). Якщо транзистор VT1 закритий, а транзистор VT2 відкритий — перший тимчасово стійкий стан. Конденсатор C1 заряджений, лишка заряду: $+E_K$. ЕБ VT2, C1, R_{K1} , $-E_K$. Оскільки транзистор VT1 закритий, то $U_{KE1} = E_K$. У попередньому циклі транзистор VT1 був відкритий і напруга на ньому була $U_{KE1\text{нас}}$. У міру заряджання ємності C1 струм $I_{ар}$ зменшується, утрати на R_{K1} також зменшуються, що зумовлює затягання переднього фронту, після заряджання C1 $U_{KE1} = E_K$.

У момент часу $t < 0$ (попередній цикл) транзистор VT1 насичений, а транзистор VT2 знаходиться у відсіканні. Ємність C2 заряджена до E_K , $U_{C2} = E_K$. Починаючи з моменту часу $t = 0$, ємність C2 почне розряджатися. Ланка розряджання: $+U_{C2}$, R_{K1} , $\pm E_K$, ЕБ VT2 (насичений), $-U_{C2}$, причому напруги U_{C2} і E_K підключені згідно. Напруга U_{C2} за рахунок відкритого транзистора VT2 прикладена між базою та емітером транзистора VT1 ($\rightarrow$ на Б, а $\leftarrow$ на E_K), що утримує його у стані відсікання.

Після перезаряджання конденсатора, якщо схема залишалась у цьому стані, напруга на конденсаторі C2 змінила б полярність ($-E_K$) (див. рис. 15.3). Однак у момент часу t_1 напруга $U_{BE1} = U_{C2} = 0$ і транзистор VT1 відкривається. Це зумовлює замирання транзистора VT2 і починається лавинподібний процес переходу транзисторів з першого квазістійкого стану в другий. У результаті цього процесу транзистор VT1 закритий, а транзистор VT2 закритий і настане другий тимчасово стійкий стан. У цьому стані починається заряджан-

на конденсатора $C2$ у ланцюзі $+E_K$, EB VT1, $C2$, R_{K2} , $-E_K$. Напрята U_{KE} VT1 досягає нуля, тобто більша за $U_{KE, \text{нас}}$. Після періоду t_2 перехідний процес повторюється.

Отже, переключачи періодично з одного тимчасово стійкого стану рівноваги в інший, мультивібратор формує протифазні вихідні напруги, що змінюються з колектора кожного з транзисторів, майже прямокутної форми. Однак передній фронт вихідних напруг значно гірший, ніж задній.

Нехай напруга U_{KE} ідеально прямокутна і змінюється від 0 до E_K . Перенесемо початок координат у точку t_1 (рис. 15.4). До моменту t_1 транзистор VT1 був закритий, а транзистор VT2 — відкритий, ємність $C1$ була заряджена до напруги $-E_K$. Після t_1 (у новій системі координат після нуля) транзистор VT1 відкритий, а транзистор VT2 закритий.

Електричну модель мультивібратора після $t = 0$ (t_1 — стара система координат): транзистор VT1 відкритий, VT2 закритий, подано на рис. 15.5, а, де R_1 — опір зворотно зміщеного переходу емітер — база VT2, I_0 — струм цього переходу (див. рис. 15.5, б).

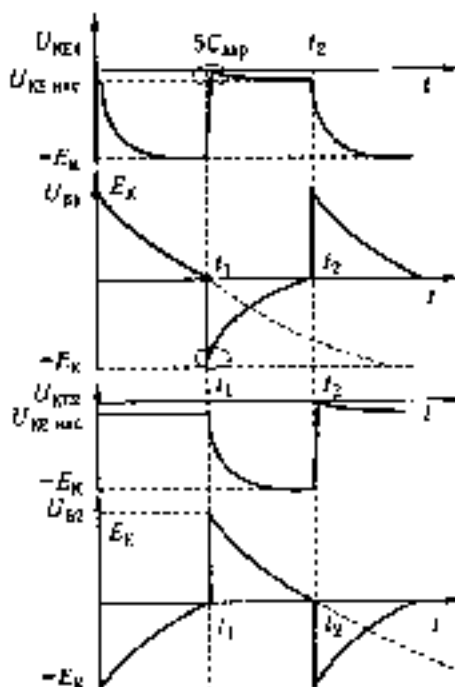


Рис. 15.3 Часові діаграми напруг автоколебального мультивібратора

Для малопотужних низькочастотних транзисторів R_f по ряду одиниць чи десятків мегаом, $I_0 = 0,1 \dots 1$ мкА. Аналізуючи порядки величин згоді, можна припустити:

- $R_{K_{\text{нл}}} \ll R_{K1}$;
- $I_0 \ll I_A$;
- $R_f \gg R_B$.

Тоді спрощена модель мультивібратора матиме такий вигляд (рис. 15.6). Вона відповідає $t = 0$ у лівій системі координат.

Напруга на конденсаторі C та базі кожного з транзисторів змінюється за експоненціальним законом і визначає момент перемикання схеми з одного тимчасово стійкого стану в інший. Знаючи $U_C(t)$, можна розрахувати тривалість перебування схеми в тимчасово стійкому стані; $U_C(t)$ визначають розв'язуванням диференціального рівняння першого порядку у вигляді суми вимушеної та вільної складових

$$U_C = U_{C, \text{нл}} + U_{C, \text{вл}} e^{-t/\tau}.$$

Якщо $t \rightarrow \infty$, напруга на конденсаторі C становить:

$$U_C = U_{C, \text{нл}} = -E_K.$$

Вводячи з цього, одержимо:

$$U_C = -E_K + U_{C, \text{вл}} e^{-t/\tau}.$$

Для визначення напруги $U_{C, \text{вл}}$ використаємо початкові умови: за $t = 0$ напруга на конденсаторі C дорівнює $U_C = +E_K$, тоді

$$E_K = -E_K + U_{C, \text{вл}}, \text{ звідки } U_{C, \text{вл}} = 2E_K.$$

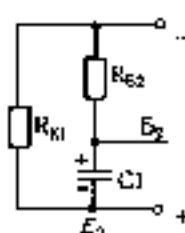
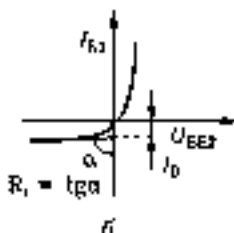
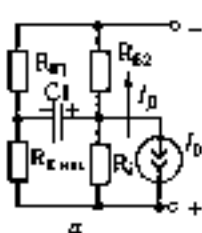


Рис. 15.5. Електрична модель мультивібратора і її параметри

Рис. 15.6. Спрощена електрична модель мультивібратора

Звідси випливає, що напруга на конденсаторі дорівнює:

$$U_C = -E_K + 2E_K e^{-t/\tau},$$

де $\tau = R_K C$.

Якщо $t = t_2$ (момент перемикання), напруга на конденсаторі U_C зменшується до нуля. Тоді можна знайти момент часу t_2 із рівняння

$$0 = -E_K + 2E_K e^{-t_2/\tau}.$$

Визначимо t_2 :

$$\frac{1}{2} = e^{-t_2/\tau}; t_2 = \tau \ln 2, \quad t_2 = 0.7\tau_1 = 0.7R_{B1}C_1.$$

Аналогічно $t_1 = 0.7\tau_2 = 0.7R_{B1}C_2$.

Повний період коливань симетричного мультивібратора визначають із виразу:

$$T = 2t_{1\text{м}} = 1.4R_{B1}C.$$

Отже, частота генерованих коливань $f = 1/T$ визначається швидкістю перезаряджання конденсаторів C_1 і C_2 , що задають час. Амплітудне значення імпульсу U_m на колекторі закритого транзистора.

$$U_m = E_K - I_{KB0} \cdot R_K = E_K.$$

Тривалість заднього фронту імпульсу

$$t_{\text{зф}} = \tau_{B1K} + C_K R_K,$$

де τ_{B1K} — середня тривалість перемикання посів уздовж бази для схеми з СЕ і переважно визначається частотними властивостями транзистора; C_K — колекторна ємність транзистора.

Тривалість переднього фронту залежить від часу заряджання конденсатора C , тобто визначається виразом: $t_{\text{ф}} = 3CR_K$.

З урахуванням того, що ємність конденсатора, що задає час, зазвичай велика, $t_{\text{ф}} \gg t_{\text{зф}}$. Для збільшення крутості фронтів (зменшення тривалості фронтів) колекторних імпульсів слід збільшити швидкість наростання напруг на колекторах транзисторів. Для цього варто зменшити величину опорів R_K , що призводить до збільшення споживаного мультивібратором струму і потужності, що розсіюється. Тому розроблено інші схемні рішення, які буде розглянуто в розд. 15.3.

Під час вибору резистора R_B треба врахувати, що опір R_B має забезпечувати подійне насичення транзистора, і перехідний процес заряджання конденсатора C повинен закінчи-

тися до моменту часу t_1 :

$$3\tau_{зар} < t_1; 3CR_K < t_1,$$

звідси

$$3CR_K < 0,7R_B C; 4R_K < R_B,$$

тобто одержуємо $R_K < R_B / 4$.

15.2. Регулювання частоти, термостабілізація і поліпшення форми вихідної напруги мультівібратора

Оскільки частота симетричного мультівібратора визначається величиною $f \approx 1/1,4R_B C$, то її можна регулювати, змінюючи сталу часу розрядження конденсатора C ($\tau_{роз}$). Оскільки опір резистора R_B розраховують з режиму насичення транзистора, то величину опору R_B змінювати не дозволяється, отже, частоту можна регулювати зміною ємності конденсатора C . Якщо частоту треба змінювати дискретно, то розраховують ємності конденсаторів C_i для кожної частоти f_i і комутують їх через перемикач. Спосіб плавного регулювання частоти полягає в тому, що резистор R_B підключають не до джерела живлення $-E_K$, а до змінюваної додаткової джерела напруги $E_{зм}$, напругу якого можна змінювати за допомогою змінного резистора $R1$ (рис. 15.7).

Напруга перезарядження конденсатора визначається в цьому випадку не величиною $-E_K$, як у розглянутій схемі мультівібратора, а значенням $E_{зм}$.

Процес розрядження конденсатора цього мультівібратора описується тим самим диференціальним рівнянням, що й раніше розглянуте.

Початкова умова у цій схемі аналогічна: за $t = 0$, $U_C = -E_K$.

Перехідний процес перезарядження конденсатора у класичній схемі t визначається напругою $-E_K$, а в схемі 2 — напругою $-E_{зм}$ (рис. 15.8)

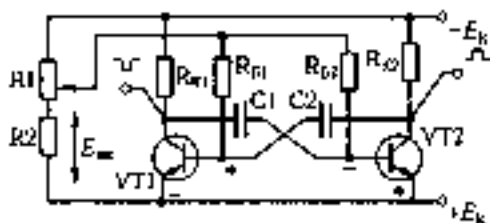


Рис. 15.7 Принципова схема мультівібратора з плавним регулюванням частоти

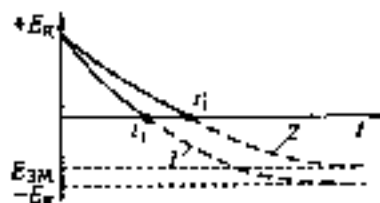


Рис. 15.8. Перехідні процеси перезарядження конденсаторів

З перехідних процесів випливає, що $t_1' > t_1$, звідси період коливань $T_1' > T_1$ і $f_1' < f_1$. Отже, що менша напруга $E_{ЭМ}$, то більший період коливань

T і менша частота f мультивібратора. Напругу $U_{ЭМ}$ рекомендується змінювати від $-E_K$ до $-0.5E_K$, при цьому частота змінюється в 1.5 рази.

Термостабілізація частоти мультивібратора. Частота мультивібратора не залежить від напруги E_K . Причиною нестабільності частоти f мультивібратора є нестабільність елементів схеми від температури. Для германієвих транзисторів температурна нестабільність визначається залежністю $I_{K0}(t^{\circ}C)$. Для кремнієвих (кремнієвих) транзисторів I_{K0} на одини-два порядки менший, отже, і нестабільність частоти також менша на одини-два порядки, тому нестабільність частоти таких мультивібраторів переважно викликається температурною нестабільністю основних елементів схеми: конденсаторів і резисторів $C(t^{\circ}C)$, $R(t^{\circ}C)$.

Схема розрядження конденсатора C для кремнієвих транзисторів має такий вигляд (рис. 15.9), якщо струмом I_{K0} можна знехтувати. Для германієвих транзисторів струмом I_{K0} знехтувати не можна, і схема розрядження наведена на рис. 15.10. При цьому струм через конденсатор $I_C = I_p + I_{K0}(t)$. Слід зазначити, що I_{K0} значною мірою залежить від температури (експонентний закон), тому $I_C = \psi(t^{\circ}C)$ або $U_C = \phi(t^{\circ}C)$.

Оскільки $U_C(t^{\circ}C)$, то період коливань мультивібратора і частота також залежать від температури $T_{кол} = \xi(t^{\circ}C)$, $f_{кол} =$

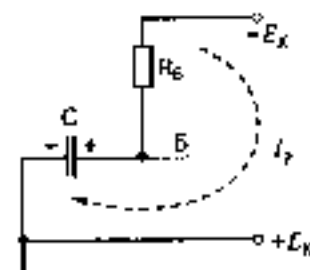


Рис. 15.9. Коло розрядження конденсатора для кремнієвих транзисторів

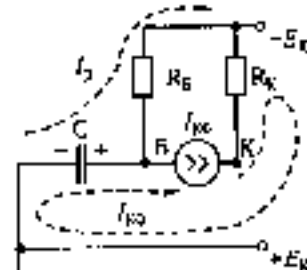


Рис. 15.10. Коло розрядження конденсатора для германієвих транзисторів

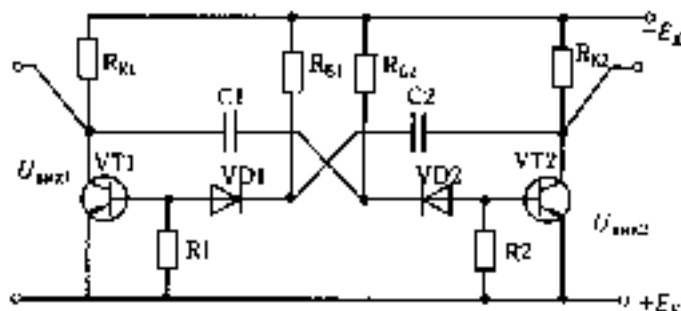


Рис. 15.11. Принципова схема автоколебательного мультивибратора з термостабілізацією і діодним відсіканням

– Φ ($^{\circ}\text{C}$). Отже, основна причина температурної нестабільності частоти мультивибратора на германієвих транзисторах – вплив проміжку база – колектор закритого транзистора.

Для ліквідації цього недоліку доцільно на час розрядження конденсатора C відключати перехід база – колектор закритого транзистора від резистора R_B , для чого в схему ставлять діоди для відключання, які мають значення I_{K0} на один-два порядки менше, ніж у транзистора. З цією метою застосовують спеціальні ВЧ імпульсні діоди, і принципова схема набуває такого вигляду (рис. 15.11).

Діоди $VD1$ і $VD2$ призначені для відключання від кола заряджання транзисторів $VT1$ і $VT2$, а резистори $R1$ і $R2$ забезпечують нульовий потенціал на базі транзистора ($R1 = R2 \equiv (3 \dots 5)R_{\text{вх}} \text{ в.г.}$). Модель розрядження конденсатора наведено на рис. 15.12.

Оскільки $I_{K0 \text{ в.г.}} \ll I_{K0 \text{ в.т.}}$, то під час використання високочастотних діодів така схема має змогу одержати нестабільність частоти $\Delta f / f$ порядку десятих часток відсотка. Для схем на германієвих транзисторах без діодів відсікання нестабільність частоти становить близько 10 %, а для схем на кремнієвих транзисторах без діодів відсікання – 1–3 %.

Поліпшення переднього фронту вихідних імпульсів. Для поліпшення переднього фронту вихідних імпульсів заряджання конденсаторів $C1$ і $C2$ відбувається через додаткові ре-

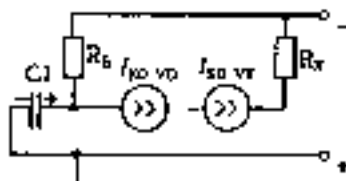


Рис. 15.12. Модель розрядження конденсатора принципової схеми автоколебательного мультивибратора з діодним відсіканням

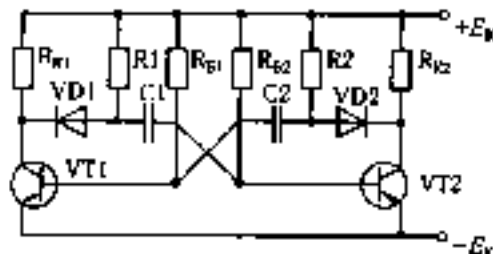


Рис. 15.13. Схема транзисторного мультивібратора з поліпшеною формою вихідної напруги

истори $R1$ і $R2$ за допомогою діодів $VD1$ і $VD2$ (рис. 15.13). Заряджання конденсатора C здійснюється у ланці: $+E_K \rightarrow R1 \rightarrow C1 \rightarrow BE_{VT2} \rightarrow -E_K$, при цьому через резистор R_K струм не протікає.

На колу розряджання конденсатора $C1$ діод $VD1$ не впливає, оскільки він увімкнений у зворотньому напрямку і забезпечує розряджання конденсатора у ланці: $+U_{C1} \rightarrow VD1 \rightarrow KE \rightarrow VT1 \rightarrow -E_K \rightarrow +E_K \rightarrow R_{B2} \rightarrow -U_{C1}$.

Універсальна схема мультивібратора повинна мати такі елементи:

- термічної стабілізації;
- поліпшення переднього фронту імпульсів;
- плавного регулювання частоти.

Мультивібратори випускають в інтегральному виконанні серії 119ГФ2 і 218ГФ2: серія 119 — напівпровідникові (монопільні) ІС, серія 218 — гібридні. Мультивібратори в інтегральному виконанні мають виводи для підключення додаткових конденсаторів і резисторів, що забезпечують регулювання частоти.

15.3. Транзисторний одновібратор. Принцип дії, осцилограми, розрахунки

Мультивібратор у режимі омкнуття називають *одновібратором*. Виходячи з функціональних ознак, одновібратори часто має й інші назви: зигальмований мультивібратор, одностактний релаксатор, істореле тощо. Однак незалежно від назви одновібратор — це пристрій з позитивним зворотним зв'язком, що має один стійкий та один тимчасово стійкий стан, що формують одноположний прямокутний імпульс.

Формування імпульсу прямокутної форми здійснюється однобіратором після надходження імпульсу у запускання, який переводить однобіратор зі стійкого стану в тимчасово стійкий. Момент закінчення тимчасово стійкого стану визначається ланкою, що задає час. Знижуючи сталу часу ланки (підляючи стрибком), можна регулювати тривалість вихідних імпульсів у широкій межах. Тому однобіратори застосовують для формування прямокутних імпульсів заданої тривалості й амплітуди та для затримки імпульсів на певний час.

Однобіратор можна зробити з аякоколивальною мути вібратура, якщо його примусово замкнути в одному з тимчасово стійких станів, перетворивши його на стійкий. Найбільше поширення як однобіратор має схема зі зв'язком у колі емітера (рис. 15.14). Схема містить двокаскадний транзисторний підсилювач, в якому один зв'язок між каскадами здійснюється за допомогою конденсатора C_1 , а другий — спільним резистором у колі емітерів R_E .

У вихідному стані емітки рівноваги транзистор $VT1$ замкнений, а транзистор $VT2$ відкритий і перебуває в режимі насичення, для чого резистор R_{B1} вибирають так ($R_{B1} \leq h_{FE} R_{K2}$), щоб забезпечувати базовий струм, достатній для насичення транзистора $VT2$. За рахунок струму емітера транзистора $VT2$ на спільному резисторі R_E створюється спадання напруги $U_E = I_{E2} R_E$. Зазначено на рис. 15.14 полярністю, $VT1$ замкнений з $I_{K1} = 0$. На північному плечі підтягуюча напруга $R1 - R2$ відбувається спадання напруги U_{R2} .

У процесі виконання умови $|U_E| > |U_{R2}|$ на базу транзистора $VT1$ щодо емітера подається позитивна напруга $U_{BE1} = (0,3 \dots 0,8) \text{ В}$, що замкає його. Конденсатор C при цьому заряджений до напруги $U'_C = E_K - U_E$ (якщо знехтува-

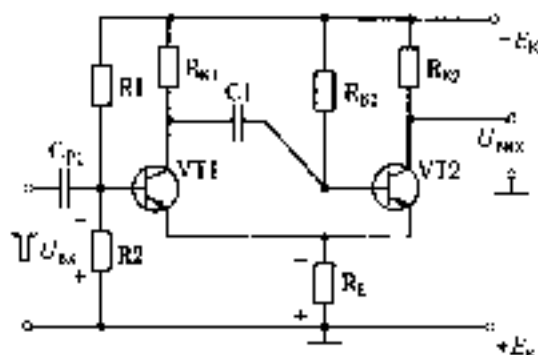


Рис. 15.14 Принципова схема однобіатора

ти напругою U_{BE2}) із зазначеною на рисунку полярністю. Заряджання конденсатора C відбувається по колу: від джерела живлення $+E_K$ через резистор R_E і проміжок емітер—база транзистора $VT2$, C , через резистор R_{K1} і на джерело живлення $-E_K$.

Часові діаграми одновібратора наведені на рис. 13.13. Під час подіючі на вхід одновібратора в момент часу t_1 імпульсу злупуску негативної полярності з амплітудою, що перевищує напругу замирання транзистора $VT1$, $|U_{bx}| > U_{BE1}$, транзистор починає відкриватися і напруга на його колекторі отримує деяке позитивне збільшення. Оскільки напруга на конденсаторі C миттєво змінитися не може, то це збільшення позитивної напруги передається на базу транзистора $VT2$, замикаючи його. При цьому зменшується струм I_{E2} і стадація напруги на резисторі R_E відбувається за рахунок зменшуваного струму I_E , що сприяє подальшому відмиканню транзистора $VT1$. Цей регенеративний процес лавиннодібного

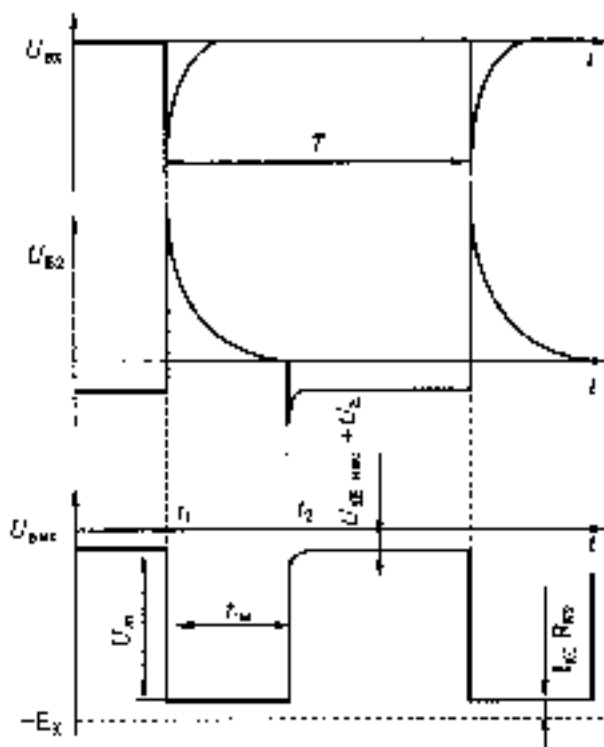


Рис. 13.13. Часові діаграми напруг одновібратора

порогання закінчується позитивним запиранням транзистора VT2, напруга на колекторі якого (вихід мультивібратора) зменшується майже до напруги джерела живлення $-E_K$ і насичення транзистора VT1. Замкнений стан транзистора VT2 підтримується напругою на конденсаторі C, тому що ліва його обкладка приєднана до емітера через насичений транзистор VT1 до емітера транзистора VT2 і $U_{BE2} = U_C > 0$.

