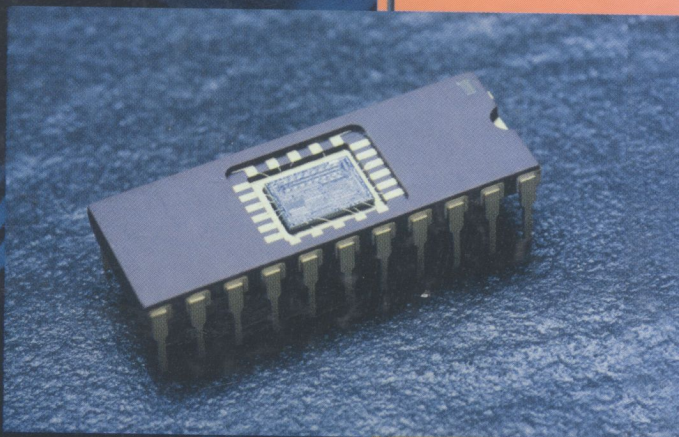


В.Т. Дмитрів
В.М. Шиманський



ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРО- СХЕМОТЕХНІКА

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

АРІША
2007

МІНІСТЕРСТВО АГРАРНОЇ ПОЛІТИКИ УКРАЇНИ
ЛЬВІВСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

В.Т. ДМИТРІВ,
В.М. ШИМАНСЬКИЙ

ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

*Допущено
Міністерством аграрної політики України
як навчальний посібник
для підготовки фахівців із спеціальності
“Енергетика сільськогосподарського виробництва”
в аграрних вищих навчальних закладів
III – IV рівнів акредитації*

АФІША
2006

ББК 32.84-082

Д53

УДК 621.375:621.382.2/3:681.322/.327 (075.8)

Рецензенти:

Я.Ю. Марушак, д. т. н., професор кафедри електроприводу та автоматизації промислових установок (Національний університет “Львівська політехніка”),

П.Г. Столярчук, д. т. н., професор, завідувач кафедри метрології, стандартизації та сертифікації (Національний університет “Львівська політехніка”),

М.М. Семерак, д. т. н., професор, завідувач кафедри фізики (Львівський державний аграрний університет),

В.Т. Якимець, к. т. н., доцент кафедри енергетики (Львівський державний аграрний університет)

*Гриф надано Міністерством аграрної політики України
(Лист № 18-2-1-13/623 від 26.05.04)*

Дмитрів В. Т., Шиманський В. М.

Д42 Електроніка і мікросхемотехніка: Навч. посібник. — Львів: Афіша, 2006. — 175 с.

ISBN 966-325-028-3

У навчальному посібнику викладено принципи побудови і характеристики сучасних пристроїв електроніки, подано розрахунок основних елементів аналогової і цифрової схемотехніки для систем енергетики і автоматизованих систем управління технологічними процесами. Наведено приклади розрахунку основних електричних схем пристроїв, що використовуються в системах енергетики сільськогосподарського виробництва.

Для студентів енергетичних спеціальностей освітньо-кваліфікаційного рівня “бакалавр”.

ББК 32.84-082

УДК 621.375:621.382.2/3:681.322/.327(075.8)

ISBN 966-325-028-3

© Дмитрів В. Т., Шиманський В. М., 2004–2006

© ТзОВ “ВФ Афіша”, 2006

ЗМІСТ

Передмова.....	5
1. Характеристики електричних сигналів у задачах електроніки та енергетики.....	7
1.1. Загальні характеристики сигналів.....	7
1.2. Основні характеристики змінних електричних сигналів.....	11
1.3. Основні характеристики електричних сигналів імпульсного типу.....	12
1.4. Особливості подання цифрових сигналів.....	13
1.5. Комбінаційні функції і способи їх задання.....	14
2. Електронні елементи й основи їхньої роботи.....	17
2.1. Електрофізичні властивості напівпровідників.....	17
2.2. Вольт-амперна характеристика $p-n$ переходу.....	20
2.3. Напівпровідникові діоди загального призначення.....	21
2.4. Біполярні транзистори.....	24
2.5. Польові транзистори.....	31
3. Електронні ключові ланки для нелінійного перетворення електричних сигналів.....	36
3.1. Діодні електронні ключі.....	36
3.2. Транзисторні ключі на біполярних транзисторах.....	39
3.3. Транзисторні ключі на польових транзисторах.....	44
3.4. Ключі на тиристорах.....	45
3.5. Аналогові ключі.....	48
4. Електронні підсилювачі електричних сигналів.....	52
4.1. Класифікація та основні параметри підсилювачів.....	52
4.2. Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі із загальним емітером.....	54
4.3. Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі як емітерний повторювач.....	58
4.4. Однокаскадний підсилювач на польовому транзисторі.....	60
4.5. Підсилювачі зі зворотними зв'язками.....	61
4.6. Підсилювачі постійного струму.....	67
4.7. Операційні підсилювачі.....	74
4.8. Вибірні підсилювачі.....	80
4.9. Підсилювачі потужності.....	81
5. Генератори електричних сигналів.....	86
5.1. Загальні характеристики та особливості побудови генераторів імпульсних сигналів.....	86
5.2. Автоколивні генератори прямокутних імпульсів (мільтивібратори).....	86
5.3. Чекаючі генератори (одновібратори) прямокутних імпульсів.....	89
5.4. Генератори пилкоподібної напруги.....	92

6. Функціональні елементи цифрової схемотехніки	95
6.1. Логічні інтегральні елементи та їх характеристика.....	95
6.2. Комбінаційні цифрові інтегральні пристрої (комбінаційні цифрові мікросхеми).....	99
6.3. Тригери.....	104
6.4. Цифрові мікросхеми регістрів і лічильників.....	111
6.5. Цифроаналогові і аналоговоцифрові перетворювачі електричних сигналів.....	122
6.6. Інтегральні комутатори і компаратори.....	133
6.7. Мультивібратори і одновібратори імпульсних сигналів на елементах цифрової схемотехніки.....	137
7. Електронні пристрої випрямлення і стабілізації напруги	144
7.1. Некеровані випрямлячі однофазного і трифазного струму.....	144
7.2. Згладжувальні фільтри.....	153
7.3. Параметричні і компенсаційні стабілізатори напруги і струму.....	158
7.4. Інтегральні стабілізатори напруги.....	167
Бібліографічний список.....	171
Предметний покажчик.....	173

ПЕРЕДМОВА

У сучасних задачах енергетики в сільськогосподарському виробництві важливе значення має така дисципліна, як електроніка, яка посідає одне з перших місць при управлінні технічними системами з електроприводами, контролі технологічних параметрів, прийнятті і передачі інформації. Для цього необхідно мати таку систему управління, в якій електричні сигнали характеризуються високою швидкістю їх обробки, простотою формування і передачі на значні відстані, широким діапазоном струмів і напруг (від часток мікроампер і мікрвольт до тисяч ампер і сотень кіловольт), простотою перетворення електричної в інші види енергії (теплова, механічна, світлова).

Зміст інформації, що передається з допомогою електричних сигналів, перетворюється (модулюється або кодується) в їх електричні або часові параметри, а потім демодулюється або декодується, тобто перетворюється у фізичну дію на об'єкти енергетики (нагрів, переміщення, обертання) або у зручні для візуального зчитування форми.

У процесі формування, передачі та обробки електричні сигнали підлягають різним перетворенням: підсилению, фільтруванню для усунення спотворень і захисту від перешкод. Для цього використовують електронні пристрої, які складаються з електронних елементів і пасивних електричних ланок (резисторів, конденсаторів, котушок індуктивності), призначених для зв'язку окремих електронних елементів або для виконання самостійної функції перетворення електричних сигналів.

Електронні елементи сучасних електронних пристроїв виготовляються промисловістю двох видів: а) у вигляді окремих дискретних компонентів (діодів, транзисторів, тиристорів та ін.); б) у вигляді мікросхем (інтегральних схем), в яких в одному корпусі в один функціональний вузол об'єднано ряд окремих елементів, виконаних, як правило, на одному кристалі напівпровідника.

Елементи першого виду використовуються переважно в силових ланках автоматики, які менш складні за схемотехнікою, розсіюють велику кількість тепла. Використовуються також у малострумівих ланках для узгодження окремих мікросхем, коректування характеристик деяких пристроїв та ін.

Сфера використання елементів другого виду – складні функції логічного, арифметичного та аналітичного типу. До елементів цього виду належать прості логічні мікросхеми, регістри, шифратори і дешифратори, лічильники, мікропроцесори, мікроконтролери однокристалного типу, ЦАП і АПЦ та ін.

Для вивчення і засвоєння дисципліни необхідно оволодіти знаннями щодо кожного конкретного типу електричних схем, розглядаючи її зовнішні характеристики і описуючи їх математичні і схемні моделі, аналізувати їх роботу як системи.

У даному навчальному посібнику подано конкретні розрахунки окремих функціональних елементів, наведено характеристики елементів цифрової

схемотехніки. У посібнику знайшли відображення розробки в галузі електроніки і мікропроцесорної техніки низки навчальних і наукових шкіл України та країн СНД [2; 4; 5; 9; 11; 13; 16; 17; 19].

Крім того, викладено матеріал з можливістю безпосереднього практичного використання основних теоретичних положень при проектуванні і розрахунку функціональних елементів аналогової і цифрової електроніки, при розробці функціональних елементів автоматичного керування в енергетиці і автоматизованих системах керування технологічними процесами (АСК ТП) сільськогосподарського виробництва.

Навчальний посібник може бути використаний при виконанні курсових проектів як з даної дисципліни, так і з суміжних, а також при написанні дипломних проектів.

Автори щиро вдячні доктору технічних наук, професору Я.В. Марущаку, доктору технічних наук, професору П.Г. Столярчуку, доктору технічних наук, професору М.М. Семераку, кандидату технічних наук, доценту В.Т. Якимцю за значну працю у рецензуванні рукопису та цінні поради щодо структури й викладу матеріалу окремих розділів.

Всі зауваження і побажання стосовно змісту підручника просимо надсилати на адресу: 80381, Львівська обл., Жовківський район, м. Дубляни, вул. Володимира Великого, 1, Львівський державний аграрний університет, кафедра механізації і автоматизації в тваринництві.

Автори

1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ У ЗАДАЧАХ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА АВТОМАТИЗАЦІЇ

1.1. Загальні характеристики сигналів

Форма і способи перетворення електричних сигналів нерозривно зв'язані з основними принципами побудови електронних пристроїв.

Електричні сигнали можна розділити за фізичною суттю на *аналогові* і *дискретні*.

Аналогові сигнали – це неперервні в часі функції напруги або струму і у свою чергу поділяються на постійні і змінні. *Постійні аналогові сигнали* однополярні, в яких повільно змінюється в часі напруга і струм. *Змінними аналоговими сигналами* називаються функції напруги і струму, що змінюються в часі як за амплітудою, так і за знаком. Частковим випадком змінного сигналу є гармонічний або синусоїдальний.

Дискретними називаються такі електричні сигнали, які представляють розривні в часі функції напруги або струму і можуть приймати обмежене число рівнів. Найчастіше в електроніці використовуються дискретні сигнали, які мають тільки два рівні – високої напруги (струму) і низької напруги (струму). Такі сигнали називаються імпульсними, або двійковими. Представлення інформації за допомогою таких сигналів має низку переваг: простота, висока надійність, нескладність електронних пристроїв. Їх ще називають цифровими і умовно позначають: “1” – напруга 5 В або 3 В; і “0” – 0 В.

Розділ електроніки, який вивчає формування, перетворення, передачу двійкових сигналів, називається цифровою технікою.

Аналогова або дискретна форма подання сигналу суттєво впливає на принципи побудови та особливості роботи електронних пристроїв.

За характером імпульсних сигналів розрізняють схеми: імпульсні, в яких вхідними і вихідними сигналами є імпульси напруги (струму) (рис. 1.1,а); потенціальні – сигналами є потенціали (рівні) напруги (рис.1.1,б); імпульсно-потенціальні -- сигнали можуть бути імпульсними і потенціальними (рис.1.1,в).

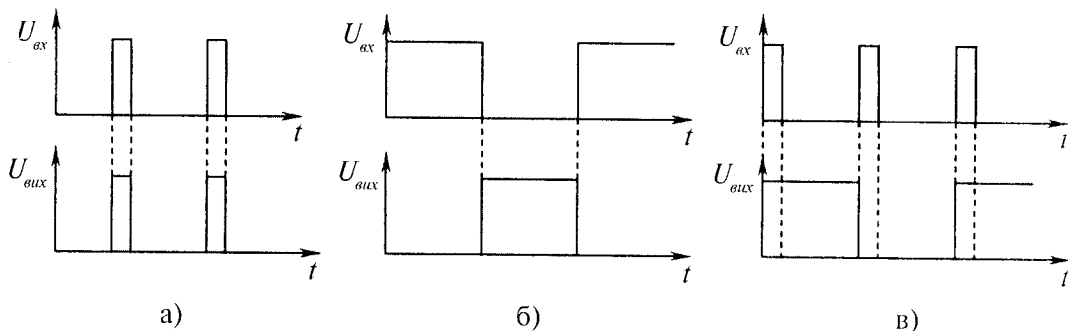


Рис. 1.1. Характер подання імпульсних сигналів.

Цифрові пристрої здійснюють логічні перетворення сигналів, їх запам'ятовування, сумування, шифрування і дешифрування цифрових кодів, події частоти імпульсів і низку інших операцій.

Так, автоматизовані системи управління технологічними процесами (АСУ ТП) не можуть обійтись без цифрових пристроїв.

Розглянемо процес зміни одного або кількох фізичних параметрів електричного сигналу згідно з передавальним сигналом, який називається модуляцією.

При модуляції модулюючий (інформаційний) сигнал $x(t)$ (рис. 1.2,а) переносником (сигналом-носієм) $z(t)$ (рис. 1.2, б) подається в перетворювач (модулятор).

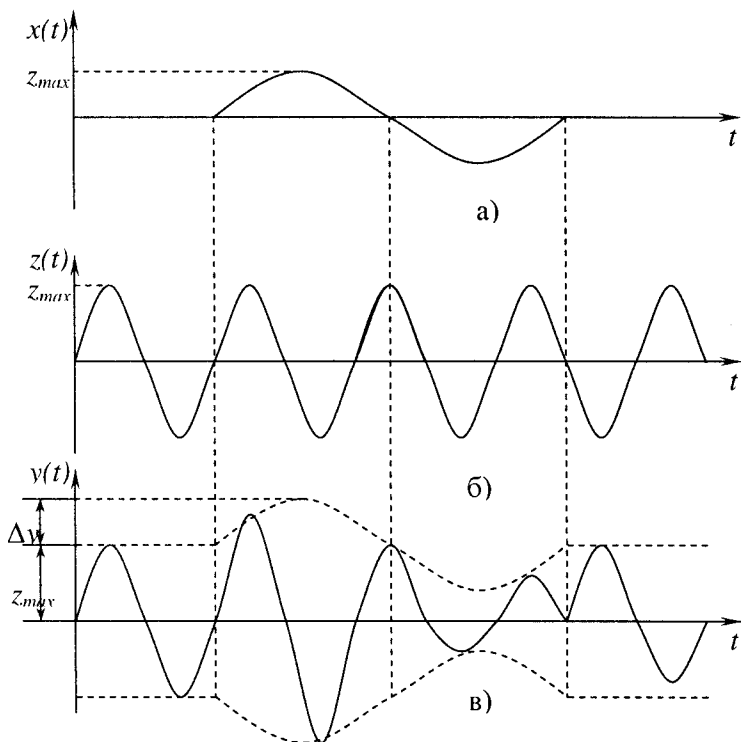


Рис. 1.2. Приклад модуляції інформаційного сигналу.

Гармонічні імпульсні сигнали можна описати математично:

$$x(t) = A_0 \cos(\omega_0 \cdot t - \varphi_0),$$

де A_0, ω_0, φ_0 – відповідно амплітуда, кутова частота, початкова фаза гармонічного коливання;

$$x(t) = A_0 \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_1(t - t_0 - i \cdot T_0),$$

де A_0, t_0, T_0 – відповідно амплітуда (висота), початкова фаза (зсув відносно вибраного початкового відліку) і період проходження імпульсів $x_1(t)$.

Залежно від модульованого параметра розрізняють амплітудну (АМ) (рис. 1.2, в), частотну (ЧМ) (рис. 1.3, а) і фазову (ФМ) (рис. 1.3, б) модуляції.

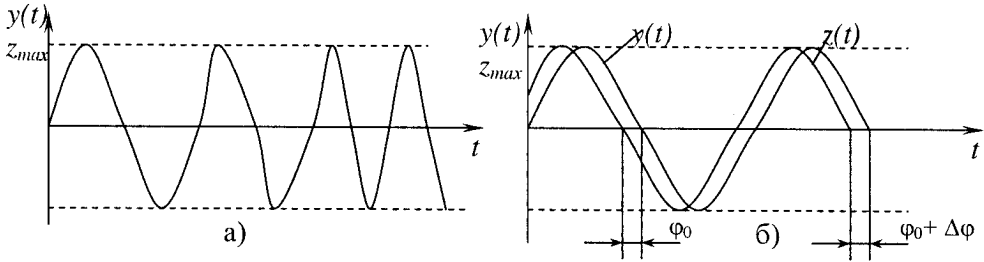


Рис. 1.3. Форма сигналу при різних модуляціях: а – частотна; б – фазова.

При гармонічній модуляції несучою (модельюючою) складовою є гармонійне коливання.

При імпульсній модуляції як несучу складову використовують імпульсні коливання (рис. 1.4).

Вид модуляції, при якій в якості модулюючого сигналу використовуються прямокутні імпульси, називають амплітудною модуляцією.

Обернене перетворення – відокремлення сигналу від його переносника – називають демодуляцією, або детектуванням.

Кодування – це процес перетворення інформації в комбінацію різних символів або відповідних їм сигналів. Правило (алгоритм), що співставляє кожному конкретному повідомленню визначену комбінацію різних символів (сигналів), називають кодом.

Процес відновлення змісту повідомлення за даним кодом називається декодуванням. При кодуванні інформація, що передається, не залежить від частоти, амплітуди і тривалості.

Процес кодування пов'язаний з перетворенням неперервних величин в дискретні (рис. 1.5). Таке перетворення базується на операціях дискретизації (квантуванні за часом, квантуванні за рівнем і сукупності цих операцій – комбінованому квантуванні).

Крок квантування T вибирають так, щоб дискретна функція якомога точніше відображала неперервну функцію (тобто щоб якомога менше втратити інформацію при квантуванні). Згідно з теоремою Котельникова крок квантування повинен бути не більший, ніж $T = 1/2f$, де f – частина функції $x(t)$.

При квантуванні за рівнем розраховують ступінь квантування, або крок квантування, за рівнем ΔX . Число розміщення рівнів квантування m визначають максимальним рівнем сигналу X_{max} і кроком квантування за рівнем ΔX :

$$m = \frac{X_{max}}{\Delta X}.$$

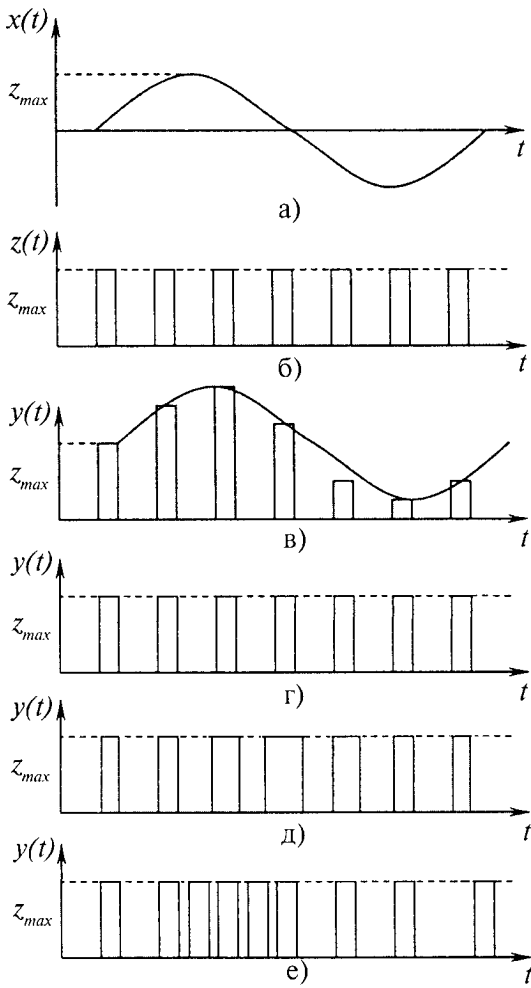


Рис. 1.4. Форма і характер модуляції при імпульсній модуляції: а – вхідний сигнал; б – несучий сигнал; в – амплітудно-імпульсна модуляція (АМ); г – широко-імпульсна модуляція (ШМ); д – часово-імпульсна (ЧМ) або фазо-імпульсна модуляція (ФМ); е – частотно-імпульсна модуляція (ЧМ).

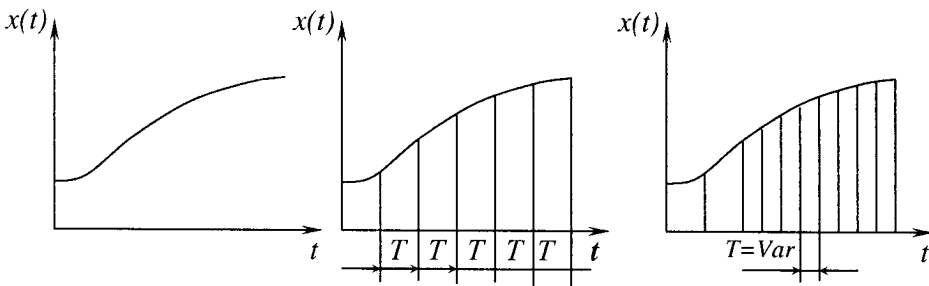


Рис. 1.5. Форма подання сигналів при кодуванні.

1.2. Основні характеристики змінних електричних сигналів

Змінний електричний сигнал у більшості випадків є функцією часу $U(t)$ з періодом $T = \frac{l}{f}$, яку можна записати в ряд Фур'є.

$$U(t) = U_0 + U_{1\max} \cos(\omega_0 t - \varphi_1) + U_{2\max} \cos(2\omega_0 t - \varphi_2) + U_{3\max} \cos(3\omega_0 t - \varphi_3) + \dots, \quad (1.1)$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0$; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3 \dots$ – початкові фази окремих гармонік;

$U_{1\max}, U_{2\max}, U_{3\max}$ – амплітуди окремих гармонік.

Ці гармоніки визначаються за формулою $U_{k\max} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$,

$$a_k = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} U(t) \cos K\omega_1 t dt;$$

$$b_k = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} U(t) \sin K\omega_1 t dt.$$

У рівнянні (1.1) окремі суми рівняння називаються гармоніками, частота ω_1 – перша гармоніка; частота ω_2 – друга гармоніка і т.д. Сукупність величин $U_{k\max}$ – спектр амплітуд, сукупність φ_k – спектр фаз.

Інтервал частот, в якому розміщено обмежений спектр, називається шириною спектра.

Крім спектральних характеристик, електричний змінний сигнал прийнято характеризувати ще:

середнім значенням – показує, чи є в сигналі постійна складова і чи відповідає вона U_0 , В

$$U_{cp} = \frac{1}{t_{i+1} - t_i} \int_{t_i}^{t_{i+1}} U(t) dt;$$

середнім випрямленим значенням

$$U_{ca} = \frac{1}{t_{i+1} - t_i} \int_{t_i}^{t_{i+1}} |U(t)| dt.$$

Якщо немає постійної складової, то середньовипрямлені напруги додатних і від'ємних півхвиль рівні між собою.

Ефективне (діюче) середньоквадратичне значення:

$$U_\delta = \sqrt{\frac{1}{t_{i+1} - t_i} \int_{t_i}^{t_{i+1}} U^2(t) dt},$$

$$U_\delta^2 = (U_\delta^+)^2 + (U_\delta^-)^2.$$

Амплітудне (пікове) значення:

$$U_{max} = \max |U(t)|.$$

Для приблизної характеристики форми кривої змінного сигналу використовують коефіцієнти: форми (формфактор) $K_\phi = U_\delta / U_{cp}$; амплітуди (пікфактор) $K_a = U_{max} / U_\delta$; усереднення $K_{cp} = U_{max} / U_{cp}$.

Ці коефіцієнти зв'язані між собою $K_{cp} = K_a \cdot K_\phi$ і характеризують форму кривої сигналу лише в першому наближенні.

Для довільної періодичної функції справедлива нерівність $1 \leq K_\phi \leq K_a \leq K_{cp}$.

Для сигналу виду "мандр" (квадратна хвиля) коефіцієнти $K_\phi = K_a = K_{cp} = 1$. Для синусоїдних сигналів $K_\phi = \pi/2$; $K_a = \sqrt{2}$; $K_{cp} = \pi/2$.

Відмінність кривої сигналу від синусоїдної форми оцінюється коефіцієнтом гармонік K_H (клірфактор) або коефіцієнтом нелінійних спотворень K_H

$$K_H = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{k=2}^n U_k^2}, \quad K_H = \frac{1}{U_\delta} \sqrt{\sum_{k=2}^n U_k^2},$$

де U_1 і U_k – ефективне напруження першої і K -тої гармоніки.

Коефіцієнти K_H і K_H зв'язані відношенням

$$K_H = \frac{K_H}{\sqrt{1 + K_H^2}} \approx K_H \left(1 - \frac{1}{2} K_H^2 \right), \quad U_\delta = U_1 \sqrt{1 + K_H^2} \approx U_\delta \left(1 - \frac{1}{2} K_H^2 \right).$$

1.3. Основні характеристики електричних сигналів імпульсного типу

Електричним імпульсом називають напругу або струм, що відрізняється від нуля і має постійне значення лише протягом короткого часу.

Розглянемо форми імпульсів, які найчастіше зустрічаються в електроніці (рис.1.6).

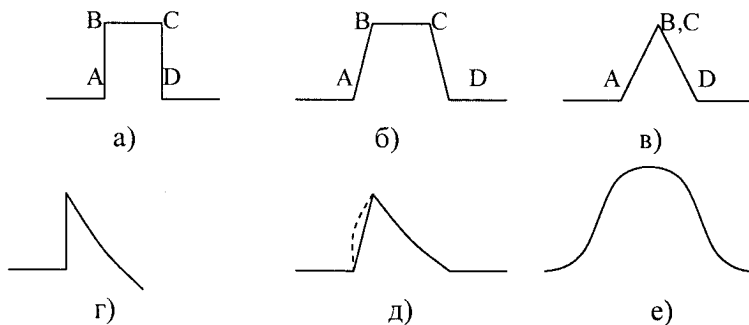


Рис. 1.6. Форми імпульсних сигналів: а – прямокутні; б – трапецієподібні; в – трикутні; г – гостроконечні; д – пилкоподібні; е – експоненційні; АВ – фронт (передній фронт); ВС – вершина; CD – зріз (задній фронт); AD – основа.

Найчастіше зустрічаються імпульси прямокутної форми (рис. 1.7).

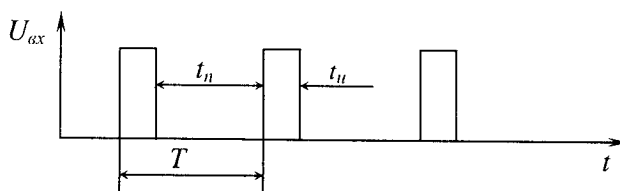


Рис. 1.7. Імпульси прямокутної форми: t_n – тривалість паузи; t_u – тривалість імпульсу; T – період.

Частота повторення імпульсів визначається, як $f = 1/T$, шпаруватість (“скважність”) імпульсів – $Q = T/t_u$.

Коефіцієнт заповнення визначається за формулою $K_3 = t_u/T = 1/Q$.

Середнє значення напруги за період T визначається за формулою

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{t_u} U(t) dt;$$

і діюче значення

$$U_{\partial} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_u} U^2(t) dt}.$$

Для послідовності прямокутних імпульсів

$$U_{cp} = \frac{U_{max}}{Q}; \quad U_{\partial} = \frac{U_{max}}{\sqrt{Q}}.$$

Змінний сигнал можна оцінити також спектральною характеристикою:

$$U_{n\max} = \frac{2U_{max}}{\pi n} \sin(0,5n\omega_0 t_u),$$

де n – номер гармоніки.

1.4. Особливості подання цифрових сигналів

Особливістю аналізу цифрових сигналів і схем є те, що подаються абстрактні символи “1” і “0”, x і \bar{x} , що є відповідно входними сигналами та їх вихідними функціями. Ці сигнали (двійкові) лише умовно позначають їх стан.

Двійкова система числення, як і десяткова, належить до позиційних систем і є системою з основою 2.

У десятковій системі число A можна подати, як

$$A = a_{n-1} \cdot 10^{n-1} + a_{n-2} \cdot 10^{n-2} + \dots + a_i \cdot 10^i + \dots + a_0 \cdot 10^0 + a_{-1} \cdot 10^{-1} + a_{-2} \cdot 10^{-2} + \dots + a_m \cdot 10^m,$$

де a_i – десяткова цифра, n – ціла розрядна частка; m – дробова розрядна частка.

Двійкову систему B аналогічно можна подати, як

$$B = b_{n-1} \cdot 2^{n-1} + b_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + b_i \cdot 2^i + \dots + b_0 \cdot 2^0 + b_{-1} \cdot 2^{-1} + b_{-2} \cdot 2^{-2} + \dots + b_m \cdot 2^m,$$

де b – двійкове число 0 і 1, в основі системи числення є число 2 у десятковій формі.

1.5. Комбінаційні функції і способи їх задання

Розповсюджений табличний спосіб задання комбінаційних функцій, коли логічна функція задається у вигляді таблиці відповідності.

Число наборів аргументів, а значить, і число значень функцій дорівнює 2^n , де n – число змінних.

Розглянемо максимальний набір елементарних логічних функцій (табл. 1.1 і 1.2). У лівій частині табл. 1.1 наведено всі чотири набори аргументів, а в правій – 16 різних значень елементарних функцій.

Таблиця 1.1

Значення елементарних логічних функцій

Вхідні змінні		Елементарні логічні функції та їх номери															
x_1	x_2	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1

Таблиця 1.2

Назви і позначення елементарних логічних функцій

№ функції	Назва функції	Позначення
0	Константа 0	0
1	Кон'юнкція, логічне множення, добуток, співпадання, I	$x_1 x_0, x_1 \wedge x_0, x_1 \& x_0$
2	Заборона за x_0 , НЕ	$x_1 \cdot \bar{x}_0$
3	Змінна x_1	x_1
4	Заборона x_0 , НЕ	$\bar{x}_1 \cdot x_0$
5	Змінна x_0	x_0
6	Нерівнозначність, сума за модулем 2, виключаюче АБО	$x_1 \otimes x_0, x_1 + x_0 (mod 2)$
7	Диз'юнкція, логічне складання, сума, АБО	$x_1 + x_0, x_1 \vee x_0$
8	Заперечення диз'юнкції, функція Пірса, АБО-НЕ	$\overline{x_1 + x_0}, x_1 \nabla x_0, x_1 \downarrow x_0$
9	Рівнозначність, еквівалентність	$x_1 \equiv x_0$
10	Заперечення x_0	\bar{x}_0
11	Імплікація за x_0	$x_1 \rightarrow x_0, x_1 + \bar{x}_0$
12	Заперечення x_1	\bar{x}_1
13	Імплікація за x_1	$x_1 \rightarrow x_0, \bar{x}_1 + x_0$
14	Заперечення кон'юнкції, функція Шиффера, I-НЕ	$\overline{x_1 \cdot x_0}, x_1 \wedge x_0, x_1 / x_0$
15	Константа одиниця	1

Аналітичний спосіб – логічна функція F подається у вигляді алгебраїчного рівняння. Є два способи запису логічних функцій в алгебраїчному вигляді.

Існує диз'юнктивна нормальна форма (ДНФ) подання логічної функції

$$F(x_2, x_1, x_0) = x_2 \cdot x_1 + x_1 \cdot x_0 + x_2 \cdot x_1 \cdot x_0,$$

та кон'юнктивна нормальна форма (КНФ) подання логічної функції

$$F(x_2, x_1, x_0) = (x_2 + x_1) \cdot (x_2 + \bar{x}_1 + x_0) \cdot (x_1 + x_0).$$

Довільна функція із табличної форми запису може бути перетворена в аналітичну з використанням елементарних функцій І, АБО, НЕ. Аналітична форма запису функцій дозволяє сформулювати основні закони (аксіоми) алгебри, які записуються для операцій І і АБО окремо.

Переставні закони

$$x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1; \quad x_1 + x_2 = x_2 + x_1.$$

Розподільний закон

$$(x_1 + x_2) \cdot x_3 = x_2 \cdot x_3 + x_1 \cdot x_3.$$

Сполучні закони

$$(x_1 \cdot x_2) \cdot x_3 = x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3);$$
$$(x_1 + x_2) + x_3 = x_1 + (x_2 + x_3).$$

Закони повторення

$$x \cdot x = x; \quad x + x = x.$$

Закони поглинання

$$x_1 \cdot (x_1 + x_0) = x_1; \quad x_1 + x_1 \cdot x_2 = x_1.$$

Закони заперечення:

закон додатковості

$$\underline{x \cdot x = 0}; \quad \underline{x + \bar{x} = 1};$$

правило де Моргана

$$\underline{\underline{x_1 \cdot x_2 = \bar{x}_1 + \bar{x}_2}}; \quad \underline{\underline{x_1 + x_2 = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2}};$$

закон подвійного заперечення

$$\underline{\underline{x = x}}.$$

Закон склеювання

$$\underline{\underline{x_1 \cdot x_2 = x_1 \cdot x_2 = x_1}}; \quad \underline{\underline{(x_1 + x_2) \cdot (x_1 + \bar{x}_2) = x_1}}.$$

Закон універсального множення

$$x \cdot 1 = x; \quad x + 1 = 1.$$

Закони нульового множення

$$x \cdot 0 = 0; \quad x + 0 = x.$$

Синтез логічних функцій І, АБО, НЕ, І-НЕ, АБО-НЕ дозволяє одержати великий ряд різноманітних за функцією мікросхем цифрової електроніки.

Питання для самоконтролю

1. Які сигнали називаються аналоговими і дискретними?
2. Як класифікуються імпульсні сигнали?

3. Який процес називається модуляцією сигналу і які види модуляції найбільше розповсюджені?

4. Які є види квантування електричних сигналів?

5. Як математично представляється змінний електричний сигнал?

6. З яких складових складається рівняння змінного електричного сигналу?

7. Якими коефіцієнтами характеризується форма змінного електричного сигналу ?

8. Що характеризує коефіцієнт гармонік?

9. Які мажуть бути форми електричного імпульсного сигналу?

10. Що таке середнє і діюче значення напруги імпульсної послідовності?

11. Як математично подаються десяткова і двійкова форма числа?

12. Які є елементарні логічні функції?

13. Як записуються аналітично функції І і АБО?

2. ЕЛЕКТРОННІ ЕЛЕМЕНТИ Й ОСНОВИ ЇХНЬОЇ РОБОТИ

2.1. Електрофізичні властивості напівпровідників

До напівпровідникових матеріалів належать матеріали, які мають питомий опір $\rho=10^{-4} \dots 10^{10} \text{ Ом}\cdot\text{см}^2$. Це Ge – германій; Si – кремній; Se – селен; GaAs – арсенід галію; GaP – фосфід галію; SiC – карбід кремнію та ін. Для порівняння питомий опір провідників $\rho=10^{-6} \dots 10^{-4} \text{ Ом}\cdot\text{см}^2$, а діелектриків – $\rho=10^{-4} \dots 10^{10} \text{ Ом}\cdot\text{см}^2$.

Характерна властивість напівпровідників – велика зміна питомого опору під впливом електричного поля, опромінення світлом або іонізованими частинками, а також при введенні в напівпровідник домішок чи при його нагріванні.

Візьмемо, для прикладу, кристалічну ґратку германію (Ge). Атоми германію розміщуються у вузлах ґратки і зв'язані з іншими атомами за допомогою чотирьох валентних електронів (рис. 2.1). Подвійні лінії між вузлами ґратки умовно показують ковалентний зв'язок.

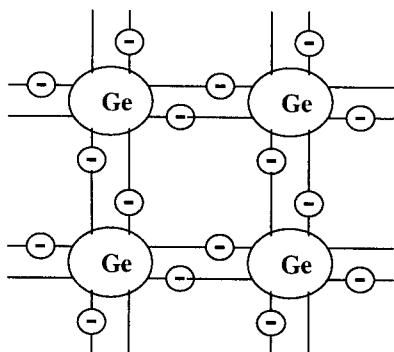


Рис. 2.1. Кристалічна ґратка германію (Ge) (тетраедр)

При $T=0 \text{ К}$ (абсолютний нуль) відсутня провідність, тому що валентна зона повністю зайнята електронами, існує так звана заборонена зона і для германію її ширина становить 0,72 еВ. Для переведення електронів у зону провідності потрібне додаткове джерело енергії, яке рівне або перевищує енергію забороненої зони.

До такої енергії можна віднести тепло, зовнішню напругу, тоді кристал набуває здатності проводити електричний струм.

$$\sigma = g_n \cdot n \cdot \mu_n + g_p \cdot p \cdot \mu_p,$$

де n – концентрація електронів; p – концентрація дірок; μ_n – рухомість електронів; g_n, g_p – відповідно заряди електрона і дірки.

Буває чистий напівпровідник і з домішкою. Домішка – донор (віддає свої електрони) і акцептор (забирає, захоплює електрони).

Наприклад, якщо у германій ввести домішку 5-валентного елемента миш'яку (As) одержимо кристалічну ґратку, наведену на рис. 2.2.

Напівпровідник, число електронів якого перевищує число дірок, називається напівпровідником n -типу, а домішка, яка здатна віддавати електрони, – донором.

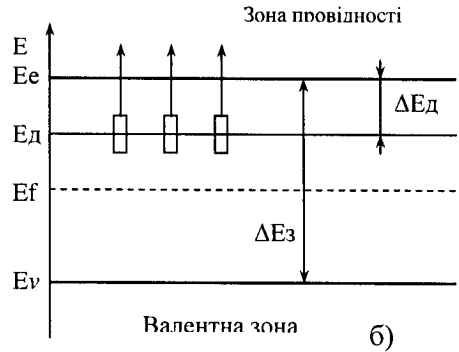
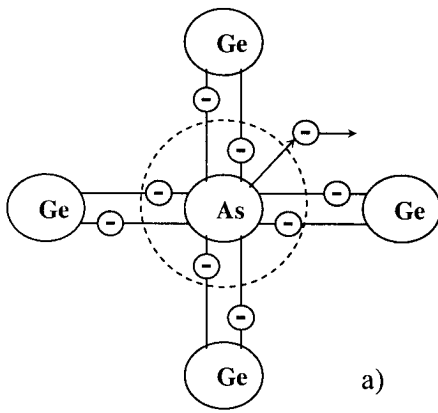


Рис. 2.2. Кристалічна ґратка (а) германію з домішкою миш'яку та її енергетичні рівні (б): E_d – енергетичний рівень домішки; E_e – енергетичний рівень нижньої межі зони провідності; E_v – енергетичний рівень верхньої межі валентної зони; E_F – енергетичний рівень Фермі.

Рівень Фермі зміщений в зону провідності.

Наприклад, якщо до кристала германію додати індій (In), одержимо кристалічну ґратку, яка наведена на рис. 2.3.

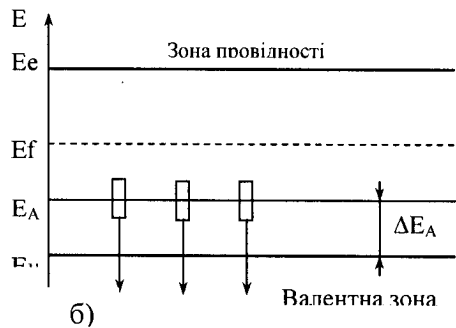
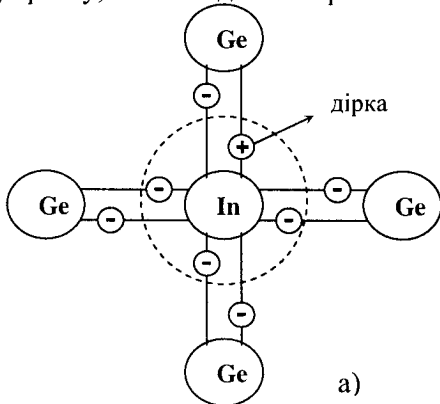


Рис. 2.3. Кристалічна ґратка (а) германію з домішкою індію та її енергетичні рівні (б): E_a – енергетичний рівень домішки In (акцептора); E_e – енергетичний рівень нижньої межі зони провідності; E_v – енергетичний рівень верхньої межі валентної зони; E_F – енергетичний рівень Фермі.

Напівпровідник, в якого кількість дірок перевищує кількість електронів, називають *p*-провідником (*p*-провідник), домішку, яка зумовлює утворення дірок, – акцептором.

Електронно-дірковий перехід

Область, яка розділяє напівпровідник на дві частини з різнотипною провідністю, називається електронно-дірковим переходом, або *p-n* переходом. Залежно від способу виготовлення *p-n* переходи бувають сплавленими, дифузійними тощо.

При виготовленні p - n переходу концентрація атомів донорної домішки в n -ділянці є порядку $N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$, а концентрація атомів акцепторної домішки в p -ділянці – порядку $N_A = 10^{18} \text{ см}^{-3}$.

Характеристики електронно-діркових переходів при різних варіантах підведення потенціалів на входи наведено на рис. 2.4 та в [19].

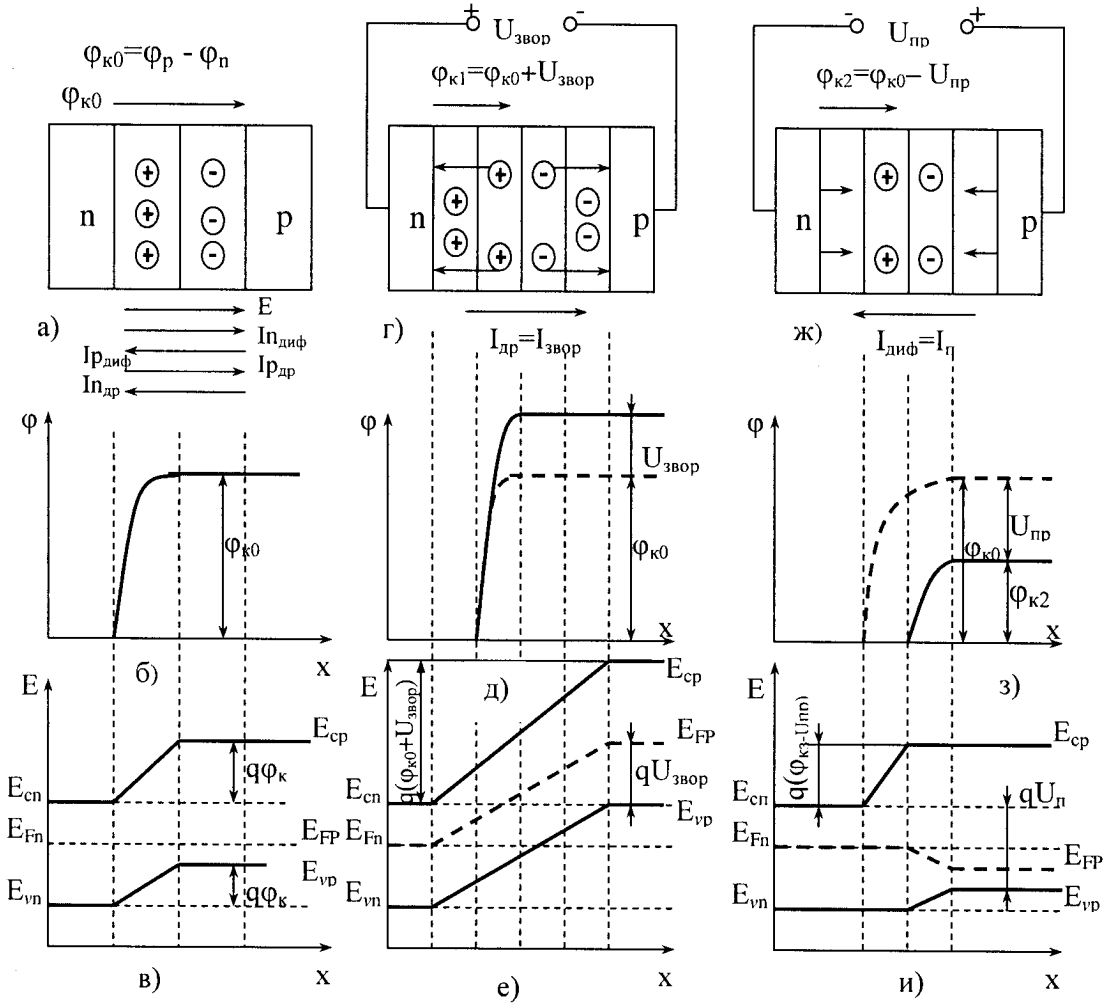


Рис. 2.4. Характеристики електронно-діркових переходів:

а - схема p - n переходу; г - зворотнє ввімкнення p - n переходу; ж - пряме ввімкнення p - n переходу; б, д, з - графіки електростатичного потенціалу відповідно при нульовому, затиральному і відпиральному зміщенні; в, е, и - енергетичні рівні p - n переходу відповідно при нульовому, затиральному і відпиральному зміщенні.

Переміщення зарядів через межу поділу утворює дифузійний струм p - n переходу, який має дві складові: $I_{n,диф}$ – електронна складова дифузійного струму; $I_{p,диф}$ – діркова складова дифузійного струму.

На границі p - і n -областей виникає подвійний шар об'ємного просторового заряду, наявність якого призводить до утворення електронного поля, де E – напруженість електронного поля на межі p - n . Це поле перешкоджає подальшому проходженню дифузійного струму (струму основних носіїв). Об'єднаний шар має малу електропровідність, оскільки в ньому практично відсутні рухомі носії заряду, його ще називають запиральним шаром. Наявність цього шару зумовлює виникнення в p - n переході контактної різниці потенціалів, що називається потенціальним бар'єром $\varphi_{к0}$. Висота потенціального бар'єра (рис. 2.3,а) $\Phi_{к0} = \Phi_p - \Phi_n$ залежить від кількості домішок в n і p областях і дорівнює порядку 0,3...0,8 В.

Крім основних носіїв, у напівпровідниках n - і p -типу існують неосновні – відповідно дірки і електрони, які створюють хаотичний тепловий рух (дрейфують), можуть потрапляти у зону дії потенціального бар'єра p - n переходу. Поле p - n переходу буде для них прискорювальним. Рух основних носіїв утворить дрейфовий струм p - n переходу, який також має дві складові: електронну $I_{n,др}$; діркову $I_{p,др}$.

2.2. Вольт-амперна характеристика (ВАХ) p - n переходу

ВАХ p - n переходу – це залежність струму через p - n перехід від значення і полярності прикладеної напруги:

$$I = I_0 \left(\frac{U}{\varphi_T} - 1 \right),$$

де I_0 – зворотний струм насичення p - n переходу; U – напруга, прикладена до p - n переходу; φ_T – температурний потенціал $\varphi_T = \frac{R \cdot T}{q}$, де q – заряд електрона; R – стала Больцмана; T – температура.

Вольт-амперну характеристику ще наводять у вигляді

$$I = I_0 \cdot \left(e^{\frac{q \cdot U}{k \cdot T}} - 1 \right).$$

Графічно вольт-амперну характеристику показано на рис. 2.5, вона відображає процеси в p - n переході. При прямому ввімкненні: R – малий опір; α – залежить від опору базової області. З точки 1 – потенціальний бар'єр пропадає при зворотному ввімкненні. Струм I_0 – зворотний струм насичення в точці 2, при $U_{звор} = U_{пр}$ настає пробій p - n переходу. P - n переходу властива одностороння провідність.

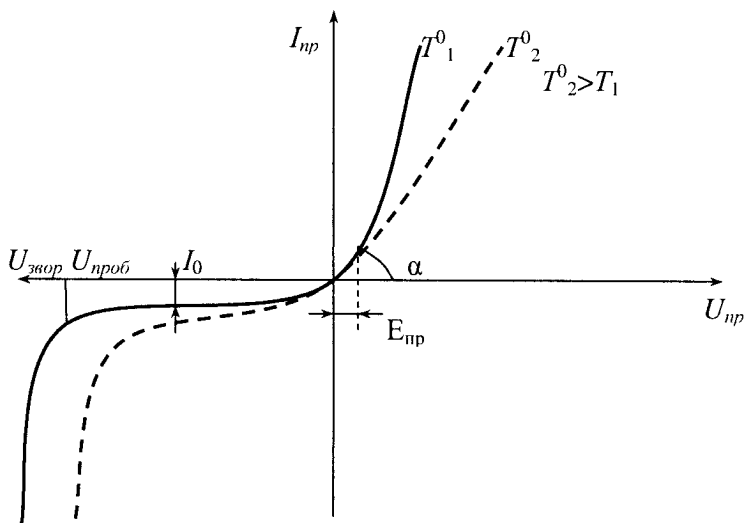


Рис.2.5. Вольт-амперна характеристика $p-n$ переходу.

Розрізняють електричний (оборотний) і неелектричний (необоротний) пробій $p-n$ переходу.

Електричний пробій $p-n$ переходу буває лавинний, тунельний та імпульсний.

Лавинний – виникає в результаті внутрішньої електричної емісії електронів під дією ударної іонізації атомів напівпровідника.

Тунельний пробій виникає за рахунок тунельного ефекту, при якому довжина вільного пробігу носія заряду стає більшою ширини $p-n$ переходу. Електричний пробій може проходити n разів, але при цьому зберігаються властивості із зменшенням зворотної напруги.

Неелектричний пробій буває тепловий і поверхневий.

Тунельний ефект в $p-n$ переході полягає в тому, що електрони проходять через потенціальний бар'єр $p-n$ переходу, не змінюючи своєї енергії.

Гетероперехід - $p-n$ перехід, утворений в результаті контакту напівпровідник з різною шириною забороненої зони (переходу германій – кремній, германій арсенігелій). Такий перехід може бути створений напівпровідниками різного типу провідності (n і p типу), так і напівпровідниками одного типу провідності ($n-n$ або $p-p$), для яких тривалість перемикання може дорівнювати $t_{пер} = 0,1 \dots 1$ нс.

Переходом Шоттки називається випрямний контакт метал – напівпровідник n -типу. У такому переході відсутня дифузія, тому що наявні тільки основні носії, які характеризуються малою тривалістю перемикання.

2.3. Напівпровідникові діоди загального призначення

Напівпровідниковим діодом (НД) називають напівпровідниковий прилад з одним $p-n$ переходом і двома електричними виводами.

Зазвичай НД класифікують за призначенням, конструктивно-технологічними особливостями, видом напівпровідникового матеріалу.

За призначенням НД поділяються на випрямні, стабілітрони (опорні діоди), високочастотні, імпульсні, варікапи; за конструктивно-технологічними особливостями – на площинні і точкові; за напівпровідниковими матеріалами – германієві, кремнієві, селенові, з карбіду кремнію тощо.

Випрямні діоди

Випрямні діоди (ВД) – це напівпровідникові діоди, призначені для перетворення змінного струму у постійний в обмеженому діапазоні частот (50 Гц ... 100 кГц). Як ВД широко використовуються площинні кремнієві і германієві діоди. Кремнієві діоди, маючи більшу ширину забороненої зони, мають значно менші зворотні напруги I_z . Германієві діоди мають менші спади напруги.

У випрямних діодах p -область (емітер) низькоомна, n -область (база) високоомна. Умовне позначення і увімкнення випрямного діода наведено на рис. 2.6.



Рис. 2.6. Умовне позначення випрямного діоду.

Опір базовій області реальних випрямних діодів r_b складає одиниці–десятки Ом. При проходженні прямого струму I_{np} на цьому опорі виникає спад напруги $I_{np}r_b$, що відповідно знижує пряму напругу, прикладену до p - n переходу. Пряма вітка ВАХ ВД описується рівнянням

$$I_{np} = I_0 \cdot \left(e^{\frac{U_{np} - I_{np} \cdot r_b}{\Phi_T}} - 1 \right).$$

В області зворотних напруг ВАХ p - n переходу випрямних діодів відрізняється від теоретичної ВАХ p - n переходу. У реальних діодах зворотний струм має три складові: $I_{звор} = I_z + I_T + I_y$, де I_z – зворотний струм насичення p - n переходу; I_T – струм термогенерації в об'ємі напівпровідника; I_y – струм витікання на поверхні p - n переходу.

Робочі ділянки ВАХ випрямних діодів є лінійні. Для практичних розрахунків використовують наступні залежності:

$$I_{np} = \frac{U_{np} - E_{np}}{r_b} \text{ при } U_{np} > E_{np}; \quad I_{np} = 0 \text{ при } U_{np} \leq E_{np},$$

$$\text{де } r_b = 1/tg\alpha; \quad E_{np} \approx (0,5 \dots 0,7) \cdot \Phi_{к0}.$$

До основних параметрів, що характеризують роботу випрямних діодів у випрямних схемах можна віднести: $I_{np,ср}$ – середній прямий струм; $U_{звор}$ – постійну зворотну напругу; Δf – діапазон робочих частот; $C_{д,звор}$ – ємність діода при зворотному увімкненні.

Параметри граничного електричного режиму випрямного діода: $U_{звор.мах}$ – максимальнодопустима постійна зворотна напруга ($U_{звор.мах}=0,8U_{проб}$); $I_{пр.мах}$ – максимальнодопустимий постійний струм; $T_{к.мах}$ – граничнодопустима температура корпусу; $P_{мах}$ – максимальнодопустима розсіювальна потужність.

Для вирівнювання струмів у діодах використовують схеми ввімкнення, які наведені на рис. 2.7.

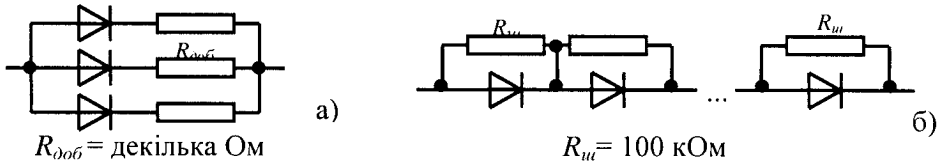


Рис. 2.7. Схеми ввімкнення діодів: а – для збільшення сили струму; б – для підвищення напруги випрямлення.

Стабілітрони

Стабілітрон – напівпровідниковий діод, напруга на якому в області електричного пробою незначно залежить від струму. Робочою ділянкою ВАХ стабілітрона є область пробою $I_{ст.мах}-I_{ст.мін}$ (рис. 2.8,а).

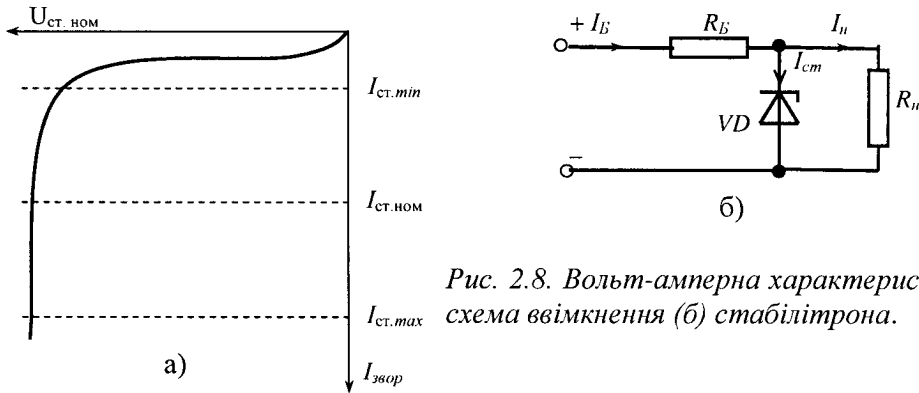


Рис. 2.8. Вольт-амперна характеристика (а) і схема ввімкнення (б) стабілітрона.

До основних електричних параметрів стабілітронів можна віднести: $U_{ст.ном}$ – номінальну напругу стабілізації (спад напруги на стабілітроні в області стабілізації при $I_{ст.ном}$); $I_{ст.мін}$, $I_{ст.мах}$ – відповідно мінімальний і максимальний допустимий струм стабілізації; $\alpha_{ст.}$ – середній температурний коефіцієнт напруги стабілізації; $r_{ст.}$ – диференціальний опір стабілітрона.

Високочастотні діоди

Високочастотні діоди – це прилади універсального призначення, які можуть використовуватись для випрямлення, детектування та інших нелінійних перетворень електричних сигналів у діапазоні до 600 МГц. Виготовляються, як правило, з германію або кремнію і мають точкову структуру. Ємність $p-n$ переходу $C < 1$ пФ, що забезпечує їх високу ефективність на високих частотах.

До високочастотних діодів належать діоди Шоттки, у яких бар'єрна ємність не перевищує 0,01 пФ, робочий діапазон $f = 5 \dots 250$ ГГц, тривалість перемикання

становить $\tau_{np} \leq 1$ мс, зворотні струми не перевищують декількох мікроампер, а зворотні напруги знаходяться в інтервалі 10...1000 В.

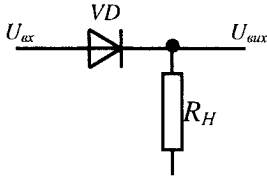


Рис. 2.9. Схема ввімкнення високочастотного імпульсного діода.

Струм при прямому ввімкненні імпульсного діода визначається за формулою

$$I_{np} = U_{вх} / R_H$$

Варікапи

Варікапи – це напівпровідникові діоди, у яких використовується бар’єрна ємність закритого $p-n$ переходу, значення якої залежить від значення зворотної напруги і визначається за формулою

$$C_{\sigma} = \frac{\epsilon \cdot S}{4 \cdot \pi \cdot d},$$

де ϵ – відносна діелектрична проникність напівпровідника; S – площа $p-n$ переходу.

До основних електричних параметрів можна віднести: C_n – номінальну ємність при номінальній напрузі зміщення (як правило, це $U_{зм}=4$ В); C_{max} , C_{min} – відповідно максимальна і мінімальна ємність; $k = C_{max} / C_{min}$ – коефіцієнт пере-

криття; $Q = \frac{R_{reak}}{R_{ак}}$ – добротність, де R_{reak} – реактивний опір, $R_{ак}$ – активний опір.

2.4. Біполярні транзистори

Біполярним транзистором називається електроперетворювальний напівпровідниковий прилад, що має два $p-n$ переходи і три виводи та призначений для підсилення потужності. У роботі транзистора використовуються носії обох полярностей (електрони і дірки) і тому їх називають біполярними.

Біполярний напівпровідниковий тріод представляє собою систему $p-n-p$ або $n-p-n$ типу, побудований на одному монокристалі напівпровідника.

Розглянемо роботу транзистора $p-n-p$ типу (рис. 2.10). У підсилювальному режимі роботи транзистора емітерний перехід зміщується в прямому напрямку, а колекторний – в оберненому. За відсутності зовнішньої напруги $U_{\epsilon}=U_k=0$ електричне поле $p-n$ переходів створюється лише об’ємними зарядами іонів і потенціальні бар’єри обох переходів $\phi_{ROE} = \phi_{ROK} = \phi_{RO}$ підтримують динамічну рівновагу у транзисторі.

Сумарні струми через $p-n$ переходи дорівнюють нулю. На рис. 2.10, б, в, г показано розміщення енергетичних зон у транзисторі, які добре описані в [19].

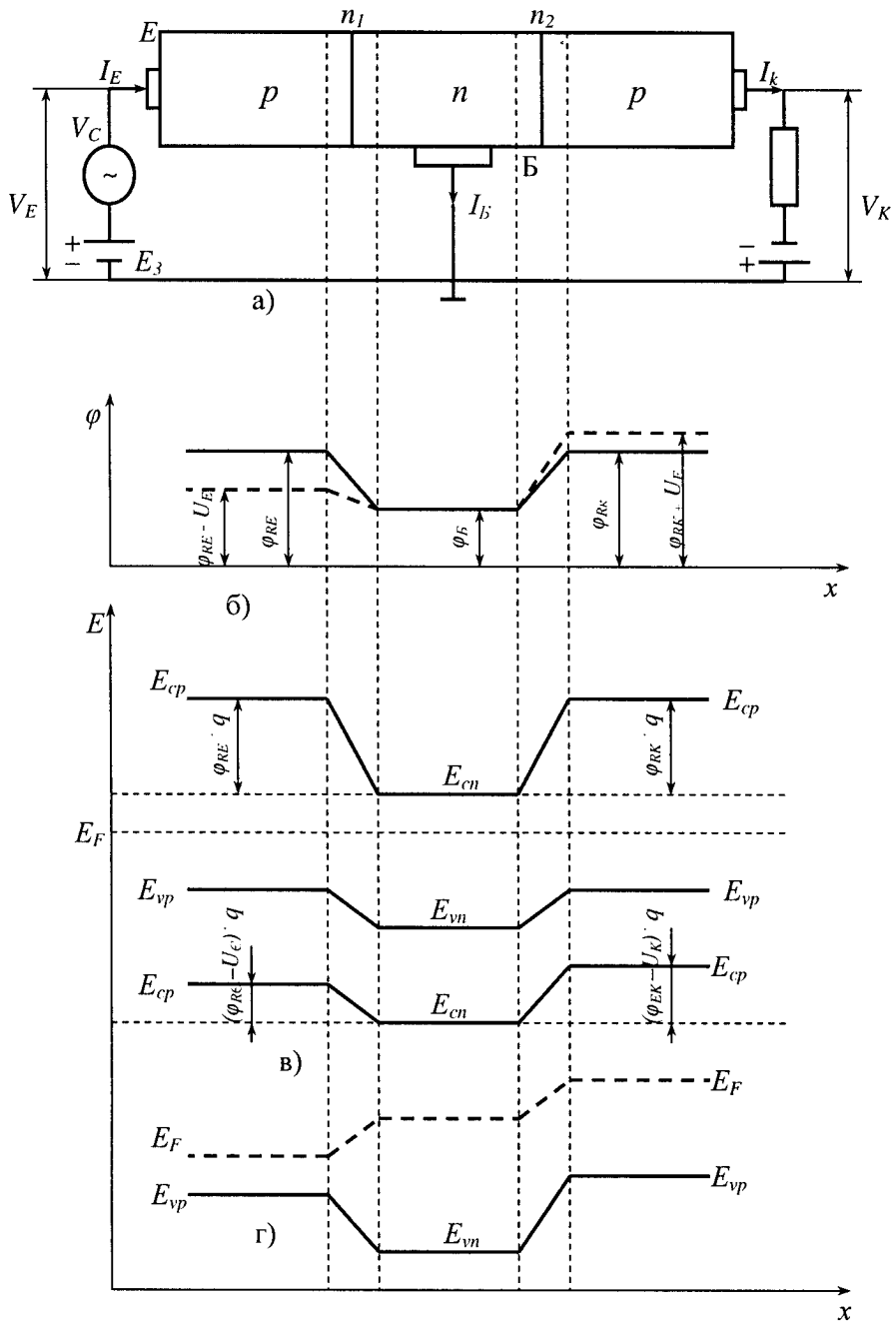


Рис. 2.10. Схема і характеристики роботи транзистора р-п-р типу.

Розглянемо коефіцієнти, які характеризують роботу транзистора. Коефіцієнт ефективності емітера розраховується за формулою

$$\gamma = \frac{I_{Ep}}{I_E} = \frac{I_{Ep}}{I_{Ep} + I_{En}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{En}}{I_{Ep}}} \approx 0,999,$$

де I_{Ep} – діркова складова струму емітерного переходу; I_{En} – електронна складова струму емітерного переходу.

Коефіцієнт перенесення носіїв у базі оцінюється за формулою $\beta = I_{Bp}/I_{Ep}$, де I_{Bp} – діркова складова бази струму.

Коефіцієнт передачі струму емітера можна оцінити, як $\alpha = I_K/I_E$.

У загальному випадку струм колектора складається із двох складових: $I_K = I_{Kp} + I_{Kзвор}$, де I_{Kp} – струм у колі колектора; $I_{Kзвор}$ – зворотний струм насичення зворотно увімкненого колекторного переходу.

Отже, через емітерний перехід проходить вхідний струм – I_E (струм керувальний), а через колекторний перехід проходить вихідний струм – I_K (струм керований).

Транзистор використовується для підсилення потужності електричного сигналу. Це підсилення проходить за рахунок використання енергії від зовнішніх джерел живлення.

Існує три схеми вмикання транзистора, що наведені на рис. 2.11.

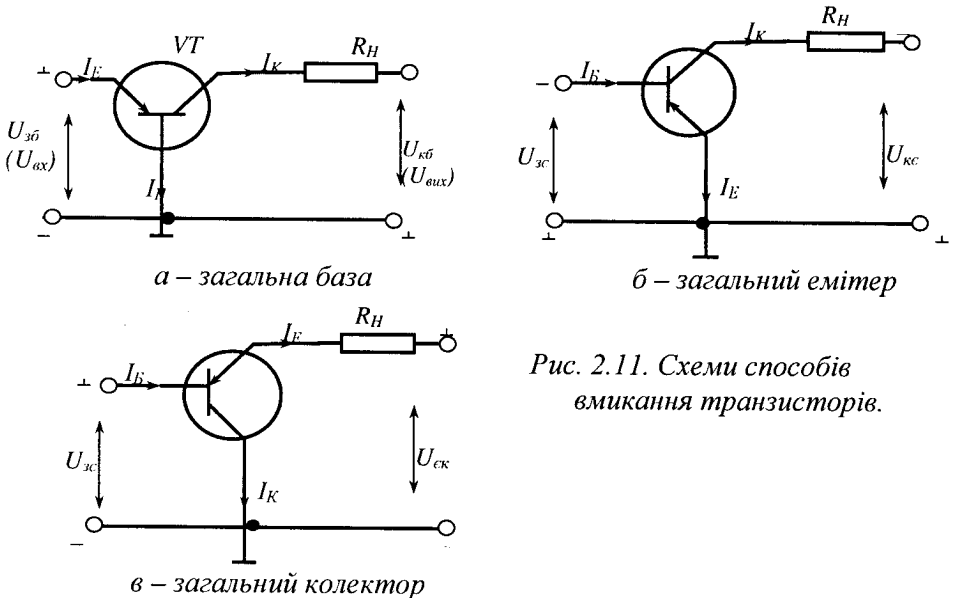


Рис. 2.11. Схеми способів вмикання транзисторів.

Найбільш поширена схема вмикання транзистора загальним емітером, яка має найбільше підсилення потужності. Кожна схема характеризується чотирма сім'ями

ВАХ (рис. 2.12): а – вихідною; б – вхідною; в – характеристикою передачі за струмом; г – характеристикою зворотного зв'язку за напругою.

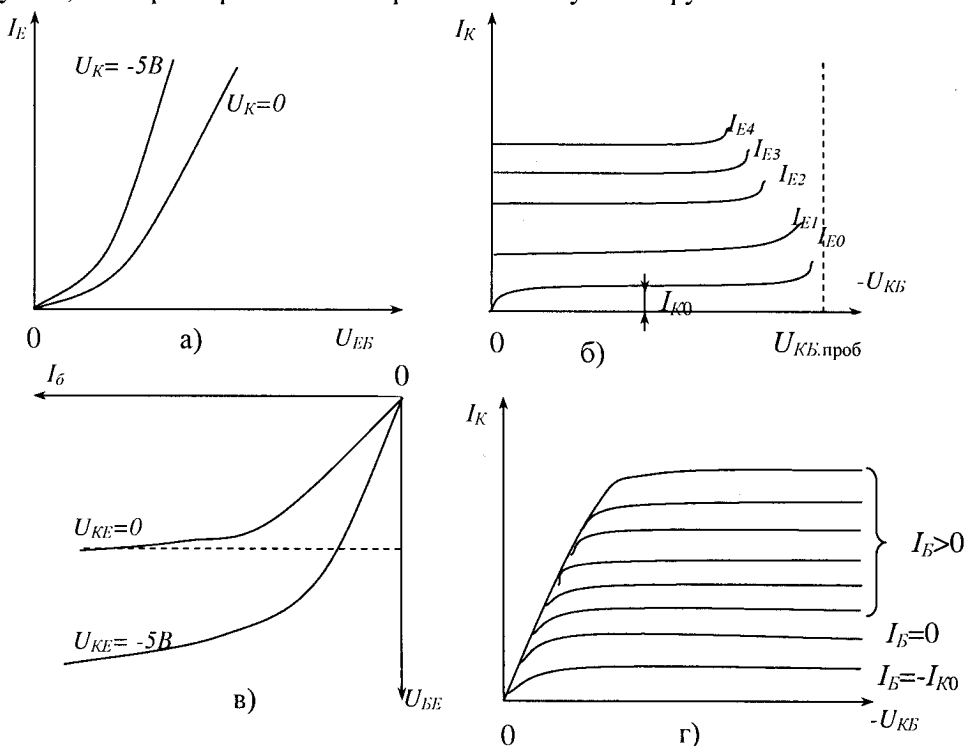


Рис. 2.12. Вхідні і вихідні вольт-амперні характеристики транзисторів: а, б – вмикання транзистора загальною базою; в, г – вмикання транзистора загальним емітером.

Статичні характеристики знімають при відсутності опору навантаження у вихідній ланці.

Розглянемо динамічний режим роботи транзистора в режимі із загальним емітером (рис. 2.13). У динамічному режимі зміна колекторного струму при $E_K = const$ і $R_K = const$ залежить не тільки від зміни базового струму, але й від зміни напруги на колекторі $U_{KE} = E_K - I_K R_K$, яка у свою чергу визначається зміною як базового, так і колекторного струмів.

Для побудови динамічної вихідної характеристики схеми з загальним емітером використовують рівняння динамічного режиму, що є рівнянням прямої:

$$I_K = \frac{E_K}{R_K} - \frac{U_{KE}}{R_K}. \quad (2.1)$$

Для знаходження точок спочатку приймаємо, що $E_K = U_{KE}$, тоді з рівняння (2.1) знаходимо, що $I_K = 0$ – точка А. Потім приймаємо у рівнянні (2.1) $U_{KE} = 0$, тоді $I_K = E_K / R_K$ – точка В. $\varphi = \arctg R_K$.

