



**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
КОРАБЛЕДУВАННЯ
імені адмірала Макарова**

Кафедра теоретичної
електротехніки та
електронних систем

ІНДИВІДУАЛЬНИЙ КОМПЛЕКТ
навчально-методичних матеріалів
з дисципліни: *Електроніка та основи мікросхемотехніки*

Студента групи _____
Спеціальність _____

Викладач: доц. Жук О.К.
доц. Жук Д.О..

Рекомендовано методичною радою ІЗДО як методичні вказівки

Миколаїв, 2008

Жук О.К., Жук Д.О. Індивідуальний комплект навчально-методичних матеріалів з дисципліни “Електроніка та основи мікросхемотехніки”:
Методичні вказівки. – Миколаїв; ІЗДО НУК. 2008: – 80 с.

Кафедра теоретичної електротехніки та електронних систем

Наведені скорочена програма курсу і конспективний виклад її основних розділів: напівпровідникові прилади, випрямлячі, підсилювальні каскади та підсилювачі на біполярних транзисторах, операційні підсилювачі та схеми на їх основі, імпульсні та цифрові пристрої. Методичні вказівки містять також вихідні дані до контрольних завдань та приклади їх виконання, список літератури.

Рекомендовано для використання студентами-заочниками не електротехнічних спеціальностей НУК ім. адмірала Макарова.

© Жук О.К., Жук Д.О.
© ТОВ “УНІВЕРСИТЕТ – НКИ”

Програма курсу “Електроніка та основи мікросхемотехніки”

1. Напівпровідникові прилади:
 - 1.1. Напівпровідникові діоди;
 - 1.2. Тиристори;
 - 1.3. Стабілітрони;
 - 1.4. Біполярні транзистори.
2. Випрямлячі:
 - 2.1. Однофазні схеми випрямлення:
 - 2.1.1. Однонапівперіодна схема випрямлення;
 - 2.1.2. Двохнапівперіодна нульова схема випрямлення;
 - 2.1.3. Двохнапівперіодна мостова схема випрямлення;
 - 2.2. Фільтри випрямлячів;
 - 2.3. Параметричний стабілізатор напруги;
 - 2.4. Трифазні схеми випрямлення:
 - 2.4.1. Трифазна нульова схема;
 - 2.4.2. Трифазна мостова схема.
3. Підсилювальні каскади та підсилювачі на біполярних транзисторах:
 - 3.1. Підсилювальний каскад із спільним емітером:
 - 3.1.1. Режими роботи каскаду з СЕ:
 - 3.1.1.1. Режим класу А;
 - 3.1.1.2. Режим класу Б;
 - 3.1.1.3. Режим класу В;
 - 3.1.1.4. Ключовий режим;
 - 3.1.1.5. Режим спокою.
 - 3.1.2. Зворотні зв'язки;
 - 3.1.3. Способи побудови ППС (підсилювача постійного струму).
 - 3.2. Каскад із спільним колектором (емітерний повторювач);
 - 3.3. Дрейф нуля та диференціальний каскад.
4. Операційні підсилювачі (ОП) та схеми на їх основі:
 - 4.1. Основні параметри ОП;
 - 4.2. Неінвертуючий підсилювач на базі ОП;
 - 4.3. Інвертуючий підсилювач на базі ОП;
 - 4.4. Інвертуючий суматор на базі ОП;
 - 4.5. Компенсатор вхідних струмів і напруги зсуву нуля;
 - 4.6. Інтегруючий підсилювач. Інтегратор на базі операційного підсилювача;
 - 4.7. Диференціальний підсилювач. Диференціатор на базі ОП.
5. Імпульсні та цифрові пристрої:
 - 5.1. Компаратори;
 - 5.2. Цифрові пристрої:
 - 5.2.1. Основні логічні елементи;
 - 5.2.2. Алгебра логіки;
 - 5.2.3. Тригери;
 - 5.2.3.1. Асинхронний RS – тригер;
 - 5.2.3.2. Синхронний J-K – тригер;
 - 5.2.3.3. Лічильний Т – тригер;
 - 5.2.3.4. Д – тригер.
 - 5.2.4. Чекаючий мультівібратор на базі цифрових пристроїв;
 - 5.2.5. Автоколивальний МВ на базі цифрових пристроїв.

Контрольні завдання

Вступ.

Вказівки по виконанню контрольних робіт.

Розрахунок випрямного блоку.

К.1. Розрахунок підсилювача на транзисторі.

К.2. Розрахунок схем на операційному підсилювачі.

К.3. Розрахунок схем на логічних елементах.

К.4. Розрахунок схем на цифрових пристроях.

Типові розрахунки до задач

§1. Напівпровідникові прилади

1.1. Напівпровідникові діоди

Напівпровідниковий діод - це прилад із двошарової P-N структурою й одним P-N переходом. Шар P - акцепторна домішка (основні носії - дірки). Шар N - донорна домішка (основні носії - електрони).

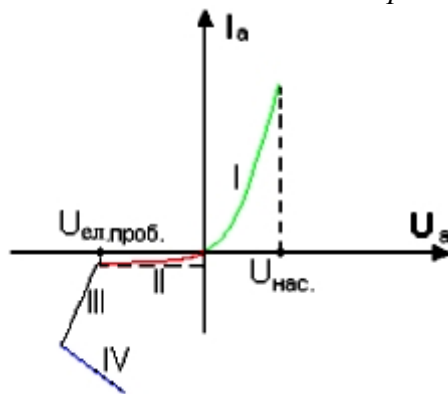
Позначення на схемах:

Катод V або VD – позначення діода; VS – позначення діодної збірки.
 V7 Цифра після V показує номер діода в схемі.
Анод - це напівпровідник P-Типу. Катод - це напівпровідник N-Типу.

Анод:

При подачі зовнішньої напруги до діода в прямому напрямку («+» на анод, а « - » на катод) зменшується потенційний бар'єр, збільшується дифузія діод відкритий (закоротка). При додатку напруги у зворотному напрямку збільшується потенційний бар'єр, припиняється дифузія - діод закритий (розрив).

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) напівпровідникового діода



$U_{\text{дел.проб.}} = 10 \div 1000 \text{ В}$ - напруга електричного пробою;

$U_{\text{нас}} = 0.3 \div 1 \text{ В}$ - напруга насичення;

I_a та U_a - анодний струм та напруга.

Ділянка I: - робоча ділянка (пряма вітка ВАХ);

Ділянки II, III, IV, - зворотна вітка ВАХ (не робоча ділянка);

Ділянка II: - якщо прикласти до діода зворотна напруга - діод закритий, але дорівнює через нього буде протікати малий зворотний струм (струм дрейфу, тепловий струм), обумовлений рухом не основних носіїв.

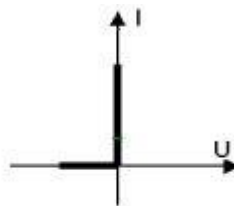
Ділянка III: Ділянка електричного пробою. Якщо прикласти досить велику напругу, неосновні носії будуть розганяти й при зіткненні з вузлами кристалічних ґрат відбуваються ударна іонізація, що у свою чергу приводить до лавинного пробою (внаслідок чого різко зростає струм) Електричний пробій є оборотним, після зняття напруги P-N-Перехід відновлюється.

Ділянка IV: Ділянка теплового пробою. Зростає струм, отже, збільшується потужність, що приводить до нагрівання діода й він згорає.

Тепловий пробій - необоротний.

Слідом за електричним пробоем, дуже швидко настає тепловий, тому діоди при електричному пробое не працюють.

Вольт-амперна характеристика ідеального діода (вентилля)



Основні параметри напівпровідникових приладів

1. Максимально припустимий середній за період прямий струм ($I_{\text{пр.ср}}$) - це такий струм, що діод здатний пропустити в прямому напрямку. Величина припустимого середнього за період прямого струму дорівнює 70% від струму теплового пробою.

По прямому струмі діоди діляться на три групи:

- 1) Діоди малої потужності ($I_{np.ср.} < 0.3 \text{ A}$);
- 2) Діоди середньої потужності ($0.3 < I_{np.ср.} < 10 \text{ A}$);
- 3) Діоди великої потужності ($I_{np.ср.} > 10 \text{ A}$).

Діоди малої потужності не вимагають додаткового тепловідводу (тепло приділяється за допомогою корпусу діода) Для діодів середньої й великої потужності, які не ефективно відводять тепло своїми корпусами, потрібно допоміжні тепловідводи (радіатор - кубик металу, у якому за допомогою лиття або фрезування роблять шипи, у результаті чого зростає поверхня тепловідводу. Матеріал - мідь, бронза, алюміній, силумін).

2. Постійна пряма напруга (U_{np}):

Постійна пряма напруга - це спадання напруги між анодом і катодом при протіканні максимально припустимого прямого постійного струму.

Проявляється особливо при малій напрузі.

Постійна пряма напруга залежить від матеріалу діодів (германій - Ge, кремній - Si):

$$U_{np.Ge} \approx 0.3 \div 0.5 \text{ В (германієві діоди)} \quad U_{np.Si} \approx 0.5 \div 1 \text{ В (кремнієві діоди)}$$

Германієві діоди позначають - ГД (1Д), кремнієві діоди позначають - КД (2Д).

3. Повторювана імпульсна зворотна максимальна напруга ($U_{сд.мах}$):

Електричний пробій іде за амплітудним значенням (імпульсу)

$$U_{сд.мах} \approx 0.7 U_{дв.і\ дї\ а} (10 \div 100) \text{ В}.$$

Для потужних діодів $U_{сд.мах} = 1200 \text{ В}$. Цей параметр іноді називають класом діода (12 клас - $U_{сд.мах} = 1200 \text{ В}$).

4. Максимальний зворотний струм діода ($I_{сд.мах}$):

Відповідає максимальній зворотній напрузі (становить одиниці mA). Для кремнієвих діодів максимальний зворотний струм у два рази менше, ніж для германієвих.