Такий стан мультивібратора є тимчасово стійким, оскільки конденсатор C почне перезаряджатися у напрям від джерела живлення $+E_K$ через резистор R_E та проміжок емітер-колектор до транзистора VT1. C, через резистор R_{K2} на джерело живлення $-E_K$ і напруга на ньому, а, отже, на базі транзистора VT2 змінюється. Якщо ця напруга в момент часу t_2 досягає нулявого рівня, транзистор VT2 відкривається й у схемі виникає регенеративний процес перекидання, аналогічний описаному вище, внаслідок чого мультивібратор повертається у зворотний стійкий стан.

Тривалість імпульсу, сформованого на колекторі транзистора VT2 від моменту подачі імпульсу, що запускає, до закінчення тимчасово стійкого стану визначається тим самим співвідношенням, що й для автоколидавності мультивібратора:

$$t_{\text{им}} = 0,7 R_E C.$$

Тривалість відновлення мультивібратора, зумовлена тривалістю заряджання конденсатора C, приблизно становить:

$$t_{\text{в}} = t_{\text{в.нар}} = 3C(R_{K1} + R_E)$$

Для нормальної роботи мультивібратора період повторення імпульсів, що запускають, має бути не меншим від повного циклу його роботи:

$$T \geq t_{\text{им}} + t_{\text{в}}.$$

Амплітудне значення імпульсу на виході мультивібратора визначається співвідношенням:

$$U = \frac{E_K R_{K2}}{R_{K2} + R_E}.$$

Інші різновиди мультивібраторів на біполярних транзисторах, що відрізняються за типом режиму запирання транзистора у стійкому стані режимом, в принципі і за суттю механізму роботи аналогічні розглянутому. Оскільки вхід та вихід мультивібратора практично не пов'язані з ланкою позитивного зворотного зв'язку, ланка запуску і підключення навантаження не впливають на тривалість перехідних процесів у схемі.

15.4. Загальна характеристика і принципи побудови генераторів

Лінійно змінюваною напругою називається напруга, яка впродовж деякого часу змінюється за законом, близьким до лінійного, а потім швидко повертається до початкового рівня. Напруга, що змінюється від меншого рівня до більшого, називається *лінійно зростаючою*, а напруга, що змінюється від більшого рівня до меншого, — *лінійно спадаючою*. Такі напруги називають також *напругами пилкоподібної форми*. На рис. 15.16 наведено графік напруги, що лінійно змінюється, де $t_{пр}$ — тривалість прямого, або зростаючого, ходу; $t_{об}$ — тривалість зворотного ходу; $t_{п}$ — тривалість паузи; T — період коливань; U_m — амплітуда напруги.

Пилкоподібна напруга характеризується також частотою

$$f = 1/T,$$

де $T = t_{пр} + t_{об} + t_{п}$.

Існує два принципи створення лінійно змінюваної напруги (ЛЗН):

- з використанням RC-ланки (рис. 15.17). Суть принципу — використання початкової лінійної ділянки експоненти $U_C(t)$ під час заряджання конденсатора C від джерела ЕРС E через опір R . Для швидкого розряджання конденсатора C використовується ключ S .

При закритому ключі S формується прямий хід ЛЗН, при замкненому — зворотний. Залежно від ступеня нелінійності початкової ділянки експоненти амплітуда U_m може досягати значень 0,3...0,6 від E . Отже, основним недоліком схеми є низький коефіцієнт використання напруги E .

- заряджання конденсатора C відбувається через стабілізуювальний струм елемент (ССЕ) (рис. 15.18).

Оскільки напруга на конденсаторі C визначається із виразу

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt,$$

то під час стабілізації струму заряджання конденсатора $i = \text{const}$ одержимо

$$U_C = \frac{1}{C} i t.$$

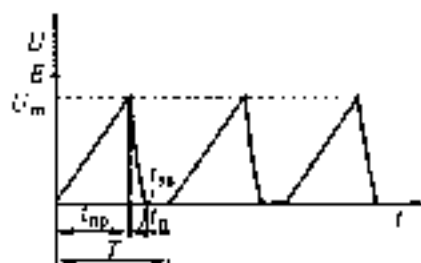


Рис. 15.16. Лінійно змінювана напруга

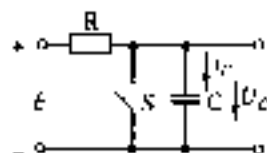


Рис. 15.17. Формування ГЛЗН RC-ланкою

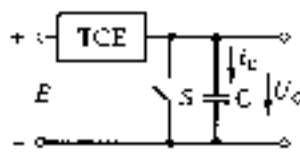


Рис. 15.18. Формування ГЛЗН з використанням ССЕ

Рис. 15.19. Визначення похибки

Отже, напруга на конденсаторі C змінюється за лінійним законом у функції часу t . Для стабілізації струму як ССЕ часто використовують біполярний транзистор, підключений за схемою зі спільною базою.

Осцилограми параметрами генераторів лінійно змінюваної напруги (ГЛЗН) є:

- коефіцієнт нелінійності

$$\varepsilon = \frac{|U'(t)|_{t=0} - |U'(t)|_{t=t_{\text{нр}}}}{|U'(t)|_{t=0}},$$

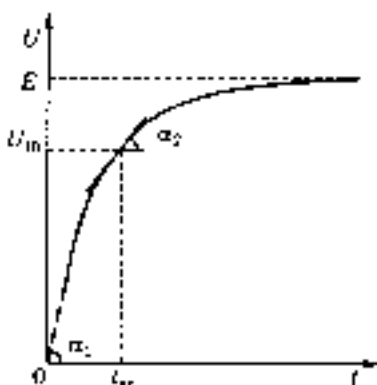
де $U'(t)$ — похідна вихідної напруги (U_C) у відповідний момент часу, що характеризується тангенсом кута нахилу дотичної до $U_C(t)$. Різниця між тангенсами кутів нахилу визначає похибку (рис. 15.19).

• коефіцієнт використання напруги ξ характеризується відношенням амплітуди сигналу потягочодібної напруги до напруги, що підводиться,

$$\xi = \frac{U_{\text{вг}}}{E}.$$

Що більше ξ , то більша похибка ГЛЗН для RC-ланки, тому що використовується велика діялка експоненти. Отже, збільшуючи ξ , одержуємо більший коефіцієнт нелінійності ε .

Для схеми на рис. 15.17 $U_C = E \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$.



Якщо $t = t_{np}$, одержимо

$$U_C = U_m = E \left(1 - e^{-\frac{t_{np}}{RC}} \right).$$

Тоді $\xi = \frac{U_m}{E} = 1 - e^{-\frac{t_{np}}{RC}}$.

Якщо значення коефіцієнта використання напруги $\xi = 0,5 \dots 0,7$, похибка досягає 10–20 %. Для зменшення коефіцієнта нелінійності рекомендується застосовувати схему з СЕ.

ГЛЗН можуть працювати у таких режимах:

- автоколишальному;
- очікування;
- синхронізації

Розрізняють також режим зовнішнього керування як різновид режиму очікування. У цьому режимі тривалість робочого ходу визначається тривалістю керувального імпульсу. 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. Автоколишальна схема працює без зовнішніх керувальних імпульсів.

15.5. Автоколишальні генератори на транзисторах. Генератори в режимі очікування на транзисторах та операційних підсилювачах

Автоколишальні генератори на транзисторах. На рис. 15.20 наведено принципову схему автоколишального генератора напруги, що лінійно змінюється, на транзисторі. Схема складається з фірмувальної RC-ланки, діода VD2 відключення, триггера місткового класу, зібраного на транзисторі VT1 і тунельному діоді VD1.

На час фірмування робочого ходу генератора діод VD2 замкнений і схема відключена від RC-ланки. Напруга на конденсаторі C (U_C) змінюється за експоненціальним законом:

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$$

На печатковій ділянці експоненти напруга U_C змінюється за лінійним законом. Для забезпечення коефіцієнта нелі-

Рис. 15.20 Автоколівальний ГЛЧЕ на транзисторі

дійсності $\xi = 10\%$ коефіцієнт використання напруги вибирають дорівню

$$\xi \cdot \frac{U_m}{E_K} \approx 0,5$$

При цьому максимальне значення напруги на конденсаторі C становитиме

$$U_{C \max} \approx 0,5 E_K.$$

Режим за постійним струмом вибирати для ключа так, щоб напруга на колекторі була меншою від $U_{C \max}$ на величину напруги відмикання діода ($U_{\text{д.в.р.}}$). У міру заряджання конденсатора, коли U_C стане більшою напругою, ніж U_K , діод $VD2$ відкривається, і починається лавиноподібний процес розряджання ємності через діод $VD2$ і транзисторний ключ. При цьому за рахунок малого опору відкритого діода $VD2$ паралельно резистору R_K підключений резистор R , що зумовлює більше значення тангенса кута нахилу навантажувальної лінії I' (рис. 15.21, а).

Положення навантажувальної лінії до відмикання діода $VD2$ (I), а після відмикання змінюється і займає положення I' . Напруга на колекторі зростає по модулю від U_{K1} до U_{K2} , що призводить до збільшення струму бази I_B і струму через тунельний діод $VD1$. Робоча точка на характеристиці тунельного діода, що займає положення O_1 до відмикання діода $VD2$.

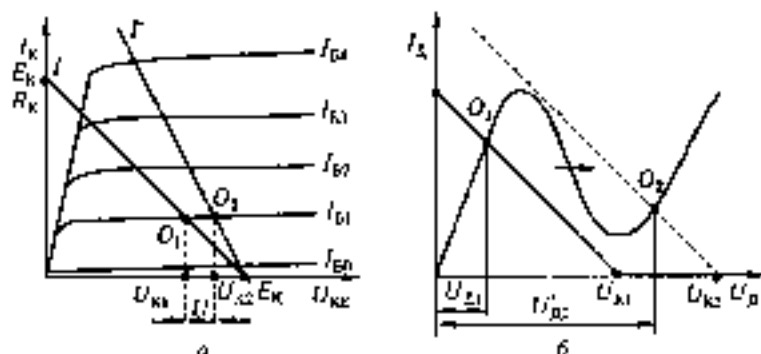


Рис. 15.21 Режим за постійним струмом транзистора (а) і тунельного діода (б)

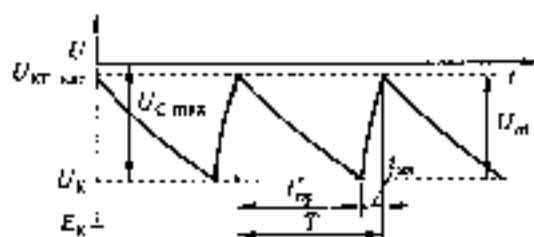


Рис. 15.22. Осцилограма вихідної напруги автоколебального ГЛЗН на транзисторі

переходить у положення Ω_2 за рахунок зростання напруги U_{K2} . Це приводить до того, що на тунельному діоді $U_{\Delta 1}$ відбувається стрибок напруги і вона збільшується у 4–6 разів (до $U_{\Delta 2}$), що забезпечує надійне насичення транзистора VT1 (див. рис. 15.21, б).

Разряджання конденсатора С переважно відбувається через насичений транзистор VT1 і струм протікає по ланці від $+E_C$ через VT1 (ЕК), VD2 на U_C . Напруга U_C швидко спадає до напруги $U_{KE max}$, при цьому VD2 запирається, схема відключається від RC-ланки. Після цього знову починається процес формування прямого ходу. На рис. 15.22 наведено осцилограму вихідної напруги розглянутої схеми.

Трилатерні прямого і зворотного ходу ГЛЗН розраховують за такими формулами:

$$t_{np} = RC \ln \frac{E_K - U_{\Delta 1}}{E_K - U_{C max}};$$

$$t_m = (R_{KE max} + R_{np VT1})C \ln \frac{E_K - U_{C0}}{E_K - U_{C max}}.$$

Подібні схеми генераторів працюють у широкому діапазоні частот, оскільки на частоту переважно впливають лише параметри RC-ланки. Співвідношення f_{max}/f_{min} становить порядку тисяч.

Схема ГЛЗН, що використовує принцип заряджання конденсатора через елемент, який стабілізує струм. Такі схеми забезпечують високу якість лінійності $\epsilon \approx 0,01$ за коефіцієнта використання напруги $\xi \approx 0,8$. У цій схемі використано польовий транзистор з одним переходом (рис. 15.23) що працює в режимі ключа.

У разі використання заряду конденсатора через стабілізований струм елемент дістанемо

$$U_C = \frac{1}{C} \int i(t) dt, \text{ за } iC = I = \text{const} \quad U_C = \frac{I}{C} t = kt$$

Рис. 15 23 ГЛЗН на підсилюючому транзисторі з одним переходом і стабілізуючому струм елементі

Транзистор VT2 працює у режимі джерела струму, забезпечуючи заряджання конденсатора С постійним струмом I_K . Режим роботи транзистора за латентним струмом при $I_K = \text{const}$ забезпечує у разі зміни $U_{КД}$ в широкій межах постійну величину I_K (рис. 15 24). Стабілізація I_K забезпечується за рахунок стабілізації напруги $U_{ДТ}$ за допомогою параметричного стабілізатора, зібраного на стабілітроні VD і балансовому резисторі R2.

Під час підключення схеми до джерела живлення з напругою E_K конденсатор С заряджається у ланці від $+E_K$ через резистор R_1 , ЕК VT2, С до $-E_K$. Заряджання конденсатора С здійснюється незмінним струмом I_K . Після досягнення рівня напруги порядку $U_C = 0,8 E_K$, яка визначається напругою підключення польового транзистора VT1 з одним переходом, він вмикається (виходить у режим насичення) і забезпечує швидке розрядження конденсатора С через себе. Під час розрядження конденсатора С напруга і струм на ньому змінюються і в деякий момент часу напруга на затворі досягає напруги замирання транзистора VT1. При замкненні транзисторі VT1 починається формування чергового імпульсу заряджання конденсатора С.

Генератори в режимі очікування на транзисторах і операційних підсилювачах. Схему ГЛЗН очікування, який пра-

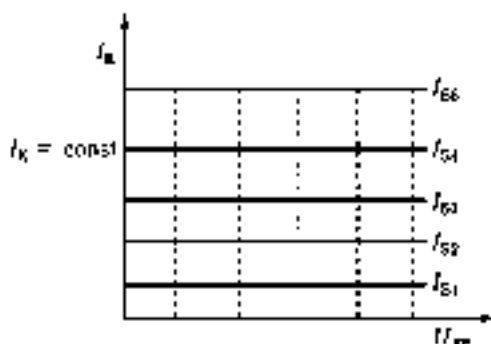
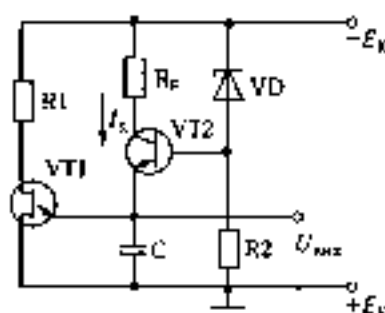


Рис. 15 24 Режим роботи транзистора VT2 за постійним струмом

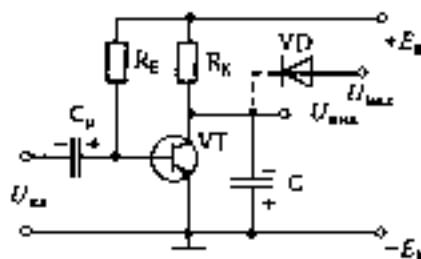


Рис. 15.25. ГЛЗН очікування у режимі зовнішнього керування

щос в режимі зовнішнього керування, наведено на рис. 15.25. Тривалість прямого ходу генератора напруги визначається тривалістю керування імпульсу.

Триактор VT1 — це транзисторний ключ, який у початковому режимі знаходиться в стані насичення, що забезпечується відповідним струмом бази I_B :

$$I_B = \frac{E_K - U_{БЛ.нас.}}{R_B} \geq I_{B.нас.}$$

$$I_{B.нас.} = \frac{I_{К.нас.}}{\beta} = \frac{E_K}{R_K \beta'}$$

де $\beta' = \beta_{21E}$, звідки $R_B < R_K \beta'$.

За відсутності вхідного сигналу $U_{вх}$ транзистор VT1 насичений і $U_{КЕ} = U_{КЛ.нас.}$, що, як правило, не перевищує 1 В. Отже, за відсутності вхідного імпульсу напруга на виході схеми близька до нуля ($U_{вих} = U_{КЕ.нас.}$). На рис. 15.26 наведені осцилограми роботи схеми.

У момент часу t_1 надходить імпульс керування і замикає транзистор VT1 ($U_{вх} = 0,3 - 0,5$ В). Конденсатор С заряджається через R_K від напруги E_K і формує прямий від «піл-кву». Чим менше необхідне значення С, тим менше $U_{С.мах}$.

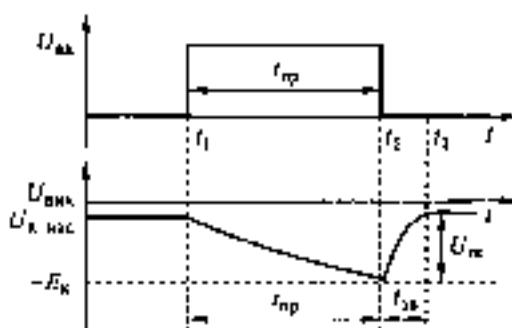


Рис. 15.26. Осцилограми роботи ГЛЗН очікування у режимі зовнішнього керування

Після t_2 транзистор VT1 знову перемикає в напівчоттві та забезпечує розрядження конденсатора С через пасивний транзистор VT1. Коли рівень напруги на колекторі досягає $U_{K, на}$ (момент часу t_3), можлива подальша чергова замикаючий імпульс. Для поліпшення лінійності коефіцієнт використання має бути $\xi = 0,25 \dots 0,4$, звідки випливає, що E_K має бути в 3–4 рази більше, ніж $U_{на}$, а це потребує застосування високовольтних транзисторів.

Для використання в схемі низьковольтних транзисторів застосовують ланку VD і $E_{пор}$ (див. рис. 15.25). Величину джерела $E_{пор}$ вибирають з умови:

$$E_{пор} > U_{\pi} \text{ з невеликим запасом } |U_{\pi}| < |E_{пор}| < E_K.$$

Якщо $|U_K|$ перевищує $|E_{пор}|$, відкривається діод, і U_K не перевищує $E_{пор}$. Це дає змогу застосовувати низьковольтні транзистори за великого динамічного діапазону, внаслідок чого одержують значно менше значення коефіцієнта нелінійності прямого ходу ϵ .

Схема ДЗН очікування з негативним зворотним зв'язком дає змогу поліпшити якість ДЗН (зменшити коефіцієнт нелінійності ϵ) за рахунок негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) (рис. 15.27).

У вихідному стані транзистор VT1 замкнений від джерела $E_{на}$, ++ джерела надходить на базу VT1 через діод VD, який підключений у протилежному напрямку; $E_{на}$ вибирають, виходячи з умови, щоб $U_{BE} > 0$ (для замирання транзистора VT1 необхідна напруга 0,25...0,3 В). Отже,

$$U_{на} > \frac{E_K R_{н}}{R_{н} + R_{\pi}} + I_{КБ0} R_{на}.$$

У такому режимі діод VD відкритий, транзистор VT1 замкнений, а конденсатор С заряджається у колі від напруги $(+E_K + E_{на})$, підключеної відповідно через $R_{на}$, VD, С. R_K на $-E_K$. Тоді

$$U_C = E_K + E_{на} - I_{КБ0}(R_{на} + R_K) \approx E_K + E_{на}.$$

Після надходження негативного імпульсу, що запускає, на діод VD і замикає його R_K забезпечує налівне пасивне відкриття транзистора VT1, при цьому конденсатор С починає розряджатися у ланці від U_C через $R_{н}$, джерело E_K підключене згідно з U_C . ЕК відкритого пасивного транзистора VT1, на $-E_K$.

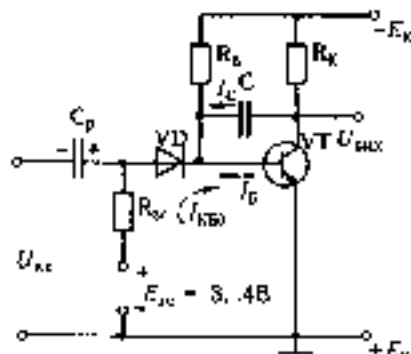


Рис. 15.27 Схема ГЛЗН очікування з НЗЗ

На рис. 15.28 наведено осцилограми роботи ГЛЗН очікування з НЗЗ у момент часу t_1 прикладений хідний негативний імпульс запускання. Він замикає діод VD і від'єднує E_k від бази транзистора VT. Імпульс запускання негативної полярності має забез-

печити амплітуду $U_{\text{вих}} = 1 \dots 1,5 \text{ В}$. При цьому режим роботи транзистора VT за постійним струмом змінюється. Транзистор VT насичується, після чого починається розрядження конденсатора C. Напряда на конденсаторі C до розрядження була $U_C = E_k$. Основна ланка розрядження конденсатора C від +C через R_k , E_k , включеного згідно з U_C , E_k насиченого транзистора VT1, та -C. Додаткова ланка R_k має незначний внесок. Під час розрядження конденсатора C формується лінійно змінна напруга тривалістю $t_{\text{пр}}$, що відповідає тривалості входного імпульсу.

Якщо струм розрядження постійний ($i_r = \text{const}$), то напруга на конденсаторі C змінюватиметься за лінійним законом. Задяки дії НЗЗ за рахунок конденсатора C, підключеного між базою і колектором транзистора VT1 зміна $U_C(t)$ відбувається трапезно за лінійним законом. Фізично це забезпечується механізмом керування струму транзистора з урахуванням того, що ділянка БЕ транзистора має певний

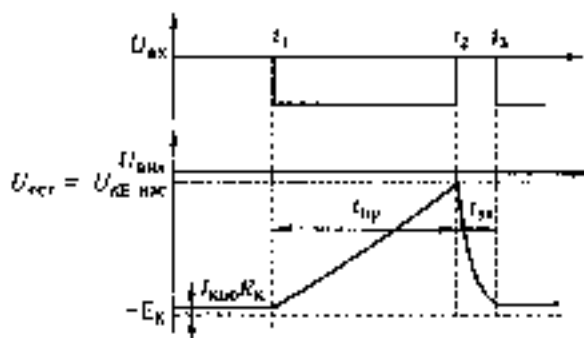


Рис. 15.28 Осцилограми роботи ГЛЗН очікування з НЗЗ

спір. Тоді

$$I_{R_K} = I_C + I_B = \frac{E_K}{R_B} \equiv \text{const}$$

У міру розряджання конденсатора C струм I_C починає зменшуватися, але сплиний струм через R_B ($I_{R_B} = \text{const}$) приводить до збільшення струму бази (I_B). За цим збільшенням струму бази I_B випливає збільшення струму колектора ($I_K = I_B h_{21E}$). Цей струм, протікаючи через R_K , розподіляється між колектором транзистора і конденсатором C , забезпечуючи зменшення струму I_C . Отже, за рахунок НЗЗ струм розряджання конденсатора I_C залишається приблизно постійним, забезпечуючи діючу змну U_C .

У момент часу t_2 закінчується імпульс запускання, при цьому діод VD відкривається напругою E_K , а транзистор VT замикається і знову починається процес заряджання конденсатора C . Стала часу заряджання конденсатора невелика порівняно зі сталою часу розряджання ($\tau_{зар} \ll \tau_{розр}$). Оскільки

$$\{R_K + r_{д. пр} \ll R_K\}, \text{ то } \tau_{зар} = R_K C.$$

Тривалість відповтлення схеми визначається величиною

$$t_{відп} \approx (3 \dots 5) \tau_{зар}.$$

Острилогірми, які ілюструють роботу схеми, наведені на рис. 15.28.

Основні параметри схеми:

$$U_{\pi} = \frac{E_K t_{гр}}{C R_B};$$

$$\xi = \frac{U_m}{E_K} = 0,8 \dots 0,9.$$

$$\varepsilon = \xi \frac{R_B}{h_{21E} R_K}$$

Для зменшення коефіцієнта нелінійності ε можна рекомендувати збільшувати R_K і h_{21E} .