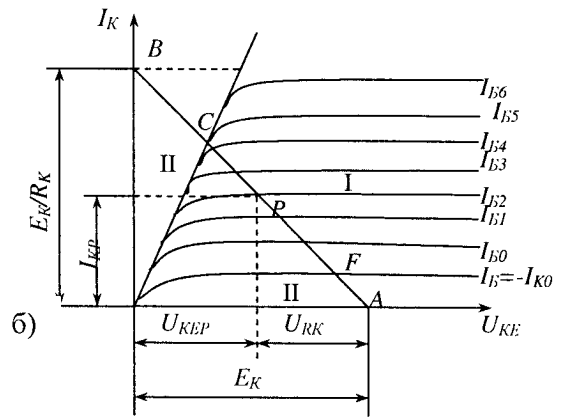
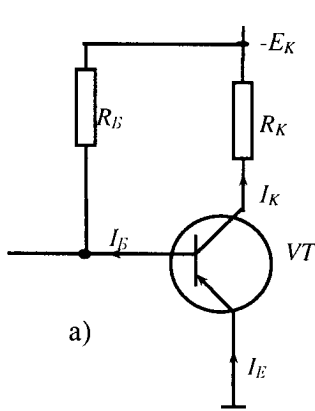


Рис. 2.13. Схема ввімкнення транзистора з загальним емітером (а) та вихідна вольт-амперна характеристика (б).

Точка перетину динамічної характеристики (навантажувальної прямої) з однією із статичних ВАХ (на рис. 2.13,б точка P) називається робочою точкою транзистора (перетин навантажувальної прямої AB із ВАХ). Змінюючи I_B , можна переміщувати робочу точку.

Існує три основні режими роботи транзистора: ділянка I (див. рис. 2.13,б) – активна зона (активне підсилення); ділянка II (див. рис. 2.13,б) – зона насичення (режим насичення); ділянка III (див. рис. 2.13,б) – зона відсікання (режим відсікання).

Область відсічки обмежена ВАХ $I_B = -I_{K0}$ (p - n переходи закриті). Ділянка насичення обмежена справа прямою лінією, від якої виходять усі ВАХ (два p - n переходи відкриті). Робоча точка – середина прямої CF .

Розглянемо розрахунок h -параметрів, які мають фізичний зміст: h_{22} , h_{12} – вимірюються в режимі неробочого ходу на вході, h_{11} , h_{21} – у режимі короткого замикання на виході. Незалежні змінні: I_1 – струм на вході, U_2 – напруга на виході; залежні змінні: вхідна напруга U_1 і вихідний струм I_2 .

Для визначення h -параметрів складемо систему рівнянь (2.2), яка характеризує зв'язок між вхідними і вихідними напругами, струмами та h -параметрами для чотириполосника:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

З рівняння (2.2) визначають h -параметри за наступними формулами

$$h_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{I_1} \right|_{\dot{U}_2=0} - \text{вхідний опір транзистора (при } U_2=0); \quad (2.3)$$

$$h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0} - \text{коефіцієнт зворотного зв'язку (при } I_1=0); \quad (2.4)$$

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{U_2=0} - \text{коефіцієнт передачі (підсилення) за струмом (при } U_2=0\text{)}; \quad (2.5)$$

$$h_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{I_1=0} - \text{вихідна провідність транзистора (при } I_1=0\text{)}. \quad (2.6)$$

Для реалізації режимів неробочого ходу і короткого замикання транзистора на виході достатньо ввімкнути велику індуктивність на вході транзистора і велику ємність на виході транзистора, не змінюючи при цьому вибраний режим роботи при постійному струмі.

Еквівалентна схема, що відповідає h -параметрам, наведена на рис. 2.14,а.

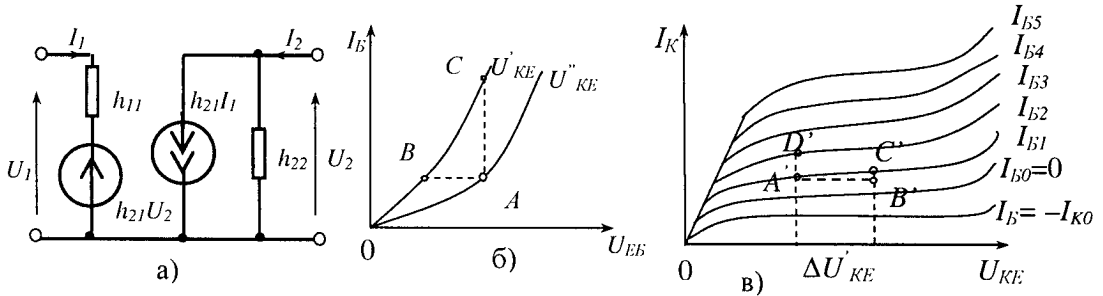


Рис. 2.14. Еквівалентна схема (а), вхідна ВАХ (б) і вихідна ВАХ (в) для транзистора, з'єднаного у схему загальним емітером.

Приблизні значення h -параметрів можна визначити графоаналітичним способом за статичними вхідними і вихідними характеристиками транзистора (рис. 2.14, б, в). Для визначення усіх h -параметрів необхідно мати не менше двох характеристик кожної групи (вхідних і вихідних). Параметри розраховують за приростом струмів і напруг поблизу робочої точки транзистора.

Для схеми з загальним емітером на сімействі вхідних характеристик у робочій точці A будують трикутник (із точки A проводять прямі, паралельні осі абсцис і осі ординат до перетину із другою характеристикою у точках B і C , рис. 2.14, в).

Із характеристичного трикутника ABC одержують всі необхідні величини для визначення h_{11E} і h_{12E} :

$$h_{11E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{AB}{AC}; \quad h_{12E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} = \frac{AB}{U_{CE}'' - U_{CE}'}$$

У робочій точці A' за вихідними характеристиками (рис. 2.13, в) визначають параметри h_{21E} і h_{22E} :

$$h_{21E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{A'B'}{I_{B2}' - I_{B1}'}; \quad h_{22E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} = \frac{D'C'}{A'B'}$$

Розглянемо визначення Z -параметрів, які характеризують опір транзистора при неробочому ході. Незалежні змінні: I_1 – струм на вході, I_2 – вихідний струм; залежні змінні: U_1 – вхідна напруга, U_2 – напруга на виході.

Для визначення Z -параметрів складемо систему рівнянь (2.7), яка характеризує зв'язок між вхідними і вихідними напругами, струмами та Z -параметрами для чотириполосника:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ U_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

Еквівалентна схема, що відповідає h -параметрам, наведена на рис. 2.15.

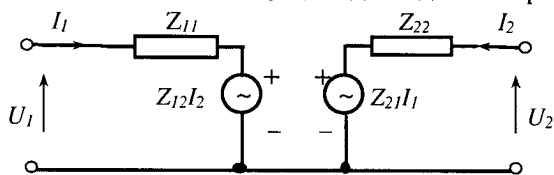


Рис. 2.15. Еквівалентна схема транзистора для системи Z -параметрів.

З рівняння (2.7) визначають Z -параметри за наступними формулами:

$$Z_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2 = 0} - \text{вхідний опір транзистора в режимі неробочого ходу}; \quad (2.8)$$

$$Z_{12} = \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{I_1 = 0} - \text{опір зворотного зв'язку, який характеризує вплив} \quad (2.9)$$

вихідного струму на вхідну напругу при неробочому ході на вході транзистора;

$$Z_{21} = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2 = 0} - \text{перехідний опір}; \quad (2.10)$$

$$Z_{22} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{I_1 = 0} - \text{вихідний опір транзистора при неробочому ході}. \quad (2.11)$$

Розглянемо визначення g -параметрів, які характеризують провідність транзистора при короткому замиканні. Залежні змінні: I_1 – струм на вході, I_2 – вихідний струм; незалежні змінні: U_1 – вхідна напруга, U_2 – напруга на виході.

Для визначення g -параметрів складемо систему рівнянь (2.12), яка характеризує зв'язок між вхідними і вихідними напругами, струмами та g -параметрами для чотириполосника:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= g_{11}U_1 + g_{12}U_2 \\ I_2 &= g_{21}U_1 + g_{22}U_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

Еквівалентна схема, що відповідає g -параметрам, наведена на рис. 2.16.

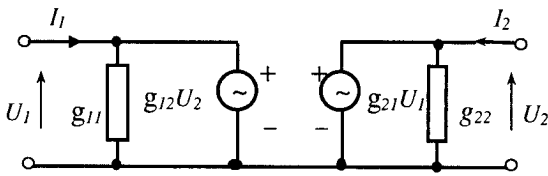


Рис. 2.16. Еквівалентна схема транзистора для системи g -параметрів.

З рівняння (2.12) визначають Z -параметри за наступними формулами:

$$g_{11} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2 = 0} - \text{вхідна провідність транзистора при короткому замиканні на вході;} \quad (2.13)$$

$$g_{12} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1 = 0} - \text{провідність зворотної передачі при короткому замиканні на вході;} \quad (2.14)$$

$$g_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2 = 0} - \text{провідність прямої передачі, що характеризує вплив вхідної напруги на вихідний струм при короткому замиканні на виході;} \quad (2.15)$$

$$g_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1 = 0} - \text{вихідна провідність транзистора при короткому замиканні на вході.} \quad (2.16)$$

2.5. Польові транзистори

Польовим транзистором (ПТ) називають триелектродний напівпровідниковий прилад, в якому електричний струм створюють основні носії заряду під дією поздовжнього електричного поля, а керування струмом здійснюється поперечним електричним полем, яке створюється напругою на керувавальному електроді.

Польові транзистори є уніполярними напівпровідниковими приладами, оскільки їх робота базується на дрейфі носіїв заряду одного знака в поздовжньому електричному полі через керувальний канал n - або p -типу. Керування струмом через канал здійснюється поперечним електричним полем, а не струмом, як у біполярних транзисторах.

В електронних пристроях використовуються дві різновидності польових транзисторів: із затвором у вигляді p - n переходу; з ізольованим затвором (МДП- або МОП-транзистори).

Польові транзистори з затвором у вигляді p - n переходу залежно від провідності каналу поділяються на ПТ з каналом p -типу і n -типу і відповідно мають свої умовні позначення (рис. 2.17)

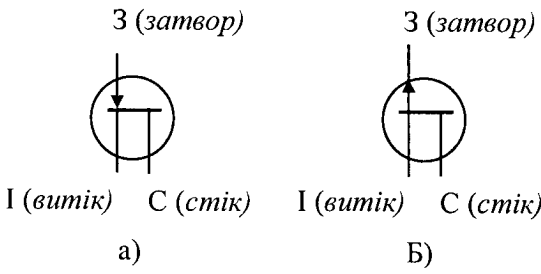


Рис. 2.17. Умовне позначення польових транзисторів: а – *n*-типу; б – *p*-типу.

Схема вмикання польового транзистора *n*-типу наведена на рис. 2.18.

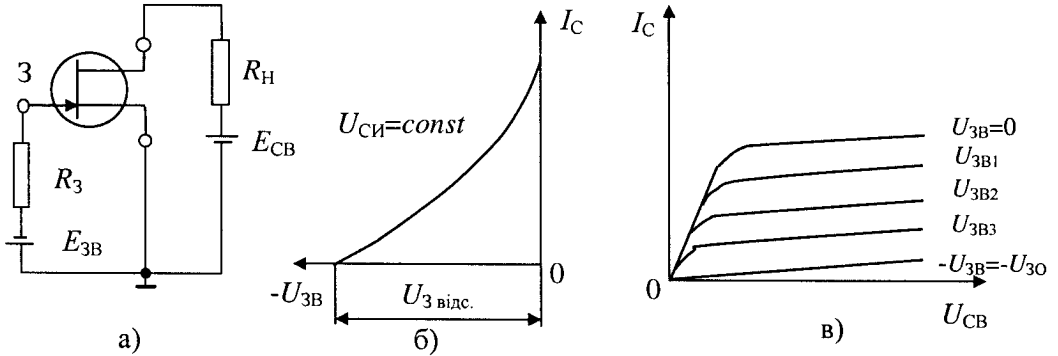


Рис. 2.18. Схема ввімкнення польового транзистора *n*-типу (а), стоково-затворна (б) і стокова (в) характеристики.

Для польового транзистора з керувальним *p-n* переходом при $|U_{СВ}| \leq |U_{відс.}| - |U_{ЗВ}|$ стокова характеристика має наступний вигляд:

$$I_C = I_{С.нас0} \cdot \left[2 \frac{U_{СВ}}{U_{відс.}} \cdot \left(1 - \frac{U_{ЗВ}}{U_{відс.}} \right) - \left(\frac{U_{СВ}}{U_{відс.}} \right)^2 \right],$$

де $I_{С.нас0}$ – струм насичення стоку при $U_{ЗВ}=0$.

При $|U_{СВ}| = |U_{відс.}| - |U_{ЗВ}|$ струм стоку $I_C \geq \max$. У пологій частині характеристики, коли $|U_{СВ}| > |U_{відс.}| - |U_{ЗВ}|$, стокова характеристика має такий вигляд:

$$I_C = I_{С.нас0} \cdot \left(1 - \frac{U_{ЗВ}}{U_{відс.}} \right)^2.$$

Опір визначається за формулою

$$R = R_0 \cdot \left[1 - \left(\frac{|U_{ЗВ}|}{|U_{відс.}|} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^{-1},$$

де R_0 – мінімальний опір каналу при $U_{3и}=0$; $U_{відс.}$ – напруга відсічки, яка визначається за формулою

$$U_{відс.} = \frac{e \cdot N_d \cdot a^2}{2 \cdot \epsilon \cdot \epsilon_0},$$

де N_d – концентрація домішок; a – половина ширини каналу при $U_{3в}=0$; ϵ – відносна діелектрична проникність.

Крутизна характеристики визначається за формулою

$$S = S_{\max} \cdot \left(1 - \frac{|U_{3в}|}{|U_{відс.}|} \right),$$

де $S_{\max} = 1/R_0$.

Тиристори

Тиристори – це значний клас ключових напівпровідникових приладів з вольт-амперною характеристикою S -типу. В основу тиристора покладено монокристал з почерговими p - і n -ділянками. Крайні області p і n називаються емітерами, середні n - і p -базами. Згідно з такою моделлю, тиристор є з'єднанням p - n - p і n - p - n транзисторів, колекторний струм транзистора p - n - p є базовим струмом транзистора n - p - n , а колекторний струм транзистора n - p - n є базовим струмом транзистора p - n - p . Схема тиристора наведена на рис. 2.19.

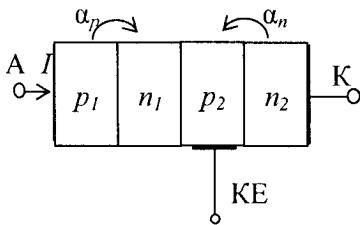


Рис. 2.19. Структурна схема тиристора: А – анод; К – катод; КЕ – керувальний електрод.

Струм, який пропускає тиристор, можна розрахувати за формулою

$$I = \frac{I_{Кзв} + \alpha_n \cdot I_{кер}}{1 - \alpha_n - \alpha_p},$$

де $I_{Кзв}$ – зворотний струм центрального p - n переходу; $I_{кер}$ – струм керування тиристора.

Робота тиристора наглядно пояснюється ВАХ, яка наведена на рис. 2.20. На ВАХ можна виділити наступні ділянки: ділянка I – запертий стан тиристора; ділянка II – від'ємного опору; ділянка III – ввімкненого стану; ділянка IV – зворотної напруги. Теоретичні основи їх функціонування наведено в [5; 19; 20].

Для розрахунку електричних схем найбільш важливі наступні точки ВАХ: струм вмикання $I_{вм}$, струм вимикання $I_{вим}$, напруга перемикавання $U_{пер}$ (при струмі керування $I_{кер} = 0$), залишкова напруга $U_{звл}$.

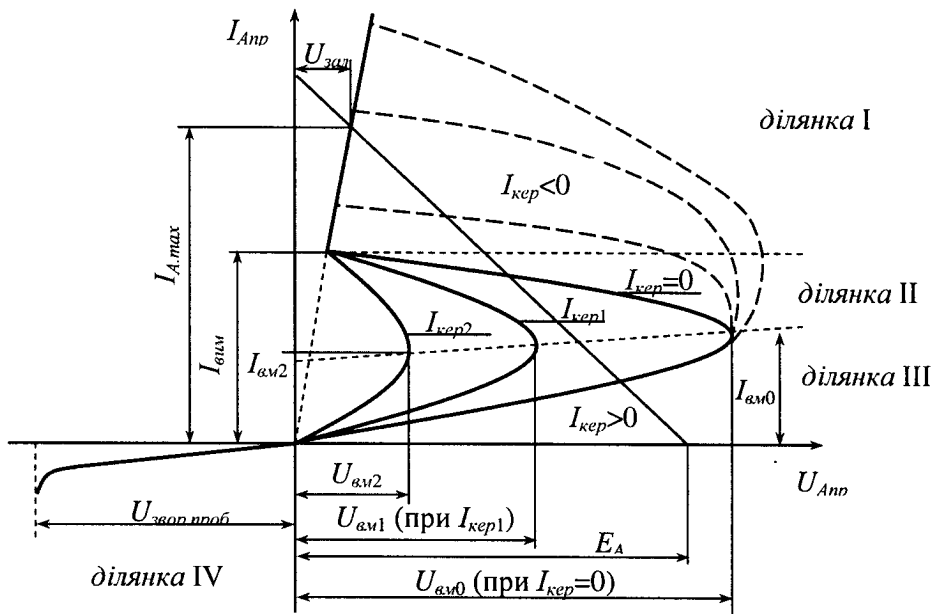


Рис. 2.20. Вольт-амперні характеристики тиристорних елементів.

Для діодних тиристорів ВАХ відповідає характеристиці (див. рис. 2.20) при $I_{кер}=0$. Вольт-амперні характеристики тріодних тиристорів з керувальним катодом відповідають характеристиці (див. рис. 2.20) при $I_{кер} \geq 0$.

Тріодні запирані тиристири розроблені спеціально для кіл постійного струму. ВАХ таких тиристорів з керувальним катодом знаходяться в діапазоні струмів керування $0 > I_{кер} > 0$ (див. рис. 2.20).

Симетричний тиристор (семістор) за своєю ВАХ еквівалентний двом зустрічно-паралельно ввімкненим тріодним тиристорам. ВАХ семістора симетрична відносно початку координат.

Умова ввімкнення діодного тиристора: $U_{Аnp} \geq U_{Авм}$; $I_{Аnp} \geq I_{Авм}$, де $I_{Авм}$ – струм вимкнення – мінімальний прямий струм, що підтримує тиристор у ввімкненому стані. Для вимкнення діодного тиристора необхідно забезпечити умову $I_{Аnp} < I_{А.ут}$, де $I_{А.ут}$ – струм утримування, мінімальний прямий струм, при якому тиристор ще залишається у ввімкненому стані.

Умова вмикання тріодного тиристора: $U_{Аnp} \geq U_{Авм}$ при $I_{кер} = const$, $I_{Аnp} \geq I_{Авм}$, де $I_{Авм}$ – струм вимкнення – мінімальний прямий струм, що підтримує тиристор у ввімкненому стані безпосередньо після його вмикання і зняття керувального сигналу. Для вимкнення тріодного тиристора необхідно забезпечити умову $I_{Аnp} < I_{А.ут}$.

Основні теоретичні положення роботи тиристорів різного типу детально наведено в [5; 19; 20].

Питання для самоконтролю

1. Дайте пояснення напівпровідника p -типу, n -типу.
2. Накресліть кристалічні ґратки напівпровідників p -типу і n -типу.
3. Поясніть терміни “донор” і “акцептор”.
4. Накресліть ВАХ ідеального діода (p - n переходу).
5. Запишіть рівняння ВАХ p - n переходу.
6. Поясніть поняття лавинного та тунельного пробоїв.
7. Які є способи вмикання випрямних діодів?
8. Як підбирають і розраховують випрямні діоди?
9. Який напівпровідник називається стабілітроном?
10. Поясніть принцип роботи стабілітрона, використовуючи ВАХ.
11. Накресліть електричну схему вмикання стабілітронів.
12. Які діоди відносять до високочастотних?
13. Накресліть електричну схему вмикання високочастотних діодів.
14. Опишіть принцип дії біполярного транзистора, наведіть схеми вмикання і статичні ВАХ.
15. Які три області роботи має біполярний транзистор.
16. Запишіть рівняння динамічного режиму роботи біполярного транзистора.
17. Як визначається робоча точка біполярного транзистора?
18. Як визначають h -параметри біполярного транзистора на його ВАХ?
19. Опишіть принцип дії польового транзистора, наведіть схеми вмикання і статичні ВАХ.
20. Опишіть принцип дії тиристора.

3. ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧОВІ ЛАНКИ ДЛЯ НЕЛІНІЙНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

Імпульсну електричну або електронну ланку називають нелінійною, якщо хоча б один з її складових елементів має нелінійну вольт-амперну характеристику. Елементи з такою характеристикою часто використовуються в електроніці і мають здатність працювати у ключовому режимі. У статичному режимі ключова схема перебуває у стані “ввімкнено” (ключ замкнений, відкритий) або у стані “вимкнено” (ключ роз’єднаний, закритий). Перемикання схеми з одного стану в інший здійснюється під дією керувальних сигналів імпульсного виду або рівнів напруги.

Актуальність ключових ланок підтверджується їх значною різноманітністю. Теоретичні основи функціонування ключових ланок наведено в [16; 17; 19]. Розглянемо основні з них, враховуючи особливості застосування в автоматизованих системах керування, енергетиці й автоматизації технологічних процесів.

3.1. Діодні електронні ключі

У діодних електронних ключах переважно використовуються напівпровідникові діоди точкові, площинні сплавні і площинні дифузійні.

Точкові діоди (наприклад Д18, Д101) мають низьку бар’єрну ємність ($C_{бар} = 1...2$ пФ) і порівняно низьку допустиму зворотну напругу ($U_{звор} \approx 20$ В).

Площинні сплавні діоди (наприклад Д219) мають значну бар’єрну ємність ($C_{бар} = 10...20$ пФ) і можуть працювати при значних зворотних напругах ($U_{звор} \approx 70$ В). Розкид їх параметрів значно менший, ніж у точкових.

Площинні дифузійні діоди (наприклад Д312) поєднують у собі кращі властивості точкових і площинних сплавних діодів. Їх бар’єрна ємність $C_{бар} = 1...3$ пФ, допустима зворотна напруга $U_{звор} \approx 70...100$ В.

Основні схеми діодних електронних ключів наведено на рис. 3.1.

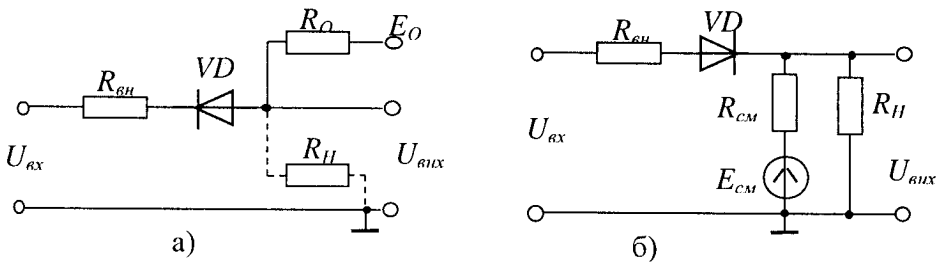


Рис. 3.1. Схема діодних електронних ключів: а – реалізація логічної функції “І”; б – реалізація логічної функції “АБО”.

Схему на рис. 3.1,а з врахуванням того, що $R_{вн} \approx 0$, можна привести до базової схеми рис. 3.2,а, де

$$E_e = \frac{R_H}{R_H + R_O} \cdot E_O; \quad R_e = \frac{R_O \cdot R_H}{R_O + R_H}.$$

У статичному режимі діод може перебувати у двох станах: зміщений у прямому напрямі і зміщений у зворотному напрямі.

У прямому напрямі діод відкритий і його для інженерних розрахунків подають активним опором R_{np} , що характеризує середній нахил вольт-амперної характеристики.

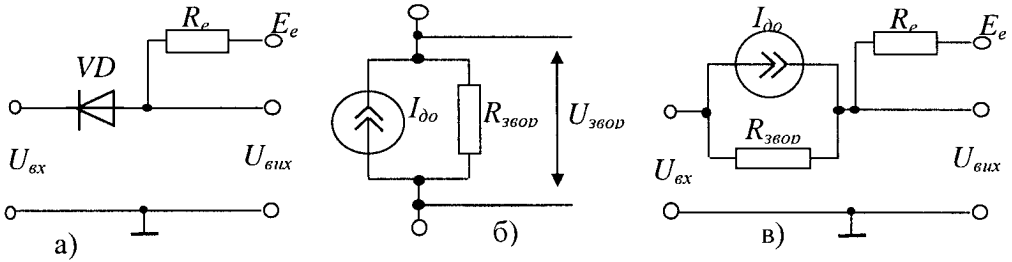


Рис. 3.2. Схема електронного діодного ключа (а) та його еквівалентні схеми (б, в).

При зміщенні у зворотному напрямі струм через діод складається із складових: струму витікання $I_y = f_1(U_{звор})$ і теплового струму $I_{до} = f_2(t^0 C)$.

Якщо лінеаризувати зворотну характеристику діода, то можна записати:

$$I_{звор} = I_{до} + U_{звор} / R_{звор}, \quad (3.1)$$

де $R_{звор}$ – зворотний опір діода.

Згідно з рівнянням (3.1) еквівалентна схема зворотного зміщення діода показана на рис. 3.2,б.

Закритий або відкритий стан діода залежить від співвідношення напруги $U_{вх}$ і E_e . Можна виділити три випадки співвідношення цих величин, при яких діодний ключ (див. рис. 3.2, а) працює у різних режимах.

Режим А. $U_{вх} > E_e$ і діод закритий. Еквівалентна схема ключа прийме вигляд (рис. 3.2,в). Напряга на виході буде:

$$\begin{aligned} U_{вих} &= \frac{U_{вх} \cdot R_e}{R_e + R_{звор}} + E_e \cdot \frac{R_{звор}}{R_e + R_{звор}} + I_{до} \cdot \frac{R_e \cdot R_{звор}}{R_e + R_{звор}} = \\ &= \frac{U_{вх}}{1 + R_{звор} / R_e} + \frac{E_e + I_{до} \cdot R_e}{1 + R_e / R_{звор}}. \end{aligned}$$

При $R_e \ll R_{звор}$ $U_{вих} = E_e + I_{до} \cdot R_e$, тобто значення $U_{вих}$ залежить від температури. Для зменшення цього впливу необхідно вибрати R_e із умови $R_e \cdot I_{до \max} \ll E_e$ або використовувати кремнієві діоди.

Режим В. $U_{вх} < E_e$, діод відкритий і на виході схеми напруга

$$U_{вих} = \frac{U_{вх}}{1 + R_{np} / R_e} + \frac{E_e}{1 + R_e / R_{np}}.$$

При $R_e \gg R_{np}$ $U_{вих} \approx U_{вх}$.

Режим С. $U_{вх} = E_e$, струм через діод дорівнює нулю і $U_{вих} = U_{вх}$, тобто відповідає режиму В.

На практиці у таких ключах використовується паралельне ввімкнення кількох діодів (рис. 3.3,а), входними сигналами $U_{вх}$ є два рівні напруги: $U_{вх}^1$, відповідає високому одиничному рівню; $U_{вх}^0$, відповідає низькому нульовому рівню. Для такої схеми на виході буде одиничний рівень вихідного сигналу тільки тоді, коли на вході всі три сигнали будуть рівні $U_{вх}^1$. Якщо хоча б один вхідний сигнал дорівнює $U_{вх}^0$, то на виході буде $U_{вих}^0$. Така схема реалізує функцію "І".

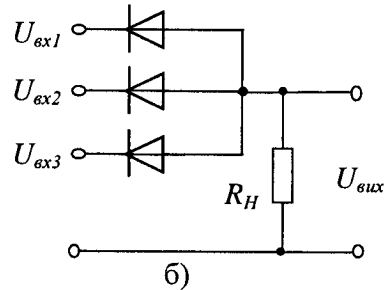
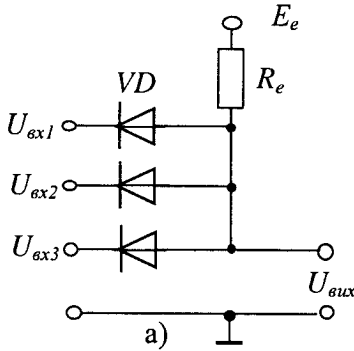


Рис. 3.3. Варіанти ввімкнення діодів у схеми електронних ключів.

У схемі рис. 3.3, б можлива реалізація двох режимів: $U_{вх} > E_{зМ}$ і $U_{вх} < E_{зМ}$. Значення $R_{вн}$ для спрощення приймають рівним нулю.

При $U_{вх} > E_{зМ}$ діод відкритий і $U_{вих} \approx U_{вх}$.

При $U_{вх} < E_{зМ}$ діод закритий і на виході схеми напруга визначається так:

$$U = \frac{E_{зМ}}{R_{зМ} + R_H} \cdot R_H.$$

Якщо $R_{зМ} \ll R_H$, то $U_{вих} \approx E_{зМ}$. Джерело $E_{зМ}$ приймають при використанні діодного ключа як обмежувача імпульсних сигналів. У логічних схемах $E_{зМ} = 0$. Схема рис. 3.3,б реалізує логічну функцію "АБО".

Перехідні процеси в діодному ключі характеризуються тривалістю фронтів, які визначаються ємностями схеми.

На схемі рис. 3.4,а подана схема діодного ключа, в якому через C_0 позначена шунтувальна ємність.

Нехай у момент часу t_1 від ідеального генератора ($R_{вн} = 0$) подається перепад напруги $U_{вх}^1 > E_e$ (режим А). Нехай діод закривається миттєво, у момент t_1 стрибок напруги відсутній. Почне заряджатись від джерела E_e

конденсатор C_0 , формуючи за експоненціальним законом вихідну напругу $U_{вих}(t)$ зі сталою часу $\tau^1 = C_0 \cdot \left(\frac{R_e \cdot R_{звор}}{R_e + R_{звор}} \right) \approx C_0 \cdot R_e$.

Тривалість фронту вихідного імпульсу визначається, як

$$t_{\phi}^+ \approx 3\tau^1 = 3 \cdot C_0 \cdot R_e.$$

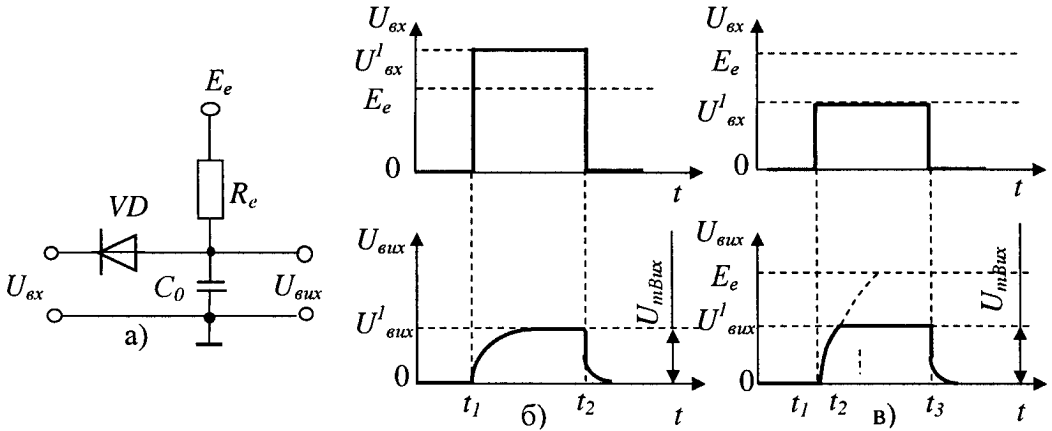


Рис. 3.4. Схема діодного ключа і діаграми його роботи.

У момент t_2 імпульс закінчується, діод відкривається і ємність C_0 розряджається зі сталою часу (рис. 3.4,б) $\tau^0 = C_0 \cdot \left(\frac{R_e \cdot R_{np}}{R_e + R_{np}} \right) \approx C_0 \cdot R_{np}$ і протягом часу $t_{\phi}^0 \approx 3\tau^0 = 3 \cdot C_0 \cdot R_e$ вихідна напруга досягне рівня $U_{вих}^0 \approx 0$.

У режимі В, коли $U_{ex}^1 < E_e$ (рис. 3.4,в), протягом часу t_{ϕ}^+ (на проміжку від t_1 до t_2) діод закритий, оскільки напруга на конденсаторі C_0 нижча U_{ex}^1 . У момент t_2 заряд на конденсаторі досягне значення U_{ex}^1 і діод відкриється, вихідна напруга зафіксується на даному рівні до моменту часу t_3 . Процес розряджання конденсатора аналогічний режиму А.

Тривалість фронту визначається за формулою

$$t_{\phi}^+ = \tau^1 \cdot \ln \frac{E_e + I_{\partial o} \cdot R_e}{E_e + I_{\partial o} \cdot R_e - U_{ex}^1} = \tau^1 \cdot \ln \frac{1}{1 - U_{\max \text{ вих}} / (E_e + I_{\partial o} \cdot R_e)}.$$

3.2. Транзисторні ключі на біполярних транзисторах

Транзисторні ключі на біполярних транзисторах є найпоширенішими елементами імпульсної техніки. Схема транзисторного ключа із загальним емітером наведена на рис. 3.5. Це ключ-інвертор, який характеризується тим, що за наявності достатньо високого вхідного сигналу U_{ex} транзистор відкритий

і вихідна напруга $U_{вих} \approx 0$, а за відсутності вхідного сигналу $U_{вх} = 0$ або при його додатному значенні транзистор закритий і вихідна напруга транзисторного ключа $U_{вих} \approx -E_K$.

Статичні характеристики транзисторного ключа

Розрізняють наступні режими роботи транзисторного ключа: відсічки, нормальний активний, інверсний активний і насичення.

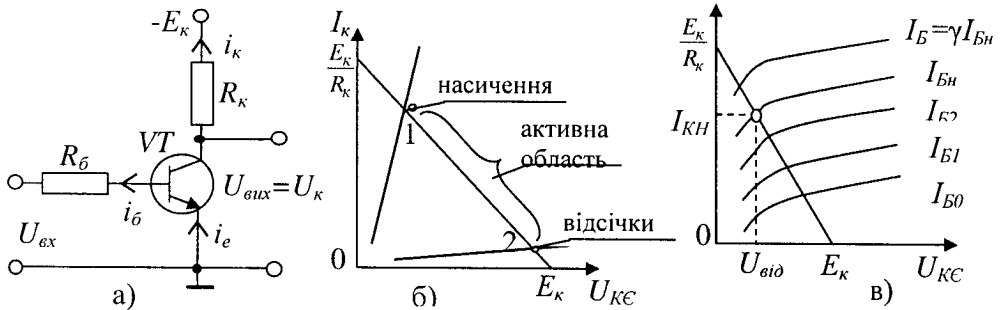


Рис. 3.5. Схема транзисторного ключа (а) та вихідних характеристик (б, в).

У режимі відсічки емітерний і колекторний переходи зворотно зміщені $U_{ен} < 0$, $U_{кн} < 0$, струм бази $I_B = 0$, транзистор закритий $I_e \approx 0$, $I_k \approx I_{к0}$. Межею такого режиму є $U_{ен} = 0$.

У нормальному активному режимі емітерний перехід відкривається $U_{ен} > 0$, колекторний залишається зворотно зміщеним $U_{кн} < 0$. Статичний коефіцієнт підсилення β визначається, як

$$\beta = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N},$$

де α_N – коефіцієнт передачі струму транзистора у нормальному активному режимі, $\alpha_N = 0,95 \dots 0,98$.

Інверсний активний режим буде, якщо емітер і колектор транзистора у схемі транзисторного ключа (рис. 3.5,а) поміняти місцями. Тоді напруга на переходах транзистора $U_{Ен} < 0$, $U_{Кн} > 0$, емітерний перехід зворотно зміщений, а колекторний перехід прямо зміщений. Несиметрія емітер-колектор призводить до зниження коефіцієнта передачі струму α_i до значення $\alpha_i = 0,5 \dots 0,6$. У такому ж співвідношенні знижується зворотний струм емітера $I_{Ез}$ $I_{Ез}/I_{Кз} = \alpha_i/\alpha_N$.

У режимі насичення обидва переходи прямо зміщені ($U_{Ен} > 0$, $U_{Кн} > 0$), транзистор уможливує собою малий опір, значення залишкового спаду напруги на ньому становить $U_{зал} = 0,2 \dots 0,5$ В. Транзистор можна замінити еквівалентною точкою (транзистор стягується у точку). Колекторним колом проходить струм насичення $I_{Кн}$, значення якого обмежується опором R_K :

$$I_{Kn} = E_K / R_K.$$

Для забезпечення такого режиму в колі бази транзистора повинен проходити струм $I_{Bн}$, який розраховується за формулою $I_{Bн} = I_{Kn} / \beta$.

Для того щоб насичення транзистора було достатньо надійним при зміні коефіцієнта підсилення струму β , базовий струм збільшують до значення

$$I_B = \gamma \cdot I_{Bн},$$

де γ – ступінь насичення, приймають $\gamma = 1,5 \dots 2,5$.

Для вивчення статичних характеристик транзисторного ключа скористаємося спрощеною спільною для нормального та інверсного режимів схемою заміщення (рис. 3.6).

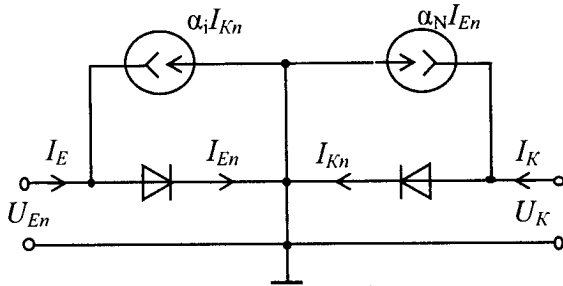


Рис. 3.6. Спрощена схема заміщення транзистора.

Джерела струму $\alpha_N \cdot I_{Eн}$ і $\alpha_i \cdot I_{Kн}$ характеризують відповідно передачу струму емітерного переходу в колектор при нормальному ввімкненні і струму колекторного переходу в емітер при інверсному ввімкненні транзистора.

Кожний із переходів подамо як ідеалізований діод з характеристиками

$$I_{Eн} = I_{EнB} \cdot \left(e^{\frac{U_{Eн}}{\Phi_T}} - 1 \right); \quad I_{Kн} = I_{KнB} \cdot \left(e^{\frac{U_{Kн}}{\Phi_T}} - 1 \right), \quad (3.2)$$

де $I_{EнB}$, $I_{KнB}$ – теплові струми емітерного і колекторного переходів при розімкнених ланках відповідно колекторного ($I_K = 0$) і емітерного ($I_E = 0$) переходів.

Із схеми заміщення (див. рис. 3.6) запишемо рівняння для емітерного і колекторного струмів:

$$I_E = I_{Eн} - \alpha_i \cdot I_{Kн}, \quad I_K = I_{Kн} - \alpha_N \cdot I_{Eн}. \quad (3.3)$$

З урахуванням попередніх рівнянь одержимо:

$$I_E = I_{EнB} \cdot \left(e^{\frac{U_{Eн}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \alpha_i \cdot I_{KнB} \cdot \left(e^{\frac{U_{Kн}}{\Phi_T}} - 1 \right), \quad (3.4)$$

$$I_K = I_{KнB} \cdot \left(e^{\frac{U_{Kн}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \alpha_N \cdot I_{EнB} \cdot \left(e^{\frac{U_{Eн}}{\Phi_T}} - 1 \right). \quad (3.5)$$

Для визначення коефіцієнтів I_{EnB} і I_{KnB} розглянемо два окремі випадки ввімкнення.

Нормальне ввімкнення. Колекторний перехід зміщений зворотною напругою $U_{Kn} = -U_K$, значення $|U_K| \gg \Phi_T$. Така умова забезпечуватиметься, оскільки при $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$, $\Phi_T \approx 0,026 \text{ В}$. Тоді з рівняння (3.2) одержимо:

$$I_{Kn} = -I_{KnB}.$$

При $I_E = 0$ з рівняння (3.3) одержимо, що $I_{En} = \alpha_i \cdot I_{Kn}$, і, підставивши попередній і даний вирази у другу частину рівняння (3.3), одержимо:

$$I_K = -(1 - \alpha_i \cdot \alpha_N) \cdot I_{KnB}.$$

Враховуючи, що при нормальному ввімкненні $I_K = -I_{KB}$,

$$I_{KnB} = \frac{I_{KB}}{1 - \alpha_i \cdot \alpha_N}.$$

Струм колекторного переходу I_{KnB} переважає струм колектора I_{KB} через те, що в режимі $I_{EB} = 0$ діє внутрішній зворотний зв'язок $I_{En} = \alpha_i \cdot I_{Kn}$.

Інверсне ввімкнення. При цьому режимі емітерний перехід зміщений зворотною напругою $U_{En} = -U_E$, $|U_E| \gg \Phi_T$. При $I_K = 0$ одержимо:

$$I_E = I_{En} - \alpha_i \cdot I_{Kn} = (1 - \alpha_N \cdot \alpha_i) \cdot I_{En} = -(1 - \alpha_N \cdot \alpha_i) \cdot I_{EnB}.$$

Оскільки при інверсному ввімкненні при $I_K = 0$ емітерний струм транзистора $I_E = -I_{EB}$, одержимо:

$$I_{EnB} = \frac{I_{EB}}{1 - \alpha_i \cdot \alpha_N}.$$

Використовуючи у рівняннях (3.4) і (3.5) вирази I_{KnB} і I_{EnB} , а також записавши струм бази I_B , одержимо рівняння Еберса-Молла:

$$I_E = \frac{1}{1 - \alpha_i \cdot \alpha_N} \cdot \left[I_{EB} \cdot \left(e^{\frac{U_{En}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \alpha_i \cdot I_{KB} \cdot \left(e^{\frac{U_{Kn}}{\Phi_T}} - 1 \right) \right],$$

$$I_K = \frac{1}{1 - \alpha_i \cdot \alpha_N} \cdot \left[I_{KB} \cdot \left(e^{\frac{U_{Kn}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \alpha_i \cdot I_{EB} \cdot \left(e^{\frac{U_{En}}{\Phi_T}} - 1 \right) \right],$$

$$I_B = I_E - I_K.$$

Динамічні характеристики транзисторного ключа. Перехідні характеристики у транзисторному ключі невід'ємні від частотних характеристик транзистора. На відносно низьких частотах властивості транзисторних підсилювальних схем визначаються в основному характером міжкаскадних зв'язків. Для високо-частотних та імпульсних процесів необхідно враховувати, що зміна

колекторного струму транзистора проходить пізніше від зміни струму в колі емітера.

Частотно-залежні коефіцієнти передачі транзистора у наближеному варіанті мають зображення за Лапласом у вигляді часової функції $\beta(t)$ і $\alpha(t)$:

$$\beta(s) = \beta_0 / (1 + s \cdot \tau_\beta); \quad \alpha(s) = \alpha_0 / (1 + s \cdot \tau_\alpha),$$

де $\tau_\alpha = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \alpha}$ – стала часу коефіцієнта передачі α ; $\tau_\beta = (\beta_0 + 1) \cdot \tau_\alpha$ –

стала часу коефіцієнта передачі β .

Стрибкоподібна зміна колекторного струму при стрибкоподібній зміні струму бази визначається за формулою

$$\Delta I_K(t) = \beta_0 \cdot \Delta I_B \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_\beta}} \right).$$

При наявності ємностей емітерного C_E і колекторного C_K переходів, кожна з яких має складову дифузійну $C_{диф}$ і зарядну (або бар'єрну) $C_{зар}$, можна записати еквівалентну сталу часу, як $\tau_{бекв} = \tau_\beta + \beta_0 \cdot C_K \cdot R_K$.

У процесі перемикання транзисторного ключа виділяють два режими ввімкнення (просте і форсоване); та чотири режими вимикання (просте після простого і після форсованого ввімкнення, форсоване після простого і форсованого вмикавання).

Просте вмикавання здійснюється струмом насичення бази ($i_B = I_{Бн}$), а форсоване – струмом бази $i_B = \gamma_{ввим} \cdot I_{Бн}$, де $\gamma_{ввим} = i_B / I_{Бн}$ – коефіцієнт ввімкнення.

Просте вимикання передбачає стрибкоподібне зменшення струму бази до нуля.

При форсованому вимиканні до бази транзистора прикладається запиральна напруга, зворотна напрямку струму $I_{Бввим}$.

Введемо поняття коефіцієнта вимикання $\gamma_{вим} = I_{Бвим} / I_{Бн}$.

Тривалість переднього фронту при форсованому ввімкненні розраховується за формулою

$$t_\phi^+ = \tau_\beta \cdot \ln \frac{\gamma_{ввим} - 0,1}{\gamma_{ввим} - 0,9}.$$

Максимальні значення заряду в базі і колекторного струму рівні:

$$Q_{Бmax} = \tau_\beta \cdot \gamma_{ввим} \cdot I_{Бн};$$

$$I_{Кmax} = I_{Кн} = \beta_0 \cdot I_{Бн}.$$

Тривалість переднього фронту при вимиканні транзистора визначається за формулою

$$t_{\phi}^{-} = \tau_{\beta} \cdot \ln \frac{0,9 + \gamma_{вим}}{0,1 + \gamma_{вим}}$$

Теорія розрахунку електронних ключів на біполярних транзисторах детально наведена в [19].

3.3. Транзисторні ключі на польових транзисторах

Транзисторні ключі на польових (уніполярних) транзисторах використовуються в пристроях вирахувальної і вимірювальної техніки, дискретної автоматики, в мікроелектроніці для реалізації аналогових і цифрових схем.

Розглянемо ключ на польових транзисторах з керувальним *p-n* переходом. Його базова схема, вольт-амперна характеристика і статична схема заміщення наведені на рис. 3.7.

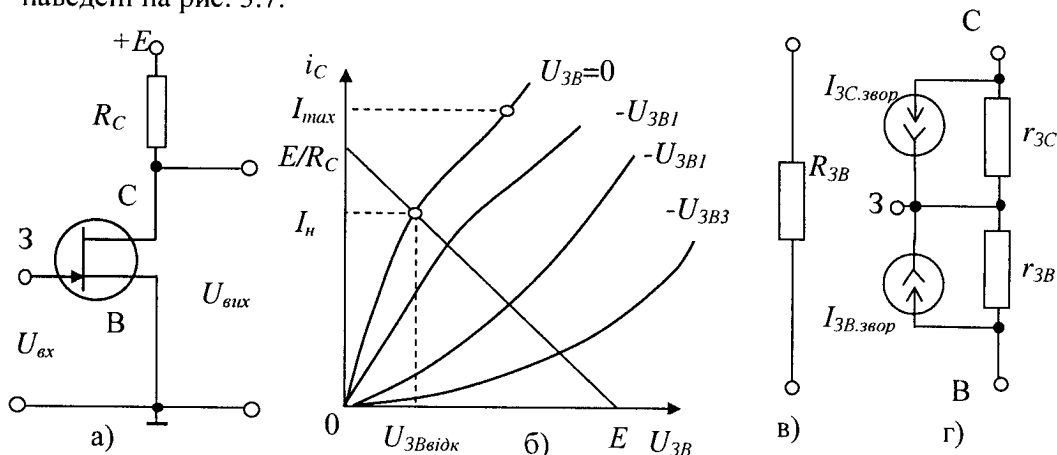


Рис. 3.7. Транзисторний ключ на польовому транзисторі з керувальним *p-n* переходом: а - електрична схема; б - вольт-амперна характеристика; в - статична еквівалентна схема заміщення відкритого ключа; г - статична еквівалентна схема заміщення закритого ключа.

При напрузі $U_{ЗВ} = u_{вх} = 0$ транзистор перебуває у відкритому стані і його струм стоку $i_C = I_H$. Різниця потенціалів між стоком і витокм невелика і в першому наближенні можна прийняти $U_B \approx U_C \approx U_3 \approx 0$, тому схемою заміщення транзисторного ключа на польовому транзисторі з керувальним *p-n* переходом може бути еквіпотенціальна точка.

Якщо врахувати опір стоку-витоку відкритого транзистора, то еквівалентна схема заміщення відкритого транзистора буде мати вигляд (рис. 3.7,в).

Для запирання транзисторного ключа на затвор транзистора необхідно подати запиральну напругу $u_{вх} = U_{зан} = U_{ЗВвідс} + (1-3) В$, де $U_{ЗВвідс}$ - напруга затвор-витік відсічки, визначається за вхідною характеристикою транзистора.

Для унеможливлення лавинного пробую в колі *p-n* переходу значення $U_{зан}$ повинно задовольняти нерівності $|U_{зан}| \leq U_{ЗСmax}, |U_{зан}| \leq U_{ЗВmax}$.

У закритому стані залишковий струм стоку транзисторного ключа $I_{Cзал}$ визначається двома складовими: струмом витікання через закритий транзисторний ключ, який дуже малий через опір закритого транзисторного ключа, що перевищує 10^8 Ом, і струмом зворотного зміщення $p-n$ переходу затвор-стік $I_{3Cзвор}$: $I_{Cзал} = U_{CB}/R_{CBзак} + I_{3Cзвор}$, де $U_{CB} \approx E$ – напруга між стоком і витокком.

Оскільки у паспортних даних задається струм затвора I_3 , який складається з $I_3 = I_{3Cзвор} + I_{3Bзвор}$ і $I_{3Cзвор} = I_{3Bзвор}$, можна прийняти $I_{3Cзвор} \approx I_3/2$.

Наведені рівняння дозволяють подати статичну еквівалентну схему заміщення закритого транзистора (рис. 3.7,г).

У динамічному режимі вплив на наростання напруги або її спад мають ємності C_{3B} і C_{3C} . Напруга U_{3B} зростає за експоненціальним законом зі сталою часу $\tau_1 = C_{3B} \cdot (R_{вн} + R_{екв})$, де $R_{екв}$ – еквівалентний опір області витоку і розподілених опорів канал-затвор. Перехідний процес наростання напруги триває $t_d \approx 3 \cdot \tau_2$, де $\tau_2 = C_{3C} \cdot (R_C + R_{вн})$.

3.4. Ключі на тиристорах

Тиристри складають значний клас напівпровідникових приладів з від'ємним опором і призначені в основному для комутації струмів і напруг у силових схемах. Розглянемо схеми простих ключів на тиристорах, наведені на рис. 3.8.

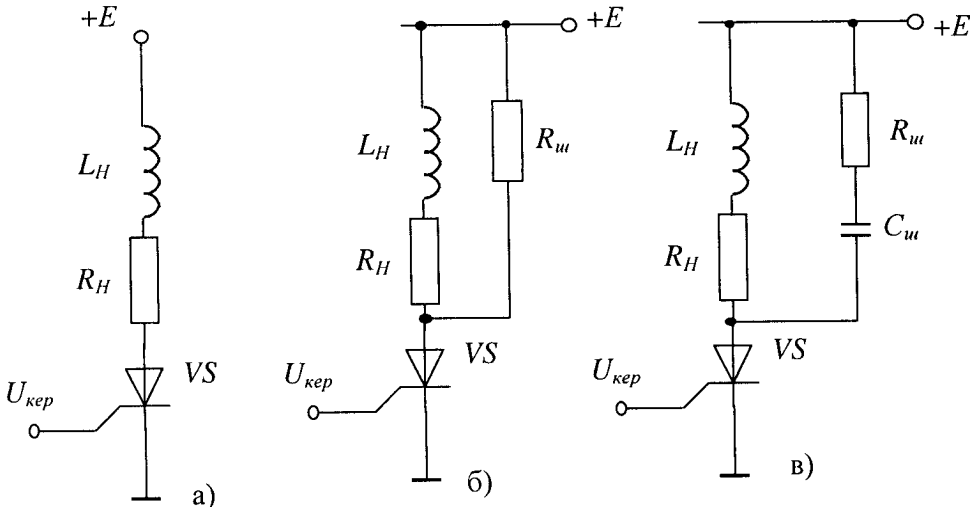


Рис. 3.8. Електричні схеми тиристорних ключів.

Опір тиристорного ключа у закритому стані визначається струмом витікання у прямому напрямку $I_{еит}$, який вимірюється при напрузі $U_{ПРmax}$.

Опір ключа у відкритому стані визначається залишковою напругою $U_{зал}$, яка вимірюється при проходженні максимального струму $I_{ПРmax}$, що залежить

від максимальної допустимої потужності, що розсіюється на тиристорі P_{\max} . Це дозволяє замінити відкритий тиристор еквівалентним опором, який визначається за формулою $R_{ПР} = U_{зал} / I_{ПР\max}$.

Для забезпечення гарантованого відкриття тиристора й унеможливлення його відкриття від зовнішніх завад $U_{зав}$ необхідно забезпечити нерівності:

$$U_{кер} \geq U_{кер.спр} + R_{вн} \cdot I_{кер.спр},$$

$$U_{зав} \leq U_{зав.кер} + R_{вн} \cdot I_{зав.кер},$$

де $U_{зав.кер}$ і $I_{зав.кер}$ – допустимі значення напруги і струму завад, які діють у керувальній ланці; $U_{кер.спр}$ і $I_{кер.спр}$ – мінімальна напруга і струм додатного імпульсу заданої тривалості перемикання тиристора у відкритий стан (напруга і струм спрямлення, згідно з характеристикою).

Для випадку індуктивного навантаження (рис. 3.8,а) тривалість імпульсу керування визначається, як $t_{кер} \approx \frac{I_{вим}}{I_{ПР}} \cdot \tau_n + t_{вм}$, де $I_{ПР}$ – струм навантаження; τ_n – стала часу ланки навантаження, $\tau_n = L_n / R_n$; $t_{вм}$ – тривалість імпульсу керування при чисто активному навантаженні.

Для зменшення тривалості керувальних імпульсів індуктивне навантаження доцільно шунтувати активним опором (рис. 3.8,б) або послідовною RC-ланкою (рис. 3.8,в), параметри яких для схеми рис. 3.8,б вибирають із умови

$$R_{ш} \leq \frac{E - U_{зал}}{I_{вим}},$$

а для схеми рис. 3.8, в

$$R_{ш} \leq \frac{E - U_{зал}}{3 \cdot I_{вим}}; \quad C_{ш} \geq \frac{3 \cdot t_{вим} \cdot I_{вим}}{E - U_{зал}}.$$

Використання резистивно-ємнісного шунта зменшує втрати потужності порівняно з резистивним шунтом, але при

$$L_n > \frac{(R_{ш} + R_n)^2 \cdot C_{ш}}{4}$$

у схемі можуть виникати коливальні процеси.

Розглянемо основні схеми відпирання тиристорів, які наведені на рис. 3.9. Увімкнення діода в керувальну ланку тиристора (рис. 3.9, а і б) унеможливорює проходження зворотного струму через керувальний перехід, а увімкнення $R_{ш}$ підвищує стійкість тиристора проти самовільного вмикання. Ввімкнення розділювальної ємності C_p в схемі рис. 3.9,в дозволяє сформувати керувальний імпульс з формою, близькою до оптимальної.

Схеми ланок відпирання ключів на діодних тиристорах наведено на рис. 3.9, г-е. При подачі короткого імпульсу додатної (див. рис. 3.9, г) або від'ємної (див. рис. 3.9, д) полярності в колі анод-катод тиристора через ємність

центрального переходу $C_{n2} = C_{VS}$ проходить струм і забезпечує накопичення в базах заряду.

Для відпирання тиристора у схемі рис. 3.9, д повинна виконуватись нерівність $U_{кер} \geq U_{пуск} + E$ і $R_{вн} < \frac{t_{\phi \max}}{2,3 \cdot C_{VS}}$, а в схемі рис. 3.9, г і д – нерівність

$$U_{кер} \geq U_{пуск} \text{ і } R_{вн} < \frac{t_{\phi \max}}{2,3 \cdot C_{VS}}, \text{ де } t_{\phi \max} - \text{максимальна тривалість фронту}$$

вхідного імпульсу; C_{VS} – ємність тиристора.

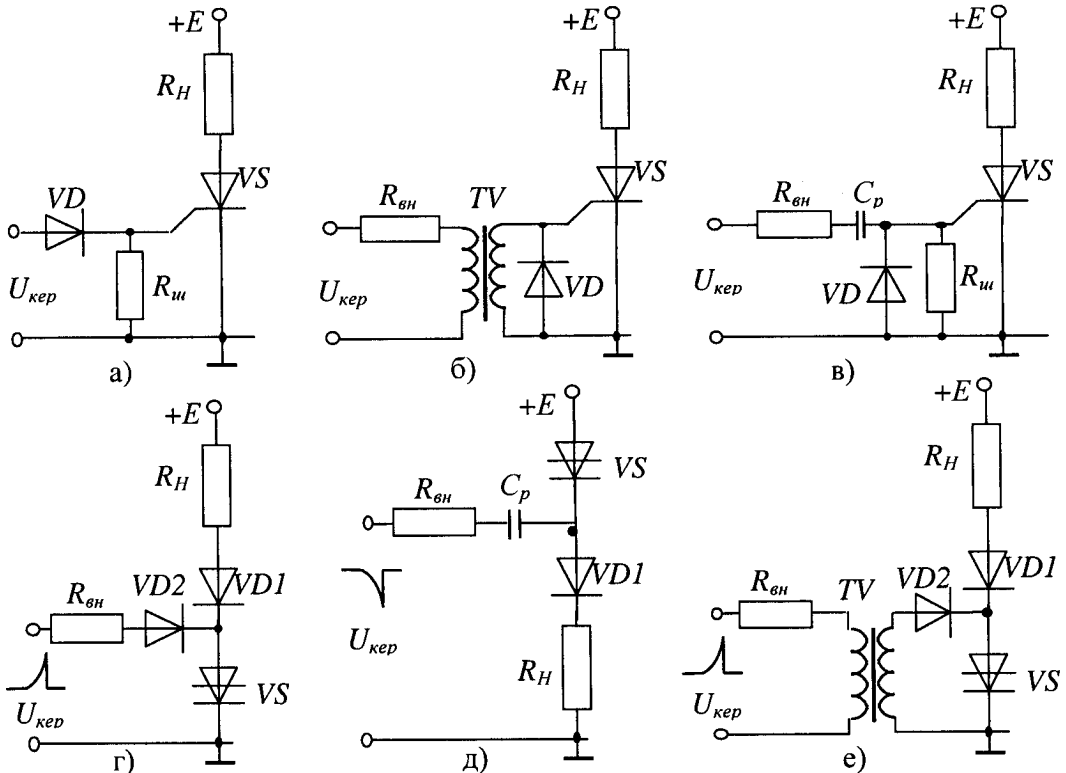


Рис. 3.9. Основні електричні схеми відпирання тиристорних ключів.

Для вимкнення тиристора на аноді необхідно зменшити струм, що проходить через тиристор, до значення, меншого $I_{вимк.min}$, на тривалість більше $t_{вимк}$.

Схеми вимкнення тиристорних ключів з послідовним і паралельним ввімкненням транзистора наведено на рис. 3.10.

Існують два способи запирання ключів на запиральних тиристорах з накопиченням і без накопичення енергії (рис. 3.11).

Ланка з накопиченням енергії, у схемі ввімкнення (рис. 3.11, а) або вимкнення (рис. 3.11, б) ключа SA призводить до розряду енергії, яка накопичилась у конденсаторі або індуктивності у напрямку, який запирає тиристор VS. Схеми ввімкнення тиристорів для простоти не показані.

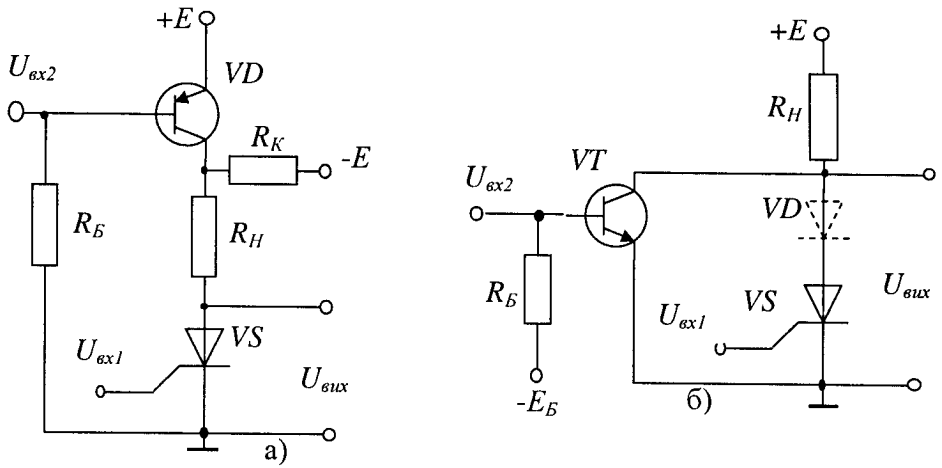


Рис. 3.10. Електричні схеми вимкнення тиристорних ключів: а – з послідовним ввімкненням транзистора; б – з паралельним ввімкненням транзистора.

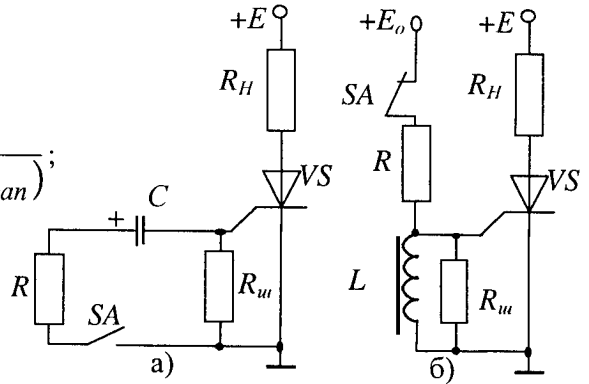
Параметри елементів запиральної ланки вибирають з умови: для ланки рис. 3.11,а

$$R = \frac{E_0 - U_{зан}}{2,7 \cdot (I_{зан} + U_{зан}/R_{и})}$$

$$C = \frac{I_{кер.звор}}{R + R_{и} \cdot U_{зан} / (I_{зан} \cdot R_{и} + U_{зан})}$$

для схеми рис. 3.11,б

$$R = \frac{E_0}{2,7 \cdot (I_{зан} + U_{зан}/R_{и})}$$



$$L \geq t_{кер.звор} \cdot \frac{R_{и} \cdot U_{зан}}{I_{зан} \cdot R_{и} + U_{зан}}$$

Рис. 3.11. Схеми ланок запирання тиристорів.

3.5. Аналогові ключі

Розглянемо основні схеми аналогових ключів.

Діодні ключі використовуються для точного перемикання струмів і швидкого перемикання напруг. Діодні струмові ключі мають високу точність і легко керуються. Базові схеми аналогових діодних ключів для перемикання струму і напруги наведено на рис. 3.12.

Діодний ключ струму (рис. 3.12, а) використовується у цифроаналогових перетворювачах (ЦАП). При високому рівні керувальної напруги діод VD1 закритий і струм $I = E/R$ від джерела (E, R) проходить через відкритий діод VD2 у навантаження R_n . При низькому рівні керувальної напруги відкритий діод VD1, а діод VD2 закритий.

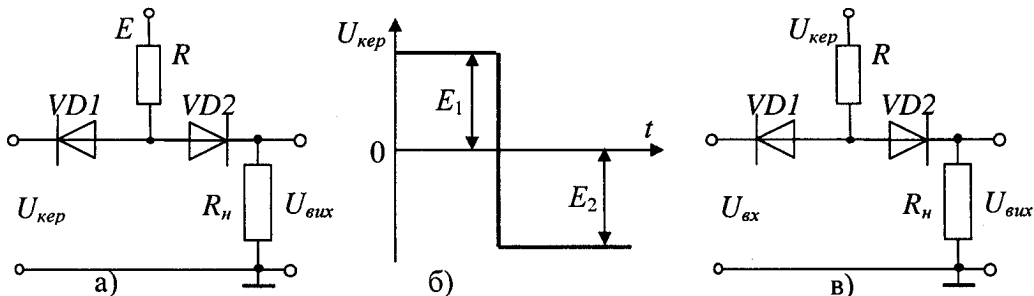


Рис. 3.12. Схеми аналогових діодних ключів: а - ключ струму; б - діаграма потенціалів; в - ключ напруги.

У діодному ключі напруги (рис. 3.12, в) керувальна напруга $U_{кер}$ подається через опір R , а вхідний сигнал $U_{вх}$ надходить на катод діода VD1.

При низькому рівні керувальної напруги діоди VD1 і VD2 закриті і на виході ключа потенціал землі. При високому рівні $U_{кер}$ діоди VD1 і VD2 відкриті і $U_{вих} \approx U_{вх}$.

Аналогові ключі на біполярних транзисторах використовують для перемикання як напруги, так і струму. У ключах напруги, як правило, використовується режим насичення в інверсному ввімкненні транзистора. Ключі з одиничними транзисторами зазвичай мають керування за постійним струмом (рис. 3.13). Транзистор VT1 працює в інверсному режимі, а транзистор VT2 – у нормальному. Транзистор VT1 фактично виконує функцію аналогового ключа, а VT2 – його схему управління. При додатному сигналі управління транзистор VT2 відкритий, напруга на колекторі і на базі VT1 близька до нуля. Емітерний перехід інверсно ввімкненого транзистора VT1 зворотно зміщений ($U_{вх} > U_{зал}$) і VT1 закритий. При від'ємному керувальному сигналі VT2 закривається, а VT1 відкривається струмом бази I_b . Вихідна напруга буде мати значення $U_{вих} \approx U_{вх}$.

Ключі на польових транзисторах одержали значне поширення завдяки відсутності залишкової напруги на відкритому транзисторі, малим струмам витікання і керування, добрим поєднанням із цифровою схемотехнікою.

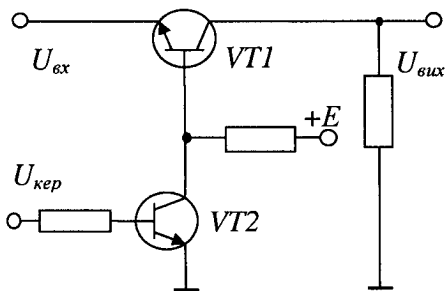


Рис. 3.13. Аналоговий ключ на біполярному транзисторі.

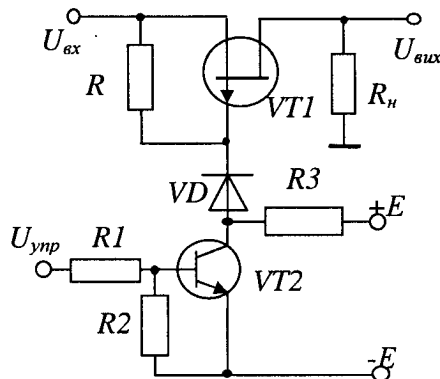


Рис. 3.14. Ключ на польовому транзисторі з керувальним р-п переходом.

На рис. 3.14 наведено послідовний ключ на польовому транзисторі з керувальним $p-n$ переходом. Такий ключ пропускає, входні сигнали довільної полярності. Для керування польовим транзистором VT1 використовується біполярний транзистор VT2. Діод VD забезпечує напругу затвора-витоку відкритого транзистора VT1 рівною нулю при будь-яких входніх сигналах. Це усуває модуляцію входнім сигналом. Опір R підключається для прискорення перезарядки паразитних ємностей при закритому діоді VD, тому значення опору R вибирається меншим зворотного опору закритого діода.

Ключі на МДП-транзисторах виготовляються у вигляді інтегральних мікросхем, наприклад 190КТ1, 190КТ2, 143КТ1, 564КТ3 та ін.

Значного поширення набули аналогові ключі на оптронах, які забезпечують повну електричну розв'язку керувальних та інформаційних каналів, що уможливають заміну трансформаторних керувальних ланок.

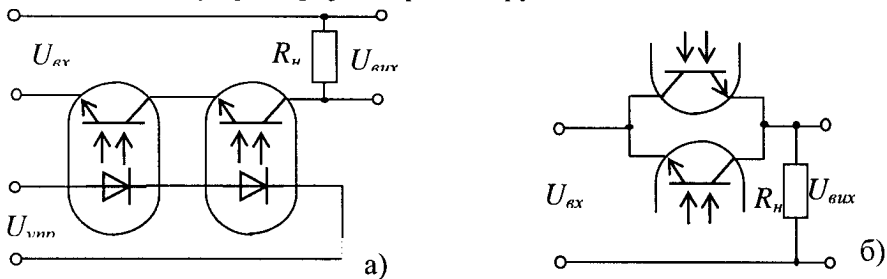


Рис. 3.15. Схеми аналогових ключів на оптронах: а – однотипні транзисторні оптрони компенсаційно ввімкнені; б – паралельні фототранзистори паралельно ввімкнені.

На рис. 3.15,а наведено однотипні транзисторні оптрони, ввімкнені за компенсаційним принципом. Фототранзистори ввімкнені зустрічно, тому залишковий потенціал рівний різниці потенціалів на освічених фототранзисторах.

Використання паралельного ввімкнення фототранзисторів (рис. 3.15,б) забезпечує функціонування ключа, послідовно з'єднаного з навантаженням.

Питання для самоконтролю

1. Які логічні функції можна реалізувати з допомогою діодних ключів?
2. В яких режимах працюють діодні ключі?
3. Як напруга на виході діодного ключа залежить від опору навантаження?
4. Від яких параметрів залежить тривалість фронту вихідного сигналу у діодному ключі?
5. Поясніть три режими роботи транзисторного ключа.
6. Наведіть динамічні характеристики транзисторного ключа і залежності для їх розрахунку.
7. Особливості застосування ключів на польових транзисторах, аналогових ключів на оптронах.
8. Наведіть електричні схеми тиристорних ключів.
9. Яке призначення шунтувального активного опору і шунтувальної RC -ланки в колі керування тиристорних ключів?