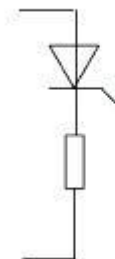
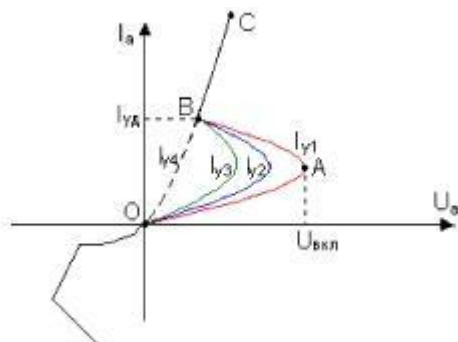
5. Диференціальний (динамічний) опір: $R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I}$

1.2. Тиристори

Тиристор - напівпровідниковий прилад з декількома шарами, що чергуються, n-p-провідності, частіше чотирьохшарові структури p-n-p-n. Тиристори призначені для ключового керування електричними сигналами в режимі відкритий-закритий (керований діод).

Назва тиристора - від грецького слова thyra (тиру), що означає "двері" або "вхід".

Вольт-амперна характеристика і схема підключення тиристора



Вище наведене схемне позначення керованого тиристора (тріодний тиристор, тринистор). На практиці при вживанні терміна "тиристор" мається на увазі саме цей елемент.

При позитивній полярності: $0 \leq U \leq U_{\text{пвх}}$ - ділянка ОА - тиристор закритий.

$U_{\text{вкл}}$ - називається напругою включення. Як тільки напруга досягає значення, $U_{\text{вкл}}$ воно лавинообразно знижується - ділянка АВ.

Спосіб керування підвищенням напруги до $U_{\text{вкл}}$ не рекомендується (тиристор відкривається тільки один раз) знижується - ділянка АВ

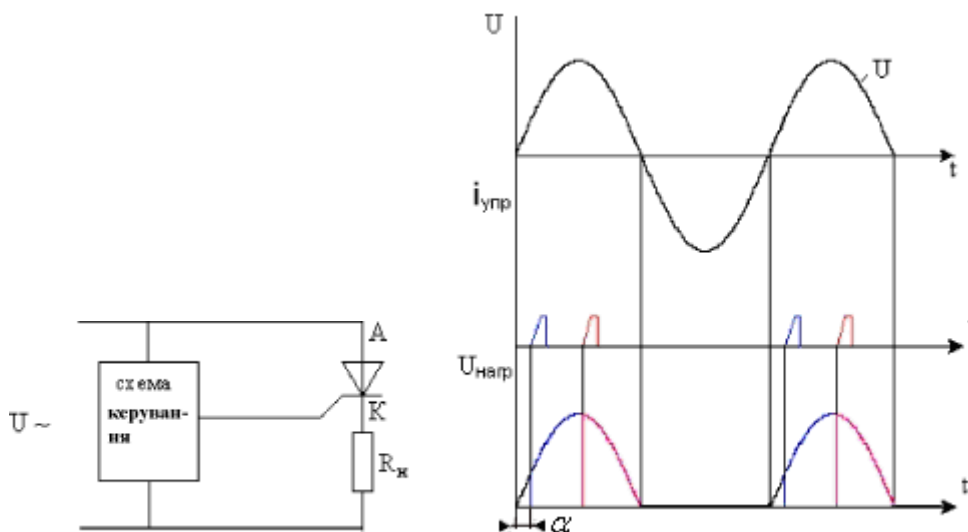
Чим більший струм поданий на керуючий електрод, тим «коліно ОАВ» менше.

Якщо $I_{\text{упр}} \geq I_{\text{y4}}$, ($I_{\text{y4}} = I_{\text{ггд.ггд}}$ - керуючий струм відмикання), то ВАХ тиристора збіжиться з ВАХ діода. Чим більший струм поданий на керуючий електрод, тим «коліно ОАВ» менше.

Коли тиристор вийшов на робочу ділянку ВР, можна відключити струм керування. Щоб закрити тиристор необхідно знизити анодний струм до струму утримання на достатній час (час утримання). При зміні полярності струму тиристор закривається.

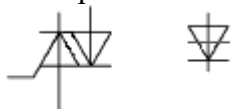
Тиристори бувають двох видів:

1. Напівкеровані (одноопераційні) - це тиристори, які тільки вмикаються за допомогою імпульсу керування. Запирання таких тиристорів відбувається при зниженні прямого струму й напруги до 0;
2. Керовані (двоопераційні) - їхній вихідний стан - відкритий. Щоб закрити замикається тиристор, що, необхідно подати струм зворотної полярності щодо великої величини.



Змінюючи кут α , можна регулювати середня напруга на навантаженні, чим більше α , тим менше середня напруга на навантаженні.

Симетричні тиристори або сімістори - це два тиристори, включені зустрічно - паралельно.



Ліворуч дане позначення некерованого тиристора (динистора). Він відкривається при приложенні між анодом і катодом напруги більше $U_{\text{ггд}}$.

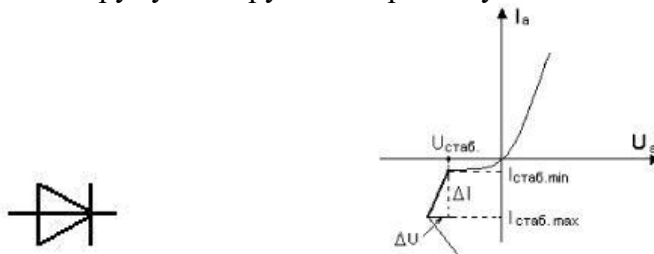
Параметри тиристорів

1. *Напруга включення* ($U_{\text{вкл}}$) - це така напруга, при якому тиристор переходить у відкритий стан.

2. Повторювана імпульсна зворотна напруга ($U_{\text{зд.мах}}$) - це напруга, при якому настає електричний пробій. Для більшості тиристорів $U_{\text{дд}} \approx U_{\text{зд.мах}}$.
3. Максимально припустимий прямий (середній за період) струм.
4. Пряме спадання напруги на відкритому тиристорі ($U_{\text{np}} = 0.5 \div 1 \text{ В}$).
5. Зворотний максимальний струм - це струм, обумовлений рухом неосновних носіїв при додатку напруги зворотної полярності.
6. Струм утримання - це анодний струм, при якому тиристор закривається.
7. Час відключення - це час протягом якого закривається тиристор.
8. Гранична швидкість наростання анодного струму $\frac{dI_a}{dt}$. Якщо анодний струм буде швидко наростати, то р-п переходи будуть завантажуватися струмом нерівномірно, внаслідок чого буде відбуватися місцевий перегрів і тепловий пробій.
9. Гранична швидкість наростання анодної напруги $\frac{dU_a}{dt}$. Якщо гранична швидкість наростання анодної напруги буде більше паспортної, тиристор може спонтанно відкритися від імпульсної перенапруги.
10. Керуючий струм відмикання - це струм, якому необхідно подати, щоб тиристор відкрився без "коліна".
11. Керуюча напруга відмикання - це напруга, яку необхідно подати між керуючим електродом і катодом, щоб тиристор відкрився без "коліна".

1.3. Стабілітрони

Стабілітрон - це різновид діода. Застосовується для обмеження електричних сигналів по струму й напрузі. Використовуються в стабілізаторах напруги.



Вольт-амперна характеристика стабілітрона

Робочою ділянкою є ділянка електричного пробію.

$U_{\text{стаб.}}$ - напруга стабілізації; $I_{\text{стаб.min.}}$ - мінімальний струм стабілізації; $I_{\text{стаб.max.}}$ - максимальний струм стабілізації.

Робочий струм стабілітрона лежить у межах від мінімального до максимального струму стабілізації $I_{\text{доп.макс.}} \geq I_{\text{доп.}} \geq I_{\text{доп.мін.}}$.

Ступінь нахилу робочої ділянки, характеризується динамічним опором $R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I}$

Для ідеального стабілітрона $R_d = 0$. $U_{\text{стаб.}} = 3 \div 200 \text{ В}$

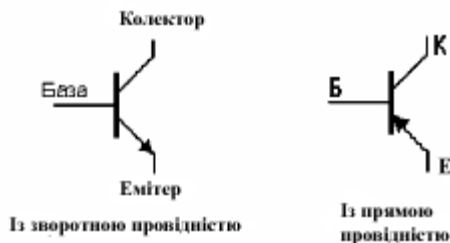
1.4. Біполярні транзистори

Призначені для посилення сигналів і керування струмом у схемах напівпровідникової електроніки. Представляють із себе тришарову структуру із шарами, що чергуються, провідності, мають три виводи для підключення до зовнішнього кола.

Назва «біполярні» підкреслюють те, що в таких транзисторів використовується обидва типи носіїв зарядів (електрони й дірки).

Існують два типи біполярних транзисторів:

1. Із прямою провідністю (p-n-p)
2. Зі зворотною провідністю (n-p-n)



Крайні шари називаються колектором і емітером, шар між ними - базою.

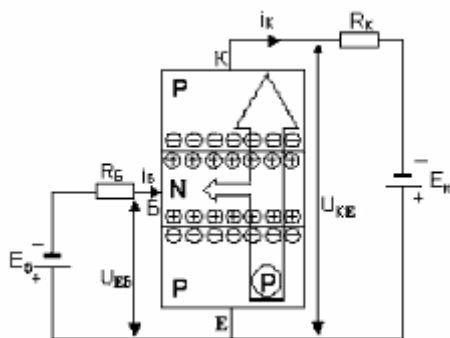
Е-Б - емітерний перехід.

Б-К - колекторний перехід.

Особливості конструкції:

1. Товщина бази повинна бути менше довжини вільного пробігу носіїв зарядів.
2. Концентрація основних носіїв (домішки) в емітері повинна бути багато більше, ніж у базі $n_{a\bar{e}} \gg n_{\bar{a}b}$ - для p-n-p переходу.

Емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, колекторний у зворотному.



Принцип дії транзистора

Розглянемо на прикладі p-n-p транзистора:

Струми через переходи БЕ й КЕ відсутні (наявність запиральних шарів).

Нехай $U_{\bar{A}E} = 0$, $U_{\bar{E}E} = 0$ (E_K та E_B замкнені).

$$n_{a\bar{e}} \gg n_{\bar{a}A}$$

Включимо джерела ЕДС E_K та E_B .

$$|U_{\bar{E}E}| > |U_{\bar{A}E}| \quad U_{\bar{E}A} = U_{\bar{E}E} - U_{\bar{A}E}$$

Потенційний бар'єр на емітернім переході

зменшиться, тому що полярність прикладеного до

нього напруги - пряма $\Rightarrow$ струм дифузії через емітерний перехід збільшиться.