Генератори на операційних відключувачах. Застосування інтеграторів на ОУМС забезпечує одержання вихідної напруги, пропорційної інтегралу від вхідної напруги (див. розд. 9.2). Отже, подавши на вхід інтегратора постійну напругу $U_{вх}$,

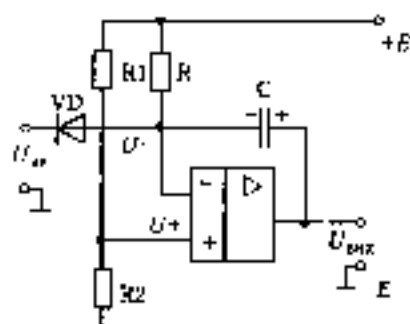


Рис. 15.29. Схема генератора підключеної напруги

отримуємо на вихід вихідну напругу, що лінійно змінюється. На рис. 15.29 показано схему генератора підключеної напруги з конденсатором C , підключеним у ланку $R2$ ОПНУ. Часові діаграми вхідної і вихідної напруг генератора зображені на рис. 15.30.

Схема керується імпульсами позитивної полярності, які подають на вхід підсилювача з інвертуванням сигналу через діод VD , що підключає схему (ключ на діодах відключається) від постійної ланки на час тривалості вхідного імпульсу. За період кожного імпульсу відбувається інтегрування вхідної напруги U^- , причому $U^- > 0$ (див. рис. 15.29).

До початку керувального імпульсу (відрізок часу $0 - t_1$, див. рис. 15.30) діод VD відкритий і напруга на вихіді, що інвертує U^- , дорівнює $U^- = 0,1 \dots 0,4$ В. Напруга на виході без інвертування U^+ визначається подільниками напруги $R1, R2$:

$$U^+ = \frac{ER_2}{R_1 + R_2} > 0.$$

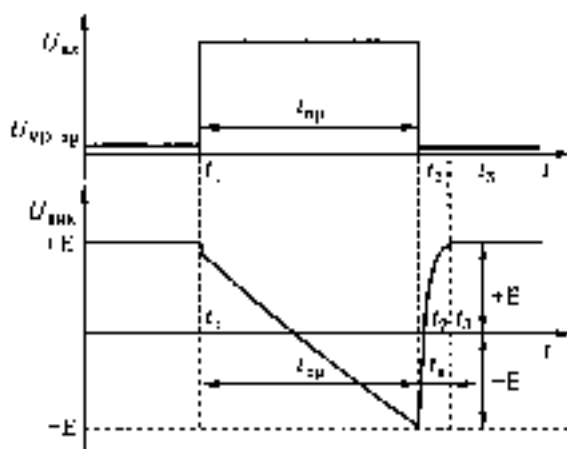


Рис. 15.30. Часові діаграми вхідної і вихідної напруг ОПНУ

Значення коефіцієнта розподілу за рахунок обраного співвідношення між опорами резисторів $R1$ і $R2$ задається так, щоб рівність U^+ забезпечував сталі ОПНС у режимі обмеження, за якого $U_{\text{вих}} = E$. Конденсатор C інтегратора заряджений до напруги джерела живлення E .

Положительний імпульс, що входить на вхід генератора у момент часу t_1 , замикав діод VD , напруга U^+ зростає до рівня, що забезпечує перехід підсилювача в активний режим, при цьому напруга на вході стрибком зменшується на невелике значення. Потім конденсатор C починає розряджатися і перезаряджатися через резистори R . $R_{\text{вих}}$ підсилювача і джерело живлення E . Під час розряджання відбувається зменшення струму. Підключення конденсатора C з ланку ЗЗ, було описано в розглянутій раніше схемі, що за великих коефіцієнтів підсилення ОПНС дає змогу значно стабілізувати струм розряджання та підвищити лінійність вихідної напруги. Якщо розрахункове співвідношення між сталою часу розряджання конденсатора і тривалістю робочого ходу забезпечує рівність

$$\tau = RC = 0,3t_{\text{пр}},$$

то за час тривалості імпульсу конденсатор витягає цілком перезарядитися до напруги $-E$.

Після закінчення в момент часу t_2 керувального імпульсу діод VD відмикається, напруга U^+ стрибкоподібно зменшується до нульового рівня ($U^+ = 0,3 \dots 0,4$ В), підсилювач насичується, його вихідна напруга досягає величини $+E$, а конденсатор C швидко розряджається через відкритий діод VD і $R_{\text{вих}}$ підсилювача. Схема повертається у початковий стан. Тривалість відновлення схеми генератора

$$t_{\text{в}} = 3C \{ t_{\text{в пр}} + R_{\text{вих.нас}} \}.$$

Коефіцієнт нелінійності пилоподібною напруги: $\epsilon = 1 / K_{\text{ст}}$.

15.6. Автоколивальный блoкiнг-генератор. Блoкiнг-генератор у режимі очікування. Синхронізація блoкiнг-генератора

Автоколивальный блoкiнг-генератор. Блoкiнг-генератором називають релаксaцiйний генератор із трансформаторним позитивним зворотним зв'язком, що дає змогу одержувати потужний короткий імпульс практично прямокутної форми.

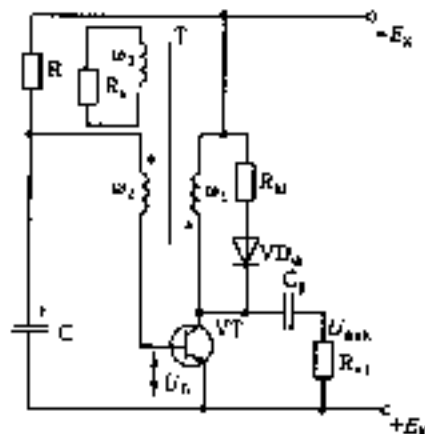


Рис. 15.31. Схема автоколи-
вального блокінг-генератора

мк з амплітудою порядку E_K . Для одержання значень вихідної напруги понад E_K використовують додаткову обмотку трансформатора. Тривалість генероаліх імпульсів блокінг-генераторів становить від 1–10 мкс і менше, при ширину частоти Q – десятківсоті.

Блокінг-генератор, як і інші типи релаксацийних

генераторів, працюють у трьох режимах.

- автоколивальному;
- очікування;
- синхронізації.

Блокінг-генератори застосовують як імпульсні генератори, фірмувачі потужних коротких імпульсів та елементи пристроїв порівняння.

Схему автоколивального блокінг-генератора наведено на рис. 15.31. Це підсилювач, охоплений позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ) через індукційний трансформатор. Первинна обмотка з числом витків ω_1 підключена в колекторну ланку транзистора VT1, а вторинна обмотка з числом витків ω_2 – у базисну ланку транзистора VT1. Для підвищення вихідної напруги передбачено третю обмотку з числом витків ω_3 . Для забезпечення умови виконання балансу фаз генератора первинна і вторинна обмотки підключають зустрічно.

Режим роботи транзистора VT1 за постійним струмом забезпечується резистором R , який визначає струм бази. RC-ланка, що задає сталу часту, визначає тривалість паузи (t_n) блокінг-генератора. Оскільки ширину частоти імпульсів $Q = 10 \dots 100$, то тривалість імпульсів ($t_{им}$) у десятки – сотні разів менша за тривалість паузи. Отже, сталу часту RC-ланка ($\tau = RC$) практично визначає період коливань T . Тривалість паузи розраховують за формулою

$$t_n = RC \ln \left(1 + \frac{U_{C \max}}{E_K + I_{K0} R} \right),$$

де $U_{C \max} = E_K$.

Оцінка величини $I_{100}R \approx 10 \dots 100$ мВ дає змогу знехтувати другим доданком у знаменнику. Тоді, враховуючи ці припущення, одержимо тривалість паузи блокінг-генератора (період і частоту):

$$t_{\text{н}} = RC \ln 2 \approx 0.7RC; \quad T = t_{\text{н}}; \quad f = \frac{1}{0.7RC}.$$

Для збудження блокінг-генератора необхідне виконання двох умов — балансу фаз (БФ) і балансу амплітуд (БА):

$$\varphi_k + \varphi_{1\text{н}} = 360^\circ k; \quad k = 0, 1, 2, \dots;$$

$$\frac{K_{11}}{n} > 1, \quad n = \frac{\alpha_1}{\alpha_2}.$$

Визначаючи значення коефіцієнта підсилення K_{11} в активному режимі роботи транзистора VT1 у період перехідного процесу відповідно до схеми заміщення каскаду та з урахуванням БА, маємо

$$\frac{K_{11}}{n} = \frac{h_{21E} K'_n}{n(K'_{\text{вх}} + K'_n)}.$$

Звідси випливає, що для виконання БА:

$$h_{21E} \geq n \left(1 + \frac{R'_{\text{вх}}}{R'_n} \right),$$

де $R'_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} n_1^2$ — вхідний опір транзистора VT1, зведений до первинної обмотки, $K'_n = K_n n_1^2$ — навантаження генератора, зведене до первинної обмотки ($n_1 = \omega_1 / \omega_2$).

У блокінг-генераторах доцільно використовувати транзистор з коефіцієнтом підсилення за струмом $h_{21E} \approx (20 \dots 30)$.

На рис. 15.32 наведено осцилограми роботи автоколебального блокінг-генератора. Розглянемо осцилограми з моменту часу $t_0 = 0$. Конденсатор С, заряджений у попередньому циклі, розрядився майже до нуля (транзистор VT1 у попередньому циклі був замкнений); за $t > t_0$ транзистор VT1 починає відкриватися, струм колектора $I_{\text{к}}$ зростає, зумовлюючи в колекторній обмотці ЕРС самоіндукції. Ця електрична напруга ЕРС у базовій обмотці, мінус якої прикладений до бази транзистора VT1, а плюс — до конденсатора С, під дією якої конденсатор С починає заряджатися. Потенціал «+» на базі транзистора VT1 щодо емітера збільшує струм бази, що призводить до подальшого збільшення $I_{\text{к}}$, забезпечуючи лавинкоподібний процес перемикання транзистора VT1, який закінчується у момент часу t_1 його насиченням.

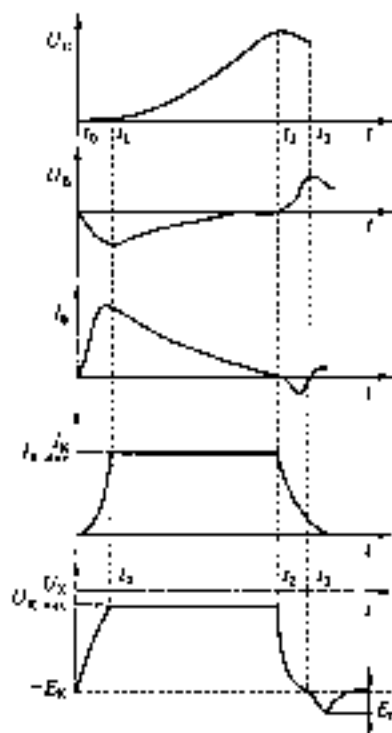


Рис. 13.32. Осцилограми роботи транзисторного базисно-температуратора

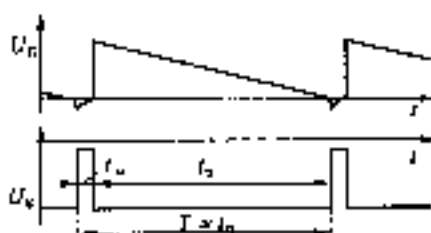
На цьому етапі перемикання транзистора (від закритого $t \leq t_0$ до насиченого $t = t_1$) формується передній фронт імпульсу. Напруга на конденсаторі C (U_C) змінюється незначно, оскільки тривалість переднього фронту невелика. На ділянці $t_0 - t_1$ транзистор VT1 перебуває в активному режимі ($K_{\beta} \gg 1$), а на ділянці $t_1 - t_2$ у режимі насичення, при цьому $K_{\beta} < 1$ і транзистор не підсилює сигнал.

Після t_1 , оскільки $K_{\beta} < 1$, багаторазовий збільшення амплітуд у температурі не відбувається, тому струм бази перектає керувати струмом колектора. Зменшується ЕРС, що падає на у вторинній обмотці, це призводить до зменшення струму бази I_B .

На цьому етапі формується задній імпульс. Зменшення струму бази I_B зумовлює появу в базовій обмотці ЕРС самоіндукції, яка перешкоджає зменшенню струму бази I_B . Під дією ЕРС відбувається заряджання конденсатора C , через ЕБ насиченого транзистора VT1; R_{β} , малий і заряджання відбувається дуже швидко. При цьому одночасно струм бази I_B і напруга на базі U_B змінюються до нуля, і в момент часу t_2 транзистор виходить зі стану насичення.

Оскільки, від цього відновлює свої підсилювальні властивості за наступного переходу в активний режим і в момент часу t_2 закінчується формування заднього імпульсу, після чого формується його задній фронт. На інтервалі часу $t_2 - t_3$ струм колектора I_K починає зменшуватися, що призводить до появи у базовій обмотці ЕРС самоіндукції з полярністю, протилежною попередній, тобто сприятливою для відмикання транзистора. При цьому транзистор VT1 закривається і тим самим формує лавинноподібний процес, який закінчується у момент часу t_3 замиранням транзистора.

Рис. 13.33. Реальні вихідні напруги блокувального генератора



На цьому інтервалі напруга на базі транзистора VT1 $U_B > 0$, що зумовлено кінцевим часом розсмоктування лірок у базі після насичення транзистора VT1, і сиринчик зворотній струм I_B . Оскільки в момент замирання транзистора VT1 струм колектора I_K не дорівнює нулю, то він не може миттєво припинитися. За рахунок ЕРС самоіндукції колекторної обмотки (ЕРС підвищується і прагне підтримати струм колектора I_K) напруга на колекторі перевищує напругу живлення на E_K . При цьому U_K може досягати $2E_K$. Для ліквідації цього плеску в схемі передбачена ланка шунтування $VD_1 R_{ш}$.

Після t_2 починається формування паузи і відбувається перезарядження конденсатора C через резистор R від E_K . Напруга на конденсаторі C (U_C) починає повільно зменшуватися, і коли напруга U_C досягне нуля, схема повертається до початкового моменту часу t_0 і починається нове довільне перекидання схеми. Реальний вигляд вихідної напруги блокувального генератора наведено на рис. 13.33.

Тривалість імпульсу блокувального генератора можна обчислити за формулою

$$t_{им} = t_k \left(\frac{n h_{21k}}{R_{ок}} - \frac{n_1^2}{R_{ш}} \right).$$

Тривалість фазової паузи визначається із виразу

$$t_{ф} = \ln \tau_{тр} \left(1 + \frac{R'_{2x}}{R'_4} \right).$$

Якщо $R'_{ок} = R'_n$, одержимо $t_{ф} = \ln \tau_{тр}$, де $\tau_{тр}$ — стала часу транзистора.

Блокувально-генератор у режимі очікування, синхронізація блокувально-генераторів. Для переведення розглянутої вище схеми блокувального генератора у режим очікування транзистор VT1 треба замкнути, а для запуску подати напругу на базу, що відкриває транзистор. На рис. 13.34, а, б наведено схеми блокувально-генераторів очікування. В обох схемах транзистор замикається позитивною напругою $U_{БГ} = 0,3 \dots 0,5 \text{ В}$: блокувально-генератор перебуває в стані рівноваги. Конденсатор C ,

що згідно час, розрядження, $U_C = 0$. Закривання можна забезпечити за допомогою джерела зсуву (див. рис. 15.34, схема а) та резистивного напруги (див. рис. 15.34, схема б). Позитивна напруга, що подається на базу щодо емітера, має забезпечити замирання транзисторів. При цьому напруга U_{BE} для схеми а:

$$U_{BE} = U_C = E_B - I_{K0}R > 0;$$

для схеми б: $U_C = I_{K0}R > 0$;

$$U_{BE} = U_{R1} - I_{K0}R > 0.$$

Рекомендується, щоб $U_{BE} \equiv + (0.3 \dots 0.5) \text{ В}$. Це забезпечується напругою подильника $U_{R1} = +0.5 \text{ В}$. За такої напруги переходу база – емітер транзистор буде цілком закритий. Значення ємності конденсатора C_4 визначається із виразу

$$\frac{1}{\omega C_E} \cdot (10 \dots 30) = R_1,$$

де $\omega = 2\pi f_{\text{бл.г}}$ ($f_{\text{бл.г}} = 1/T$ – частота блокінг-генератора).

Параметри імпульсу запускання, які забезпечують найбільш відхилення транзистора VT1, мають бути негативними, за модулем у 2–2,5 рази більші, ніж напруга замирання транзисторів, а затримка коротші за формування імпульсу, отже:

- $U_{\text{зат}} = -1.5 \dots 2 \text{ В}$;
- $t_{\text{зат}} < t_{\text{ф.м.г}}$.

Після надходження імпульсу запуску починається процес перекидання генератора, формується передній фронт, дах і задній фронт імпульсу подібно раніше розглянутих осцилограм. Після цього схема переходить у режим очікування.

Є два способи запуску загальмованих блокінг-генераторів (рис. 15.35, а, б):

- послідовний;
- паралельний.

За послідовного способу запуску імпульс запускання надходить послідовно у ланку бази транзистора. При цьому джерело імпульсів запускання повинно мати низький внутрішній опір. Тому схему доповнено емітерним повторювачем на транзисторі VT1, який має низький вихідний опір і підключений у ланку бази транзистора VT2.

Якщо джерело імпульсів запускання має високий внутрішній опір, застосовують схему паралельного запуску. Імпульс запускання має відкрити транзистор і вивести його з відсікання в активну область, тому напруга на колекторі цю-

Рис. 15.34. Схеми блоків-генераторів очікування
 а - з зхорешим звуку; б - з подильником напруги

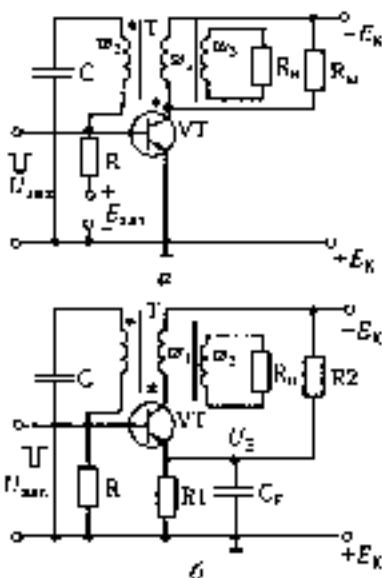
напруги одержати позитивний пристрій порядку 1...2 В. Отже, рекомендується, щоб $U_{\text{зар}} = 2$ В.

Режим синхронізації блоків-генераторів полягає в генерації вихідних імпульсів з частотою синхронізації, яка задається зовнішнім генератором з високою стабільністю. Для цього у базу транзистора VT1 подаються періодичні синхросигнали необхідної амплітуди. Послідовність цих імпульсів може мати різну форму, однак вони повинні мати гострі імпульси. Частота синхронізації зовнішнього генератора має бути більшою, ніж частота блоків-генераторів:

$$f_{\text{синх}} > f_{\text{бл.г.}}$$

Нехай на базу транзистора блоків-генераторів у режимі синхронізації (рис. 15.36) надійде синхронізуювальний імпульс $U_{\text{синх}}$ з періодом проходження $T_{\text{синх}} < T_{\text{бл.г.}}$, де $T_{\text{бл.г.}}$ — період власних коливань блоків-генераторів (за відсутності синхронізуювальних імпульсів). У момент вмикання синхронізуювальних імпульсів автогенератори тимчасово розмикаються синхронізуювальних імпульсів щодо власних імпульсів блоків-генераторів може бути будь-яким (рис. 15.37). Перший синхронізуювальний імпульс (при $t = t_1$), що зменшує напругу $U_{\text{Б}}$ на базі транзистора VT1 у період розрядження конденсатора С, який задає час, не перекидає блоків-генераторів, тому що при заданій амплітуді імпульсу залишкова напруга на базі більша за нуль.

Оскільки $T_{\text{синх}} < T_{\text{бл.г.}}$, то в кожному наступний період імпульси синхронізації зсуваються щодо моменту відмикання транзистора VT1, поки один з імпульсів, у цьому випадку третій імпульс (за $t = t_3$) не зумовить передчасного відмик-



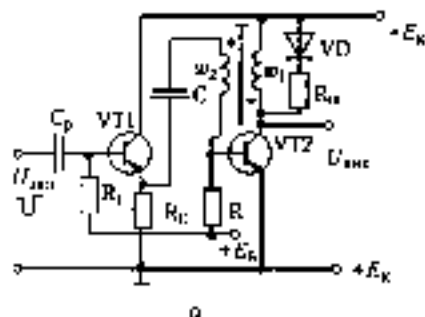


Рис. 15.35. Схема самозбудованого (а) і керуваного (б) запуском блоків-генератора

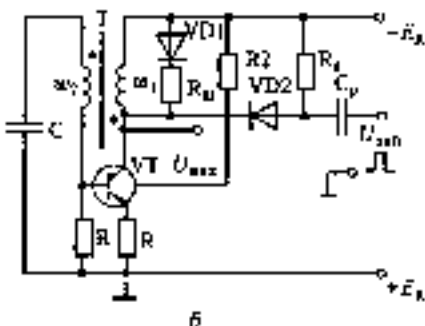


Рис. 15.36. Схема синхронізованого блоків-генератора

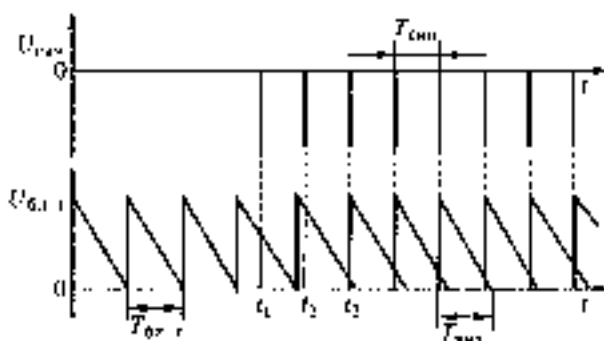
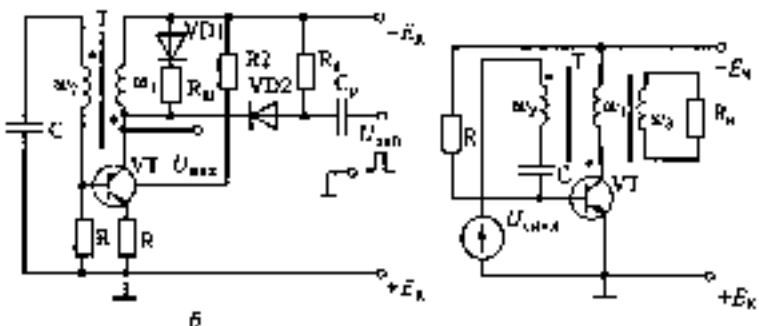


Рис. 15.37. Осцилограми роботи синхронізованого блоків-генератора

кання транзистора VT1, а отже, примусового розвитку процесу переключення блоків-генератора. Наступні синхронізуювальні імпульси будуть зумовлювати переключення блоків-генератора щораз рідше, ніж відбулася зарядка конденсатора C, що задає час, через резистор R. У схемі встановлюється стаціонарний режим, за якого період повторення $T_{\text{вих}}$

вихідних імпульсів блоків-генераторів у режимі синхронізації дорівнює періоду повторення синхронізувальних імпульсів.

Якщо частота синхронізувальних імпульсів $f_{\text{синх}} = n f_{\text{бл.г.}}$, де n — задане ціле число, яке називають коефіцієнтом розподілу частоти, то блоків-генераторів працює в режимі розподілу частоти, тобто в режимі захоплювання зовнішнього синхронізувального впливу. Наприклад, якщо $n = 3$, примусове перекладання блоків-генераторів відбувається за впливу кожного третього синхронізувального імпульсу.

З рис. 13.37 можна зробити висновок, що кратність розподілу частоти значно залежить від амплітуди $U_{\text{вх}}$ синхронізувальних імпульсів. Заданим різні значення параметрів $T_{\text{синх}}, T_{\text{бл.г.}}, U_{\text{вх}}$ можна одержати будь-який режим розподілу частоти.