10. Наведіть і поясніть принцип роботи електричних схем відпирання тиристорних ключів.

11. Наведіть і поясніть принцип роботи електричних схем вимкнення тиристорних ключів.

12. У чому відмінність електричних схем вимкнення і запирання тиристорних ключів?

13. Наведіть і поясніть принцип роботи електричних схем аналогових ключів.

4. ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

4.1. Класифікація та основні параметри підсилювачів

Підсилювач електричних сигналів – це електронний пристрій, призначений для підсилення або підвищення потужності вхідних сигналів за рахунок енергії джерела живлення.

Якщо розглядати джерело сигналів, яке керує передачею енергії джерела живлення у навантаження R_H , як ідеальний генератор напруги E з внутрішнім опором R_{BH} , а підсилювач як еквівалентний чотириполюсник, то залежно від відношення вхідного опору підсилювача R_{BX} і R_{BH} розрізняють:

підсилювач напруги, якщо $R_{BX} \gg R_{BH}$;

підсилювач струму, якщо $R_{BX} \ll R_{BH}$;

підсилювач потужності, якщо $R_{BX} \approx R_{BH}$,

а залежно від відношення вихідного опору підсилювача $R_{ВИХ}$ і R_H :

підсилювач напруги, якщо $R_{ВИХ} \ll R_H$;

підсилювач струму, якщо $R_{ВВХ} \gg R_H$;

підсилювач потужності, якщо $R_{ВВХ} \approx R_H$.

Навантаженням може бути інший підсилювач. Тоді він розглядається як каскад, що забезпечує один ступінь підсилення, а весь пристрій – як багатокаскадний підсилювач.

У багатокаскадному підсилювачі є: вхідний, або передкасадний, проміжний, передвихідний і вихідний, або кінцевий, каскади.

За характером зміни сигналу в часі розрізняють підсилювачі постійного і змінного струмів. Підсилювачі постійного струму підсилюють у смузі частот, починаючи з нульової. Підсилювачі змінного струму поділяються на підсилювачі низької і високої частот.

За шириною смуг пропускання частот розрізняють: вибірккові підсилювачі, з фіксованою частотою або спектром частот, для яких відношення верхньої межі частоти пропускання до нижньої $f_v/f_n < 1$; широкосмугові підсилювачі з великим діапазоном частот підсилення сигналу, для яких відношення $f_v/f_n \gg 1$.

Під умовною смугою пропускання розуміють частотний діапазон, у межах якого рівень вихідного сигналу не нижче 0,707 максимальної амплітуди сигналу, частоти f_n і f_v називаються граничними частотами смуги пропускання $\Delta = f_v - f_n$.

Коефіцієнт підсилення показує, у скільки разів приріст вихідної напруги, струму або потужності більший відповідної зміни на вході, відповідно коефіцієнти підсилення за напругою, за струмом, за потужністю розраховуються:

$$K_u = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}, \quad K_I = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}, \quad K_P = \frac{P_{вих}}{P_{вх}}.$$

Для багатокаскадного підсилювача сумарний коефіцієнт підсилення

$$K_{\Sigma} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_i \cdot \dots \cdot K_n.$$

Коефіцієнт підсилення можна виразити в логарифмічних одиницях, дБ:

$$K_u[\text{дБ}] = 20 \cdot \lg K_u, \quad K_I[\text{дБ}] = 20 \cdot \lg K_I, \quad K_P[\text{дБ}] = 10 \cdot \lg K_P$$

$$K_{\Sigma} = K_1 + K_2 + K_i + \dots + K_n.$$

Точність відтворення форми вхідного сигналу

У реальних підсилювачах сигнал на виході, крім часової затримки Δt , яка не вносить змін у форму вхідного сигналу $U_{вих}(t) = K \cdot U_{вх} \cdot (t - \Delta t)$, має нелінійні і лінійні спотворення.

Розглянемо нелінійну вхідну характеристику ($I_B = f(U_{BE})$) підсилювача на транзисторі в схемі з загальним емітером (рис.4.1, а). При подачі на базу напруги синусоїдальної форми $U_{вх}(t) = U_{B.\max} \cdot \sin \omega t$ вхідний струм $I_B(t)$, відповідно, і вихідний відмінні від синусоїди, оскільки в ньому з'являється ряд вищих гармонік. Рівень нелінійних спотворень характеризується коефіцієнтом нелінійних спотворень

$$v = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P_1}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}}.$$

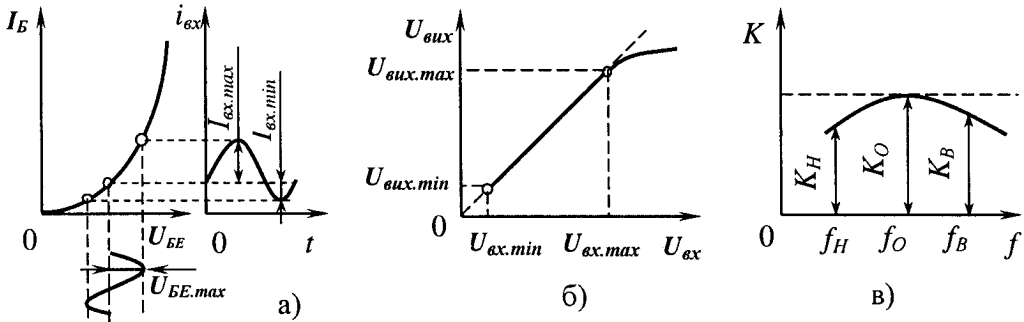


Рис. 4.1. Характеристики підсилювача:

а) вхідна характеристика ($I_B = f(U_{BE})$) підсилювача на транзисторі в схемі з загальним емітером; б) амплітудна характеристика підсилювача $U_{вих} = f(U_{вх})$; в) амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) підсилювача.

Для багатокаскадного підсилювача коефіцієнт нелінійних спотворень буде становити $v_{\Sigma} = v_1 + v_2 + v_i + \dots + v_n$, де n – число каскадів.

Із рис. 4.1,а видно, що нелінійні спотворення залежать від амплітуди вхідного сигналу ($U_{вх}(t)$) і не зв'язані за частотою, тобто для зменшення спотворень форми вихідного сигналу вхідний сигнал повинен бути низькорівневим. Тому у багатокаскадних підсилювачах нелінійні спотворення з'являються в передостанніх каскадах. Амплітудна характеристика підсилювача $U_{вих} = f(U_{вх})$

приймає нелінійність з деякою величиною $U_{ex,max}$ (рис.4.1, б). Величина $D = U_{ex,max}/U_{ex,min}$ характеризує динамічний діапазон підсилювача.

Лінійні спотворення в підсилювачах в основному пояснюються залежністю коефіцієнта передачі за струмом α і реактивним опором елементів схеми від частоти. Прийнято оцінювати характер лінійних спотворень за амплітудно-частотною (АЧХ) (рис.4.1, в) і фазочастотною (ФЧХ) характеристиками.

Коефіцієнт частотних спотворень розраховують за формулою

$$M = K_y / K_f,$$

де K_y – модуль коефіцієнта підсилення на середній частоті;

K_f – модуль коефіцієнта підсилення на заданій частоті.

Відповідно для граничних частот коефіцієнт частотних спотворень буде:

$$M_H = K_y / K_H, \quad M_B = K_y / K_B.$$

Електричний к. к. д. визначається за формулою

$$\eta_E = P / P_K,$$

де P_K – потужність, використовувана всіма ланками підсилювача від джерела живлення; P – корисна потужність, що виділяється в навантаженні.

4.2. Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі із загальним емітером

Типова схема підсилювача на транзисторі, який ввімкнений загальним емітером (ЗЕ), наведена на рис. 4.2.

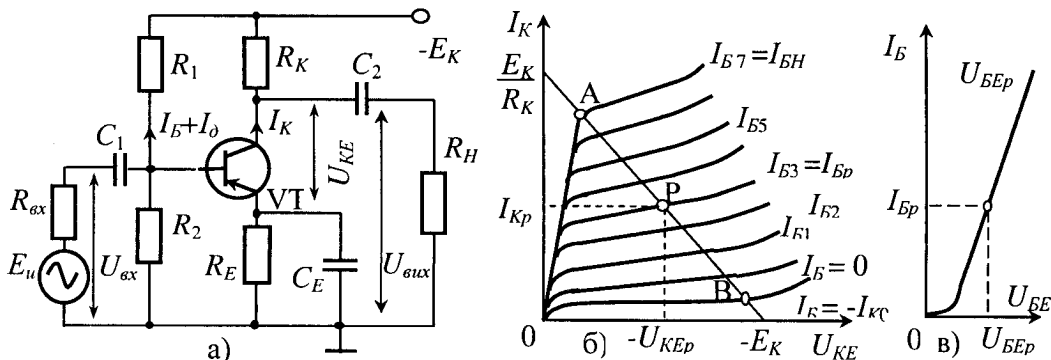


Рис.4.2. Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі з загальним емітером: а) електрична схема; б) вихідна ВАХ; в) вхідна ВАХ.

Вхідна змінна напруга U_{ex} підводиться до входу підсилювача через роздільний конденсатор $C1$. Конденсатор $C1$ перешкоджає передачі постійної складової напруги вхідного сигналу на вхід підсилювача, яка може викликати порушення режиму роботи за постійним струмом транзистора VT . Підсилена змінна напруга, яка виділяється на колекторі транзистора VT , підводиться до зовнішнього навантаження з опором R_H через роздільний конденсатор $C2$. Цей же конденсатор служить для розділення вихідної колекторної ланки від зовнішнього навантаження за постійною складовою колекторного струму I_{KP} .

Робочою точкою транзистора називають точку перетину динамічної характеристики (навантажувальної прямої) з однією зі статичних ВАХ. Режим роботи транзистора визначається початковим положенням робочої точки (за відсутності вхідного змінного сигналу). Це положення визначається на характеристиках сукупністю постійних складових струмів і напруг у вихідній ланці, U_{KEP} і вхідній I_{Bp} , U_{BEp} ланках (рис.4.2, б, в).

При роботі транзистора в активному (підсилювальному) режимі робоча точка має знаходитись посередині навантажувальної прямої (відривка АВ). Граничні зміни вхідного струму бази не повинні зумовлювати вихід робочої точки за межі відривка АВ.

Початкове положення робочої точки забезпечується подільником напруги, який складається з опорів R_1 і R_2 , значення яких визначається із співвідношень:

$$R_1 = \frac{E_k - U_{BEp} - U_{Re}}{I_{\partial} + I_{Bp}}; \quad R_2 = \frac{U_{BEp} + U_{Re}}{I_{\partial}}$$

де $I_{\partial} = (2...5) \cdot I_{Bp}$ - струм в колі подільника напруги.

Для температурної стабілізації робочої точки транзистора в емітерне коло введено опір R_e , на якому створюється напруга U_{Re} за зворотним залишковим зв'язком (ЗЗЗ).

Для усунення ЗЗЗ за змінним струмом (при наявності вхідного змінного сигналу) опір R_e шунтують конденсатором C_e .

Для визначення основних динамічних параметрів підсилювального каскаду в режимі підсилення змінного струму в області середніх частот використовують еквівалентну схему (рис. 4.3) для змінних складових напруги і струму. Опори ємностей C_1 , C_2 і C_e в області середніх частот дуже малі і ними можна знехтувати.

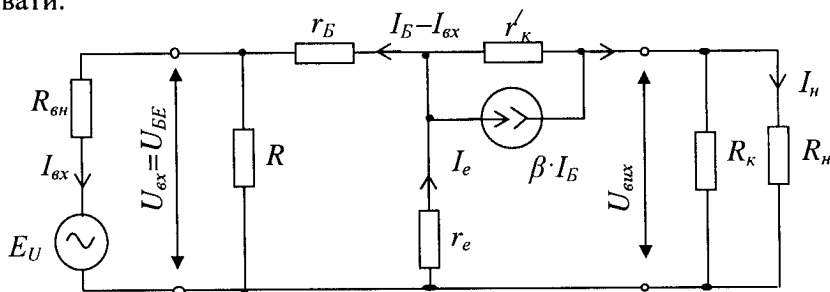


Рис. 4.3. Т-подібна схема заміщення транзистора з загальним емітером.

Емітерний перехід транзистора, змщений у прямому напрямку, відображений диференціальним опором переходу r_e , який при зміні емітерного струму в межах десятка міліампер складає десятки ом. Ланка бази транзистора показана об'ємним активним опором бази r_B і складає сотні ом.

Наведемо розрахунок такого підсилювача за методикою, поданою в [19].

Диференціальний колекторний опір транзистора за схемою із загальним емітером (ЗЕ) становить сотні кілоомів:

$$r'_K = \frac{r_K}{1 + \beta},$$

де r_K – диференціальний колекторний опір транзистора за схемою з загальною базою (ЗБ); β – коефіцієнт передачі струму бази у схемі з ЗБ.

Еквівалентний генератор струму $\beta \cdot I_B$ характеризує передачу струму з базової ланки у колекторну з коефіцієнтом передачі β . Опір R відображає паралельне з'єднання опорів подільника R_1 і R_2 за змінним струмом, тобто

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \parallel R_2.$$

Еквівалентний опір навантаження змінного струму визначається за формулою

$$R_{KH} = \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H} = R_K \parallel R_H.$$

Повний вхідний опір підсилювача з врахуванням паралельно під'єданого еквівалентного опору подільника визначається за формулою

$$R_{вх.п} = \frac{R_{вх} \cdot R}{R_{вх} + R} = R_{вх} \parallel R,$$

де $R_{вх}$ – вхідний опір підсилювача при відсутності подільника у базовій ланці транзистора.

Вхідний опір підсилювача при відсутності подільника у базовій ланці транзистора визначається відношенням

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{BE}}{I_B}.$$

Із еквівалентної схеми підсилювача можна одержати наступні співвідношення:

$$\begin{aligned} U_{BE} &= I_B \cdot r_B + I_E \cdot r_E; & I_E &= I_K + I_B; \\ \beta \cdot I_B &= I'_K + I_K; \\ I_K &= \frac{\beta \cdot I_B \cdot r'_K}{r'_K + R_{KH} + r_E}; \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$I_E = I_B \cdot \left(\frac{\beta \cdot r'_K}{r'_K + R_{KH} + r_E} \right). \quad (4.2)$$

Тоді
$$U_{BE} = I_B \cdot \left(r_B + r_E \cdot \left(1 + \frac{\beta \cdot r'_K}{r'_K + R_{KH} + r_E} \right) \right);$$

$$R_{вх} = r_B + r_E \cdot \left(1 + \frac{\beta \cdot r'_K}{r'_K + R_{KH} + r_E} \right). \quad (4.3)$$

Якщо $r'_K \gg R_{KH}$; $R_{KH} \gg r_E$, то

$$R_{\text{вх}} \approx r_B + r_E \cdot (1 + \beta). \quad (4.4)$$

Якщо опір R_E у схемі не зашунтований за змінним струмом конденсатором C_E , то послідовно з r_E в еквівалентній схемі підсилювача потрібно ввімкнути опір $R_{\text{вх}}$, тоді опір $R_{\text{вх}}$ визначається за формулою

$$R_{\text{вх}} = r_B + (r_E + R_E) \cdot (1 + \beta). \quad (4.5)$$

Для прикладу, $r_B = 100$ Ом; $r_E = 20$ Ом; $R_E = 300$ Ом і $\beta = 100$. За формулами (4.4) і (4.5) розрахуємо значення $R_{\text{вх}}$. Відповідно одержимо 2120 Ом і 32420 Ом. Введення від'ємного зворотного зв'язку за змінним струмом збільшує вхідний опір підсилювального каскаду [19].

Увімкнення низькоомного подільника напруги R_1 і R_2 покращує температурну стабільність підсилювача і знижує вхідний опір.

При використанні високоомного подільника напруги R_1 і R_2 з врахуванням виразів (4.1) і (4.3), а також $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{вн}}$ коефіцієнт підсилення напруги визначається рівнянням

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_K \cdot R_{KН}}{I_B \cdot R_{\text{вх}}} = \frac{\beta \cdot R_{KН} \cdot \frac{r'_K}{r'_K + R_{KН} + r_E}}{r_B + r_E \cdot \left(1 + \frac{\beta \cdot r'_K}{r'_K + R_{KН} + r_E}\right)}.$$

Якщо $r'_K \gg R_{KН}$; $R_{KН} \gg r_E$, одержимо

$$K_U = -\frac{\beta \cdot R_{KН}}{r_B + r_E \cdot (1 + \beta)}.$$

Якщо $R_{\text{вн}} = R_{\text{вх}}$, то $K_U = U_{\text{вих}}/E_{\text{жс}}$.

Напругу виходу підсилювача розраховують за формулою

$$U_{\text{вих}} = I_K \cdot R_{KН} = -\beta \cdot R_{KН} \cdot I_B \cdot \frac{r'_K}{r'_K + R_{KН} + r_E}.$$

Струм бази
$$I_B = \frac{E_{\text{жс}}}{R_{\text{вн}} + R_{\text{вх}}}.$$

Тоді
$$K_U = \frac{\beta \cdot R_{KН} \cdot \frac{r'_K}{r'_K + R_{KН} + r_E}}{R_{\text{вн}} + R_{\text{вх}}}.$$

При $R_{\text{н}} = \infty$ коефіцієнт підсилення струму визначається, як

$$K_I = I_K / I_B.$$

З врахуванням рівняння (4.1) одержимо:

$$K_I = \frac{\beta \cdot r'_K}{r'_K + R_K + r_E}.$$

Для випадку, коли $r'_K \gg R_{KН}$; $R_{KН} \gg r_E$, одержимо:

$$K_I = \beta.$$

Якщо $R \neq \infty$, коефіцієнт підсилення струму розраховується за формулою

$$K_{Ih} = \frac{I_H}{I_B} = \beta \cdot \frac{r'_K}{r'_K + R_{KH} + r_E} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}.$$

Якщо $r'_K \gg R_{KH}$; $R_{KH} \gg r_E$, тоді

$$K_{Ih} = \beta \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}.$$

При $R_H = \infty$ і з врахуванням $r'_K \gg R_K$ будемо мати, що $R_{вих} \cong R_K$.

Для транзистора у схемі з ЗЕ (див. рис. 4.2,а) через h -параметри можна розрахувати наступні значення еквівалентної схеми (див. рис. 4.3):

$$r_E = 2 \cdot \frac{h_{11E}}{h_{22E}}; \quad r_B = h_{11E} - 2 \cdot \frac{h_{12E}}{h_{22E}} \cdot (1 + h_{21E}); \quad r_K = \frac{1 + h_{21E}}{h_{22E}}; \quad \beta \approx h_{21E}.$$

Тоді одержимо: $R_{ex} = h_{11E}; \quad R_{ex.n} = \frac{h_{11E} \cdot R}{h_{11E} + R};$

$$K_U = -\frac{h_{21E} \cdot R_{KH}}{h_{11E}}; \quad K_I = h_{21E}; \quad K_I = h_{21E} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}. \quad (4.6)$$

Підсилювальні каскади на транзисторах за схемою ЗЕ широко використовуються як проміжні і вихідні, оскільки мають найвищий коефіцієнт підсилення за потужністю.

4.3. Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі як емітерний повторювач

Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі, який ввімкнений як емітерний повторювач, наведено на рис. 4.4. Опір навантаження вмикають в емітерну ланку транзистора. Вхідна і вихідна напруги співпадають за фазою. Використовують для узгодження (розділення) високоомного джерела напруги і низькоомного навантаження.

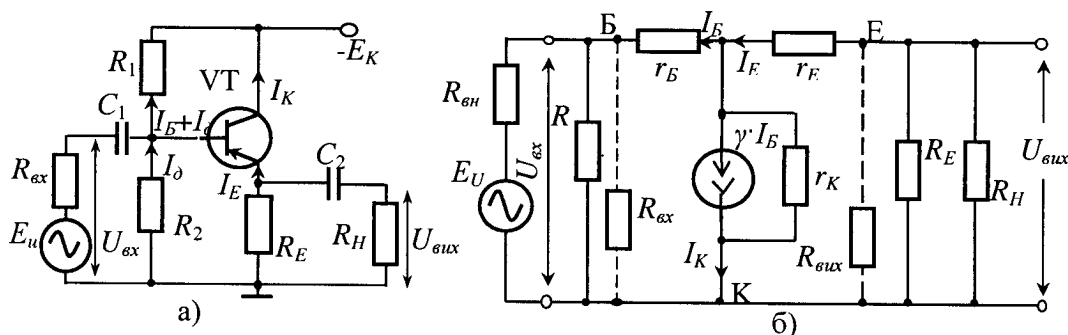


Рис. 4.4. Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі як емітерний повторювач: а) електрична схема; б) еквівалентна схема.

Якщо розглядати як підсилювальний каскад із ЗЕ, у якого $R_K = 0$, а опір у колі емітера не зашунтований конденсатором C_E , то вихідна напруга послідовно введеться на вхідний сигнал, понижуючи його. У схемі діятиме послідовний від'ємний зворотний зв'язок за напругою, який збільшуватиме вхідний і зменшуватиме вихідний опори.

Для визначення основних динамічних характеристик емітерного повторювача (ЕП) можна використати рівняння, які наведені у розділі 4.2. Скористаємося теорією розрахунку підсилювача, наведеною в [19].

Якщо $r_K \gg r_E + R_E$, вхідний опір ЕП без врахування подільника в колі бази R_1, R_2 згідно з рівнянням (4.4) можна розрахувати за формулою

$$R_{вх} = r_B + (r_E + R_{Eн}) \cdot (1 + \beta), \quad (4.7)$$

де $R_{Eн}$ – еквівалентний опір навантаження підсилювача змінного струму,

$$R_{Eн} = \frac{R_E \cdot R_H}{R_E + R_H}.$$

Повний вхідний опір ЕП з урахуванням подільника зміщення R_1, R_2

$$R_{вх.п} = \frac{[r_B + (r_E + R_{Eн}) \cdot (1 + \beta)] \cdot R}{r_B + (r_E + R_{Eн}) \cdot (1 + \beta) + R}, \quad (4.8)$$

де $R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \parallel R_2$.

Для збільшення $R_{вх.п}$ необхідно відмовитись від подільника R_1, R_2 , здійснюючи зміщення фіксованим базовим струмом. У формулі (4.8) R замінюють на R_B .

За еквівалентною схемою можна визначити вихідний опір при $R_H = \infty$. Без врахування R_E одержимо:

$$R_{вих} = r_E + \frac{R_{вн} + r_B}{1 + \beta}. \quad (4.9)$$

Повний вихідний опір з врахуванням паралельно ввімкненого опору R_E

$$R_{вих.п} = \frac{\left(r_E + \frac{R_{вн} + r_B}{1 + \beta} \right) \cdot R_E}{r_E + \frac{R_{вн} + r_B}{1 + \beta} + R_E}.$$

Коефіцієнт підсилення напруги розрахуємо за формулою

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{I_E \cdot R_{Eн}}{I_B \cdot R_{вх}}.$$

З врахуванням рівнянь (4.2), (4.6), (4.7) одержимо:

$$K_U = \frac{(1 + \beta) \cdot R_{Eн}}{r_B + (1 + \beta) \cdot (R_{Eн} + r_E)}. \quad (4.10)$$

Коефіцієнт підсилення струму у схемі ЕП без врахування R_H ($R_H = \infty$)

$$K_I = I_E / I_B.$$

З врахуванням рівнянь (4.2) і (4.6) одержимо:

$$K_I = 1 + \beta. \quad (4.11)$$

Якщо $R_H \neq \infty$, тоді

$$K_{Ih} = K_I \cdot \frac{R_E}{R_E + R_H}.$$

Враховуючи рівняння (4.7), (4.9), (4.10), (4.11) і користуючись рівняннями (4.6), визначають основні динамічні параметри ЕП за h -параметрами транзистора за схемою з ЗЕ:

$$R_{вх} = h_{11E} + R_{EH} \cdot (1 + h_{21E}), \quad R_{вих} = \frac{h_{11E} + R_{вн}}{1 + h_{21E}},$$

$$K_U = \frac{(1 + h_{21E}) \cdot R_{EH}}{h_{11E} + R_{EH} \cdot (1 + h_{21E})}, \quad K_I = 1 + h_{21E}.$$

4.4. Однокаскадний підсилювач на польовому транзисторі

Розглянемо схему підсилювача на польовому транзисторі, увімкненого загальним витоком (рис.4.5) [19].

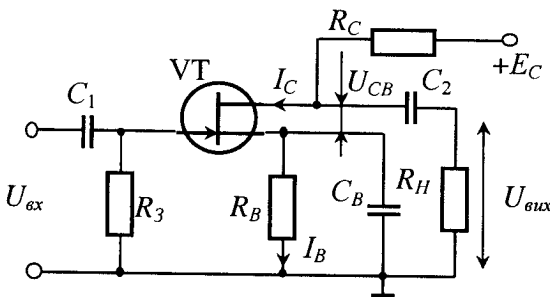


Рис.4.5. Електрична схема підсилювача на польовому транзисторі, увімкненого загальним витоком.

Початковий режим роботи польового транзистора забезпечується постійним струмом I_{Cp} і відповідно постійною напругою на стоці U_{CSp} (для біполярного транзистора I_{Kp} і U_{KEp}).

Струм I_{Cp} у вхідній (стоковій) ланці встановлюється за допомогою джерела живлення E_C і початкової напруги зміщення на затворі $U_{зп}$ від'ємної полярності (для польового транзистора з p -каналом – додатної полярності). Напруга $U_{зп}$ забезпечується за рахунок того ж самого струму I_{Cp} , який проходить через опір в ланці витоку R_B , тобто $U_{зп} = I_{Cp} \cdot R_B$. Ця напруга через опір R_3 прикладається до затвора з полярністю, показаною на рис.4.5. Змінюючи R_B , можна змінювати напругу $U_{зп}$ і струм стоку I_{Cp} , встановлюючи необхідне його значення.

Опір R_B , крім функції автоматичного зміщення на затвор, виконує функцію термостабілізації режиму роботи підсилювача за постійним струмом, стабілізуючи I_{Cp} . Щоб на опорі R_B не виділялась напруга за рахунок змінної складової

струму стоку I_C (це привело б до від'ємного зворотного зв'язку за змінним струмом), його шунтують конденсатором C_B , ємність якого визначають з умови

$$C_B \gg \frac{1}{\omega \cdot R_B},$$

де ω - частота вхідного (підсилюваного) сигналу.

Резистор R_3 , ввімкнений паралельно вхідному опору підсилювача, повинен мати співрозмірний з ним опір.

Динамічний режим роботи польового транзистора забезпечується опором в колі стоку R_C , з якого знімається змінний вихідний сигнал за наявності вхідного підсилюваного сигналу. Переважно $R_C \ll R_3$; $R_3 \approx R_{вх}$. Коефіцієнт підсилення каскаду на польовому транзисторі в області середніх частот визначається за формулою

$$K_y = -S \cdot R_C \sim,$$

де S - статична крутизна характеристики польового транзистора;

$$R_C \sim R_C \cdot R_B / (R_C + R_B).$$

Знак "−" вказує, що підсилювальний каскад з загальним витокком змінює фазу підсилювального сигналу на 180° . Підсилювачі на польових транзисторах мають великий вхідний опір (декілька мегаом).

Підсилювачі на польових транзисторах, маючи великий вхідний опір (декілька мегаом), використовують як вхідні каскади.

4.5. Підсилювачі зі зворотними зв'язками

Під зворотним зв'язком розуміють введення сигналу з виходу підсилювача на його вхід, де він додається до вхідного сигналу або віднімається з вхідного сигналу (рис.4.6, а).

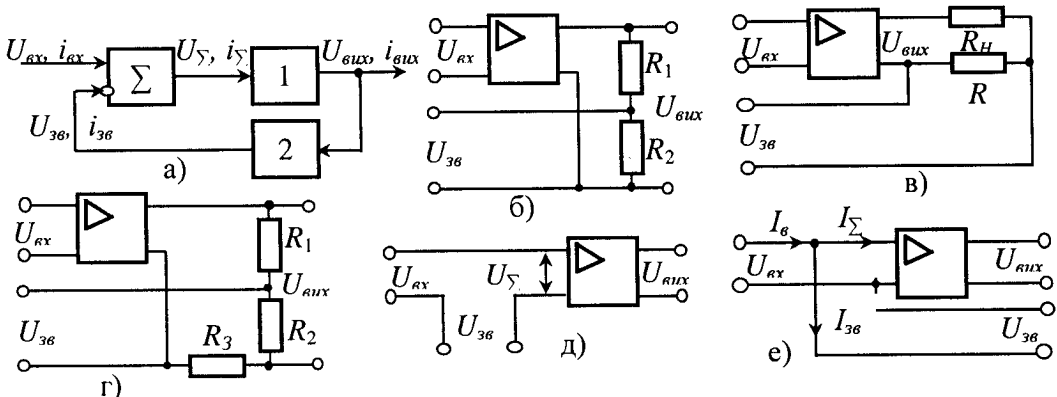


Рис.4.6. Варіанти підсилювачів із зворотним зв'язком.

На рис. 4.6 наведені схеми підсилювачів із зворотним зв'язком: б – за напругою; в – за струмом; г – комбінованим; д – з послідовним зворотним зв'язком; е – зі змішаним від'ємним зворотним зв'язком.

Розглянемо особливості розрахунку параметрів підсилювачів для різних схем зворотних зв'язків (33) у вигляді структурних схем (рис. 4.7 + рис. 4.13).

Підсилювач з послідовним зворотним зв'язком за напругою

На структурній схемі підсилювача, сигнал зворотного зв'язку $U_{зз}$ введено послідовно з сигналом $U_{вх}$. Частина структурної схеми, яка поміщена у прямокутник, представляє еквівалентну схему підсилювача, в якого відомі $R_{вх}$, $R_{вих}$ і $K_{U_{xx}}$. Коло зворотного зв'язку виконане у вигляді резистивного подільника напруги R_1 і R_2 , увімкненого паралельно навантаженню. Із рис. 4.7 видно

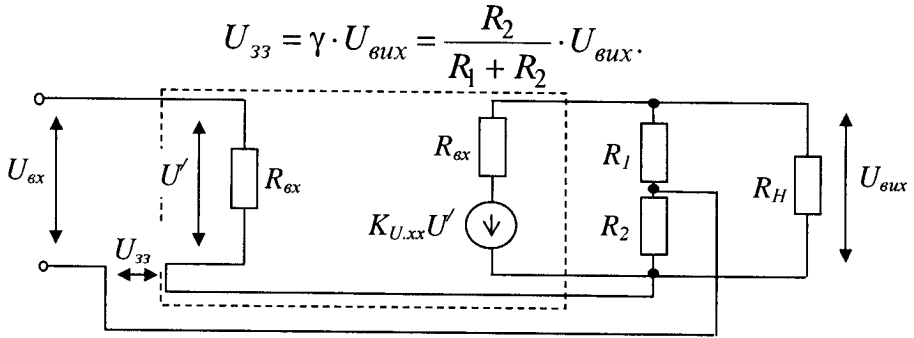


Рис. 4.7. Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком за напругою. Коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку

$$K_U = \frac{K_{U_{xx}} \cdot R'_H}{R'_H + R_{вих}}$$

де $R'_H = R_H \parallel (R_1 + R_2)$.

Сумарну вихідну напругу можна розрахувати за формулою

$$U' = U_{вх} - \gamma \cdot U_{вих} = U_{вх} - \gamma \cdot K_U U', \text{ або } U' = U_{вх} / (1 + \gamma \cdot K_U),$$

але

$$U_{вих} = K_U U' = \frac{K_U \cdot U_{вх}}{1 + \gamma \cdot K_U}.$$

Тоді коефіцієнт підсилення зі зворотним зв'язком буде становити

$$K_{U_{зз}} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{K_U}{1 + \gamma \cdot K_U} = \frac{K_U}{F}, \quad (4.12)$$

де $F = 1 + \gamma \cdot K_U$ – коефіцієнт зменшення підсилення, раз.

Отже, можна сказати, що коефіцієнт зворотного зв'язку зменшує підсилення сигналу. Також наявність послідовного зворотного зв'язку зменшує вхідний і вихідний опір за рахунок зменшення вхідного струму і стабілізації вихідної напруги. Вхідний і вихідний опір підсилювача можна розрахувати за формулами:

$$R_{вх.зз} = R_{вх} \cdot (1 + \gamma \cdot K_U), \quad R_{вих.зз} = R_{вих} / (1 + \gamma \cdot K_{U_{xx}}). \quad (4.13)$$

Підсилювач з послідовним зворотним зв'язком за струмом

Структурна схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за струмом наведена на рис. 4.8. Сигнал зворотного зв'язку пропорційний вихідному струму, який проходить по опорі зворотного зв'язку $R_{зз}$. Спад напруги, що розраховується як $I_{вих} R_{зз}$, є сигналом зворотного зв'язку. Для $R_{зз} \ll R_{вх}$ одержимо:

$$\frac{\gamma \cdot U_{вих}}{U_{вих}} = \frac{I_{вих} \cdot R_{зз}}{I_{вих} \cdot R_H}, \quad \gamma = \frac{R_{зз}}{R_H}. \quad (4.14)$$

Коефіцієнт підсилення запишеться, як

$$K_U = \frac{K_{U_{xx}} \cdot R_H}{R_H + R_{зз} + R_{вих}}. \quad (4.15)$$

Коефіцієнт підсилення і вхідний опір зі зворотним зв'язком визначають відповідно за формулами (4.12) і (4.13) з врахуванням рівнянь (4.14) і (4.15) для γ і K_U . Наявність залишкового зворотного зв'язку за струмом забезпечує стабілізацію вихідного струму, що еквівалентно збільшенню вихідного опору підсилювача.

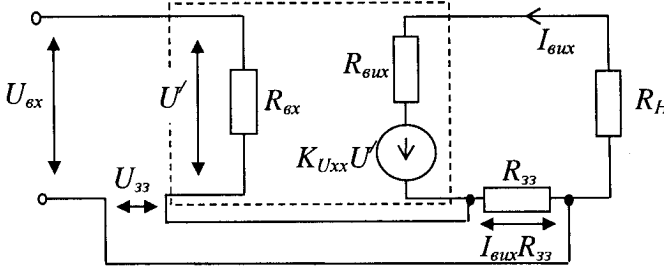


Рис. 4.8. Структурна схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за струмом.

Тоді вихідний опір можна розрахувати, як

$$R_{вих.зз} \approx R_{вих} + R_{зз} \cdot K_{U_{xx}}$$

Вихідний опір підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за струмом збільшується.

Підсилювач з паралельним зворотним зв'язком за струмом

Структурна схема підсилювача з паралельним ЗЗ за струмом наведена на рис. 4.9. На вході схеми проходить алгебраїчне додавання струмів $I_{вх}$ і $I_{зз}$. Сигнал зворотного зв'язку $I_{зз}$ вводиться паралельно із сигналом $I_{вх}$ і пропорційний вихідному струму $I_{вих}$. Частина структурної схеми, поміщена у прямокутник, є еквівалентною схемою підсилювача, в якій: $g_{вх}$ – вхідна провідність, $g_{вих}$ – вихідна провідність, $K_{I_{кз}}$ – коефіцієнт підсилення за струмом у режимі короткого замикання на виході підсилювача. Ланка зворотного зв'язку утворена двома опороми з провідністю g_1 і g_2 .

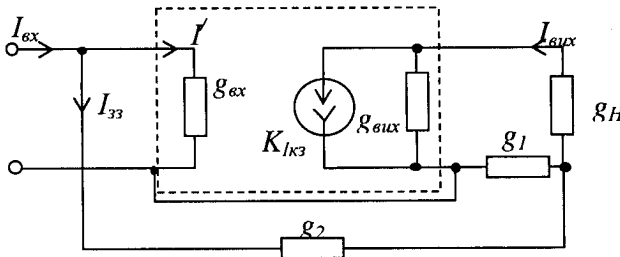


Рис. 4.9. Структурна схема підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за струмом.

Із схеми на рис. 4.9 видно, що

$$I_{33} = \gamma \cdot I_{вих} = \frac{g_2}{g_1 + g_2} \cdot I_{вих},$$

де $\gamma = g_2 / (g_1 + g_2)$.

Коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку буде становити:

$$K_I = K_{Ik3} \cdot g'_H / (g_{вих} + g'_H),$$

де $g'_H = g_H \cdot (g_1 + g_2) / (g_H + g_1 + g_2)$.

Додаючи вхідні струми, одержимо:

$$I' = I_{вх} - \gamma \cdot I_{вих} = I_{вх} - \gamma \cdot K_I \cdot I', \text{ звідки } I' = I_{вх} / (1 + \gamma \cdot K_I),$$

$$I_{вих} = K_I \cdot I' = K_I \cdot I_{вх} / (1 + \gamma \cdot K_I).$$

Тоді коефіцієнт підсилення зі зворотним зв'язком розрачується, як

$$K_{I33} = \frac{I_{вих}}{I_{вх}} = \frac{K_I}{1 + \gamma \cdot K_I} = \frac{K_I}{F}. \quad (4.16)$$

Звідси випливає, що коефіцієнт підсилення зменшиться в $F = 1 + \gamma \cdot K_I$ раз.

Дія струму 33 паралельного типу призведе до збільшення вхідного струму, що еквівалентно збільшенню вхідної провідності підсилювача зі зворотним зв'язком в F раз

$$g_{вх.33} = g_{вх} \cdot (1 + \gamma \cdot K_I). \quad (4.17)$$

Вихідна провідність при введенні паралельного 33 за струмом зменшиться:

$$g_{вих.33} = g_{вих} / (1 + \gamma \cdot K_{Ik3}).$$

Підсилювач з паралельним зворотним зв'язком за напругою

Структурна схема підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за напругою наведена на рис. 4.10. Сигнал 33 у даній схемі пропорційний вихідній напрузі, а на вході схеми проходить алгебраїчне додавання струмів $I_{вх}$ і I_{33} .

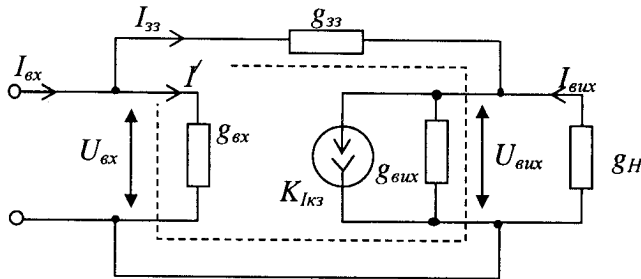


Рис. 4.10. Структурна схема підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за напругою.

Для випадку, коли $U_{вх} \ll U_{вих}$, одержимо:

$$I_{33} = \gamma \cdot I_{вих} = U_{вих} \cdot g_{33}, \text{ але } U_{вих} = I_{вих} / g_H,$$

звідси $\gamma = g_{33} / g_H$.

$$(4.18)$$

Коефіцієнт підсилення за струмом запишеться таким чином:

$$K_I = \frac{K_{Ik3} \cdot g_H}{g_{вих} + g_H}. \quad (4.19)$$

Коефіцієнт підсилення і вхідна провідність підсилювача з ЗЗ визначається відповідно за формулами (4.16) і (4.17) з врахуванням формул (4.18) і (4.19). Вхідна провідність для заданого типу ЗЗ збільшується.

Однокаскадний підсилювач з послідовним зворотним зв'язком за струмом

Такий тип зворотного зв'язку забезпечується простим способом – ввімкненням опору R_E в емітерне коло однокаскадного підсилювача за схемою із загальним емітером (рис. 4.11) або у витікове коло підсилювача на польовому транзисторі (рис. 4.12). Вихідний струм, що проходить по опорі R_E , створює напругу ЗЗ $U_{ЗЗ} = I_{вих} \cdot R_E$, яка на вході послідовно складається із сигналом генератора E_G . Тоді у розрахункових формулах для простого підсилювального каскаду з ЗЕ достатньо замінити опір r_E на R_E . Для вхідного опору одержимо:

$$R_{вх.ЗЗ} = r_B + R_3 \cdot (1 + \beta_E) \approx R_3 \cdot \beta_E.$$

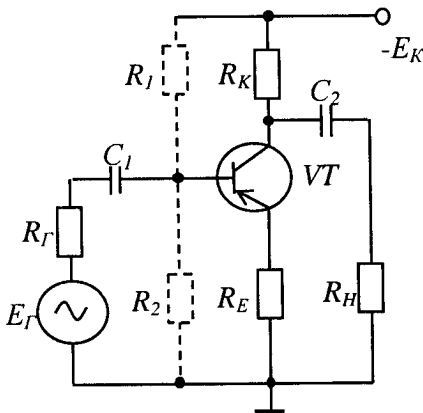


Рис. 4.11. Однокаскадний підсилювач з послідовним зворотним зв'язком за струмом.

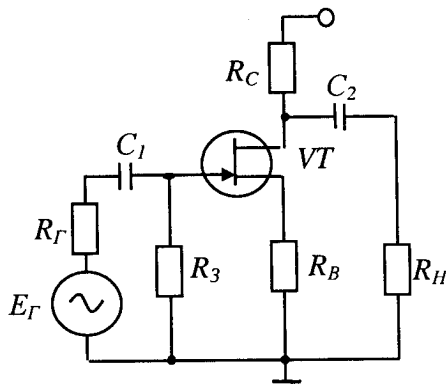


Рис. 4.12. Однокаскадний підсилювач на польовому транзисторі зі зворотним зв'язком за струмом.

Вихідний опір підсилювача розраховується за формулою

$$R_{вих.ЗЗ} = \frac{[r'_K \cdot (1 + \beta \cdot \gamma_B)] \cdot R_K}{[r'_K \cdot (1 + \beta \cdot \gamma_B)] + R_K} = [r'_K \cdot (1 + \beta \cdot \gamma_B)] \parallel R_K,$$

де $\gamma_B = R_E / (R_G + r_B + R_E)$.

Із збільшенням R_E збільшується γ_B і відповідно зростає вихідний опір підсилювача $R_{вих.ЗЗ}$.

Коефіцієнт підсилення за напругою розраховується за формулою

$$K_{U_{ЗЗ}} = \frac{\beta_E \cdot \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H}}{R_G + R_{вх.ЗЗ}}.$$

Якщо зворотний зв'язок глибокий, то коефіцієнт підсилення можна розрахувати за формулою

$$K_{U_{33}} \approx \frac{R_K \cdot R_H}{(R_K + R_H) \cdot R_E}$$

При неробочому ході ($R_H \rightarrow \infty$) $K_U \approx R_K/R_E$.

Для каскаду на польовому транзисторі (рис. 4.12) з послідовним зворотним зв'язком за струмом коефіцієнт підсилення розраховують за формулою

$$K_{U_{33}} = \frac{S \cdot \frac{R_C \cdot R_H}{R_C + R_H}}{1 + S \cdot R_B}$$

де $1 + S \cdot R_B$ – глибина зворотного зв'язку.

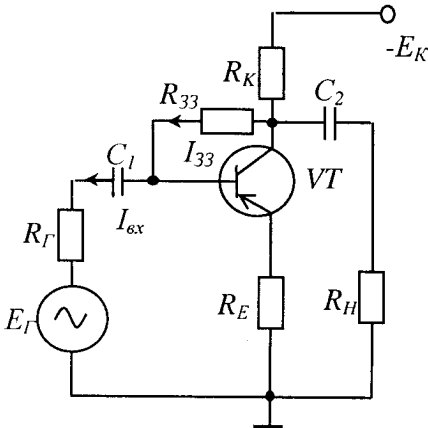
Вхідний опір каскаду визначається опором R_3 і тому не змінюється від зворотного зв'язку. Вихідний опір каскаду збільшиться і розраховується за формулою

$$R_{вих.33} = \frac{[r_C + R_B \cdot (1 + S \cdot r_C)] \cdot R_C}{[r_C + R_B \cdot (1 + S \cdot r_C)] + R_C} = [r_C + R_B \cdot (1 + S \cdot r_C)] \parallel R_C,$$

де r_C – диференціальний опір каналу польового транзистора.

Однокаскадний підсилювач з паралельним зворотним зв'язком за напругою

Для однокаскадного підсилювача, наведеного на рис. 4.13, паралельний зворотний зв'язок за напругою вводиться за допомогою опору R_{33} . Каскад з ЗЕ інвертує фазу сигналу, тому зворотний зв'язок у схемі є від'ємний.



Коефіцієнт підсилення за струмом розраховуємо за формулою

$$K_I = \frac{R_G}{R_G + R_{вх}} \cdot \beta_E \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H},$$

де $K_{I_{кз}} = \frac{R_G}{R_G + R_{вх}} \cdot \beta_E$, а

$$\frac{g_H}{g_{вих} + g_H} = \frac{R_K}{R_K + R_H}.$$

Запишемо рівняння для глибини зворотного зв'язку:

$$F = 1 + \gamma \cdot K_I = 1 + \frac{R_H}{R_{33}} \cdot K_I.$$

Рис. 4.13. Однокаскадний підсилювач з паралельним зворотним зв'язком за напругою.

Якщо $R_H \gg R_K$ і $R_G \gg R_{вх}$, то коефіцієнт підсилення за струмом можна розрахувати за формулою

$$K_{I_{33}} = \frac{R_{33}}{R_H}.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою розраховують за формулою

$$K_{U_{33}} = \frac{R_H}{R_\Gamma} \cdot K_{I_{33}} = \frac{R_{33}}{R_\Gamma}.$$

Вхідний опір визначається за формулою

$$R_{вх.33} = r_E \cdot \frac{R_{33}}{R_K}.$$

Вихідний опір розраховують за формулою

$$R_{вих.33} = \frac{R_K \cdot \frac{R_{33}}{1 + \beta}}{R_K + \frac{R_{33}}{1 + \beta}}.$$

У каскадах на польових транзисторах паралельний зворотний зв'язок використовується дуже рідко, оскільки він зменшує високий вхідний опір каскаду.

4.6. Підсилювачі постійного струму

Підсилювачі постійного струму (ППС) відрізняються від підсилювачів змінного струму тим, що нижня межа смуги пропускання відповідає нульовому рівню. Тому у багатокаскадних ППС ємнісний або трансформаторний зв'язок використовувати не можна. Для з'єднання окремих каскадів використовують тільки гальванічний зв'язок, тому їх ще називають підсилювачами з безпосереднім зв'язком.

На рис. 4.14,а наведена схема ППС, де погодження двох послідовно ввімкнених каскадів досягається за рахунок збільшення потенціалу емітера другого каскаду. На рис. 4.14,б наведена схема двокаскадного ППС із потенціометричним зв'язком, у якій забезпечується необхідний потенціал бази транзистора VT2 за рахунок подільника напруги R3, R4.

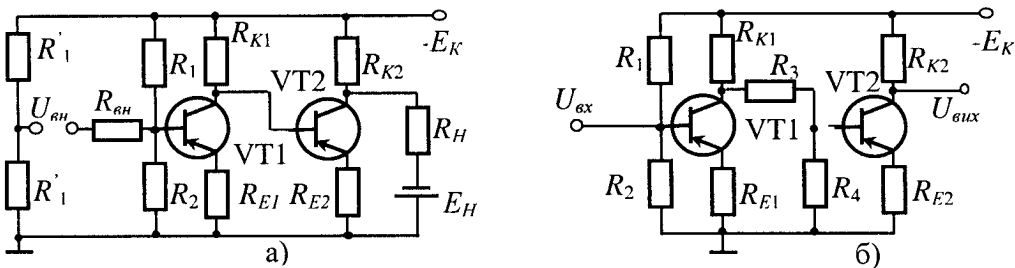


Рис. 4.14. Схеми двокаскадних ППС з безпосереднім зв'язком.

На рис. 4.15 наведені електричні схеми паралельно-балансових ППС.

Наведено приклад розрахунку диференціального підсилювача, схема якого подана на рис. 4.16 з несиметричним входом і виходом для даних $E_\Gamma = 10$ мВ, $R_\Gamma = 0,1$ кОм, $K_{U0} = 20$, $R_{вх} \geq 5$ кОм.

Виберемо напругу живлення каскаду, для цього вибираємо транзистор (згідно з попередніми умовами) КТ312А, у якого $U_{KE\max} \leq 15$ В. Тоді напруги живлення приймаємо $E_{K1} \leq 7,5$ В, $E_{K2} \leq -7,5$ В.

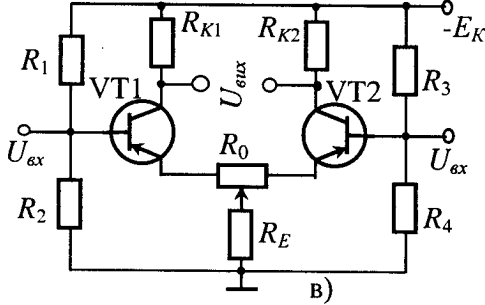
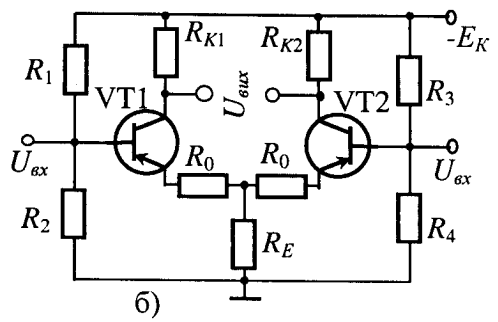
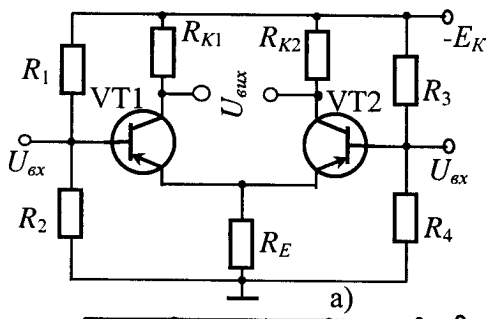


Рис. 4.15. Електричні схеми паралельно-балансових (диференціальних) ППС.

Уточнимо напругу виходу з підсилювача за формулою

$$U_{вих} = K_{U\partial} \cdot E_{\Gamma}, \text{ В.}$$

$$U_{вих} = 20 \cdot 10 = 200 \text{ мВ.}$$

Таку вихідну амплітуду можна забезпечити при $E_{K1} \leq 6,3 \text{ В}$, $E_{K2} \leq -6,3 \text{ В}$. Нижче значення E_K утруднює розробку генератором стабілізації струму (ГСС).

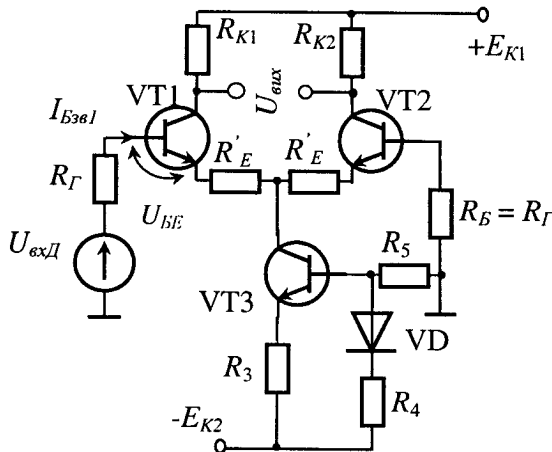


Рис. 4.16. Електрична схема диференційного ППС з генератором стабілізації струму.

При використанні двох джерел живлення $\pm E_K$ у схемі потенціал емітерів транзисторів у режимі спокою можна прийняти рівним нулю. Це пов'язано з тим, що падіння напруги у ланках баз транзисторів від струму спокою $I_{BO1} \cdot R_{\Gamma}$ дуже мале при малих вхідних струмах і, відповідно, база транзисторів може вважатись заземленою за постійним струмом. Тоді потенціал

емітера відрізняється від потенціалу землі на значення $U_{BE0,2} = 0,5 \dots 0,7$ В для кремнієвих транзисторів.

Виберемо робочу точку (аналогічно попередньому) транзисторів з даними $U_{KEO} = 3$ В, $I_{KO} = 1$ мА, $U_{BEO} = 0,45$ В. Тоді номінальне значення резистора R_K розраховуємо за формулою

$$R_K = \frac{E_{K1} - U_{KEO}}{I_{KO}}, \text{ Ом,}$$

$$R_K = \frac{6,3 - 3}{1} = 3,3 \text{ кОм.}$$

Для вибраного режиму $h_{11E} = 2$ кОм, $\beta = 35$, тоді

$$I_{BO} = I_{KO} / \beta, \text{ А,}$$

$$I_{BO} = 1 / 35 = 0,029 \text{ мА.}$$

З метою збільшення R_{ex} і вирівнювання струмів транзисторів введемо опір R'_E , який створює місцевий від'ємний зворотний зв'язок за струмом транзисторів. Рекомендується приймати R'_E порядку десятків і сотень ом. Прийmemo $R'_E = 40$ Ом, тоді:

$$R_{ex.d} = 2 \cdot \left[h_{11E} + \frac{R'_E}{2} \cdot (\beta + 1) \right], \text{ Ом,}$$

$$R_{ex.d} = 2 \cdot \left[2 \cdot 10^3 + \frac{40}{2} \cdot (35 + 1) \right] = 5,44 \text{ кОм.}$$

Для зменшення струмової складової похибки підсилювача у базове коло транзистора VT2 ввімкнений резистор $R_B = R_G$. Перевіримо коефіцієнт підсилення за формулою

$$K_{U\partial} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\beta \cdot R_K}{R_G + R_{ex.пл}},$$

$$K_{U\partial} = \frac{1}{2} \cdot \frac{35 \cdot 3,3}{0,1 + 2,77} = 20,4.$$

Розраховуємо ГСС, для чого спочатку визначимо потенціал колектора транзистора VT3 відносно загальної шини:

$$U_{K3} = -(I_{BO1} \cdot R_G + U_{BEO1} + I_{KO1} \cdot R'_E / 2), \text{ В,}$$

$$U_{K3} = -(29 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1 + 0,45 + 20 \cdot 1 \cdot 10^{-3}) = -0,46 \text{ В.}$$

Відповідно спад напруги на транзисторі VT3 і опорі R_3 складає $E_{K2} - U_{K3} = 6,3 - 0,46 = 5,84$ В.

При роботі підсилювача для нормального функціонування транзистора VT3 у ГСС необхідне виконання нерівностей

$$U_{KB3} > 0 \text{ і } U_{KB3} \geq U_{Кенас}.$$

Виберемо потенціал бази транзистора VT3 відносно загальної шини $U_{B3} = -4,5$ В, що забезпечить $U_{KB3} \cong 4$ В. Тоді спад напруги на опорі R_4 і діоді Д буде:

$$U = E_{K2} - U_{B3} = 6,3 - 4,5 = 1,8 \text{ В,}$$

$$\text{і } U_{R3} = U - U_{BE03} = 1,8 - 0,5 = 1,3 \text{ В.}$$

Сила струму $I_{KO3} = I_{KO1} + I_{KO2} = 2$ мА для $U_{BE03} = 0,5$ В. Тоді опір R_3 буде становити:

$$R_3 = U_{R3} / I_{KO3}, \text{ Ом,}$$

$$R_3 = 1,3 / 2 = 0,65 \text{ кОм.}$$

Вибираємо струм подільника R_4 , R_5 рівним колекторному струму транзистора VT3, тобто $I_{\partial il} = 2$ мА. Тоді:

$$R_5 = (E_{K2} - U) / I_{\partial il}, \text{ Ом,}$$

$$R_5 = (6,3 - 1,8) / 2 = 2,25 \text{ Ом.}$$

Для визначення номіналу опору R_4 необхідно попередньо вибрати діод Д. Прийmemo в якості діода транзистор КТ312А у діодному ввімкненні, що забезпечить добру температурну компенсацію зміни U_{BE} транзистора VT3. За вхідною характеристикою транзистора КТ312А при $I_E = 2$ мА $U_{\partial} = U_{BE0} = 0,5$ В, тому:

$$R_4 = \frac{U - U_{BE0}}{I_{\partial il}}, \text{ Ом,}$$

$$R_4 = \frac{1,8 - 0,5}{2} = 0,65 \text{ кОм.}$$

Розрахуємо коефіцієнт синфазного сигналу при несиметричному виході підсилювача, враховуючи, що замість опору R_E у схемі підсилювача з ГСС необхідно враховувати опір $R_{вих3}$ транзистора VT3 з введеним від'ємним зворотним зв'язком за струмом через опір R_3 , який визначається за формулою

$$R_{вих3} = r_{K3}'' \cdot 1 + \beta_3 \cdot \gamma_B', \quad (4.20)$$

$$\text{де } \gamma_B' = \frac{r_{E3} + R_3}{r_{B3} + r_{E3} + R_3 + R_4 \parallel R_5}, \quad r_{K3}'' = \frac{r_{K3}}{\beta} = \frac{10^6}{35} \text{ Ом, } R_3 = 650 \text{ Ом,}$$

$$r_{E3} = \frac{\Phi_T}{I_{EO3}} = \frac{25}{2} 12,5 \text{ Ом, } r_{B3} = 100 \text{ Ом,}$$

$$R_4 \parallel R_5 = 2,25 \parallel 0,65 = 0,505 \text{ кОм.}$$

Тоді з рівняння (4.20) одержимо:

$$R_{вих3} = \frac{10^6}{35} \cdot \left[1 + \frac{35 \cdot (12,5 + 650)}{12,5 + 650 + 100 + 505} \right] = 550 \text{ кОм.}$$

Визначимо коефіцієнт підсилення несиметричного синфазного сигналу за формулою

$$K_{U_{сф.несим}} = \frac{R_K}{2 \cdot R_{вих.3}}, \quad K_{U_{сф.несим}} = \frac{3,3}{2 \cdot 550} = 3 \cdot 10^{-3},$$

$$i \quad K_{ос.сф} = \frac{K_{U_{Д}}}{K_{U_{сф.несим}}}, \quad K_{ос.сф} = \frac{20}{3 \cdot 10^{-3}} = 6,6 \cdot 10^3$$

або $K_{ос.сф.дБ} = 76,4$ дБ.

Розрахуємо приведений дрейф підсилювача, враховуючи, що температурний приріст $U_{БЕО}$ і $I_{БО}$ транзисторів VT1 і VT2 дорівнює $\pm 5\%$.

Для найгіршого випадку, коли відхилення струму і напруги сумуються, дрейф підсилювача розраховуємо за рівнянням:

$$e_{\partial p}^{вх} = \frac{U_{зМ}}{T} + \frac{dI_{БОразн}}{dT} \cdot \left(\frac{R_E}{2} + R_{Г} \right) =$$

$$= \frac{0,1 \cdot U_{БЕО}}{T} + b \cdot 0,1 \cdot I_{БО} \cdot \left(\frac{R_E}{2} + R_{Г} \right), \text{ мВ}^{\circ}\text{С},$$

$$e_{\partial p}^{вх} = \frac{0,1 \cdot 0,45}{300} + 0,005 \cdot 0,1 \cdot 0,029 \cdot (0,1 + 0,02) \cdot 10^3 = 0,17 \text{ мВ}^{\circ}\text{С}.$$

Розглянемо трикаскадний ППС з безпосередніми зв'язками, електрична схема якого наведена на рис. 4.17.

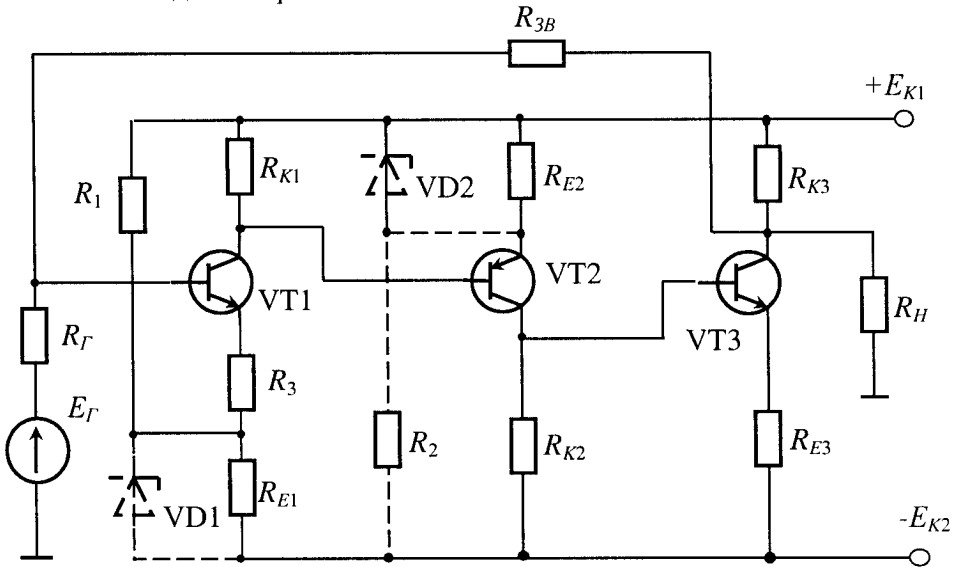


Рис. 4.17. Принципова електрична схема трикаскадного ППС з гальванічним зв'язком.

Чергування транзисторів типів $p-n-p$ і $n-p-n$ у підсилювачах спрощує задачу узгодження рівнів напруги з'єднаних каскадів. Заміна опору R_E стабілітроном VD (показано пунктиром) дозволяє збільшити коефіцієнт підсилення за напругою.

Недоліком розглядуваного підсилювача є високий температурний дрейф.

Наведемо розрахунок підсилювача (див. рис. 4.17), який забезпечує $U_{вих} = \pm 3$ В на навантаженні $R_H = 5$ кОм. Необхідний коефіцієнт підсилення $K_{U_{зад}} \geq 100$ в діапазоні частот від 5 до 10 кГц.

У заданому діапазоні частот $P_{вих} = U_{вих}^2 / (2 \cdot R_H) = 0,9$ мВт для побудови підсилювача можна використати малопотужний транзистор КТ315А з параметрами $\beta_{min} = 20$, $I_{K_{max}} = 20$ мА і $U_{KE_{max}} = 15$ В. Для одержання напруги виходу $U_{вих} = \pm 3$ В достатньо взяти напругу живлення $E_{K1} = E_{K2} = 6,3$ В, що не перевищує $U_{KE_{max}}$. Оскільки при $U_{вх} = 0$ на виході в точці "а" потенціал повинен дорівнює нулю, то $U_{R_{K3\bar{3\bar{e}}}} = E_{K1}$ і $U_{R_{e3\bar{3\bar{e}}}} + U_{KE_{3\bar{3\bar{e}}}} = E_{K2}$. Струм навантаження можна визначити, як $I_H = U_{вих} / R_H = 3/5 = 0,6$ мА. Струм через опір R_{K3} при поданні на базу транзистора VT3 максимального запирального сигналу повинен перевищувати струм навантаження на величину I_{K3min} (рис. 4.18, а). Якщо прийняти $I_{K3min} \cong 0,2$ мА, тоді

$$R_{K3} = \frac{E_{K1} - U_{вих}}{I_H + I_{K3min}} = \frac{3,3}{0,8} = 4,14.$$

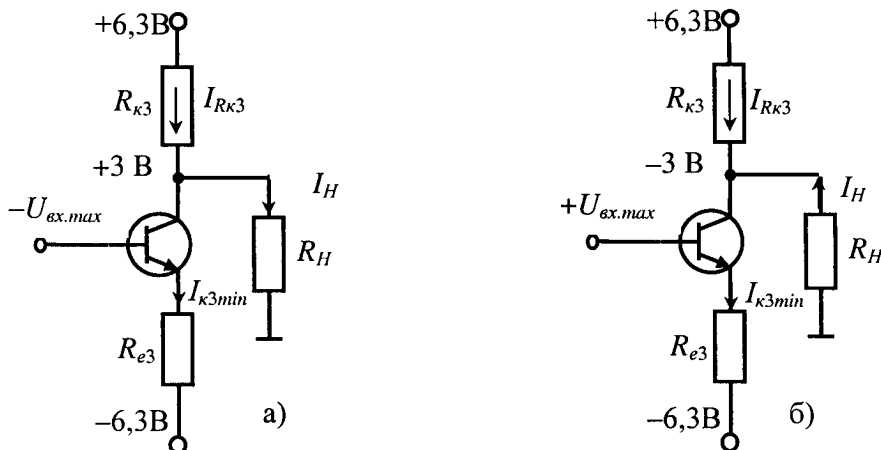


Рис. 4.18. Схема третього каскаду підсилювача при різних потенціалах вхідної напруги.

Тоді у режимі спокою при $U_{вх} = 0$ ($I_H = 0$)

$$I_{K3\bar{3\bar{e}}} = I_{R_{K3\bar{3\bar{e}}}} = E_{K1} / R_{K3} = 6,3 / 4,14 = 1,5 \text{ мА.}$$

При подачі на базу транзистора максимального відпирального сигналу (рис. 4.18, б) струм через опір R_{K3} буде становити:

$$I_{R3max} = \frac{E_{K1} - (-U_{вих})}{R_{K3}} = \frac{9,3}{4,14} \cong 2,2 \text{ мА.}$$

Струм транзистора VT3 у цьому режимі буде становити:

$$I_{K3max} = I_H + I_{R3max} = 0,6 + 2,2 = 2,8 \text{ мА.}$$

Вибираємо залишкову напругу на транзисторі VT3 $U_{KE3зал} = 0,8$ В, розрахуємо R_{E3} :

$$R_{E3} = \frac{|E_{K2}| - U_{вих} - U_{KE3зал}}{I_{K3\max}} = \frac{6,3 - 3 - 0,8}{2,8} = 0,89 \text{ кОм.}$$

Відповідно, у режимі спокою при $U_{вх} = 0$

$$U_{KE3зв} = E_{K2} - I_{K3зв} \cdot R_{E3} = 6,3 - 0,89 \cdot 1,5 \cong 5 \text{ В}$$

$$i \quad I_{B3зв} = \frac{I_{K3зв}}{\beta_{\min}} = \frac{1,5}{20} = 0,075 \text{ мА.}$$

Наведемо розрахунок першого і другого каскаду. Якщо прийняти напругу $U_{BE3зв} = 0,3$ В, то спад напруги на опорі R_{K3} розрахуємо за формулою

$$U_{RK2зв} = E_{K2} - U_{KE3зв} + U_{BE3зв} = 6,3 - 5 + 0,3 = 1,6 \text{ В.}$$

Оскільки струм навантаження другого каскаду дорівнює $I_{B3зв}$ і є досить низьким, вибираємо $I_{K2зв} = 0,5$ мА. Тоді $R_{K2} = 1,6/0,5 = 3,2$ кОм.

Розподіл напруги між транзистором VT2 і опором R_{E2} проведемо після розрахунку першого каскаду.

У першому каскаді при $U_{вх} = 0$ В напруга на базі транзистора VT1 відносно землі практично рівна нулю, оскільки $I_{B3зл} = I_{B3з2} = 0,025$ мА і $R_{Г} = 1$ кОм добуток $I_{B3зл} \cdot R_{Г} = 0,025$ В. Тоді напруга на опорі R_{E1} розрахується, як $U_{Relзв} = E_{K2} - U_{BE3зл} = 6,3 - 0,3 = 6$ В і при $I_{K3зл} = 0,5$ мА опір $R_{E1} = 12$ кОм. Для послаблення місцевого зворотного зв'язку за струмом, що створюється опором R_{E1} , ввімкнемо в емітерну ланку підсилювача стабілітрон типу КС168 з параметрами $U_{cm1} = 6$ В і $R_{cm1} = 28$ Ом. Оскільки мінімальний струм стабілізації стабілітрона дорівнює 3 мА, необхідно ввімкнути опір R_1 , який розрахуємо за формулою

$$R_1 = \frac{E_{K1} + |E_{K2}| - U_{cm1}}{I_{cm1\min}} = \frac{12,6 - 6}{3} = 2,2 \text{ кОм.}$$

Оскільки перший каскад працює з малими сигналами і для збільшення номіналу R_K напругу $U_{KE1зв}$ транзистора VT1 можна вибрати порядку 1,5 В.

Тоді $U_{RK1зв} = E_{K1} + |E_{K2}| - U_{Relзв} - U_{KE1зв} = 12,6 - 6 - 1,5 = 5,1$ В і

$$R_{K1} = U_{RK1зв} / I_{K1зв} = 5,1 / 0,5 = 10,2 \text{ кОм.}$$

$$U_{RE2зв} = U_{RK1зв} - U_{EB2зв} = 5,1 - 0,3 = 4,8 \text{ В.}$$

Для зменшення глибини місцевого від'ємного зворотного зв'язку через опір R_{E2} створимо спад напруги $U_{RE2зв} = 4,8$ В за допомогою ввімкнення стабілітрона типу КС147А (його параметри $U_{cm} = 4,8$ В, $R_{cm} = 56$ Ом). Для створення необхідного струму $I_{cm2\min} = 3$ мА ввімкнемо у схему додатковий опір R_2 , значення якого розрахуємо за формулою

$$R_2 = \frac{E_{K1} + |E_{K2}| - U_{cm2}}{I_{cm2min}} = \frac{12,6 - 4,8}{3} = 2,6 \text{ кОм.}$$

Коефіцієнт підсилення підсилювача K_U розраховуємо за формулою

$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot K_{U3} = \frac{\beta_1 \cdot (R_{K1} \parallel R_{8x2})}{R_{8x1}} \cdot \frac{\beta_2 \cdot (R_{K2} \parallel R_{8x3})}{R_{8x2}} \cdot \frac{\beta_3 \cdot (R_{K3} \parallel R_H)}{R_{8x3}}$$

$$\text{Тут } R_{8x1} = h_{11E1} + (\beta_{1min} + 1) \cdot R_{cm1} = r_{B1} + (r_{E1} + R_{cm1}) \cdot (\beta_{1min} + 1) = \\ = 220 + (50 + 28) \cdot (20 + 1) = 1858 \text{ Ом} \cong 1,8 \text{ кОм};$$

$$R_{8x2} = r_{B2} + (\beta_{2min} + 1) \cdot (r_{E2} + R_{cm2}) = 220 + 21 \cdot (50 + 56) = 2,3 \text{ кОм};$$

$$R_{8x3} = r_{B3} + (\beta_{3min} + 1) \cdot (r_{E3} + R_{E3}) = 220 + 21 \cdot (16 + 890) = 19,24 \text{ кОм};$$

$$R_{K1} \parallel R_{8x2} = \frac{R_{K1} \cdot R_{8x2}}{R_{K1} + R_{8x2}}; \quad R_{K2} \parallel R_{8x3} = \frac{R_{K2} \cdot R_{8x3}}{R_{K2} + R_{8x3}};$$

$$R_{K3} \parallel R_H = \frac{R_{K3} \cdot R_H}{R_{K3} + R_H}.$$

При розрахунку прийнято $r_{B1} = r_{B2} = r_{B3} = 220 \text{ Ом}$,

$$r_{E1} = r_{E2} = \frac{\Phi_T}{I_{K3\&1,2}} = \frac{25}{0,5} = 50 \text{ Ом} \text{ і } r_{E3} = \frac{25}{I_{K3\&3}} = \frac{25}{1,5} = 16 \text{ Ом.}$$

Тоді коефіцієнт підсилення буде становити:

$$K_U = 20^3 \cdot \frac{10,2 \cdot 2,3}{1,8} \cdot \frac{3,2 \cdot 19,24}{2,3} \cdot \frac{4,14 \cdot 5}{19,24} = 1180.$$

Згідно із завданням коефіцієнт підсилення повинен становити 100. Тому доцільно ввести паралельний від'ємний зворотний зв'язок за напругою з глибиною:

$$F = \frac{K_U}{K_{Uзад}} = \frac{1180}{100} = 11,8.$$

При глибині зворотного зв'язку $F = 11,8$ для вибору елементів ланки зворотного зв'язку можна використати спрощену формулу

$$K_{Uзад} = R_{звор} / R_{\Gamma} = 100.$$

Якщо $R_{\Gamma} = 1 \text{ кОм}$, то $R_{звор} = 100 \text{ кОм}$.