На колекторному переході полярність зворотна $\Rightarrow$ потенційний бар'єр колекторного переходу збільшиться. Майже всі дірки підійшли до колекторного переходу $\Rightarrow$ дірки будуть втягуватися в колектор (тому що напруженість електричного поля колекторного переходу буде "втягувальною").

$$\Delta I_K = \alpha \Delta I_{\bar{A}}, \text{ де } \alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{\bar{A}}} - \text{коефіцієнт передачі струму емітера. } (\alpha = 0.9 \div 0.99)$$

Частина дірок рекомбінують у базі $\Rightarrow$ нейтральність бази порушується $\Rightarrow$ виникає струм електронів у базу.

$$I_{\bar{A}} = I_{\bar{a}\bar{a}\bar{e}\bar{i}} = I_{\bar{A}} - I_K = I_{\bar{A}} - \alpha I_{\bar{A}} = (1 - \alpha) I_{\bar{A}}$$

Основні співвідношення між струмами в транзисторі.

Повний струм через колектор:

$$I_{K.\text{полный}} = \alpha I_{\bar{e}} + I_{KBO} \quad (1.1)$$

$$I_{\bar{A}} = I_{\bar{A}} - I_K = I_{\bar{A}} - \alpha I_{\bar{A}} - I_{\bar{E}A\bar{i}} = (1 - \alpha) I_{\bar{A}} - I_{\bar{E}A\bar{i}} \quad (1.2)$$

Вираження (1.1) і (1.2) показують, що струми в транзисторі зв'язані лінійно.

З рівняння (1.2) витікає, що:

$$I_{\bar{A}} = \frac{I_{\bar{A}} + I_{\bar{E}A\bar{i}}}{1 - \alpha} \quad (1.3)$$

При підстановці (1.3) в (1.1) одержуємо:

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot I_B + \frac{\alpha}{1-\alpha} I_{KBO} + I_{KBO} \quad (1.4)$$

$$\beta = \frac{I_K}{I_B} - \text{коефіцієнт передачі струму бази}$$

$$\beta = \frac{(1)}{(2)} = \frac{\alpha \cdot I_A + I_{EAf}}{(1-\alpha) \cdot I_A - I_{EAf}} \approx \left| \frac{I_{EAf}}{I_{EAf}} \right| \approx \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

$$I_K = \beta \cdot I_B + \beta \cdot I_{KBO} + I_{KBO} = \beta \cdot I_B + (1+\beta) \cdot I_{KBO} = \beta \cdot I_B + I_{K\infty} \approx \beta \cdot I_B$$

$$I_A = I_A + I_A = I_A + \beta \cdot I_A = (1+\beta) \cdot I_A$$

$$I_A = (1+\beta) \cdot I_A \quad h_{21} = \beta$$

Характеристики транзисторів

Вихідна (колекторна характеристика):

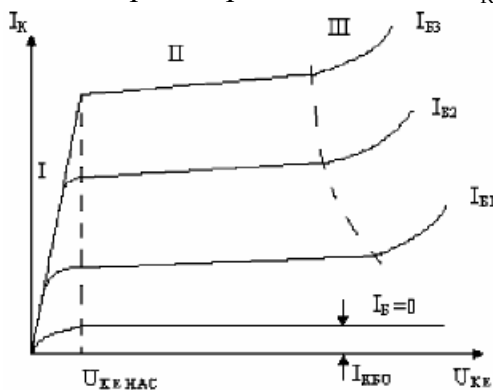
$$I_K = f(U_{EE}) \text{ при } I_B = \text{const}$$

Ділянки: I - крута, II - полого, III - ділянка теплового пробою.

Основним є II (підсилювальна) ділянка. На ній транзистор можна представити як кероване джерело струму.

Нахил пологої ділянки: при

$$\uparrow U_{EA} \Rightarrow \uparrow \varphi_0 \Rightarrow \uparrow \hat{a}^{\circ} \hat{i} \hat{e} \hat{e} \hat{c} \hat{a} \hat{d} \hat{y} \hat{a} \Rightarrow \uparrow \hat{o} \hat{e} \hat{d} \hat{e} \hat{i} \hat{a} \hat{i} \hat{i} \hat{a} \hat{a}^3 \hat{e} \hat{i} \hat{i} \hat{a} \hat{i} \hat{o} \hat{a} \hat{d} \hat{o} \Rightarrow \downarrow \hat{a} \hat{o} \hat{a} \hat{e} \hat{o} \hat{e} \hat{a} \hat{i} \hat{a} \hat{o} \hat{e} \hat{d} \hat{e} \hat{i} \hat{a} \hat{a} \hat{c} \hat{e} \Rightarrow \downarrow \text{імовірність в рекомбінації} \Rightarrow \uparrow I_K.$$



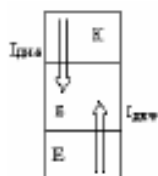
$$I_K = \beta \cdot I_B + I_{KBO} \quad I_A = I_E \cdot (1-\beta)$$

$$I_K = \alpha \cdot I_E = \beta \cdot I_A$$

Для збільшення I_B треба збільшити U_{AE} :

$$I\text{-участок: } U_{EA} = U_{EE} - U_{AE} \quad U_{EE} > U_{AE}$$

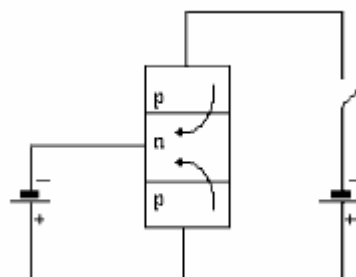
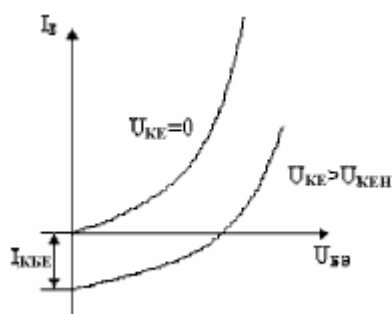
Нехай ми будемо зменшувати U_{EE} при $U_{AE} = \text{const}$, коли $U_{EE} = U_{AE} = U_{EEfAN}$, при подальшому зменшенні U_{EE} , U_{KB} перемінить знак - колекторний перехід знаходиться під прямою напругу.



Виникає дифузія дірок з колектора в базу, отже зменшується струм I_K , транзистор втрачає підсилювальні властивості. I ділянка використовується в ключовому режимі транзистора $U_{EEf} \approx 0.2 \div 1$ В.

III ділянка - ділянка теплового пробою. Якщо збільшиться U_{EE} енергії електричного поля стане досить для ударної іонізації, неробоча ділянка.

Вхідна характеристика



Сімейство кривих

$$I_A = f(U_{AE}) \quad \text{при}$$

$$U_{EE} = \text{const}.$$

$$I_A = I_E + I_E$$

Вхідна характеристика - ВАХ двох паралельно включених р-п переходів. При $U_{EE} = 0$ на ЕБ та БК

$U_{прям}$. При $U_{\hat{E}E} > 0$ на ЕБ - $U_{прям}$, на БК - $U_{обрат}$. При $U_{\hat{A}E} = 0 \rightarrow I_B = I_{КБО}$.

$I_A = I_K - I_E = (1 - \alpha) \cdot I_E - I_{\hat{E}A\hat{I}}$ з (2) $r_A = \frac{\Delta U_{\hat{A}E}}{\Delta I_A}$ - опір бази - вхідний димольний опір

транзистора.

$$r_A = h_{11E}$$

Транзисторні підсилювачі:

Пристрою, які за допомогою зміни сигналу малої потужності управляють зміною великої потужності на навантаженні:

1. Підсилювачі постійного струму.
2. Підсилювачі змінного струму.

Підсилювачі найчастіше підсилюють напругу.

Підсилювач змінного струму змінного сигналу не повинен сприймати постійну складову, для цього на вході підключають конденсатор. Конденсатор усуває дрейф нуля.

Підсилювач змінного струму простіше, ніж підсилювач постійного струму; останній повинен сприймати постійну складову, тому на вході не можна встановлювати конденсатор. Боротися із дрейфом нуля у підсилювачі постійного струму способами, які приводять до ускладнення схеми підсилювача.

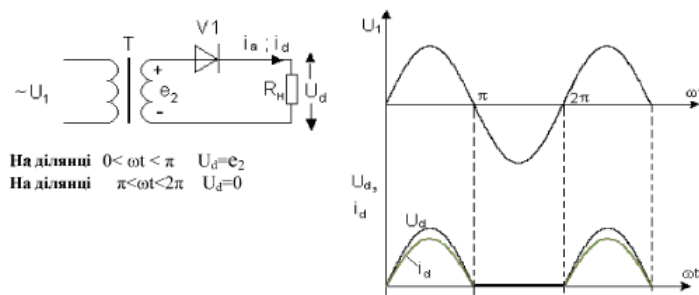
§2. Випрямлячі

2.1. Однофазні схеми випрямлення

Розрізняють два способи (схеми) випрямлення:

1. Однопівперіодне - струм у навантаженні протікає тільки при позитивній напівхвилі живлячої напруги.
2. Двохпівперіодне - струм у навантаженнях протікає при обох напівхвилях.

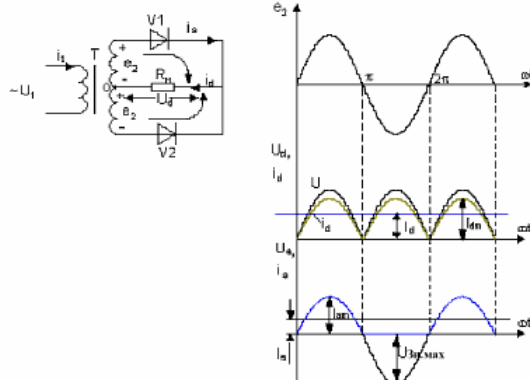
2.1.1. Однонапівперіодна схема випрямлення:



Переваги однонапівперіодної схеми випрямлення: простота та дешевизна.

Недоліки однонапівперіодної схеми випрямлення: струми й напруги переривчасті, отже, середнє значення струмів і напруг. Крім того, у схемі великий рівень напруги пульсацій.