Контрольні запитання

1. Наведіть цикл заряджання і розряджання конденсатора С1 і виміряйте швидкість його зарядки параметрами мультивібратора.
2. Опишіть методику розрахунку періоду коливань мультивібратора із стокрничною напругою мультивібратора для розрахунку.
3. Наведіть схеми самозбудови і зовнішнього регулювання частоти мультивібратора. Як саме здійснюють регулювання частоти?
4. Які основні причини температурної нестабільності мультивібраторів на германієвих і кремнієвих транзисторах та способи їх усунення?
5. Яким способом зменшують напругу переднього фронту мультивібратора?
6. Опишіть методику розрахунку одновібратора за позначеним струмом, покажіть, чим визначається мінімальний період проходження імпульсів запускання, встановіть мінімальні значення їхньої амплітуди і тривалості.
7. Наведіть два варіанти побудови генераторів лінійно змінюваної напруги, наведіть формули та описові графіки вихідних напруг, опишіть їхні особливості.
8. Опишіть переваги ГЛЗН з негативним зворотним зв'язком: наведіть схеми їх реалізації.
9. Наведіть схеми загальновживаних (у режимі очікування) ГЛЗН на транзисторі та на ОПАС.
10. Поясніть призначення і принципи збудови блоків-генераторів. Які основні параметри, які визначають.
11. Як збудувати схему загальнопланних блоків-генераторів? Наведіть схеми їх реалізації.
12. У чому суть роботи блоків-генераторів у режимі синхронізації? Якою має бути частота синхронізувального генератора щодо частоти блоків-генераторів?

Під час цифрової обробки інформації всі досліджувані величини подаються у дискретній формі або у вигляді цифрового коду. Якщо досліджувана величина задана неперервною функцією (у вигляді аналогового сигналу), то перед обробкою її слід перетворити на цифрову форму. Таке перетворення можна здійснити лише у дискретні моменти часу, отже, треба визначити інтервал дискретизації за часом (T_0), а потім визначити значення функції у ці моменти часу (рис. 16.1). Ці значення функції називають *взірками*. Потім здійснюють їх вибірок перетворюють на цифровий код. Такий метод дискретизації називають *дискретизацією за часом*. Чим менший інтервал дискретизації, тим точніше передається функція. Однак за малих T_0 необхідний великий обсяг пам'яті та висока швидкість комп'ютера, T_0 часто визначають, використовуючи теорему Котельникова та підходжуючи період дискретизації зі спектральною характеристикою досліджуваного процесу $f(t)$:

$$T_0 = \frac{1}{2f_n},$$

де f_n — верхня частота спектра функції $f(t)$.

У загальному випадку перетворювана функція може бути подана поточним значенням тривалості часових інтервалів або поточним значенням величини напруги чи струмів. Розрізняють кодування часових інтервалів і напруг.

16.1. Кодування часових інтервалів і напруг

Нехай розглянуть функція відображає який-небудь часовий інтервал. Як приклад можна визначити інтервал часу між посланням і відбитим від ціль сигналом радіолокатора з

Рис. 16.1. Невпрервна функція з вибіркою

методи визначення надійності даних. Пристрій, за допомогою якого можна виміряти часовий інтервал, зображено на рис. 16.2, а часові діаграми його роботи — на рис. 16.3.



Початковий імпульс U_n (посилання імпульсу радіодіагностром) надходить на вхід S тригера Т1 і встановлює його в стан логічної «1», а імпульс кінця U_k (прихід відбитого сигналу) надходить на вхід R тригера Т1, встановлюючи його в стан логічного «0». На перший вхід схеми збігу С1 надходить сигнал U_{y1} від тригера Т1, а на другий вхід — тактові імпульси U_T . На виході схеми збігу С1 падають лише ті тактові імпульси, що потрапляють в інтервал часу між надходженнями імпульсів U_n і U_k . Що вище тактова частота сигналу U_T , тим точніше вимірюється інтервал t_k (див. рис. 16.3).

Кількість імпульсів відлікується лічильником, зібраним на тригерах Т2, Т3, Т4, і за сигналом зчитування через схеми збігу С2, С3, С4 цей код виставляється на виході схеми. Число розрядів лічильника вибирається з умови:

$$2^N T_T \geq t_{\text{кmax}},$$

звідки випливає, що число розрядів лічильника N

$$N \geq \ln \frac{t_k}{T_T} / \ln 2.$$

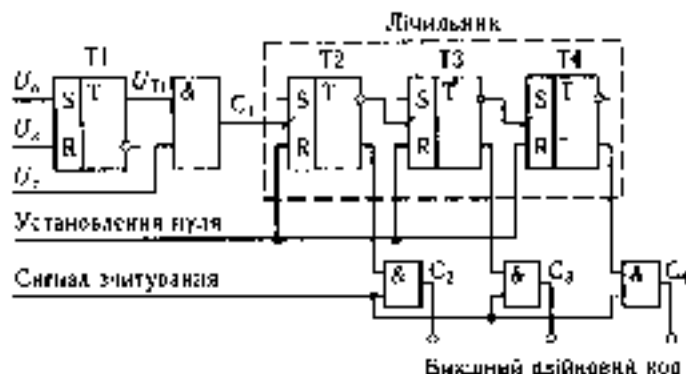


Рис. 16.2. Пристрій генерування часового інтервалу на цифровий код

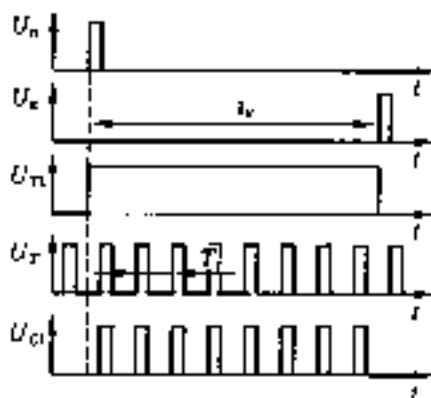


Рис. 16.3. Часові діаграми роботи пристрою кодування часового інтервалу



Рис. 16.4. Схема кодування випутти

За дійсного значення числа N слід застосувати більше ціле число.

Схему перетворення аналогової напруги $U(t)$ на цифровий код подано на рис. 16.4. Вона складається з двох частин:

- схеми перетворення напруги $U(t)$ на пропорційній йому часовий інтервал T_k ;
- схеми перетворення часового інтервалу на цифровий код (роботу цієї схеми розглянуто вище).

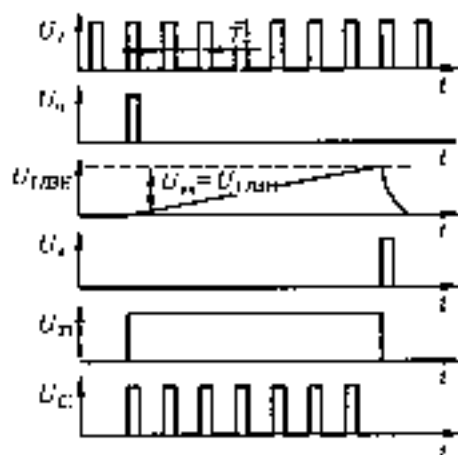


Рис. 16.5 Часові діаграми роботи схеми кодування напруги

Тактовий сигнал U_T надходить на подільник частоти, який формує сигнал початку перетворення U_n , що надходить на схему перетворення часового інтервалу на цифровий код. Під дією цього сигналу тригер Т1 (див. рис. 16.2) встановлюється в стан логічної «1» і сигнал стробування U_{T1} надходить додатково на генератор лінійно змінюваної напруги (ГЛЗН) (див. рис. 16.4). Після цього сигналу ГЛЗН починає формувати пилоподібну лінійно зростаючу напругу, що надходить на вхід схеми порівняння (компаратор). На другий вхід компаратора надходить вхідний сигнал $U(t)$.

Якщо вхідна напруга ГЛЗН досягає значення ($U_{ГЛЗН} \geq U_{вх}(t)$), спрацьовує компаратор та формує імпульс кінця U_k , що перемикає тригер Т1 у стан логічного «0». За логічної залежності $U_{ГЛЗН}(t)$ тривалість t між імпульсами U_n і U_k пропорційна $U_{вх}$. Отже, цифровий код схеми перетворення часового інтервалу на код буде пропорційний (чи дорівнюватиме у відповідному масштабі) вимірюваному вхідному сигналу. Сигнал логічного «0» на виході U_{T1} формує зворотний код ГЛЗН, система повертається у початковий стан і чекає чергового імпульсу (U_n), зумовленого тактовим імпульсом.

Часні діаграми роботи схеми кодування напруги наведено на рис. 16.5.

16.2. Аналого-цифрові перетворювачі. Основні характеристики і параметри

Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) — пристрій перетворення аналогового сигналу на цифрову форму (цифровий код). Цифровий сигнал на виході АЦП подається у вигляді двійкового слова або послідовності імпульсів, роботою у формі, загальній із сигналом даних певного персонального комп'ютера або мікропроцесорної системи. Існує безліч способів перетворення аналогового сигналу на цифровий код. Часто аналоговий сигнал перетворюється на проміжну форму (тривалість часового сигналу або частоту), доступнішу для вимірювання у цифровій формі. Потім проміжна форма порівнюється з еталоном, у розглянутому випадку це частота тактового генератора ($U_{\text{сг}}$, число імпульсів якого за вимірюваний інтервал часу T_k відомі), лічильник. Однак не в усіх галузях АЦП сигнал перетворюється на проміжну форму, але в усіх АЦП аналоговий сигнал порівнюється з еталоном (тактовим інтервалом або стабілізованою напругою).

Основними характеристиками АЦП є:

- точність (похибка);
- тривалість перетворення (шинакодінг);
- динамічний діапазон вхідного сигналу;
- вхідний опір $R_{\text{вх}}$;
- вихідний опір $R_{\text{вих}}$.

Точність визначається кількістю розрядів вихідного слова. Десятирозрядні АЦП мають відносну похибку близько 0,1 %, дванадцятирозрядні АЦП — 0,01 %. Тривалість перетворення (шинакодінг) — це час, необхідний для одержання вихідного двійкового слова (коду) після подачі на вхід вимірюваної напруги $U_{\text{вх}}$. Причому тривалість перетворення різних типів АЦП становить від десятків часток до сотень мікросекунд. Динамічний діапазон вхідного сигналу визначається значеннями мінімального і максимального вхідних сигналів щодо виразу

$$D_{\text{с}} = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}},$$

де $U_{\text{вх max}}$ — відповідає максимальному значенню вхідного коду АЦП; $U_{\text{вх min}}$ — відповідає рівню мінімального значення вихідного коду.

Опір АЦП із боку вхідних і вихідних затискачів (для кожного рядуу) характеризується відповідно значеннями $R_{\text{вх}}$ і $R_{\text{вих}}$.

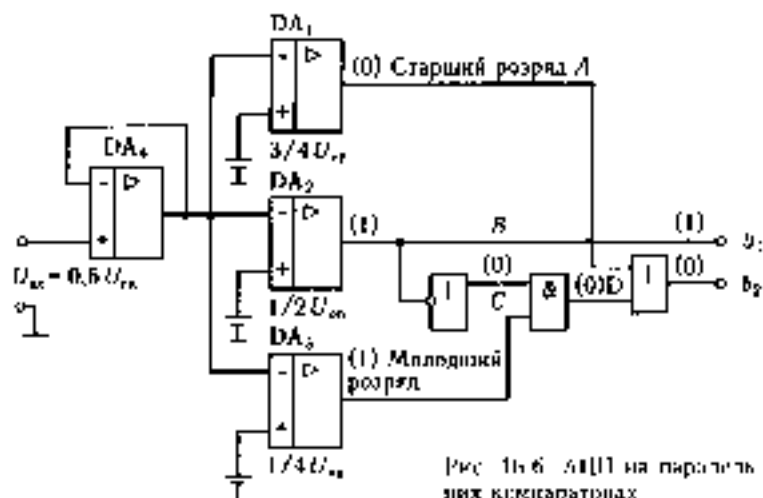


Рис. 16.6 АЦП на паралельних компараторах

Схему АЦП на паралельних компараторах наведено на рис. 16.6. Для збільшення вхідного опору АЦП і розв'язки компараторів від джерела вхідного сигналу використовують буферний підсилювач, зображений на ОУМС у режимі конторювача з 100 % зворотним зв'язком. При цьому спостерігається дуже високий $R_{вх}$ і дуже низький $R_{вих}$.

Джерела опорної напруги отримані за допомогою розподільників на прецизійних резисторах, що використовують паразитичний або електролітичний стабілізатори, напруга яких підходить на входи компараторів без інвертування DA_1, DA_2, DA_3 . На входи компараторів з інвертуванням подається вхідний сигнал з буферного підсилювача.

Якщо на входах компаратора: $U_{вх} > U_{оп}$ — на виході компаратора формується сигнал логічного «1»; $U_{вх} \leq U_{оп}$ — на виході компаратора формується сигнал логічного «0».

Для вхідного сигналу $U_{вх} = 0,6 U_{нн}$ на схемі зазначено логічні стани ліній і вихідний код. Стани компараторів за допомогою логічних схем перетворюються на двійковий шіфрований код, значення яких пропорційне вхідному сигналу (табл. 16.1).

АЦП порозрядного кодування часто називають АЦП послідовного наближення або АЦП зі зрівнюванням. Схему АЦП порозрядного кодування наведено на рис. 16.7. Основною пристроєм є регістр послідовного наближення (РПН). Алгоритм його роботи такий: для кожного імпульсу ΓT (генератора тактових імпульсів) РПН послідовно, починаючи зі старшого розряду, формує на виході

Таблиця 16.1. Стан ліній АЦП і його вихідного коду залежно від рівня вхідного сигналу

Вхідний сигнал	A	B	C	D	b1	b7
$\frac{3}{4}U_{\text{вх}} < U_{\text{вх}}$	1	0	1	0	1	1
$\frac{1}{2}U_{\text{вх}} < U_{\text{вх}} < \frac{3}{4}U_{\text{вх}}$	0	0	1	0	1	0
$\frac{1}{4}U_{\text{вх}} < U_{\text{вх}} < \frac{1}{2}U_{\text{вх}}$	0	1	1	1	0	1
$U_{\text{вх}} < \frac{1}{4}U_{\text{вх}}$	0	1	0	0	0	0

Q сигнал логічний «1», який залежить від сигналу, що надходить на його керуваний вхід з виходу компаратора або залишається незмінним, або замінюється на сигнал логічний «0». Часові діаграми роботи АЦП порозрядного кодування зображено на рис. 16.8.

У момент часу t_0 за сигналом «ПУСК» у вихідний статичний регістр РРН, виконаний на RS-тригерах $DD_{3.1}, DD_{3.2} \dots DD_{3.8}$, записується код, що містить логічну «1» лише в старшому розряді Q_8 . Цей код за допомогою ЦАП перетворюється на напругу $U_{\text{ОРН1}}$, яка на виході компаратора ДА порівнюється з вхідною напругою пристрою. Якщо $U_{\text{ОРН1}} > U_{\text{вх}}$, то на виході компаратора формується одиничний сигнал, якщо $U_{\text{ОРН1}} < U_{\text{вх}}$ — нульовий сигнал.

Однотактно із сигналом «ПУСК» у мовчазний розряд Q_0 зсувного регістра DD_1 РРН по фронту ГТІ так само записується сигнал логічної «1». Цей сигнал відкриває логічний перемикач на елементі 21 $DD_{2.1}$ і вихідний сигнал компаратора передається на вхід R тригера $DD_{3.1}$. При цьому, якщо $U_{\text{ОРН1}} > U_{\text{вх}}$, то на тригері $DD_{3.1}$ відбувається скидання і на виході РРН формується нульовий код. Якщо $U_{\text{ОРН1}} < U_{\text{вх}}$ тригер $DD_{3.1}$ залишається встановленим, і на виході РРН зберігається код з одиницею в старшому розряді.

Наступний фронт ГТІ зсуває код, записаний у DD_1 , вліво. У результаті цього сигнал логічної «1» переміщується в біт першого розряду (Q_1), що встановлює тригер $DD_{3.2}$. На виході РРН формується код, що містить одиницю в розряді Q_{n-1} , а на виході ЦАП — нове значення напруги, яке порівнює $U_{\text{ОРН2}}$. Ця напруга також порівнюється з $U_{\text{вх}}$. Оскільки сигнал логічної одиниці є лише на виході Q_1 регістра DD_1 , то вихідний сигнал компаратора ДА може впливати на

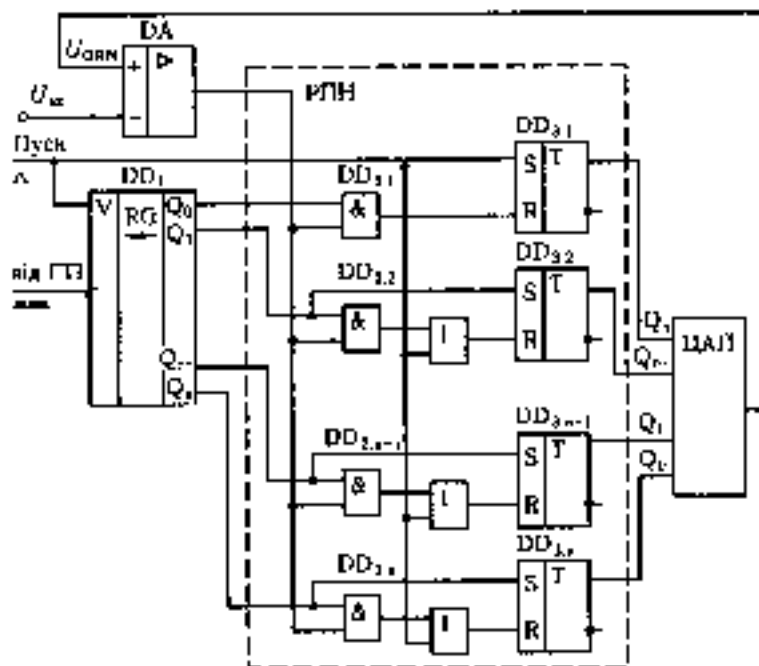


Рис. 16.7 Схема АЦП из пороговых кодирования

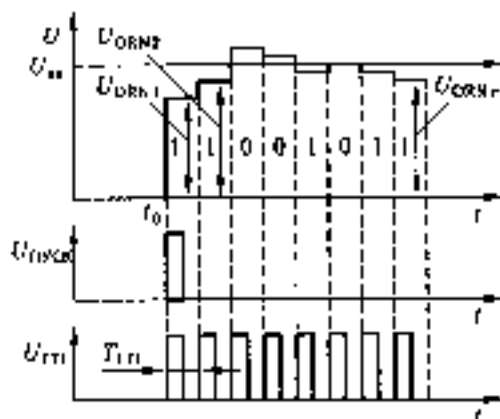


Рис. 16.8 Часы диаграммы работы АЦП порогового кодирования

вхід R ланцюга тригера DD_2 . При цьому, якщо $U_{OBN2} > U_{нх}$, то на DD_2 відбувається скидання, а якщо $U_{OBN2} < U_{нх}$ тригер залишається встановленим.

Наступний імпульс ГТІ зсуває код, записаний у DD_1 , який і процес триннає аналогічно описаному для двинна сигнал логіч-нои «1» не досягне старшого розряду Q_n регістра DD_1 . У цьо-му випадку за імпульсом ГТІ регістр DD_1 встановлюється на нуль і процес перетворення завершується. Шукане зна-чення вихідного коду зчитується з виходу РПН.

З наведеного алгоритму випливає, що число імпульсів, не-обхідне для виконання перетворення, дорівнює розрядності вихідного коду АЦП, тобто тривалість перетворення стано-вить

$$t_n = nT_{ГТІ}$$

де n — розрядність АЦП.

У зв'язку зі своєю достатньою простотою і доброю зливд-кодєю цей тип АЦП набуває широкого застосування.

16.3. Цифроаналогові перетворювачі. Структура, основні характеристики і параметри

Належна тема виводу інформації, що зв'язує керуєчу ЕОМ чи МП систему з апаратурою керування технологічним про-цесом, обов'язково має цифроаналогові перетворювачі (ЦАП). Це зумовлюється тим, що основні виконавчі механізми керу-вання технологічним процесом розраховані на аналогові сиг-нали, току вони повинні мати пристрій, який перетворить цифрові коди на аналогові сигнали.

Пристрій перетворення цифрового коду на пропорційне йому значення аналогової величини (напруги U або струму I) називають *цифроаналоговим перетворювачем* (ЦАП). Біль-шість ЦАП складаються з п'яти функціональних елементів або модулів (рис. 16.9):

- регістра і схеми керування;
- аналогового ключа;
- джерела опорної напруги;
- декодувальної схеми;
- підсилювального підсилювача.

Основні розходження ЦАП стосуються способів з'єднання та виготовлення модулів. До характеристик ЦАП належать:

- точність (похибка);
- розрізняльна здатність;



Рис. 16.9 Основні функціональні блоки ЦАП і можливі їх комбінування

- тривалість перетворення;
- діапазон зміни вихідної величини;
- повний вихідний опір ($Z_{\text{вих}}$);
- температурний коефіцієнт нестійкості.

Точність — відхилення дійсної вихідної аналогової величини від її теоретичного значення. На точність ЦАП впливають значення основних параметрів і температурні дрейфи: еталонного джерела, підсумовувального підсилювача, декодувальної схеми й аналогових ключів.

Розривкова здатність — мінімальне значення вхідної величини, яке визначає відношуву зміну вихідної величини

$$\Delta = 1 / 2^n,$$

де n — розрядність коду.

Що бilityна розрядність цифрового коду на вихіді ЦАП, то більша його розривкова здатність.

Тривалість перетворення — інтервал часу між надходженням цифрового коду на вхід ЦАП та часом установлення відношувного йому значення напруги або струму на виході. Воно переважно визначається швидкодією ключів і декодувальної схеми.

Діапазон зміни напруги (U) або струму (I) — повна шкала зміни напруги від 0 до $U_{\text{вих макс}}$ або струму від 0 до $I_{\text{вих макс}}$.

Вихідний вихідний опір ЦАП ($Z_{\text{вих}}$) — визначається з боку вихідних затисків. Він здебільшого залежить від вихідного опору підсумовувального підсилювача і має десятки — сотні омів.

Температурний коефіцієнт нестійкості (ТКН) ЦАП — визначається ступенем зміни вихідної напруги (U) або струму (I) від температури ($^{\circ}\text{C}$) у робочому діапазоні температур. У робочому діапазоні температур $t = 0..40^{\circ}\text{C}$ (до $\pm 20^{\circ}\text{C}$) як ТКН $\sim 0.01\% / ^{\circ}\text{C}$ одержують значення відносно похибки ЦАП від температури в межах діапазону $\delta = \pm 0,2\%$.

Розглянемо специфічні для ЦАП декодувальні схеми, оскільки побудову схем, аналогових ключів, джерел опорної напруги, підсумовувальних підсилювачів і регістрів висвітлено у відповідних розділах.

Декодувальна схема призначена для забезпечення на її виході аналогового значення напруги або струму, значення яких мають бути пропорційні вихідному цифровому коду. Процес декодування припускає підключення напруги або струму визначеної величини за допомогою аналогових ключів та підсумовування результуючих напруг або струмів відповідним чином. Кожна цифра декодованого числа керує окремим аналоговим ключем, і величина сигналу від еталонного джерела зважується відповідно до значення позиції коду числа. Розрізняють схеми зі зваженими резисторами і баталанкині схеми із резисторами.

Зважену схему керування напругою наведено на рис. 16.10. Вона складається з аналогових ключів S_1-S_n , джерела еталонної напруги $E_{\text{ет}}$ і високоточних резисторів. Робота схеми ґрунтується на тому, що коли i -й розряд дорівнює логічній «1», то ключ S_i підключається до $E_{\text{ет}}$; а якщо i -й розряд дорівнює логічному «0», то ключ S_i підключається до спільної шини і цей розряд не бере участі у формуванні вихідної напруги. Витягнуту G вибирають так, щоб внесок кожного наступного розряду у формування вихідної напруги зменшувався вдвічі.

Якщо i -й розряд дорівнює логічній «1», його внесок у формування вихідної напруги розраховують за формулою

$$U_{\text{дк}} = \frac{E_{\text{ет}} G_k}{G_{\Sigma} + G_k + G_{\Sigma}},$$

де G_k — провідність i -ї гілки; G_{Σ} — паралельне змикання всіх провідностей, які підключені до спільної шини; G_{Σ} — підсумовувальна провідність (вихідна провідність ЦАП).