4.7. Операційні підсилювачі

Термін “операційний підсилювач” (ОП) вперше використаний у вираховальній техніці, де він ототожнюється з поняттям “вирішальний підсилювач”. На сьогодні під операційним підсилювачем слід розуміти універсальний

електронний підсилювач, який може виконувати найрізноманітніші функції і дозволяє вводити зворотний зв'язок без порушення його працездатності.

Позначають операційний підсилювач у вигляді трикутника, вершина якого показує напрям передачі сигналу, де знак "+" вказує на неінверсний вхід, а знак "-" – на інверсний вхід. У технічній документації ОП позначають прямокутником, у якого інверсний вхід позначають кружечком.

При роботі ОП у лінійному режимі напруга на його виході збільшується із зменшенням напруги на інверсному вході і зі збільшенням напруги на неінверсному вході.

Різницю напруг на входах ОП називають диференціальним вхідним сигналом ОП, половину доданку цих напруг – синфазним вхідним сигналом.

Інверсний підсилювач (рис. 4.19) представляє ОП, що має ланку паралельного від'ємного зворотного зв'язку за напругою на опорах $R_{зв}$, R_1 . Ланки частотної корекції і встановлення нуля на схемі не показані. Вхідний сигнал подається на інверсний вхід. Неінверсний вхід через опір R_2 заземлений. Опір R_2 розраховується

за формулою
$$R_2 = \frac{R_{зв} \cdot R_1}{R_{зв} + R_1}.$$

Оскільки неінверсний вхід ОП заземлений і різниця напруги між входами дорівнює нулю інверсний вхід теж має нульовий потенціал відносно землі. Тому $I_{вх} = U_{вх} / R_1$. Оскільки входи ОП не споживають струму, то $I_{зв} = I_{вх} = U_{вх} / R_1$. Вихідну напругу, тобто напругу на виході відносно загальної шини, можна знайти як спад напруги від струму $I_{зв}$ на опорі $R_{зв}$, тобто $U_{вих} = -R_{зв} \cdot I_{зв} = -U_{вх} \cdot R_{зв} / R_1$.

Коефіцієнт підсилення інверсного підсилювача розраховується, як

$$K_{U_{инв}} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = -\frac{R_{зв}}{R_1}.$$

При заданій е.р.с. джерела сигналу E_{Γ} з внутрішнім $R_{\Gamma} \neq 0$ коефіцієнт підсилення розраховується за формулою
$$K_{U_{инв}} = \frac{U_{вих}}{E_{\Gamma}} = -\frac{R_{зв}}{R_{\Gamma} + R_1}.$$

Струм вихідної ланки ОП, що проходить через опори R_H і $R_{зв}$, ввімкнені паралельно для приросту струму, розраховують за формулою

$$I_{вих} = I_H + I_{зв} = \frac{U_{вих}}{R_H} + \frac{U_{вих}}{R_{зв}}.$$

Значення вихідного струму у більшості типів ОП не повинно перевищувати декілька мА (міліампер).

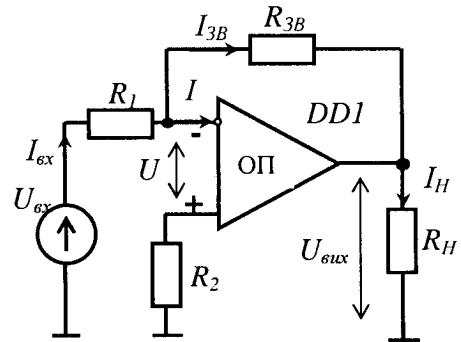


Рис. 4.19. Електрична схема інверсного підсилювача на ОП.

Вхідний опір інверсного підсилювача при ідеальному ОП визначається опором R_1 , тобто $R_{вх.інв} = R_1$. Вихідний опір $R_{вих.інв} = 0$. У випадку неідеального ОП ($R_{вх.інв} \neq \infty$, $K_U \neq \infty$) одержимо формулу коефіцієнта підсилення:

$$K_{U_{інв}} = \frac{-R_{зв}/R_1}{1 + \frac{1}{K_{UОП}} \cdot \left(1 + \frac{R_{зв}}{R_1} + \frac{R_{зв}}{R_{вх.ОП}}\right)}$$

Це рівняння дозволяє оцінити похибку значення $K_{U_{інв}}$ при встановленні у схемі довільного ОП з врахуванням розкиду значень $K_{UОП}$ і $R_{вх.ОП}$.

Вхідний опір підсилювача при ідеальному ОП:

$$R_{вх.інв} = R_1 + \frac{R_{вхОП} \cdot R_{вх}}{R_{вхОП} \cdot (1 + K_{UОП}) + R_{зв}}$$

Вихідний опір підсилювача розраховується за формулою

$$R_{вих.інв} = \frac{R_{вихОП}}{F} = \frac{R_{вихОП}}{K_{UОП}} \cdot K_{U_{інв}},$$

де $F = K_{UОП}/K_{U_{інв}}$ – глибина паралельного від'ємного зворотного зв'язку.

Напряга статичної похибки інверсного підсилювача на ОП визначається за формулою

$$U_{вих.пох} = U_{зм} \cdot \left(1 + \frac{R_{зв}}{R_1}\right) + I_{Бзв1} \cdot \left(1 + \frac{R_{зв}}{R_1}\right) \cdot R_2 - I_{Бзв2} \cdot R_{зв}.$$

Неінверсний підсилювач (рис. 4.20) представляє ОП, що має ланку послідовного від'ємного зворотного зв'язку за напругою на опорах $R_{зв}$, R_1 . Вхідний сигнал подається на неінверсний вхід. Умова рівності напруг на входах ОП записується рівнянням

$$U_{зв} = U_{зв} = U_{вих} \cdot \frac{R_1}{R_{зв} + R_1},$$

звідси
$$K_{U_{неінв}} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{R_{зв} + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_{зв}}{R_1} = 1 + |K_{U_{інв}}|.$$

Оскільки вхідні струми ОП рівні нулю, наявність опору R_1 (внутрішній опір джерела сигналу) не впливає на значення коефіцієнта підсилення.

Внаслідок наявності у схемі неінверсного підсилювача послідовного від'ємного зворотного зв'язку за напругою його вхідний опір зростає у F раз. Для неідеального ОП вхідний опір розраховується за формулою

$$R_{вх.неінв} = R_{вхОП} \cdot F = R_{вхОП} \cdot \frac{K_{UОП}}{K_{U_{неінв}}}.$$

Підсилювач різниці вхідних сигналів на ОП (рис. 4.21) забезпечує підсилення різниці потенціалів вхідних сигналів. Знаючи коефіцієнт підсилення

інверсному і неінверсному входах, можна одержати вираз для вихідної напруги підсилювача, використовуючи метод суперпозиції:

$$U_{вих} = -K_{U_{инв}} U_{вх1} + K_{U_{неинв}} \cdot U_{вх2} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_2} =$$

$$= \frac{-R_{3в}}{R_1} \cdot U_{вх1} + \frac{R_1 + R_{3в}}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_2} \cdot U_{вх2}.$$

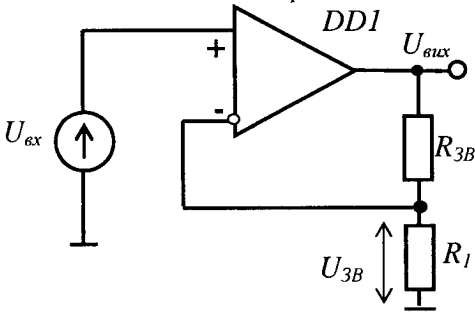


Рис. 4.20. Електрична схема неінверсного підсилювача на ОП.

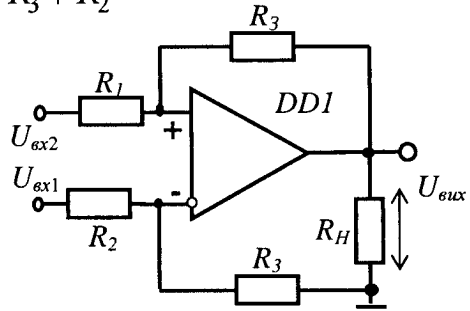


Рис. 4.21. Електрична схеми підсилювача різниці входних сигналів на ОП.

Логарифмуючий підсилювач (рис. 4.22) дозволяє одержати вихідну напругу, пропорційну логарифму входної напруги. Полярність входного сигналу повинна забезпечувати пряму напругу на діоді в колі зворотного зв'язку.

Використовуючи рівняння ВАХ діода і враховуючи, що $U_{діоду} = U_{вих}$, одержимо

$$U_{вих} = 2,3 \cdot \varphi_T \cdot \lg \frac{U_{вх}}{I_0 \cdot R} = a \cdot \lg(b \cdot U_{вх}),$$

де $a = 2,3 \cdot \varphi_T$, $b = 1/(I_0 \cdot R)$; φ_T – температурний потенціал; I_0 – тепловий струм діода.

Якщо ввімкнені опір R і діод у розглядуваному підсилювачі поміняти місцями, то вихідна напруга буде пропорційна антилогарифму входного сигналу.

На базі ОП розроблено ряд підсилювачів постійного струму, які виконують функції регуляторів і широко використовуються в автоматизованих системах керування технологічних процесів (АСК ТП) та автоматизованих системах керування електроприводами (АСК ЕП). Такі ОП не тільки виконують функції підсилення сигналів, але і здійснюють формування відповідних законів регулювання, що є основним при реалізації АСК ТП і АСК ЕП. Тип регулятора на операційному підсилювачі визначається виконуваною ним операцією.

Варіанти таких регуляторів на ОП, що реалізують підсилювачі постійного струму наведено на рис. 4. 23, а зв'язок реалізуючої передавальної функції з параметрами Z_1 і Z_{33} наведено у табл. 4.1.

Коефіцієнт передачі ОП можна розрахувється в операторній формі за формулою

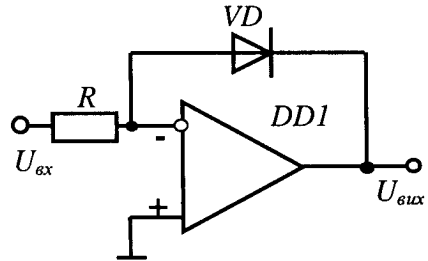


Рис. 4.22. Електрична схеми логарифмуючого підсилювача.

$$K(p) = Z_{33}(p)/Z(p),$$

де $Z_{33}(p)$ – операторний опір в колі зворотного зв'язку; $Z(p)$ – операторний опір у вхідному колі підсилювача.

Передавальну функцію можна розрахувати за формулою

$$W(p) = -\frac{Z_{33}(p)}{Z(p)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{K(p)} \cdot \left(1 + \frac{Z_{33}(p)}{Z(p)}\right)}.$$

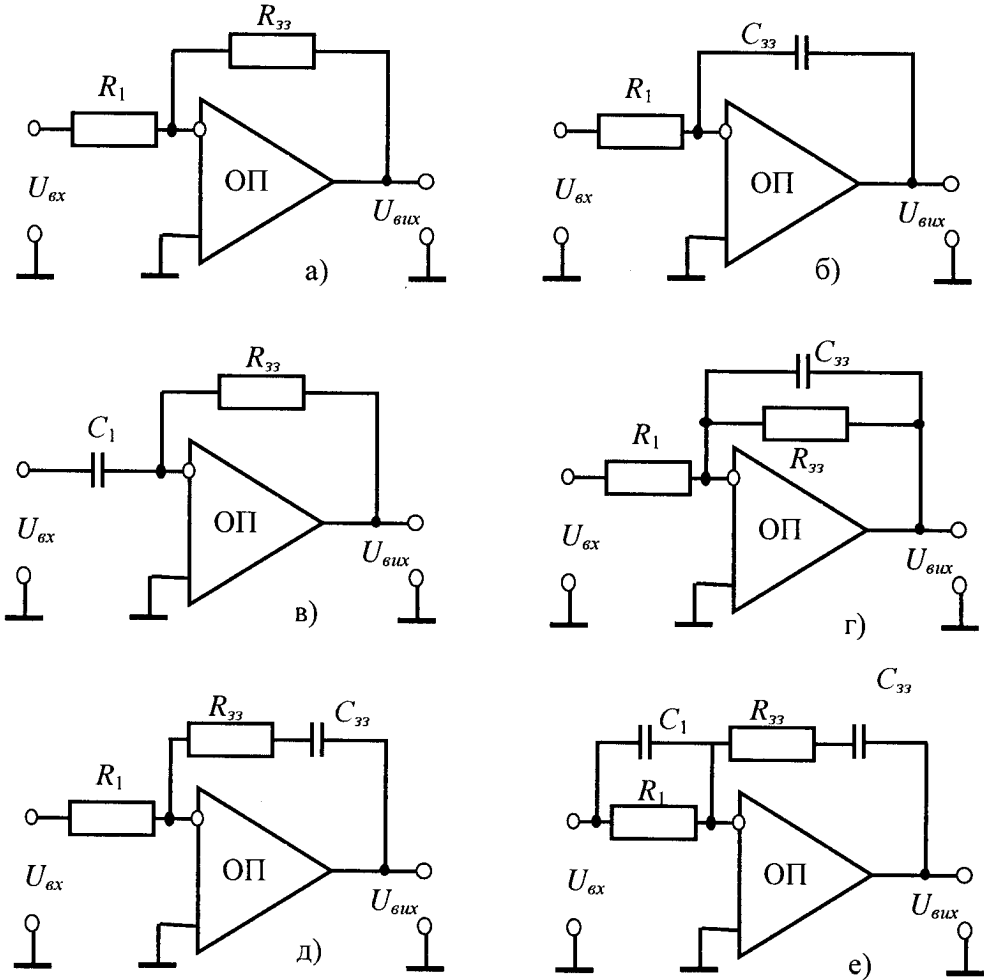


Рис. 4.23. Схеми регуляторів на операційних підсилювачах: а – пропорційний (П-регулятор); б – інтегральний (І-регулятор); в – диференційний (Д-регулятор); г – інтегрально-пропорційний (ІП-регулятор); д – пропорційно-інтегральний (ПІ-регулятор); е – пропорційно-інтегрально-диференційний (ПІД-регулятор).

Основні параметри і характеристики регуляторів на операційних підсилювачах

Тип регулятора	№ рисунок	Z_{33}	Z	Коефіцієнт підсилення $K(p)$ Стала часу T	Передавальна функція $W(p)$
пропорційний (П)	4.23,а	R_{33}	R_1	$K(p) = R_{33}/R_1$	$-K(p)$
інтегральний (І)	4.23,б	$\frac{1}{j\omega C_{33}}$	R_1	$\tau_i = R_1 C_{33}$	$-\frac{1}{p \cdot \tau_i}$
диференційний (Д)	4.23,в	R_{33}	$\frac{1}{j\omega C_1}$	$\tau_\partial = R_{33} C_1$	$-p \cdot \tau_\partial$
інтегрально- пропорційний (ІП)	4.23,г	$\frac{R_{33}}{1+j\omega T_i}$	R_1	$K(p) = R_{33}/R_1$ $\tau_i = R_{33} C_{33}$	$-\frac{K(p)}{1+p \cdot \tau_i}$
пропорційно-інтеграль- ний (ПІ)	4.23,д	$\frac{j\omega R_{33} C_{33} + 1}{j\omega C_{33}}$	R_1	$K(p) = R_{33}/R_1$ $\tau_i = R_1 C_{33}$	$K(p) + \frac{1}{p \cdot \tau_i}$
пропорційно-інтегрально- диференційний (ПІД)	4.23,е	$\frac{j\omega R_{33} C_{33} + 1}{j\omega C_{33}}$	$\frac{1}{j\omega R_1 C_1 + 1}$	$K(p) = \frac{R_1 C_1 + R_{33} C_{33}}{R_1 C_{33}}$ $\tau_i = R_1 C_{33}; \tau_\partial = R_{33} C_1$	$K(p) + \frac{1}{p \cdot \tau_i} + p \cdot \tau_\partial$

Для прикладу розглянемо інтегральний регулятор на операційному підсилювачі, який наведено на рис. 4.23,б. Якщо розглядати, що коефіцієнт підсилення підсилювача на ОП для інтегрального регулятора $K(p) \gg 1$, то $1/K(p) \approx 0$. Тоді передавальну функцію можна записати, як

$$W(p) = -\frac{K(p)}{p \cdot R_1 \cdot C_{33} \cdot K(p) + 1}.$$

Реальний *I-регулятор* на операційному підсилювачі, як інтегратор, веде себе як інерційна ланка першого порядку, що має коефіцієнт підсилення $K(p)$ і еквівалентну сталу часу $\tau_e = K(p) \cdot \tau_1 = K(p) \cdot R_1 \cdot C_{33}$. Якщо на вході такої ланки в момент часу $t = 0$ напруга зміниться стрибком від нуля до $U_{вх}$, то напруга на його виході буде змінюватись згідно з рівнянням:

$$U_{вих}(t) = -U_{вх} \cdot K(p) \cdot (1 - e^{-t/\tau_e}) + U_{вих0} \cdot e^{-t/\tau_e}, \quad (4.20)$$

де $U_{вих0}$ – початкова напруга на виході регулятора при $t = 0$.

Тому на виході реального інтегрального регулятора при стрибку напруги на вході отримаємо не лінійно змінювану напругу, як би це було у випадку ідеального інтегратора (див. рис. 4.24), а експоненційну криву.

Для того, щоб реальний інтегральний інтегратор не відрізнявся від ідеального, необхідно щоб виконувалась умова $t \ll K(p) \cdot \tau_1$.

Якщо на вхід інтегрального регулятора на ОП подається синусоїдна змінна напруга з частотою f , то малі похибки інтегрування будуть тільки тоді, коли $f \gg 1/\tau_e$. При надто високій частоті вхідного сигналу відчувається вплив інерційності самого ОП та зниження коефіцієнта підсилення через те, що реактивний опір конденсатора зворотного зв'язку стає малим і шунтує вихід ОП.

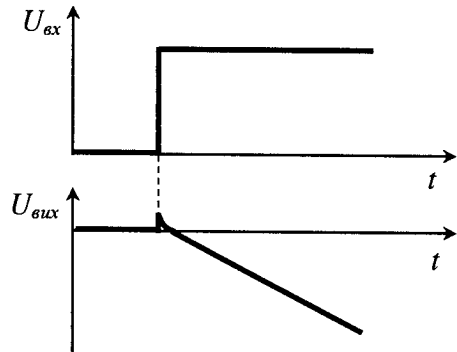


Рис. 4.24. Графік входньої і вихідної напруг інтегрального регулятора на ОП (див. рис. 4.23,б).

4.8. Вибірні підсилювачі

Вибірні підсилювачі використовують у тих випадках, коли необхідно із вхідної сукупності сигналів широкого діапазону частот виділити групу сигналів близьких частот, які несуть необхідну інформацію.

Вибірні підсилювачі поділяються на дві основні групи: з використанням паралельного *LC*-контур з частотно-вибірними властивостями (резонансні); з використанням частотно-залежного від'ємного зворотного зв'язку (підсилювачі з частотно-залежним зворотним зв'язком).

Розглянемо вибірний підсилювач з частотно-залежним зворотним зв'язком (рис. 4.25) у вигляді подвійного Т-подібного мосту (2Т-мосту).

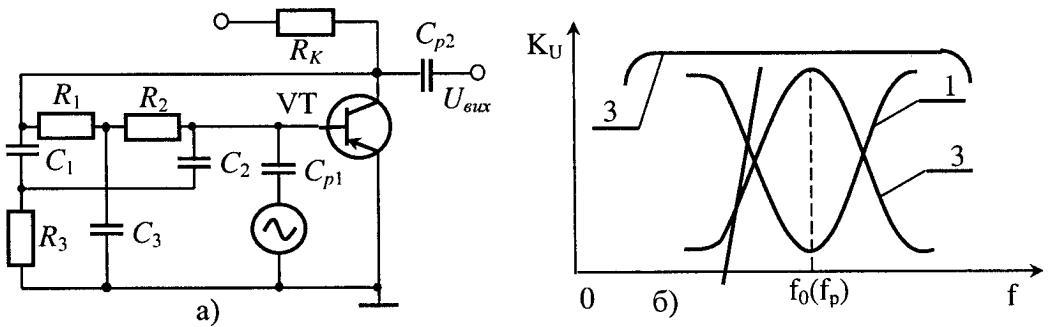


Рис. 4.25. Електрична схема (а) і частотна характеристика (б) вибірного підсилювача з частотно-залежним зворотним зв'язком.

Частотна характеристика 2Т-мосту наведена на рис. 4.25,б (крива 1). Частотна характеристика підсилювача без зворотного зв'язку має вигляд кривої 2.

Оскільки транзистор у схемі з ЗЕ зсуває фазу вхідного сигналу на 180° , вибірний 2Т-міст вводиться у ланку від'ємного зворотного зв'язку і загальний фазовий зсув у замкнутій петлі підсилювач-2Т-міст рівний 180° . Коефіцієнт підсилення на квазірезонансній частоті максимальний (рис. 4.25,б, крива 3).

Квазірезонансна частота визначається, як $\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}$ за умови, що $R_3 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, а $C_3 = C_1 + C_2$. При виконанні умов $R_1 = R_2 = 2 \cdot R_3$ і $C_1 = C_2 = 0,5C_3$; $\omega_0 = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2} = \frac{1}{R_3 \cdot C_3}$.

Значення вхідного і вихідного опорів підсилювального каскаду відчутно впливають на характеристики 2Т-мосту, спотворюючи його частотну характеристику, розширюючи смугу пропускання вибіркового підсилювача і погіршуючи його вибірність.

4.9. Підсилювачі потужності

Підсилювачами потужності називають вихідні підсилювальні каскади, що призначені для передачі заданої або максимально можливої потужності при високому к.к.д. і допустимих рівнях частоти і нелінійних спотворень. Вихідні каскади працюють, як правило, у режимі підсилення сигналів, що мають високе значення амплітуди.

Однотактні підсилювачі потужності використовуються при навантаженнях, що використовують потужність не більше 4...5 Вт. Як правило, однотактні підсилювачі потужності (рис. 4.26,а) працюють у режимі А.

Режим А характеризується проходженням струму через транзистор протягом всього періоду.

Для аналізу роботи каскаду використовуються статичні вихідні характеристики транзистора (рис. 4.26, б).

Для одержання максимальної потужності на виході каскаду необхідно використовувати всю робочу ділянку лінії навантаження за змінним струмом

(відрізок АВ, рис. 4.26,б), що забезпечується вибором точки спокою П посередині відрізка АВ.

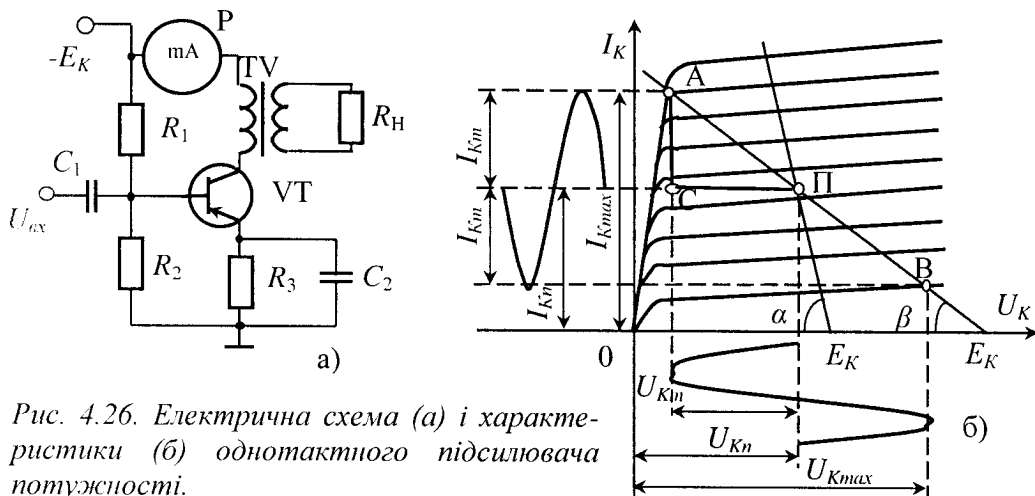


Рис. 4.26. Електрична схема (а) і характеристики (б) одноктного підсилювача потужності.

Як бачимо, максимальне миттєве значення колекторної напруги значно перевищує напругу живлення E_K за рахунок виникнення в обмотках трансформатора е.р.с. самоіндукції.

Вихідна потужність підсилювача (потужність у первинній обмотці трансформатора) розраховується за формулою

$$P_{вих} = U_K \cdot I_K = \frac{U_{Km} \cdot I_{Km}}{2},$$

де U_K, I_K, U_{Km}, I_{Km} – відповідно діюче і амплітудне значення змінної складової колекторної напруги і струму.

У режимі спокою струм, який використовується від джерела струму $I_{джер}$, дорівнює сумі колекторного струму спокою I_{Kcn} і струму подільника $I_{оін}$. Якщо прийняти $I_{оін} \ll I_{Kcn}$, то потужність споживання від джерела живлення буде становити $P = E_K \cdot I_{джер} \approx E_K \cdot I_{Kcn}$.

Коефіцієнт корисної дії схеми визначається, як $\eta = P_{вих}/P$, або

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{Km} \cdot I_{Km}}{E_K \cdot I_{Kcn}} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon \cdot \chi,$$

де $\varepsilon = U_{Km}/E_K$ – коефіцієнт використання транзистора за напругою;

$\chi = I_{Km}/I_{Kcn}$ – коефіцієнт використання транзистора за струмом.

Найважчим режимом для транзистора є режим спокою, коли

$$P_{Kmax} = U_{Kcn} \cdot I_{Kcn}.$$

Необхідно враховувати, що постійна складова струму колектора проходить через первинну обмотку трансформатора і підмагнічує сердечник.

Двотактні підсилювачі потужності (рис. 4.27,а) працюють переважно в режимах класів В і АВ.

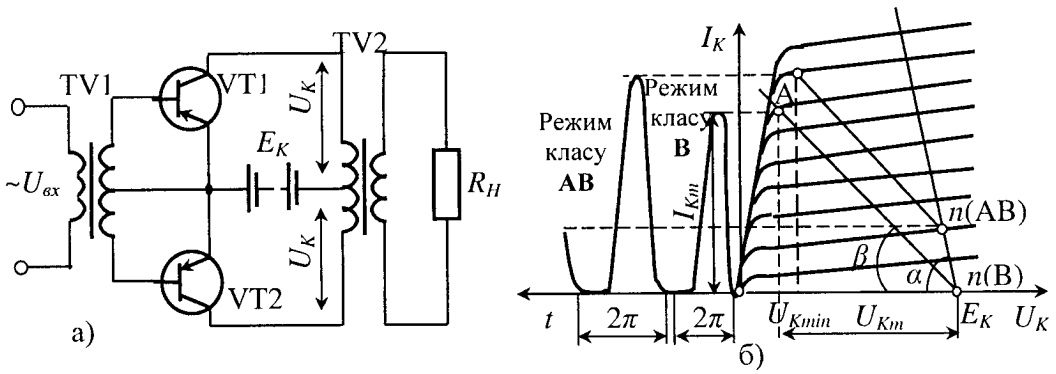


Рис. 4.27. Електрична схема (а) і характеристика (б) двотактного підсилювача потужності.

Режим класу В характеризується точкою спокою, яка знаходиться в області колекторних струмів, близьких до нуля (рис. 4.27,б). Тому при виникненні в базі від'ємної півхвилі вхідного сигналу транзистор відкритий, при додатному сигналі, що відповідає плюсу на базі відносно емітера, транзистор закритий. У режимі класу В струм через транзистор проходить протягом півперіоду.

Режим класу АВ є проміжним між режимами класів А і В. Тривалість відкритого стану транзистора в цьому режимі більше π і менше 2π .

Тенденція до мікромініатюризації пристроїв промислової електроніки сприяла розробці двотактних підсилювачів потужності з безтрансформаторним виходом. Каскади, в яких використовуються транзистори з різним типом провідності $p-n-p$ і $n-p-n$, називаються каскадами з додатковою симетрією.

Для схеми (рис. 4.28,а) струми зумовлені зміщенням, створені спадом напруги на R_2 і розраховуються за формулою

$$U_{R2} = I_{dil} \cdot R_2, \quad I_{dil} = \frac{2 \cdot E_K}{R_1 + R_2 + R_3}.$$

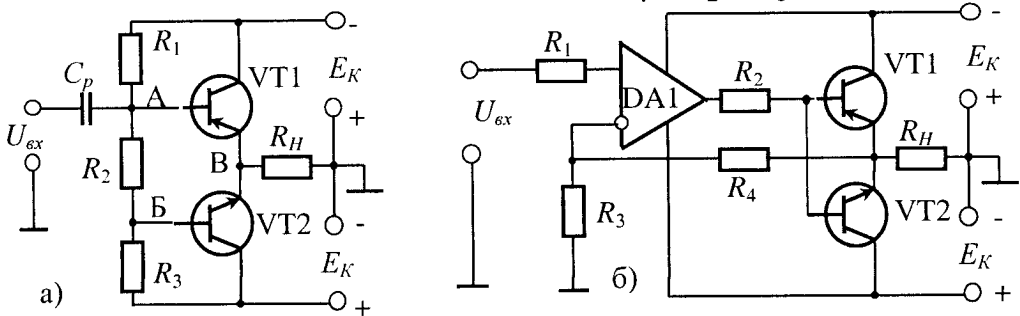


Рис. 4.28. Електричні схеми безтрансформаторних підсилювачів.

Якщо транзистори VT1 і VT2 ідентичні за параметрами, то потенціали точок А і В відносно емітера (точка В) відповідних транзисторів рівні $-\frac{U_{R2}}{2}$ і

$+\frac{U_{R2}}{2}$. У такому випадку через транзистори проходить однаковий струм, а в опорі навантаження струм відсутній.

Для визначення напруги зміщення необхідно знати характеристики транзисторів і попередньо задатись значенням $I_{КЗБ}$ транзисторів VT1 і VT2. Цьому струму колектора відповідають струм бази $I_{БЗБ}$ і напруга $U_{БЕЗБ}$. Струм подільника напруги вибирають в 5...10 раз більшим початкових базових струмів транзисторів VT1 і VT2. Це забезпечує малу зміну потенціалів баз при температурних змінах їх струмів.

За вибраним струмом подільника визначають опори R_1 , R_2 і R_3 :

$$R_1 \approx \frac{(E - U_{БЕ1ЗБ})}{I_{діл}}; \quad R_2 \approx \frac{(U_{БЕ1ЗБ} + U_{БЕ2ЗБ})}{I_{діл}}; \quad R_3 \approx \frac{(E - U_{БЕ2ЗБ})}{I_{діл}}$$

На рис. 4.28,б наведена схема вихідного підсилювача на транзисторах VT1 і VT2 різної структури, збуджувальний сигнал на який надходить з виходу операційного підсилювача DA1. Підсилювач з допомогою подільника на опорах R_3 і R_4 має від'ємний зворотний зв'язок, тому схема забезпечує лінійність характеристик, що не вимагає додаткових ланок зміщення для транзисторів кінцевого каскаду.

Питання для самоконтролю

1. Як класифікуються підсилювачі?
2. Як оцінюється коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача?
3. Як визначають робочу точку транзистора підсилювального каскаду?
4. Яке призначення конденсаторів $C1$ і $C2$ у схемі підсилювача на рис. 4.2 і рис. 4.3?
5. Як забезпечується початкове положення робочої точки транзистора в підсилювальному каскаді на біполярному транзисторі (БТ) із ЗЕ?
6. Яке призначення опор R_E і C_E у схемі на рис. 4.2 і рис. 4.3?
7. Яке призначення еквівалентних схем?
8. Запишіть рівняння для визначення коефіцієнтів підсилення напруги, струму?
9. Як розраховується вихідний опір підсилювачів?
10. Які переваги і недоліки підсилювача на польовому транзисторі?
11. Яку функцію виконують елементи R_B і C_B у підсилювачі наведеному на рис. 4.5?
12. Які Ви знаєте способи температурної стабілізації режиму роботи підсилювального каскаду?
13. Яка особливість послідовного, паралельного зворотного зв'язку підсилювача за струмом (напругою)?
14. Як впливають різні види зворотного зв'язку на вихідний опір підсилювача?
15. Як розраховується коефіцієнт підсилення підсилювача при наявності зворотного зв'язку?

16. Накресліть електричні схеми підсилювачів з різними видами зворотного зв'язку.
17. Яка відмінність між підсилювачами постійного струму і резистивними підсилювачами?
18. Яка відмінність між ППС з безпосереднім зв'язком між каскадами і диференціальним?
19. Яке призначення коефіцієнта зворотного зв'язку ППС?
20. Як функціонує зворотний зв'язок в емітерному (в'іт'іковому) повторювачі?
21. Коли використовується операційний підсилювач в інверсному і неінверсному режимах?
22. Як розраховуються коефіцієнти підсилення, вихідний опір для інверсного і неінверсного операційного підсилювача?
23. Для чого застосовують зворотний зв'язок в операційному підсилювачі?
24. Коли застосовується логарифмуючий підсилювач на ОП?
25. Коли застосовується підсилювач різниці вхідних сигналів?
26. Яке призначення вибіркового підсилювачів?
27. Наведіть електричні схеми підсилювачів потужності.
28. Особливості застосування безтрансформаторних підсилювачів потужності.

5. ГЕНЕРАТОРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

5.1. Загальні характеристики та особливості побудови генераторів імпульсних сигналів

У даному розділі розглянемо генератори імпульсних сигналів, під'єднані до джерела постійної напруги, та електричних коливань несинусоїдної форми, які називаються релаксаційними. У таких коливань є ділянки порівняно повільної зміни напруги і ділянки, на яких напруга змінюється стрибкоподібно.

Для імпульсних генераторів характерна наявність зовнішнього або внутрішнього додатного зворотного зв'язку.

Імпульсні генератори поділяються на генератори прямокутних, трапецієподібних, трикутних, пилкоподібних та інших форм імпульсів. Працюють генератори в трьох основних режимах: автоколивному, чекаючому і в режимі синхронізації.

Автоколивні генератори імпульсів після самозбудження генерують послідовність імпульсів, параметри яких (амплітуда, частота повторення, тривалість імпульсів і їх шпаруватість) визначаються тільки параметрами елементів схеми генератора.

Чекаючі генератори генерують імпульси, період повторення яких визначається періодом повторення запускарних імпульсів, а параметри кожного імпульсу (амплітуда, тривалість, форма) визначаються параметрами схеми генератора.

У режимі синхронізації генератор виробляє імпульси, частота яких дорівнює або кратна частоті синхронізуючого сигналу, і такі генератори використовуються як подільники.

Принцип побудови генератора імпульсів базується на використанні підсилювачів-чотириполісників з додатним зворотним зв'язком або двополісників, ВАХ яких має падаючу ділянку, що зумовлює від'ємний диференціальний опір двополісника.

5.2. Автоколивні генератори прямокутних імпульсів (мультивібратори)

Автоколивним мультивібратором називають електронний пристрій, який не має жодного стійкого стану, а періодично перебуває в одному із двох квазістійких станів, перехід в які відбувається регенеративно.

Схема мультивібратора на дискретних елементах наведена на рис. 5.1, а. Вона складається з двох підсилювачів-інверторів на транзисторах VT1 і VT2, з'єднаних між собою колекторно-базовими додатними зворотними зв'язками через конденсатори C1 і C2. Часозадавальними елементами служать RC-ланки. Робота мультивібратора протягом одного періоду показана часовими діаграмами на рис. 5.1, б. Для спрощення аналізу на цих діаграмах струми $I_{к0}$ не враховані, спад напруги на відкритому транзисторі при перемиканні схеми вважається малим порівняно з перехідними процесами у часозадавальних колах.

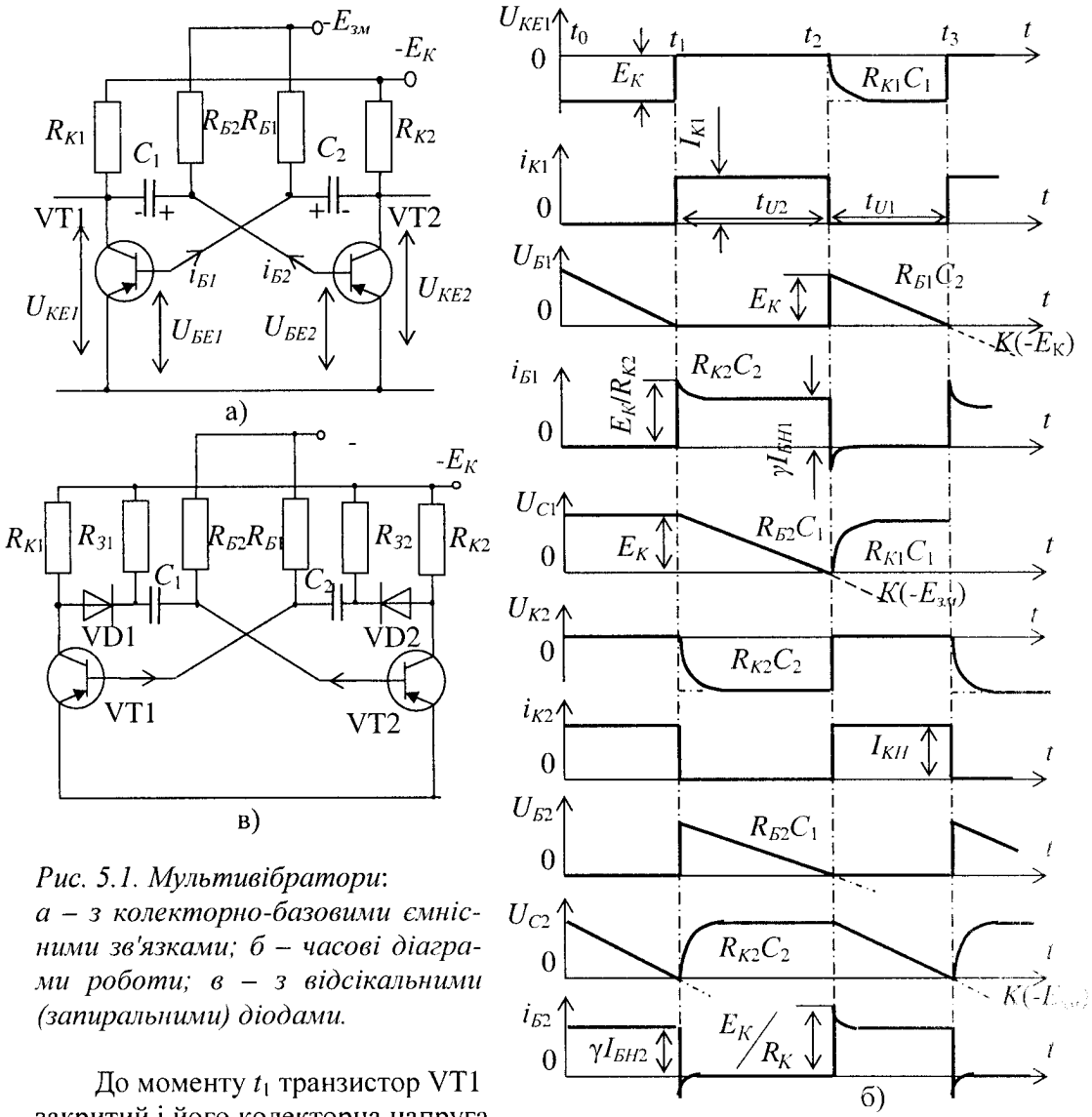


Рис. 5.1. Мультивібратори: а – з колекторно-базовими смісними зв'язками; б – часові діаграми роботи; в – з відсікальними (запиральними) діодами.

До моменту t_1 транзистор VT1 закритий і його колекторна напруга практично дорівнює $-E_K$, колекторний струм рівний нулю (тобто $i_{K1} = I_{K0}$, а $U_{K1} = -E_K + I_{K0} \cdot R_{K1}$). Транзистор VT2 відкритий і стягнутий у точку, колекторний струм рівний $i_{K2} = I_{KH2}$, колекторна напруга $U_{K2} \approx 0$. Відкритий стан VT2 забезпечується струмом бази $i_{B2} = \gamma \cdot I_{BH2}$, що проходить від джерела E_{3M} через опір R_{B2} . Запертий стан VT1 забезпечується додатною напругою конденсатора C_2 , що під'єднаний через відкритий транзистор VT2 до емітерного переходу транзистора VT1, тобто $U_{B1} = U_{C2}$.

Конденсатор C_1 заряджається через емітерний перехід відкритого транзистора VT2 і резистор R_{K1} до напруги, близької до E_K . Такий стан називають квазістійким, оскільки напруга на конденсаторі не залишається постійною.

Конденсатор C_2 перезаряджається від напруги E_K до напруги $-E_{зм}$. У момент часу t_1 , коли $U_{C2} = U_{B1} \approx 0$, транзистор VT1 почне відкриватись, його колекторна напруга зменшиться, колекторний струм зросте.

Розглянемо основні закономірності роботи мультивібратора. Квазістійкий стан схеми (див. рис. 5.1,а) визначається двома умовами: струм i_{B1} повинен бути не меншим струму бази насичення I_{BH1} ; напруга U_{B2} повинна бути більша нуля.

Базовий струм розраховується за формулою

$$i_{B1} = \frac{E_{зм}}{R_{B1}} \geq I_{BH1},$$

$$\text{де } I_{BH1} = \frac{E_K}{\beta \cdot R_{K1}}.$$

Звідси визначаємо максимально допустимий опір в базі транзистора:

$$R_{B1} \leq \beta_{\min} \cdot R_{K1} \cdot \frac{E_{зм}}{E_K}.$$

При $E_{зм} = E_K$

$$R_{B1} \leq \beta_{\min} \cdot R_{K1}.$$

Тривалість імпульсу на виході транзистора розраховуємо за формулою

$$t_u = \tau \ln \frac{U_{(\infty)} - U_{(0)}}{U_{(\infty)} - U_{пор}}, \quad (5.1)$$

де τ – стала часу часозадавальної ланки; $U_{(\infty)}$ – напруга зарядки або перезарядки конденсатора; $U_{(0)}$ – напруга на конденсаторі у момент комутації; $U_{пор}$ – порогова напруга.

Для схеми мультивібратора на рис. 5.1,а будемо мати:

$$U_{(\infty)} = E_{зм} + I_{K0} \cdot R_{B2}; \quad (5.2)$$

$$U_{(0)} = -(-E_K + I_{K0} \cdot R_{K1}); \quad (5.3)$$

$$U_{пор} = 0. \quad (5.4)$$

Підставляючи рівняння (5.2, 5.3, 5.4) у формулу (5.1) одержимо:

$$t_{u1} = \tau_1 \cdot \ln \frac{E_{зм} + I_{K0} \cdot R_{B2} + E_K - I_{K0} \cdot R_{K1}}{E_{зм} + I_{K0} \cdot R_{B2}}, \quad (5.5)$$

де $\tau_1 = R_{B2} \cdot C_1$;

$$t_{u2} = \tau_2 \cdot \ln \frac{E_{зм} + I_{K0} \cdot R_{B1} + E_K - I_{K0} \cdot R_{K2}}{E_{зм} + I_{K0} \cdot R_{B1}}, \quad (5.6)$$

де $\tau_2 = R_{B1} \cdot C_2$.

Період повторення імпульсів визначається, як $T = t_{u1} + t_{u2}$.

Якщо тепловий струм I_{K0} дуже малий (кремнієві транзистори або низька робоча температура) і напруга $E_{3M} = E_K$, то формули (5.5) і (5.6) набудуть вигляду: $t_{u1} = \tau_1 \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot R_{B2} \cdot C_1$ і $t_{u2} = \tau_2 \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot R_{B1} \cdot C_2$.

Для повністю симетричного мультівібратора, у якому $R_{B1} = R_{B2} = R$, $C_1 = C_2 = C$, період повторення імпульсів буде дорівнювати:

$$T = 2 \cdot t_u = 1,4 \cdot R_B \cdot C_B.$$

Недоліком мультівібратора, схема якого наведена на рис. 5.1,а, є “завал” фронтів імпульсів колекторної напруги. Для одержання форми вихідних імпульсів, близької до прямокутної, за рахунок скорочення тривалості зрізу, використовують схему мультівібратора з відсікальними діодами (рис. 5.1,в). Така схема мультівібратора дозволяє одержати тривалість фронтів запирання і відпирання транзисторів практично однакою. Для таких схем приймають $R_3 = R_K$. Конденсатори C_1 і C_2 заряджаються через резистори R_{31} і R_{32} .

Для побудови автоколивних мультівібраторів з частотою коливаль, які можна переналагоджувати у широких межах, використовують польові транзистори (рис. 5.2). Мультівібратор тут виконується на двох польових транзисторах з додатним зворотним зв'язком. Часозадавальні ланки виконані на резисторах R_3 і конденсаторах C_3 . Високий вхідний опір транзисторів дозволяє збільшити сталі часу $R_3 C_3$ і одержати коливання з частотами одиниць і часток герца.

У схемах цифрової схемотехніки для синхронізації блоків керування та інших несилкових елементів електроніки проектують мультівібратори на логічних елементах, які будуть розглянуті у розділі 6.

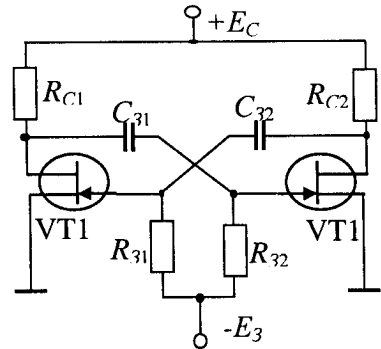


Рис. 5.2. Схема мультівібратора на польових транзисторах.

5.3. Чекаючі генератори (одновібратори) прямокутних імпульсів

Чекаючі генератори прямокутних імпульсів (одновібратори) призначені для формування прямокутного імпульсу заданої тривалості при надходженні на вхід короткого запускового імпульсу.

Розглянемо одновібратор на дискретних елементах, схема якого наведена на рис. 5.3. Вона складається з двох підсилювачів-інверторів, з'єднаних між собою додатним перехресним зворотним зв'язком, одне плече складається з часозадавальної ланки RC , інше – подільника напруги $R1, R2$.

У стійкому положенні транзистор $VT1$ закритий додатним зміщенням U_{3M} на базі від джерела напруги $+E_{3M1}$, а $VT2$ відкритий від'ємним зміщенням $-E_{3M2}$, що подається через часозадавальний резистор R_{B2} . Конденсатор C_2 заряджений практично до напруги E_K . Надходження у момент часу t_1 від'ємного запускового імпульсу U_{ex} (рис. 5.3,б) на базу $VT1$ його відкриває, конденсатор C_2 ,

під'єднаний до входу транзистора VT2, його закриває. Колекторна напруга U_{K2} VT2 стрибкоподібно зростає до напруги $-E_K$, що забезпечить проходження через базу VT1 струму бази $i_{B1} > I_{BH1}$. Отже, схема перейшла у квазістійкий стан, тривалість якого визначається часом перезарядки конденсатора часозадавальної ланки C_2 від напруги E_K до нуля під дією напруги $-E_{зм2}$. Ємність конденсатора $C_1 \ll C_2$, оскільки він працює тільки під час формування фронтів. У момент часу t_2 напруга на конденсаторі C_2 зменшується до нуля і відбувається регенеративне відновлення початкового стану, яке закінчиться після зарядки конденсатора C_2 .

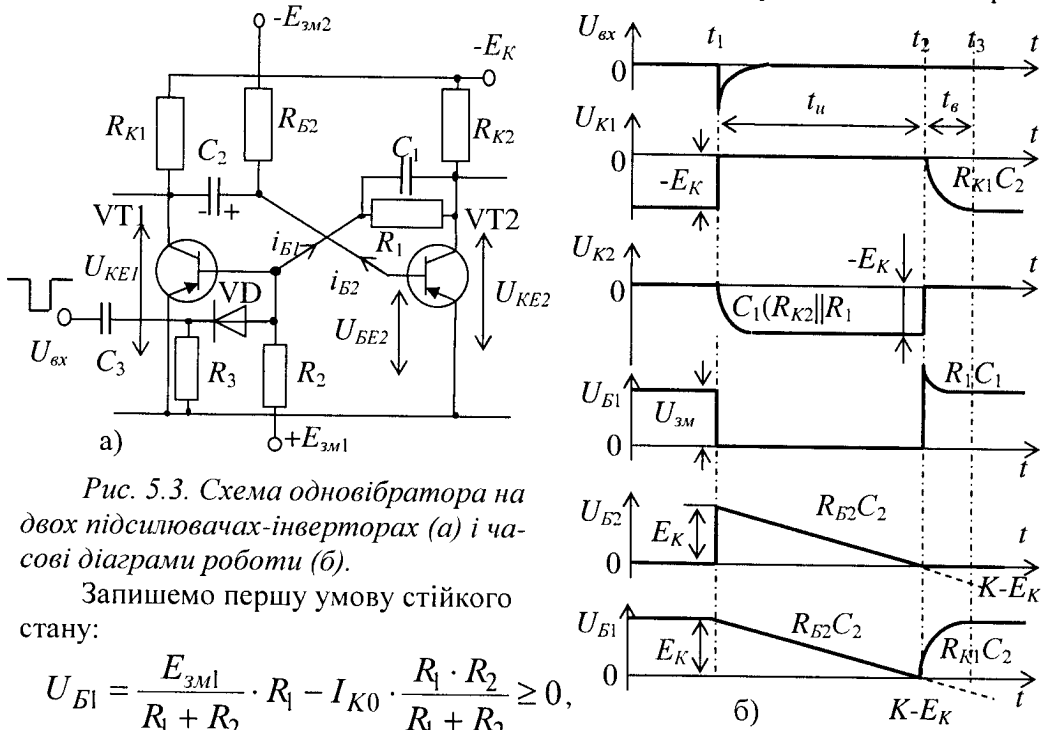


Рис. 5.3. Схема одновібратора на двох підсилювачах-інверторах (а) і часові діаграми роботи (б).

Запишемо першу умову стійкого стану:

$$U_{B1} = \frac{E_{зм1}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 - I_{K0} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \geq 0,$$

або, винісши за дужки $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$, одержимо $E_{зм1} - I_{K0} \cdot R_2 \geq 0$. Звідси визна-

чимо значення опору R_2 : $R_2 \leq \frac{E_{зм1}}{I_{K0}}$.

Другу умову запишемо у вигляді $\frac{E_{зм2}}{R_{B2}} \geq \frac{E_K}{\beta \cdot R_{K2}}$, звідки визначаємо

опір R_{B2} : $R_{B2} \leq \beta \cdot R_{K2} \cdot E_{зм2} / E_K$.

Умова квазістійкого стану запишеться у вигляді

$$i_{B1} = \frac{E_K}{R_1 + R_{K2}} - \frac{E_{зм1}}{R_2} - I_{K0} \cdot \frac{R_1 \cdot R_{K2}}{R_1 + R_{K2}} \cdot \frac{1}{R_1} \geq \frac{E_K}{\beta \cdot R_{K1}}$$

Тривалість квазістійкого стану визначається з рівняння (5.1). При

$U_{(\infty)} = -E_{зм2} + I_{K0} \cdot R_{B2}$, $U_{(0)} = -(-E_K + I_{K0} \cdot R_{K1})$ одержимо:

$$t_u = \tau \cdot \ln \frac{E_K + E_{3M2} + I_{K0} \cdot R_{B2} - I_{K0} \cdot R_{K1}}{E_{3M2} + I_{K0} \cdot R_{B2}}, \quad (5.7)$$

де $\tau = R_{B2} \cdot C_2$.

Час відновлення буде становити $t_g = (3 \dots 5) \cdot R_{K1} \cdot C_2$.

Регулювати тривалість вихідного імпульсу можна як зміною параметрів R і C , так і зміною напруги зміщення E_{3M2} .

Розглянемо одновібратор з емітерним зв'язком (рис. 5.4,а), який формує прямокутні імпульси заданої тривалості й амплітуди. Даний одновібратор дозволяє затримувати імпульси на заданий час. Схема одновібратора складається з двокаскадного ключа з додатним зворотним зв'язком. Один зі зв'язків здійснюється з допомогою конденсатора C , а другий – за допомогою резистора R_E . Схемна відмінність одновібратора від тригера з емітерним зв'язком полягає у тому, що міжкаскадний зв'язок через резистор замінений на конденсатор C .

Поряд з базовим запуском одновібратора на практиці використовується колекторний діодний запуск імпульсом додатної полярності (рис. 5.4,б). Такий спосіб підвищує стійкість при запуску.

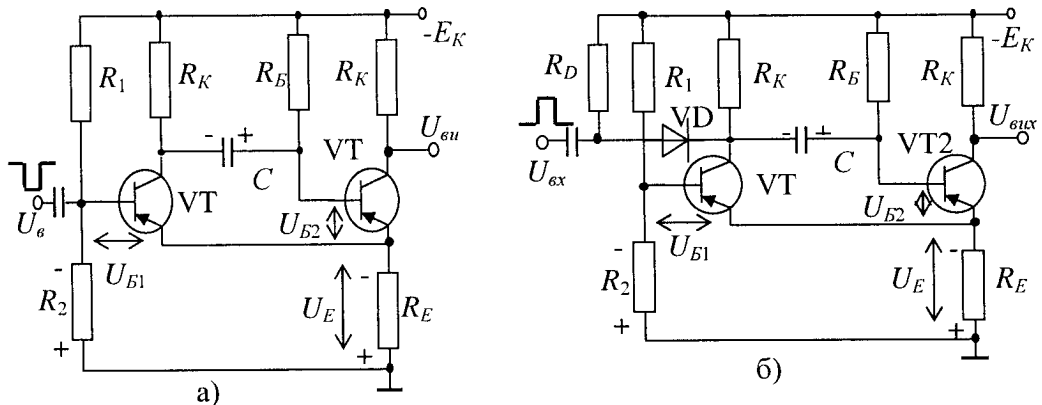


Рис. 5.4. Схеми одновібраторів з емітерним зв'язком: а - з базовим запуском; б - з колекторним запуском.

Розглянемо роботу одновібратора (див. рис. 5.4,а). У початковому стійкому стані транзистор VT_1 закритий, а VT_2 – у насиченому стані. Насичений стан транзистора VT_2 забезпечується резистором R_B , опір якого $R_B \leq \beta \cdot R_{K2}$, через який проходить базовий струм. В емітерній ланці VT_2 проходить струм емітера $I_E \approx E_K / (R_{K2} + R_E)$, за рахунок якого на резисторі R_E виникає спад напруги $U_E = I_E \cdot R_E$, полярність якої наведено на рис. 5.4. Одночасно через подільник $R_1 R_2$ проходить струм подільника, що створює на резисторі спад напруги U_{R2} , полярність якої теж наведено на рис. 5.4. Якщо $|U_E| > |U_{R2}|$, то на базу транзистора VT_1 подається додатна напруга ($U_{B1} > 0$) і забезпечується запертий стан транзистора VT_1 . Конденсатор C в початковому стані заряджений до напруги $U_C = E_K - U_E$ (полярність показана на рис. 5.4).

При подачі на базу транзистора VT1 від'ємного запускарного імпульсу U_{ax} з амплітудою, більшою ніж U_{B1} , транзистор почне відкриватись і напруга на його колекторі збільшиться. Додатна напруга через конденсатор C передається на базу транзистора VT2, запираючи його і зменшуючи струм емітера. У результаті на резисторі R_E виникає від'ємне збільшення напруги, яка прикладеться до бази транзистора VT1, відпираючи його ще більше і т.д. Цей лавинний процес закінчується запиранням VT2, насиченням VT1 і переходом схеми у стан квазірівноваги.

У стані квазірівноваги струм через резистор R_1 достатній для насичення транзистора VT1, а транзистор VT2 утримується в запертому стані напругою на конденсаторі C . У цьому стані проходить поступове перезарядження конденсатора C . Коли напруга U_{B2} досягне нуля, пройде відпирання транзистора VT2. Цей стан одновібратора буде зберігатись до надходження наступного імпульсу.

Тривалість імпульсу, що формується на колекторі транзистора VT2, розраховується, як $t_u = C \cdot R_B \cdot \ln 1 + \frac{E_K}{E_K + I_{K0} \cdot R_B}$.

Час відновлення одновібратора залежить від часу заряджання конденсатора C і розраховується за формулою

$$t_g = 3 \cdot \tau_{зар} \approx 3 \cdot C \left(R_{K1} + \frac{R_E \cdot R_{K2}}{R_E + R_{K2}} \right).$$

Період повторення запускарного імпульсу повинен становити $T = t_u + t_g$.

Амплітуда вихідного імпульсу на колекторі транзистора VT2 розраховується за формулою $U_m = E_K \cdot R_{K2} / (R_{K2} + R_E)$.

5.4. Генератори пилкоподібної напруги

Генератори пилкоподібної напруги (ГПН) належать до найбільш широко використовуваних імпульсних схем. Такі пристрої необхідні для розгортки сигналів телевізійних і осцилографічних трубок, перетворення аналогових сигналів у число імпульсів, широтно-імпульсної модуляції сигналів та ін.

Схеми генераторів наведено на рис. 5.5, а і в, вони складаються з інтегрувальної RC -ланки і ключа, виконаного на транзисторі. Часові діаграми напруг наведено на рис. 5.5, б і г. До надходження вхідного імпульсу U_{ax} ключ ввімкнений і перебуває у насиченні за рахунок вибору опору резистора $R_B \leq \beta \cdot R_K$, а напруга на конденсаторі C практично дорівнює нулю. У момент надходження запускарного імпульсу напруги ключ вимикається, конденсатор заряджається і напруга на ньому зростає:

$$U_C = (E_K - I_{KB0} \cdot R_K) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_K C}} \right) = U_{вих}.$$

Коефіцієнт нелінійності пилкоподібної напруги розраховується за формулою $\varepsilon = U_{вих} / E_K = 1 - e^{-\frac{t_U}{R_K C}}$. Тривалість прямого ходу пилкоподібної напруги розраховують за формулою $t_u = \varepsilon \cdot R_K \cdot C$, тривалість зворотного ходу $t_{звор} = C \cdot U_{вих} / (\beta \cdot I_B - I_{KH})$.

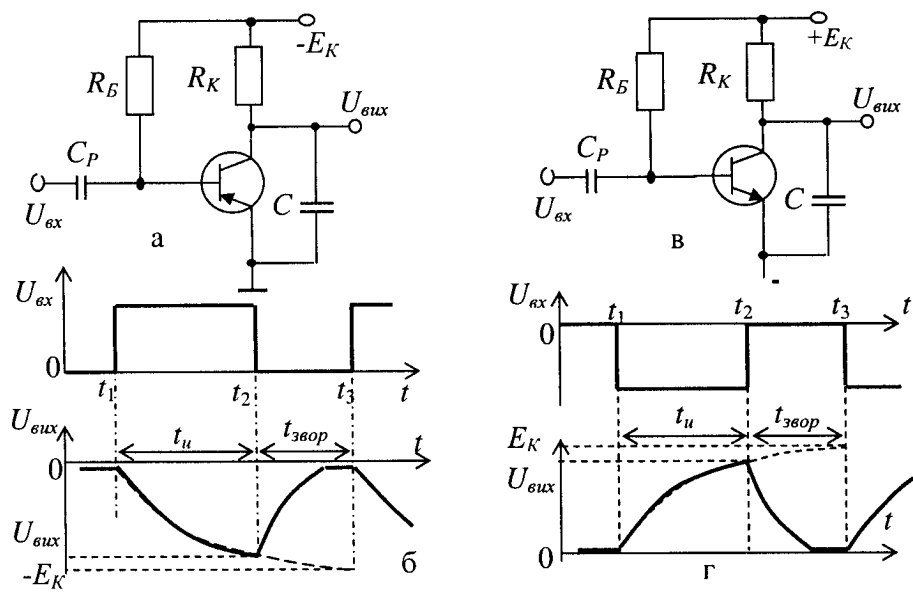


Рис. 5.5. Генератори пилкоподібної напруги із зарядкою конденсатора через резистор (а, в) та часові діаграми напруг (в, г).

Для забезпечення стабілізації роботи генератора необхідно застабілізувати струм транзистора. Розглянемо ГПН з розрядом конденсатора через струмостабілізуювальний транзистор (рис. 5.6).

До початку прямого ходу транзистор VT1 у насиченні, VT2 перебуває в активній області, конденсатор C заряджений до напруги

$$U_C = E_K - I_{KH1} \cdot R_{K1}.$$

Активний режим транзистора VT2 забезпечується подільником $R_{B2} R_{B3}$, який вибирають порівняно низькоомним, щоб струм бази VT2 залежав від подільника. Напруга на базі транзистора VT2 буде становити:

$$U_{B2} = E_K \cdot R_{B3} / (R_{B2} + R_{B3}).$$

Струми емітера і колектора транзистора VT2 будуть відповідно:

$$I_{E2} = U_{E2} / R_E;$$

$$I_{K2} = I_{E2} / \alpha.$$

При поданні на вхід додатного імпульсу напруги ключ на транзисторі VT1 вимикається і починається розрядження конденсатора C через транзистор VT2, для якого конденсатор є джерелом колекторної напруги. В міру розряду конден-

конденсатора напруга колектор-база транзистора VT1 зменшується, але колекторний струм VT2 зменшується незначно внаслідок малого нахилу колекторних характеристик транзистора.

Максимальна амплітуда пилкоподібної напруги розраховується за формулою

$$U_{вих.мах} = E_K - I_{KH1} \cdot R_{K1} - U_{B2}.$$

Коефіцієнт нелінійності пилкоподібної напруги розраховується за формулою $\varepsilon = E_K \cdot I_{E2} \cdot R_{вих} / \alpha$.

У момент закінчення тривалості запускового імпульсу транзистор VT1 вмикається і конденсатор C заряджається через VT1 і резистор R_{K1} .

Тривалість зворотного ходу пилкоподібної напруги буде:

$$t_{звор} = 3 \cdot C \cdot R_{K1}.$$

Для зменшення тривалості зворотного ходу опір резистора R_{K1} доцільно вибирати невеликим. Мінімальне значення цього опору $R_{K1} \leq U_{вих} / I_{K.дон}$. Ємність конденсатора повинна становити: $C = I_{K2} \cdot t_u / U_{вих}$.

Питання для самоконтролю

1. Яка роль конденсаторів C_1 і C_2 у схемі мультивібратора (рис. 5.1)?
2. Поясніть квазістійкий стан у роботі мультивібратора з колекторно-базовими ємнісними зв'язками?
3. Від яких елементів залежить тривалість імпульсів мультивібратора?
4. Як стала часу мультивібратора впливає на режим його роботи?
5. У чому перевага мультивібраторів на польових транзисторах?
6. Яка відмінність між мільти- і одновібратором електричних сигналів?
7. Від яких параметрів залежить квазістійкий стан одновібратора на двох підсилувачах-інверторах з біполярних транзисторів?
8. Запишіть умову квазістійкого стану одновібратора?
9. Як регулюється тривалість імпульсу в одновібратора на двох підсилувачах-інверторах з біполярних транзисторів та в одновібратора з емітерним зв'язком?
10. У чому відмінність схем одновібраторів з базовим і колекторним запуском?
11. Поясніть квазістійкий стан одновібраторів з емітерним зв'язком.
12. Яка відмінність у роботі ГПН з біполярними транзисторами *p-n-p* і *n-p-n* типу?
13. Як стабілізувати роботу ГПН за струмом?

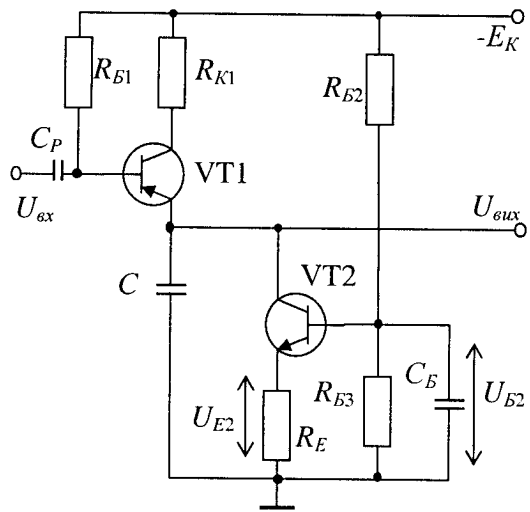


Рис. 5.6. Схема ГПН зі струмостабілізуювальним транзистором.

6. ФУНКЦІОНАЛЬНІ ЕЛЕМЕНТИ ЦИФРОВОЇ СХЕМОТЕХНІКИ

6.1. Логічні інтегральні елементи та їх характеристики

Логічні інтегральні елементи призначені для реалізації логічних функцій і належать до найпоширеніших цифрових пристроїв, що мають як самостійне використання так і входять у склад більш складних цифрових пристроїв. Логічні інтегральні елементи поділяються на потенціальні, імпульсні й імпульсно-потенціальні.

Інтегральні схеми потенціального типу є найрозповсюдженішими, сигнали на їх входах і виходах представляють собою високий або низький рівні напруги, які відповідно означають “логічну 1” і “логічний 0”. Залежно від кодування сигналів розрізняють додатну і від’ємну логіку.

Залежно від технології виготовлення інтегральні елементи поділяються на напівпровідникові, плівкові і гібридні.

За прийнятою системою, позначення інтегральних схем складається з чотирьох елементів умовного позначення. Перший елемент (Е1) позначення – цифра умовного позначення, що характеризує конструктивно-технологічне виконання: напівпровідникові (цифри 1, 5, 6 або 7); гібридні (2, 4, 8); інші (плівкові, вакуумні, керамічні тощо позначаються цифрою 3). Цифра 7 присвоюється безкорпусним напівпровідниковим мікросхемам. Другий елемент (Е2) складається з двох-трьох цифр і є порядковим номером серії (від 00 до 999). Елементи Е1 і Е2 у сукупності складають повний номер серії мікросхеми. Третій елемент (Е3) – дві літери, які означають функціональне призначення мікросхеми. Четвертий елемент (Е4) – порядковий номер розробки даної серії мікросхеми, який може складатись з декількох цифр, тому що може бути кілька мікросхем однакової серії.

У деяких серіях мікросхем у кінці умовного позначення додається літера, що характеризує технологічний розкид її параметрів. Інколи номеру мікросхеми передують літера або літери, наприклад, літера **К** означає, що дана серія мікросхем призначена для широкого використання, літери **КМ** означають, що дана серія виготовляється у керамічному корпусі, літери **ЭК** – серія експортного варіанта, літери **КБ** – безкорпусний варіант, без літер – серія спеціального призначення.

Інтегральні елементи цифрової схемотехніки за схемотехнічною реалізацією поділяються на наступні основні види (рис. 6.1): 1) резистивно-транзисторна логіка (РТЛ); 2) транзисторна з безпосереднім зв'язком між логічними елементами (БЗТЛ); 3) транзисторні з резистивними зв'язками між логічними елементами (ТРЛ); 4) транзисторні з резистивно-ємнісними зв'язками між елементами (РЕТЛ); 5) транзисторні з емітерними зв'язками між елементами (ТЛЕЗ), або емітерно зв'язана логіка (ЕЗЛ); 6) транзисторна логіка на перемикачі струму (ТЛПС); 7) діодно-транзисторні елементи (ДТЛ); 8) транзисторно-транзисторна логіка (ТТЛ); 9) багатоемітерний транзистор (БЕТ); інтегральна інжекційна логіка (I^2 Л); 10) транзисторно-транзисторна логіка з транзисторами Шотткі (ТТЛШ); 11) транзистор-транзистор-транзисторна логіка

(Т-ТТЛ); 12) транзисторна логіка на перемикачах струму (ТЛПС); 13) логічні елементи з використанням польових транзисторів (МДП).