2.1.2. Двохнапівперіодна нульова схема випрямлення:



Розглянемо однофазну двохнапівперіодну схему випрямлення з нульовою точкою (нульова схема):

Розглянемо інтервал $0 < \omega t < 2\pi$: діод V1 - відкритий; діод V2 - закритий. $U_d = e_2$

$$U_{dm} = E_{2m} = \sqrt{2}E_2$$

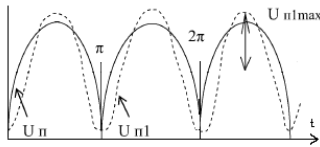
Струми й напруги мають однакову полярність, але в кожний момент часу змінюють свою величину (струм і напруга в навантаженні мають пульсуючий характер).

Напруга містить у собі як постійну, так і змінну складну.

$$u_d(t) = U_d + u(t)$$

$$u_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\pi} u_{dm} \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} E_2 \sin \omega t d\omega t = -\frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 = 0.9 E_2$$

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 = 0.9 E_2 \quad E_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot U_d = 1.11 \cdot U_d$$



Період напруги живлення $T = 2\pi$. Період випрямленої напруги $T = \pi$. Найбільшу величину в кривій випрямленої напруги має 1-ша гармоніка, частота якої в 2 рази вище частоти мережі живлення. Цю гармоніку найбільше важко заглушити фільтрами, тому по її величині судять про спотворення випрямленої напруги. На малюнку штриховою лінією показана перша гармоніка пульсації. Пульсація випрямленої напруги характеризується коефіцієнтом пульсацій.

$$\text{Коефіцієнт пульсацій } q = \frac{U_{nlm}}{u_d}; \quad q = \frac{2}{m^2 - 1}, \text{ де } m - \text{кратність частоти змінної}$$

складової випрямленої напруги до частоти мережі (число фаз випрямлення або пульсність випрямляча).

Визначимо коефіцієнт пульсації для нашого розглянутого випадку $q = \frac{2}{2^2 - 1} = \frac{2}{3} = 0,67$.

Чим менше коефіцієнт пульсації, тим менше амплітуда пульсацій, а отже вище якість випрямленої напруги.

Основними параметрами для вибору діода є:

1. Прямий середній за період максимальний струм.
2. Зворотна напруга.

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} - \text{середнє значення струму, який проходить через навантаження.}$$

$$I_{am} = I_{dm}$$

Тому що для струму I_a одна напівхвиля відсутня, а для струму I_d немає одержуємо:

$$I_a = \frac{I_d}{2}$$

$$U_{\text{сд. max}} = 2E_{m2} = 2\sqrt{2}E_2 = \frac{2\sqrt{2}}{2\sqrt{2}} \pi U_d = \pi U_d \quad U_{\text{сд. max}} = \pi U_d$$

$$P_n = \frac{U_d^2}{R_n} \quad U_d = E_2 \quad P_n = \frac{E_2^2}{R_n} - \text{повна потужність.}$$

Потужність, виділювана на навантаженні від постійної складової випрямленої напруги:

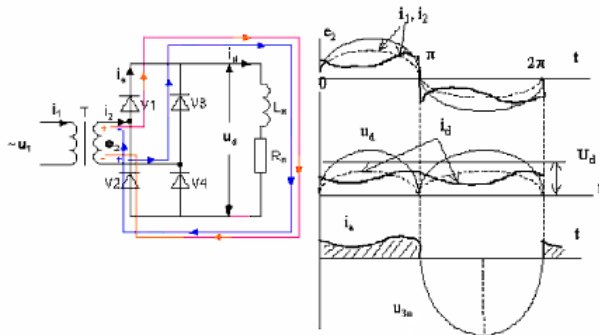
$$P_{n, \text{пост.}} = \frac{u_d^2}{R_n} = \frac{(0.9 E_2^2)^2}{R_n} = \frac{0.81 E_2^2}{R_n} = 0.81 P_n$$

Близько 20% всієї потужності в навантаження передається змінною складовою. Для зменшення пульсації (усунення змінної складової) застосовуються фільтри.

Розрахункова потужність трансформатора: $S_T = 1.34 P_d$ (при активно - індуктивному навантаженні).

2.1.3. Двохнапівперіодна мостова схема випрямлення

При позитивній напівхвилі ЕДС e_2 (інтервал $0 \div \pi$) і зазначеної на малюнку полярності випрямлений струм буде протікати через діод V1, навантаження $R_n L_n$ і діод V4. Діоди V2 і V3 перебувають під зворотною напругою й струму не проводять (плюс прикладений до катода, а мінус до анода).



Мостова схема може працювати й без трансформатора, а схема з нульовою крапкою немає (інтервал $\pi \div 2\pi$) відкриваються V2 і V3 і струм i_d зберігає напрям. Якщо навантаження активна ($L_n = 0$), то струм i_d повторює форму напруги на навантаженні, а i_1 і i_2 мають синусоїдальну форму (штрихові криві).

Якщо $L_n \neq 0$, вона перешкоджає зміні струму i_d не буде встигати впливати за зміною u_d і буде згладжуватися (суцільна лінія i_d).

При значному індуктивному навантаженні ($X_L = \omega L_n > 10R_n$) струм i_d внаслідок малих пульсацій можна вважати постійним (ідеально згладженим).

Передача активної потужності в навантаження змінної складової струму відсутній. Струми i_a , i_2 , i_1 приймають форму прямокутних імпульсів.

При $R-L$ навантаженні, як і при активній, форма u_d повторює e_2 , а його значення визначається як і для мостової схеми з активним навантаженням.

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \text{ або } E_2 = 1.11 U_d$$

Зневажаючи втрати в L_n , діодах і трансформаторі й покладемо $i_d = I_d$ (ідеально згладжений) $I_d = \frac{U_d}{R_n}$.

$$\text{Струм у діоді } I_a = \frac{I_d}{2} = \frac{I_d}{2R_n}; \text{ та } I_{a\max} = I_d$$

$$U_{\text{св.м}} = E_{2m} = \sqrt{2} E_2 = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{2}} \pi U_d = \frac{\pi}{2} U_d \quad S_T = 1.11 P_d$$

$$U_{\text{св.мак}} = \frac{\pi}{2} U_d$$

Переваги схеми з нульовою точкою:

1. Менше число діодів => менша вартість.
2. Приводить завжди тільки один діод і навантаження => при малій живлячій напрузі, спадання напруги на випрямлячі буде менше.

Недоліки схеми з нульовою точкою:

1. Не працює без трансформатора.
2. S_T більше на 20% => більші габарити й висока ціна.
3. У два рази більша зворотна напруга для діодів, ніж у мостовій.
4. Застосовується при малих напругах.

Переваги мостової схеми:

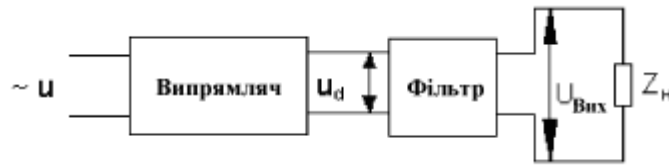
1. Може працювати без трансформатора, якщо на валаштує вхідна напруга.
2. S_T на 20% менше => менші габарити й менше ціна.
3. У два рази менше зворотна напруга для діодів, ніж у нульовій.

Недоліки мостової схеми:

1. У два рази більше число діодів.
2. Спадання напруги у два рази більше, тому що послідовно з навантаженням струмом проводять два діоди.
3. Мостова схема застосовується при $E_2 = 10 \div 100 \text{ В}$.

2.2. Фільтри випрямлячів

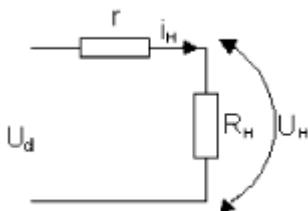
Призначення: поліпшення якості випрямленої напруги на навантаженні, шляхом ослаблення змінної складової.



Коефіцієнт згладжування: $S = \frac{q_{BX}}{q_{BLY}}$ - характеризує (кількісно) ослаблення змінної складової. Чим більше коефіцієнт згладжування, тим краще.

$$S = \frac{U_{n1m}}{U_d} \bigg/ \frac{U_{i n1m}}{U_i}$$

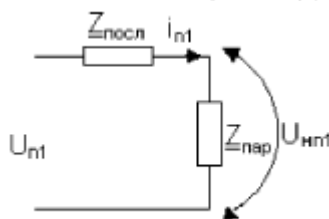
Схема заміщення для постійної складової випрямленої напруги L і $L-C$ фільтра:



$$U_n = I_n R_n$$

r - активний опір котушки індуктивності.

Схема заміщення для змінної складової випрямленої напруги L і $L-C$ фільтра:



$$\omega_n = 2\omega_m \quad (\omega_n - \text{частота пульсацій}; \omega_m - \text{частота мережі})$$

$Z_{\text{посл}}$ - послідовний опір фільтра для змінної складової.

$Z_{\text{пар}}$ - опір паралельних елементів фільтра для змінної складової.

$$U_{n1} = I_{n1m} Z_{\text{пар}}$$

Чим більше $Z_{\text{посл}}$ і менше $Z_{\text{пар}}$, тим менше U_{n1} і більше

коефіцієнт згладжування S .

Коефіцієнт згладжування для L - фільтра:

$$|Z_{\text{посл}}| = \omega_n L \quad |Z_{\text{пар}}| = R_n \quad U_{n1} = \frac{U_{n1m}}{\sqrt{(\omega_n L)^2 + R_n^2}}$$

$$S = \frac{U_{n1m} U_n}{U_{n1} U_d} = \frac{U_{n1m} U_d \sqrt{(\omega_n L)^2 + R_n^2}}{(r + R_n) U_{n1m} U_d R_n} = \frac{\sqrt{(\omega_n L)^2 + R_n^2}}{r + R_n}$$

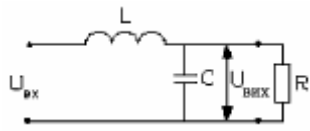
Прийmemo допущення: $r \ll R_n$ та $R_i \ll \omega_n L \Rightarrow S = \frac{\omega_n L}{R_i} \quad S = \frac{|\underline{Z}_{i\hat{i}\hat{n}\hat{e}}|}{|\underline{Z}_{i\hat{o}\hat{o}}|}$

Чим менше $R_n \Rightarrow$ тим більше S

Індуктивний фільтр ефективний в сильноточових схемах, де R_i – малий. Сильноточова схема - це схема, де протікають вільні (сильні) струми.