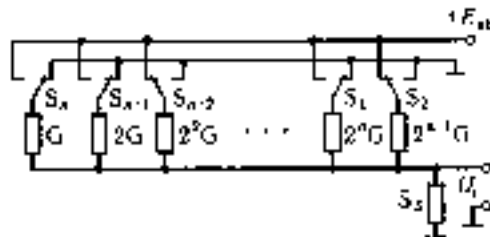


Рис. 16.10. Зважена схема керування напругою

Паралельне з'єднання всіх провідностей, крім G_S , можна частково виразити

$$G_n + G_k = G(1 + 2 + 2^2 + \dots + 2^{n-1}) = G(2^n - 1).$$

Виключивши принцип суперпозиції, оскільки система є лінійною, одержуємо для перетворення $U_{\text{вх}}$ для будь-яко-

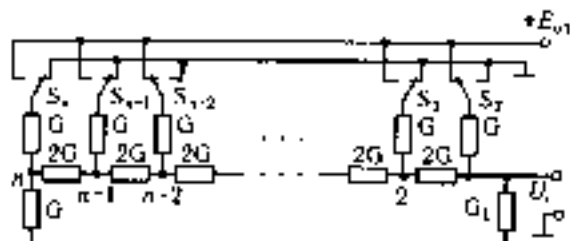


Рис. 16.11. Ланкова схема керування напругою

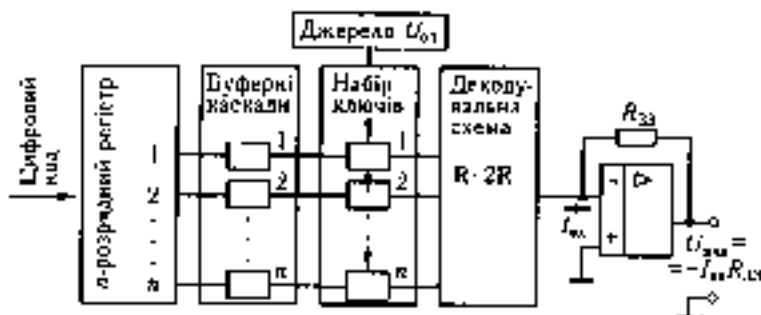


Рис. 16.12. Загальна конфігурація ЦАП з декодувальною схемою

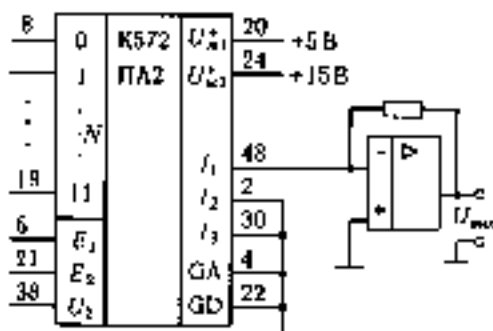


Рис. 16.13. ЦАП в інтегральному виконанні

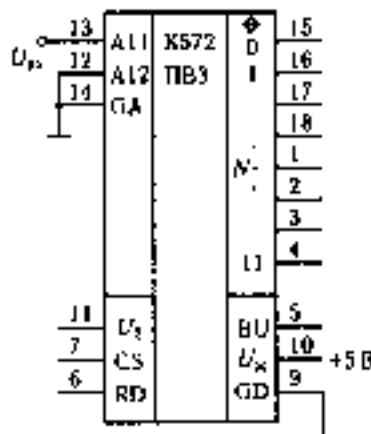


Рис. 16.14 АЦП в інтегральному виконанні

на КМОП

$$U_0 = \sum_{k=1}^n U_{0k} =$$

$$= \frac{E_{on}}{2^n - 1 + \frac{G_5}{G}} \sum_{k=1}^n A_k 2^{n-k},$$

де $A_k = 1$, якщо k й розряд дорівнює одиниці; $A_k = 0$, якщо k й розряд дорівнює нулю.

Вихідна провідність усієї системи постійна і визначається

ся виразом

$$G_0 = G_{\pi} + G_k + G_5 = G(2^n - 1) + G_5,$$

тоді значення повного вихідного опору ЦАП стає постійним

$$R_{вих} = 1 / G_0.$$

Наведена декодувальна схема має перевагу, яка полягає в тому, що вона містить мінімальне число прецизійних резисторів порівняно з іншими декодувальними схемами, однак програє тим, що діапазон номіналів прецизійних резисторів великий. Це встановлює обмеження на спосіб виготовлення резисторів. Діапазон номіналів прецизійних резисторів становить $2^n - 1$.

Дану схему керування напругою подано на рис. 16.11. Ця схема має лише два значення номіналів прецизійних резисторів R і $2R$.

Схема є лінійною, тому аналогічно розглянутій зваженій схемі одержимо $U_{вих}$ для будь-якого коду

$$U_0 = \sum_{k=1}^n U_{0k} = \frac{E_{on}}{1 + \frac{G_5}{2G}} \sum_{k=1}^n A_k 2^k,$$

де $A_k = 1$, якщо k й розряд дорівнює логічній «1»; $A_k = 0$, якщо k й розряд дорівнює логічному «0».

Вихідна провідність і опір ЦАП постійні й визначаються виразом

$$G_0 = 2G, R_{вих} = 1 / G_0.$$

Загальну конфігурацію ЦАП з декодувальним схемкою наведено на рис. 16.12.

Цифроаналогові (ЦАП) та аналого-цифрові (АЦП) перетворювачі вбудовані в інтегральний виконавець. На рис. 16.13 подано ЦАП серії 572 (K572ПА2), а на рис. 16.14 — АЦП (K572ПБ3) в інтегральному виконавці.

16.4. Пристрій вибірки збереження

Під час роботи АЦП з аналоговими входними сигналами бажано забезпечити постійний рівень вимірюваної напруги в точках квантування за часом. Призначення пристрою вибірки збереження (ПВЗ) — зняти звіт входного сигналу в потрібний момент часу, зафіксувати її зберегти сигнал на час перетворення АЦП. Часові діаграми роботи та схема пристрою вибірки збереження наведені на рис. 16.15 і 16.16.

Значення параметрів схеми ПВЗ: $R2$ становить десятки мегаомів, $C = 100, 1000$ нФ, $R1$ — внутрішній опір джерела ЛРС, яке має бути набагато меншим, ніж $R_{\text{вх}}$ ідентифікуюча.

Режим вибірки, ключ замкнений, $U_{\text{вх}}$ надходить на вхід ОПНПС і на ємності C запам'ятовується входний сигнал. У момент часу t_1 ключ розмикається, і сигнал $U_{\text{вх}}$ не надходить на вхід ОП. На виході схеми змещений сигнал $U_{\text{вх}}$ перед розмиканням ключа. Забезпечивши велику сталу часу розрядження конденсатора C ($\tau_{\text{розр}} \gg t_{\text{пер АЦП}}$) одержимо

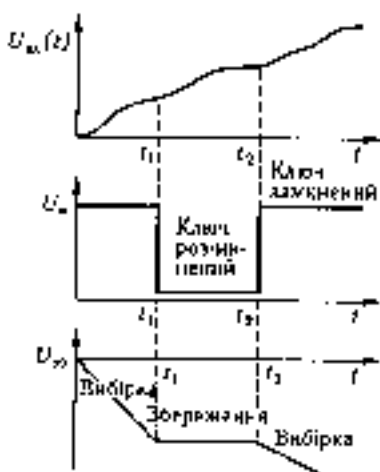
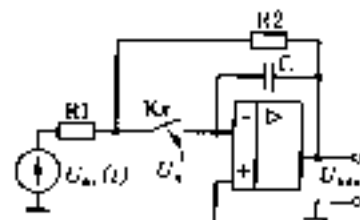


Рис. 16.15 Часові діаграми ПВЗ

Рис. 16.16. Схема пристрою вибірки збереження



$U_{\text{вих}} = U_{\text{г}} = U_{\text{вк}} = \text{const}$ на час перетворення АЦП ($t_{\text{пер АЦП}}$). У моменту часу t_2 ($t_2 - t_1 > t_{\text{пер АЦП}}$) ключ замикається з зно-
ву відбувається процес вибірки.

Контрольні запитання

1. Чим визначається точність пристрою для вимірювання тимчасових інтервалів?
2. Наведіть основні джерела помилок для схеми кодування напруги з перетворенням напруги на часовий інтервал.
3. Дайте визначення АЦП і його основних характеристик. Порівняйте АЦП на триадових компараторах і паралельного врівноважування, у чому переваги і недоліки кожного з них?
4. Які основні структурні елементи ЦАП, його призначення та характеристики?
5. Поясніть призначення та основні властивості двох типів кодувальних схем ЦАП, оцініть їхні переваги і недоліки.
6. Визначте призначення схем вибірки зберігання, дайте їхню структуру та основні параметри.

17.1. Структурні схеми й основні проблеми імпульсних джерел електроживлення

Виконання функціональних вузлів електронної апаратури на напівпровідникових приладах та інтегрованих мікросхемах дає змогу істотно зменшити габаритні розміри і масу основних блоків апаратури. Крім того, для функціонування апаратури необхідна постійна напруга високої якості. У стаціонарних умовах живлення апаратури переважно здійснюється від мережі змінного струму промислової частоти. Використання традиційних методів побудови джерел живлення (низькочастотний силовий трансформатор — випрямляч зі згладжувальним фільтром — безперервний стабілізатор напруги) призводить до того, що габаритні розміри і маса живлення визначають масштабовані показники апаратури в цілому. Використання для стабілізації напруги безперервних стабілізаторів, які мають ККД не більше ніж 75 %, призводить до великих витрат потужності на регульовальному елементі, що потребує застосування спеціальних засобів для відведення теплоти, яка виділяється, причому ККД зменшується під час розширення меж змін напруги живильної мережі.

Для поліпшення масогабаритних та енергетичних показників джерела живлення виконуються за схемою з високоякісним перетворенням електричної енергії. Габаритні розміри і маса силових трансформаторів на частотах десятки — сотні кілогерців значно менші, ніж у разі використання напруги промислової частоти. Елементи згладжувальних фільтрів на високих частотах мають значно менші номінальні значення, отже, і менші габаритні розміри та масу.

Використання для стабілізації напруги імпульсного режиму роботи регульовальних транзисторів дає змогу істотно зменшити втрати потужності в стабілізаторі й підвищити його ККД та джерела живлення в цілому до 80–90 %, причому ККД зберігає це значення в широкому діапазоні зміни напруги живильної мережі. Такі джерела електроживлення

наживати імпульсними джерелами електроживлення, або джерелами живлення з безтрансформаторним входом, оскільки вони не містять низькочастотного силового трансформатора. Схеми імпульсних джерел живлення складніші, ніж безперервних, але вишуканіші питомі масогабаритні та енергетичні показники визначили їх широке застосування.

Основним фактором, що дає змогу істотно зменшити габаритні розміри і масу джерела живлення, є виключення зі схеми джерела силового низькочастотного трансформатора. Напрята мережі змінного струму промислової частоти подається безпосередньо на випрямляч, вихідна напруга якого приблизно дорівнює амплітудному значенню напруги мережі. Отримана постійна напруга за допомогою транзисторного перетворювача перетворюється на змінну напругу прямокутної форми з частотою десятки кілогерців. Силловий трансформатор на таких частотах має невеликі габаритні розміри і масу, а число та значення необхідних напруг визначаються параметрами вторинних обмоток силового трансформатора.

Для одержання постійних напруг напруга кожної вторинної обмотки випрямляється високочастотним випрямлячем з відповідним згладжувальним фільтром. Стабілізація вихідної напруги здійснюється або за допомогою імпульсного стабілізатора напруги, або за допомогою регульованого (стабілізованого) перетворювача. Тому багатоканальні імпульсні джерела живлення мають такі структурні схеми (рис. 17.1), на яких МВ — мережний випрямляч, ІСН — імпульсний стабілізатор напруги, ПН — перетворювач напруги, ВЧВ — високочастотний випрямляч, СК — згладжувальний конденсатор, РПН — регульований перетворювач напруги, КСН — конденсатор напруги.

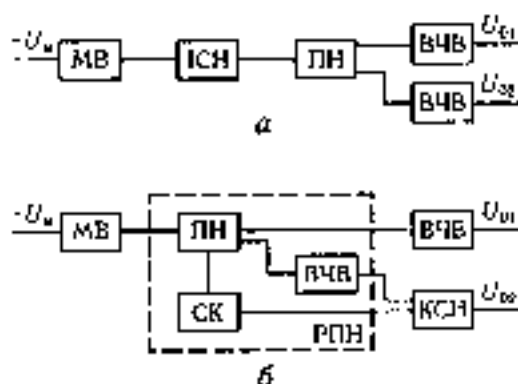


Рис. 17.1 Структурні схеми імпульсних джерел живлення

регулювання перетворювач напруги; СК – схема керування; ВЧВ – високочастотний випрямляч; КСН – компенсаційний стабілізатор напруги.

Джерела живлення за схемою на рис. 17.1, а містять у своєму складі імпульсний стабілізатор напруги (ІСН) як окремий функціональний блок, що виконує дві важливі функції: по-перше, ІСН знижує вихідну напругу мережового випрямляча (МВ), яка становить сотні вольтів, до значення, білями прийнятого для роботи перетворювача напруги (ПН), то-друге, він стабілізує напругу живлення ІН, при цьому стабілізуються напруги на всіх вторинних обмотках силового трансформатора ПН. Вихідна напруга ІІІ у схемі на рис. 17.1, а має форму прямокутних різкоподібних імпульсів зі шпаруватістю, що дорівнює двом. Така форма напруги є оптимальною для роботи високочастотного випрямляча з погляду якості випрямленої напруги.

Основним блоком джерел живлення, виконаних за схемою на рис. 17.1, б, є регульований перетворювач напруги (РПН), який здійснює одночасно функції перетворення постійної напруги на змінну та стабілізації випрямленої напруги (вихідної напруги ВЧВ). Стабілізація напруги здійснюється завдяки тому, що напруги на вторинних обмотках силового трансформатора мають форму прямокутних імпульсів з «паузою на нулі» і під час зміни напруги живлення РПН тривалість імпульсу змінюється так, що середнє значення змінної напруги за половину періоду залишається приблизно постійним.

Зміна тривалості імпульсу забезпечується схемою керування (СК), на вхід якої надходить випрямлена напруга однієї з каналів. Тому стабільність вихідних напруг інших каналів буде такою самою, як і цього каналу. Якесь вихідної напруги ВЧВ під час випрямлення напруги з «паузою на нулі» не дуже висока, тому після РПН як вихідний блок можна використати безперервний (компенсаційний) стабілізатор напруги (КСН). За невеликої зміни напруги на вхід КСН може мати ККД до 95 %.

У процесі розробки схем імпульсних джерел живлення треба враховувати низку факторів, не властивих безперервним джерелам живлення. МВ зазвичай виконується за коствою схемою з ємнісним навантаженням. Під час використання у випрямлячі низькочастотного силового трансформатора заряджання вихідного конденсатора випрямляча відбувається плавно, без великих імпульсних струмів. В імпульсних джерелах живлення після зникання напруги мережі надходить безпосередньо на динний міст і через нього на конденса-

сатор. Розряджений конденсатор до моменту вмикання еквівалентний короткому замиканню, а після його вмикання джерело може відбуватися за будь-якої фази напруги мережі, то до діючого моста може бути прикладена напруга аж до амплітудного значення. Внаслідок малого значення внутрішнього опору мережі амплітуда імпульсу струму в момент вмикання може досягати сотень амперів. Тому в МВ необхідно вживати заходів для обмеження амплітуди зарядного струму конденсатора під час вмикання джерела.

Якщо напруга мережі 220 В, вихідна напруга МВ становить приблизно 300 В. Тому в наступному блоці джерела живлення (СН) або ППВ використовують потужні високочастотні транзистори. Для забезпечення безпечних режимів потужних високочастотних транзисторів вони мають ще лінійне працювати в режимах, що не перевищують гранично допустимі, а в частині достатні запаси за напругою та потужністю, що розсіюється.

Сучасні високочастотні перемикальні транзистори здібні до дрейфів, в яких тривалість перемикання має один порядок з сталою часу транзистора, тому впливом часу відкривання транзистора на імпульс струму в транзисторі, що закривається, нехтувати не можна. Внаслідок цього в потужних високочастотних транзисторах різко збільшується миттєва потужність, яка виділяється під час переходу транзистора з режиму відсікання у режим насичення і навпаки. Високочастотні транзистори зазвичай виконують за мезопланарною дифузійною технологією, тому колекторний струм не є тигло рівномірно розподілятися по площі переходу, що призводить до локальних перегрівів деяких ділянок. Для зменшення миттєвої потужності доводиться ускладнювати схему керування.

У високочастотних транзисторах, що працюють у ключовому режимі, різко зростає ризик захисту за струмом силових транзисторів. За низьких напруг у процесі виходу з насичення настає процес самообмеження струму. У високочастотних перетворювачах транзистор, вийшовши з насичення, не може істотно змінити струм колектора. Це призводить до перевантаження високочастотних транзисторів і виходу їх з ладу. Тому вимоги до захисту за струмом більш жорсткі.

Стабілізація вихідних напруг імпульсних джерел живлення здійснюється за допомогою СН або РПН, що містять у своєму складі схеми керування. У робочому режимі живлення СК здійснюється від додаткових обмоток силового трансформатора перетворювача напруги. Під час вмикання джерела, коли перетворювач ще не працює, живлення СК здійснюється

ся від допоміжних ланок живлення. Після початку роботи ІІІ відбувається перемикання живлення СК від допоміжних ланок на основні. Потужність ланки живлення СК не перевищує 2—3 Вт.

17.2. Схемотехніка основних блоків імпульсних джерел електроживлення

Мережний випрямляч. Обмеження амплітуди зарядного імпульсу струму конденсатора при включенні джерела напруги здійснюється за допомогою резистора (термістора), що підключається послідовно в коло заряджання конденсатора. Резистор може бути підключений як до діючого моста, так і після нього (див. рис. 17.2).

Під час вмикання джерела конденсатор C розряджений, і струм у колі обмежується резистором $R_{\text{обм}}$. Опір обмежувального резистора визначається для найгірших умов: максимального значення напруги мережі (з урахуванням допуску на жорсткості напруги) і допустимого імпульсного струму діода $I_{\text{д.ім}}$

$$R_{\text{обм}} \geq \frac{U_{\text{С max}} - 2U_{\text{д.пр}}}{I_{\text{д.ім}}}$$

Обмежувальний резистор необхідний лише у момент вмикання, а в процесі роботи джерела він відіграє пасивну роль, на ньому втрачається значна потужність. Для зменшення втрат потужності на $R_{\text{обм}}$ його опір має бути якомога менший, для чого рекомендується вибрати діод з великим значенням допустимого імпульсного струму.

Зменшити втрати потужності на $R_{\text{обм}}$ можна, використовуючи як $R_{\text{обм}}$ термістор з негативних ТКО. Під час вмикання джерела опір резистора максимальний, за рахунок чого амплітуда зарядного імпульсу струму невелика. У міру розігрівання термістора його опір зменшується, внаслідок чого зменшуються втрати потужності на ньому. Недоліком застосування термістора як $R_{\text{обм}}$ є його інерційність. У разі короткочасного вмикання напруги мережі повторне вмикання можна робити

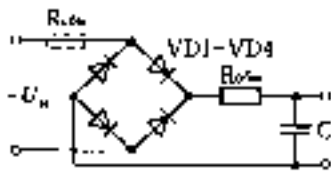


Рис. 17.2 Мережний випрямляч із струмообмежувальним резистором

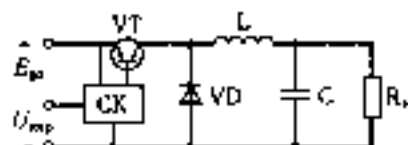


Рис. 17.3 ІРН знижувального типу

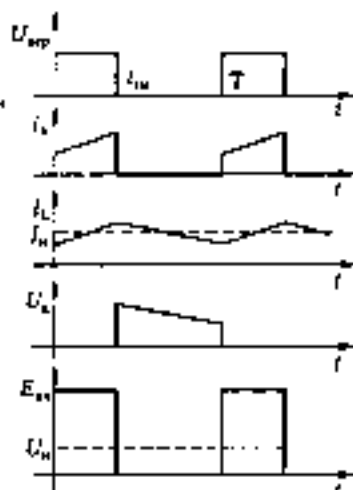


Рис. 17.4. Часові діаграми ІРН знижувального типу

через деякий час, необхідний для охолодження термістора, на яке амплітуда імпульсу зарядного струму перевищить розрахункове значення.

Напруга на виході МВ приблизно на 5–10 % менша, ніж амплітудне значення напруги мережі, а пульсаций впрямтеї напруги залежать від ємності конденсатора C . Від час вибору конденсатора треба враховувати амплітуду зарядного струму в процесі вмикання джерела, тому на великих значеннях цього струму шкористовують паралельно підключення двох конденсаторів.

Імпульсні стабілізатори напруги. Основною перевагою імпульсних стабілізаторів напруги (ІСН) порівняно з безперервними (компенсаційними) стабілізаторами є те, що в ІСН регульовальний транзистор працює в ключовому режимі (у режимі відсікання або у режимі насичення), тому втрати потужності на ньому мінімальні. Отже, ІСН має високий ККД (до 95 %), причому ККД зберігає таке значення в широкому діапазоні зміни вхідної напруги та струму навантаження.

У принциповій схемі ІСН можна виділити дві складові частини: силову частину, що є імпульсним регулятором напруги (ІРН), і схему керування режимом роботи ІРН, що під час зміни вхідної напруги ІСН змінює режим роботи регульовального транзистора так, щоб вихідна напруга ІСН залишалася приблизно постійною.

Принципову схему ІРН знижувального типу наведено на рис. 17.3, а часові діаграми, що демонструють принцип дії ІРН, на рис. 17.4.

Принцип дії ІРІІ такий. Регульовальний транзистор VT під дією керувальної напруги, яка має форму прямокутних імпульсів з частотою f і коефіцієнтом заповнення $K_z = t_{\text{ім}}/T$ (див. рис. 17.4) перебуває в режимі насичення, або у режимі відкриття. Стала часу кола навантаження $\tau_n = L/R_n$ значно більша, ніж тривалість імпульсу $t_{\text{ім}}$, тому у відкритому транзисторі струм дроселя L збільшується практично за лінійним законом (див. рис. 17.4)

$$i_L(t) = i_L(t) = I_{\text{нас}} + (I_{\text{нас}} - I_{\text{мін}}) \frac{t}{\tau_n}.$$

У закритому транзисторі струм дроселя замикається через діод VD, що відкрився, і також змінюється за лінійним законом:

$$i_L(t) = I_{\text{нас}} \left(1 - \frac{t}{\tau_n} \right),$$

де $I_{\text{нас}} = I_{\text{мін}} + (I_{\text{нас}} - I_{\text{мін}}) \frac{t_{\text{ім}}}{\tau_n}$.