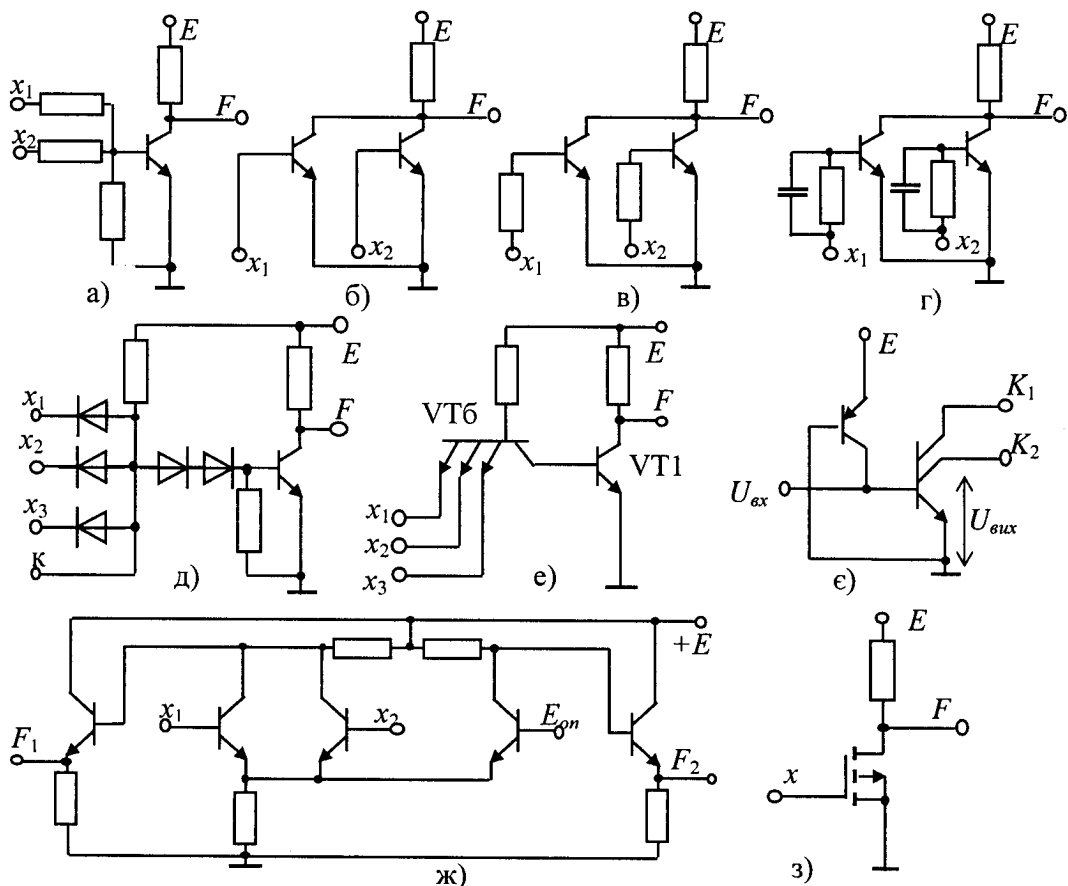


Рис. 6.1. Схеми видів логічних інтегральних мікросхем за схемотехнічною реалізацією: а – РТЛ; б – БЗТЛ; в – ТРЛ; г – РСТЛ; д – ДТЛ; е – БЕТ; є – І²Л; ж – ТЛПС; з – МДП.

Детальний аналіз видів схемотехнічної реалізації логічних інтегральних схем наведено в [16].

Розглянемо основні параметри, що характеризують інтегральні логічні елементи, які складаються з функціональних, вимірювальних і режимних. До функціональних параметрів належать такі, що визначають логічні можливості при їх використанні в апаратурі: реалізована логічна функція; коефіцієнт розгалуження на виході, що визначає максимально допустиме число одиничних навантажень, яке можна одночасно під'єднати до виходу мікросхеми; коефіцієнт об'єднання на вході, що характеризує максимально допустиме число входів, за якими реалізується логічна функція; завадостійкість $U_{пер}$, визначається максимально допустимою напругою статичної перешкоди на вході схеми, при якій ще відбувається зміна рівнів її вихідного потенціалу (завадостійкість характеризується допустимими значеннями для логічних рівнів "1" і "0": $U_{пер}^1, U_{пер}^0$);

споживана потужність $P_{спож}$, що характеризує потужність, яка використовується мікросхемою від джерела живлення в заданому режимі (розрізняють потужність $P_{спож}^1$ і $P_{спож}^0$, яку використовує мікросхема при логічному “1” і “0”, та середню споживану потужність $P_{спож.ср} = 0,5 \cdot (P_{спож}^1 + P_{спож}^0)$).

Вимірювані параметри поділяються на статичні й динамічні. До статичних параметрів, які вимірюються при логічних станах “1” і “0”, належать: вхідні і вихідні струми логічних “1” і “0” ($I_{вх}^1, I_{вх}^0, I_{вих}^1, I_{вих}^0$); вихідні напруги логічних “1” і “0” ($U_{вих}^1, U_{вих}^0$); порогові напруги логічних “1” і “0” ($U_{пор}^1, U_{пор}^0$); струми споживання мікросхеми при двох станах “1” і “0” ($I_{спож}^1, I_{спож}^0$).

До динамічних параметрів відносять часові параметри: $t^{1,0}$ – тривалість переходу із стану “логічної 1” у стан “логічного 0”, вимірюється на рівні 0,9 і 1,0 як інтервал часу, протягом якого напруга на вході логічного елемента переходить від напруги “логічна 1” до напруги “логічний 0”; t^0 – тривалість переходу із стану “логічного 0” у стан “логічної 1”, вимірюється на рівні 0,1 і 0,9 як інтервал часу, протягом якого напруга на вході логічного елемента переходить від напруги “логічний 0” до напруги “логічна 1”; $t_{зам}^{1,0}$ – тривалість затримки ввімкнення; $t_{зам}^{0,1}$ – тривалість затримки вимкнення; $t_{зам.p}^{1,0}$ – тривалість затримки поширення сигналу при ввімкненні логічного елемента; $t_{зам.p}^{0,1}$ – тривалість затримки поширення сигналу при вимкненні логічного елемента.

До режимних параметрів відносять: E_{min}, E_{max} – допустимі значення напруги живлення; U_{min}^1, U_{max}^0 – допустимі значення рівнів логічних сигналів “1” і “0”; $I_{вх.max}, I_{вих.max}, I_{вих.min}^0$ – допустимі вхідні і вихідні струми при станах “1” і “0”.

При проектуванні електронних пристроїв на елементах інтегральних мікросхем важливим є параметр їх надійності.

За побудовою логічних пристроїв найчастіше використовуються перемикальні функції, що наведені у табл. 6.1.

Логічні схеми є структурними моделями цифрових пристроїв, які реалізують логічні функції. Вони відображають перетворення вхідних змінних $x_1, x_2, \dots, x_n, y_1, y_2, \dots, y_n$ у вихідні f_1, f_2, \dots, f_n . Якщо значення вихідних змінних визначається комбінацією значень змінних на входах тільки у даний момент, то такі схеми називають комбінаційними. Якщо вихід $f(t)$ залежить не тільки від входів $x(t)$ і $y(t)$ у даний тактовий момент t , але й стану $s(t-1)$ в попередній момент, то такі схеми називають послідовнісними. Якщо поряд з комбінаційними схемами є елементи пам'яті, які зберігають попередній стан до наступного такту, то такі схеми називають кінцевими автоматами. Прості компоненти комбінаційної схеми називаються *вентиллями*, які реалізують елементарні операції.

Структурні моделі цифрових логічних схем

Вхід	Логічний стан входів				Графічне зображення вентиля	
	x	y	x	y		
	0	0	1	1		
	0	1	0	1		
Назва вентиля	Логічний стан виходу					
“І” (Кон’юнктор)	0	0	0	1		
“АБО” (Диз’юнктор)	0	1	1	1		
“НЕ” (Інвертор)	1	1	0	0		
“І-НЕ” (Штрих Шеффера)	1	1	1	0		
“АБО-НЕ” (Стрілка Пірса)	1	0	0	0		
Виключаюче “АБО”	0	1	1	0		
Виключаюче “АБО-НЕ”	1	0	0	1		
Повторювач	0	0	1	1		

Наведемо умовні позначення входів цифрових логічних схем, які найчастіше зустрічаються:

$\text{---}|$ – статичний вхід, неінвертуючий вхідне значення потенціалу вхідного сигналу;

$\text{---}|$ – статичний вхід, інвертуючий вхідне значення потенціалу вхідного сигналу;

$\text{---}|$ ($\text{---}|$) – динамічний вхід (зміна рівнів за наростанням, переднім (заднім) фронтом вхідного сигналу);

$\text{---}|$ ($\text{---}|$) – динамічний вхід (зміна рівнів за спадом, заднім (переднім) фронтом вхідного сигналу).

6.2. Комбінаційні цифрові інтегральні пристрої (комбінаційні цифрові мікросхеми)

Комбінаційні цифрові пристрої реалізують різні перетворення двійкових цифрових сигналів на основі комбінаційних логічних функцій. Основними типами таких пристроїв є суматори, шифратори і дешифратори, перетворювачі кодів, схеми рівнозначності кодів, схеми порівняння двійкових чисел, порогові схеми і мажоритарні елементи, мультиплектори і демультиплектори.

Суматори. Повний суматор – це пристрій, призначений для підсумовування трьох однорозрядних двійкових чисел, з яких два однорозрядних двійкових числа є доданками і одне однорозрядне двійкове число – значення переносу доданків. Розглянемо операцію складання двох чисел, для прикладу, $x_1=0110$ і $x_2=1101$. Операція складання здійснюється від молодшого до старшого розряду порозрядно з врахуванням переповнення молодшого розряду:

$$\begin{array}{r} 1100 - \text{перенос } (P) \\ 0110 - x_1 \\ 1101 - x_2 \\ \hline 10011 - \text{сума } (S) \end{array}$$

Півсуматор виконує операцію підсумовування двох однорозрядних двійкових чисел без врахування переносу з молодшого розряду.

Реалізацію суматора, що складається з логічних елементів, наведено на рис. 6.2,а, повний однорозрядний суматор на двох півсуматорах – на рис. 6.2,б.

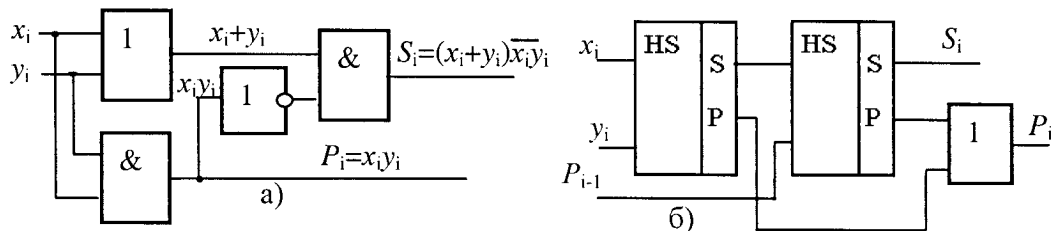


Рис. 6.2. Схеми суматорів двох однорозрядних двійкових чисел: а – на логічних елементах; б – з використанням суматорів однорозрядних.

Для підсумовування n -розрядних чисел необхідно $n-1$ однорозрядних повних суматорів і один півсуматор у нульовому розряді.

Промисловість виготовляє у вигляді мікросхем суматори: однорозрядні К155ІМ1 (ТТЛ); дворозрядні К155ІМ2 (ТТЛ); чотирирозрядні К155ІМ3 (ТТЛ), К555ІМ6 і К555ІМ7 (ДТТЛШ), К561ІМ1 (КМОП) та ін. На рис. 6.3 наведено умовне графічне позначення мікросхем одно-, дво- і чотирирозрядних суматорів. Входи А і В – входи однорозрядних двійкових чисел, вхід С – вибір кристала; Р – вихід переносу при підсумовуванні старших розрядів, S – виходи результатів підсумовування двох розрядів.

На основі суматорів можна формувати *порогові* схеми, коли необхідно аналізувати k сигналів із n входів, тобто коли k вхідних сигналів дорівнюють "1". Аналогічно можна формувати мажоритарні схеми, коли необхідно аналізувати "1" на входах $k = (n+1)/2$ або більше число вхідних сигналів рівних "1".

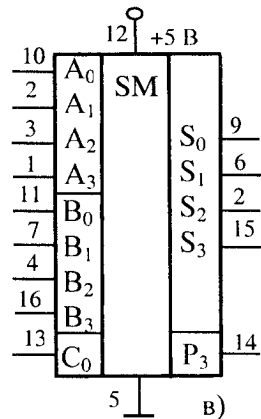
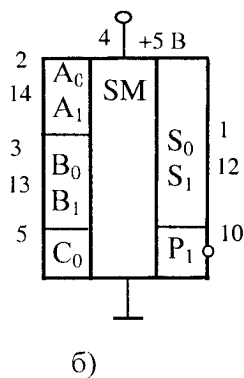
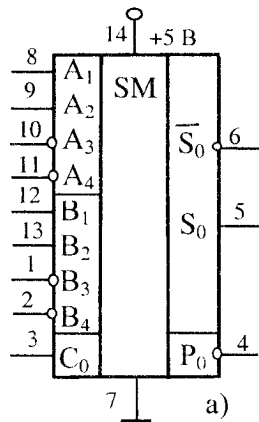


Рис. 6.3. Суматори: а - K155ИМ1; б - K155ИМ2; в - K155ИМ3.

До комбінаційних цифрових інтегральних схем також відносять арифметично-логічні пристрої, які виконують операції множення, схеми прискореного переносу, суматори-від'ємники, схеми контролю парності. Зокрема схема контролю парності наведена на рис. 6.4.

Дешифратори (декодер). Повним дешифратором називається комбінаційна схема, яка має n входів і 2^n виходів, що реалізують на кожному виході сигнал, який відповідає відповідній комбінації числа на вході, тобто кожній комбінації значень вхідних сигналів відповідає тільки один сигнал на виході. На рис. 6.5 наведено графічне позначення дешифратора. Функціонує дешифратор наступним чином. Якщо, для прикладу, на вхід мікросхеми K155ИД3 подати двійкове число 0110, то на виводі № 14 буде сигнал.

Промисловість на сьогодні виготовляє низку спеціальних дешифраторів, які одночасно можуть керувати як індикаторами, так і аналоговим ключами. Їх різновидності наведено у табл. 6.2.

Шифратори (кодери) виконують функцію, зворотну дешифраторам, тобто перетворюють унітарний код у двійковий або двійково-десятковий. Якщо з вихідних шин знімається k -елементний код, то на вхід подається 2^k комбінацій у вигляді сигналів. Графічне зображення шифратора подано на рис. 6.6, а різновидності шифраторів наведено у табл. 6.2.

До комбінаційних елементів належать і перетворювачі кодів, які використовуються для дешифрації і шифрації цифрової інформації і перетворюють m -елементний код у n -елементний, при цьому відношення між числами m і n може бути довільне. Графічне зображення перетворювача двійкового коду для 7-сегментного індикатора наведено на рис. 6.7, а інші різновидності перетворювачів подано у табл. 6.2.

Мультиплектори. Мультиплексором називають комбінаційну схему, яка має $n+2^n$ входів і один вихід, де n – число адресних входів, а 2^n – число інформа-

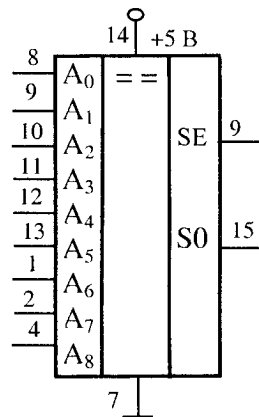


Рис. 6.4. Схема контролю парності K531ИП5.

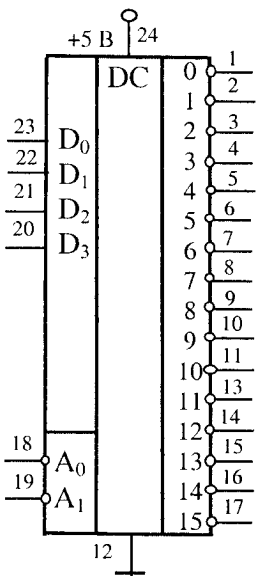


Рис. 6.5. Дешифратор K155ИД3.

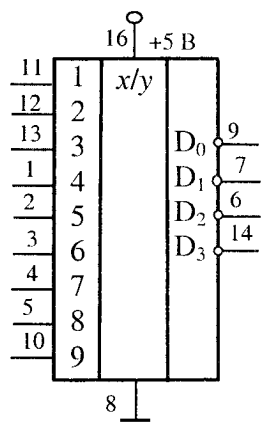


Рис. 6.6. Шифратор з пріоритетом K555ИВ3.

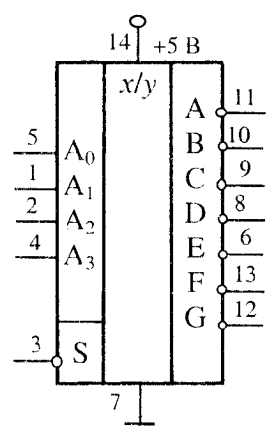


Рис. 6.7. Перетворювач коду K155ПІІ5.

ційних входів. Кожній адресі відповідає свій інформаційний вхід, сигнал якого при даній адресі і стробі проходить на вихід. Основним призначенням мультиплексора є комутація 2^n вхідних сигналів в один у вигляді послідовного коду.

Схема мультиплексора на 16 каналів зі стробуванням наведена на рис. 6.8. На входи D подається комбінація двійкового коду (дані у вигляді паралельного коду), послідовність передачі яких на вихід F задається адресою на входах A . Зміна адреси повинна відображатися у такт подачі стробуючого імпульсу на вхід S_0 . Таким чином формується послідовний код інформації, яка надійшла на входи мікросхеми у вигляді паралельного коду.

Демультимплексор. Демультимплексор (розподільювач) виконує функцію, протилежну функціям мультиплексора. У демультимплексора є один вхід і кілька виходів (рис. 6.9). Принцип

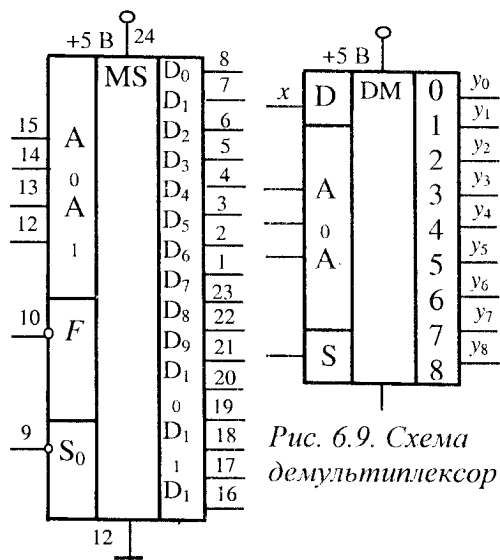


Рис. 6.8. Мультиплексор

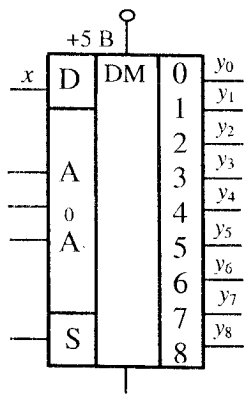


Рис. 6.9. Схема демультимплексор

Принцип роботи демультимплексора аналогічний мультиплексо-ру, тільки виконує функцію розподілення послідовного коду у паралельний відповідно до поданої адреси на входи A . Необхідна присутність стробуючого імпульсу на вході S , частота зміни адреси повинна відповідати частоті стробу.

Поеднання комбінаційних цифрових схем дозволяє розробляти системи розпізнавання об'єктів через присвоєння їм відповідного коду (числа), спростувати систему передачі і прийняття інформації по провідниках.

Тип і функціональне призначення комбінаційних цифрових елементів

Тип мікро-схеми	Функціональне призначення	$t_{зат.р, нс}$	$I_{спож, ма}$
1	2	3	4
К155 (ТТЛ) $U_{вих}^0 \leq 0,4В$; $U_{вих}^1 \geq 2,4В$; $I_{вх}^0 \leq 1,6мА$; $I_{вх}^1 \leq 0,015 мА$			
ИМ1	Однорозрядний суматор	80	35
ИМ2	2-розрядний суматор	40	58
ИМ3	4-розрядний суматор	55	128
ИП2	80-розрядна схема контролю парності і непарності	68	56
ИП3	Арифметично-логічний пристрій	50	150
ИП4	Схема прискороного переносу	22	72
ИД1	Двійково-десятковий дешифратор з високовольтним виходом: $U_{вих}^0 \leq 2,5В$; $U_{вих}^1 \leq 60В$	--	25
ИД3	Дешифратор двійково-десяткового коду у десятковий	36	56
ИД4	Здвоєний дешифратор	32	40
ИД8	Дешифратор для керування матрицею 7x5 на світлодіодах	100	65
ИД9	Дешифратор для керування матрицею 7x4 на світлодіодах $I_{вих} \leq 10 мА$	100	65
ИД10	Двійково-десятковий дешифратор $U_{вих}^1 \leq 15В$, $I_{вих} \leq 80 мА$	50	70
ИД11	Дешифратор на 3 входи і 8 виходів для керування шкалою із заповненням	50	140
ИД12	Дешифратор на 3 входи і 8 виходів для керування шкалою зі зміщенням однієї точки	50	60
ИД13	Дешифратор на 3 входи і 8 виходів для керування шкалою зі зміщенням двох точок	50	70
ИВ1	Пріоритетний шифратор	20	60
ПП5	Перетворювач двійкового коду для 7-сегментного індикатора	--	11
ПР6	Перетворювач двійково-десяткового коду у двійковий	40	104
ПР7	Перетворювач двійкового коду у десятковий	40	104
КП1	Мультиплексор на 16 каналів зі стробуванням		
КП2	Здвоєний мультиплексор на 4 канали зі стробуванням		
КП5	Мультиплексор на 8 каналів		
КП7	Мультиплексор на 8 каналів зі стробуванням		
К500 (ЭСЛ) $U_{вих}^0 = -1,63В$; $U_{вих}^1 = -0,98В$; $I_{вх}^0 \leq 0,5 мА$; $I_{вх}^1 \leq 0,35 мА$			
ИМ180	Здвоєний суматор-віднімач	7	90
ИП179	Схема прискороного переносу	6	90
ИП181	Арифметично-логічний пристрій	10	145
ИД161	3-розрядний дешифратор низького рівня	6	125
ИД162	3-розрядний дешифратор високого рівня	6	125
ИВ165	Шифратор пріоритету	18	140

1	2	3	4
ИД164	Мультиплексор на 8 каналів зі стробуванням	8	125
K531 (ГТЛШ) $U_{вих}^0 \leq 0,5\text{В}$; $U_{вих}^1 \geq 2,7\text{В}$; $I_{вх}^0 \leq 2\text{мА}$; $I_{вх}^1 \leq 0,05\text{ мА}$			
ИП3	Арифметично-логічний пристрій	12	220
ИП4	Схема прискореного переносу	10	109
ИП5	9-розрядна схема контролю парності	21	105
ИД7	3-розрядний дешифратор	12	74
ИД14	Два 2-розрядних дешифратори	12	94
КП2	Здвоєний мультиплексор на 4 канали зі стробуванням	9	70
КП7	Мультиплексор на 8 каналів зі стробуванням	18	70
КП11	Чотири двоканальні мультиплексори зі стробуванням	12	70
КП14	(інверсні виходи у КП14)		61
K555 (ДТТЛШ) $U_{вих}^0 \leq 0,5\text{В}$; $U_{вих}^1 \geq 2,7\text{В}$; $I_{вх}^0 \leq 1,6\text{мА}$; $I_{вх}^1 \leq 0,06\text{ мА}$			
ИМ6	4-розрядний суматор	24	34
ИМ7	4-розрядний послідовний суматор-віднімач		
ИП3	Арифметично-логічний пристрій	62	34
ИП4	Схема прискореного переносу	22	20
ИП9	Помножувач X і Y		
ИД4	Здвоєний дешифратор	30	10
ИД7	3-розрядний дешифратор	40	10
ИД10	Двійково-десятковий дешифратор з відкритим колектором	50	10
ИВ3	Шифратор з пріоритетом	19	70
КП11	Чотири двоканальні мультиплексори зі стробуванням	21	14
КП14	(інверсні виходи у КП14)		12
КП12	Два чотиривходові мультиплексори зі стробуванням	32	14
КП13	Чотири двовходові мультиплексори із запам'ятовуванням $I_{вих} = 6\text{ мА}$	32	20
КП15	Мультиплексор на 8 каналів зі стробуванням	45	10
K561 (КМОП) $U_{вих}^0 \leq 0,8\text{В}$; $U_{вих}^1 \geq 4,2\text{В}$; $I_{вх}^0 \leq 50\text{нА}$; $I_{вх}^1 \leq 50\text{ нА}$			
ИМ1	4-розрядний суматор	1100	0,02
ИП3	Арифметично-логічний пристрій	1100	0,1
ИП4	Схема прискореного переносу	700	0,1
ИП5	Помножувач $X \cdot Y + A + B$	1500	0,01
СА1	12-розрядна схема контролю парності	900	0,05
ИД1	Двійково-десятковий дешифратор	580	0,01
ИД4	Дешифратор двійкового коду для 7-сегментного індикатора	1200	0,01
ИД5	Дешифратор двійкового коду для 7-сегментного індикатора (без індикації коми)	--	--
КП1	Здвоєний мультиплексор на 4 канали зі стробуванням	400	0,01
КП2	Мультиплексор на 8 каналів зі стробуванням $I_{вих} = 10\text{ мА}$	400	0,01

Детальну інформацію про комбінаційні цифрові елементи подано в [4; 8].

6.3. Тригери

Тригер - пристрій з двома вихідними стійкими станами, що має запам'ятовуючий елемент (власне тригер) і схему керування.

На рис. 6.10 наведено структурну схему тригера, де $x_1 \dots x_n$ – інформаційні входи, $C_1 \dots C_m$ – входи синхронізації, або тактові входи, $V_1 \dots V_k$ – керуванльні входи, S_y і R_y – входи скидання (встановлення у початковий стан), S^* і R^* – інформаційні входи елементарної запам'ятовуючої комірки, Q і \bar{Q} – виходи.

Для інформаційних входів прийнято наступні позначення: S (*Set* – установа) – вхід для роздільного встановлення тригера в стан “1”; R (*Reset* – зброс) – вхід для роздільного встановлення тригера в стан “0”; T (*Toggle* – релаксатор) – лічильний вхід тригера;

J (*Jerk* – несподіване ввімкнення) – вхід для роздільного встановлення *JK*-тригера у стан “0”; D (*Deley* – затримка, *Drive* – передача) – інформаційний вхід для встановлення тригера в стан “0” або “1”; V (*Valve* – клапан, вентиль) – вхід керування дозволу приймання або інформаційних, або тактових сигналів; C (*Clock* – годинник, первинне джерело сигналів синхронізації) – тактовий вхід, дозволяє схемі керування запис інформації у тригер; K (*Kill* – вимкнення) – вимкнення тригера у стан “0”.

Розглянемо різновидності тригерів і принципи їх функціонування.

RS-тригери. *RS*-тригер – двовходовий цифровий елемент, який при подачі активного сигналу на S -вхід і неактивного сигналу на R -вхід встановлюється в одиничний стан; при подачі активного сигналу на R -вхід і неактивного сигналу на S -вхід встановлюється у нульовий стан; одночасна подача двох активних сигналів на S - і R -вхід заборонена, якщо така ситуація виникає, то для стану тригера це не має значення. Запишемо для цих станів тригера за картою Карно в удосконаленій диз'юнктивній нормальній формі (УДНФ) рівняння *RS*-тригера для стану “логічна 1”:

$$Q_n = S_n + \bar{R}_n \cdot Q_{n-1}.$$

Аналогічно характеристичне рівняння у формі УДНФ за цією ж картою Карно запишеться для стану “логічний 0”:

$$Q_n = \bar{R}_n \cdot (S_n + Q_{n-1}).$$

На рис. 6.11,а наведено схему *RS*-тригера на елементах АБО-НЕ, на рис. 6.11,б – умовне графічне зображення, а на рис. 6.11,в – часові діаграми роботи тригера. Дана схема *RS*-тригера керується неінверсними сигналами, а забороненою комбінацією є випадок, коли $S=1$ і $R=1$.

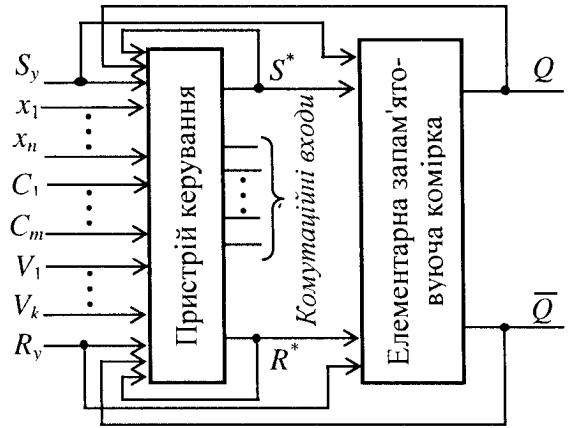


Рис. 6.10. Структурна схема тригерного пристрою.

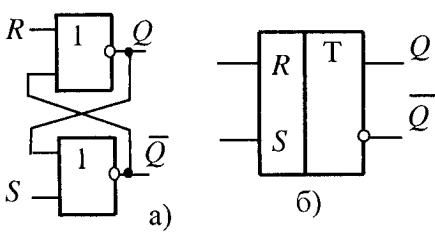
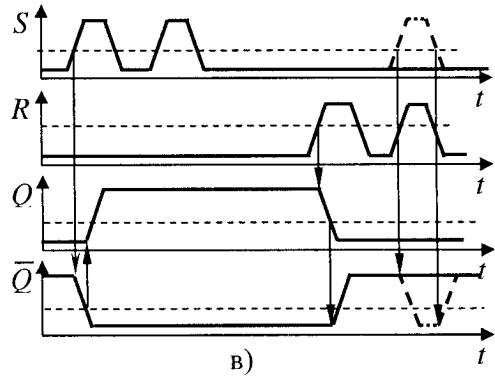


Рис. 6.11. Схема RS -тригера на елементах АБО-НЕ (а), його умовне графічне позначення (б) і часові діаграми роботи (в).



Аналогічно можна реалізувати RS -тригер на логічних елементах І-НЕ. На рис. 6.12,а подано схему RS -тригера на елементах І-НЕ, на рис. 6.12,б – умовне графічне зображення, а на рис. 6.12,в – часові діаграми роботи тригера.

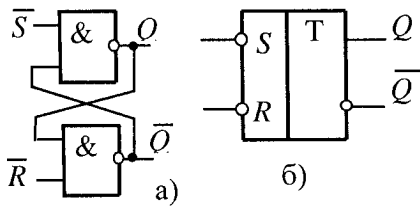
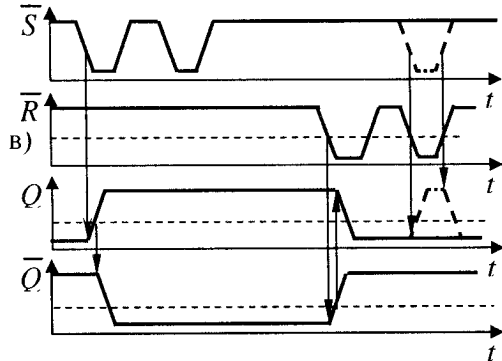


Рис. 6.12. Схема RS -тригера на елементах І-НЕ (а), його умовне графічне позначення (б) і часові діаграми роботи (в).



Даний RS -тригер на елементах І-НЕ керується інверсними сигналами. У режимі зберігання інформації на входи \bar{R} і \bar{S} подаються “логічна 1”, керування здійснюється подачею на відповідний вхід рівня “0”, а забороненою комбінацією є випадок, коли $S = 0$ і $R = 0$, тоді тригер не реагує на подачу сигналів.

Різновидністю RS -тригера є: S -тригер – двохходовий цифровий елемент, який працює так, як RS -тригер, при одночасній подачі двох активних сигналів на входи тригер встановлюється в одиничний стан; R -тригер – двохходовий цифровий елемент, який працює так, як RS -тригер, при одночасній подачі двох активних сигналів на входи тригер встановлюється у нульовий стан; E -тригер (*Exclusive – особливий*) – двохходовий цифровий елемент, який працює так, як RS -тригер, при одночасній подачі двох активних сигналів на входи тригер зберігає попередній стан.

R -тригер. Функціонування R -тригера описується згідно з картою Карно рівнянням

$$Q_n = \bar{R}_n \cdot S_n + \bar{R}_n \cdot Q_{n-1}.$$

Схема R -тригера на базі логічних елементів І-НЕ наведена на рис. 6.13,а, часові діаграми роботи – на рис. 6.13,б.

Внаслідок зв'язку входу логічного елементу DD1 з виходом DD2 при одночасній керувальній дії $S=R=1$ вихід DD2, на якому встановиться $\bar{R} = 0$, блокує інші входи елементу DD1 і сигнал $S=1$ тригер не сприйме. Тому комбінація $S=R=1$ встановить тригер у стан "0".

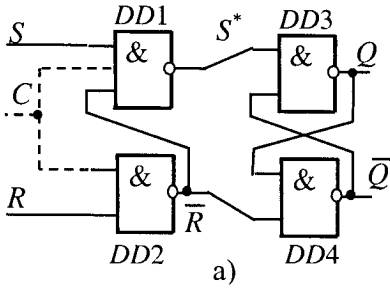
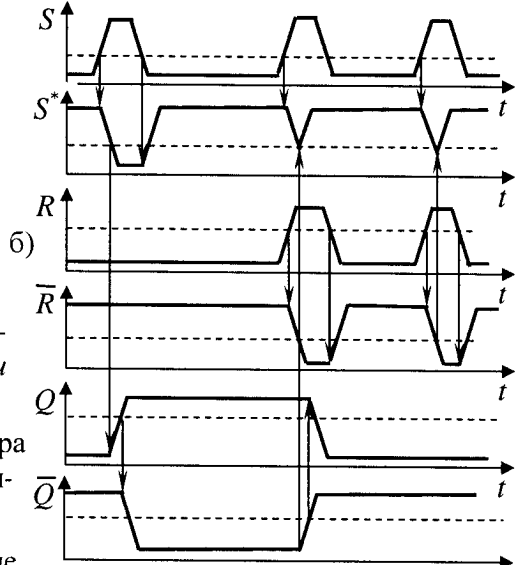


Рис. 6.13. Схема R-тригера на елементах I-НЕ (а) і часові діаграми роботи (б).



S-тригер. Функціонування S-тригера описується згідно з картою Карно рівнянням $Q_n = S_n + \bar{R}_n \cdot Q_{n-1}$.

Схема S-тригера на базі логічних елементів I-НЕ наведена на рис. 6.14,а, а часів діаграми роботи – на рис. 6.14,б.

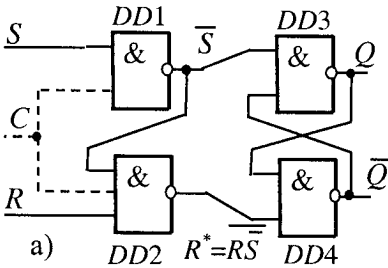
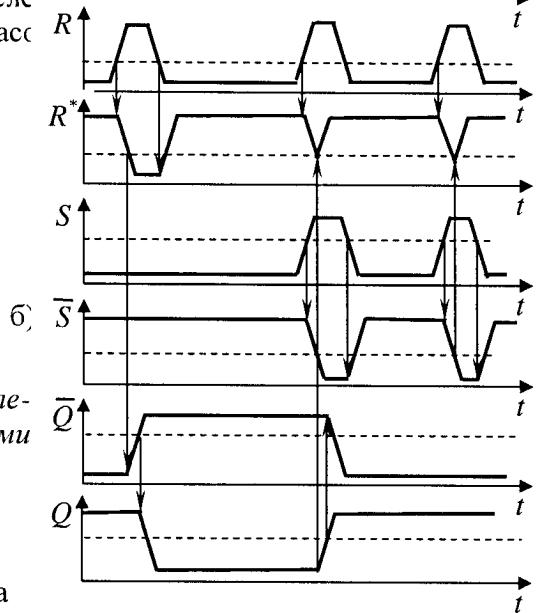


Рис. 6.14. Схема S-тригера на елементах I-НЕ (а) і часові діаграми роботи (б).



Зв'язок між входом логічного елементу DD1 і виходом DD2 забезпечує пріоритет входу S, оскільки при $S_n=1$ на вхід DD2 надійде рівень $\bar{S}_n = 0$, який для логічного елементу I-НЕ є домінуючим і унеможливує вплив інших входів (у нашому випадку входу R).

E-тригер. Стан асинхронного E-тригера описується картою Карно для прямого й інверсного виходів тригера рівняннями

$$Q_n = \bar{R}_n \cdot S_n + \bar{R}_n \cdot Q_{n-1} + S_n \cdot Q_{n-1};$$

$$\bar{Q}_n = R_n \cdot \bar{S}_n + R_n \cdot \bar{Q}_{n-1} + \bar{S}_n \cdot \bar{Q}_{n-1}.$$

Схема E -тригера на базі логічних елементів І-НЕ наведена на рис. 6.15,а, а часові діаграми роботи – на рис. 6.15,б.

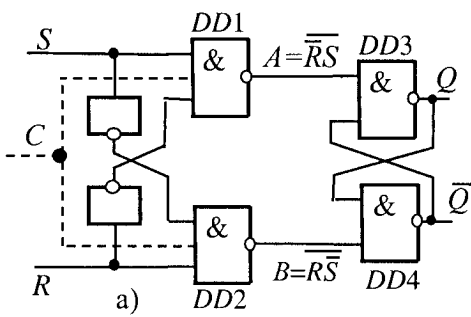
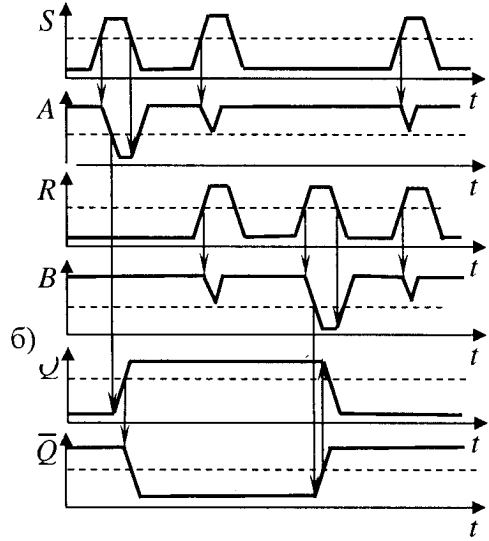


Рис. 6.15. Схема E -тригера на елементах І-НЕ (а) і часові діаграми роботи (б).



Додаткові інвертори, що встановлені, при $S_n=R_n=1$ блокують сигналами $S_n=0$ і $R_n=1$ логічні елементи DD1 і DD2, на входах яких при цьому підтримуються рівні “логічна 1”, що відповідає режиму зберігання попередньо записаної інформації.

Для забезпечення синхронізуючого режиму роботи асинхронні RS -тригери доповнені схемами синхронізації. На рис. 6.16,а наведено схему, а на рис. 6.16,б часові діаграми синхронного RS -тригера, реалізованого на базі логічних елементів І-НЕ.

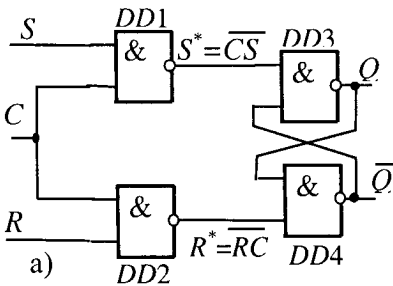
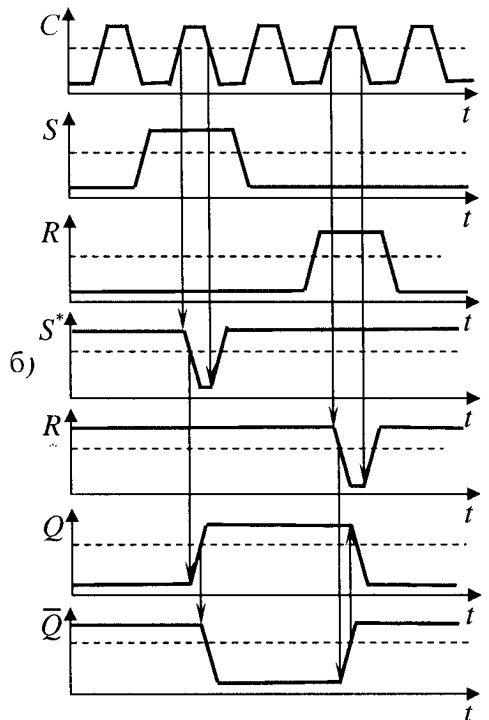


Рис. 6.16. Схема синхронного RS -тригера на елементах І-НЕ (а) і часові діаграми роботи (б).

Схеми синхронізації побудовані на логічних елементах DD1, DD2 і формують сигнали R^* і S^* , які керують станом асинхронних RS -тригерів, що сформований на логічних елементах DD3 і DD4. Інформація, що надходить на входи S і R , як видно з часових діаграм, сприймається тільки в момент дії синхроімпульсу C .



D-тригери. До *D*-тригера належить послідовнісний бістабільний пристрій з одним інформаційним входом *D* і входом синхронізації, який у момент дії синхронізуючого рівня або фронту встановлюється у стан, що визначається логічним рівнем сигналу на вході *D*, а в проміжку між синхроімпульсами перебуває в режимі зберігання інформації. Можна реалізувати і асинхронні *D*-тригери, які не мають практично застосування.

Функціонування синхронного *D*-тригера при статичних режимах описується картою Карно і характеризується рівнянням

$$Q_n = C_n \cdot D_{n-1} + \bar{C}_n \cdot Q_{n-1}.$$

Синхронний *D*-тригер наведено на рис. 6.17.

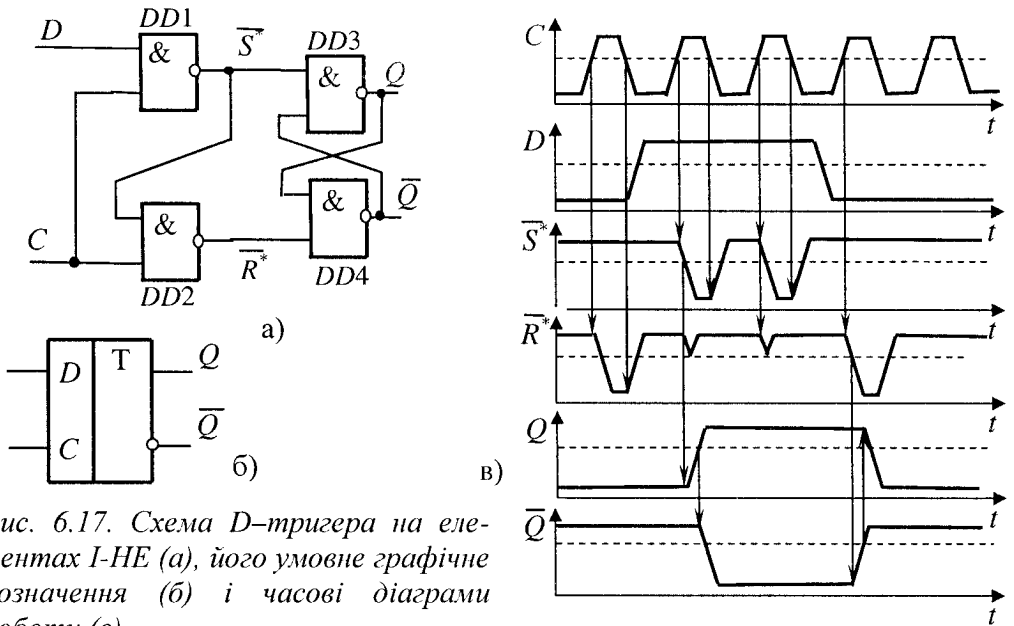


Рис. 6.17. Схема *D*-тригера на елементах І-НЕ (а), його умовне графічне позначення (б) і часові діаграми роботи (в).

Якщо на синхронізуючий вхід *D*-тригера подати рівень $C=0$, що є домінуючим для логічних елементів DD1 і DD2, на їх виходах встановляться рівні $\bar{S}^* = \bar{R}^* = 1$, які не залежать від стану інформаційного входу *D* і забезпечують режим зберігання асинхронного тригера на логічних елементах DD3 і DD4. При $C=0$ інформаційний вихід однозначно визначається станом виходу елемента DD1, який у свою чергу зумовлює інверсний рівень на виході елемента DD2. Якщо при цьому $\bar{D} = 0$, тригер встановлюється в нульовий стан, тобто тригер записує інформацію, подану на вхід *D* до встановлення синхронізуючого рівня $C=1$. Відповідно, інформація на виході *D*-тригера з'явиться із затримкою відносно інформації на вході *D*.

T-тригери. До *T*-тригера належить послідовнісний бістабільний пристрій з одним керувальним входом *T*, який кожним вхідним сигналом перемикається у протилежний стан. Його робота описується рівнянням

$$Q_n = \bar{T}_n \cdot Q_{n-1} + T_n \cdot \bar{Q}_{n-1}.$$

З даного рівняння видно, що T -тригер реалізує операцію підсумовування за модулем 2. Тому T -тригери, режим їхньої роботи і керувальний вхід називають лічильниками.

Графічне зображення асинхронного T -тригера і часові діаграми роботи наведено рис. 6.18, а і б.

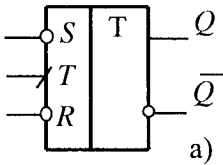


Рис. 6.18. Графічне позначення T -тригера (а) і часові діаграми його роботи (б).

Якщо проаналізувати діаграми роботи T -тригера, то перемикання виходів відбувається при подачі вхідних сигналів на інверсні входи S і R , при цьому вхід S перемикає вихід в "1", вхід R – у "0".

Детальний аналіз T -тригерів наведено в [4; 8].

JK -тригер. Універсальний JK -тригер – це послідовнісний регенеративний бістабільний пристрій з двома інформаційними входами J і K , які у випадку вхідної комбінації $J=K=1$ перемикають його у протилежний стан, а при будь-яких інших комбінаціях вони функціонують як RS -тригер, в якого роль входів S і R виконують відповідно входи J і K .

Графічне зображення універсального JK -тригера і часові діаграми роботи наведено на рис. 6.19, а, б.

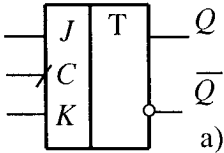
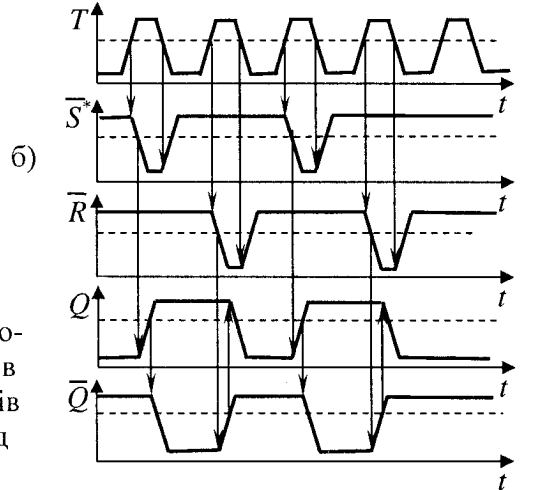


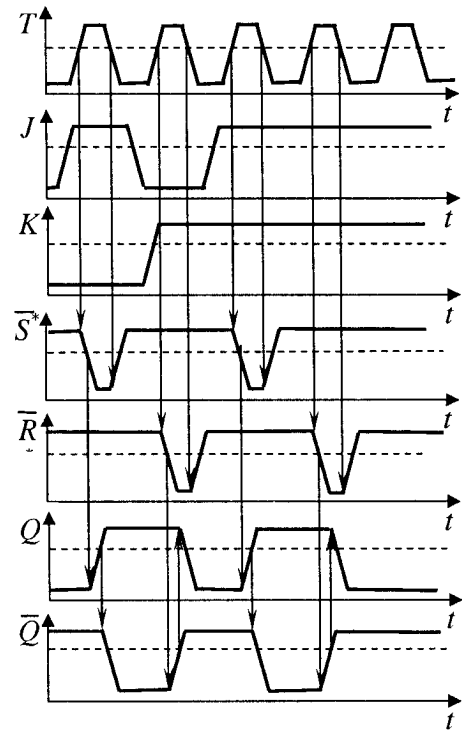
Рис. 6.19. Графічне позначення JK -тригера (а) і часові діаграми роботи (б).

Для забезпечення лічильного режиму роботи JK -тригер за аналогією з T -тригером має елемент затримки або виконаний за двотактною схемою.

Невизначеним станом вважається, коли $J=K=0$. Для всіх інших комбінацій J і K при наявності тактових імпульсів на вході C тригер буде змінювати стан на виходах і відбуватиметься поділ вхідних імпульсів за модулем "2".



б)



Рівняння JK-тригера згідно з картою Карно буде наступним:

$$Q_n = \bar{C}_n \cdot Q_{n-1} + \bar{K}_n \cdot Q_{n-1} + C_n \cdot J_{n-1} \cdot \bar{Q}_{n-1}.$$

Графічне зображення тригерів, зокрема RS-тригера і D-тригера, наведено на рис. 6.20, а характеристики деяких типів тригерів подано у табл. 6.3.

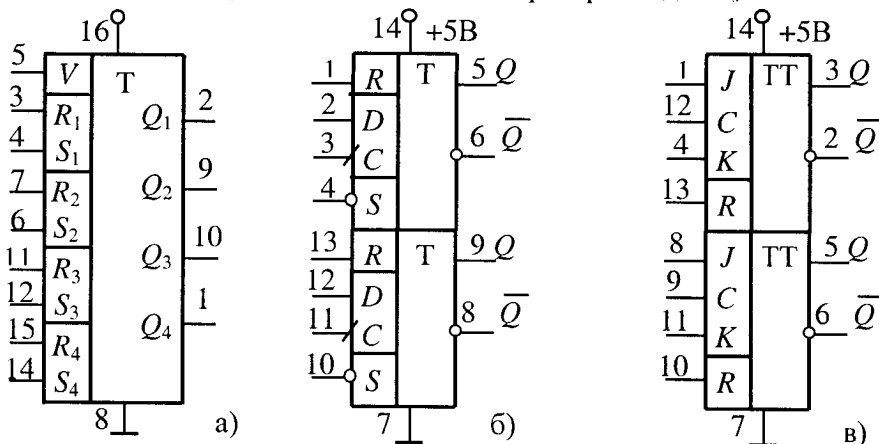


Рис. 6.20. Приклади графічного позначення тригерів: а – RS-тригер K561TP2; б – D-тригер K155TM2; в – JK-тригер K555TB6.

Таблиця 6.3

Основні типи тригерів та їхні характеристики

Марка мікросхеми	Функціональне призначення	$t_{зат.р},$ нс	$I_{спож},$ мА
1	2	3	4
K561TP2	Чотири RS-тригери	300	2,0
K155TM2	Два D-тригери	40	30
K155TM5	Чотири D-тригери	25	53
K155TM7	Чотири D-тригери з прямими й інверсними виходами	25	53
K155TM8	Чотири динамічні D-тригери	35	--
K531TM2п	Два D-тригери	13,5	50
K531KM8п	Чотири D-тригери	22	96
K531TM9п	Шість D-тригерів	22	--
K561TM2	Два D-тригери	150	0,003
K561TM3	Чотири D-тригери	700	0,003
K500TM130	Два D-тригери	4,0	35
K500TM131	Два D-тригери	4,5	56
K500TM231	Два D-тригери	3,3	65
K500TM133	Чотири D-тригери типу "защіпка"	5,4	75
K500TM134	Два D-тригери	5,5	55
K500TM173	Чотири D-тригери з вхідним мультиплексором	6,2	66
K155TЛ1	Два тригери Шмітта з логічним елементом 4І-НЕ на вході	27	32
K155TЛ2	Шість тригерів Шмітта з інверсними виходами	22	60
K155TЛ3	Чотири двовходові тригери Шмітта	22	40

1	2	3	4
K555ТЛ2	Шість тригерів Шмітта з інверсними виходами	22	21
K500ТВ135	Два JK–тригери	5,0	68
K155ТВ1	JK–тригер з логікою 3І на вході	40	20
K531ТВ9П	Два JK–тригери з встановленням логічних “0” і “1”	7,0	50
K531ТВ10П	Два JK–тригери з встановленням “1”	7,0	50
K531ТВ11П	Два JK–тригери з встановлення “0”	7,0	50
K555ТВ6	Два JK–тригери зі стробуванням	30	8
K561ТВ1	Два JK–тригери	600	0,002

Детальну характеристику тригерів і графічне позначення мікросхем та їх функціональних виводів подано в [4; 8].

6.4. Цифрові мікросхеми регістрів і лічильників

Регістр – це послідовнісний цифровий пристрій, призначений для приймання, зберігання, простих перетворень і передачі двійкових чисел. Під простими перетвореннями розуміється зсув чисел на задану кількість розрядів, перетворення послідовного двійкового коду у паралельний і паралельного у послідовний. Базовими елементами регістрів є тригери, які доповнюються комбінаційними логічними елементами для реалізації різних зв'язків між розрядами регістра для управління прийманням і передачею операндів. Основне функціональне призначення регістрів – оперативна пам'ять для багаторозрядних двійкових чисел.

Залежно від способу приймання і передачі двійкової інформації розрізняють паралельні, послідовні, послідовно-паралельні, паралельно-послідовні й універсальні регістри.

Паралельні регістри. У паралельних регістрах або регістрах пам'яті, вивід всіх розрядів числа проводиться одночасно за один такт. При побудові паралельних регістрів використовуються прості асинхронні RS–тригери і синхронні RS– і D–тригери. На рис. 6.21 подано варіанти паралельних регістрів, які відрізняються типом тригерів і складом входних-вихідних інформаційних шин. У регістра на основі асинхронних RS–тригерів (рис. 6.21,а) перед занесенням n –розрядного числа з входів x_1, \dots, x_n необхідно попередньо провести скидання всіх тригерів у нульовий стан. Скидання проводиться сигналом $R=0$. Введення інформації в регістр проходить за сигналом $A=1, R=1$. Якщо на деякому i –му вході $X_i=1$, то $S_i = \overline{X_i} \cdot A = 0$ і даний тригер (з інверсним керуванням) перемкнеться у стан “1”. При $X_i=0$, $S_i = \overline{X_i} \cdot A = 1$ і i –тригер збереже стан “0”. Виведення інформації із регістра здійснюється за сигналом $B=1$, який визначає стан виводів $Y_i = \overline{Q_i} \cdot B$. Якщо $B=0$, то на всіх виходах встановлюються рівні “логічна 1”, а при $B=1$ буде $Y_i=Q_i$. Основний недолік даного регістра – необхідність попередньої його очистки, тому оновлення інформації відбувається за два такти.

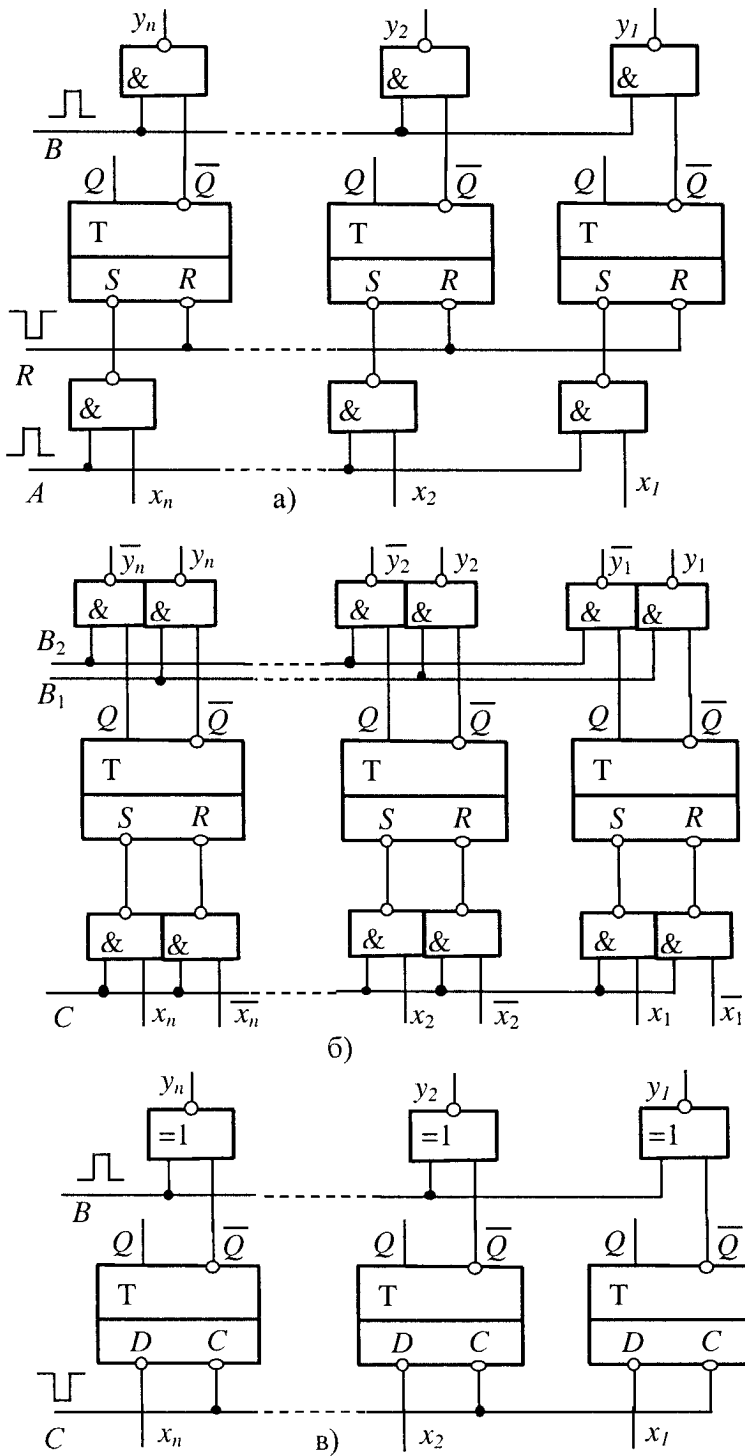


Рис. 6.21. Схеми паралельних регістрів: а – на асинхронних RS-тригерах; б – на асинхронних RS-тригерах без необхідності попередньої очистки інформації; в – на синхронних D-тригерах.

Регістр (рис. 6.21, б) також побудований на асинхронних RS -тригерах і не вимагає попередньої очистки інформації, оскільки її поновлення проходить встановленням тригерів у стан "1" і "0" за один такт. Для цього на вході регістра необхідно вдвоє більше логічних елементів і ліній зв'язку. У схемі показаний спосіб видачі інформації у прямому коді (команда $B=1$). Асинхронні RS -тригери в поєднанні з входними вентилями фактично утворюють варіанти синхронних RS -тригерів.

На рис. 6.21, в наведена схема паралельного регістра на основі синхронних D -тригерів.

Послідовні регістри. У послідовних регістрах (зсуваних) введення-виведення інформації здійснюється через один інформаційний вхід і вихід порозрядно зі зсувом числа. За один такт введена або виведена інформація зсувається на один розряд вправо або вліво. Зсувані регістри, які за командою керування реалізують зсув інформації вправо або вліво, називають реверсивними.

На рис. 6.22, а наведено зсуваний регістр на D -тригерах, а на рис. 6.22, б – часову діаграму зсуву інформації.

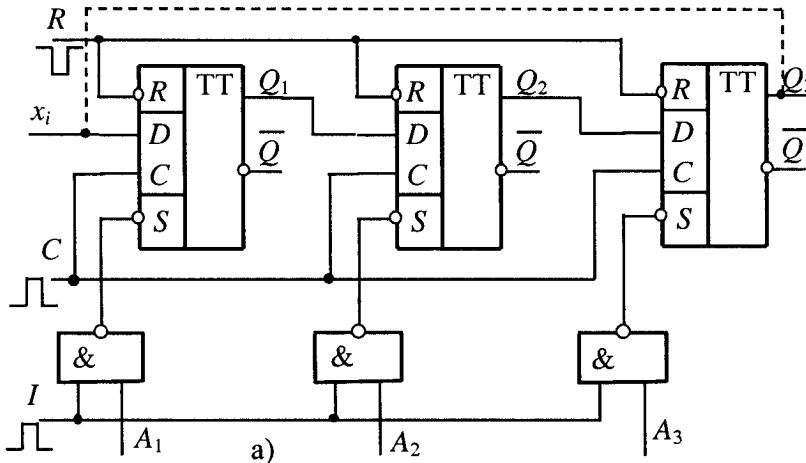
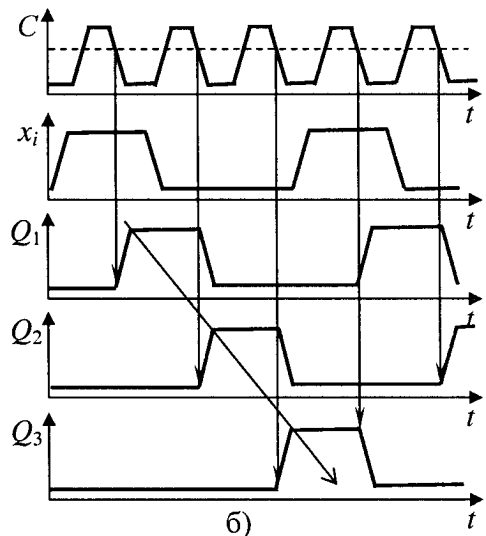


Рис. 6.22. Схема зсуваного регістра (а) і часові діаграми зсуву інформації (б).

Вводити інформацію можна послідовно із входів x з наступним зсувом її вправо на один розряд за синхроімпульсом по входу C або паралельно із входів A за сигналом $I=1$ асинхронним записом числа в попередньо очищений регістр (сигнал $R=0$ асинхронного скидання тригерів у стан "0"). Додатний фронт синхроімпульсу $C=1$ забезпечує запис інформації з входів D і x в тригери першого ступеня. Вихідні рівні тригерів залишаються незмінними.



Від'ємний фронт синхроімпульсу входи D -тригерів блокує, а рівні на виходах перемкнуться.

У реверсивних зсуваних регістрах для забезпечення можливості зсуву інформації в обох напрямках вихід кожного розряду повинен бути зв'язаний через логічні елементи перемикання напрямів зсуву із входами попереднього і наступного розрядів. На рис. 6.23 наведена схема реверсивного зсуваного регістра на логічних елементах І-АБО-НЕ і D -тригерах.

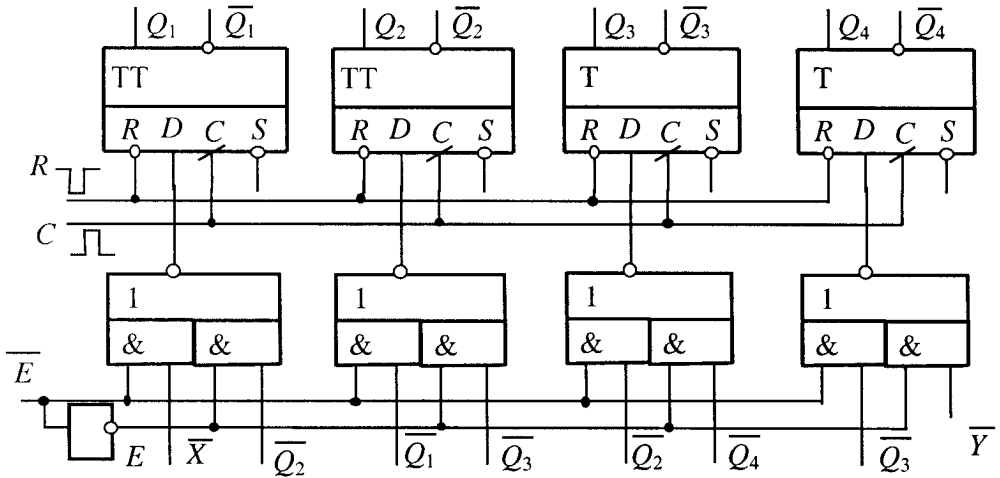


Рис. 6.23. Реверсивний зсуваний регістр на D -тригерах.

Якщо напрям зсуву задати логічним рівнем сигналу E так, що при $E=0$ здійснюється зсув вправо $D_i = Q_{i-1}$, а при $E=1$ пройде зсув вліво $D_i = Q_{i+1}$, тоді i -й тригер реверсивного зсуваного регістра повинен керуватись сигналом $D_i = \bar{E} \cdot Q_{i-1} + E \cdot Q_{i+1} = \overline{E \cdot \bar{Q}_{i-1} + \bar{E} \cdot Q_{i+1}}$.

Схеми деяких типів регістрів наведено на рис. 6.24.

Регістр К155ІР1 (К133ІР1, К134ІР1, К555ІР1) (рис. 6.24,а) реалізує дві мікрооперації: приймання коду з входів D при $V=1$ і зсув вправо при $V=0$, які виконуються за спадом сигналів $C1$ і $C2$ відповідно. При інших станах входів V , $C1$ і $C2$ здійснюється зберігання інформації.

Регістр К133ІР13 (К155ІР13) (рис. 6.24,б) реалізує наступні мікрооперації: встановлення "0" при $R=0$, зсув вліво при $R=S_0 = \bar{S}_1 = 1$, зсув вправо при $R = \bar{S}_0 = S_1 = 1$, приймання інформації з входів $D0-D7$ при $R=S_0 = S_1 = 1$. Ці операції виконуються при наростанні синхроімпульсу по C . При інших комбінаціях на входах R , S_0 , S_1 реалізується режим зберігання.

При запису інформації в регістр К133ІР13 можна у паралельному коді її і зчитати з виходів $Q0-Q7$.

Регістр К555ІР22 (ІР23) (рис. 6.24,в) є паралельним і має наступні мікрооперації: запис інформації у регістр без попередньої очистки при $PE=1$ (для ІР23 – за наростанням сигналу), видача інформації на вихід при $E0=0$. Якщо $E0=1$, то на виходах $Q1-Q8$ буде високоомний стан.

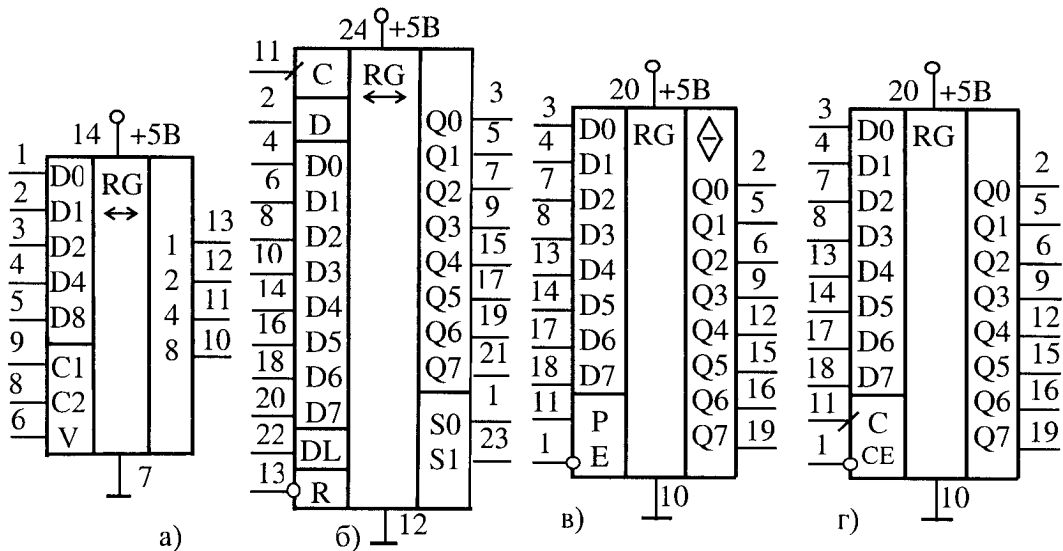


Рис. 6.24. Графічне позначення мікросхем регістрів: а – К155ІР1, К133ІР1, К134ІР1, К555ІР1; б – К133ІР13, К155ІР13; в – К555ІР22(ІР23), К531ІР22(ІР23); г – К555ІР27.

Регістр К555ІР27 (рис. 6.24, г) складається з восьми двоступінчастих D-тригерів із загальним входом синхронізації С (за наростанням сигналу) і входом дозволу запису СЕ. При СЕ = 0 відбувається запис інформації в регістр, при СЕ = 1 – зберігання інформації.

Детальну інформацію про характеристики регістрів, що серійно виготовляються, наведено в [4; 8].

Лічильники імпульсів. Лічильниками називають послідовнісні цифрові пристрої, призначені для підрахунку і запам'ятовування числа імпульсів, що надійшли у певному часовому інтервалі на його лічильний вхід. За характером зміни стану лічильника входними імпульсами розрізняють лічильники підсумовування, віднімання і реверсивні [4; 8]. За способом організації переносів між розрядами їх можна розділити на лічильники з послідовним, наскрізним, паралельним і комбінованим переносом. Лічильники з послідовним і наскрізним переносом називають асинхронними, а з паралельним – синхронними.

Асинхронні лічильники. В асинхронних лічильниках відсутня загальна для всіх розрядів синхронізація і перехід розрядів у новий стан проходить послідовно розряд за розрядом. Послідовний лічильник можна виконати у вигляді ланцюжка T-тригерів, для кожного з яких лічильний імпульс формується тригером сусіднього молодшого розряду (рис. 6.25,а). Лічильний режим JK-тригера буде, коли J=K=1. Тому на рис. 6.25,а входи J і K тригера вільні, що еквівалентно подачі логічного рівня "1". Із діаграми роботи (рис. 6.25,б) бачимо, що час встановлення лічильника залежить від кількості розрядів, що послідовно перемикаються.

Перевагою послідовного лічильника є мінімізація кількості мікросхем і електричних зв'язків, що спрощує розведення ліній зв'язку і підвищує захист схеми від завад. Основний недолік – низька швидкодія, яка є тим нижчою, чим вищий коефіцієнт рахунку $K_{рах} = 2^N$, де N – число розрядів.