Коефіцієнт згладжування для $L-C$ фільтра:

Ємність шунтує навантаження по змінній складовій. Умова ефективного шунтування змінної складової:



$$X_C = \frac{1}{\omega_n C} \text{ повинно бути } < 0.1 R_i; \quad Z_{\text{нар}} = \frac{1}{\omega_n C}$$

$$S = \frac{|\underline{Z}_{\text{носл}}|}{|\underline{Z}_{\text{нар}}|} = \frac{\omega_n L}{\frac{1}{\omega_n C}} = \omega_n^2 LC$$

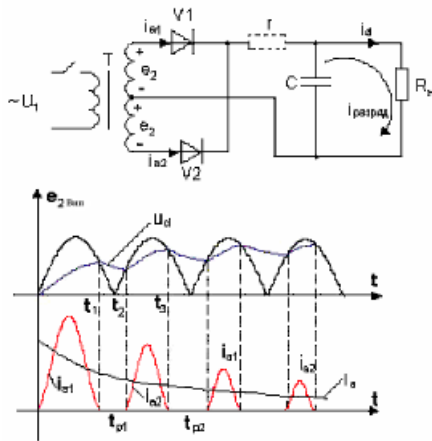
- $S = \omega_n^2 LC$ із чого слідує, що LC- Фільтри більше ефективні.

Ємнісний і резистивно-ємнісний (R-C) фільтри

Ємнісні й R-C фільтри використовуються при навантаженнях, що споживають слабкі струми від випрямляча (слаботочова навантаження, тобто навантаження з малим (слабким) струмом).

r - активний опір діодів і обмоток трансформатора.

Розглянемо, що відбувається в схемі в різні проміжки часу:



1. $0 < t < t_1 \quad e_2 > u_d \Rightarrow V1$ - відкритий, $V2$ -

закритий. $\Rightarrow$ конденсатор заряджається імпульсом струму i_{a1} .

2. $t_1 < t < t_2 \quad e_2 < u_d \Rightarrow$ конденсатор розряджається на навантаження (R_n) $V1$ і $V2$ - закриті.

3. $t_2 < t < t_3 \quad e_2 > u_d \Rightarrow V2$ - відкритий, $V1$ - закритий. $\Rightarrow$ конденсатор заряджається імпульсом струму i_{a2} .

Амплітуда другого імпульсу буде менше першого, тому що на конденсаторі в момент $t_2 \quad u_d > 0$. У міру збільшення напруги u_d час заряду конденсатора зменшується, а час розряду збільшується. Через кілька періодів настає положення, коли u_d змінюється біля свого середнього сталого значення. $I_{am} = (5 \div 7) i_a$, т.к. струм i_a - переривчастий, з паузами. Виникає необхідність введення додаткового опору r для токоограничення. На ньому відбувається додаткове спадання напруги й, отже, вихідна напруга зменшується. Чим більше R_n , тим більше час розряду $\tau_p = CR_i \Rightarrow \downarrow U_{n1m} \Rightarrow \uparrow U_d \Rightarrow \uparrow S$.

При холостому ході $R_n = \infty$, $U_{dxx} = E_{2m} = \sqrt{2} \cdot E_2$.

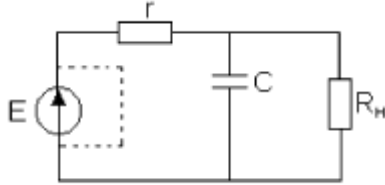
Можна відзначити наступні відмінності роботи випрямлячів з ємнісним навантаженням у порівнянні з активним навантаженням:

1. Більша амплітуда анодного струму й менша його тривалість.

2. Більша величина U_d .
3. Менше амплітуда змінної складової U_{nlm} .
4. Різка залежність U_d від R_n .

Коефіцієнт згладжування R-C фільтра

Схема заміщення змінної складової:



Джерело напруги ближче до джерела ЕДС, тому що його внутрішній опір мало $\Rightarrow r$ та R_n включені паралельно.

Значить: $Z_{\text{носл}} = r \parallel R_n$

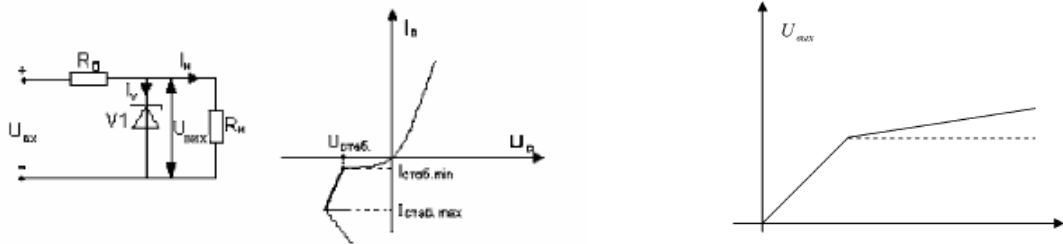
$$S = \frac{|Z_{\text{носл}}|}{|Z_{\text{нар}}|} = \frac{rR_n}{r + R_n} \omega_n C$$

За рахунок спадання напруги на опорі r знижується напруга $u_d \Rightarrow R-C$ фільтр ефективний при малих струмах навантаження.

2.3. Параметричний стабілізатор напруги

Призначення: Підтримує напругу на навантаженні постійною при зміні вхідної напруги і струму навантаження у деякому діапазоні.

Типи стабілізаторів: параметричний, компенсаційні, імпульсні (найсучасніші, але й самі складні й дорогі)



$$U_{\text{вих}} \approx \text{const} \quad \text{при} \quad I_i - \text{var}$$

Чим $\uparrow U_{\text{вих}} \Rightarrow \uparrow I_V$ (тільки на робочій ділянці).

$u_{\text{ex}} = (I_n + I_V)R_{\text{б}} + u_{\text{cm}}$ - на робочій ділянці - ділянці електричного пробоя.

$$u_{\text{ex}} = R_{\text{б}}I_n + R_{\text{б}}I_V + u_{\text{cm}};$$

$$I_V = \frac{u_{\text{ex}} - u_{\text{cm}} - I_n R_{\text{б}}}{R_{\text{б}}}; \quad I_n = \frac{u_{\text{cm}}}{R_n};$$

$$I_V = \frac{u_{\text{ex}} - u_{\text{cm}} - u_{\text{cm}} \frac{R_{\text{б}}}{R_n}}{R_{\text{б}}} = \frac{u_{\text{ex}} - u_{\text{cm}} (1 + \frac{R_{\text{б}}}{R_n})}{R_{\text{б}}};$$

При $R_n = \infty$ та $I_n = 0$; $I_V = I_{V \text{ max}}$.

Повинна виконуватися умова: $I_{V \text{ max}} \leq I_{\text{cm max}}$:

$$I_{V \text{ max}} = \frac{u_{\text{ex max}} - u_{\text{cm}}}{R_{\text{б}}}.$$

При $R_{n \text{ min}} \neq \infty$ $I_n = I_{n \text{ max}}$ $I_V = I_{V \text{ min}}$

Повинна виконуватися умова: $I_{V \min} \leq I_{cm \min}$

$$I_{V \max} = \frac{u_{ex \max} - u_{cm} \left(1 + \frac{R_{\phi}}{R_{H \min}}\right)}{R_{\phi}}$$

$$I_V = \frac{u_{ex} - u_{cm}}{R_{\phi}}$$

Струму $I_{V \min}$ відповідає $u_{ex \min}$ та $I_{H \max}$.

Струму $I_{V \max}$ відповідає $u_{ex \max}$ та $I_{H \min}$.

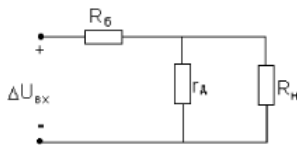
$$R_{\phi} = \frac{u_{ex} - u_{cm}}{I_H + I_V} \Rightarrow R_{\phi} \text{ лежить у межах: } \frac{u_{ex \max} - u_{cm}}{I_{cm \max} + I_{H \min}} \leq R_{\phi} \leq \frac{u_{ex \min} - u_{cm}}{I_{cm \min} + I_{H \max}}$$

Коефіцієнт стабілізації

Коефіцієнт стабілізації характеризує якість стабілізації напруги на навантаженні; він дорівнює відношенню відносних приростів вхідної і вихідної напруги стабілізатора.

$$K_{cm} = \frac{\Delta u_{\phi\phi}^*}{\Delta u_{\phi\phi}^*} = \frac{\Delta u_{\phi\phi} / u_{\phi\phi}}{\Delta u_{\phi\phi} / u_{\phi\phi}} = \frac{\Delta u_{\phi\phi} u_{\phi\phi}}{\Delta u_{\phi\phi} u_{\phi\phi}}$$

Схема заміщення для збільшення напруги:



$r_{\text{Д}}$ - диференціальний опір стабілітрона.

$$\Delta u_{\text{вих}} = \Delta u_{\text{вх}} \frac{r_{\text{Д}} \parallel R_H}{R_{\phi} + r_{\text{Д}} \parallel R_H}$$

Оскільки $r_{\text{Д}} \ll R_{\phi}$ та

$$r_{\text{Д}} \ll R_H \Rightarrow \Delta u_{\text{вих}} \approx \Delta u_{\text{вх}} \frac{r_{\text{Д}}}{R_{\phi} + r_{\text{Д}}} \approx \Delta u_{\text{вх}} \frac{r_{\text{Д}}}{R_{\phi}}$$

$$\text{Значить } \Delta u_{\text{вих}} \cdot R_{\phi} = \Delta u_{\text{вх}} \cdot r_{\text{Д}} \quad \frac{\Delta u_{\text{вх}}}{\Delta u_{\text{вих}}} = \frac{R_{\phi}}{r_{\text{Д}}}$$

Тоді вираження для коефіцієнта стабілізації можна записати в наступному виді:

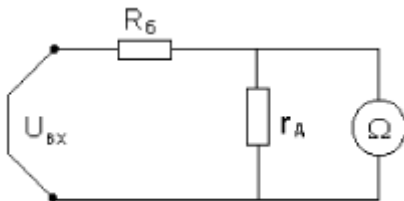
$$K_{cm} = \frac{\Delta u_{\text{вх}}}{\Delta u_{\text{вих}}} \cdot \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{R_{\phi} u_{\text{вих}}}{r_{\text{Д}} u_{\text{вх}}}$$

$$K_{cm} < 20 \div 40$$

$$K_{cm} = \frac{R_{\phi} u_{\text{вх}}}{r_{\text{Д}} u_{\text{вх}}}$$

Для збільшення K_{cm} треба збільшувати R_{ϕ} , але при цьому буде зменшуватися $U_{\text{ВНХ}}$, тому завдання вирішується компромісним шляхом.