Струм дроселя змінюється відповідно в межах $I_{\text{мін}} \dots I_{\text{нас}}$, напруга на дроселі у відкритому транзисторі

$$U_{L+} = E_{\text{кв}} - U_{\text{КЕ нас}} - U_n = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = L \frac{I_{\text{нас}} - I_{\text{мін}}}{t_{\text{ім}}},$$

а напруга на навантаженні

$$U_n = E_{\text{кв}} - U_{\text{КЕ нас}} - U_{L+}.$$

У закритому транзисторі напруга на дроселі

$$U_L' = U_n + U_{\text{д.пр}} = L \frac{I_{\text{мін}} - I_{\text{нас}}}{T - t_{\text{ім}}} = -L \frac{I_{\text{нас}} - I_{\text{мін}}}{T - t_{\text{ім}}},$$

а напруга на навантаженні

$$U_n = U_{L+} - U_{\text{д.пр}}.$$

Середнє значення струму дроселя дорівнює струму навантаження

$$I_{Lcp} = I_n = \frac{I_{\text{мін}} + I_{\text{нас}}}{2},$$

а змінна складового струму дроселя замикається через конденсатор C . Внаслідок кінцевого значення опору конденсатора на ньому відбувається спадання напруги з частотою комутації регульовального транзистора, яке зумовлює пуль-

самі вихідної напруги. Для забезпечення допустимого значення коефіцієнта пульсації K_n ємність конденсатора підбирається з такої умови:

$$C \geq \frac{(I_{\max} - I_{\min})T}{4\pi K_n U_H}$$

Частота комутації регульованого транзистора istotного значення не має і зазвичай вибирається десятків кілогерців. На високій частоті зменшуються номінальні значення індуктивності дротка L і ємності конденсатора C . В ІРН рекомендують використовувати режим безперервних струмів дроселя, коли $I_{\min} > 0$, тому зміна струму дроселя має відповідати умові:

$$\Delta I_L = I_{\max} - I_{\min} \leq 2I_L.$$

Напруга на діоді VD (див. рис. 17.4) за формою — це прямокутні імпульси з амплітудою $E_{вх}$ і коефіцієнтом заповнення $K_d = t_{\text{ім}}/T$ (імпульсами $U_{\text{ке.д.д.}}$ і $U_{\text{д.пр}}$ у періоді наближено можна знехтувати). Напруга на навантаженні с середнім значенням цієї напруги

$$U_H = E_{вх} K_d.$$

Визначивши необхідне значення коефіцієнта заповнення і задавшись допустимим змінним струмом дроселя, вибирають частоту комутації регульованого транзистора і визначають необхідні значення індуктивності дроселя

$$L = \frac{U_L t_{\text{ім}}}{\Delta I_L}$$

Отже, змінюючи коефіцієнт заповнення, тобто змінюючи тривалість імпульсу за незмінного періоду проходження імпульсів, можна змінювати і регулювати напругу на виході. Тому принцип дії ІСН полягає в тому, що під час зміни вхідної напруги схема керування (СК) змінює коефіцієнт заповнення керувальних імпульсів таким чином, що напруга на виході змінюється бодай більше, ніж на допустиму величину ΔU_H , тобто залишаючись б приблизно постійною. Для виконання цієї функції СК здійснює негативний зворотний зв'язок за напругою, як і в КСН. Функціональну схему СК подано на рис. 17.5.

Як і в КСН, схема керування ІСН містить зимірювальний елемент (подільник напруги на резисторах R1, R2), джерело опорної напруги (параметричний стабілізатор напруги на

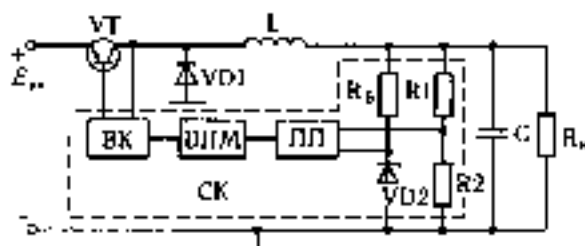


Рис. 17.5. Функціональна схема СК ІСН

стабілізації VD2) і схему порівняння, на виході якої утворюється сигнал похибки, пропорційний відхиленню напруги на виході від необхідного значення.

За рівності напруги на виході заданому значенню напруга похибки дорівнює нулю, при цьому коефіцієнт заповнення керувального імпульсу регульованого транзистора дорівнює у разі нехтування величинами $U_{\text{кк.кн}} = U_{\text{д.пр}}$:

$$K_{\text{д}} = \frac{U_{\text{н}}}{E_{\text{рк}}}.$$

У разі збільшення вхідної напруги СК має зменшити коефіцієнт заповнення до значення

$$K_{\text{дmin}} = \frac{U_{\text{н}} + 0.5\Delta U_{\text{н}}}{E_{\text{рк max}}}.$$

а у разі зменшення вхідної напруги -- збільшити

$$K_{\text{дmax}} = \frac{U_{\text{н}} - 0.5\Delta U_{\text{н}}}{E_{\text{рк min}}}.$$

Для виконання цієї функції СК у своєму складі має блок широтно-імпульсний модулятор (ШИМ). Вхідною величиною ШИМ є сигнал похибки, вихідною -- тривалість імпульсу, пропорційна величині сигналу похибки. Принцип дії ШИМ полягає у порівнянні лінійно змінюваної напруги із сигналом похибки. За допомогою компаратора визначається інтервал часу, впродовж якого лінійно змінювана напруга перевищує напругу сигналу похибки. Амплітуда лінійно змінюваної напруги повинна бути не меншою, ніж максимальне значення сигналу похибки, тому для одержання амплітуд лінійно змінюваної напруги 1-2 В сигнал похибки попередньо підсилюється підсилювачем похибки (ПН). Частота лінійно змінюваної напруги визначає частоту комутації регульованого

транзистора, а лінійну залежність тривалості імпульсу від значення сигналу похибки забезпечує напруга трикутної форми. Така напруга формується у змусованій лабораторії на операційному підсилювачі, що виконує функції задавачного генератора (ЗГ).

Зміна тривалості імпульсу $\Delta t_{\text{ім}}$ залежить від амплитуди трикутної напруги $U_{\text{тр}}$ і зміни вихідної напруги підсилювача помилки $\Delta U_{\text{пп}}$

$$\Delta t_{\text{ім}} = \frac{\Delta U_{\text{пп}}}{2\pi f_{\text{зг}}}.$$

Значення $\Delta U_{\text{пп}}$ залежить від припустимої зміни напруги на діоді $\Delta U_{\text{д}}$, коефіцієнта передачі вимрювального подільника $K_{\text{п}} = U_{\text{вх}}/U_{\text{н}}$ і коефіцієнта підсилення ПП $K_{\text{пп}}$:

$$\Delta U_{\text{пп}} = \Delta U_{\text{д}} K_{\text{п}} K_{\text{пп}}$$

Коефіцієнт стабілізації ІСН визначають за звичайною методикою:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta E_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{н}}} \frac{U_{\text{н}}}{E_{\text{вх}}} = \frac{\Delta E_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{н}}} K_{\text{д}}.$$

З урахуванням залежності вихідної напруги від вхідної та зміни тривалості керувального імпульсу коефіцієнт стабілізації ІСН

$$K_{\text{ст}} = 1 + \frac{K_{\text{п}} K_{\text{пп}} E_{\text{вх}}}{2U_{\text{тр}}}$$

Необхідне значення $K_{\text{ст}}$ забезпечується переважно значенням $K_{\text{пп}}$, тому що значення $K_{\text{п}}$ і $U_{\text{тр}}$ залежать від величини вхідної напруги і схемних рішень ШІМ. На відміну від ІСН у ІСН підсилювач похибки має бути непервертальним і, як правило, виконується на операційному підсилювачі. Внаслідок чого величина опорної напруги обмежена припустимим значенням вхідної синфазної напруги операційного підсилювача.

Основною функцією ШІМ є формування тривалості імпульсу, а узгодження ланки керування регулювальним транзистором з виходом ШІМ здійснюється за допомогою додаткового вихідного каскаду, що є одностактним підсилювачем логічності з трансформаторним виходом. Це дає змогу здійснити гальванічну роз'язку силових частини ІСН і схеми керування. В ІСН не практикується використання регулювального складеного транзистора, оскільки напруга наскочен-

ня складності транзистора в кілька разів більша, ніж напру-
га живлення окремого потужного транзистора.

В ІСН варто розрізняти поняття пульсації та нестабіль-
ності вихідної напруги. Пульсації вихідної напруги ІСН зумо-
вляються принципом дії ІРВ. Частота пульсацій дорівнює
частоті комутації силових транзисторів, а значення коефі-
цієнта пульсацій визначається значеннями індуктивності дросе-
ля L та ємності конденсатора C , які утворюють зладжу-
вальний фільтр. Відповідним вибором значень L і C значен-
ня коефіцієнта пульсацій вихідної напруги можна довести
до будь-якого необхідного значення.

Нестабільність вихідної напруги зумовлюється зміною
вхідної напруги ІСН, яка залежить не лише від зміни напру-
ги живильної мережі, а й пульсацій вихідної напруги мереж-
ного випрямляча. За один період пульсацій вихідної напру-
ги МВ ІСН здійснює сотні циклів стабілізації своєї вихідної
напруги. Тому відомою зміна вхідної напруги ІСН:

$$\frac{\Delta E_{\text{вх}}}{E_{\text{вх}}} = a + b + 2K_n,$$

де a і b — відповідно верхня і нижня межі зміни напруги
мережі, K_n — коефіцієнт пульсацій вихідної напруги.

Перетворювачі напруги. В імпульсних джерелах електро-
живлення використовують перетворювачі постійної напруги
на змінену напругу прямокутної форми. За частот змінної
напруги десятком кілогерців силові трансформатори перетво-
рювачів виконуються на осердях, що мають прямокутну форму
крилої намагнічування. Тривалість перематнічування $t_{\text{пер}}$
такого осердя від максимального допустимого значення індукції
 $+B_m$ до значення $+B_m$ визначається параметрами трансфор-
матора і прикладеною до первинної обмотки напругою

$$U_{\text{пер}} = \frac{2B_m S_{\text{ос}} n_1 K_{\text{сх}}}{F \cdot 10^4},$$

де $S_{\text{ос}}$ — перетин осердя, см^2 ; n_1 — число витків первинної
обмотки трансформатора; $K_{\text{сх}}$ — коефіцієнт заповнення осер-
дя сталлю.

Якщо процес у первинній обмотці трансформатора про-
ходить упродовж часу менше, ніж $t_{\text{пер}}$, то трансформатор
виконує свої безпосередні функції, тобто напруга на вторинній
обмотці за формою повторює напругу на первинній обмотці,
величина якої визначається коефіцієнтом трансформації, а
струм первинної обмотки зумовлює струм вторинної обмот-
ки. Точку осердя трансформатора насичується і струм пер-

явної обмотки обмежується лише активним опором первинної обмотки, а напруги на всіх обмотках трансформатора дорівнюють нулю. Отже, в перетворювачах напруги часові параметри вихідної напруги зумовлені часом намагнічування сердця трансформатора.

За принципом дії перетворювачі напруги поділяють на перетворювачі із самозбудженням (або автогенераторні), які є підсилювачами, що охоплені скленим позитивним зворотним зв'язком, і перетворювачі із зовнішнім збудженням, в яких сигнали керування потужними транзисторами забезпечуються зовнішнім генератором (ЗГ).

У перетворювачах із самозбудженням крива намагнічування осердя використовується на всій ділянці від $-B_m$ до $+B_m$ і частота вихідної напруги перетворювача

$$f_{\text{пр}} = \frac{E \cdot 10^4}{4B_m S_{\text{ос}} \alpha_4 K_{\text{ос}}}.$$

У перетворювачах із зовнішнім збудженням частота ЗГ має бути такою, щоб осердя трансформатора не насичувалося ні за яких умов. Для цього має виконуватися така умова:

$$t_{\text{пер}} > \frac{1}{2f_{\text{пр}}}.$$

Перетворювачі напруги поділяють на дві групи — одноктактні та двоктактні. Одноктактні перетворювачі формують змінну напругу прямокутної форми, несиметричну щодо осі часу, двоктактні — центрально-симетричну щодо осі часу.

У джерелах живлення середньої потужності (до 100 Вт) використовують одноктактні перетворювачі напруги (ОПН). Внаслідок несиметричності напруги на вторинній обмотці трансформатора ОПН у своєму складі містять високочастотний випрямляч (ВЧВ), тому вони є перетворювачами постійної напруги одного рівня на постійну напругу іншого рівня. За способом передавання енергії з кола джерела вхідної напруги в коло навантаження розрізняють ОПН зі зворотним та ОПН із прямим підключенням діода.

Схему ОПН зі зворотним підключенням діода із зовнішнім збудженням наведено на рис. 17.6.

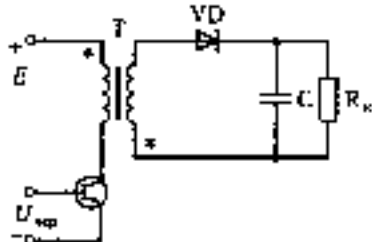


Рис. 17.6 ОПН зі зворотним підключенням діода

В ОНН зі зворотним підключенням діода при відкритому під дією керувальної напруги транзисторі VT напруга на вторинній обмотці трансформатора має таку полярність, за якої діод VD закритий. При цьому раніше заряджений конденсатор С розряджається на опір навантаження, а силовий трансформатор використовується як дросель з індуктивністю L1. За час відкритого стану транзистора $I_{1\text{м}}$ колекторний струм зростає практично за лінійним законом від значення $I_{1\text{гн}}$ до значення $I_{1\text{мак}}$ (як у РН). Після закриття транзистора енергія, що запасена в осерді трансформатора, видається я навантаження по колу вторинної обмотки трансформатора — дросель з індуктивністю L2. Напруга на вторинній обмотці змінює полярність і діод VD відкривається. Струм вторинної обмотки при цьому зменшується за лінійним законом від значення $I_{2\text{мак}}$ до значення $I_{2\text{мін}}$.

Отже, силовий трансформатор у схемі ОНН зі зворотним підключенням діода використовується як двохобмотковий дросель. Унаслідок безперервності енергії у момент закриття транзистора співвідношення між струмами $I_{1\text{мін}}$ і $I_{2\text{мін}}$, $I_{1\text{мак}}$ і $I_{2\text{мак}}$ визначаються коефіцієнтом трансформації силового трансформатора.

Середнє значення струму вторинної обмотки трансформатора є струмом навантаження

$$I_{2, \text{ср}} = I_{\text{н}} = \frac{I_{2\text{мак}} + I_{2\text{мін}}}{2} \left(1 - \frac{t_{1\text{м}}}{T} \right),$$

а зміну вихідної напруги, зумовлену процесом розрядження конденсатора С за тривалість $t_{\text{вр}}$, визначають за формулою

$$\Delta U_{\text{н}} = \frac{I_{1\text{м}} I_{1\text{м}}}{R_{\text{н}} C} = \frac{I_{1\text{м}}}{C} t_{1\text{м}}.$$

Напруга на первинній обмотці трансформатора (дроселі L1) за відкритого транзистора приблизно дорівнює E ($U_{\text{кбзак}} = 0$)

$$E = L_1 \frac{I_{1\text{мак}} - I_{1\text{гн}}}{t_{1\text{м}}}.$$

Якщо транзистор закритий, напруга на вторинній обмотці трансформатора (дроселі L2) приблизно дорівнює напрузі на виході ($U_{\text{дгр}} = 0$):

$$U_2 = U_{\text{ср}} = L_2 \frac{I_{2\text{мак}} - I_{2\text{мін}}}{T - t_{1\text{м}}} = \frac{L_1}{n^2} \frac{(I_{1\text{мак}} - I_{1\text{мін}})n}{T - t_{1\text{м}}}.$$

Розділивши E на U_n , дістанемо:

$$\frac{E}{U_n} = n \frac{T - t_{in}}{t_{in}}.$$

$$\text{звідки } U_n = \frac{E}{n} \frac{t_{in}}{T - t_{in}}.$$

Отже, напруга на навантаженні визначається не лише тільки коефіцієнтом трансформації n , а й параметрами керування то імпульсу — коефіцієнтом заповнення $K_J = t_{in} / T$.

В ОПН зі зворотнім підключенням діода із самозбудженням (рис. 17.7) енергія, запасена в осерді трансформатора, віддається на виході повністю, тому $I_{2min} = I_{1min} = 0$, а величина I_{1max} визначається тривалістю перемасштачування осердя трансформатора по колу індуктивності первинної обмотки трансформатора, гоґто L_1 . Інші співвідношення такі самі, як і для ОПН із зовнішнім збудженням.

В ОПН із прямим підключенням діода (рис. 17.8) експлоативний трансформатор використовується за прямим призначенням, гоґто коли у відкритому транзисторі струм протікає через первинну обмотку трансформатора, напруга на вторинній обмотці трансформатора має таку жорганісіть, що діод VD2 відкритий, тому напруги і струми обмоток трансформатора пов'язані між собою через коефіцієнт трансформації трансформатора. Коло вторинної обмотки фактично є ІРН знизжувального типу. Функції джерела живлення і транзистора, що комується з частотою f , виконує напруга вторинної обмотки трансформатора і діод VD2. Тому напруга на виході визначається так само, як і в ІРН:

$$U_n = U_{2m} K_J.$$

Струм навантаження дорівнює середньому значенню струму дроселя з індуктивністю L_d , а зміна струму дроселя від значення I_{2min} до I_{2max} зумовлює пульсатію напруги на виході, що визначаються так само, як і в ІРН.

Внаслідок кінцевого значення індуктивності первинної обмотки трансформатора L_1 в осерді трансформатора накопичується електромагнітна енергія. Якщо не вживати заходів щодо розмагнічування осердя, він може намагнітитися до насичення. Коло розмагнічування я найпростішому вигляді мстить додаткову секцію первинної обмотки трансформатора і діод VD1 (див. рис. 17.8). Коло розмагнічування ускладнює схему ОПН, тому в імпульсних джерелах живлення невеликої потужності використовують ОПН з зворотнім підключенням діода.

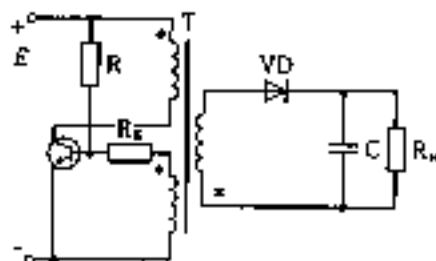


Рис. 17.7 ОПН із самозбудженням

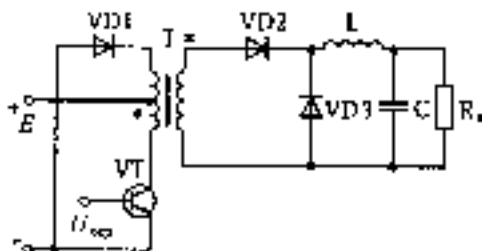


Рис. 17.8 ОПН із зовнішнім підключенням джерела

У перетворювачах великої потужності (вище 100 Вт) застосовують двотактні перетворювачі напруги. Індукція в осерді силового трансформатора змінюється в межах $\Delta B \leq \pm B_m$, тому в двотактних перетворювачах різноміщувати осердя не потрібно. У перетворювачах із самозбудженням індукція в осерді змінюється від $-B_m$ до $+B_m$, у перетворювачах із зовнішнім збудженням осердя трансформатора не повинні зміщуватися, тому індукція змінюється в менших межах — приблизно від $-0,8B_m$ до $+0,8B_m$.

Двотактні перетворювачі виконуються за схемою із середньою точкою (рис. 17.9, а), мостовою (див. рис. 17.9, б) і напівмостовою (див. рис. 17.9, в) схемами. Схема із середньою точкою із самозбудженням застосовується, якщо потужності навантаження до 100 Вт, а мостова і напівмостова схеми — якщо потужності навантаження вище 100 Вт і переважно використовуються у варіанті із зовнішнім збудженням.

У нерегульованих двотактних перетворювачах напруги діюче (середнє за півперіод) й шпилькувате значення напруг на кожній обмотці рівні між собою. Напруги і струми первинної та вторинної обмоток пов'язані між собою через коефіцієнт трансформації. Перетворення змінної напруги кожної вторинної обмотки на постійну здійснюється за допомогою випрямляча з ємнісною реакцією навантаження. За низьких напруг (менш ніж 15 В) доцільно використовувати двопівперіодну схему із середньою точкою (при цьому зменшуються втрати

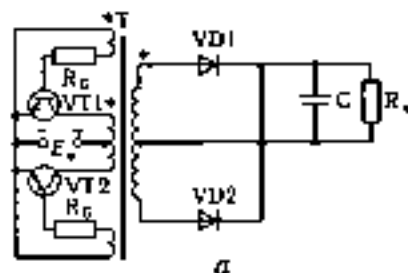
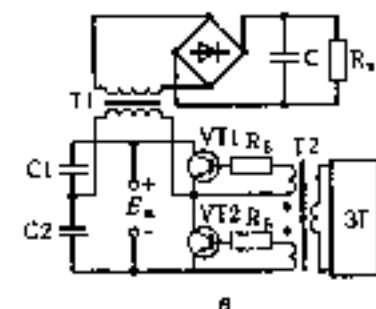
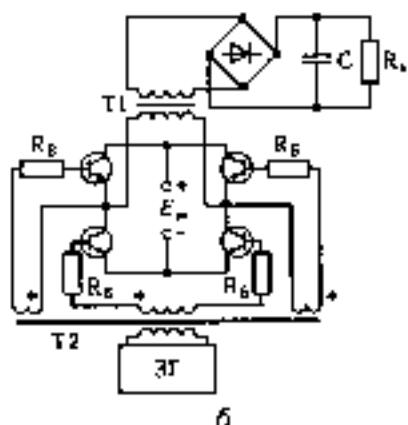


Рис. 17.9. Двотактні ІЕН із самозбудженням (а) та із зовнішнім збудженням (б, в)

потужності на діодах випрямляча), за малих напруг для зменшення кількості витків вторинної обмотки рекомендується використовувати мостову схему випрямляча.

Відмінисть у габаритній потужності силового трансформатора (для мостової схеми габаритна потужність трансформатора на 25–40 % менша, ніж для схеми із середньою точкою) istotного значення не має, оскільки на високих частотах з метою зменшення числа витків обмоток рекомендується вибрати осердя із запасом на виході у 3–5 разів. Конденсатор у таких випрямлячах необхідний для забезпечення напруги на виході в момент змін полярності напруги на вторинній обмотці трансформатора. На практиці процес змін полярності (тривалість фронтів прямокутної напруги) протікає впродовж часу $t_{\phi} = (0,02 \dots 0,05)T$. Тому ємність конденсатора, за якої зміна ви-



хідної напруги випрямляча за час t_{ϕ} не перевищить допустимого значення ΔU_n , визначається за формулою

$$C \geq \frac{t_{\phi}}{R_n \ln \frac{U_n}{U_n - \Delta U_n}}$$

Оскільки напруги і струми в усіх ланках двотактних ланцюгів мають форму прямокутних імпульсів

з коефіцієнтом заповнення 0,5, то для визначення режиму роботи силових транзисторів, що працюють у ключовому режимі, використовують такі співвідношення:

$$P_2 = U_2 I_{н};$$

$$U_2 = U_{н} + U_{д. пр};$$

$$U_1 = E - U_{КЕ нас};$$

$$P_1 = P_2 / \eta_{тр};$$

$$I_{К нас} = P_2 / U_1;$$

$$I_{Б нас} = I_{К нас} / h_{21E мин}.$$

Для забезпечення насиченого стану силових транзисторів вхідна напруга ЗГ (або напруга на обмотках позитивного зворотного зв'язку в перетворювачах із самозбудженням) має бути не менше, ніж 2—3 В за мінімальної глибини насичення транзистора 1,2—1,3 В. Надлишок напруги тратиться на додатковому резисторі R_3 . Це необхідно для усунення впливу розкиду параметрів вхідних характеристик силових транзисторів на величину струму бази.

Схеми двотактних перетворювачів мають певні особливості. У схемі перетворювача із середньою точкою (див. рис. 17.9, а) напруга на повільній первинній обмотці трансформатора вдвічі більша, ніж напруга живлення, тому транзистори вибирають на напругу не меншу, ніж $(2,2 \dots 2,4)E_{ж}$. У мостовій схемі перетворювача (див. рис. 17.9, б) допустима напруга транзисторів дорівнює $(1,1 \dots 1,2)E_{ж}$, але число транзисторів удвічі більше. У напіvmостовій схемі (див. рис. 17.9, в) два транзистори замінені двома конденсаторами однакової ємності. Потенціал точки з'єднання конденсаторів дорівнює половині напруги джерела живлення перетворювача, тому амплітуда напруги на первинній обмотці трансформатора

$$U_1 = E_{ж} - U_{КЕ нас} = 0,5E_{ж} - 0,5E_{ж} - U_{КЕ нас}$$

Струм первинної обмотки трансформатора і відкритого транзистора складатиметься з двох складових: струму джерела і розрядного струму відповідного конденсатора (інший конденсатор у цей час заряджається струмом джерела). Оскільки сума напруг на конденсаторах дорівнює $E_{ж}$, то кількість енергії, відданої одним конденсатором, дорівнює кількості енергії, отриманій іншим. З цього випливає, що струм джерела і розрядний струм конденсатора однакові. Тому первинна

обмотка силового трансформатора має бути розрахована на струм удвічі більший, ніж струм джерела. Незначним недоліком напівмостової схеми є невеликий спад вершини імпульсу вихідної напруги, зумовлений процесами заряджання і розряджання конденсаторів. Щоб напруги на конденсаторах змінювалися не більше, ніж на ΔU_C , ємність конденсаторів либирохня за такою формулою:

$$C \geq \frac{I_{K \text{ нас}}}{2f \Delta U_C}.$$

Регульовані перетворювачі напруги. Регульовані (або стабілізувальні) перетворювачі (РПН) дають змогу підтримувати вихідну напругу (після ВЧН) приблизно постійною за рахунок зміни тривалості відкритого (або закритого) стану транзистора. Для цього схема керування здійснює зворотний зв'язок за напругою, як і в СЧН (див. рис. 17.1, б). За аналогією з СЧН схема керування РПН містить вимірний елемент — подільник напруги, джерело опорної напруги — параметричний стабілізатор напруги, схему порівняння і підсилювач похибки, перетворювач сигналу похибки на тривалість керуального імпульсу.