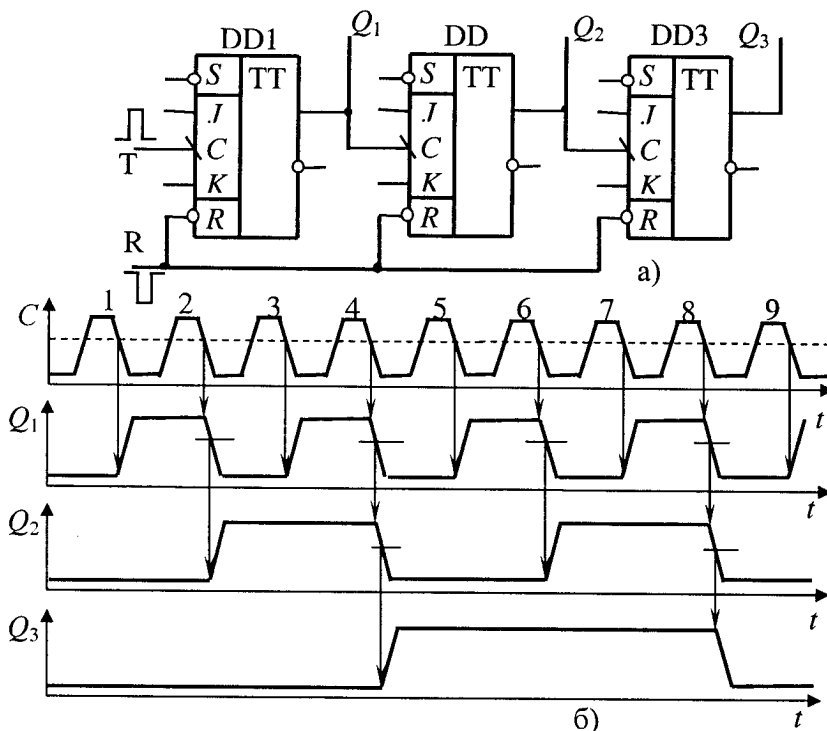


Рис. 6.25. Схема трирозрядного послідовного лічильника імпульсів на JK-тригерах (а) і часова діаграма його роботи (б).

Одним із способів підвищення швидкодії асинхронних лічильників є організація переносів між розрядами через додаткові логічні елементи (рис. 6.26,а). Якщо перший тригер лічильника знаходиться в стані "1", то наступний лічильний імпульс T скидає його у стан "0" від'ємним фронтом. Як видно із часових діаграм (рис. 6.26,б), ще до перемикання виходу Q_1 тригера DD1 лічильний імпульс T через вентиль DD2 надходить у вигляді імпульсу переносу P_1 на вхід другого розряду і вентиль DD4, і якщо $Q_2 = 1$, то лічильний імпульс переходить далі через вентиль DD4 і т.д. Лічильний імпульс T проходить до вентиля, на другий вхід якого надходить $Q_i = 0$. При цьому тригери з першого до $(i-1)$ -го встановлюються в "0", на i -му тригері – у стан "1" (рис. 6.26,б). В N -розрядному лічильнику з наскрізним переносом час встановлення визначається затримкою імпульсу T у ланках переносу і часом встановлення $t_{вст.T}$ останнього з перемикальних тригерів:

$$t_{вст.маx} = (N-1) \cdot t_{зт.р.ср.} + t_{вст.T},$$

де $t_{зт.р.ср.}$ – середній час затримки поширення сигналу тригером.

Тоді максимальна частота рахунку лічильника буде:

$$f_{рaх.маx} = [t_0 - (N-1) \cdot t_{зт.р.ср.} + t_{вст.T}]^{-1},$$

де t_0 – тривалість положення розрядів у заданому стані.

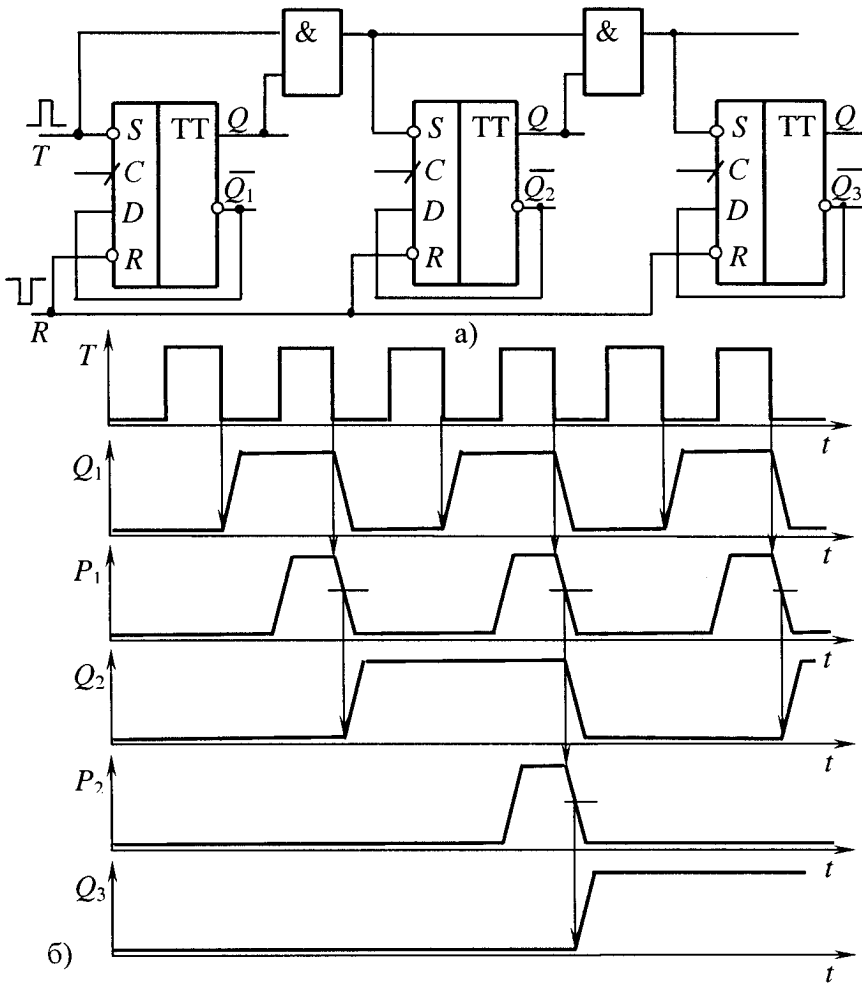


Рис. 6.26. Схема трирозрядного послідовного лічильника імпульсів на D -тригерах з додатковими логічними елементами (а) і часова діаграма його роботи (б).

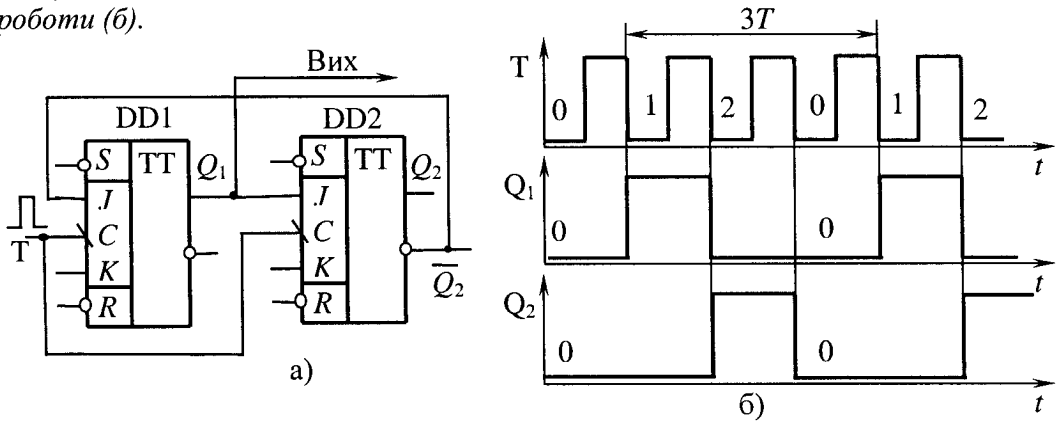


Рис. 6.27. Схема лічильника-подільника частоти на 3 на JK -тригерах (а) і часові діаграми його роботи (б).

Залежно від кількості розрядів N лічильники реалізують коефіцієнт рахунку $K_{рах} = 2^N$ і їх можна використовувати в ролі подільника частоти

$$f_{вих} = f_{рах} / K_{рах}.$$

Оскільки цифрова схемотехніка має у наявності прості подільники частоти з коефіцієнтом рахунку $K_{рах} = 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 10$, то велика кількість подільників частоти з $K_{рах}$, що розкладаються на прості множники, будується на їх основі. Необхідне $K_{рах}$ одержують введенням в лічильник зворотних зв'язків. Якщо між входом і виходом тригера ввімкнений подільник частоти на довільне натуральне число n , то така схема забезпечує поділ частоти на

$$K_{рах} = 2n + 1. \quad (6.1)$$

На рис. 6.27 наведено подільник частоти на 3, який реалізований при $n = 1$, що відповідає прямому зв'язку між входним DD1 і вихідним DD2 тригерами.

Для $K_{рах} = 5$ згідно з рівнянням (6.1) необхідно $n = 2$, тому між входним і вихідним тригером повинен буди додатковий тригер-подільник частоти на 2 (рис. 6.28).

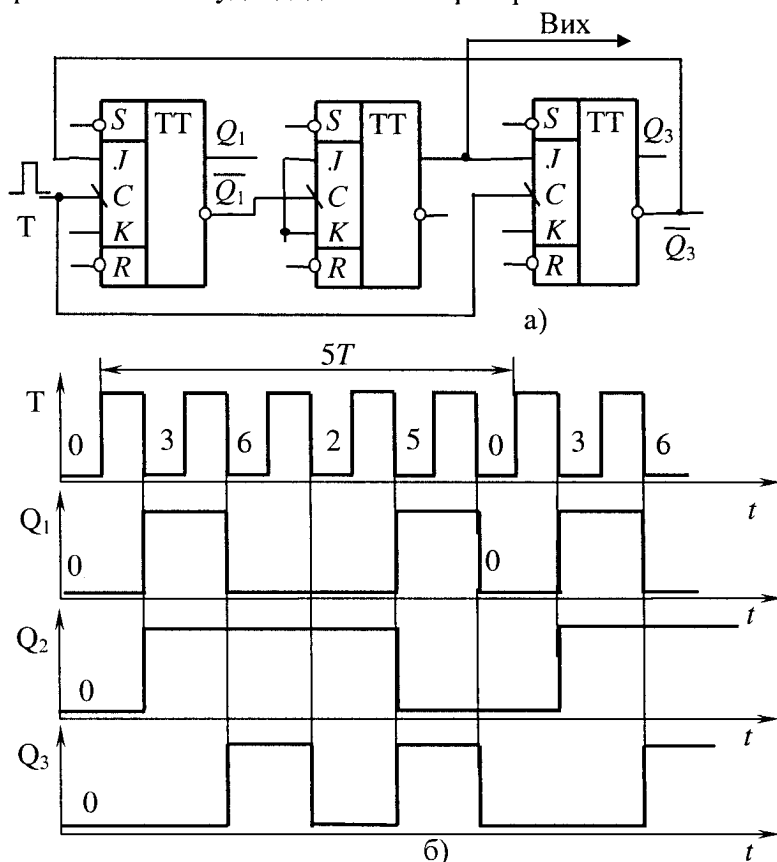


Рис. 6.28. Схема лічильника-подільника частоти на 5 на JK-тригерах (а) і часові діаграми роботи (б).

Подільник частоти з $K_{рах} = 6 = 2 \cdot 3$ (рис. 6.29) одержаний послідовним з'єднанням подільників на 2 і на 3.

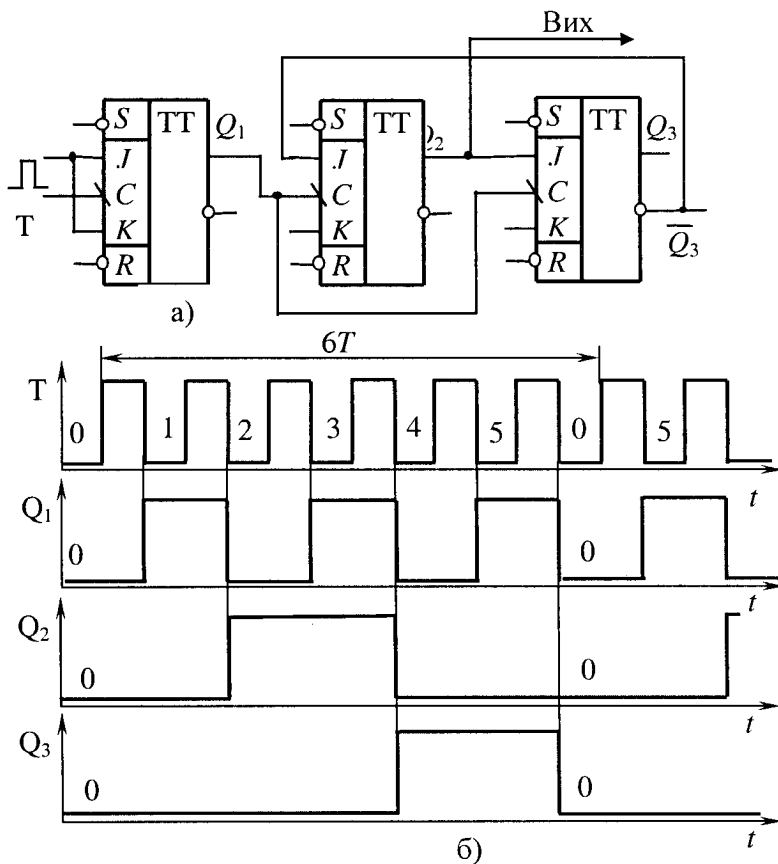


Рис. 6.29. Схема лічильника-подільника частоти на 6 на JK-тригерах (а) і часові діаграми роботи (б).

Синхронні лічильники. До синхронних, або паралельних, відносять лічильники, в яких перемикання розрядів проходить одночасно, незалежно від віддаленості розряду від лічильного входу. Це досягається подачею на всі тригери синхронізуючих імпульсів, які додатним чи від'ємним фронтом викликають перемикання тригера згідно з логікою роботи лічильника. Це забезпечує мінімальну тривалість встановлення лічильника $t_{вст.ліч}$, що не перевищує тривалості встановлення одного тригера $t_{вст.Т}$. Максимальна частота зміни стану лічильника визначиться за формулою

$$f_{ліч.мах} = 1/(t_{вх} + t_{вст.ліч}) = 1/(t_{вх} + t_{вст.Т}).$$

Схема простого підсумовуючого синхронного лічильника наведена на рис. 6.30. Потенціал переносу формується послідовно з розповсюдженням "логічної 1" через вентилі DD1, DD2, DD3. Накопичення затримки за рахунок вентилів ланки переносу зумовлюється взаємним зміщенням лічильних імпульсів T і імпульсів переносу P_i (рис. 6.31,б).

Розглянемо мікросхеми деяких лічильників імпульсів, що серійно виготовляються промисловістю.

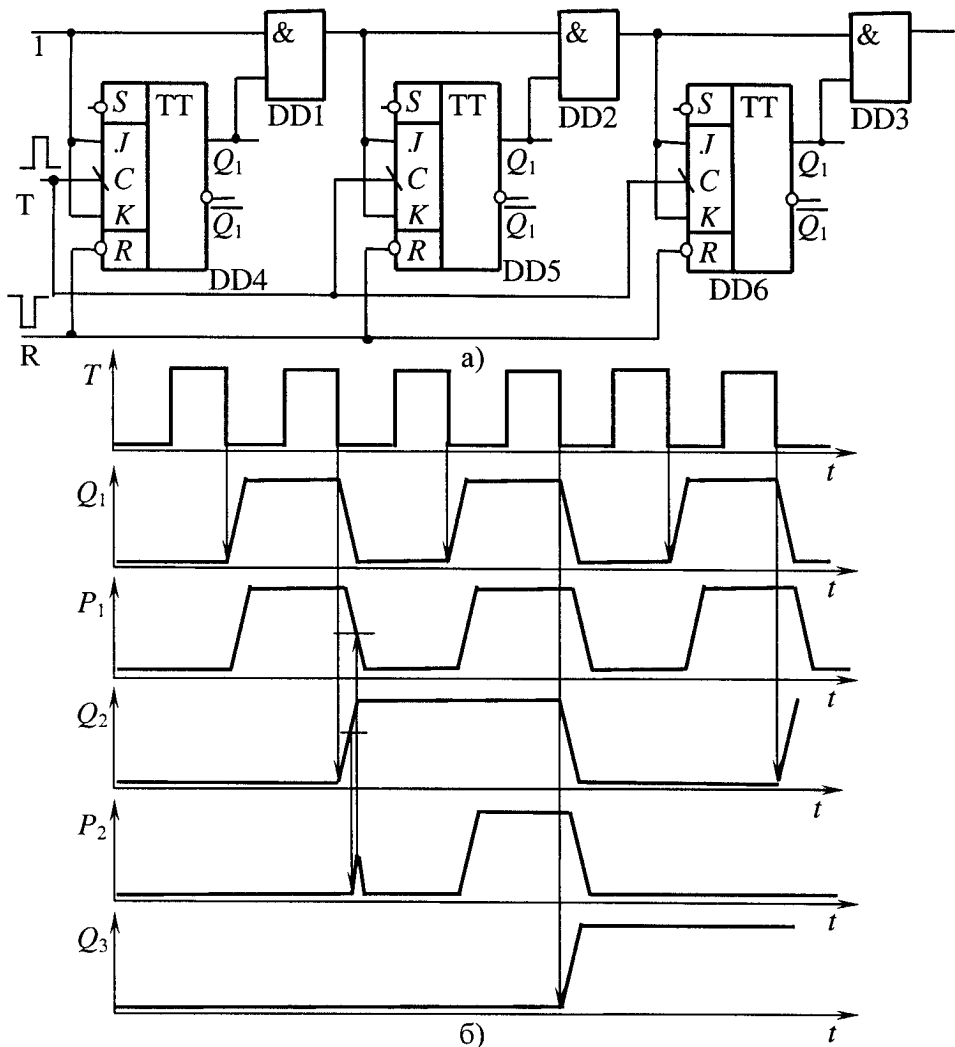


Рис. 6.30. Схема синхронного лічильника на JK-тригерах (а) і часові діаграми роботи (б).

Чотирирозрядний двійково-десятковий лічильник серій мікросхем К133ІЕ2, К134ІЕ2, К155ІЕ2 і К555ІЕ2, графічне зображення якого наведено на рис. 6.31,а, складається з лічильника за модулем 2 з входом С1 і виходом 1 і лічильника за модулем 5 з входом С2 і виходами 2, 4, 8. З'єднуючи виводи 1 С2 або 8 і С1, одержимо лічильник за модулем 10. Входи R забезпечують три режими роботи: встановлення "0" при $R_1=R_2=1$ і $R_3=R_4=0$, встановлення "9" при $R_3=R_4=1$ і довільних станах R_1 і R_2 і режим "рахунок" при $R_1=R_2=R_3=R_4=0$. Перемикаються тригери за заднім фронтом сигналів С1 і С2.

Лічильники К133ІЕ4, К155ІЕ4 (рис. 6.31,б) складаються з ізолюваного тригера і лічильника за модулем 6. З'єднуючи виводи С1 і 8 або С2 і 1, одержуємо лічильник за модулем 12. При $R_1=R_2=1$ проводиться встановлення "0", при $R_1=R_2=0$ реалізується режим підрахунку. Перемикаються тригери за заднім фронтом лічильного сигналу.

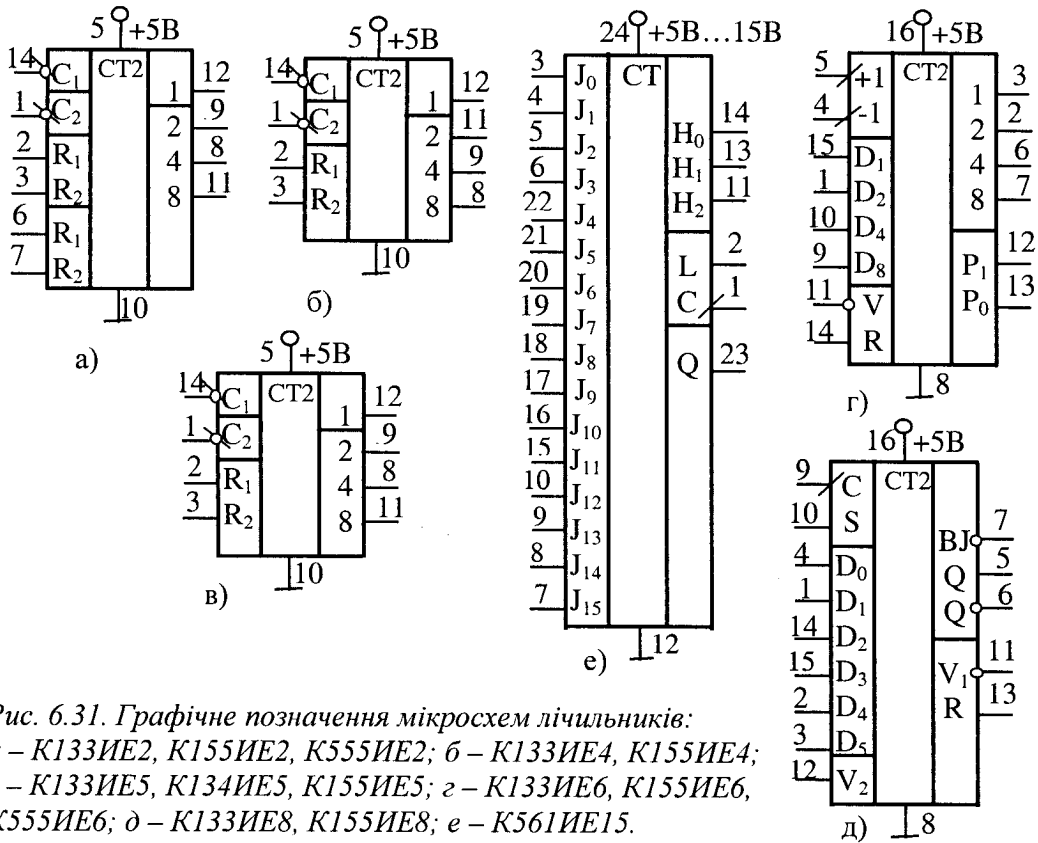


Рис. 6.31. Графічне позначення мікросхем лічильників:
 а – К133ИЕ2, К155ИЕ2, К555ИЕ2; б – К133ИЕ4, К155ИЕ4;
 в – К133ИЕ5, К134ИЕ5, К155ИЕ5; г – К133ИЕ6, К155ИЕ6,
 К555ИЕ6; д – К133ИЕ8, К155ИЕ8; е – К561ИЕ15.

Лічильники серії К133ИЕ5, К134ИЕ5, К155ИЕ5 (рис. 6.31,в) складаються з ізольованого тригера з лічильним входом С1 і виходом 1 і лічильника (трирозрядного двійкового) з входом С2 і виходами 2, 4, 8. З'єднуючи входи С1 і 8 або С2 і 1, одержуємо чотирирозрядний двійковий лічильник, у якого при $R_1=R_2=1$ проводиться встановлення "0", а при $R_1=R_2=0$ реалізується режим лічильника. Перемикаються тригери за заднім фронтом лічильного сигналу.

Десятковий реверсивний лічильник К133ИЕ6, К155ИЕ6, К555ИЕ6 (рис. 6.31,г) працює в режимі встановлення "0" при $R=1$ (стан інших входів не має значення), приймання коду з входів D_i при $R=V=0$ і зберігання коду або рахування при $R=\bar{V}=0$. У режимі рахування стан виходів змінюється за наростанням перепаду сигналу на вході (+1) або (-1).

Шестирозрядний лічильник К133ИЕ8, К155ИЕ8 (рис. 6.31,д) використовується як подільник частоти сигналу С з коефіцієнтом $M/64$, де $M=D_5+2D_4+2^2D_3+2^3D_2+2^4D_1+2^5D_0$; D_i – цифри на відповідних входах. Число M рівне числу імпульсів на виході Q або \bar{Q} , що видає лічильник на кожні 64 вхідні імпульси С. Для каскадування ИЕ8 використовують виводи ВJ, S, V_1 , V_2 .

Особливу увагу заслуговує подільник частоти К561ИЕ15 зі змінним коефіцієнтом ділення від 3 до 15999 (рис. 6.31,е). Коефіцієнт ділення задається кодом на входах J_i .

Детальна інформація про лічильники різного типу подана в [4; 8; 16].

6.5. Цифроаналогові і аналоговоцифрові перетворювачі електричних сигналів

Цифроаналоговий перетворювач (ЦАП) призначений для перетворення цифрових сигналів в аналогові і служить для спряження цифрових пристроїв формування і обробки сигналів з аналоговими споживачами інформації. Вони широко використовуються для керування аналоговими пристроями за допомогою ЕОМ в таких галузях техніки, як:

системи керування технологічними процесами (виконавчі пристрої програмованих верстатів, роботів, електронно-променева фотолітографія, прицезійна електротермообробка та ін.);

пристрої зв'язку, телемеханіки, телевимірювань (модеми, кодеки, активні і цифрові фільтри, системи розподілення аналогових даних);

дискретна автоматика, обчислювальна і перетворювальна техніка (генератори складних функцій, інтегратори, цифруправляючі сельсини, вирішуючі трансформатори, функціональні перетворювачі);

випробувальна і вимірювальна техніка (програмовані джерела живлення, автоматичні мостові вимірювальні прилади, цифрові вимірювальні прилади).

За принципом дії схеми ЦАП бувають: із сумуванням і діленням напруги, із сумуванням струмів [23].

Вихідна напруга у схемі ЦАП (рис. 6.32,а) з підсумовуванням напруги буде:

$$U(N) = U_{on} \cdot R \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \frac{a_i}{R_i \sum_{i=0}^{n-1} 2^{-(n-i)}}$$

де $N = a_0 2^0 + a_1 2^1 + \dots + a_{n-1} 2^{n-1}$ – двійковий код; $R_i = 2^{n-i-1} R$;

$R_{n-1} = R$; n – число двійкових розрядів.

Вихідна напруга в схемі ЦАП з діленням напруги (рис. 6.32,б), де використовується резистивна матриця R - $2R$, буде: $U(N) = U_{on} \cdot \frac{2}{3} \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^{-(n-i)}$.

Коефіцієнт використання опорної напруги у схемі на рис. 6.32,б $\frac{U_{on}}{U(N_{max})} = \frac{2}{3}$, а в схемі на рис. 6.32,а цей коефіцієнт дорівнює 1.

Для вищої швидкості перетворення використовують ЦАП з підсумовуванням струмів (рис. 6.32,в і г). Оскільки вхідний опір і коефіцієнт підсилення ОП великі, то напруга і струм у вхідній ланці ОП близькі до нуля. Відповідно всі струми $I_0 + I_1 + I_2 + \dots + I_{n-1} = I_{\Sigma}$, що проходять через елементи резистивної ланки, зрівноважуються струмом $I_{3.3\beta} = I_{\Sigma}$, який проходить у ланці зворотного зв'язку. Вихідна напруга такого ЦАП буде:

$$U(N) = R_{3.3} \cdot I_{3.3} = R_{3.3} \cdot I_{\Sigma} = R_{3.3} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot I_i$$

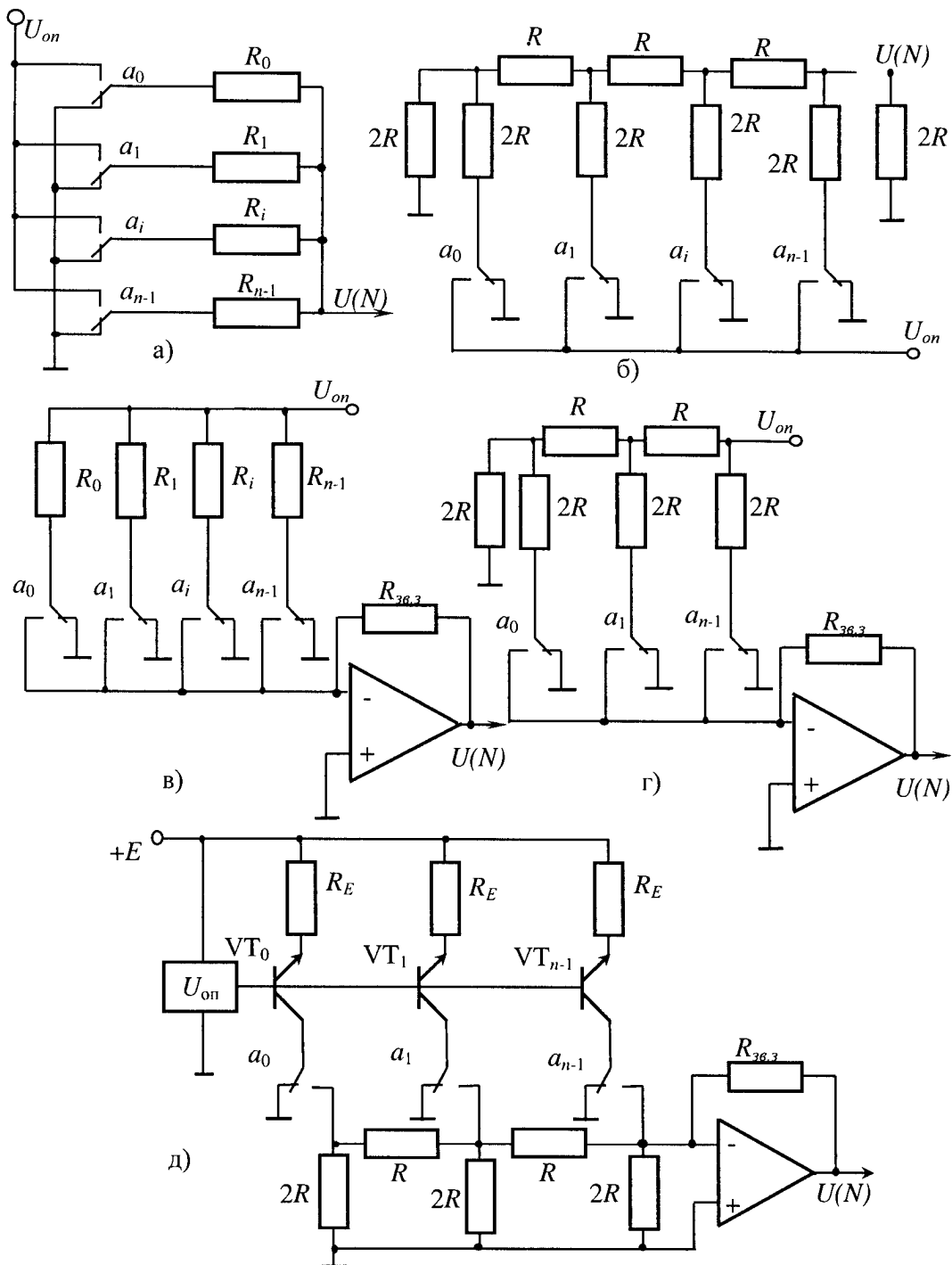


Рис. 6.32. Принципові електричні схеми цифроаналогових перетворювачів: а – з підсумовуванням напруги; б – з діленням напруги та резистивною матрицею $R-2R$; в – з підсумовуванням струмів; г – з підсумовуванням струмів та резистивною матрицею $R-2R$; д – резистивна матриця $R-2R$ з однаковими генераторами струму.

Для схеми (рис. 6.32,г) з резистивною матрицею R-2R струм буде становити $I_i = \frac{U_{оп}}{R} \cdot 2^{-(n-i)}$, а вихідна напруга $U(N) = R_{36.3} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot \frac{U_{оп}}{R} \cdot 2^{-(n-i)}$.

Для зменшення впливу опору ключів використовують схеми ЦАП з резистивними матрицями R-2R і однаковими генераторами струмів I_0 (рис. 6.32,д). Вихідна напруга для такого ЦАП розраховується за формулою

$$U(N) = I_0 \cdot R_{36.3} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \frac{a_i}{2^{n-i-1}} = I_{36.3} \cdot R_{36.3} \cdot 2^{-(n-1)} \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i = \Delta U_{p.3} \cdot N,$$

де $N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i$ – цифровий код; $\Delta U_{p.3} = I_0 \cdot R_0 / 2^{n-1}$ – крок квантування (роздільна здатність).

Розглянемо ЦАП серії K572ПА1, який виготовляється серійно. Дана мікросхема може використовуватись і як АЦП. Ввімкнення мікросхеми подано на рис. 6.33.

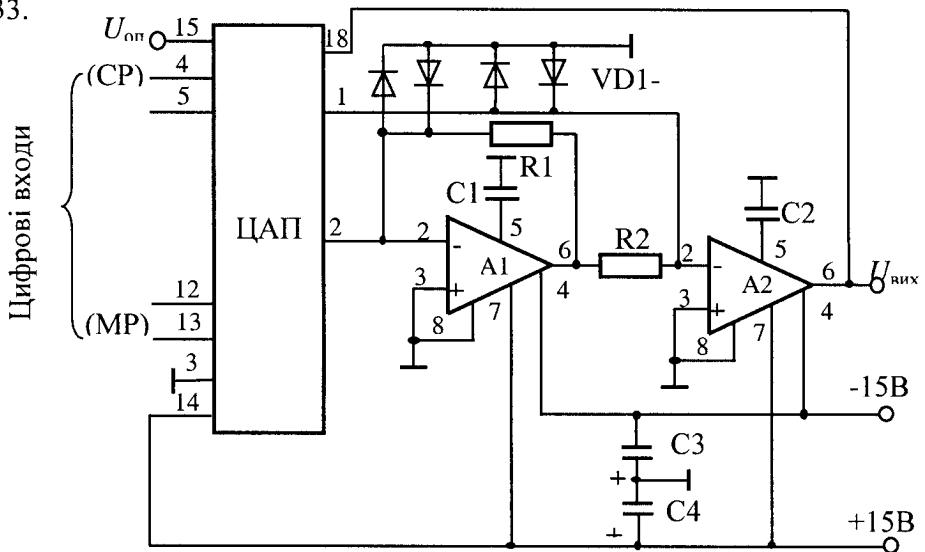


Рис. 6.33. Принципова електрична схема ввімкнення ЦАП K572ПА1 в режимі чотирикратного помноження.

При експлуатації ЦАП K572ПА1 необхідно враховувати низку специфічних властивостей, пов'язаних з виконанням мікросхеми на КМОП технології.

Для уникнення перегріву кристала мікросхеми цифрові сигнали повинні мати круті фронти і встановлені логічні рівні "0" і "1". Сигнали на цифрових входах не повинні приймати від'ємних значень і перевищувати рівні напруги живлення. Незадіяні цифрові входи заземлюються.

При роботі з ЦАП K572ПА1 рекомендується наступна послідовність подачі електричних потенціалів: потенціал землі, напруга живлення, опорна напруга, напруга на цифрові входи. Порядок зняття напруги – зворотний.

Вихідна напруга формується в межах від $-U_{оп}$ до $U_{оп}$. Зв'язок між цифровим кодом і напругою наступний:

Цифровий код на вході ЦАП

000...000

...

011...111

100...000

...

111...111

Вихідна напруга, В

$(1-2^{-10})U_{оп}$

...

0,5МР

-0,5МР

$-(1-2^{-10})U_{оп}$

Операційні підсилювачі А1 і А2 типу 154УД3 мають напругу зміщення нуля 8 мВ і час встановлення 0,5 мкс. Частотна корекція А1 і А2 проводиться за допомогою конденсаторів С1 і С2 типу КМ-56-П33. Конденсатори С3 і С4 типу К50-24 використовуються для захисту схеми від перешкод у колі живлення. Діоди VD1-VD4 типу КД514А (діоди Шоттки) захищають виходи 1 і 2 ЦАП.

Нульове значення напруги на виході ЦАП можна одержати увімкненням між виводами 2 і 15 ЦАП К572ПА1 резистора зміщення опором 10 МОм.

Деяко простіша схема увімкнення мікросхеми К594ПА1, що представляє паралельний ЦАП із підсумовуванням струмів, комбінованою матрицею і призначена для перетворення 12-розрядного коду у струм і працює із стандартними рівнями сигналів від ТТЛ і КМОП цифрових інтегральних схем.

Принципова електрична схема увімкнення ЦАП К594ПА1 наведена на рис. 6.34.

Характеристики деяких ЦАП наведено у табл. 6.4.

Таблиця 6.4

Характеристики цифроаналогових перетворювачів

Параметр	К572ПА1	К572ПА2	К594ПА1	К1108ПА1	К1118ПА1	К1118ПА2	К427ПА1
$U_{оп}, В$	± 17	± 15	10	10	10	-1	± 10
$U_{пр} (U^0, U^1), В$	0,8	0,4	0,4	0,4	-1,6	0,4	0,4
n, біт	10	12	12	12	8	10	15
$\delta_{п.}, \% (ЕМР)$	(± 3)	$\pm 0,5$	--	$\pm 0,3$	--	(± 5)	0,01
$\delta_{л.}, \% (ЕМР)$	0,1	$\pm 0,1$	$\pm 0,02$	0,02	$\pm 0,19$ ($\pm 0,5$)	(± 1)	0,006
$\tau_{уст}, мкс$	5	15	3,5	0,7	0,02	0,03	30
$U_{ж}, п1, п2, В$	15	5	5	5	-5,2	-5,2	5, 15
$I_{ост1, 2}, мА$	--	-15	-15	-15	--	5	-15
	2	0, 1, 2	25, 35	15, 46	130	85, 9	--

Детальна інформація про ЦАП наведена в [23].

Аналоговоцифровий перетворювач (АЦП) представляє собою пристрій, який перетворює вхідний аналоговий сигнал у відповідний йому цифровий код, придатний для роботи з ЕОМ та іншими цифровими елементами і пристроями.

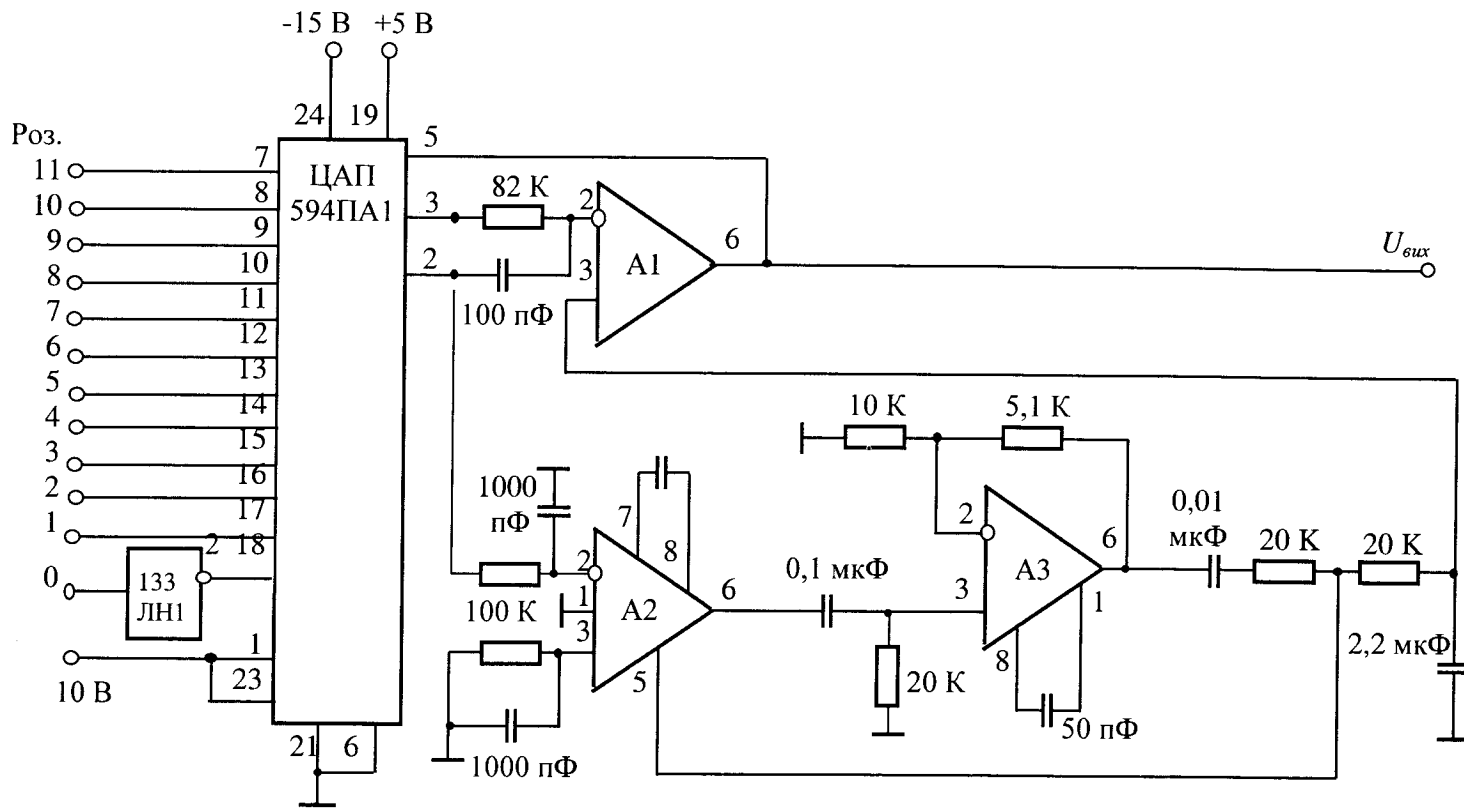


Рис. 6.34. Приклад принципової електричної схеми ЦАП:
 А1 – 544УД2; А2 – 140УД13; А3 – 153УД6.

За принципом дії АЦП поділяються на послідовні, паралельні і послідовно-паралельні [23].

АЦП послідовного типу розгортального зрівноваження (рис. 6.35,а) складається з компаратора К, генератора лічильних імпульсів ГЛІ з періодом τ_0 , лічильника Лч, схеми керування (СК) і ЦАП.

Вхідний сигнал надходить на один вхід компаратора, а на другий – сигнал зворотного зв'язку з ЦАП. Робота перетворення починається з приходу імпульсу запуску на СК, яка вмикає лічильник, вихідний код якого передається у ЦАП, що відповідно його перетворює у сигнал зворотного зв'язку. Компенсуюча напруга U_K зворотного зв'язку з ЦАП збільшується від початкового значення "0" до значення $U_K \geq U_X$. У момент досягнення значення $U_K = U_X$ спрацьовує компаратор, і його вихідний сигнал завершує процес перетворення аналогового сигналу U_X у цифровий еквівалент.

Час перетворення АЦП даного типу визначається величиною вхідного сигналу. Його максимальне значення $T_{пер.мах} = (2^m - 1) \cdot \tau_0$, де m – число розрядів двійкового лічильника; τ_0 – період надходження лічильних імпульсів. Частота дискретизації буде становити $f_{\partial} = 1/T_{пер.мах} = 1 \dots 10$ кГц.

В АЦП послідовного типу слідкуючого зрівноваження (рис. 6.35,б) на відміну від АЦП розвертаючого зрівноваження, замість підсумовувального лічильника використовується реверсивний лічильник. У момент досягнення $U_K = U_X$ АЦП переходить у слідкуючий режим і вихідний код АЦП коливається біля середнього значення з точністю до кроку квантування.

В АЦП послідовного типу порозрядного зрівноваження (послідовного наближення) (рис. 6.35,в) процес зрівноваження проходить з допомогою програмного пристрою (ПП) у напрямку від старших розрядів з вагою 2^{m-1} до молодших з вагою 2^0 .

Алгоритм такого АЦП полягає в тому, що ПП і СК задають напрям переходу залежно від вихідного сигналу компаратора. У початковий момент імпульсом запуску ПП встановлюється у стан $10 \dots 0$, при якому значення U_K визначається вагою старшого розряду вихідного двійкового числа. Потім протягом m тактів напруга U_K послідовно наближається до значення вхідного сигналу U_X . При цьому на кожному такті можлива одна із ситуацій: 1) якщо $U_K < U_X$, то виконується встановлення наступного молодшого розряду в "1" при збереженні стану всіх попередніх старших розрядів; 2) якщо $U_K > U_X$, то встановлення молодшого розряду в "1" супроводжується скиданням попереднього старшого розряду в "0". У результаті після закінчення m тактів наближення компенсуюча напруга U_K наблизиться до U_X з точністю до кроку квантування $h = U_{\max}/2^m$. Час перетворення буде становити $T_{пер} = m \cdot \tau_0$.

Основним недоліком розглядуваних АЦП послідовного типу є низька завадостійкість від мережових збурень. АЦП з двотактним інтегруванням (рис. 6.36) не мають такого недоліку, оскільки операція інтегрування проводиться за фіксований інтервал часу, тобто за два такти.

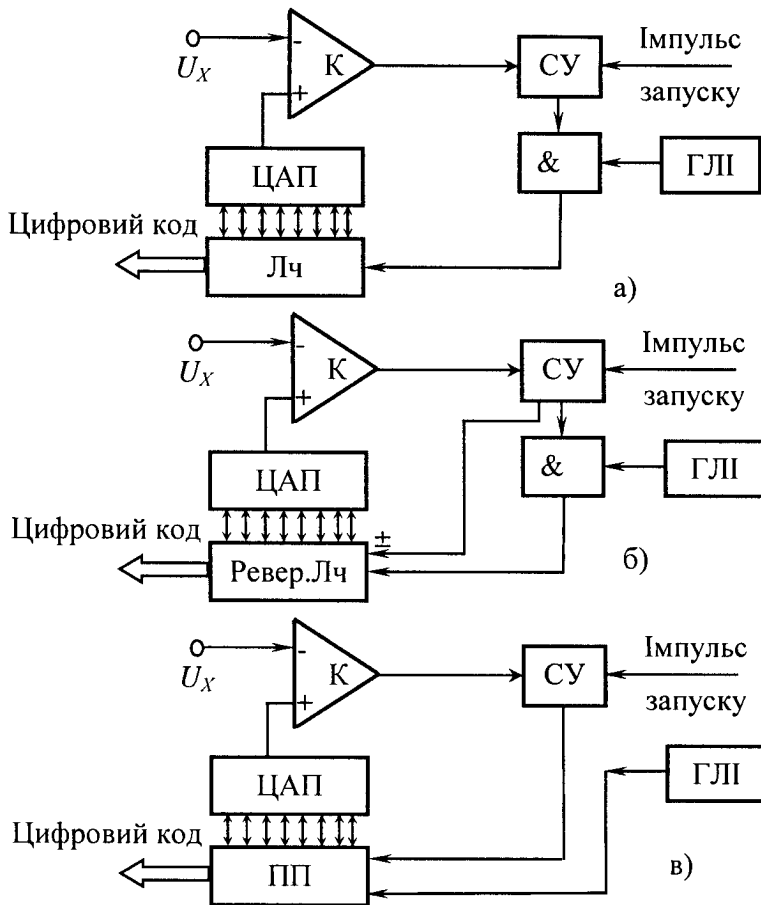


Рис. 6.35. Функціональні схеми АЦП послідовного типу: а – розгортального зрівноваження; б – слідкуючого зрівноваження; в – порозрядного зрівноваження.

У перший такт з допомогою аналогового інтегратора (АІ) на операційному підсилювачі (ОП) вхідна напруга інтегрується за фіксований інтервал часу $T = N_{\max} \cdot \tau_0$, де N_{\max} – місткість лічильника, що визначає роздільну здатність АЦП. При цьому на конденсаторі інтегратора АІ накопичується заряд $q_1 = \bar{U}_x \cdot T / (R \cdot C)$, де \bar{U}_x – середня вхідна напруга за час T . У другий такт відбувається розрядження конденсатора від джерела опорної напруги U_{on} , яка має полярність, протилежну вхідній напрузі і під'єднується до АІ за допомогою аналогового ключа АК. Цей процес триває до повернення конденсатора у початковий стан, що фіксується компаратором К.

У паралельних АЦП виконується одночасно квантування сигналу за допомогою набору компараторів К, ввімкнених паралельно вхідному сигналу U_x (рис. 6.37). Порогові рівні компараторів встановлюються на основі резистивних подільників. Число порогових рівнів m залежить від кількості дискретних значень перетворюваного сигналу в повному діапазоні перетворень $m = U_{\max} / h$.

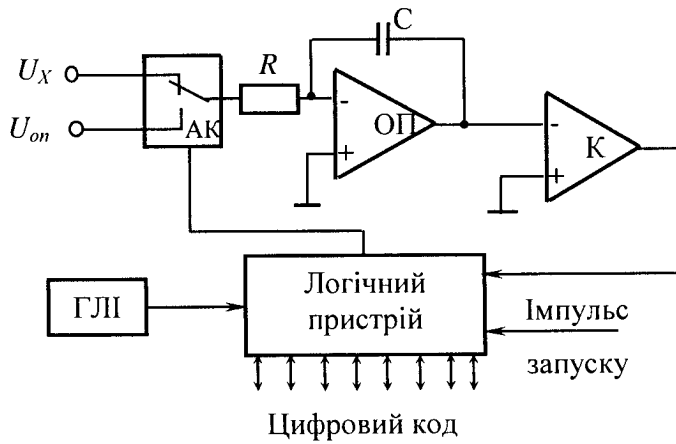


Рис. 6.36. Функціональна схема послідовного АЦП з двотактним інтегруванням.

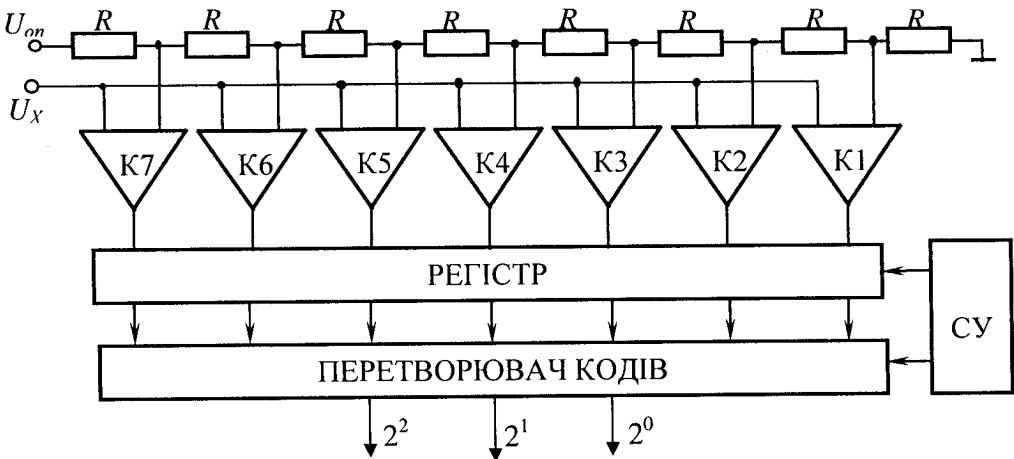


Рис. 6.37. Функціональна схема паралельного АЦП.

Якщо U_x перевищує значення $U_{пор.i}$, то спрацьовують компаратори, порогові рівні яких $U_{пор.i} < U_x$. При цьому вихідні сигнали з компараторів встановлюють в одиничний стан відповідні розряди m -розрядного регістра. У регістрі утворюється число, пропорційне U_x , у вигляді коду Джонсона, який потім з допомогою перетворювача кодів перетворюється у паралельний двійковий код.

В АЦП послідовно-паралельного типу m розрядів розбиваються на декілька n -груп [23]. Всередині кожної групи використовуються паралельне перетворення, але група за групою працює послідовно в часі.

Розглянемо найбільш поширений АЦП К572ПВ1 (рис. 6.38, 6.39).

Аналогова частина АЦП К572ПВ1 складається з ЦАП і двох груп прицельних резисторів. За схемотехнічним вирішенням і топологією ЦАП подібний до мікросхеми К572ПА1, але відрізняється збільшеною кількістю КМОП ключів і ланок $R-2R$ резистивної матриці, наявністю схеми компенсації температурної нестабільності опорів аналогових ключів.

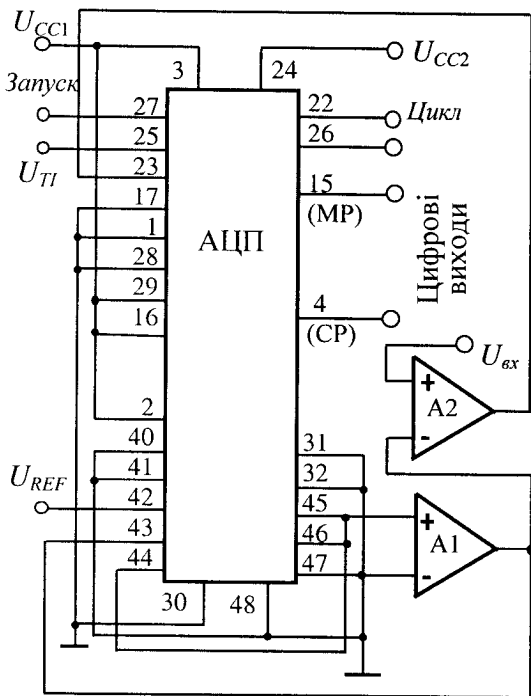


Рис. 6.38. Типова схема ввімкнення K572PB1 у режимі АЦП:
 А1 - ОУ тунів K574УД1, K544УД1, K170УД14, K140УД701, А2 - КН туну K521СА3.

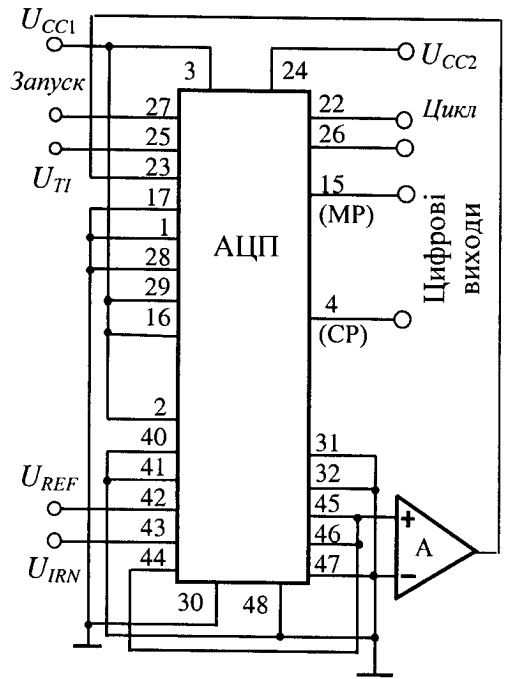


Рис. 6.39. Типова схема ввімкнення K572PB1 у режимі АЦП:
 А - КН K521СА3.

Нумерація і призначення виводів АЦП K572PB1 наступні: 1 – послідовний вхід; 2 – вхід керування СР; 3 – напруга живлення $U_{CC1} = 5...15 \text{ В} \pm 5\%$; 4-15 – цифрові входи-виходи (від СР до МР); 16 – вхід керування МР; 17 – вхід керування режимом; 22 – вихід “цикл”; 23 – вхід порівняння; 24 – напруга живлення $U_{CC2} = 15 \text{ В} \pm 5\%$; 25 – вхід тактових імпульсів; 26 – вихід “закінчення перетворення”; 27 – вхід “запуск”; 28 – вхід “цикл”; 29 – вхід стробування ЦАП; 30 – цифрова земля; 31 – кінцевий вивід резистивної матриці $R-2R$; 32 – загальний вивід резистора $R/2$, $R/4$; 40 – вивід резистора $R/4$; 41 – вивід резистора $R/2$; 42 – опорна напруга U_{on} ; 43 – аналоговий вхід 1; 44 – аналоговий вхід 2; 45 – загальний вивід резисторів аналогових входів 1 і 2; 46 – аналоговий вихід 1; 47 – аналоговий вихід 2; 48 – аналогова земля; 18-21,33-39 – незадіяні входи.

При узгодженні даного АЦП з ТТЛ схемами напругу живлення U_{CC1} встановлюють $5 \text{ В} \pm 5\%$, а при узгодженні з КМОП схемами – $U_{CC1} = 15 \text{ В} \pm 5\%$. При будь-якому живленні U_{CC2} напруга високого рівня на вході порівняння не повинна бути меншою 10 В. Мінімальна тривалість пари тактових імпульсів 5 мкс.

Подача електричних режимів аналогічна, як і в K572PA1. Робота у режимі АЦП проходить за принципом послідовного наближення з програмувальним

зсувом. Перетворення здійснюється за 12 робочих тактів, кожен із яких за тривалістю рівний двом імпульсам ГТІ. Допоміжний такт використовується для формування сигналу “Кінець перетворення”. За цим сигналом проходить зчитування цифрової інформації.

На рис. 6.38 мікросхема К572ПВ1 у режимі 12-розрядного АЦП, де між виходом ЦАП і входом компаратора напруги А2 використаний буферний операційний підсилювач А1 для досягнення максимальної точності і стабільності статичних параметрів перетворення. В АЦП на схемі рис. 6.39 компаратор напруги працює в режимі порівняння струмів, що дозволяє досягти максимальної швидкодії.

Оскільки К572ПВ1 може працювати і в режимі ЦАП, інформація керування ним наведена в табл. 6.5.

Таблиця 6.5

Керування режимами роботи мікросхеми АЦП К572ПВ1

Режим роботи	Інформаційні цифрові входи	Сигнали на входах керування			Вхід стробування ЦАП
		СР	МР	РГ	
АЦП	1–12	1	1	0	1
	1–4	1	0	0	1
	5–12	0	1	0	1
	розімкнені	0	0	0	1
ЦАП	1–12	1	1	1	1
	1–4	0	1	1	1
	5–12	1	0	1	1
Збереження в регістрі ЦАП	–	–	–	–	0

Схема АЦП на основі мікросхеми К572ПВ1, що має всі блоки перетворювача порозрядного зрівноваження, крім вихідного операційного підсилювача і компаратора, наведена на рис. 6.40.

Для одержання максимальної швидкодії вихідний підсилювач реалізується на основі мікросхеми К574УД1Б, компаратор – на основі операційного підсилювача К153УД2. Компенсацію зміщення нульового рівня мікросхеми К574УД1Б (50–100 мВ) у схемі забезпечується введенням каналу МДМ типу (модулятор на ОП К140УД13 і демодулятор на ОП К153УД2). Наведена схема АЦП на рис. 6.40 реалізує точність перетворення до 10-го двійкового розряду у широкому діапазоні зміни температури навколишнього середовища при частоті перетворення $f \approx 300$ кГц.

Характеристики деяких аналоговоцифрових перетворювачів, що серійно виготовляються промисловістю, наведені у табл. 6.6, основна інформація про особливості побудови АЦП на основі серійних мікросхем наведена в [23].

Мікросхеми ЦАП і АЦП у схемах реалізації обробки інформації працюють разом із компараторами (пристрої на основі операційних підсилювачів), джерелами опорної напруги (розглядаються у розділі 7) та аналоговими ключами і комутаторами.

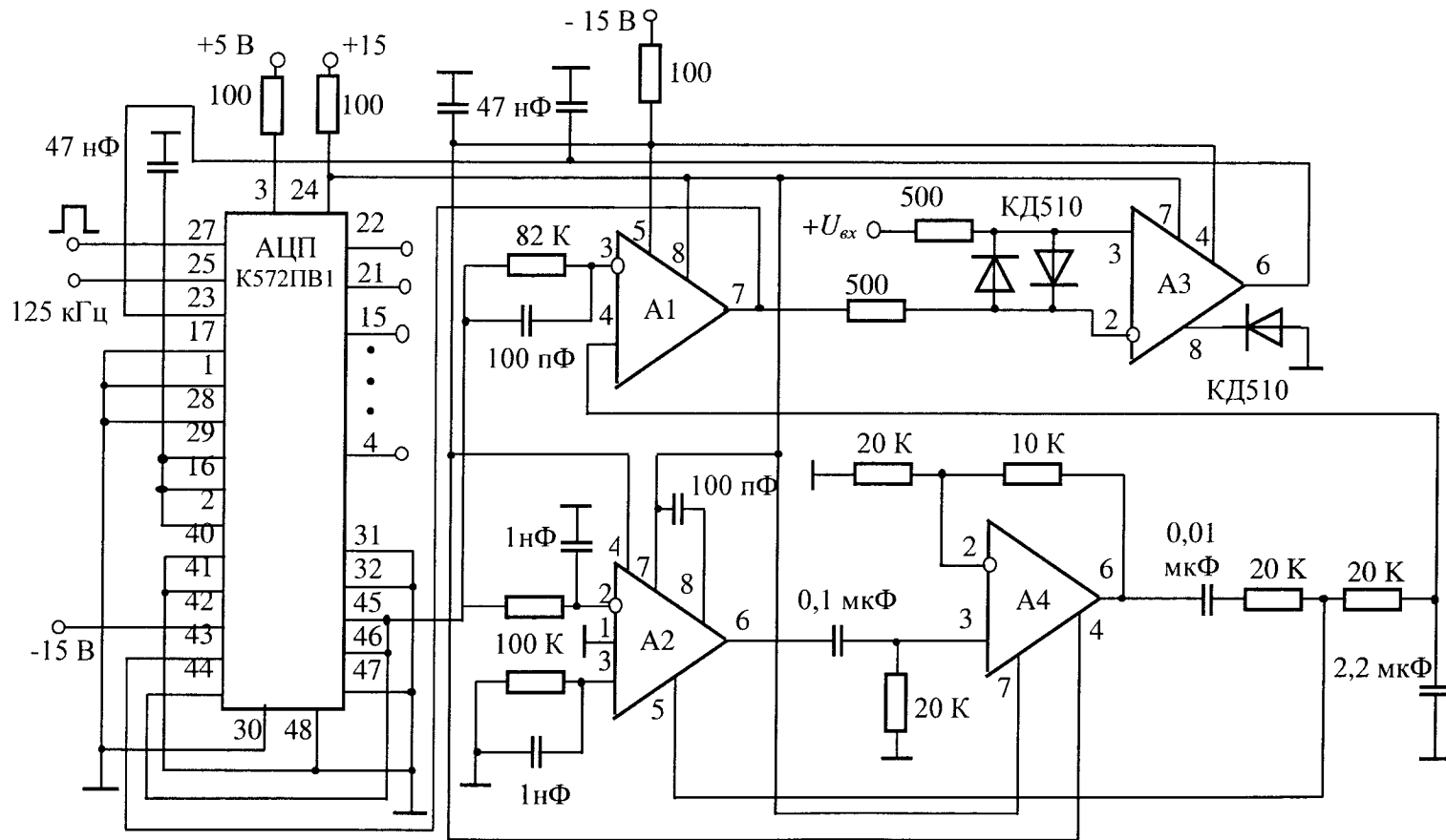


Рис. 6.40. Приклад принципової електричної схеми АЦП на базі мікросхеми K572PB1:
 A1 – 544УД16; A2 – 140УД13; A3, A4 – 153УД2.

Характеристики аналоговоцифрових перетворювачів

Параметр	K512ПВ1	K572ПВ2 KP572ПВ2	K1107ПВ1	K1107ПВ2	K1107ПВ3	K1108ПВ1	K1113ПВ1
$U_{вх}, В$	0	$\leq 2U_{оп}$	-2	-2	2	3	$10, \pm 5$
$n, \text{біт}$	12	8,5	6	8	6	10 (8)	10
$\tau_{пер}, \text{мкс}$	170	$3,2 \cdot 10^5$	0,1	0,1	0,02	1	30
$\delta_{п.}, \% \text{ (ЕМР)}$	(± 3)	(± 1)	(± 3)	(± 2)	($\pm 0,25$)	(± 4)	(± 4)
$\delta_{л.}, \% \text{ (ЕМР)}$	$\pm 0,05$	--	($\pm 0,5$)	--	--	(± 1)	(± 1)
$U_{ж}, n_1, n_2, В$	5	+5	5	5	5	5	5
	15	-5	-6	-6	-5,2	-5,2	-15
$I_{ост1, 2}, \text{мА}$	3	1,8	30	35	60	50	10
	5	1,8	150	450	80	130	20
$U_{оп}, В$	± 15	$\pm 1,999$	-2,1	-2	$\pm 2,5$	2,5	--
$U_{пр} (U^0,$	0,3	--	0,4	0,4	-1,4	0,4	0,4
$U^1), В$	2,4		2,4	2,4	-0,4	2,4	2,4

На сьогодні промисловість виготовляє мікроелектронні системи обробки даних на цифрових процесорах з пристроями аналогового входу-виходу. До таких систем належить мікросхема КМ1813ВЕ1, яка орієнтована на виконання функцій наступних цифрових електронних пристроїв: формувача низької частоти, смугового фільтра, порогових детекторів, обмежувачів, спектроаналізаторів, модуляторів і демодуляторів, формувачів тригонометричних, логарифмічних та інших нелінійних функцій, багаточастотних генераторів, функціональних помножувачів, випрямлячів тощо. Це мікросхема великої інтеграції, яка має у своєму складі репрограмуючі запам'ятовувальні пристрої (РПЗП) з ультрафіолетовим стиранням і всі елементи процесора, програмується і може виконувати функції як ЦАП, так і АЦП. Детальну інформацію про мікроелектронні системи обробки даних, виконані на одному кристалі, подано в [23].

6.6. Інтегральні комутатори і компаратори

Інтегральні комутатори. Розглянемо аналогові ключі, які базуються на основі аналогових мультиплексорів і комутаторів. Для прикладу розглянемо інтегральний комутатор 590КН6 (рис. 6.41). Керування виходами даної мікросхеми наведено у табл. 6.7.

Для запам'ятовування аналогових сигналів на час перетворення, комутації та інших операцій у системах збору інформації використовують схеми вибирання-зберігання (рис. 6.42,а). Елементом пам'яті схеми вибирання-зберігання є конденсатор С, який під'єднується на час вибирання до джерела сигналу. Час вибирання обмежується знизу сталою часу ланки заряду

$\tau_3 = R_3 \cdot C$ і необхідною точністю запам'ятовування, а зверху – швидкістю зміни запам'ятовуваного аналогового сигналу. Опір ланки заряду визначається, як $R_3 = R_{вих} + R_{в.кл}$, де $R_{вих}$ – вихідний опір джерела аналогового сигналу; $R_{в.кл}$ – опір відкритого ключа.

Таблиця 6.7

Керування виходами аналогового комутатора

Входи управління			Комутований аналоговий вихід
0	0	0	U_{BX1}
0	0	1	U_{BX2}
0	1	0	U_{BX3}
0	1	1	U_{BX4}
1	0	0	U_{BX5}
1	0	1	U_{BX6}
1	1	0	U_{BX7}
1	1	1	U_{BXX}

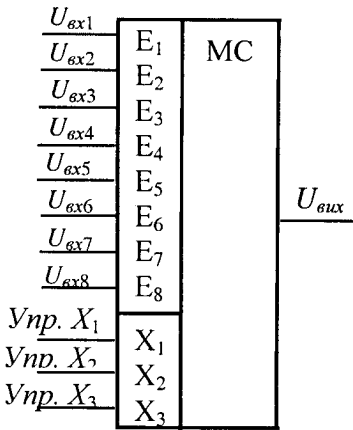


Рис. 6.41. Графічне позначення інтегрального комутатора аналогових сигналів 590КНБ.

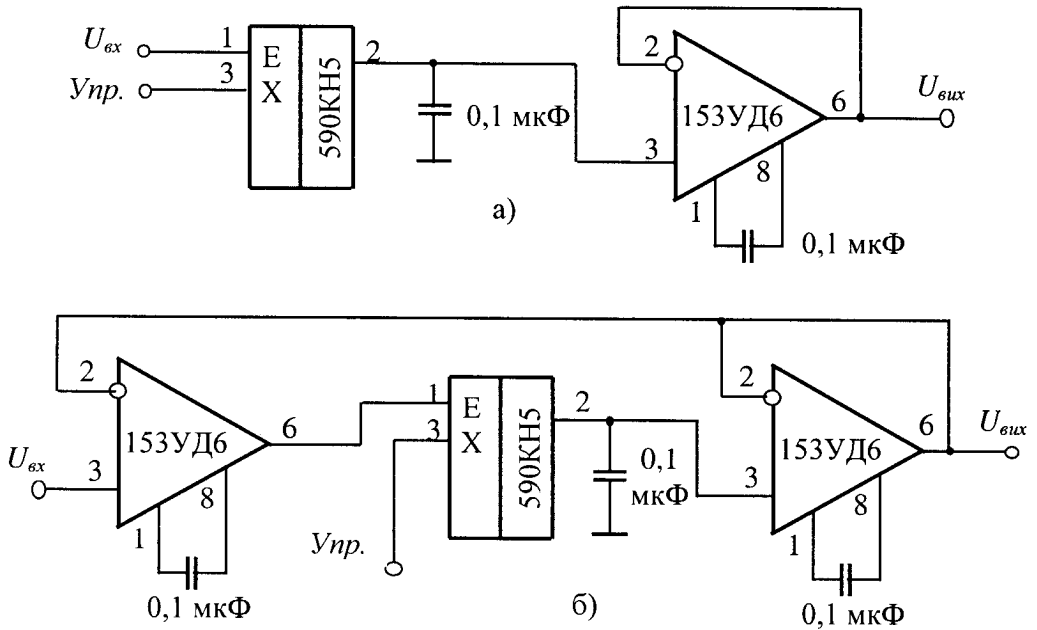


Рис. 6.42. Електричні схеми аналогових ключів типу вибирання-зберігання.

Для необхідності розв'язання джерела аналогового сигналу від входу схеми вибирання-зберігання можна використати схему з підвищеною точністю, наведену на рис. 6.42,б, яка має високий вхідний опір і великий коефіцієнт заглушення синфазних і зсувних похибок.

Характеристики аналогових інтегральних комутаторів наведено у табл. 6.8.