Звичайно дотримується умова $u_{\text{вх}} \approx (1.2 \div 1.3) u_{\text{вих}}$



Вихідний опір стабілізатора визначається по теоремі про еквівалентний генератор. При цьому: в ідеального стабілізатора вихідний опір дорівнює нулю, у реального воно становить від декількох одиниць до десятків Ом.

Параметричний стабілізатор має досить великий вихідний опір $R_{\phi} \parallel r_{\text{Д}} \Rightarrow$ коефіцієнт стабілізації малий.

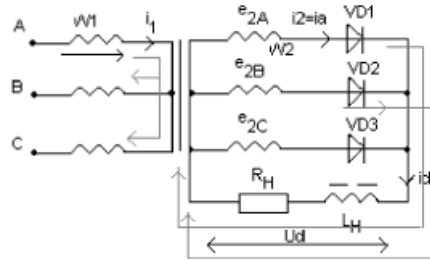
2.4. Трифазні схеми випрямлення

Загальні переваги трифазних схем випрямлення в порівнянні з однофазними: менше рівень пульсації; відносно менші габарити.

Існують дві схеми випрямлення:

1. трифазна схема з нульовою крапкою (трифазна нульова схема);
2. трифазна мостова схема.

2.4.1. Трифазна нульова схема.



Намалюємо епюри сигналів:

При $t \in (t_1, t_2)$

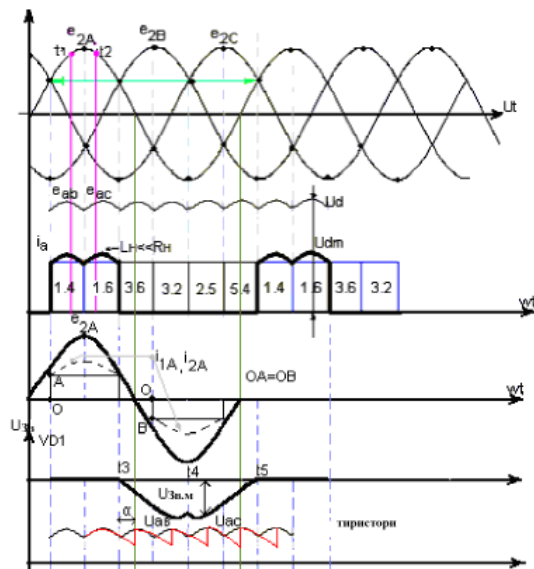
$e_A > 0, |e_A| > |e_B|$ відкритий VD1

$$|e_A| > |e_C| \quad U_d = e_{2A}$$

При $t \in (t_2, t_3)$

$e_B > 0, |e_B| > |e_A|$ відкритий VD2

$$|e_B| > |e_C| \quad U_d = e_{2B}$$



$q = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{3^2 - 1} = 0.25$, якість випрямленої напруги буде гірше, тому що q великий.

Знайдемо середнє значення напруги навантаження:

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int \sqrt{2}E_2 \cos \omega t d\omega t = \frac{3}{2\pi} \sqrt{2}E_2 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{2\pi} E_2 = 1.17E_2$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{2\pi} E_2 = 1.17E_2$$

$$E_2 = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}\sqrt{2}} U_d = 0.855U_d$$

При $t \in (t_1, t_2)$ VD1 закритий, VD2 відкритий

$$U_{AKVD1} = e_{2B} - e_{2A}$$

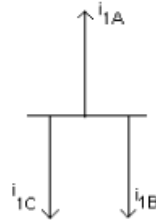
$$U_{OBRm} = \sqrt{2}\sqrt{3}E_2 = \sqrt{2}\sqrt{3} \frac{\pi}{3\sqrt{3}\sqrt{2}} U_d = \frac{2\pi}{3} U_d = 2.09U_d$$

Напруга у два рази більше, ніж у мостовій схемі, діод випробовують на пробій.

При $E_2 = 100 \text{ В}$

$$U_{OBRm} = \sqrt{2}\sqrt{3} \cdot 100 = 24 \text{ В}$$

$I_a = \frac{I_d}{3}$ - середнє значення струму через діод, так само, як і в мостовій схемі в три рази менше, ніж у навантаженні.

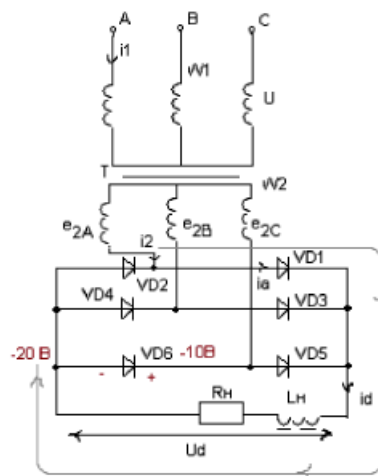


Обмотки фаз трансформатора навантажені нерівномірно.

$$|i_{1A}| = |2i_{1C}| = |2i_{1B}|$$

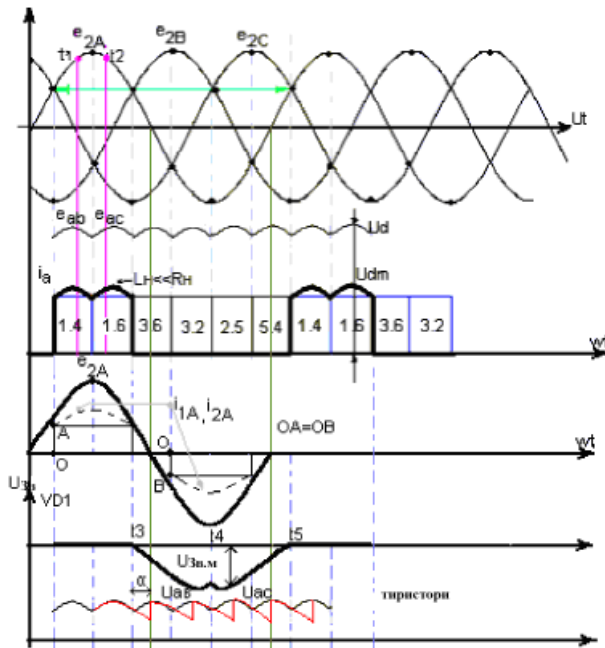
Основний недолік даної схеми: вторинний струм має постійну складову. Постійна складова не трансформується, отже, іде на підмагнічування сердечника, тобто струм намагнічування збільшується, збільшуються втрати, це веде до нагрівання трансформатора. Через ці причини, ми змушені збільшити габарити сердечника трансформатора. Тому в чистому виді ця схема застосовується дуже рідко, частіше, як складова мостових схем.

2.4.2. Трифазна мостова схема (схема Ларіонова).



У схемі в будь-який момент часу відкрито тільки 2 діоди. Навантаження в загальному випадку можуть бути активно-індуктивної. Намалюємо епюри сигналів:

6 діодів на схемі об'єднані у дві групи: є катодна група (VD1, VD3, VD5), і анодна група (VD2, VD4, VD6). Правило: у катодній групі відкритий той діод, чий потенціал анода більше "позитивний"; в анодній групі відкритий той діод, у якого потенціал катода більше "негативний".



Нехай $t = t_1$
 $e_A > 0$ $|e_B| > |e_C|$
 $e_B < 0$ VD1 відкритий, VD2 закритий
 $e_C < 0$ в анодній групі відкритий VD4 (фаза В), тому що $|e_B| > |e_C|$ фаза В найбільше "негативна".

В анодній групі відкритий VD6.

Якби $L_H \ll R_H$, то дивися малюнок.

Розглянемо інтервал часу t , коли відкритий VD1, VD4 - $U_d = e_A - e_B$.

Розглянемо інтервал часу t , коли відкритий VD1, VD6 - $U_d = e_A - e_C$

$$U_{dm} = \sqrt{2}\sqrt{3}E_2$$

Основна гармоніка - шостого порядку.

Частота випрямленої напруги в 6 разів більше частоти мережі.

$$q = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{35} = 0.06 \text{ (практично тут не потрібний фільтр на виході). Чим } q \text{ менше,}$$

тим якісніше випрямлена напруга.)

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T U_{dm} \cos \omega t dt = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} U_{dm} \cos \omega t d\omega t = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{2}\sqrt{3}E_2 \cos \omega t d\omega t =$$

$$= \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi} E_2 \sin \omega t \Big|_{-\pi/6}^{+\pi/6} = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi} E_2 = 2.34E_2$$

$$I_a = \frac{I_d}{3}; U_d = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi} E_2 = 2.34E_2; E_2 = \frac{\pi}{3\sqrt{2}\sqrt{3}} U_d = 0.4275U_d$$

Навантаження на трансформатор під час "+" і "-" напівхвиль у схемі однакові.

$$U_{OBR} = e_{2A} - e_{2B} \text{ на інтервалі } (t_3, t_4); U_{OBR} = e_{2A} - e_{2C} \text{ на інтервалі } (t_4, t_5);$$

$$U_{OBRMAX} = \sqrt{2}\sqrt{3}E_2 = \sqrt{2}\sqrt{3} \frac{\pi}{3\sqrt{2}\sqrt{3}} U_d = \frac{\pi}{3} U_d = 1.05U_d$$

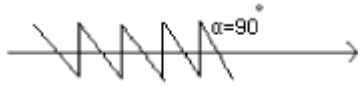
Замість діодів у схемі можуть стояти тиристри, отже, схема керованого трифазного випрямляча (схема Ларіонова).

Якщо кут керування $\alpha = 0 \Rightarrow$ тиристри $\equiv$ діоди й відкриваються в моменти природного відмикання. Моменти природного відмикання моменти перетинання синусоїд двох сусідніх фаз. Якщо кут керування $\alpha \neq 0$, то тиристри в ці моменти ще не відкриті, тоді крива напруги спотвориться.