В СЧН для підтримання вихідної напруги на незмінному рівні треба змінювати тривалість або відкритого, або закритого стану транзистора. Досягається це за допомогою додаткової обмотки силового трансформатора, намагнічувальна сила якої пропорційна величині сигналу похибки, а напругу U залежить від того, на що і як має впливати намагнічувальна сила — на тривалість відкритого або закритого стану транзистора. При цьому частота перетворення ОПН із самозбудження змінюється, оскільки під час зміни тривалості відкритого стану транзистора тривалість закритого стану залишається постійною і навпаки.

У двотактних перетворювачах напруги (рис. 17.10) треба ідентично змінювати тривалість відкритого стану кожного плеча перетворювача, щоб уникнути появи постійного намагнічування осердя трансформатора. Зміна тривалості керувальних імпульсів у двотактних перетворювачах здійснюється так само, як і в СЧН, але на відміну від СК СЧН задавальний генератор теперес напругу трикутної форми з частотою збівичі більшою, ніж частота вихідної напруги перетворювача. Вихідні імпульси ШІМ надходять на розподільник імпульсів (РД), що розподіляє імпульси по ланках керування кожного плеча перетворювача, тому частота комутації кожного транзистора зменшується вдвічі.

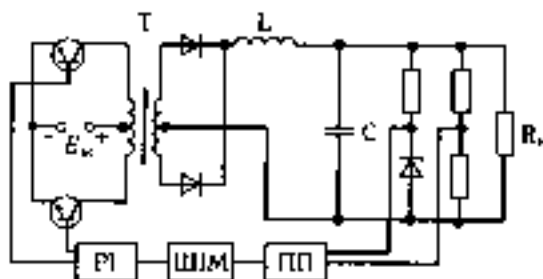


Рис. 17.10. Двотактний РПН

Вихідна напруга регульованого двотактного перетворювача визначається так само, як і в РПІ понижувального типу, але коефіцієнт заповнення керувальних імпульсів визначається поділом позитивного періоду напруги на вторинній обмотці трансформатора, оскільки після випрямлення цієї напруги частота імпульсів збільшується. Визначення меж зміни тривалості імпульсів здійснюється так само, як і в ІСІІ, але спочатку визначається мінімальне значення амплітуди напруги на вторинній обмотці трансформатора за умов, що коефіцієнт заповнення при цьому має бути меншим за одиницю (приблизно 0,9...0,95). Максимальне і мінімальне значення коефіцієнта заповнення визначаються так само, як під час аналізу ІСІІ.

Асиметрія кривих намагнічування осердя призводить до асиметрії тривалості керувальних імпульсів, що спричиняє збільшення нестабільності вихідної напруги, тому в РПН часто використовують компенсаційні стабілізатори напруги для підвищення якості вихідної напруги (див. рис. 17.4, 6).

17.3. Силкові напівпровідникові елементи

Тип силових напівпровідникових елементів визначає тип напівпровідникового перетворювача, а параметри силового напівпровідникового елемента — його статичні та динамічні характеристики.

Силкові напівпровідникові елементи в перетворювачах, як правило, працюють у ключовому режимі. Завдяки такому режиму роботи втрати в силовому напівпровідниковому елементі дуже малі порівняно з перетвореною потужністю. Ці втрати складаються з втрат під час протікання прямого струму, коли силовий напівпровідниковий елемент відкритий або насичений, втрат під час протікання зворотного струму, коли

силовий напівпровідниковий елемент закритий та втрач під час перемикання з одного стану на інший. Параметри, що пов'язані з довідниками, визначають ці втрати.

Класифікацію силових напівпровідникових елементів наведено на рис. 17.11.

Істотний стрибок у розвитку перетворювальної техніки відбувся з появою біполярних високовольтичних транзисторів і повністю керованих GTO (Gate Transisto Oxide) тиристорів, а потім біполярних транзисторів з ізольованою базою IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) і потужних польових транзисторів MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

Структура GTO-тиристора в областях анода і катода складається з великого числа технологічних елементів окремих тиристорів, підключених паралельно, внаслідок чого вплив адитивний виключається за сигналом керувального електроду. Структуру GTO-тиристора показано на рис. 17.12, а. Його



Рис. 17.11. Класифікація силових напівпровідникових приладів

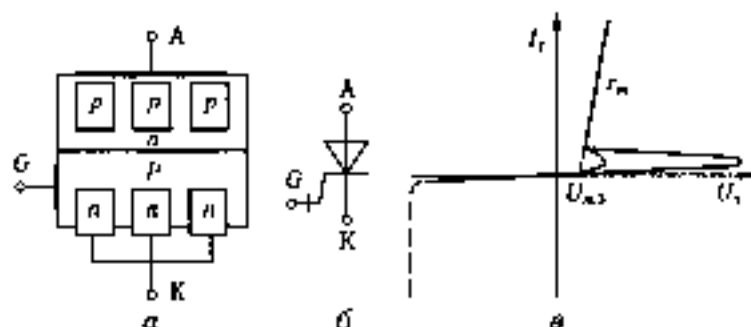


Рис. 17.12. Структура, умовні зображення та вольт-амперна характеристика GTO-тиристора

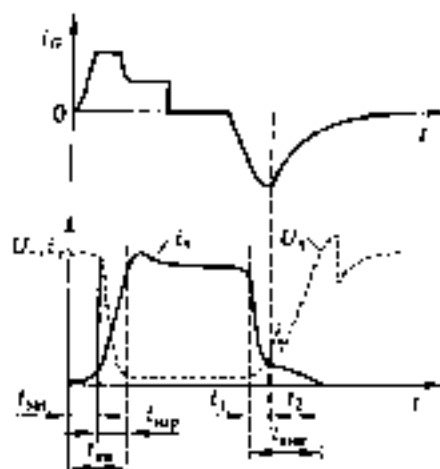


Рис. 17.13 Динамічні процеси під час вмикання/вимкнання GTO-тиристора

зображення на принциповій схемі — на рис. 17.12, б, а вольт-амперну характеристику GTO-тиристора — на рис. 17.12, в. Вони повторюють характеристику цілостією кремнієвого тиристора (SCR - Silicon Controlled Rectifier). В увімкненому стані GTO-тиристор характеризується такими параметрами: $U_{гг}$ — граничною напругою; r_m — динамічним опором.

Динамічні процеси під час перемикання GTO-тиристора подано на рис. 17.13. Тривалість процесу вмикання складається з часу затримки вмикання $t_{зг}$ та часу наростання $t_{нар}$, впродовж якого напруга на тиристорі зменшується до 0,1 від початкового значення. Сума цих проміжків часу становить тривалість вмкання:

$$t_n = t_{зг} + t_{нар}$$

Для забезпечення малого часу і малих втрат вмкання струм на керувальному електроді із самого початку має бути злібною швидкодією наростання

$$\frac{di_g}{dt} > 5 \text{ А/мкс}$$

Для GTO-тиристора характерний двоступінчатий процес вмкання, що складається з двох стадій (див. рис. 17.17). На першій стадії струм тиристора спадає до 0,1...0,2 свого початкового значення. На другій стадії відбувається зниження

зменшення струму. Тривалість затримання процесу зниження білини, ніж тривалість спаду, а його слід враховувати.

Негативний струм керувального електрода, що викликає тиристор, повинен мати значну швидкість наростання і значну амплітуду. В сучасних GTO-тиристорів ця амплітуда досягає 30 % амплітуди струму анода. Для зменшення динамічних втрат під час перемикання та забезпечення надійної роботи в схемах з GTO-тиристорами використовують снайбери (snubbers) — спеціальні схеми формування динамічних процесів. Найпростішою схемою снайбера є коло, що складається з послідовно підключених резистора і конденсатора.

Фірма «Siemens» випускає фотосимистори під назвою SITAC. Фототиристори і фотосимистори — це тиристори та симистори (симетричні тиристори) з фотоелектричним керуванням, в яких керувальний електрод замінений інфрачервоним світловим діодом і фотоприймачем зі схемою керування. Основною перевагою таких приладів є гальванічна розв'язка кіл керування від силових кіл. Такий прилад споживає на вході керування мінімальним діючим струм близько 1,5 мА, а зумижує у вихідному колі змінний струм 0,3 А за напруги до 600 В.

Ці прилади широко застосовують як ключі змінного струму з ізолюваним керуванням. Їх також можна використовувати під час керування більш потужними тиристорами або симетричними тиристорами, забезпечуючи при цьому гальванічну розв'язку кіл керування. Малі споживані потужності колом керування дає змогу підключати SITAC до виходу мікропроцесора та мікроСOM. На рис. 17.14 наведено приклад підключення приладу SITAC до мікропроцесора для регулювання струму на виході, підключеного до мережі змінної напруги 220 В, коли максимальна потужність досягає 66 Вт.

У польових або уніполярних транзисторах зміна електричної провідності каналу здійснюється за допомогою електричного поля, перпендикулярного до напрямку струму. Елек-

триоди, підключені до провідного каналу, називаються стоком (Drain) і виток (Source), а керувальний електрод — затвором (Gate). Напрямок керування, що створює поле в каналі, відключається між затвором і витком. У сплю-

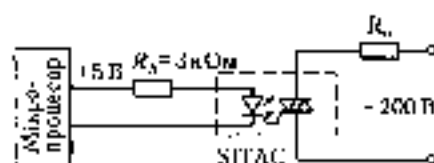


Рис. 17.14 Підключення фотосимистора SITAC до мікропроцесора

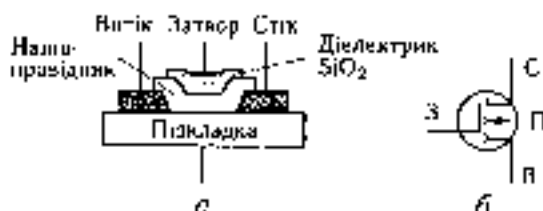


Рис. 17.15. Структура і умовне позначення MOSFET-транзистора

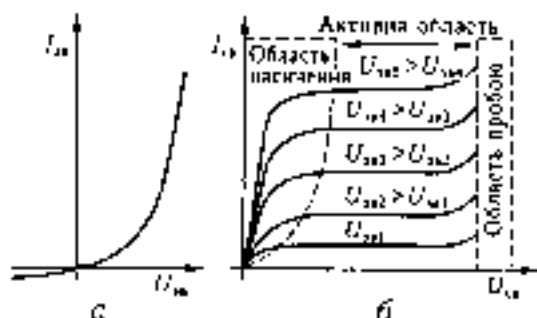


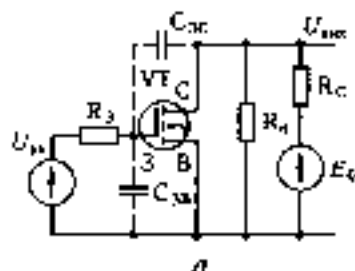
Рис. 17.16. Вольт-амперні характеристики MOSFET-транзистора

вих транзисторах MOSFET використовувалися конструктивно ідентичні під провідного каналу затвор. Структуру транзистора показано на рис. 17.15, а, а умовне позначення транзистора - на рис. 17.15, б.

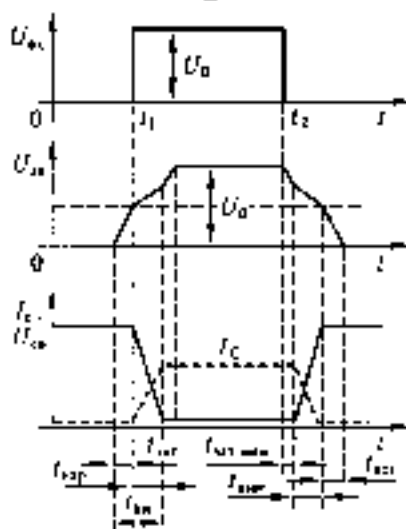
Аналогічно біполярному транзисторові польовий має дві області роботи: область лінійного режиму та область насичення (область малого опору спід-затік). У цих режимах MOSFET-транзистор поводить себе аналогічно біполярному транзисторові. Вхідні та вихідні вольт-амперні характеристики MOSFET-транзистора наведені на рис. 17.16, а, б.

Динамічні характеристики польових транзисторів для ключового режиму роботи розглянемо на прикладі процесів вмикання і вимикання, користуючись схемою на рис. 17.17, а.

Для керування транзистора на його затвор подається прямокутний імпульс напруги U_{zx} . Спочатку відбувається заряджання конденсатора кола затвор витік ємністю C_{zx} через резистор джерела сигналу з опірним R_B . Якщо напруга на ємності C_{zx} не досягає граничної напруги $U_{порг}$, то струм стоку дорівнює нулю і напруга на стопі дорівнює напрузі джерела живлення E_H .



а



б

Рис. 17.17. Схема (а) і динамічні процеси перемикання полевийого транзистора (б)

Коли еквівалентна ємність $C_{зх}$ зота заповнюється зарядом до напруги $U_{пор}$, транзистор деякий час буде знаходитися в області насичення. У цьому випадку вхідна ємність вихідного коду транзистора різко збільшиться. Швидкість напруги на затворі транзистора зменшується обернено пропорційно збільшенню ємності $C_{зх}$. Під час збільшення напруги на затворі поступово зростає струм стоку і зменшується напруга на стосі. Отже, процес заряджання ємності $C_{зх}$ триватиме доки, доки напруга на стосі не зменшиться до значення, за якого транзистор виявиться у лінійній області. При цьому вхідна ємність дорівнюватиме $C_{зх}$ і швидкість її заряджання різко збільшиться.

Якщо наприкінці процесу вмикання транзистора на затворі буде напруга U_0 .

Під час процесу вмикання вихідний імпульс струму стоку затримується щодо надходження імпульсу керування на час $t_{тр} = t_{нат} + t_{зар}$. Аналогічний процес відбувається у процесі вимикання транзистора і складатиметься із часу затримки вимикання $t_{зар}$ та часу зникнення $t_{нат}$ вихідного імпульсу струму стоку, та часу відновлення $t_{дх}$ вихідного струму.

Біполярні транзистори з ізолюваним затвором (БТИЗ) виготовляють як сполучення вхідного уніполярного (полевийого) транзистора з ізолюваним затвором (ПТИЗ) та вихідного біполярного $n-p-n$ транзистора (БТ). Є багато різних способів створення таких приладів, однак найбільшого поширення набули прилади ГРТ, в яких здало поєднуються особли-

ності польових транзисторів з вертикальним каналом і додаткового біполярного транзистора.

У процесі виготовлення польових транзисторів з ізолюючим затвором, які мають вертикальний канал, утворювався паразитний біполярний транзистор, що заважало широкому практичному застосуванню. Схематичне зображення такого транзистора наведено на рис. 17.18. а, де VT1 — польовий транзистор з ізолюючим затвором, VT2 — паразитний біполярний транзистор, R1 — послідовний опір каналу польового транзистора. Шунтування переходу база-емітер біполярного транзистора VT2 забезпечувалося опором R2, завдяки якому біполярний транзистор замкнений і істотно не впливає на роботу польового транзистора VT1. Вихідні вольт-амперні характеристики IT13, наведені на рис. 17.18. б, характеризуються крутістю S та опором каналу R1.

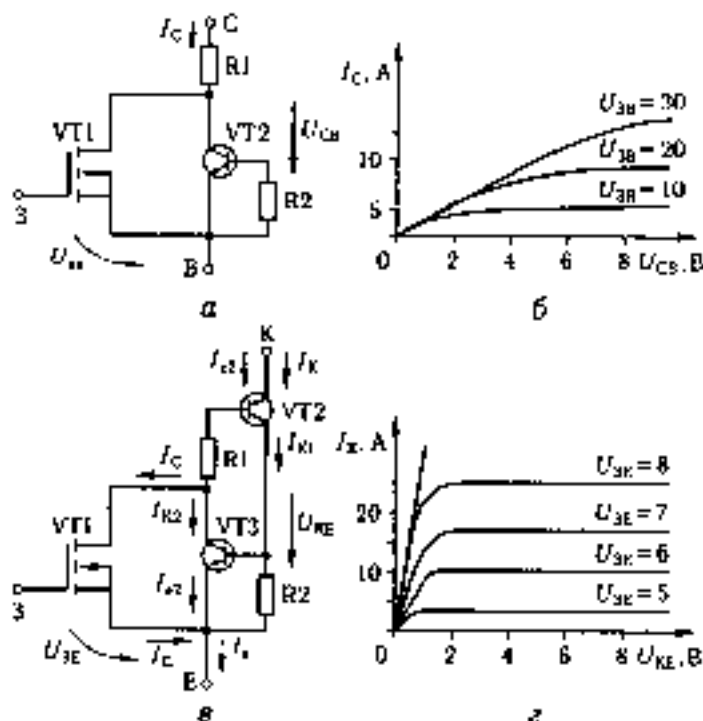


Рис. 17.18. Схема замикання ПТІЗ з вертикальним каналом (а) і його вольт-амперні характеристики (б) та схема замикання транзистора ГМТ КІВТ (в) і його вольт-амперні характеристики (г)

Структура транзистора IGBT аналогічна структурі ПТІЗ, але доповнена ще одним $p-n$ -переходом, завдяки якому в схемі заміщення (див. рис. 17.18, в) з'явився ще один $p-n-p$ транзистор VT2. Структура, що утворилася із двох транзисторів VT2 і VT3, має глибокий внутрішній позитивний зворотній зв'язок, оскільки струм колектора транзистора VT3 впливає на струм бази транзистора VT2, а струм колектора транзистора VT2 визначає струм бази транзистора VT3. Приймаючи, що коефіцієнти передачі струму емітера транзисторів VT2 і VT3 відповідно мають значення α_1 і α_2 , знайдемо $I_{K2} = I_{c2}\alpha_2$, $I_{K1} = I_{c1}\alpha_1$ і $I_c = I_{K1} + I_{K2} + I_c$. З останнього рівняння можна визначити струм стоку польового транзистора

$$I_c = I_c(1 - \alpha_1 - \alpha_2).$$

Оскільки струм стоку I_c ПТІЗ можна визначити через крутість S та напругу U_3 на затворі: $I_c = SU_3$, знайдемо струм IGBT транзистора

$$I_K = I_c = \frac{SU_3}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} = S_e U_3,$$

де $S_e = S / [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]$ — еквівалентна крутість біполярного транзистора з ізольованим затвором.

Очевидно, що за $(\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 1$ еквівалентна крутість значно перевищує крутість ПТІЗ. Регулювати значення α_1 і α_2 можна зміною опорів $R1$ і $R2$ під час виготовлення транзистора. На рис. 17.18, г наведені вольт-амперні характеристики IGBT-транзистора, що показують значне збільшення крутості характеристики порівняно з ПТІЗ.

Іншою перевагою IGBT-транзисторів є значне зменшення послідовного опору і, отже, значення спадавання напруги на замкненому ключі. Останнє пояснюється тим, що відбувається з'ясування послідовного опору $R2$ каналу двома пасивними транзисторами VT2 і VT3, підключеними послідовно. Умовне схематичне зображення БТІЗ наведено на рис. 17.19, а. Це позначення підкреслює його гібридність тим, що ізольований затвор зображується як у ПТІЗ, а електроди колектора та емітера зображуються як у біполярного транзистора.

Область беззвальної роботи БТІЗ подібна ПТІЗ, тобто у відсутності ділянок вторинного пробою, характерна для біполярних транзисторів. На рис. 17.19, б наведено область безпечної роботи (ОБР) транзистора типу IGBT з максимальною робочою напругою 1200 В. Витриваючі імпульси 10 мкс гарантує надійність та безвідмовність. Оскільки в основі

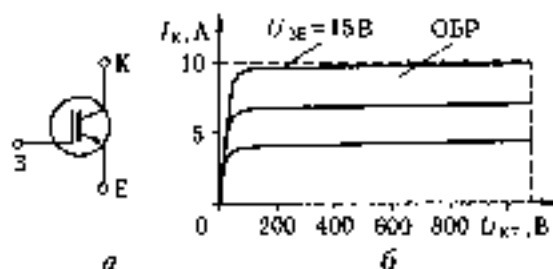


Рис. 17.19. Умовне графічне зображення транзистора БТІЗ (а) і його області безпечної роботи (б)

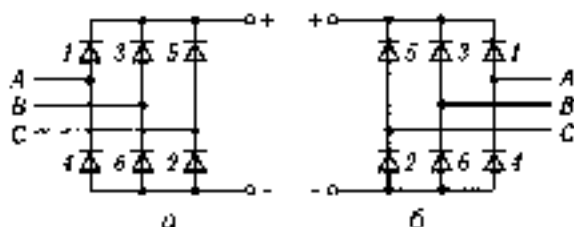


Рис. 17.20. Мости на діодах

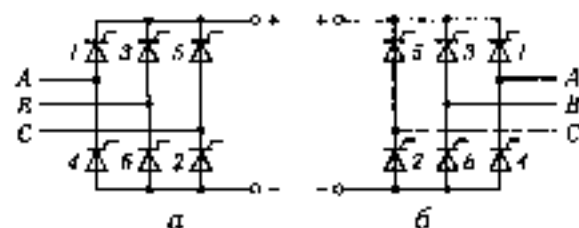


Рис. 17.21. Мости на тиристорах

транзисторів типу IGBT покладені ПТІЗ з індукційним кола-дом, то напруга на з'єднанні має бути більшою, ніж гранична напруга, що має значення 5...6 В.

Швидкість БТІЗ трохи нижча за швидкість польових транзисторів, але значно вища за швидкість біполярних транзисторів. Дослідження показали, що для більшості транзисторів типу IGBT тривалість вмикання за вмикання не перевищує 0,5... 1,0 мкс.

Розвиток технології виготовлення силових напівпровідникових елементів привів до створення модульних силових

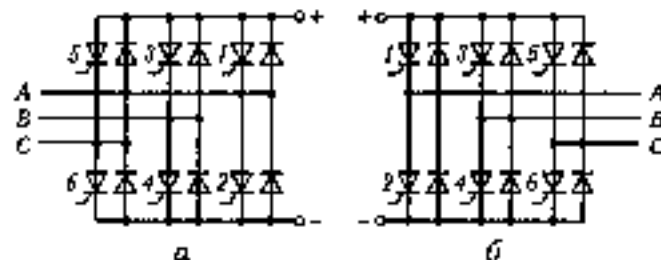


Рис. 17.22. Мости на GTO-тиристорах

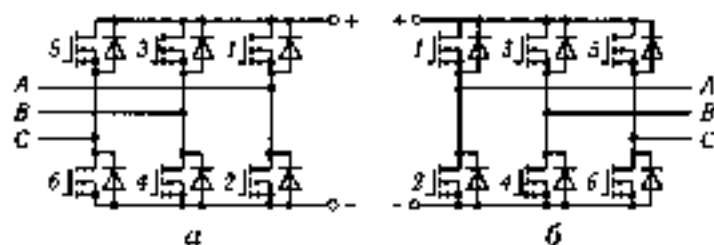


Рис. 17.23. Мости на MOSFET-транзисторах

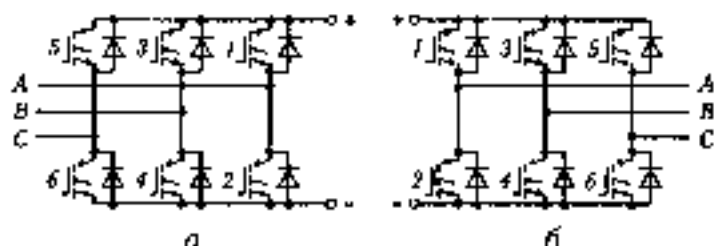


Рис. 17.24. Мости на IGBT транзисторах

них силових елементів. У модульних конструкціях, як правило, технологічно з'єднані транзистор і підключений йому зустрічно-паралельно швидкодіючий зворотний діод. В інтегрованих конструкціях (PIC – Power Integrated Circuit) об'єднано кілька модулів, що утворюють силовий напівпровідниковий перетворювач. Умовні схеми силових напівпровідникових перетворювачів наведені на рис. 17.20 – 17.24. При цьому можуть бути реалізовані одноплечі схеми, коли використовуються лише одне плече, мостові одно- та трифазні схеми. Залежно від призначення перетворювача затисками

змінного струму АВС можуть бути вхідними (див. рис. 17.20–17.24, а), або вихідними (див. рис. 17.20–17.24, б).