Характеристики аналогових інтегральних комутаторів

Параметр	КР143КТ1	КР168КТ2	К284КН1	543КН3	КР590КН2	КР590КН4	590КН5	590КН7	590КН8	К561КТ3
$U_{\text{ком}}, \text{В}$	± 5	± 5	10	5	± 10	± 15	± 15	± 15	15	± 7
$U_{\text{упр}} (U^0, U^1), \text{В}$	0,7	-6	2,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	-5	1
$I_{\text{ком}}, \text{мА}$	10	20	--	20	1	--	--	10	--	10
$R_{\text{пр}}, \text{Ом}$	150	150	160	80	100	75	70	30	70	100
$\tau_{\text{пер}}, \text{мкс}$	2,5	0,7	3	0,8	0,5	0,15	0,3	0,3	0,3	0,1
$U_{\text{ж}}, \text{п1, п2}, \text{В}$	5	--	-13	5	12	± 15	± 15	± 15	--	$\pm 7,5$
$U_{\text{ж}}, \text{п3}, \text{В}$	-24	--	--	12	--	--	5	--	--	--

Продовження табл. 6.8

Параметр	543КН1	543КН2	К561КП1	К561КП2	КР590КТ1	КР590КН1	КР590НЗ	КР590КН6	591КН1
$U_{\text{ком}}, \text{В}$	± 12	12	$\pm 7,5$	$\pm 7,5$	9	± 5	± 15	± 15	± 5
$U_{\text{упр}} (U^0, U^1), \text{В}$	0,4	0,4	$U_{\text{ж}, \text{п1}}$	$U_{\text{ж}, \text{п1}}$	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4
	2,4	2,4	$U_{\text{ж}, \text{п2}}$	$U_{\text{ж}, \text{п2}}$	7,7	3,6	4	4	3,6
$I_{\text{ком}}, \text{мА}$	10	10	10	10	5	10	20	20	5
$R_{\text{пр}}, \text{Ом}$	200	350	200	300	100	500	300	300	450
$\tau_{\text{пер}}, \text{мкс}$	1	1,7	0,6	0,4	0,03	1	0,3	0,3	2,5
$U_{\text{ж}}, \text{п1, п2}, \text{В}$	-15	-15	$\pm 7,5$	$\pm 7,5$	9	-15	± 15	± 15	± 15
	+5	+5	--	--	--	+5	--	--	--
$U_{\text{ж}}, \text{п3}, \text{В}$	12	12	--	--	--	--	--	--	5

Компаратори. Компаратор – це електронна схема, яка порівнює дві вхідні напруги і вибирає вихідний сигнал залежно від стану входів. Вхідні сигнали характеризуються як неперервні змінні аналогові сигнали, а вихідні – дискретні, що можуть прийняти один із двох можливих станів: “0” або “1”.

Схема простого компаратора на ОП і передавальна характеристика наведена на рис. 6.43. Опорна напруга $U_{\text{он}}$ подається на неінверсний вхід ОП, а на інверсний вхід подається невідомий вхідний сигнал $U_{\text{вх}}$. При $U_{\text{вх}} > U_{\text{он}}$ на виході компаратора встановиться напруга $U_{\text{вих}} = -U_{\text{ком}}$ (від’ємна напруга насичення). У протилежному випадку $U_{\text{вх}} < U_{\text{он}}$ на виході компаратора буде напруга $U_{\text{вих}} = +U_{\text{ком}}$ (рис. 6.43,б).

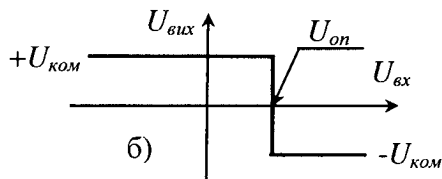
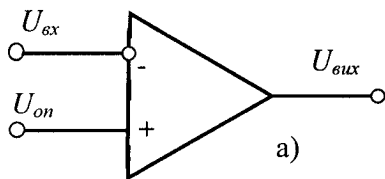


Рис. 6.43. Принципова схема компаратора (а) і його передавальна характеристика (б).

Якщо поміняти місцями входні напруги, то це приведе до інверсії вихідного сигналу.

Якщо напруга $U_{вх}$ має шумову складову, то вихідна напруга $U_{вих}$ буде дуже швидко флюктувати між рівнями $+U_{ком}$ і $-U_{ком}$. Виключити такі флюктуації у компараторі можна за рахунок додатного зворотного зв'язку, при якому частина вихідної напруги подається на неінверсний вхід. Схема такого компаратора наведена на рис. 6.44.

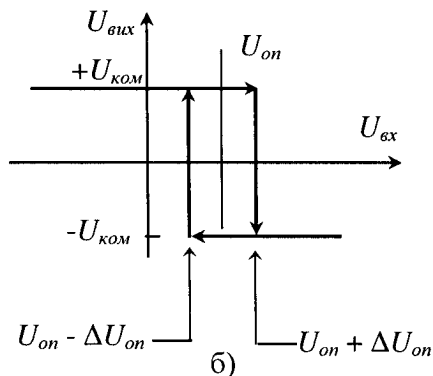
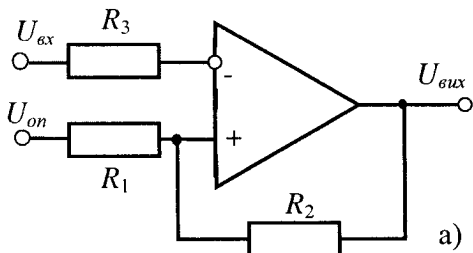


Рис. 6.44. Принципова схема компаратора з гістерезисом (а) і його передавальна характеристика (б).

При введенні в схему резистора R_2 , на резисторі R_2 буде напруга додатного зворотного зв'язку. При високому рівні вихідної напруги приріст опорної напруги розраховується за формулою

$$\Delta U_{on} = \frac{(U_{ком} - U_{on}) \cdot R_1}{R_1 + R_2},$$

де $U_{ком}$ – напруга насичення операційного підсилювача, компаратора.

Тоді нове додатне значення опорної напруги буде становити:

$$U_{on}^+ = U_{on} + \Delta U_{on}.$$

Як тільки входна напруга $U_{вх}$ перевищить нове значення опорної напруги U_{on}^+ , вихідна напруга компаратора почне зменшуватись. Це зменшення напруги через резистор R_2 передається на неінверсний вхід і напруга на ньому також зменшиться, що призведе до подальшого зменшення напруги на виході компаратора. За рахунок додатного зворотного зв'язку цей процес проходить лавиноподібно і компаратор швидко перемикається у протилежний стан. Оскільки на виході компаратора стане напруга $U_{вих} = -U_{ком}$, то на його вхід по колу зворотного зв'язку надійде напруга, зменшена на приріст опорної напруги, що розраховується за формулою

$$\Delta U_{on} = \frac{(-U_{KOM} - U_{on}) \cdot R_1}{R_1 + R_2}.$$

У цьому випадку встановиться нове значення опорної напруги з низьким рівнем:

$$U_{on}^- = U_{on} - \Delta U_{on}.$$

Передавальна характеристика, яка наведена на рис. 6.44,б, характеризує ефект петлі гістерезису.

Опір резистора R_3 (рис. 6.44,а) розраховується за формулою

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Коли на неінверсний вхід компаратора через резистор R_1 подати нульовий потенціал, то при наявності додатного зворотного зв'язку значення опорних напруг верхнього і нижнього порогу спрацювання компаратора розраховуються за формулами:

$$U_{on}^+ = \frac{U_{KOM} \cdot R_1}{R_1 + R_2};$$

$$U_{on}^- = \frac{-U_{KOM} \cdot R_1}{R_1 + R_2}.$$

Промисловість виготовляє різні типи компараторів. Так, мікросхеми типу К554СА1 і К554СА2 використовуються в електронних схемах порівняння двох аналогових сигналів і живляться від напруг $+12$ В і -6 В. Стробуючий компаратор К554СА3 можна живити однополярною напругою $+5$ В або -30 В.

Високою швидкістю володіють компаратори типу КМ597СА, у яких є парафазний вихідний каскад і схему запам'ятовування попереднього стану.

Додаткова інформація про типи мікросхем компараторів наведена в [8].

6.7. Мультивібратори і одновібратори імпульсних сигналів на елементах цифрової схемотехніки

Всі імпульсні пристрої цифрової схемотехніки можна розділити на формувачі імпульсів, одновібратори і мультивібратори.

Формувачі імпульсів призначені для виділення додатних і / або від'ємних фронтів логічних сигналів (детектори фронту), приведення рівня випадкового сигналу до стандартних логічних рівнів (амплітудні дискримінатори), перетворення форми імпульсів, розширення імпульсів. За принципом побудови і роботи вони є нескладними і добре описані в [4; 16].

Мультивібраторами називаються регенеративні пристрої (з додатним зворотним зв'язком), які генерують неперервну серію імпульсів з постійними амплітудно-часовими параметрами.

Схема простого мультівібратора на логічних елементах наведена на рис. 6.45. Для інтегральних мікросхем ТТЛ-типу на опір резистора R накла-

даються обмеження зверху $R < (U_{нор} - U_2^0) / I_{вх}^1$, де $U_{нор}$ – порогова напруга логічного елемента; U_2^0 – вихідний рівень напруги елемента DD2 в стані “0”; $I_{вх}^1$ – вхідний струм елемента DD1 при “логічній 1” на вході. Для мікросхем серій К133, К155 опір не перевищує 510 Ом. При $R=390$ Ом частота генерації генератора наближено визначається відношенням $f = 1,2/C$, кГц, якщо значення ємності брати у мкФ. При використанні мікросхем КМДП-типу значення опору беруть у межах $R=10^3 \dots 10^5$ Ом, тому спотворень вершин вихідних імпульсів не буде.

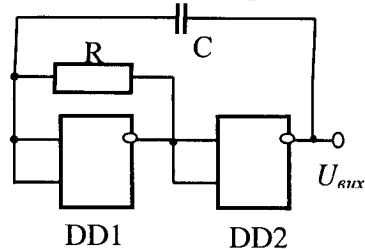


Рис. 6.45. Мультивібратор електричних імпульсів на логічних елементах.

Розглянемо схему генератора (рис. 6.46), в якого конденсатор С забезпечує тривалість

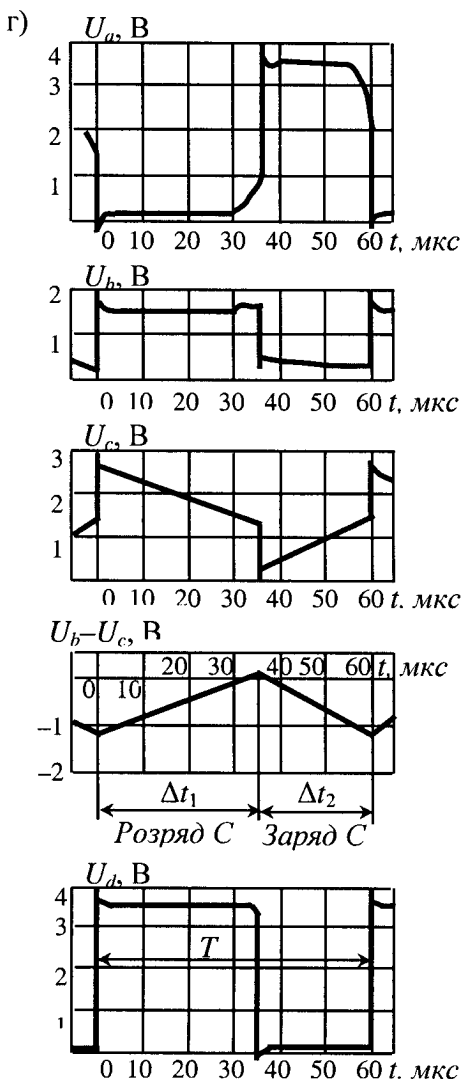
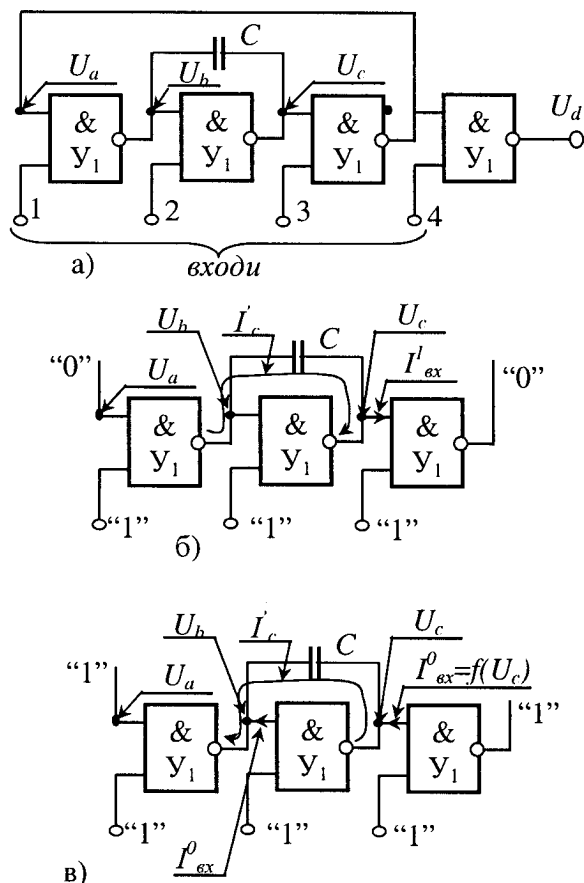


Рис. 6.46. Електрична схема (а, б, в) і часові діаграми роботи (г) генератора на трьох вентилях І-НЕ серії К155 ($C=0,47$ мкФ).

затримки, необхідної для утворення додатного зворотного зв'язку, і від її ємності залежить частота генерації. Метод теоретичного підбору ємності конденсатора подано у задачі, що наведена і розв'язана в [16]. Так, для генератора, зібраного за схемою (див. рис. 6.46) на елементах ТТЛ-типу серії K133 і K155, частоту генерації (МГц) можна визначити за формулою $f = 1/(124C)$.

На рис. 6.47,а,в наведено варіанти генераторів, виконаних на двох вентилях типу ТТЛ серії K155, на рис. 6.46,б,г – часові діаграми при $R = 300 \text{ Ом}$, $C = 0,47 \text{ мкФ}$.

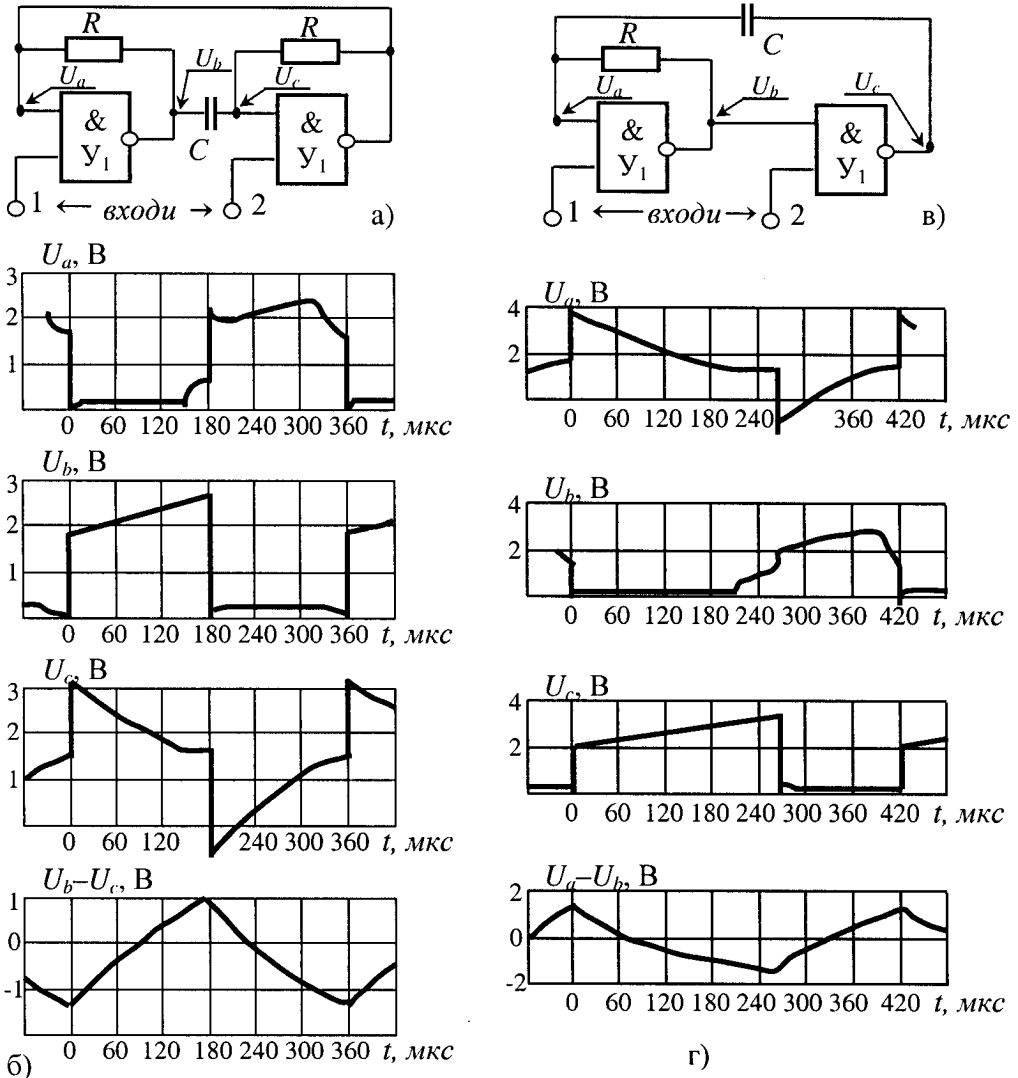


Рис. 6.47. Електричні схеми генераторів на двох вентилях I-HE серії K155 (а, в) і часові діаграми їх роботи (б, г) ($R = 300 \text{ Ом}$, $C = 0,47 \text{ мкФ}$).

Генератор імпульсів можна зібрати на мікросхемах спеціалізованих, які серійно виготовляються промисловістю. Так, наприклад, мікросхема K531ГГ1 складається з двох незалежних генераторів (рис. 6.48). Частота генеруючих сиг-

налів визначається напругою на входах А і В і ємністю підключеного до входів С конденсатора або кварцового резонатора. При напрузі на входах А і В 2В ємність зовнішнього конденсатора розраховують за формулою $C = 5 \cdot 10^{-4} / f$, де f – частота генеруючих сигналів, Гц. Ця залежність і стабільність роботи генератора зберігається в діапазоні від 0,12 Гц до 60 МГц. Діапазон генеруючих частот задається напругою U_A , а напругою U_B можна плавно підстроювати частоту [16]. Наприклад, $C = 2$ пФ, $U_A = 1$ В, $U_B = 4$ В, $f = 60$ МГц, а при $U_A = 5$ В; $U_B = 1$ В, $f = 25$ МГц. Якщо $E = 1$, генерація сигналів зупиняється і на виході G встановлюється напруга $U > 2$ В. Обидва генератори, що розміщені в одному корпусі, можуть працювати від одного джерела живлення, але наявність розділених виводів 5V і 0V дозволяє живити мікросхему від двох незалежних джерел.

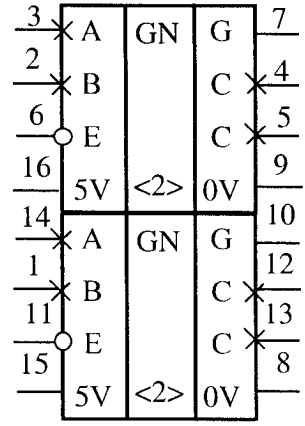


Рис. 6.48. Графічне позначення мікросхеми генератора імпульсів K531ГГ1.

Одновібратори (чекаючі генератори) – це спускові регенеративні пристрої, які мають один стійкий стан і у відповідь на зовнішній імпульс запускають одноразовий вихідний імпульс із заданими амплітудно-часовими параметрами. Сучасні інтегральні мікросхеми одновібратори є двох типів: без повторного запуску і з повторним запуском. На рис. 6.49 наведена функціональна схема одновібратора без повторного запуску K155АГ1, а на рис. 6.50 – варіанти ввімкнення зовнішніх R і C компонентів.

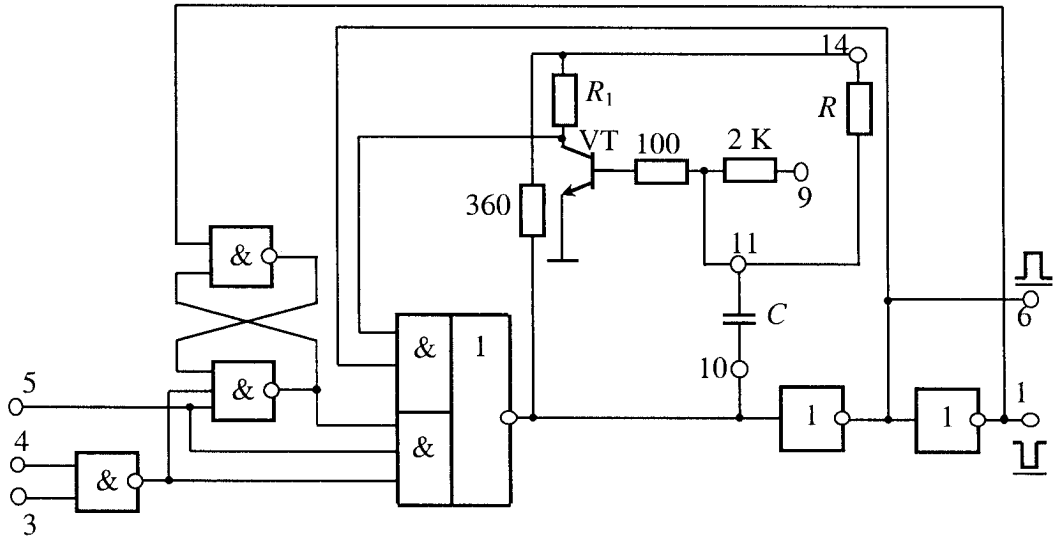


Рис. 6.49. Функціональна схема одновібратора K155АГ1.

Варіанти запуску даного одновібратора наведені у табл. 6.9.

При будь-яких комбінаціях статичних сигналів на входах 3, 4 і 5 одновібратор перебуває у стабільному стані, при якому $Q = "0"$, $\overline{Q} = "1"$. Обмеження,

які накладаються на зовнішні R і C компоненти, наступні: R_{\min} знизу обмежується максимально допустимим струмом бази транзистора VT1 (згідно з технічними умовами $R_{\min}=1,4$ кОм, що відповідає струму бази приблизно 2,7 мА); R_{\max} зверху обмежується вимогами забезпечення насиченого режиму транзистора VT1 (згідно з технічними умовами $R_{\max} = 30$ кОм). Ємність конденсатора C повинна бути меншою або рівною 1000 мкФ, допускається використання електролітичних конденсаторів. Полярність ввімкнення конденсаторів: “+” – на вивід 11 мікросхеми (рис. 6.50), а “-” – на вивід 10. Значення $C = 10\dots1000$ мкФ можна приймати тільки у тих випадках, коли до стабільності вихідних імпульсів не ставляться високі вимоги. Перед запуском сигналу напруга U_{11} на виводі 11 рівна 0,8-1,1В.

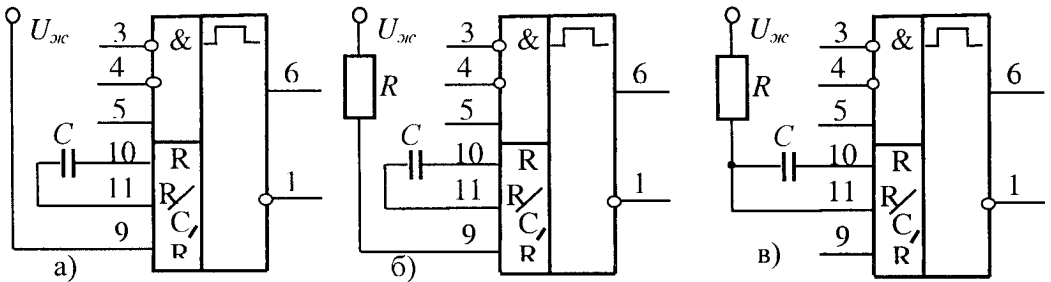


Рис. 6.50. Варіанти ввімкнення мікросхеми K155AG1.

Тривалість вихідного імпульсу одновібратора можна визначити за формулою $\tau_{вих} = 0,66 \cdot R \cdot C$.

Одновібратор з повторним запуском, мікросхема K155AG3 (рис. 6.51) відрізняється від попередньої тим, що реагує на запускарські імпульси навіть під час формування вихідного імпульсу. У цьому випадку на прямому виході залишається сигнал високого стану і буде залишатись доти, поки час між запускаючими імпульсами буде меншим від тривалості вихідного імпульсу. Повернути у початковий стан одновібратор K155AG3 у довільний момент часу можна за допомогою входу скидання.

Варіанти запуску одновібратора K155AG3 наведено у табл. 6.10.

Тривалість вихідного імпульсу одновібратора K155AG1 розраховується за формулою

Таблиця 6.9

Варіанти запуску одновібратора K155AG1

Входи			Виходи	
3	4	5	6	1
0	x	\downarrow		
x	0	\downarrow		
1	\downarrow	1		
\downarrow	1	1		
Одночасний перехід		\downarrow		

Таблиця 6.10

Варіанти запуску одновібратора K155AG3

Входи			Виходи	
\overline{D}	D	R	Q	\overline{Q}
\downarrow	1	1		
0	\downarrow	1		
0	1	\downarrow		
x	x	0	0	1
x	x	\downarrow	Скидання	

$$\tau_{вих} = 0,24 \cdot C + 0,23 \cdot R \cdot C, \text{ нс,}$$

де C – ємність конденсатора, пФ.

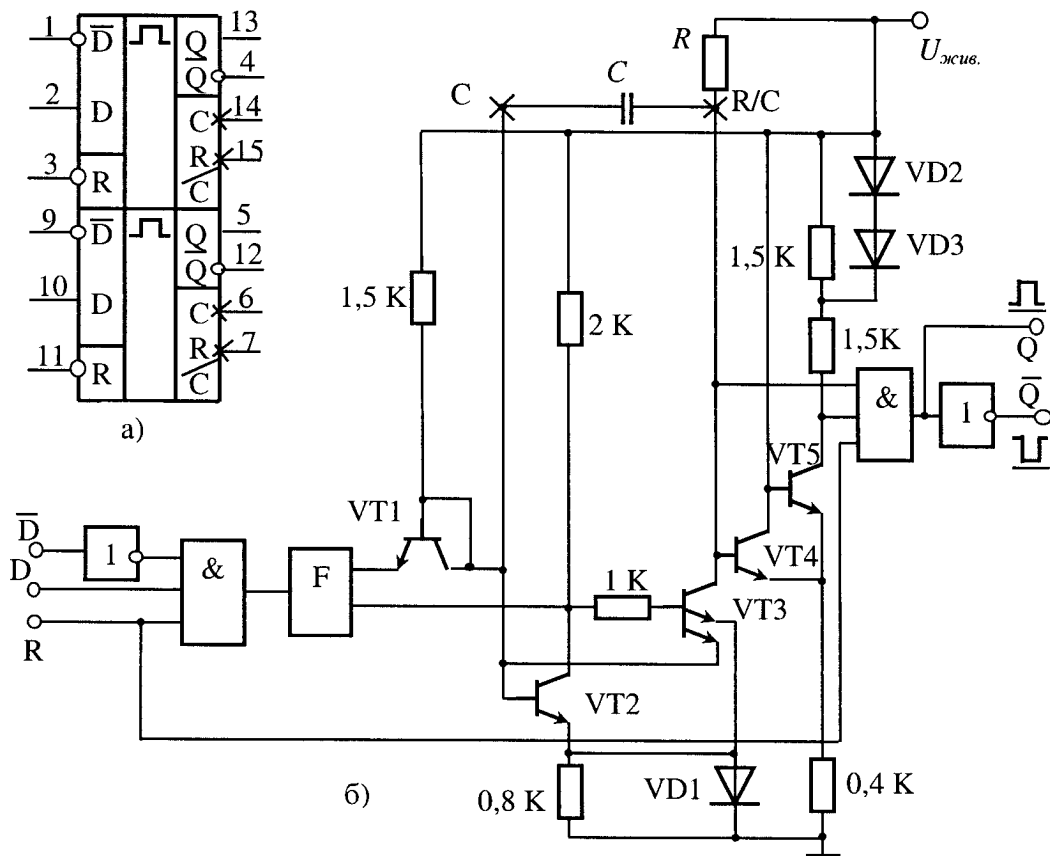


Рис. 6.51. Графічне позначення (а) і функціональна схема одновібратора К155АГЗ.

Зміщення напруги на конденсаторі C можна забезпечити ввімкненням напівпровідникового діода між загальною точкою R і C і виводом 7, як показано на рис. 6.52. У даній схемі можна використати електролітичні конденсатори на напругу не нижче 1 В. Додатний вихід конденсатора слід під'єднати до виводу 7 через діод, а від'ємний – до виводу 6.

Одновібратори можуть бути виконані і на основі логічних елементів ТТЛ-типу, що описано в [26].

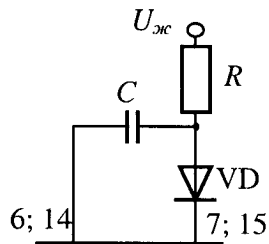


Рис. 6.52. Варіант ввімкнення зовнішніх компонентів.

Питання для самоконтролю

1. Як класифікуються інтегральні елементи цифрової схемотехніки?
2. Якими параметрами характеризуються інтегральні логічні елементи цифрової схемотехніки?
3. Які Ви знаєте цифрові логічні мікросхеми?
4. Як підсумовуються двійкові числа?
5. Яке призначення суматорів?
6. Який принцип роботи дешифратора, шифратора з пріоритетом, перетворювача цифрового коду?
7. Яка відмінність у роботі мультиплектора і демультиплектора?
8. Які відмінності між RS -, R -, S -, E -, D -, T -, JK -тригерами?
9. Які відмінності між паралельними, послідовними і універсальними регістрами? Поясніть їх принцип роботи.
10. Які відмінності в роботі асинхронних і синхронних лічильників імпульсів?
11. Як працюють ЦАП підсумовування напруги, ділення напруги з резистивною матрицею $R-2R$, підсумовування струмів, підсумовування струмів з резистивною матрицею $R-2R$, резистивною матрицею $R-2R$ з однаковими генераторами струму?
12. Як розраховується вихідна напруга ЦАП?
13. Яка відмінність між АЦП послідовного, паралельного і послідовно-паралельного типу?
14. Розробіть алгоритм керування АЦП К572ПВ1.
15. Для чого використовують аналогові комутатори в електричних схемах аналоговоцифрового перетворення електричних сигналів?
16. Які Ви знаєте електричні схеми мультивібраторів на логічних елементах цифрової схемотехніки?
17. Як працюють одновібратори К155АГ1 і К155АГ3? Яка відмінність між наведеними мікросхемами одновібраторів?

7. ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ ВИПРЯМЛЕННЯ І СТАБІЛІЗАЦІЇ НАПРУГИ

7.1. Некеровані випрямлячі однофазного і трифазного струму

Випрямляч – це пристрій, призначений для перетворення змінної напруги у постійну. Основними елементами випрямляча є трансформатор і вентилі, за допомогою яких забезпечується одностороннє проходження струму в колах навантаження, внаслідок чого змінна напруга живлення перетворюється у пульсуючу напругу навантаження.

У даному розділі трансформатори не розглядаються, оскільки досить детально вивчаються дисципліною “Теоретичні основи електротехніки”.

Некеровані однофазні випрямлячі при активному навантаженні. Розглянемо роботу однопівперіодного випрямляча, навантаженого на активний опір, еквівалентна схема якого наведена на рис. 7.1,а, часові діаграми наведено на рис. 7.1,б. Діод VD пропускає струм в перший півперіод. У другий півперіод, коли потенціал анода стає від’ємним, струм у колі дорівнює нулю.

Середнє значення випрямленої напруги розраховується за формулою

$$U_{сер} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u \cdot dt =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} u_H \cdot \sin \omega t \cdot dt = \frac{U_{макс}}{\pi},$$

де $U_{макс}$ – максимальне значення миттєвої напруги.

Середнє значення випрямленого струму (струм діода) визначається за формулою

$$I_{сер} = U_{сер} / R_H.$$

Діюче значення струму діода буде становити:

$$I_{\partial} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_H^2 \cdot dt} = I_{сер} \cdot \pi / 2.$$

З допомогою однофазної мостової схеми можна здійснювати двоперіодне випрямлення. Мостова схема складається з чотирьох вентилів VD1-VD4, які ввімкнені у міст (рис. 7.2, а), її ще називають схемою Герца. Часові діаграми роботи мостового випрямляча наведено на рис. 7.2,б. Номінальне значення напруги випрямляча розраховується за формулою

$$U_H = U_{сер.н.х} - (r_a + 2 \cdot r_{np}) \cdot I_H,$$

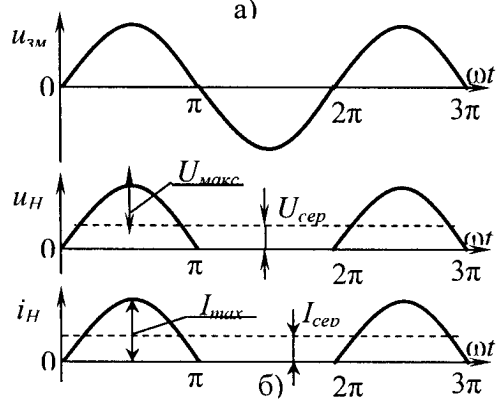
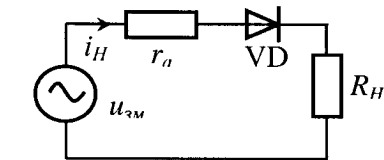


Рис. 7.1. Однофазний однопівперіодний випрямляч з активним навантаженням: а – еквівалентна схема; б – часові діаграми струму і напруги.

де $U_{\text{ср.н.х}} = 2E_{2m}/\pi$ – середнє значення випрямленої напруги при неробочому ході; $r_{\text{нр}}$ – опір вентиля у прямому напрямі (активному стані); r_a – еквівалентний опір обмоток трансформатора, або активний опір обмоток, що розміщені на одному магнітопроводі (з технічної характеристики трансформатора); E_{2m} – амплітудне значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора.

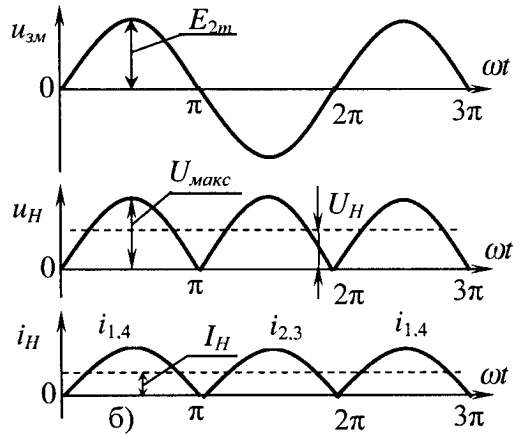
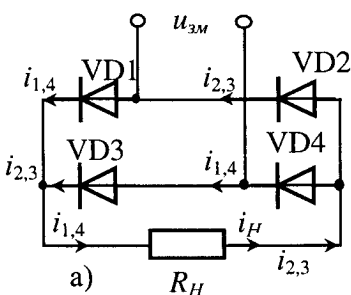


Рис. 7.2. Схема однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням (а) і часові діаграми струму та напруги (б).

Заслугує на увагу однофазний випрямляч з середньою точкою при активно-індуктивному навантаженні (рис. 7.3). Ця схема використовується в колах великої потужності. Індуктивності L_a відповідають індуктивності розсіювання обмоток у трансформаторі, а L_H – індуктивність згладжування дроселя.

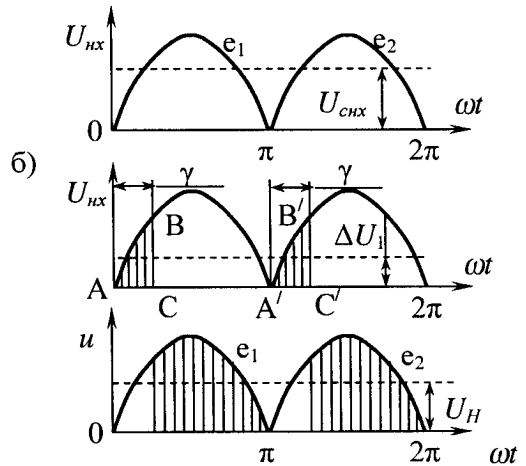
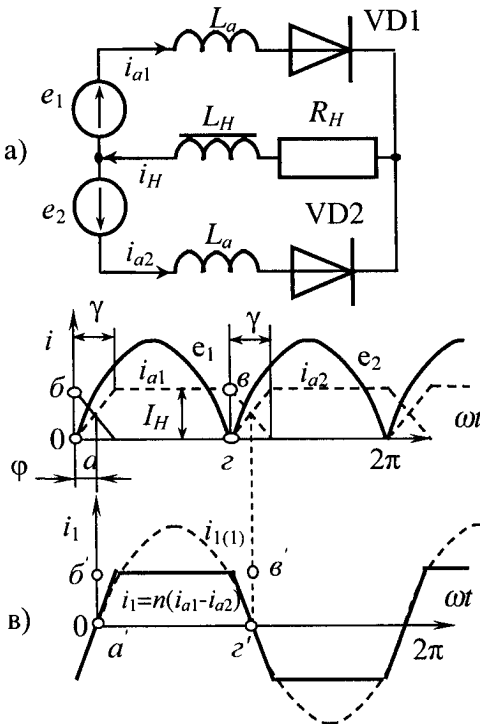


Рис. 7.3. Однофазний випрямляч з нульовим виводом при активно-індуктивному навантаженні: а – еквівалентна схема; б, в – часові діаграми випрямленої напруги і струму в обмотках трансформатора.

Для даної схеми можна виділити три характерних інтервали за один період синусоїди змінного струму: I – струм проходить тільки через діод VD1; II – струм проходить одночасно через діоди VD1 і VD2; III – струм проходить через діод VD2. Якщо індуктивність згладжування дроселя $L_H \rightarrow \infty$, то у період окремої роботи діодів VD1 і VD2 в індуктивностях L_a не виникає ЕРС самоіндукції, тому що $i_{a1} = i_{a2} = I_H = const$, $\frac{di_a}{dt} = 0$ і крива випрямленої напруги

співпадає з кривою ЕРС e_1 і e_2 . Коли діод VD2 перестає пропускати струм і вступає у роботу VD1, в індуктивностях L_a виникає ЕРС самоіндукції, яка перешкоджає спаду струму в діоді VD2 і зростанню в діоді VD1, тобто спостерігається одночасна робота двох періодів (період комутації) і випрямлена напруга практично рівна нулю (рис. 7.3, б).

Чим менша індуктивність розсіювання трансформатора, тим менший кут комутації γ . Розглянемо основні параметри схеми випрямлення з нульовим виводом для режиму $r_a = 0, L_a \neq 0, L_H = \infty$.

Номінальне значення випрямленої напруги визначиться, враховуючи часові діаграми напруг (рис. 7.3,б) $U_H = U_{c.nx} - \Delta U_x$, де $U_{c.nx}$ – середнє значення випрямленої напруги при неробочому ході; ΔU_x – середнє значення втрат випрямленої напруги, зумовлене комутацією.

На рис. 7.3,б втрати напруги ΔU_x представляють собою середнє значення заштрихованих двох площ ABC і A'B'C'. Номінальне значення випрямленої напруги, коли ЕРС змінюється за синусоїдним законом, при неробочому ході можна розрахувати за формулою $U_{c.nx} = 2 \cdot E_{2m} / \pi$.

Визначення номінального, діючого і максимального значення струму діода необхідно для правильного його вибору, а також потрібно знати діюче значення струму в обмотках трансформатора для розрахунку його потужності. Часові діаграми цих струмів наведено на рис. 7.3,в.

Номінальне діюче значення струму в діоді буде $I_H^\circ = I_H / 2$, а максимальне – $I_{\max}^\circ = I_H$.

Діюче значення струму в діоді (у вторинній обмотці трансформатора) визначаємо наближено, замінюючи діючий струм еквівалентним струмом, миттєве значення якого змінюється за законом прямокутника *abvg* (рис. 7.3,в):

$$I_{H.эф.}^\circ = I_2 = 0,707 \cdot I_H.$$

При активному навантаженні $I_2 = 0,785 \cdot I_H$.

Діючі значення струмів у первинній обмотці трансформатора визначаємо, використовуючи криву цього струму, наведену на рис. 7.3,в. Для спрощеного розрахунку, замінивши дійсну криву первинного струму кривою $i_1 = n \cdot I_H$ у вигляді прямокутника *a'b'v'z'* (рис. 7.3,г), діюче значення первинного струму

визначають за формулою $I_1 = n \cdot I_H$, де n – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Заслуговує на увагу схема однофазного мостового випрямляча (рис. 7.4) з активним та індуктивним навантаженням.

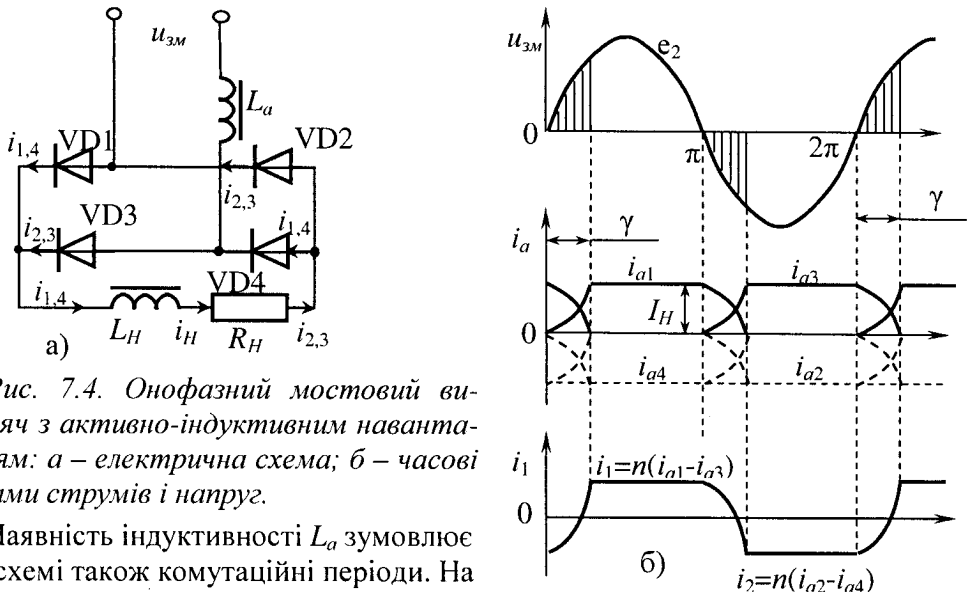


Рис. 7.4. Однофазний мостовий випрямляч з активно-індуктивним навантаженням: а – електрична схема; б – часові діаграми струмів і напруг.

Наявність індуктивності L_a зумовлює у цій схемі також комутаційні періоди. На відміну від схеми з нульовим виводом, під час комутації одночасно пропускають струм всі чотири діоди. У результаті вторинна обмотка трансформатора протягом інтервалу γ буде короткозамкнутою. Струм у діодах у період комутації можна визначити так само, як у схемі з нульовим виводом. Протягом кожного півперіоду два діоди, які з'єднані послідовно, пропускають струм і використовується повністю вся вторинна обмотка трансформатора, що підвищує ефективність використання трансформатора. У мостовій схемі діюче значення струму вторинної обмотки буде становити $I_2 = I_H$.

Електричну схему однофазного мостового випрямляча і часові діаграми струмів і напруг при ємнісному характері навантаження наведено на рис. 7.5, а,б. Часові діаграми побудовані для випадку, коли $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $C = \infty$.

Робота випрямляча в усталеному режимі характеризується двома інтервалами: інтервалом заряду конденсатора, коли ЕРС вторинної обмотки трансформатора перевищує напругу на конденсаторі C і діоди $VD1$, $VD4$ ($VD2$, $VD3$) пропускають струм; інтервалом розряду конденсатора, коли ЕРС вторинної обмотки трансформатора менша напруги на конденсаторі C і діоди не пропускають струм.

У реальних випрямлячах, коли $C \neq \infty$, напруга на конденсаторі в період підзарядження підвищується, а в період розрядження знижується (рис. 7.5,б).

Струм навантаження розраховується за формулою

$$I_{cp} = 2 \cdot U_{cp} \cdot A(\theta) / (\pi \cdot r),$$

де $A(\theta)$ – функція кута відсічки, що розраховується за формулою

$$A(\theta) = \pi \cdot r \cdot I_H / (2 \cdot U_H) = \pi \cdot r / (2 \cdot R_H),$$

де $r = r_a + 2 \cdot r_{np}$ – вибирається орієнтовно, залежно від потужності трансформатора і типу діодів випрямляча.

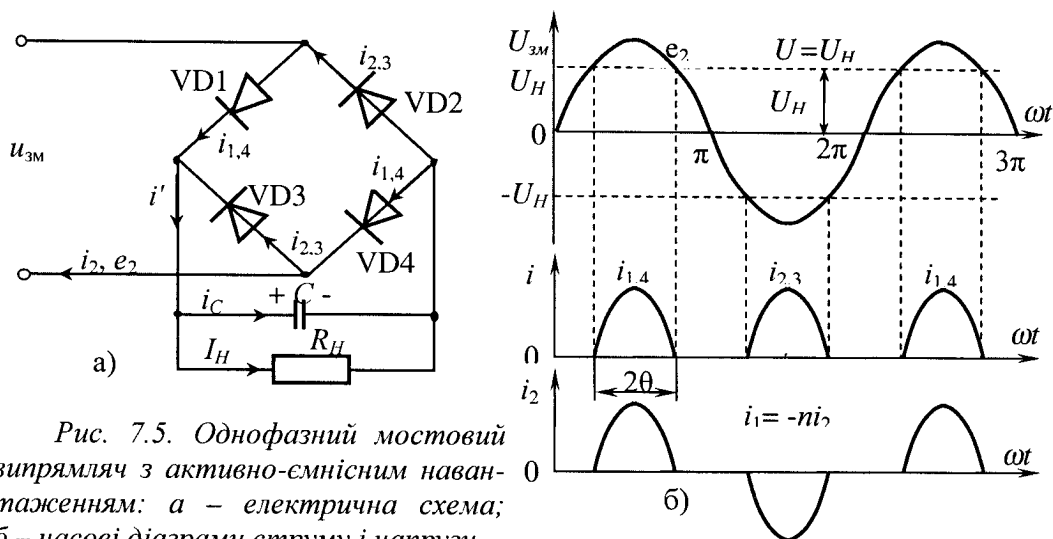


Рис. 7.5. Однофазний мостовий випрямляч з активно-емнісним навантаженням: а – електрична схема; б – часові діаграми струму і напруги.

Максимальне значення струму в діоді розраховуємо за формулою

$$I_{\max}^{\partial} = I_H F(\theta) / 2,$$

де $F(\theta) = \pi \cdot (1 - \cos \theta) / (\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta)$; θ – кут відсічки діода.

Випрямлячі з емнісним фільтром дозволяють реалізувати схеми з помноженням напруги. Такі випрямлячі використовуються для живлення малопотужних високовольтних пристроїв. Принцип роботи схем помноження напруги ґрунтується на використанні кількох конденсаторів, кожен з яких заряджається від однієї і тієї ж обмотки трансформатора, але через різні діоди, для кожного конденсатора свій діод.

Симетрична схема подвоєння напруги наведена на рис. 7.6 [5].

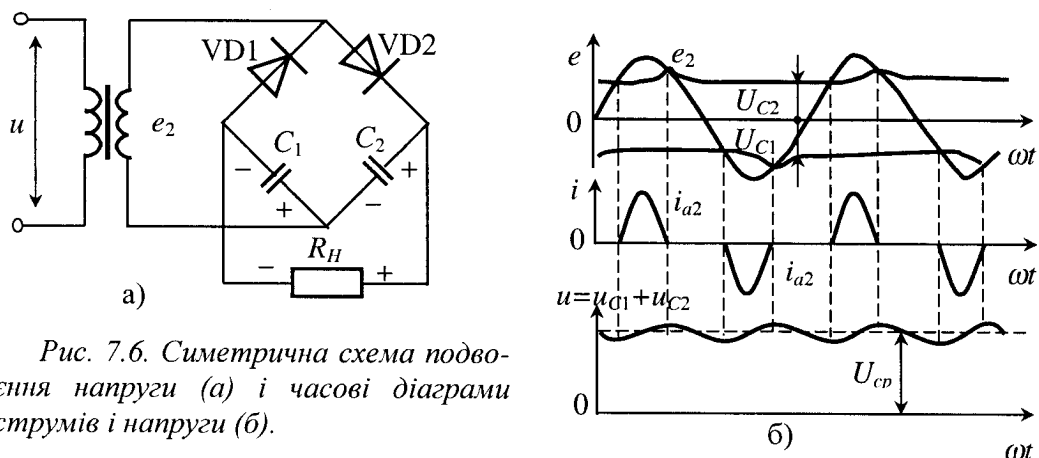


Рис. 7.6. Симетрична схема подвоєння напруги (а) і часові діаграми струмів і напруги (б).

Наведений симетричний подвоювач напруги (рис. 7.6,а) складається з двох однопівперіодних випрямлячів. Конденсатор C_1 заряджається через діод VD_1 під час першої півхвилі ЕРС e_2 , а конденсатор C_2 – через діод VD_2 під час другої півхвилі ЕРС e_2 . При рівності конденсаторів C_1 і C_2 напруга на навантаженні при неробочому ході рівна подвоєному значенню напруги на конденсаторі.

У несиметричній схемі подвоєння напруги (рис. 7.7,а) два однопівперіодні випрямлячі живляться різною за значенням напругою.

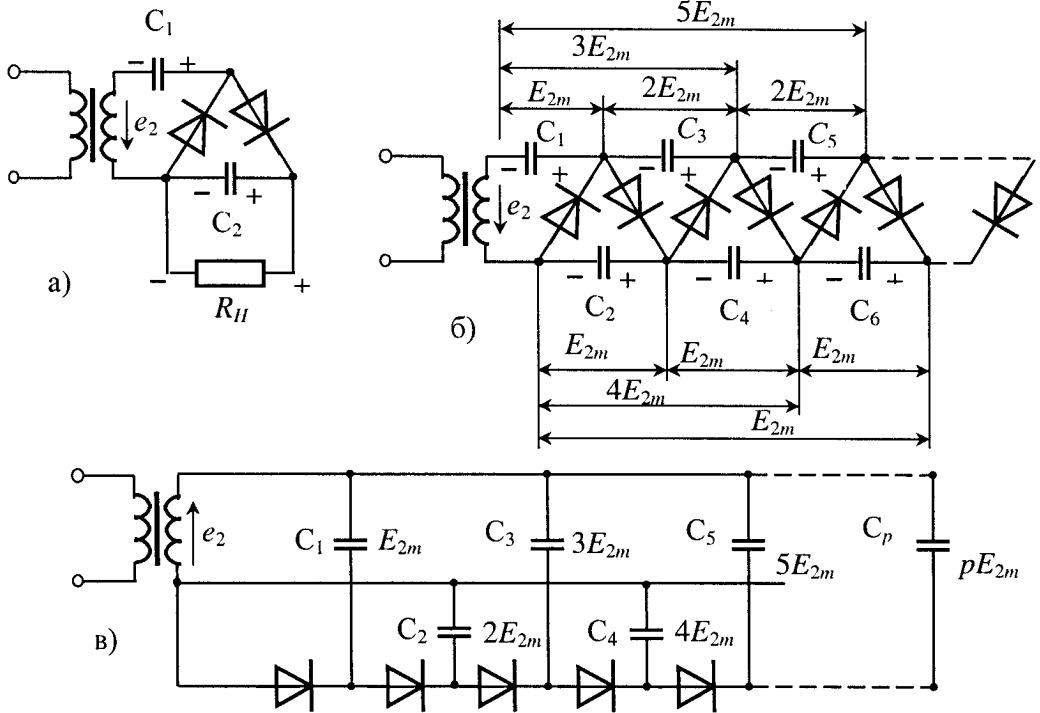


Рис. 7.7. Схеми несиметричних помножувачів напруги:

а – подвоювач напруги; б – помножувач напруги другого роду; в – помножувач напруги першого роду.

Так, у перший півперіод заряджується конденсатор C_1 через діод VD_1 під дією ЕРС e_2 , у другий півперіод – конденсатор C_2 через діод VD_2 під дією суми ЕРС e_2 і U_{C_1} , які співпадають за напрямком. У результаті напруга на конденсаторі C_2 при неробочому ході у два рази вища, ніж на конденсаторі C_1 . Зворотна напруга на діодах при неробочому ході досягає подвоєної амплітуди ЕРС трансформатора.

До несиметричних схем подвоєння напруги можна віднести схему помноження напруги другого роду (рис. 7.7,б), де добавлені ланки з діодів і конденсаторів.

На рис. 7.7,в наведена несиметрична схема помноження напруги першого роду. Особливістю цієї схеми є те, що помножена у p раз напруга знімається з одного конденсатора C_p . Схема може також використовуватись як подільник напруги.

Некеровані випрямлячі трифазного струму. Схеми випрямлячів трифазного струму в основному використовують для живлення споживачів середньої і великої потужності. Вони рівномірно навантажують мережу трифазного струму і відрізняються високим коефіцієнтом використання трансформатора.

Еквівалентна схема випрямлення трифазного струму з нульовою точкою (схема Міткевича) наведена на рис. 7.8.

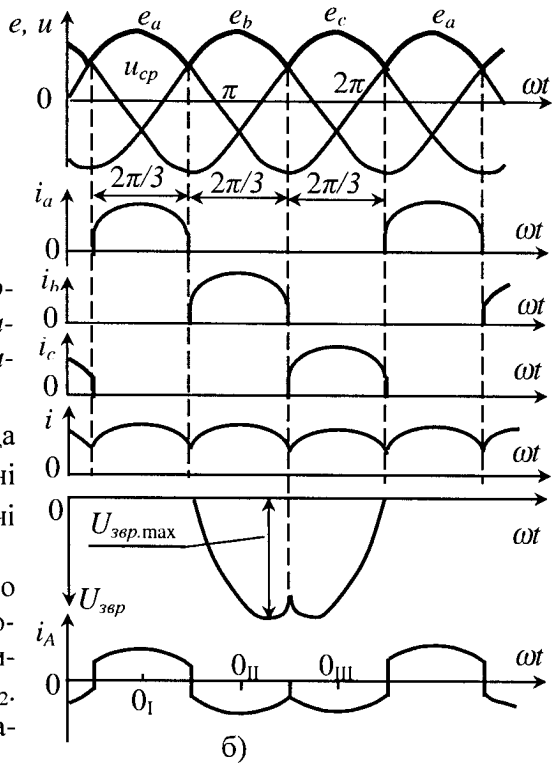
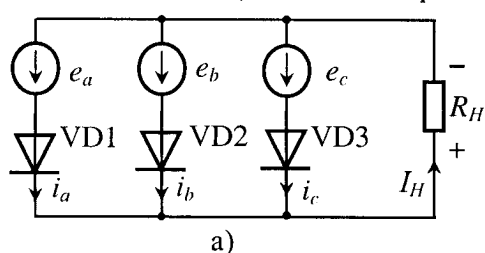


Рис. 7.8. Трифазний випрямляч з нульовим виводом при активному навантаженні: а – еквівалентна схема; б – часові діаграми струмів і напруги.

Тривалість роботи кожного діода становить $\lambda = 2 \cdot \pi/3$. Випрямлені напруга і струм мають трикратні пульсації за період.

Електричні параметри визначимо у загальному вигляді для багатофазного випрямляча з числом пульсацій випрямленої напруги за період $m_n = m_2$. Номінальне значення випрямленої напруги буде становити:

$$U_{cp} = \frac{m_2}{\pi} \cdot E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad \text{При } m_2 = 3 \text{ (схема Міткевича)} \quad U_{cp} = 1,17 \cdot E_2.$$

При активному навантаженні форми кривих випрямленої напруги і струму однакові, тому номінальне значення випрямленого струму буде становити:

$$I_H = \frac{m_2}{\pi} \cdot I_{am} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2},$$

де $I_{am} = E_{2m}/R_H$ – амплітудне значення струму діода.

У перетворювальній техніці широке використання має трифазна мостова схема випрямлення (схема Ларіонова) (рис. 7.9).

У схемі (рис. 7.9,а) послідовно ввімкнені дві трифазні випрямлювальні групи: анодна – VD2, VD4, VD6 і катодна – VD1, VD3, VD5, кожна із яких повторює роботу трифазної схеми з нульовим виводом. Відповідно, при цьому ж значенні U_{cp} , ЕРС у два рази менша ($E_2 = 0,43 \cdot U_{cp}$).

У мостовій схемі струм одночасно пропускають два вентилялі: один – з найвищим потенціалом анода відносно нульової точки трансформатора із катодної групи вентиля, а другий – з найнижчим потенціалом катода із анодної групи.

Електричні параметри схеми Ларіонова розраховуються за формулами, наведеними вище у загальному вигляді для багатофазного випрямляча, тільки необхідно врахувати, що $m_n = 6$, а також замість фазної ЕРС E_{2m} враховують лінійну ЕРС $\sqrt{3} \cdot E_{2m}$.

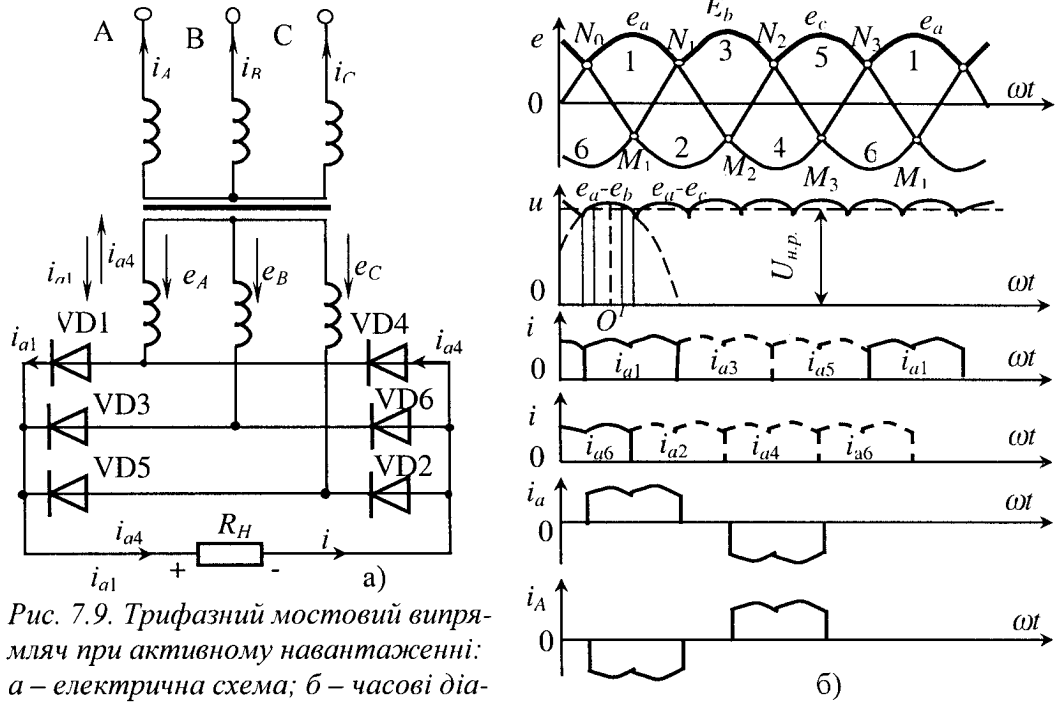


Рис. 7.9. Трифазний мостовий випрямляч при активному навантаженні: а – електрична схема; б – часові діаграми струмів і напруги.

У випрямлячах трифазного струму для зменшення змінної складової випрямленого струму послідовно з навантаженням вмикають індуктивний згладжувальний фільтр з індуктивністю L_H . Схема такого випрямляча з первинною обмоткою, ввімкненою трикутником, наведена на рис. 7.10.

При малих пульсаціях у кривих випрямленого струму даний режим роботи випрямляча практично мало відрізняється від режиму при активному навантаженні, тому розрахунок аналогічний. При індуктивності розсіювання обмоток трансформатора $L_a = \infty$ і $L_H = \infty$ схему і часові діаграми випрямляча наведено на рис. 7.11, а і б.

Розглянемо режими роботи, що відповідають двом інтервалам періоду: інтервалу одиничної роботи вентиля (діода), коли струм у вентилі рівний струму навантаження, і інтервалу одночасної роботи двох суміжних за фазою вентилів, що називається інтервалом комутації.

Рівняння струмів у діодах VD1 і VD2 у період комутації матиме вигляд

$$i_a = I_H - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{E_{2m}}{x_a} \cdot (1 - \cos(\omega t)); \quad i_b = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{E_{2m}}{x_a} \cdot (1 - \cos(\omega t)).$$

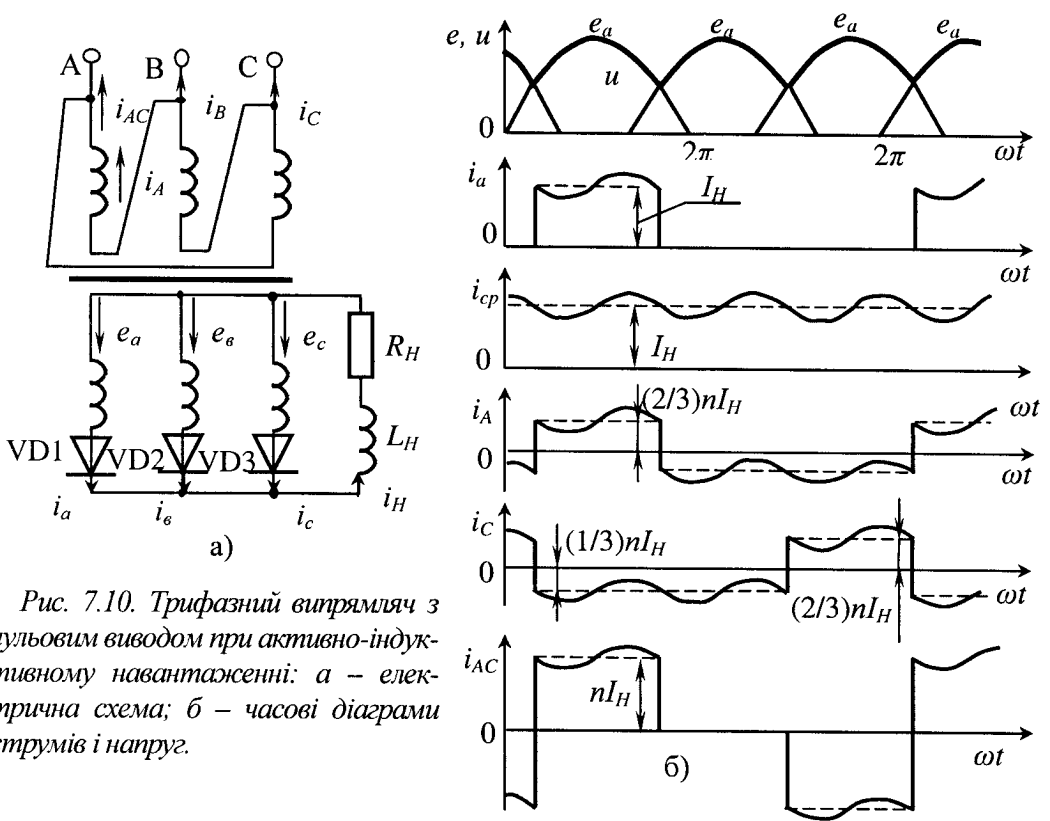


Рис. 7.10. Трифазний випрямляч з нульовим виводом при активно-індуктивному навантаженні: а – електрична схема; б – часові діаграми струмів і напруг.

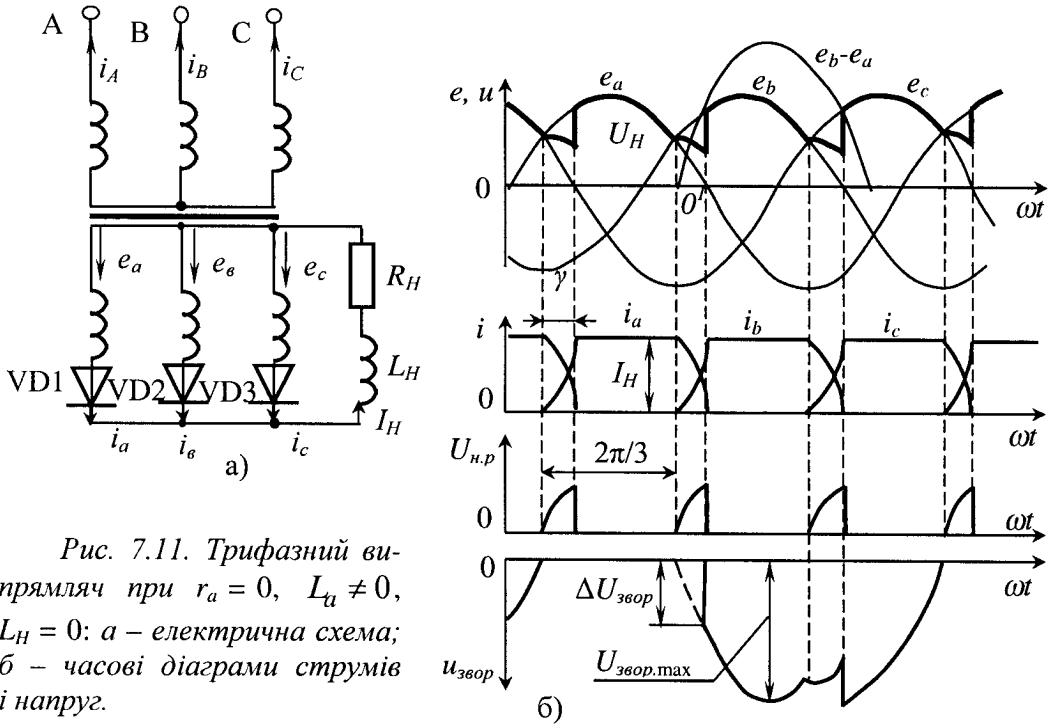


Рис. 7.11. Трифазний випрямляч при $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_H = 0$: а – електрична схема; б – часові діаграми струмів і напруг.

Середнє значення випрямленої напруги розраховується, як

$$U_{cp} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2 \cdot \pi} \cdot E_{2m} - \frac{3}{2 \cdot \pi} \cdot I_H \cdot x_a.$$

7.2. Згладжувальні фільтри

Згладжувальні фільтри використовуються для згладжування пульсацій випрямленого струму до рівня, який необхідний для нормальної роботи споживача. Згладжувальні фільтри оцінюються за значенням коефіцієнта згладжування.

Коефіцієнт згладжування фільтра за гармонікою пульсацій визначають як відношення коефіцієнта пульсацій на вході фільтра (виході випрямляча) до коефіцієнта пульсацій на його виході (виході навантаження).

Коефіцієнт згладжування для основної гармоніки визначають, як

$$K_{зг} = \lambda \cdot K_{\phi},$$

де $\lambda = U_H / U'_H$ – коефіцієнт передачі постійної складової напруги з входу фільтра на його вихід, що характеризує втрату напруги у фільтрі;

$K_{\phi} = U'_{1m} / U_{1m}$ – коефіцієнт фільтрації, який характеризує, у скільки раз зменшиться амплітуда основної гармоніки на виході фільтра порівняно з амплітудою на його вході.

Значення коефіцієнта передачі для фільтрів випрямлячів великої потужності $\lambda \approx 0,99$, малої потужності – $\lambda \approx 0,91 \dots 0,95$, для фільтра без втрат – $\lambda \approx 1$.

Фільтри з пасивними RLC-елементами. При розрахунку фільтрів на його вході враховують тільки постійну складову випрямленої напруги і основну гармоніку пульсацій з амплітудою U'_{1m} , оскільки амплітуди вищих гармонік із збільшенням номера гармоніки стрімко падають.

Індуктивний фільтр використовують для випрямлення середньої і великої потужності, що дозволяє забезпечити неперервність струму у колі навантаження. На рис. 7.12,а наведено схему для розрахунку ідеального індуктивного фільтра (без втрат) з урахуванням чисто активного навантаження і внутрішнього опору випрямляча, рівного нулю. На навантаженні буде напруга

$$U_H = \left(U_{1m} / \sqrt{R_H^2 + (\omega \cdot L_H)^2} \right) \cdot R_H,$$

де ω – кутова частота змінного струму.

Постійна складова напруги на навантаженні дорівнює номінальному значенню напруги на виході випрямляча, тому коефіцієнт згладжування фільтра буде становити $K_{зг} = K_{\phi} = \sqrt{R_H^2 + (\omega_n \cdot L_H)^2} / R_H$, а індуктивність фільтра розраховується, як $L_H = R_H \sqrt{K_{зг}^2 - 1} / \omega_n$.

Для малопотужних споживачів найпростішим фільтром є конденсатор, який вмикається паралельно навантаженню (рис. 7.12,б).