При використанні тиристорів замість діодів:

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/6+\alpha}^{+\pi/6+\alpha} \sqrt{2}\sqrt{3}E_2 \cos \omega t d\omega t = U_{d0} \cos \alpha, \text{ де } U_{d0} - \text{ напруга навантаження при}$$

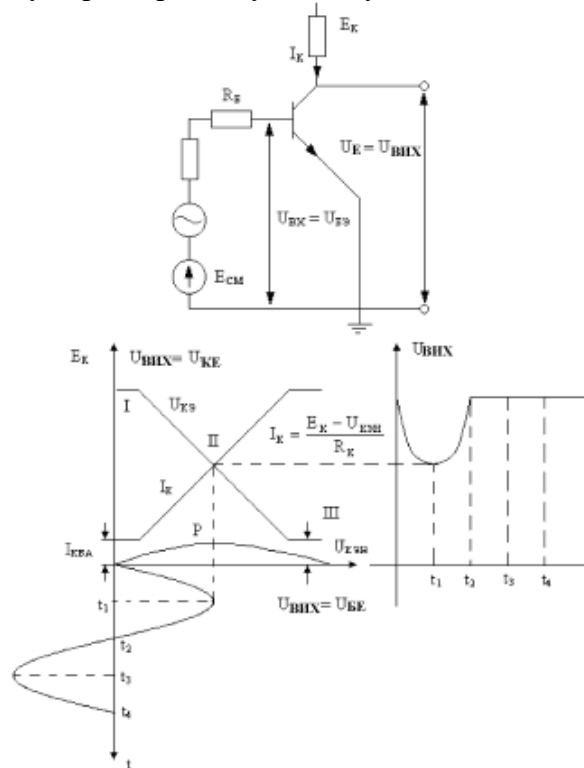
нульовому куті керування (або при діодах). $U_{d0} = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi} E_2 = 2.34E_2$



§3. Підсилювальні каскади та підсилювачі на біполярних транзисторах

3.1. Підсилювальний каскад із спільним емітером

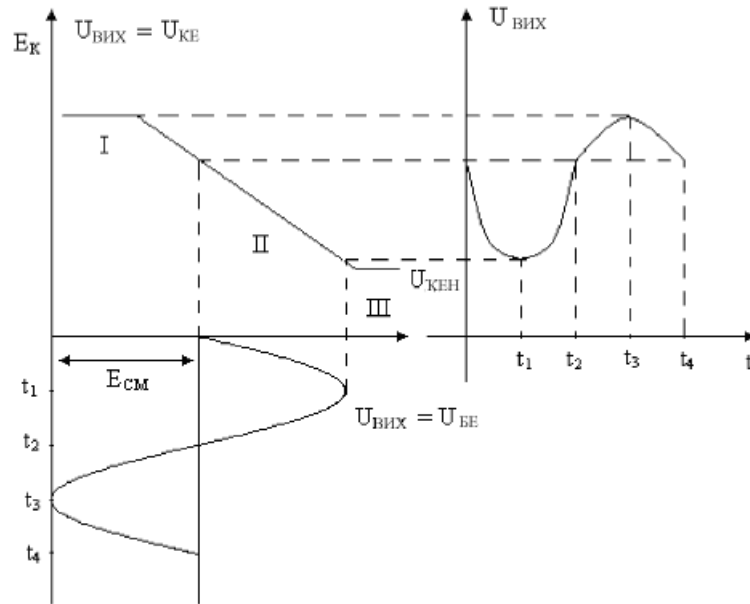
Побудуємо передатну характеристику каскаду.



3.1.1. Режими роботи каскаду з СЕ:

3.1.1.1. Режим класу А:

При змінному струмі постійна складова усувається послідовно включеним конденсатором, при постійному струмі - постійна складова $U_{внх}$ усувається шляхом включення проти ЕДС на виході.



3.1.1.2. Режим класу Б:

I Ділянка:

$I_B \approx 0$ транзистор закритий, $I_B = I_{КБО}$, $I_K = I_B \cdot \beta = 0$, $U_{\hat{E}E} = E_K - I_K \cdot R_K$, т.к. $I_K = 0$, $U_{\hat{E}E} = E_K$

II Ділянка:

I_B має значення (із вхідної характеристики) нерівне нулю. $I_K = \beta \cdot I_B \neq 0$ при збільшенні $U_{\hat{A}E}$, збільшуються I_B , I_K і зменшується $U_{\hat{E}E}$.

III Ділянка:

При збільшенні $U_{\hat{A}E}$; $U_{\hat{E}E}$ залишається постійним і дорівнює $U_{\hat{E}E\hat{I}} = (0,2 \div 1)$ В.

$$I_K = \frac{E_K - U_{\hat{E}E\hat{I}}}{R_K}$$

Межа виміру:

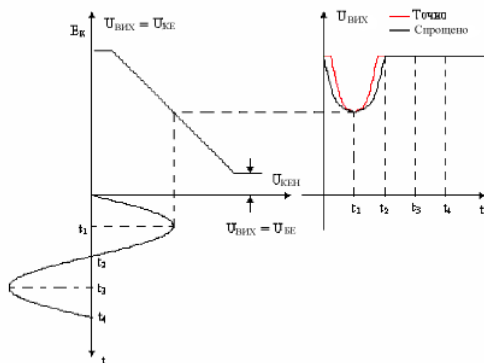
$$I_{\hat{E}A\hat{I}} \leq I_K \leq \frac{E_K - U_{\hat{E}E\hat{I}}}{R_K} \quad U_{\hat{E}E\hat{I}} \leq (U_{\hat{E}E} = U_{\hat{A}E\hat{O}}) \leq E_K$$

Знаки ΔU_{BX} і $\Delta U_{ВНХ}$ - різні, такий каскад називається інвертуючим.

3.1.1.3. Режим класу В:

Напруга на виході не змінюється.

Недолік: втрата інформації на другому півперіоді.



Щоб домогтися постійної складової у вхідному сигналі, необхідно змістити вхідний сигнал (ЕДС зсуву).

3.1.1.4. Ключовий режим:

Режим з великою амплітудою вхідного сигналу, при цьому захоплюються всі три ділянки характеристики. На кривий другий вхідний сигнал утвориться на мінімальному рівні.

Форма вихідної напруги спотворилася, тобто відбулося обмеження по амплітуді. Чим більше коефіцієнт підсилення по напрузі, тим більше вихідний сигнал схожий на прямокутний імпульс.

Застосовується в імпульсній техніці, де важлива не амплітуда сигналу, а взаємний фазовий зсув між U_{BX} і U_{BHX} .

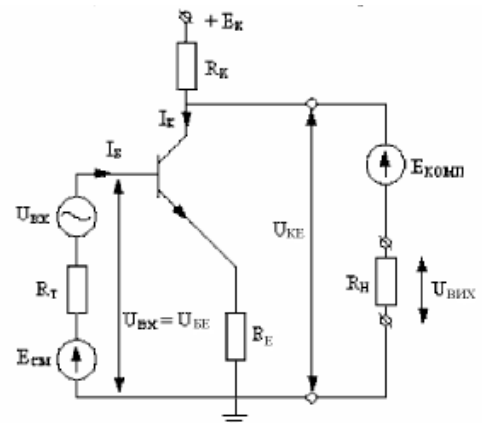
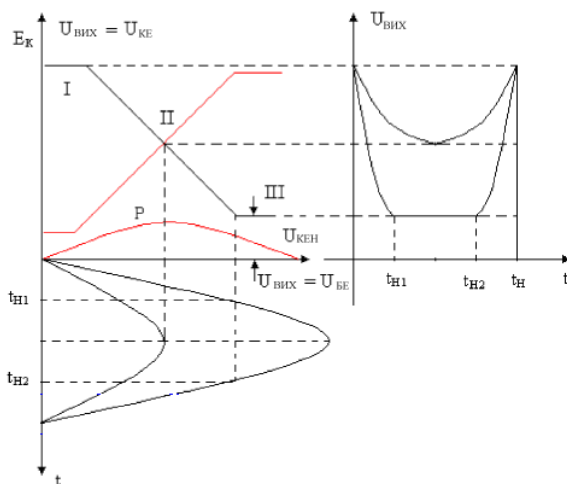
Потужність, що виділяється в транзисторах

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{EE}} t_K dt$$

Розігріває р-п перехід і може привести до теплового пробую. Для зменшення потужності необхідно працювати в ключовому режимі.

3.1.1.5. Режим спокою:

Уводиться як прийом для розрахунку й аналізу електронних схем. Для створення режиму спокою всі ЕДС включаються постійними (E_K , E_{CM} , $E_{КОМП}$).



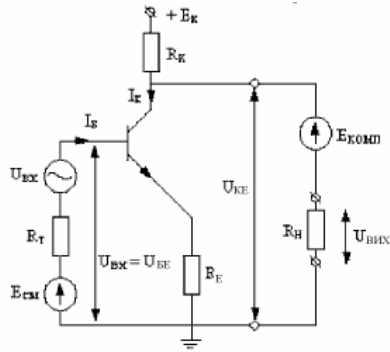
$A_{\text{еііі}}$ включений для усунення постійної складової U_{BHX} у класі А.

1) Нехай $U_{BX} = 0$, тому що є E_{CM} , тому транзистор відкритий, протікають струми $I_{БП}$, $I_{КП}$, $I_{ЕІ} \neq 0$, $U_{\text{ЕЕІ}} \neq 0$, $E_{\text{ЕІіі}} = U_{\text{ЕЕІ}}$. При включенні джерел в схемі протікають струми спокою і є $U_{КЭП}$, щоб вихідна напруга не була дорівнює нулю, треба ввести $U_{\text{ЕІіі}} = U_{\text{ЕЕІ}}$.

Недолік: залежність струму й напруги транзистора від температури. При підвищенні температури на 10°C струм $I_{КБО}$ підвищується в 2 рази. Також при зміні температури, змінюється струм, обумовлений основними носіями: при зміні температури на $20-30^\circ \text{C}$ I_K підвищується на десятки відсотків, тому що заповнюються центри рекомбінації (дефекти кристалічних ґрат), тому їхнє число й імовірність рекомбінації зменшуються й β збільшується. При підвищенні температури, коли $I_{БП} = \text{const}$, збільшується $I_{КП}$, тому що $I_{КП} = \beta \cdot I_{БП}$, зменшується $U_{\text{ЕЕІ}}$, тому що $U_{\text{ЕЕІ}} = E_K - I_{\text{ЕІ}} \cdot R_K$, тому U_{BHX} не з постійним. Для усунення цього ефекту застосовуються схеми компенсації з використанням зворотного зв'язку.