Наведені схеми силової електроніки лабули широкого практичного застосування в різних галузях техніки (традиційній енергетиці, технологічному і тяговому електроприводі, літійних джерелах живлення) та промисловості.

17.4. Тенденції розвитку електронних компонентів

Широкі впровадження технологічних досягнень мікроелектроніки в сферу напівпровідникових приладобудування дадо змогу створити нові класи приладів. Оскільки найближчим часом традиційна енергетика залишиться основним джерелом електричної енергії, то наяв. можливості застосування силової електроніки в традиційній енергетиці є актуальним питанням. Ці можливості відкриваються в зв'язку з похолою енергетичного ринку, жорсткістю вимог до якості електропостачання та у зв'язку із зростанням кількості виробництва, які потребують безперервного живлення. Як наслідок, підвищуються вимоги до ефективності передавання та споживання електричної енергії.

Для більшості нових розробок в енергетиці потрібно потужний (1... 300 МВт) напівпровідниковий перетворювач, що працює на промислову трифазну мережу змінного струму. Такий перетворювач має забезпечувати плавне і незалежне регулювання потоку активної й реактивної потужності та не зумовлювати перекручування форми напруги мережі. Тобто струм мережі перетворювача має бути близьким до синусоїди, а величина і фаза струму регулюватися незалежно одна від одної. Сучасні силові напівпровідникові прилади (тиристори, GTO, IGBT) дають змогу реалізувати різні схеми вирішення потужного перетворення, які мають зазначені вище властивості.

З появою силових транзисторів, виходящих за МОП технологією (MOSFET і IGBT), з'явилася можливість створення на їхній базі потужних високоефективних генераторів, які мають значні переваги порівняно з тими, які побудовані на електронних лампах і тиристорах. Цей новий тип генераторів з розширеним частотним діапазоном від 10 до 200 кГц дає змогу замінити електронні лампові генератори. Найважливішими перевагами таких генераторів порівняно з ламповими є вищі ККД та термін служби, а також менші маса та габарити розмірів.

Нині силові IGBT-модулі випускають на струм 10...2400 А та напруги комутації 600, 1200, 1700, 2500 і 3300 В. Їх застосовують у регульованому технологічному і тяговому електривприводі, вторинних джерелах живлення, у металургії, хімії, машинобудуванні, зв'язку, енергетиці, електроничній передачі потужності від одиниць кіловат до одиниць мегават. Маючи кращі характеристики (малу потужність керування і комутаційні втрати, високі швидкості комутації та стійкість проти перевантажень тощо), вони витіснюли в цих галузях застосування не лише силові біполярні транзистори, а й навіть тиристори.

Ринок IGBT-модулів динамічно розвивається і з щорічним приростом до 30 % досяг близько півмільярда доларів. Ведуться розробки і ринковані виробництва IGBT-модулів на напругу комутації 4,5...6,5 кВ. Усю гаму силових модулів поділяють на звичайні IGBT модулі та «інтелектуальні». Звичайні (стандартні) модулі випускають в одно-, дво-, три- і шестифазному виконанні із (без) зворотним діодом швидкого відновлення FRD (Field Rectifier Diode).

Інтелектуальні силові модулі (IPM — Intelligent Power Modules) уперше з'явилися на ринку в 1988 р. Крім силових частини схеми перетворювача (чистого одно- або трифазного випрямляча, мостового інвертора) містять у одному корпусі також датчики, схеми драйверів, захистів, діагностики, джерел живлення тощо.

Стандартні IGBT модулі умовно поділяють на два типи: паяної конструкції з ізолюючою основою і притискової конструкції (Press-Pack). За сучасного рівня виробництва IGBT максимальний постійний струм, що пропускається одним кристалом (чіпом) IGBT, становить 100 А. Тому в силовому модулі використовують паралельне з'єднання кількох (іноді до 24) чіпів IGBT. Оскільки IGBT мають позитивний темпетаурний коефіцієнт і сучасна технологія їхнього виробництва забезпечує малий розкид параметрів чіпів, приєднання паралельного з'єднання навіть такої великої кількості чіпів не дуже складна. Схематично балову паяну конструкцію сучасних силових IGBT-модулів наведено на рис. 17.25.

Чіпи силових напівпровідникових приладів IGBT і FRD приналежать до DCB-кераміки (Direct Copper Bonding), що виконує роль електронізаючої основи з точ зварювального шару між чіпами та основою — підкладкою для емісії. DCB-Кераміка δ — це плоска тонка Al_2O_3 або AlN-кераміка, покрита з двох боків мідною фольгою методом прямого (дифузійного) зрощування. Нижній шар — суцільний, верхній — у вигляді

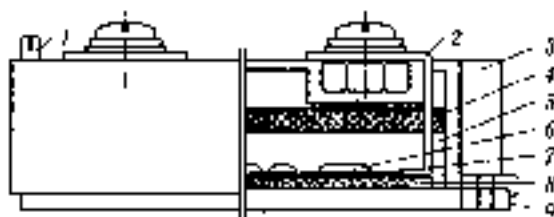


Рис. 17.25. Паяна конструкція силових IGBT-модулів

друкованої плати, що забезпечує електричне з'єднання силових ключів, силових 2 і керувальних 1 виводів.

З'єднання силових (виводів емітера для IGBT і катодних для FRD) та керувальних виводів чіпа з контактними площадками DCB-кераміки здійснюється ультразвуковим зварюванням алюмінієвим дротом 6. DCB-Кераміка з припаяними силовими виводами та паяними (призвареними) чіпами IGBT і FRD припаюється на медну основу 9. До медної основи приклеюється пластмасовий корпус 3, усередині якого електрично ізолюючи чіпи з керамікою захищаються (защитається) силіційорганічним гелем 7, що не змінює своїх механічних та електроізоляційних властивостей під впливом температури, вологості й часу. Додаткову жорсткість конструкції модуля додає шар епоксидного компаунду 5. Силові виводи 2 загінюються над гайкою і за допомогою гвинтів приєднуються до шин силової схеми перетворювача. Керувальні виводи 1 пайкою з'єднуються зі схемою драйвера.

Для забезпечення надійного відводу теплоти і високої електричної ізоляції в багатошаровій конструкції силових модулів паяної конструкції з ізолююваною основою застосовують матеріали з різними коефіцієнтами термічного розширення. Для розробок з високими вимогами щодо надійності та термічної, механічної стійкості фірми «Toshiba» та «Hitachi» запропонувано конструкцію модуля без основи з прямим паяним контактом DCB-кераміки на попередньо нікельований AlSiC-охолоджувач. Подібну конструкцію використовувала фірма «Semikron» у серії інтегрованих інтелектуальних модулів SKIP (Semikron Integrated Intelligent Power Module), виключивши паяний шар між охолоджувачем і DCB-керамікою.

Разом з розвитком технології паяної конструкції силових модулів останнім часом почала інтенсивно розвиватися технологія притискної конструкції IGBT-модулів. На рис. 17.26 наведено розріз конструкції IGBT-модуля притискної конструкції.

Чіпи IGBT та діоди швидкого відновлення, розділені сепаратором, мають притискові контакти на колектор та емітер (анод і катод діода) через молибденові пластини (термічні компенсатори). Вивід затворів також забезпечується притисковим контактом (затвор) з послідовним резистором на кожен чіп IGBT для усунення паразитних коливальнь. Така конструкція потужнострумкового модуля має набагато менший тепловий опір, ніж чіп-основа (11 K/W для 1000 A модуля), охолодження на обидва боки, високу енергетичну, термічну і швидкоплинну стійкість на рівні GTO тиристорів таблеткової конструкції (до 100 тис. циклів).

Фірма «Toshiba Semiconductor Group» (Японія) випускає в таблетковій металокерамічній конструкції IGBT-модулі (зі зворотнім діодом) $\varnothing 75 \text{ мм}$ типу ST800EXF21 ($800 \text{ A}/3300 \text{ В}$), ST1000EX21 ($1000 \text{ A}/2300 \text{ В}$) і $\varnothing 85 \text{ мм}$ типу ST1200EXF21 на струм 1200 A та напругу 3300 В . В останньому модулі об'єднано 15 чіпів IGBT ($800 \text{ A}/3300 \text{ В}$) і 6 чіпів FRD ($200 \text{ A}/3300 \text{ В}$) розміром $15 \times 15 \text{ мм}$ кожен. Для забезпечення пробивної напруги 3300 В кожен чіп по периметру захищений ізоляційною рамкою.

IGBT-Модулі притискової конструкції крім високої надійності, термічної швидкоплинної стійкості, достатнього охолодження з малим тепловим опором чіп-основа мають ще одну перевагу — малу паразитну індуктивність вивідів (одиночі нанотехні). За великих швидкостей комутації струму на такій індуктивності не можуть виникати перетанпруги, що забезпечує додатково високу надійність роботи модулів.

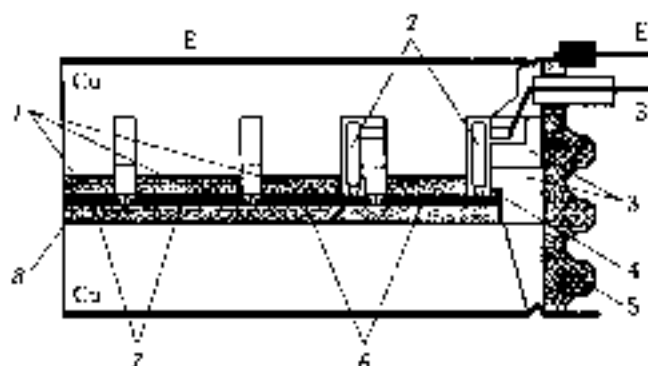


Рис. 17.26. Розріз конструкції IGBT-модуля притискової конструкції: 1 — молибденіві прокладки, 2 — затвор, 3 — сепаратор, 4 — рамка, 5 — керамічний корпус, 6 — чіпи IGBT, 7 — чіпи FRD, 8 — ізолюючий диск

Мінімізація внутрішньої індуктивності виводів потужно-струмових IGBT-модулів (>800 А) є актуальним завданням. У таких модулях доводиться поєднувати десятки чіпів IGBT і FRD. Велика паразитна індуктивність виводів і, як наслідок, великі перепади на фронтах комутації обмежують область безпечної роботи модулів та знижують надійність їхньої роботи.

Для підвищення універсальності, простоти й зручності застосування силових IGBT-модулів у схемах перетворювачів розроблявачі модулів пропонують кілька варіантів конструкцій модулів з багатьма ключами, що мають у своєму складі ланки мостових схем. Нині можна говорити про два стандарти на IGBT-модулі з багатьма ключами: EcolaPack і ECONO+ (Eupac, Siemens, Semikron, Toshiba) і LoPak4, LoPak5 (ABB Semiconductors AG, Semikron). Модулі серії Ecola широко застосовуються розроблявачами в перетворювачах частоти електроприводів змінного струму потужністю до десятків кіловат.

Модулі LoPak4 і LoPak5 мають такі граничні характеристики: 6×300 А/1200 В; 2×900 А/200 В; 6×225 А/1700 В і 2×675 А/1700 В. Їх випускають у двох варіантах: з мідною основою та без основи з прямим контактом DCB-кераміки модуля на охолоджувач. Модулі мають низьку паразитну індуктивність як внутрішніх виводів, так і зовнішніх шин. Зовнішні силові шини встановлюють на болти силового модуля і прикручують гайками.

Найпоширенішим серед приладів силових електроніки є електропривід. На рис. 17.27 наведено класичну функціо-

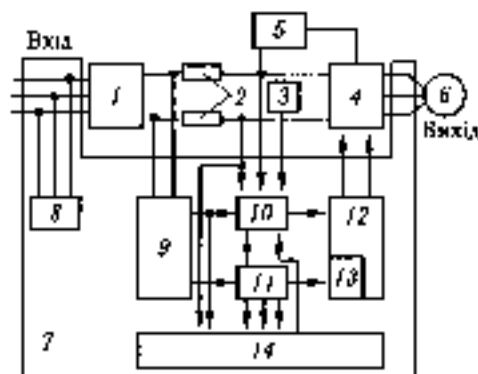


Рис. 17.27. Функціональна схема перетворювача частоти з колою постійного струму

нальну схему перетворювача частоти з колом постійного струму. Вхідна напруга надходить на мостовий випрямляч 1 на діодах, вхід якого захищений обмежувачем перенапруги 8. До виходу випрямляча підключена фільтрова ємність шини постійного струму зі схемою «м'якого» заряджання 9 і мостовий інвертор напруги 4 на IGBT. У приладах малої і середньої потужності до шини постійного струму підключена схема гальмування 5. Силова частина перетворювача містить також датчики струму 2 і температури 3. Схема керування містить драйвери 12 для керування транзисторами інвертора з гальма зі схемою захисту 10, 13, контролер керування 14 і джерела живлення 11. Оскільки силова схема і частина системи керування (драйвери, датчики, схеми діагностики і захисту) є однаковими для більшості застосувань, бажано об'єднати ці елементи в єдину конструкцію. Поява MCH-керуваних приладів, що мають малу потужність керування, та висока стійкість IGBT проти перевантажень та легкість керування ними в аварійних режимах дали змогу об'єднати в єдиному корпусі силову частину перетворювача і схеми драйверів, діагностики й захисту.

Силову частину інтелектуального модуля виготовляють, як і стандартні модулі паяної конструкції, з ізолюваною основою. Тут також використовують технологічні прийоми, що дають змогу підвищити надійність, терміну, широчину стійкості модуля, знизити паразитні індуктивності виводів. Інтелектуальна частина модуля розміщена на багатшаровій друкарській платі, встановленій над PCB-платами із силовими напівпровідниковими чіпами.

За такою технологією фірмами «Fujie», «Mitsubishi», «Toshiba» випускається ціла гама інтелектуальних силових модулів IPM на 300 А / 1200 В у виконанні двох ключів і 100 А / 1200 В (єдиного ключа), у шести- і семижакетовому виконанні. Функціональну схему таких модулів наведено на рис. 17.28. Як схеми драйверів застосовують високоевольтні силові інтегральні схеми, що забезпечують крім формування імпульсів керування та затвори IGBT 5 також функції захисту силових ключів від перевантаження за струмом 6 (OC — Over Current), відключення коротке замикання 7 (SC — Short Current), захист від перегрівання 9 (OT — Over Temperature), від аварії (неприпустимого зниження) напруги живлення драйверів 8 (UV — Under Voltage). В окремих IPM є гальмівні розв'язки керувальних сигналів 3, джерела живлення драйверів 2. У наступних поколіннях планується включати до складу IPM також і контролер керування 1.

Система IGBT-модулів зайняла домінуюче положення на ринку приладів і ланей електроніки для практично всіх видів

ральні схеми і модулі, в тому числі інтелектуальні ІРМ виснажились практично з усіх сфер застосування раніше тиристори, біполярні транзистори, оскільки за тих самих комутаційних струмів і напруг вони мають значно меншу потужність керування та тривалість комутації, ширшу область безвечної роботи й вищі частоти перетворення.

За прогнозами IGBT повністю замінить біполярні транзистори (BPT) і повністю керовані тиристори (GTO) в перетворювальному обладнанні потужністю до однієї мегавольта-ампер, в області малих потужностей (я низьковольтних перетворювачах) домінуватиме MOSFET, а в області зисахних потужностей — GTO.

Контрольні запитання

1. Які переваги мають джерела живлення з високочастотним перетворенням енергії?
2. Як обмежується амплітуда імпульсу зарядного струму конденсатора мережного випрямача?
3. Поясніть принцип дії імпульсного стабілізатора напруги
4. У чому полягає відмінність між однотактними перетворювачами напруги зі зворотним та прямим підключенням діода?
5. Поясніть принцип дії регульованого двофазного перетворювача напруги.

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Виноградов Ю. А. Основы электронной и полупроводниковой техники. — 2-е изд., доп. — М.: Энергия, 1992. — 376 с.
2. Малахов Н. П. Электрические цепи непрерывного и импульсного действия. — Киев, Одесса: Либидь, 1991. — 236 с.
3. Малахов В. П. Схемотехника аналоговых устройств. — Одесса: АсериПринт, 2000. — 212 с.
4. Эрстис К. Э., Степаненко Н. П. Электронные усилители. — М.: Наука, 1964. — 340 с.
5. Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника. — М.: Высш. шк., 1991. — 622 с.
6. Семенов А. Полевые транзисторы: Пер. с англ. — М.: Сов. радио, 1968. — 184 с.
7. Руденко В. С., Семенов В. Н., Грифантич Н. В. Основы промышленной электроники. — К.: Вища шк., 1985. — 400 с.
8. Ахмедов А. Г., Шагурин Н. П. Микросхемотехника. — М.: Радио и связь, 1990. — 496 с.
9. Цыкин П. С. Электронные усилители. — М.: Связь, 1965. — 510 с.
10. Цыкин П. С. Усилители электрических сигналов. — М.: Связь, 1967. — 424 с.
11. Расчет электронных схем: Примеры и задачи / Г. Н. Изюмова и др. — М.: Высш. шк., 1987. — 330 с.
12. Степаненко Н. П. Основы микроэлектроники. — М.: Сов. радио, 1980. — 424 с.
13. Захаров В. К. Электронные элементы автоматики. — М.: Энергия, 1967. — 332 с.
14. Проектирование и применение операционных усилителей. / Под ред. Дж. Грама и др. — М.: Мир, 1974. — 510 с.
15. Марин Ж. Операционные усилители и их применение. — М.: Москва, 1976. — 258 с.
16. Шульц В. Л. Линейные и интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Сов. радио, 1974. — 312 с.

17. Щербатов В. И., Грозин Г. И. Электронные схемы на операционных усилителях. Справ. — К.: Техника, 1983. — 213 с.
18. Сверхэкономные интегральные микросхемы / Под ред. Б. В. Тараканова. — М.: Радио и связь, 1985. — 528 с.
19. Алексеев А. Г., Воронцов Г. В. Операционные усилители и их применение. — М.: Радио и связь, 1989. — 120 с.
20. Нестеренко В. К. Интегральные операционные усилители. Справочное пособие по применению. — М.: Энергоиздат, 1982. — 128 с.
21. Софракский Ю. П. Частотно-калориметрические ВЧ-схемы на полупроводниковых триодах. — М.: Сов. радио, 1963. — 218 с.
22. Аналоговая и цифровая электроника / Под ред. О. П. Гладукина. — М.: Горная Техника - Телеком, 1999. — 769 с.
23. Акулов Н. И., Баркин В. Я., Вихитов Р. А. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах. — М.: Связь, 1966. — 312 с.
24. Бондаренко В. Г. ВЧ-генераторы синусоидальных колебаний. — М.: Связь, 1976. — 208 с.
25. Захаров В. К., Дычарь Ю. И. Электронные устройства автоматики и телемеханики. — Л.: Энергостроиздат, 1964. — 432 с.
26. Ерофеев Ю. И. Импульсная техника. — М.: Высш. шк., 1984. — 386 с.
27. Ефремов В. А., Задаров В. К. Импульсные элементы автоматизации и вычислительной техники. — М.: Энергия, 1977. — 248 с.
28. Сваржова Д. А., Луценко А. И. Электроника и микросхемотехника. Ч. 1. Электронные устройства информационной автоматизации. / Под общ. ред. А. А. Кривошмыковой. — К.: Вища шк., 1989. — 43* с.
29. Гетчер, Ч. Введение в микропроцессорную технику / Пер. с англ. — М.: Мир, 1984. — 334 с.
30. Микросхемы памяти, ЦАП и АЦП: Справ. / О. Н. Лебедев и др. — 2-е изд. — М.: КУБС-а, 1996. — 384 с.
31. Лебедев О. И. Применение микросхем памяти в электронных устройствах. Справочное пособие. — М.: Радио и связь, 1994. — 216 с.
32. Лебедев О. И., Митрофановская А. И., Талызин В. А. Избранные электронные техники. Цифровые микросхемы. Микросхемы памяти. Микросхемы ЦАП и АЦП: Справ. — М.: Радио и связь, 1994. — 248 с.
33. Применение интегральных микросхем памяти. Справ. / Под ред. А. Ю. Горданова, А. А. Перельман. — М.: Радио и связь, 1984. — 232 с.
34. Усачев Ф. И. Цифровая схемотехника. — СПб.: БХВ-Санкт-Петербург, 2000. — 528 с.
35. Лебедев О. И. Импульсные устройства. — М.: Радио и связь, 1981. — 222 с.
36. Расчет элементов цифровых устройств / Под ред. Л. Н. Прохорова. — М.: Высш. шк., 1982. — 384 с.

37. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы. / Под ред. С. В. Яковлевского. – М.: Радио и связь, 1985. – 432 с.
38. Большие матричные кристаллы и матричные БИС. / Н. Г. Демричев, П. П. Малайца, И. В. Пиваченко и др. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 224 с.
39. Гурьянов В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
40. Программируемые логические ИМС на КМОП-структурах и их применение / П. П. Малайца, П. И. Гарбузов, А. П. Шаратов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 158 с.
41. Урманчо Е. П., Грушицкий Р. Н., Алымовский А. П. БИС с БИС с репрограммируемой структурой. СПб: ГЭТУ, 1997. – 96 с.
42. Хиршман Л., Хиза У. Искусство схемотехники: В 3 т.: Пер. с англ. – 4-е изд. – М.: Мир, 1993. – Т. 2. – 371 с.
43. Исследования электронстанил пазивалектронной аппаратуры: Справ. / Под ред. Г. С. Найявельта. – М.: Радио и связь, 1986. – 576 с.
44. Галкин С. Г. Силовая электроника. – СПб.: Корона-принт, 2002. – 304 с.
45. Бойко В. Л., Зорь А. А. Основы спектральных систем. Вступ. лекции. – Донецк: ДНТУ, 2002. – 207 с.
46. Электроника и микросхемотехника / В. Л. Сенюк, М. В. Панащенко, Е. В. Сивко та ін. – К.: Освіт, 2000. – Т. 1. – 299 с.
47. Прижымков В. Я. Электроника. Курс лекций. – СПб.: Корона-принт, 1996. – 398 с.

Навчальне видання

Схемотехніка ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

У трьох книгах
КНИГО 1

*Бойко Віталій Іванович
Гуржій Андрій Михайлович
Жуков Валерій Якович
Зорі Анатолій Анатолійович
Сніжак Віктор Михайлович
Терещук Тетяна Олександрівна*

АНАЛОГОВА СХЕМОТЕХНІКА ТА ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

Оправа і титул *В. С. Жиборовацького*
Художній редактор *Г. С. Муратова*
Технічний редактор *А. І. Паласюк*
Коректори *Т. М. Галуща, В. П. Шкітіна*
Комп'ютерна верстка *Н. П. Довгоступосної*

Німі. як друку 23.02.2004 Формат 84 x 118. 32
Папер. офіс № 1 Тирнітури Petersburg. Офс. друк.
Ум. друк. арк. 19,32 Обл.-вид. арк. 18,86 Тираж 3000 пр
Вид. № 10527. Зам. № 4-138.

Подання до «Вини щема». 01054, Київ-34, вул. Тарасівська 7г

Свідчення про внесення до Держ. реєстру
від 04.12.2000 серія ДК № 268

Надруковані з логотип. виготовлених у видавництві «Вини щема»,
у ВАТ «Білорусьська книжкова фабрика».
09/17 Біла Церква нум Д Курбач. 4