Пульсації випрямленої напруги більш ефективно згладжуються з допомогою фільтрів, які складаються з повторювачів Г- або П-подібних ланок. Г-подібний фільтр можна представити еквівалентною схемою (рис. 7.12,в) у вигляді чотириполюсника, коефіцієнт пульсації якого буде:

$$K_{\phi} = U'_{1m}/U_{1m} = 1 + (Z + 1/R_H).$$

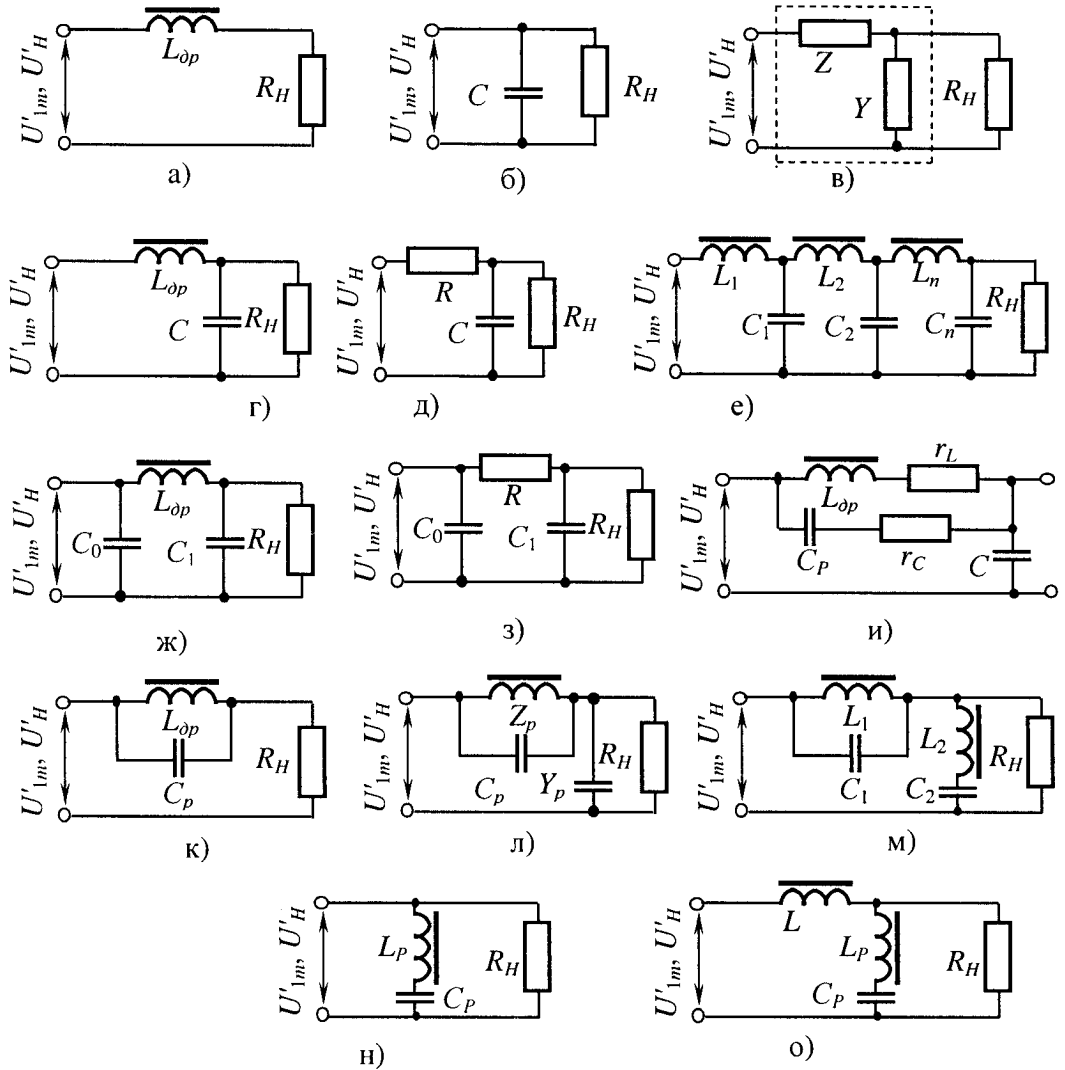


Рис. 7.12. Схеми згладжувальних фільтрів: а – індуктивного; б – ємнісного; в – еквівалентна схема Г-подібного фільтра; г – Г-подібного LC-фільтра; д – Г-подібного RC-фільтра; е – багатоланкового LC-фільтра; ж – П-подібного фільтра; з – П-подібного RC-фільтра; и – Г-подібного з резонансним контуром з врахуванням втрат; к – фільтра-пробки; л – Г-подібного з резонансним контуром без врахування втрат; м – Г-подібного з резонансним контуром і ланкою; н – режсекторного; о – Г-подібного з резонансною ланкою.

Параметри елементів Г-подібного фільтра вибирають таким чином, щоб послідовно ввімкнені з джерелом напруги елементи мали опір, більший від опору змінної ($Z \geq 5R_H$) і малі значення опору для постійної складової струму. Коефіцієнт пульсації становить $K_\phi \approx 1 + Z \cdot Y$.

Для індуктивно-ємнісного фільтра (рис. 7.12, г) $Z = j \cdot \omega \cdot m_n \cdot L$, $Y = j \cdot m_n \cdot \omega \cdot C$, тому $K_\phi \approx |1 - m_n^2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C|$.

Постійна складова струму в дроселі без врахування втрат у фільтрі визначається, як $I_H \approx U_H / R_H$.

Індуктивність можна розрахувати за формулою

$$L > U_{1m} \cdot R_H / (U_H \cdot m_n \cdot \omega) = \frac{2}{m_n^2 - 1} \cdot \frac{R_H}{m_n \cdot \omega}$$

Для випрямлячів, які розраховані на споживачів малої потужності (струм декілька міліампер, опір R_H декілька кілоом), замість дроселя в Г-подібному фільтрі використовують резистор (рис. 7.12, д). Коефіцієнт фільтрації такого фільтра розраховують за формулою $K_\phi = |1 + j \cdot m_n \cdot \omega \cdot R \cdot C|$, звідки $R \cdot C \approx K_\phi / (m_n \cdot \omega)$.

Коефіцієнт згладжування становитиме:

$$K_{зг} = \lambda \cdot K_\phi = m_n \cdot \omega \cdot C \cdot R \cdot R_H / (R_H + R)$$

Величину опору R вибирають з умови

$$U'_H / U_H = (R_H + R) / R_H = 1,05 \dots 1,3$$

Наведені вище рівняння при заданому коефіцієнті фільтрації дозволяють розрахувати параметри і резистивно-ємнісного Г-подібного фільтра.

П-подібний фільтр належить до багатоланкових, які можна розглядати як набір одноланкових, що ввімкнені послідовно, їх використовують для одержання високого коефіцієнта фільтрації. У багатоланкових фільтрах (рис. 7.12, е) елементи окремих ланок підбирають таким чином, щоб кожна наступна ланка не впливала на роботу попередньої. Якщо окремі ланки є Г-подібні LC-фільтри, то необхідно, щоб опір дроселя наступної ланки значно перевищував опір конденсатора попередньої ланки, а опір навантаження був значно вищим опору шунтувального конденсатора для основної гармоніки пульсацій. Для таких умов коефіцієнт фільтрації багатоланкового фільтра визначається як добуток коефіцієнтів фільтрації окремих ланок: $K_\phi = K_\phi^1 \cdot K_\phi^2 \cdot \dots \cdot K_\phi^n$.

В П-подібному фільтрі (рис. 7.12, ж, з) першою ланкою є конденсатор C_0 , другою – Г-подібний LC- або RC-фільтр, використовується для споживачів малої потужності.

Резонансні фільтри мають високий коефіцієнт фільтрації для певних гармонік. У них використовується явище резонансу струмів (фільтри-пробки) і резонансу напруг (режекторні фільтри). Резонансні фільтри компактніші і дешевші порівняно з LC-фільтрами.

Фільтри-пробки (рис. 7.12, и, к, л, м) використовуються для певних гармонік. Коефіцієнт фільтрації Г-подібного фільтра з резонансним контуром (рис. 7.12, л) буде: $K_{\phi p} = 1 + Z_p \cdot Y$, де Z_p – опір резонансного контуру для певних гармонік.

Режекторні фільтри (рис. 7.12, м, н, о) можна рекомендувати в Г-подібних фільтрах замість конденсатора, який шунтує навантаження, для фільтрації певних гармонік. Коефіцієнт фільтрації такого фільтра буде становити:

$$K_{\phi} = q \cdot m_n \cdot \omega \cdot L \cdot (r_L + r_C),$$

де q – коефіцієнт згладжування пульсацій, який визначається як відношення амплітуди пульсації напруги на вході фільтра до амплітуди першої гармоніки пульсації напруги на виході фільтра.

Для високої фільтрації певних гармонік використовують фільтр-пробку і режекторний фільтр разом (рис. 7.12, м).

Фільтри з активними елементами. LC-фільтри прості і надійні в експлуатації, але маса і габарити можуть бути значними. Напівпровідникові фільтри не мають згладжувальних фільтрів.

Розглянемо транзисторні фільтри, які використовують при струмах до декількох ампер і напругах до десятків вольт. Ввімкнення навантаження в колекторну ланку транзистора з загальною базою без елементів C_B , R_B , R_E (рис. 7.13) спричинює підсилення пульсацій, що враховується у ланці навантаження у вигляді ЕРС $\alpha \cdot r_k \cdot I_E$, що співпадає за фазою з вхідною напругою. Ввімкнення у схему опору R_E значно знизить ЕРС $\alpha \cdot r_k \cdot I_E$ в колекторній ланці, а ввімкнення елементів C_B , R_B послаблює змінну складову пульсацій на вході транзистора.

Коефіцієнт фільтрації буде становити:

$$K_{\phi} = \left| \frac{r_k [R_E + r_E + (1 - \alpha) \cdot (r_B - j \cdot x_{CB})]}{R_H \cdot [R_E + r_E + r_B - j \cdot x_{CB} \cdot (1 + \alpha \cdot r_k / R_B)]} \right|.$$

Коефіцієнт згладжування можна розрахувати, як $K_{з2} = \frac{(r_k \cdot m_n \cdot \omega \cdot C_{вих} \cdot R_H \cdot \alpha_0)}{R_B \cdot (1 - \alpha_0)}$,

де α_0 – статичний коефіцієнт підсилення у схемі з загальною базою.

Ємність конденсатора фільтрувальної вхідної ланки визначають за формулою

$$C_B = \frac{8 \cdot (1 + \alpha \cdot r_k / R_B)}{m_n \cdot \omega \cdot (1 - \alpha_0) \cdot R_B},$$

де α – динамічний коефіцієнт підсилення.

Опір резистора вхідної фільтрувальної ланки буде становити:

$$R_B = \frac{\alpha_0 \cdot (U_K + U_H)}{(1 - \alpha_0) \cdot I_K}, \quad \text{де } U_K \approx 3 \cdot U_{K.min} + K_{n(l)} \cdot U_H.$$

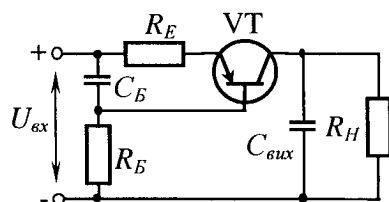


Рис. 7.13. Електрична схема фільтра з навантаженням у колі колектора і фіксованим зміщенням напруги в базі транзистора.

На рис. 7.14 наведено схему фільтра з автоматичним зміщенням напруги в базі транзистора, яка автоматично змінюється при зміні режиму роботи колекторної ланки. Дана схема стійко працює при зміні температури навколишнього середовища у широкому діапазоні, але коефіцієнт згладжування у два рази нижчий, ніж у попередньої схеми.

Для зменшення вихідного опору транзисторний фільтр доцільно будувати на основі емітерного повторювача з ввімкненням навантаження в емітерну ланку (рис. 7.15). Для такої схеми вихідний опір фільтра стає мінімальним і коефіцієнт підсилення за напругою рівний одиниці.

Коефіцієнт фільтрації для даної схеми буде становити:

$$K_{\phi} \approx \frac{r_K \cdot R_B}{(R_B + r_K) \cdot x_{CB}}$$

Коефіцієнт передачі напруги можна розрахувати, як

$$\lambda \approx \frac{R_H}{R_H + (1 - \alpha_0) \cdot R_B}$$

Коефіцієнт згладжування фільтра розраховують за формулою

$$K_{зг} \approx \frac{r_K \cdot R_B \cdot R_H}{x_{CB} \cdot (R_B + r_K) \cdot [R_H + (1 - \alpha_0) \cdot R_B]}$$

Опір резистора вхідної фільтрувальної ланки можна розрахувати, як

$$R_B = \frac{U_K}{I_E \cdot (1 - \alpha_0)}$$

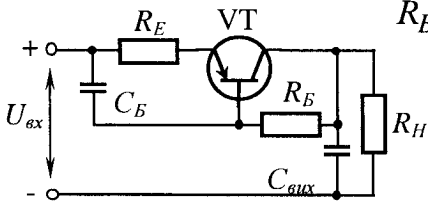


Рис. 7.14. Електрична схема транзисторного фільтра з навантаженням у колі колектора і автоматичним зміщенням напруги в базі.

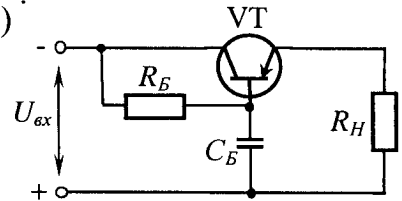


Рис. 7.15. Електрична схема транзисторного фільтра з навантаженням у колі емітера.

У схемі (див. рис. 7.15) з автоматичним зміщенням постійної складової напруги в базі транзистора не вимагається індивідуального підстроювання при заміні транзистора.

Коефіцієнти згладжування можна збільшити, якщо у схему послідовно з резистором ввести дросель L (рис. 7.16, а) або використати фільтрувальну дволанкову схему на вході (рис. 7.16,б) чи складовий транзистор (рис. 7.16,в) або збільшити число ланок (рис. 7.16,г).

Схему транзисторного паралельного фільтра наведено на рис. 7.17. У цій схемі транзистор діє як конденсатор, ввімкнений паралельно навантаженню. Автоматичне зміщення постійної напруги в базі транзистора забезпечується резистором $R_{Б2}$. Змінна складова струму в базі змінюється з допомогою елементів $R_{Б1}$ і C_B . Підсилюючись, ця складова викликає змінну напругу на резисторі

R , яка діє у протифазі з вхідною змінною напругою. Тому змінна складова на навантаженні послаблюється.

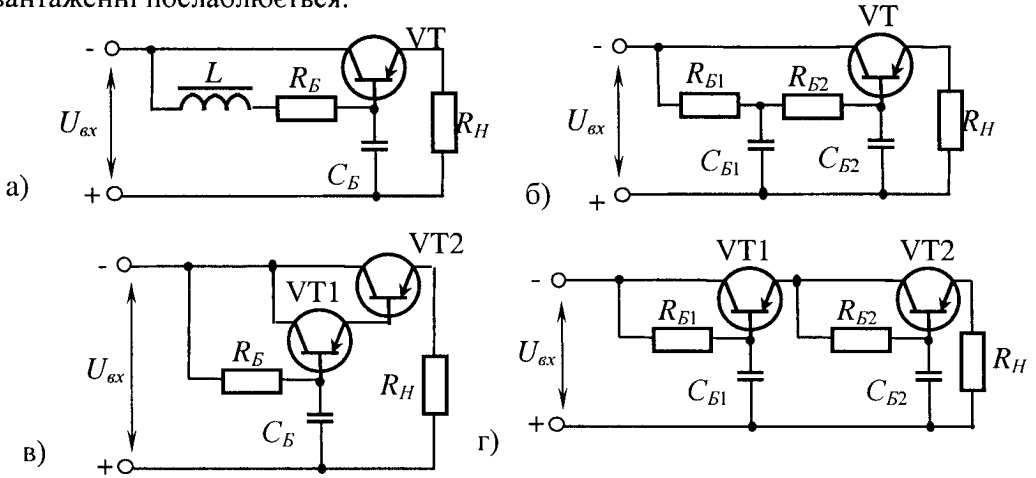


Рис. 7.16. Схеми транзисторних фільтрів з підвищеним коефіцієнтом згладжування: а – з дроселем у вхідній ланці; б – з двома RC-ланками на вході; в – зі складовим транзистором; г – багатоланковий.

Коефіцієнт фільтрації схеми буде становити:

$$K_{\phi} = \frac{\left(1 + \frac{R}{r_B} + \frac{R}{1-\alpha}\right) \cdot \left(\frac{1}{r_K} + \frac{1}{R_B}\right)}{1 - \frac{R}{R_{B1}} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha}}$$

Коефіцієнт згладжування схеми розраховується за формулою

$$K_{зг} = \frac{K_{\phi}}{1 - \frac{R}{R_B \cdot (1-\alpha)} + \frac{R}{R_H}}$$

Для такої схеми є безпечним коротке замикання споживача.

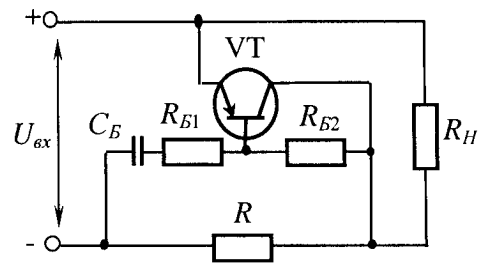


Рис. 7.17. Електрична схема фільтра з навантаженням, ввімкненого паралельно транзистору.

7.3. Параметричні і компенсаційні стабілізатори напруги і струму

Пристрої, які автоматично підтримують незмінними напругу або струм споживача електричної енергії з необхідною точністю при дії дестабілізуючих чинників, називаються стабілізаторами напруги або струму. Стабілізатори поділяються на параметричні і компенсаційні.

Параметричними стабілізаторами називають стабілізатори з нелінійними елементами, такими як стабілітрони, термістори, барретери, дроселі тощо, параметри яких із зміною струму або напруги змінюються таким чином, що струм або напруга на споживачі залишаються практично незмінними за значенням.

У компенсаційних стабілізаторах вимірювальний елемент порівняння стабілізуючої величини з еталонною виробляє сигнал розузгодження, який в проміжному пристрої перетворюється, підсилюється і надходить на регульовальний елемент, де змінюється якась характеристика для підтримання стабілізованого значення напруги або струму з необхідною точністю. Регульовальний елемент може працювати в неперервному або імпульсному режимі. У компенсаційних стабілізаторах може забезпечуватись стабілізація при сумарній дії дестабілюючих чинників. Для регульовального елемента може використовуватись керувальний нелінійний елемент (транзистор, тиристор та ін.).

Основними параметрами стабілізаторів є коефіцієнт стабілізації, вихідний опір, вихідна номінальна напруга стабілізації і вихідний номінальний струм.

Параметричні стабілізатори напруги (ПСН) використовуються для живлення малопотужних електронних приладів та як джерело опорної напруги (ДОН) у компенсаційних стабілізаторах напруги і струму. Основним елементом у стабілізаторах з нелінійною вольт-амперною характеристикою є кремнієві стабілітрони.

Електрична схема однокаскадного ПСН подана на рис. 7.18,а. При зміні вхідної напруги $U_{вх}$ на $\Delta U_{вх}$ струм через стабілітрон VD зміниться на $\pm \Delta I_{см}$, що спричинює незначні зміни напруги на стабілітроні (на $\pm \Delta U_H$), а відповідно і зміну напруги на навантаженні.

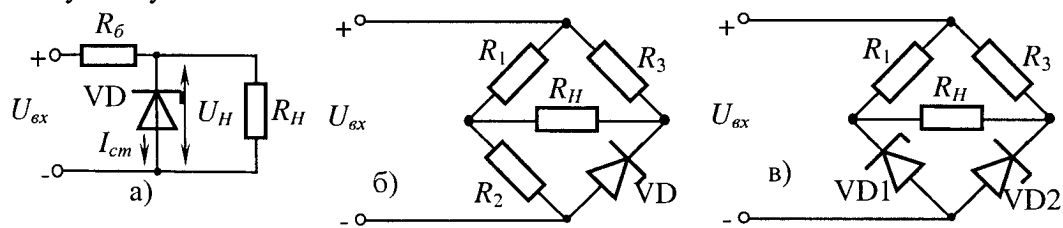


Рис. 7.18. Електричні схеми параметричних стабілізаторів напруги: а – однокаскадний параметричний стабілізатор напруги; б, в – мостовий стабілізатор напруги.

Коефіцієнт стабілізації для схеми на рис. 7.18,а визначається, як

$$K_{см} = \frac{\Delta U_{вх} \cdot U_H}{\Delta U_H \cdot U_{вх}} \tag{7.1}$$

Оскільки вихідна напруга стабілізатора є напругою на стабілітроні $U_H = U_{см}$, а зміна струму навантаження рівна зміні струму через стабілітрон $\Delta I_H = \Delta I_{см}$, то формулу (7.1) можна записати, як

$$K_{см} = \frac{\Delta I_{см} \cdot R_6}{\Delta I_{см} \cdot r_{см}} \cdot \frac{U_H}{U_{вх}} = \frac{R_6 \cdot U_H}{r_{см} \cdot U_{вх}}$$

Опір резистора R_6 можна розрахувати за формулою $R_6 = \frac{U_{вх} - U_H}{I_H - I_{см.ном}}$, де

$$I_{см.ном} = \frac{I_{см.макс} - I_{см.мін}}{2} \text{ – номінальний струм стабілітрона.}$$

Вихідний опір параметричного стабілізатора визначають за формулою

$$R_{вих} = r_{cm} = \frac{\Delta U_{cm}}{\Delta I_{cm}} = \frac{U_{cm.max} - U_{cm.min}}{I_{cm.max} - I_{cm.min}}$$

Знак температурного коефіцієнта напруги (ТКН) стабілітрона залежить від напруги стабілізації. Для прикладу, при зворотному ввімкненні стабілітрона Д814А, ТКН від'ємний, якщо зворотна напруга перевищує 5,5 В, а при прямому ввімкненні ТКН додатний. Різні знаки ТКН дають можливість, з'єднуючи послідовно і зустрічно декілька різних типів стабілітронів, здійснювати температурну компенсацію їхніх напруг. При цьому зростає вихідний опір ПСН за рахунок диференціальних опорів термокомпенсуючих діодів у прямому напрямку, який залежить від вибраного типу діодів і режиму їх роботи. Схема такого ввімкнення наведена на рис. 7.19.

Резистор R_K дозволяє змінити значення додаткового струму, що проходить через компенсуючу ланку діодів Д, яка дає можливість змінити у невеликих межах ТКН цієї ланки і зменшити її динамічний опір.

Для підвищення стабільності вихідної напруги ПСН використовують двокаскадну або мостову схему ввімкнення стабілітронів.

У мостових схемах (див. рис. 7.18, б, в) підвищення K_{cm} досягається за рахунок компенсуючої напруги, що виникає на резисторі R_2 або стабілітроні VD1 при зміні вхідної напруги. Коефіцієнт стабілізації при $R_H = \text{const}$ для схеми рис. 7.18,б:

$$K_{cm} \approx \frac{U_H}{U_{вх} \cdot [(r_{cm}/R_3) - (R_2/R_4)]}$$

для схеми рис. 7.18, в:

$$K_{cm} \approx \frac{U_H}{U_{вх} \cdot [(r_{cm1}/R_1) - (r_{cm2}/R_2)]}$$

де r_{cm1} і r_{cm2} – диференціальний опір стабілітронів VD1 і VD2.

У мостових параметричних стабілізаторах теоретично коефіцієнт стабілізації може бути нескінченно великим, якщо вибрати елементи виходячи з умов: для схеми на рис. 7.18,б $r_{cm}/R_3 = R_2/R_4$; для схеми на рис. 7.19,в $r_{cm1}/R_1 = r_{cm2}/R_2$. Вихідний опір для схеми на рис. 7.18,б $R_{вих} = r_{cm} + R_2$, а для схеми на рис. 7.18,в $R_{вих} = r_{cm1} + r_{cm2}$.

Температурна нестабільність мостових схем залежить від ТКН стабілітронів, а для схеми на рис. 7.18,в ще й від ТКН резисторів R_1 і R_2 , її можна зменшити відповідним підбором стабілітронів і резисторів.

Двокаскадні і мостові ПСН при високій стабільності вихідної напруги мають суттєво нижчий к.к.д. порівняно з однокаскадним ПСН. Такого недоліку не мають схеми ПСН з транзисторами. На рис. 7.20,а наведено схему ПСН з дже-

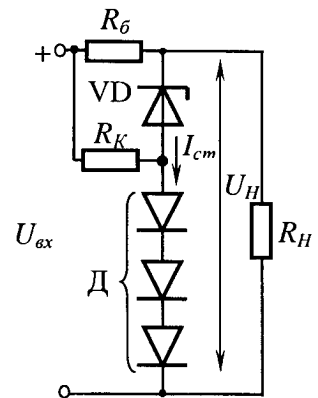


Рис. 7.19. Параметричний стабілізатор напруги з термокомпенсуючими діодами.

релом струму на транзисторі VT, стабілітроні VD1, резисторах R_E і R_B . Це забезпечує стабілізацію струму, що проходить через стабілітрон VD2, зменшує відхилення напруги на навантаженні при значних змінах вхідної напруги. Вихідний опір і ТКН такої схеми ПСН практично такі ж, як у схеми на рис. 7.18,а.

Підвищення вихідної потужності ПСН можна досягти ввімкненням на їх виході емітерного повторювача (рис. 7.20,б). Коефіцієнт стабілізації такого стабілізатора можна розрахувати за формулою

$$K_{cm} = \frac{\mu}{1 + \mu \cdot r_{cm} / R_B} \cdot \frac{U_H}{U_{ex}}$$

вихідний опір
$$R_{вих} = \frac{R_i + \mu \cdot r_{cm} / \beta}{1 + \mu},$$

де
$$\mu = 1 / \left(\frac{r_{cm} + U_H}{R_B \cdot U_{cm}} + \frac{r_{cm} + r_B + r_E \cdot \beta}{r_K} - \frac{r_{cm}}{R_B} \right), \quad R_i = \mu \cdot \left(r_E + \frac{r_B}{\beta} \right).$$

Недоліком даної схеми є погіршення температурної стабільності при відносно великих (більше 5 В) напругах.

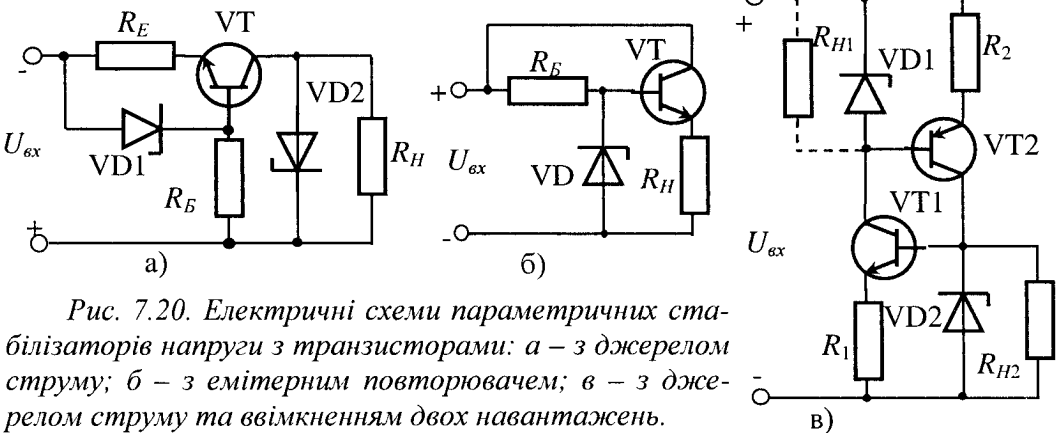


Рис. 7.20. Електричні схеми параметричних стабілізаторів напруги з транзисторами: а – з джерелом струму; б – з емітерним повторювачем; в – з джерелом струму та ввімкненням двох навантажень.

На рис. 7.20,в наведена схема ПСН з додатковими транзисторами різної провідності. Вона дозволяє вмикати два навантаження.

Компенсаційні стабілізатори напруги неперервної дії. Компенсаційні стабілізатори напруги неперервної дії порівняно з параметричними підвищують якість стабілізації, збільшують вихідну потужність, розширюють діапазон стабілізації напруги.

За способом ввімкнення регульовального елемента (РЕ) розрізняють послідовну і паралельну схеми стабілізації. У першому випадку РЕ вмикають послідовно з навантаженням і стабілізатори називають стабілізаторами послідовного типу, у другому – РЕ вмикають паралельно з навантаженням і стабілізатори називають стабілізаторами паралельного типу.

Регульовальний елемент виконують на складових транзисторах. Число ввімкнених транзисторів залежить від їхніх коефіцієнтів передачі струму і заданого струму навантаження стабілізатора.

Структурна схема стабілізатора напруги послідовного типу наведена на рис. 7.21.

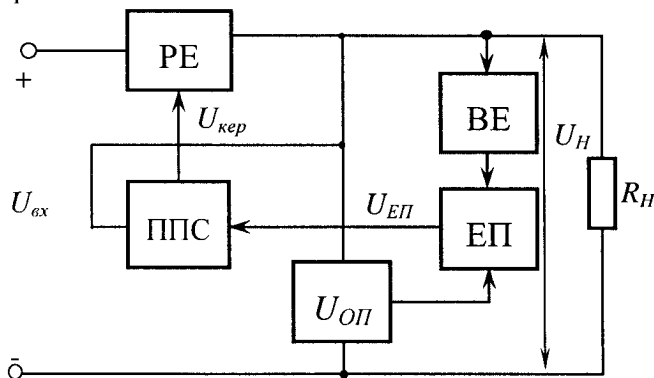


Рис. 7.21. Структурна схема стабілізатора напруги послідовного типу; РЕ - регулювальний елемент; ППС - підсилювач постійного струму; ВЕ - вимірювальний елемент; ЕП - елемент порівняння; U_{OP} - опорна напруга; $U_{кер}$ - керувальна напруга; $U_{ЕП}$ - напруга розузгод-

Розглянемо роботу стабілізатора напруги. Наприклад, під дією дестабілізуючого чинника (збільшення вхідної напруги, зменшення струму навантаження) напруга на виході стабілізатора U_H збільшилась. Це спричинить до збільшення напруги на виході вимірювального елемента (ВЕ) і елемента порівняння (ЕП). Напруга розузгодження ЕП буде $U_{ЕП} = U_H \cdot k_{\partial} - U_{OP}$ (де k_{∂} - коефіцієнт ділення вихідної напруги вимірювальним елементом), підсилюється підсилювачем постійного струму (ППС) і надходить на керування регулювальним елементом. Під дією керувальної напруги $U_{кер}$ спад напруги на РЕ збільшується і відповідно напруга на виході стабілізатора зменшується.

Для такого стабілізатора характерно, що вхідний струм і струм навантаження рівні, а відтак великий к.к.д.

Проста схема компенсаційного стабілізатора напруги наведена на рис. 7.22,а, яка представляє собою емітерний повторювач на транзисторі VT з фіксованою напругою бази. Напруга на навантаженні визначається, як $U_H = U_{OP} - U_{EB}$. Струм через стабілітрон VD задається R_B . Цей же резистор задає струм в базі транзистора, який визначається струмом навантаження $I_B = I_H / (\beta + 1)$.

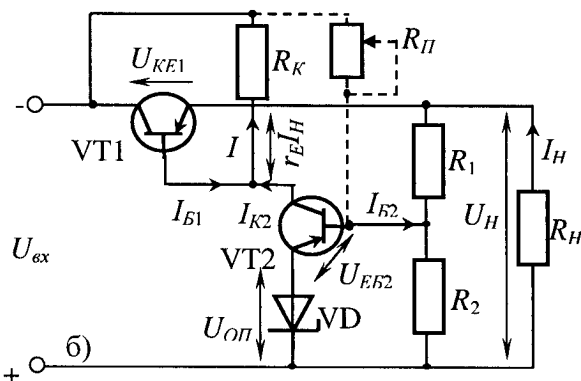
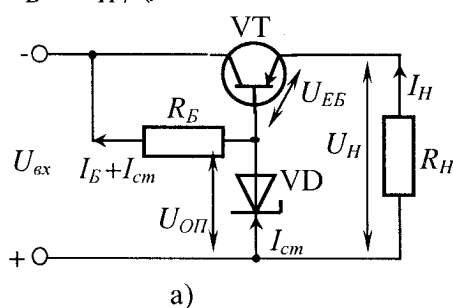


Рис. 7.22. Електричні схеми транзисторних компенсаційних стабілізаторів напруги послідовного типу: а - без підсилювального елемента; б - з підсилювачем в колі зворотного зв'язку.

Стабілізатор на рис. 7.23,а складається з двох частин: параметричного стабілізатора на R_B і VD, який створює опорну напругу, та регулювального транзистора VT, який також виконує функції елемента підсилення. Як вимірювальні елементи використовуються $p-n$ перехід емітер-база, резистор навантаження R_H і стабілітрон.

При нормальному режимі, коли збурення відсутні, режим роботи регулювального транзистора вибирається таким чином, щоб він був не повністю відкритий напругою зміщення емітер-база, яка приблизно складає 0,3 В. Вихідна напруга буде дорівнювати опорній напрузі U_{OP} . Якщо з деяких причин вихідна напруга зміниться, то відповідно зміниться напруга зміщення емітер-база, що зумовить зміну опору регулювального транзистора таким чином, щоб вихідна напруга залишилась незмінною.

Максимальний струм стабілізатора визначається мінімально допустимим струмом стабілітрона. Це пояснюється тим, що через балансний опір повинен проходити приблизно однаковий струм навантаження, рівний сумі струмів бази транзистора і стабілітрона. Із збільшенням навантаження струм бази зростає, а струм стабілітрона зменшується, і, якщо цей струм стане меншим від мінімально допустимого, стабілізація порушиться. Аналогічно мінімальний струм навантаження визначається максимально допустимим струмом стабілізатора. Запишемо дану умову:

$$I_{H.max}/\beta + I_{cm.min} = I_{H.min}/\beta + I_{H.max} \cdot$$

Якщо $I_{H.min} = 0$, то $I_H = \beta \cdot (I_{H.max} - I_{H.min})$.

Коефіцієнт стабілізації і вихідний опір розраховуються за формулами:

$$K_{cm} \approx \frac{R_B \cdot U_H}{r_{cm} \cdot U_{vx}}, \quad R_{вих} \approx \frac{r_{cm} + h_{11E}}{h_{21E}}.$$

На рис. 7.22,б наведена схема компенсаційного транзисторного стабілізатора напруги з підсилювачем в колі зворотного зв'язку. Напруга на резисторі R_2 подільника напруги R_1, R_2 порівнюється з опорною (еталонною) напругою стабілітрона VD. Сигнал розузгодження підсилюється підсилювачем на транзисторі VT2 і надходить на базу регулювального транзистора VT1, змінюючи його опір.

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора розраховують за формулою

$$K_{cm} = \frac{U_{vx} - U_H - r_E \cdot I_H}{k_{\delta} \cdot U_H - U_{OP}} \cdot k_{\delta} \cdot \frac{U_H}{U_{vx}},$$

де $k_{\delta} = R_2 / (R_1 + R_2)$ – коефіцієнт передачі подільника R_1, R_2 .

Вихідний опір стабілізатора розраховується за формулою

$$R_{вих} = r_E / (K_{nid} \cdot k_{\delta}),$$

де K_{nid} – коефіцієнт підсилення підсилювача постійного струму за напру-

гою $K_{nid} = \frac{U_{vx} - U_H - r_E \cdot I_H}{k_{\delta} \cdot U_H - U_{OP}}$.

Коефіцієнт підсилення ППС на транзисторі VT2 також можна визначити, як $K_{pid} = \beta = R_K / R_{ex2}$, де $R_{ex2} = r_{E2} + r_{B2} \cdot (1 - \alpha)$.

Для збільшення коефіцієнта стабілізації необхідно вибирати транзистор підсилювального каскаду з високим коефіцієнтом підсилення β і відносно високим опором колектора R_K .

У розглядуваній схемі резистор R_K є загальним для колекторного кола транзистора VT2 і кола бази транзистора VT1, це створює додатний зворотний зв'язок за вхідною напругою, погіршуючи тим самим коефіцієнт стабілізації. Для усунення впливу цього зв'язку вводиться від'ємний зворотний зв'язок за вхідною напругою безпосередньо на базу транзистора VT2 за допомогою підстроювального резистора R_{II} (на рис. 7.22,б показано штрихами). Його значення наближено розраховується за формулою $R_{II} \approx R_1 \cdot k_d \cdot (K_{pid} - 1)$ і підбирається при настроюванні схеми.

Компенсаційні стабілізатори напруги (КСН) паралельного типу. Структурна схема такого стабілізатора наведена на рис. 7.23.

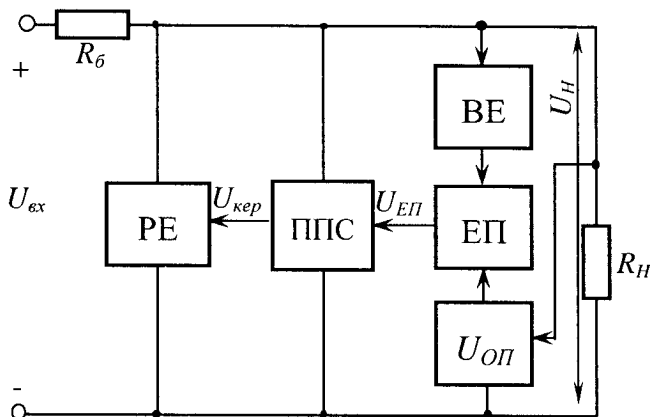


Рис. 7.23. Структурна схема стабілізатора напруги паралельного типу: PE - регулювальний елемент; ППС - підсилювач постійного струму; VE - вимірювальний елемент; EP - елемент порівняння; $U_{оп}$ - опорна напруга; $U_{кер}$ - керувальна напруга; $U_{ЕП}$ - напруга розузгодження; $R_б$ - баластний резистор.

Стабілізатор (див. рис. 7.23) - це подільник напруги, одне плече якого утворює баластний резистор $R_б$, а друге - регулювальний елемент. Вхідна напруга $U_{вх}$ подається на подільник напруги, а навантаження вмикається паралельно PE. Особливістю паралельної схеми є незмінний вхідний струм при постійній вхідній напрузі $I_{вх} = I_{PE} + I_H + I_{ун}$. Робота стабілізатора напруги паралельного типу за суттю аналогічна схемі послідовного типу.

Простий транзисторний стабілізатор паралельного типу наведено на рис. 7.24,а. Працює він наступним чином. Нестабілізована напруга $U_{вх}$ подається на вихід через баластний резистор $R_б$. Вихідна напруга U_H порівнюється з опорною напругою $U_{оп}$ стабілітрона VD, різниця напруг $U_{ЕБ}$ прикладається між базою та емітером транзистора VT. Якщо напруга на навантаженні збільшиться, то напруга $U_{ЕБ}$ зросте, тому що $U_{ЕБ} = U_H - U_{оп}$, що відповідно призведе до збільшення емітерного струму транзистора VT. Це у свою чергу спричинить таке збільшення спаду напруги на $R_б$, що вихідна напруга практично не зміниться. Вихідна напруга у розглядуваному стабілізаторі рівна сумі напруг

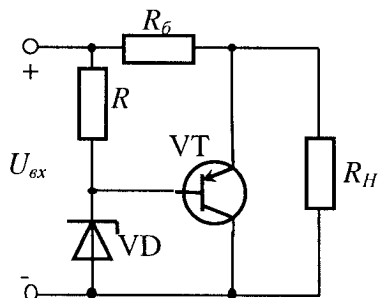
$U_{оп}$ і $U_{ЕБ}$. Оскільки $U_{ЕБ}$ у транзистора завжди мала (0,3...0,5 В), вихідна напруга U_H практично дорівнює опорній і не залежить від напруги вхідної $U_{вх}$.

Приріст струму навантаження I_H спричинює таке ж зменшення емітерного струму I_E , тобто $|\Delta I_H| = |\Delta I_E| = h_{21E} \cdot I_B$. Базовий струм I_B проходить через стабілітрон VD, тому мінімальний і максимальний струм I_B не повинні виходити за паспортні значення стабілітрона VD. Режим стабілітрона задається з допомогою резистора R , який створює додаткове коло для проходження струму стабілітрона. Мінімальний базовий струм буде при мінімальному навантаженні. Якщо струм надто великий і недоступний для стабілітрона, необхідно використати складений транзистор.

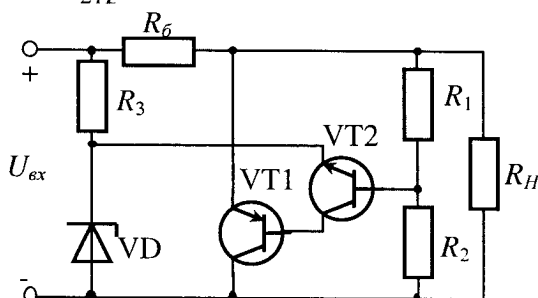
Коефіцієнт стабілізації схеми і вихідний опір розраховують за формулами:

$$K_{cm} \approx R_6 \cdot U_H / \left(\frac{r_{cm} + h_{11E}}{h_{21E}} \cdot U_{вх} \right);$$

$$R_{вух} \approx \frac{r_{cm} + h_{11E}}{h_{21E}}.$$



а)



б)

Рис. 7.24. Електричні схеми транзисторних компенсаційних стабілізаторів напруги паралельного типу: а – без підсилювального елемента; б – з підсилювачем в колі зворотного зв'язку.

На рис. 7.24,б наведено схему компенсаційного стабілізатора напруги паралельного типу з підсилювачем в колі зворотного зв'язку. Якщо в схемі з'явиться стрибок напруги $\Delta U_{вх}$, це призведе до збільшення вихідної напруги на ΔU_H і струму навантаження на ΔI_H . Напруга на базі транзистора VT2 зміниться стосовно опорної напруги на емітері цього ж транзистора на $k_\delta \cdot \Delta U_H$. Якщо коефіцієнт підсилення ППС на транзисторі VT2 дорівнює K_{nid} , то на базу регульовального транзистора надійде сигнал $k_\delta \cdot \Delta U_H \cdot K_{nid}$. Цей сигнал зумовить збільшення струму емітера на ΔI_E , внаслідок чого створиться додатковий спад напруги на баластному резисторі R_6 , а напруга зменшиться до відповідного значення. Чим більший K_{nid} , тим менше відхилення в стабільному режимі U_H від номінального значення.

Коефіцієнт стабілізації і вихідний опір паралельного КСН з ППС в колі зворотного зв'язку розраховуються за формулами:

$$K_{cm} \approx \frac{k_{\partial} \cdot K_{nid} \cdot h_{21E1} \cdot R_{\partial}}{R_{вих2} + h_{11E1}} \cdot \frac{U_H}{U_{вх}};$$

$$R_{вих} \approx \frac{r_{E1} + (R_{вих2} + r_{B1})/h_{21E1}}{k_{\partial} \cdot K_{nid}},$$

де $R_{вих2} = r_{K2}/h_{21E2}$ – вихідний опір ППС.

Як і в послідовних, у паралельних КСН як схеми порівняння і ППС використовують диференціальні й операційні підсилювачі.

На рис. 7.25,а наведено схему такого стабілізатора на операційному підсилювачі. Операційний підсилювач ввімкнений схемою неінверсного підсилювача, на вхід якого подається опорна напруга $U_{оп}$ від стабілітрона VD. Для збільшення вихідного струму стабілізатора використовується повторювач напруги на транзисторі VT. Вихідна напруга визначається за формулою

$$U_H = U_{оп} \cdot (R_1/R_2 + 1).$$

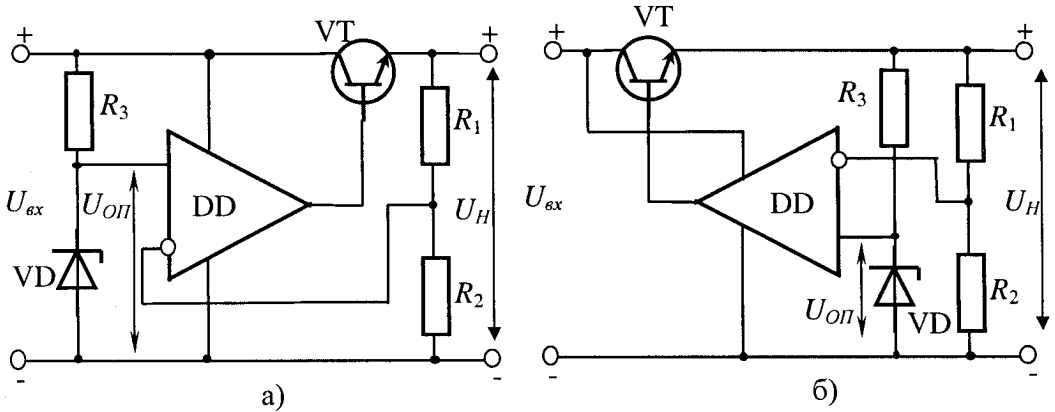


Рис. 7.25. Електричні схеми компенсаційних стабілізаторів напруги на операційних підсилювачах: а – з параметричним стабілізатором на вході КСН; б – з параметричним стабілізатором на виході КСН.

Для збільшення стабільності опорної напруги можна ввімкнути параметричний стабілізатор напруги (R_3 , VD) на вихід компенсаційного стабілізатора напруги (рис. 7.25,б). Струм через стабілітрон VD можна розрахувати за формулою $I_{cm} = U_{оп} \cdot R_1/(R_2 \cdot R_3)$, і він не залежить від зміни вхідної напруги. Для даної схеми операційний підсилювач (ОП) має два зворотні зв'язки (ЗЗ): додатний і від'ємний. Наявність додатного ЗЗ призводить до того, що на виході ОП при вмиканні живлення в принципі може встановитись як додатний, так і від'ємний потенціал напруги. Для того щоб встановилась напруга потрібного знака, необхідна деяка початкова несиметрія. Ця несиметрія створюється за рахунок вихідного транзисторного повторювача напруги.

Важливо забезпечити захист стабілізаторів напруги від перевантажень. Захист необхідний як від перевантажень за струмом, так і за напругою. Захист від перевантажень за напругою можна забезпечити ввімкненням стабілітрона в коло емітер-колектор, використовують при цьому середньої потужності стабілі-

трони і в разі необхідності шунтують їх резистором. Можна також, використовуючи малопотужні стабілітрони, вмикати їх у коло бази регулювального елемента. Схеми захисту КСН, їх принципи побудови наведено в [7].

7.4. Інтегральні стабілізатори напруги

Значна потреба у стабілізаторах постійної напруги, які б були прості у використанні, зумовила розробку і впровадження у виробництво інтегральних мікросхем стабілізаторів напруги з безперервним регулюванням (серія К142ЕН). У цю серію увійшли стабілізатори наступних типів: з регулюванням вихідної напруги (К142ЕН1 – К142ЕН4); з фіксованою вихідною напругою (К142ЕН5; К142ЕН8; К142ЕН9; КРЕН5; КРЕН8; КРЕН9); з двополярними вхідними і вихідними напругами (К142ЕН6), що використовується для живлення операційних підсилювачів.

Інтегральні стабілізатори серії К152 розраховані на струми 0,15...3 А і напругу 3...30 В при потужності до 30 Вт (з зовнішнім радіатором, який дозволяє розсіяти потужність до 10 Вт). Схеми К142ЕН1 і К142ЕН2 призначені для роботи без радіаторів і дозволяють розсіювати не більше 0,8 Вт. Вихідний опір перебуває в межах $R_{вих} = 0,1...0,2$ Ом. Електричні схеми інтегральних стабілізаторів наведено на рис. 7.26, а технічні характеристики – у табл. 7.1.

У табл. 7.1 наведені наступні параметри інтегральних стабілізаторів напруги: U_H – номінальна вихідна напруга; I_{Hmax} – максимальний струм навантаження; $K_{нU}$ – коефіцієнт нестабільності за напругою; $K_{нI}$ – коефіцієнт нестабільності за струмом; $(U_{ex} - U_H)_{min}$ – допустима мінімальна різниця між вхідною і вихідною напругою.

Крім основного призначення – стабілізації напруги, – інтегральні стабілізатори напруги можуть виконувати функцію згладжувального фільтра, захисту від електричних і теплових перевантажень, стабілізації струму, порогових пристроїв тощо.

Таблиця 7.1

Характеристики інтегральних стабілізаторів напруги

Параметр	К142ЕН1	К142ЕН2	К142ЕН3	К142ЕН4	К142ЕН5А К142ЕН5Б	К142ЕН5В К142ЕН5Г
U_{ex} , В	9...25	15...40	19...45	19...40	10	10
U_H , В	3...12	12...30	16...30	15...30	4,9...5,6 5,9...6,1	4,8...5,2 5,3...6,2
$(U_{ex} - U_H)_{min}$, В	4	4	3	4	3	3
$K_{нU}$, %	0,1	0,1	0,05	0,05	0,05	0,05
$K_{нI}$, %	0,2	0,2	0,5	0,5	3	2
$I_{н.max}$, А	0,15	0,15	1,0	1,0	3,0	3,0
Рис. 7.26	а	а	б	б	в	в

Параметр	К142ЕН61	К142ЕН8А К142ЕН8Б	К142ЕН8В	К142ЕН9А К142ЕН9Б	К142ЕН9В
U_{ex} , В	± 30	12...35	12...35	23...40	23...40
U_H , В	14,7...	8,7...9,3	14,5...	19,6...20,4	26,4...
$(U_{ex} - U_H)_{min}$, В	15,3	11,6...12,3	15,4	23,5...24,5	27,5
K_{HU} , %	2,2	2,5	2,5	2,5	2,5
K_{IU} , %	0,001	0,001	0,05	0,05	0,05
K_{IV} , %	0,2	1	1	1	1
$I_{H,max}$, А	0,2	1,5	1,5	1,5	1,5
Рис. 7.26	Г	В	В	В	В

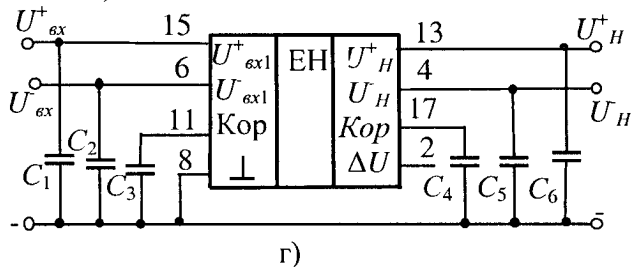
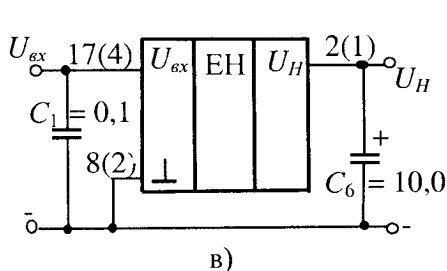
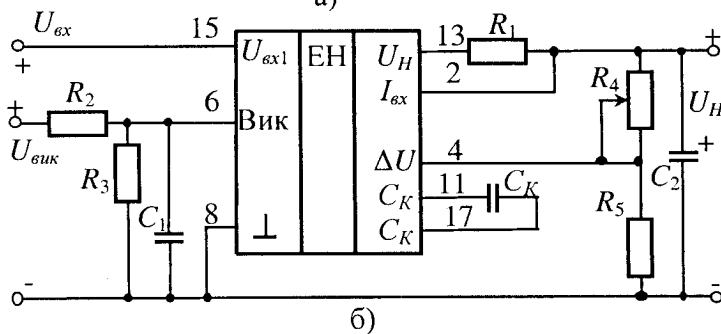
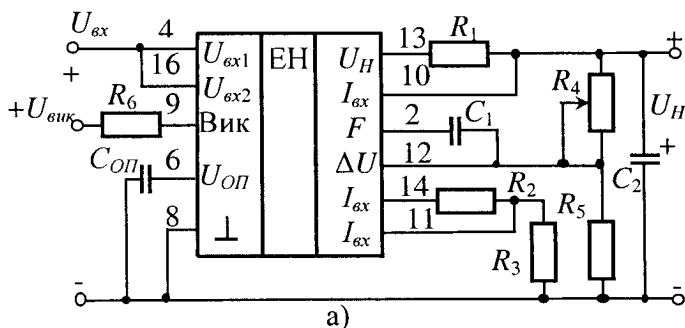


Рис. 7.26. Схеми інтегральних стабілізаторів напруги: а – К142ЕН1, К142ЕН2; б – К142ЕН3, К142ЕН4; в – К142ЕН5 (КРЕН5), К142ЕН8 (КРЕН8), К142ЕН9 (КРЕН9); г – К142ЕН6.

Розглянемо схему ввімкнення інтегральних стабілізаторів напруги (ІСН) К142ЕН1, К142ЕН2 для малих струмів (рис. 7.26,а). Подільник напруги R_4 , R_5 вибирають з умови, щоб через нього проходив струм не більше 1,5 мА. Резистор R_5 приймають рівним 1,2 кОм, тоді R_4 розраховують за формулою

$$R_4 = (U_H - 1,8)/1,5, \text{ кОм.}$$

Для уникнення впливу з'єднувальних проводів на динамічні параметри стабілізатора при імпульсній зміні струму навантаження резистори подільника вмикають безпосередньо до навантаження. Конденсатор C_2 підвищує стійкість стабілізатора і знижує рівень пульсацій вихідної напруги, вибирають електролітичний, у межах 10 мкФ. Конденсатор C_1 ($\approx 0,1$ мкФ) зменшує шуми на виході стабілізатора і підвищує стійкість. Конденсатор $C_{оп}$ ($\approx 0,1$ мкФ) шунтує вихід опорної напруги від завад з боку інших елементів при монтажі.

Захист ІСН від перевантаження за струмом і від короткого замикання забезпечується через давач струму на резисторі R_1 і подільник напруги R_2 і R_3 , який визначає режим роботи стабілізатора. Струм через подільник вибирають рівним $I_\delta = 0,3$ А, а $R_2 = 2$ кОм. Опір резистора R_3 визначають за формулою

$$R_3 = \frac{U_H - U_{BE}}{I_\delta} = \frac{U_H - 0,7}{0,3}, \text{ кОм.}$$

Напруга давача струму R_1 запирає стабілізатор тільки при струмі $I_H \geq I_{K3}$, при цьому струм I_{K3} вибирають з умови $I_{K3} \approx 2,2 \cdot I_H \leq I_{H\max}$, а опір резистора розраховують за формулою

$$R_1 = U_{BE}/I_{K3} = 0,7/I_{H\max}.$$

Обмежувальний резистор R_6 ввімкнення мікросхеми зовнішньою напругою 2 В вибирають 2,4 кОм.

Інтегральні стабілізатори типів К142ЕН3, К142ЕН4 мають більш складну схему і забезпечують вищу стабільність вихідної напруги, схема ввімкнення наведена на рис. 7.26,б. Резистор R_3 – обмежувальний резистор для регулювання порогу спрацювання теплового захисту, розраховується за формулою

$$R_3 = \frac{0.037 \cdot T_K - 6.65}{1 - 0.0155 \cdot T_K}, \text{ кОм,}$$

де T_K – температура нагріву, вибирається в межах $T_K = 65 \dots 145$ °С.

Обмежувальний резистор R_2 ввімкнення мікросхеми зовнішнім сигналом розраховують за формулою

$$R_2 = \frac{U_{вик} \cdot R_3 \cdot (1 + 0,4 \cdot R_3) - R_3 \cdot (1,8 + 0,5 \cdot R_3)}{1,8 + R_3 \cdot (1,2 + 0,2 \cdot R_3)}, \text{ кОм.}$$

Давач струму на резисторі R_1 забезпечує захист мікросхеми від перевантаження за струмом і короткого замикання в навантаженні, вибирається аналогічно, як у попередньої схеми.

Подільник напруги R_4 і R_5 регулює вихідну напругу. Розраховують резистор R_4 за формулою

$$R_4 = \frac{1,25 - 0,5 \cdot I_H - 0,023 \cdot (U_{вх} - U_H)}{I_H}, \text{ Ом.}$$

Коректувальний конденсатор $C_K (\approx 0,01)$ разом з вихідним конденсатором $C_2 (\approx 10,0)$ забезпечують стійку роботу ІСН. Конденсатор $C_1 (\approx 0,01)$ блокує вхід мікросхеми в колі дистанційного ввімкнення від завод з боку монтажу.

Інтегральні стабілізатори напруги з фіксованою вихідною напругою можуть використовуватись без зовнішніх елементів. Вони мають вмонтований захист від перевантаження за струмом і тепловий захист від максимально допустимої температури кристала (175°C), що значно підвищує їх надійність.

Типова схема ввімкнення ІСН з фіксованим виходом напруги наведена на рис. 7.26,в. Вихідний конденсатор C_6 вибирають електrolітичного типу ємністю близько 10 мкФ. Вхідний конденсатор $C_1 (\approx 0,1 \text{ мкФ})$ усуває генерації при стрибкоподібному ввімкненні вхідної напруги, забезпечує аперіодичний вихід стабілізатора на режим при його ввімкненні.

Двополярні ІСН типу К142ЕН6 (див. рис. 7.26,г) в основному використовуються для живлення операційних підсилювачів. Вхідні конденсатори C_1 і C_2 вибирають ємністю близько 0,1 мкФ, вихідні конденсатори C_5 і C_6 вибирають електrolітичного типу, ємністю близько 10 мкФ. Також на входи корекції ІСН вмикають конденсатори корекції C_3 і $C_4 (\approx 0,1 \text{ мкФ})$, які забезпечують стійку роботу мікросхеми.

Питання для самоконтролю

1. Поясніть умови застосування різних схем однофазних випрямлячів змінної напруги.
2. Який принцип функціонування помножувача напруги?
3. Особливості функціонування випрямлячів змінної напруги при активно-індуктивному і активно-ємнісному навантаженнях.
4. Як підбирають вентилі випрямляча змінної напруги?
5. Які Ви знаєте схеми випрямлячів трифазного струму?
6. Яке призначення згладжувальних фільтрів?
7. Яка відмінність між згладжувальними фільтрами з пасивними і активними елементами?
8. Як розраховують згладжувальні фільтри?
9. Що характеризує коефіцієнт фільтрації і як він розраховується для різних типів згладжувальних фільтрів?
10. Як розраховуються параметричні стабілізатори напруги?
11. Яка відмінність між параметричними і компенсаційними стабілізаторами напруги?
12. Які є способи створення і стабілізації опорної напруги в компенсаційних стабілізаторах напруги?
13. Наведіть схеми та особливості розрахунку компенсаційних стабілізаторів напруги на операційних підсилювачах.
14. Наведіть схеми ввімкнення і особливості розрахунку інтегральних стабілізаторів напруги.

БИБЛИОГРАФИЧНИЙ СПИСОК

1. Беляев С.В., Кабызов Г.Н. Усилительные устройства. – М.: МВГУ, 1977. – 98 с.
2. Бочаров Л.Н., Жебрыков С.К., Колесников И.Ф. Расчет электронных устройств на транзисторах. – М.: Энергия, 1978. – 208 с.
3. Гершунский Б. С. Расчет основных электронных и полупроводниковых схем на транзисторах. – К.: Изд-во Киев. ун-та, 1968. – 422 с.
4. Зубчук В.И., Сигорский В.П., Шкуро А.Н. Справочник по цифровой схемотехнике. – К.: Тэхника, 1990. – 448 с.
5. Исаков Ю.А., Платонов А.П., Руденко В.С. Основы промышленной электроники. – К.: Тэхника, 1976. – 544 с.
6. Изюмов Н. М., Линде Д. П. Основы радиотехники.– 2-е изд., перераб. – М.; Л.: Энергия, 1965. – 480 с.
7. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др.; Под ред. Г.С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1985. – 576 с.
8. Корнейчук В.И., Тарасенко В.П. Вычислительные устройства на микросхемах: Справочник. – 2-е изд., перераб. и доп. – К.: Тэхника, 1988. – 351 с.
9. Краснопрошина А.А., Скаржепа В.А., Кравец П.И. Электроника и микросхемотехника. Ч. 2: Электронные устройства промышленной автоматики: Учебник / Под общ. ред. А.А. Краснопрошиной. – К.: Выща шк., 1989. – 303 с.
10. Лавриненко В.Ю. Справочник по полупроводниковым приборам.– 8-е изд., перераб. – К.: Тэхника, 1977. –376 с.
11. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь, 1985. – 488 с.
12. Малогабаритная радиоаппаратура: Справочник радиолюбителя / Р.М. Терещук, К.М. Терещук, А.Б. Чаплинский и др. – 3-е изд., перераб. и доп. – К.: Наук. думка, 1975. –600 с.
13. Микропроцессоры: В 3 кн. Кн. 2: Средства сопряжения. Контролирующие и информационно-управляющие системы: Учеб. для техн. вузов / В.Д. Вернер, Н.В. Воробьев, А.В. Горячев и др.; Под ред. Л.Н. Преснухина.– Минск: Выш. шк., 1987. – 303 с.
14. Нефедов А.В., Савченко А.М., Феоктистов Ю.Ф. Зарубежные интегральные микросхемы для промышленной электронной аппаратуры: Справочник / Под ред. Ю.Ф. Широкова. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 288 с.
15. Проектирование микропроцессорной электронно-вычислительной аппаратуры: Справочник / В.Г. Артюхов, А.А. Будняк, В.Ю. Лапий и др. – К.: Тэхника, 1988. – 263 с.
16. Преснухин Л.Н., Воробьев Н.В., Шишкевич А.А. Расчет элементов цифровых устройств: Учеб. Пособие / Под ред. Л.Н. Преснухина. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1991.– 526 с.
17. Расчет электронных схем. Примеры и задачи /Г.И. Изьюрова, Г.В.Королев, В.А. Терехов и др. – М.: Высш.шк., 1987. – 335 с.

18. Редзько К. В., Досычев А. Л. Сборник задач и упражнений по радиоприемным устройствам. – М.: Высш. шк., 1981. – 296 с.
19. Скаржепа В.А., Луценко А.Н. Электроника и микросхемотехника. – Ч.1: Электронные устройства информационной автоматики: Учебник / Под общ. ред. А.А. Краснопрошиной. – К.: Выща шк., 1989. – 431 с.
20. Скаржепа В.А., Новацкий А.А., Сенько В.И. Электроника и микроэлектроника: Лабораторный практикум. – К.: Выща шк., 1989. – 297 с.
21. Терещук Р. М., Терещук К. М., Седов С. А. Полупроводниковые приемно-усилительные устройства: Справочник радиолюбителя. – 4-е изд., стереотипное. – К.: Наук. думка, 1989. – 800 с.
22. Усатенко С.Т., Каченюк Т.К., Терехова М.В. Графическое изображение электрических схем: Справочник. – К.: Техника, 1986. – 120 с.
23. Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
24. Фишер Дж.Э., Гетланд Х.Б. Электроника от теории к практике. – М.: Энергия, 1980. – 398 с.
25. Цыкин Г. С. Электронные усилители. – 3-е изд., доп. – М.: Связь, 1965. – 512 с.
26. Цыкина А. В. Усилители. – М.: Связь, 1972. – 360 с.
27. Дмитрів В.Т. Проектування підсилювачів та електронних пристроїв обробки електричних сигналів: Методичні рекомендації до виконання курсового проекту з дисципліни “Електроніка і микросхемотехніка. – Львів: ЛДАУ, 2003. – 60 с.

А

Акцептор 17
Амплітуда 11
АЦП 126

В

ВАХ напівпровідника 20, 21, 22, 23
ВАХ транзистора 27, 28, 29, 40, 54, 82, 83
ВАХ тиристора 34
Варікап 24
Ввімкнення транзистора нормальне 42
... .. інверсне 42
Вигік 32, 44
Випрямляч однофазний 145
... трифазний 151
Вмикання транзистора загальною базою 26
... .. загальним емітером 26, 28, 40, 54, 93
... .. загальним колектором 26

Г

Гармонічні імпульсні сигнали 8
Гармонічна модуляція сигналу 9
Гармоніки 11
Гетероперехід 21
Генератори електричних сигналів 86
... автоколивні прямокутних імпульсів 86
... чекаючі прямокутних імпульсів 89
... пилкоподібної напруги 92

Д

Двійкова система числення 13
Декодування 9
Дешифратор 101
Демультіплексор 102
Диференціальний колекторний опір транзистора 55
Діод 21, 22, 23, 24, 36
... високочастотний 23, 24
Діюча напруга 13
Донор 17
... Шоттки 23
... точковий 36

Е

Еквівалентна схема транзистора 29, 30, 31, 41, 55, 58
... .. діодного ключа 37
Еквівалентний генератор струму 56
Електричні сигнали 7
Електричні аналогові сигнали 7
... дискретні сигнали 7
... .. імпульсні сигнали 7
... .. сигнали двійкові 7

... .. цифрові сигнали 7
... .. потенціальні сигнали 7
... .. імпульсно-потенціальні сигнали 7
Електричний пробій 21
... .. лавинний 21
... .. тунельний 21
Енергетичні рівні 19, 25

З

Закон переставний 15
... сполучний 15
... повторення 15
... поглинання 15
... заперечення 15
... додатковості 15
... подвійного заперечення 15
... склеювання 15
... де Морга 15
... універсального множення 15
... нульового множення 15
Затвор 32, 44
Зона провідності 18

І

Імпульсна модуляція сигналу 9
Імпульсний сигнал прямокутної форми 12
... .. трапецієподібної ... 12
... .. трикутної ... 12
... .. гостроконечної ... 12
... .. пилкоподібної ... 12
... .. експоненційної ... 12

К

Клірфактор 12
Ключ діодний 36, 49
... транзисторний на біполярному транзисторі 39, 49
... .. на польовому транзисторі 44, 49
... на тиристорі 45
... аналоговий 48
Кодування 9
Коефіцієнт нелінійних спотворень 12
Коефіцієнт ефективності емітера транзистора 26
... перенесення носіїв у базі ... 26
... передачі струму емітера ... 26
... підсилення 52, 53, 57, 59, 60, 62, 63, 64, 65, 66, 75
... .. напруги 52, 57, 59, 62, 63, 66, 75
... .. струму 52, 57, 60, 64, 65, 66
... .. потужності 52
Коефіцієнт частотних спотворень 53

Комутатор аналоговий 134

Компаратор 136

Крутизна характеристики 33, 61

Крок квантування 9

Кристалічна ґратка 17, 18

... германію 17, 18

Л

Лічильник 116, 120

... асинхронний 116

... послідовний 117

... синхронний 120

Логічні інтегральні елементи 96

... РТЛ типу 96, 97

... БЗТЛ типу 96, 97

... ТРЛ типу 96, 97

... РСТЛ типу 96, 97

... ТЛЕЗ типу 96

... ТЛПС типу 96

... ДТЛ типу 96, 97

... ТТЛ типу 96

... БЕТ типу 96, 97

... I^2L типу 96

... ТТЛШ типу 96

... Т-ТТЛ типу 97

... ТЛПС типу 97

... МДП типу 97

М

Модуляція інформаційного сигналу 8

... амплітудно-імпульсна 10

... широтко-імпульсна 10

... часово-імпульсна 10

... фазо-імпульсна 10

... частотно-імпульсна 10

Мультивібратор 86, 138

Мультиплексор 102

Н

Напівпровідник 17, 18

О

Одновібратор 89, 91, 141

Операційний підсилювач 74

... інверсний 75

... неінверсний 76

... логарифмуючий 77

... регулятор 77, 78

П

Перехід електронно-дірковий 18, 19

... $p-n$ типу 19, 24

Перехід Шоттки 21

Пікфактор 12

Підсилювач однокаскадний на

біполярному транзисторі 54, 58, 65

... на польовому транзисторі 60, 65

... зі зворотним зв'язком 61

... з послідовним ... за напругою 61

... за струмом 62, 65

... з паралельним зворотним зв'язком за струмом 63

... за напругою 64, 66

... постійного струму 67, 71

... диференційного типу 68

... вибірний 80, 81

... потужності 81, 83

Помножувач напруги 149

Потенціальний бар'єр 20

Провідність загальна 17

Р

Режим роботи транзисторного ключа: відсічки 40

... нормальний активний 40

... інверсний активний 40

... насичення 40

Регулятор на операційному підсилювачі 77

... інтегральний (І-регулятор) 78, 79

... диференціальний (Д-регулятор) 78, 79

... інтегрально-пропорційний (ІП-регулятор) 78, 79

... пропорційно-інтегральний (ПІ-регулятор) 78, 79

... пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД-регулятор) 78, 79

Регістр 112, 114, 115

... паралельний 112

... послідовний 114

... реверсивний 115

Рівні квантування 9

Робоча точка транзистора 27, 28, 55

С

Семістор 34

Середня випрямлена напруга 11, 13

Складова дифузійного струму діркова 20

... електронна 20

Стабілітрон 23, 160

Стабілізатор параметричний 159, 162

... компенсаційний 162, 163, 165, 167

... транзисторний послідовного типу 163

... паралельного типу 165

... на операційному підсилювачі 167

... напруги інтегрального типу 168

Стік 32, 44

Суматор 100

Т

- Тиристор 33
- Транзистор біполярний 24, 39
 - ... польовий 31, 44
 - ... *p-n-n* типу 24, 25, 26
 - ... *n-p-n* типу 24, 40
- Тривалість фронту вихідного сигналу діодного ключа 39
 - транзисторного ключа 44, 45, 88, 91, 92
- Тригер 105, 106, 107, 108, 109, 110
 - ... *RS*-типу 105
 - ... *R*-типу 106
 - ... *S*-типу 107
 - ... *E*-типу 107
 - ... *D*-типу 109
 - ... *T*-типу 109
 - ... *JK*-типу 110

Ф

- Фільтр згладжувальний 154
 - з пасивними *RLC*-елементами 154
 - індуктивний 154
 - Г-подібний 156
 - індуктивно-ємнісний 156
 - П-подібний 156
 - резонансний 156
 - з активними елементами 157
- Формфактор 12
- Функція:
 - ... диз'юнкція, АБО 14, 36, 99
 - ... кон'юнкція, І 14, 36, 39, 99
 - ... НЕ 14, 99
 - ... виключаюче АБО 14, 99
 - ... АБО-НЕ 14, 99
 - ... І-НЕ 14, 99

Х

- Характеристика стокова 32
- ... стоково-затворна 32, 44

Ц

- ЦАП 123

Ч

- Частота імпульсного сигналу 13

Ш

- Шпаруватість імпульсних сигналів 13
- Шифратор 102

- h*-параметри транзистора 28, 29
- Z*-параметри транзистора 30
- g*-параметри транзистора 30, 31

Навчальне видання

**Дмитрів Василь Тарасович
Шиманський В'ячеслав Миколайович**

ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

Навчальний посібник

Редактор *Д.Б. Дончак*
Художній редактор *Н.К. Романів*
Коректор *Д.В. Митякинська*
Обкладинка *Р.В. Коник*

Свідотство про внесення до державного реєстру
ДК № 2146 від 01.05.2006 р.

Підписано до друку 19.11.2006 р. Формат 70x100/32
Папір офсетний. Гарнітура "Times". Друк офсетний.
Умовн. друк. арк. 13,53. Тираж 1000.
Замовлення № 19/11-2006

ТЗОВ "Видавнича фірма "Афіша"
79058, м. Львів, вул. Замарстинівська, 53
тел./факс (032) 224-73-91, 224-73-96, 224-73-97
e-mail: publish-afisha@utel.net.ua

Віддруковано в друкарні ТЗОВ "Видавнича фірма "Афіша"
79058, м. Львів, вул. Замарстинівська, 53