3.1.2. Зворотні зв'язки

Зворотній зв'язок - передача вихідного сигналу на вхід пристрою. Якщо складаються струми - зв'язок паралельний, якщо напруги - послідовний. Якщо знаки сигналів, що складаються, однакові - позитивний зворотний зв'язок (ПЗЗ), при різних знаках - негативний (НЗЗ). ПЗЗ використовується, але він приводить до виникнення нестабільності. Використання НЗЗ підвищує стабільність пристрою, він вводиться шляхом



включення в коло емітера.

Напишемо рівняння з другим законом Кирхгофа для вхідного кола:

$$U_{\hat{A}\hat{O}} + E_{CM} = U_{AE} + I_E \cdot R_E$$

$$U_{AE} = U_{\hat{A}\hat{O}} + E_{CM} - I_E \cdot R_E \approx U_{\hat{A}\hat{O}} + E_{CM} - I_K \cdot R_E$$

$$I_E \approx I_K, \text{ т.к. } \alpha = 0.99 \div 0.9$$

Тобто R_E зменшує ООС по струму.

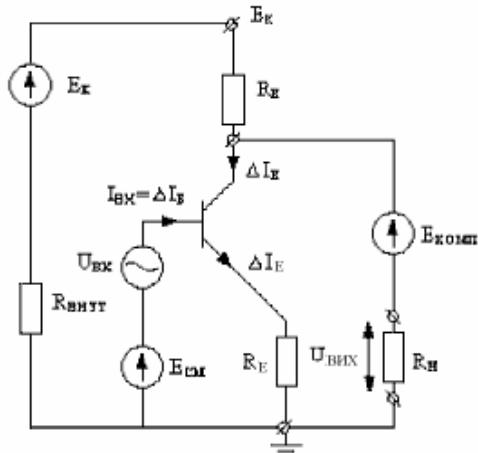
Достоїнство: при підвищенні температури й $I_{BI} = const \Rightarrow$

$$\uparrow \beta \Rightarrow \uparrow I_{KI} \Rightarrow \uparrow I_{EI} \cdot R_E \Rightarrow \downarrow U_{AE} \Rightarrow \downarrow I_B \Rightarrow \downarrow I_K, \text{ у}$$

такий спосіб I_K і отже U_{EE} залишаються постійними.

Недолік: зменшується U_{BIX} , за рахунок зменшення U_{AE} , тому зменшується коефіцієнт підсилення K_Y , $I_{EI} \cdot R_E \leq 0.1 \cdot E_K$ - критерій вибору R_E . Таке R_E забезпечує достатню температурну стабілізацію зниження U_{BIX} .

Основні параметри каскаду із спільним емітером



$$R_{BX}, R_{BIX}, K_{EX.X}$$

Допущення: розглядаємо тільки змінні складові (пристроїв) i , u . Внутрішній опір джерела постійної ЕДС для змінного струму дорівнює нулю.

1). R_{BHT}

$$R = \frac{\Delta u}{\Delta i}, \Delta i \neq 0, \Delta u = 0, \text{ тому що } E_K \text{ постійно.}$$

Таким чином, R_K верхнім кінцем приєднаний до

$$\text{землі, тому що } R_{BH} = 0, \quad R_{BX} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}},$$

$$U_{\hat{A}\hat{O}} = \Delta I_{\hat{A}} \cdot r_{\hat{A}} + \Delta I_E \cdot R_E$$

$$r_{\hat{A}} = \frac{\Delta U_{AE}}{\Delta I_{\hat{A}}} - \text{динамічний вхідний опір транзистора}$$

$$r_{\hat{A}} = h_{11E\hat{A}\hat{A}} \cdot$$

$$\Delta I_E = \Delta I_{\hat{A}} + \Delta I_{\hat{E}} = \Delta I_{\hat{A}} + \beta \cdot \Delta I_{\hat{A}} = \Delta I_{\hat{A}} \cdot (1 + \beta)$$

$$U_{\hat{A}\hat{O}} = \Delta I_{\hat{A}} \cdot [r_{\hat{A}} + (1 + \beta) \cdot R_E]$$

$$R_{\hat{A}\hat{O}} = \frac{\Delta I_{\hat{A}} \cdot [r_{\hat{A}} + (1 + \beta) \cdot R_E]}{\Delta I_{\hat{A}}} = r_{\hat{A}} + (1 + \beta) \cdot R_E$$

$$R_{BX} \approx 1000 \text{ Ом (що відносно мало, для ідеального } R_{BX} = \infty).$$

K_{UXX} - коефіцієнт підсилення в режимі холостого ходу.

$$R_H = \infty; K_U = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{U_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\Delta I_K \cdot R_K}{\Delta I_A \cdot R_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{\Delta I_A \cdot \beta \cdot R_K}{\Delta I_A \cdot [r_A + (\beta + 1) \cdot R_E]} = \frac{\beta \cdot R_K}{r_A + (\beta + 1) \cdot R_E}$$

Зневажаємо r_B :

$$r_A + (\beta + 1) \cdot R_E \approx (\beta + 1) \cdot R_E; K_U \approx \frac{\beta \cdot R_K}{(\beta + 1) \cdot R_E} = \frac{R_K}{R_E} \approx K_{UXX}$$

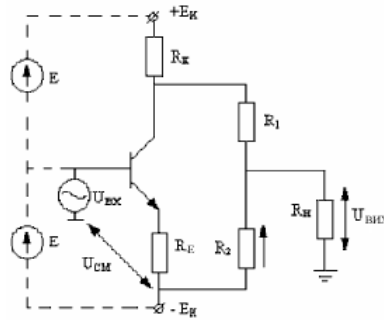
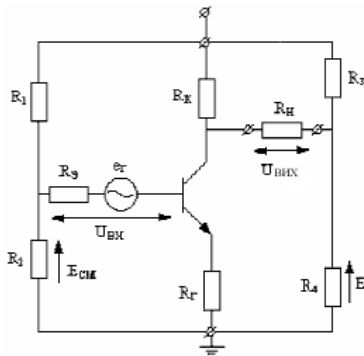
При включенні напруги до I_K додається I_H , т. об коефіцієнт підсилення зменшиться ($K_{UPPA} < K_{UXX}$) через збільшення втрат напруги на R_K .

Для висновку $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ застосовуємо теорему про еквівалентний генератор, ЕДС закорачиваються, навантаження замінюється омметром.

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 0, \text{ отже } I_B = 0; I_K \text{ та } I_E = 0; R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = R_K \approx 1000 \text{ Ом.}$$

Недоліки: по вхідних і вихідних опорах каскад із загальним емітером має незадовільні параметри ($\infty/0$ в ідеальному випадку).

3.1.3. Способи побудови ППС (підсилювача постійного струму)



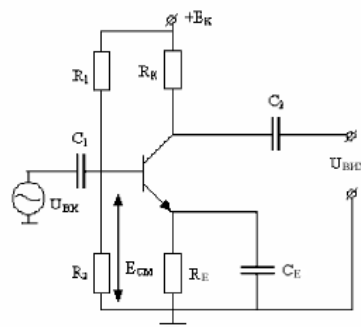
3 джерела харчування замінюють одним. R_1 і R_2 створюють ЕДС зсуву; R_3 і R_4 - ЕДС компенсації. Недоліки: джерело вхідного сигналу й вихідну напругу не мають загальної точки, тобто використовувати таку схему незручно. Для

усунення цього недоліку треба застосувати двухполярне джерело живлення.

R_1 і R_2 створює $U_{КОМП}$. Т.к. точка 0 в U_{BX} має $\varphi_1 = 0$, а т. $-E_K \varphi_2 = -E_K$, значить $\varphi_1 = \varphi_2$, тобто в схему неявно вводиться (у вхідний ланцюг) джерело ЕДС.

Підсилювач змінного струму

C_1 і C_2 відтинають постійну скалдової частини в U_{BX} і $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ відповідно. C_1 одночасно фільтр високих частот.



Схеми із спільним емітером (CE):

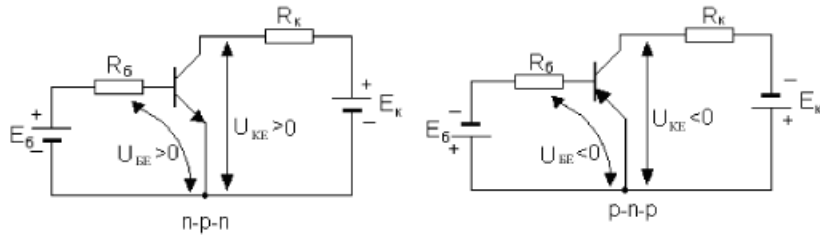
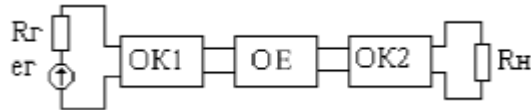


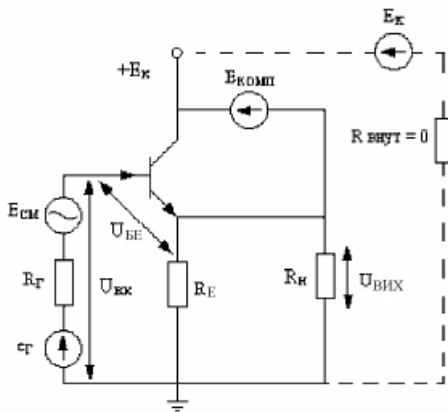
Схема із спільним емітером називається так тому, що вхідні і вихідні кола мають загальний вузол на емітері.

3.2. Каскад із спільним колектором (емітерний повторювач)

Призначення: використовується як, що погодить каскад, між підсилювальним каскадом із загальним емітером і малопотужним джерелом напруги U_{BX} , а також з високим навантаженням.



Якби ОК не було: $R_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}E}$ відносно мало, а $\hat{E}_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{I}E}$ відносно велико, тому I_H великий $\Rightarrow \downarrow U_{BX} (U_{BX} < e_{\Gamma}) \Rightarrow \uparrow$ напруга на вихідному опорі; $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} < U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{O}\hat{O}} \cdot R_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}E} > R_{\hat{A}\hat{O}\hat{I}E}$ $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{I}E} = R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{I}E}$. Т.о. лівий ОК підвищує R_{BX} і U_{BX} , знижує ΔU_{BX} схеми. Знижується, $I_{BX} \Rightarrow \downarrow R_{\Gamma} \cdot I_{BX} \Rightarrow \uparrow U_H$.



Недоліки: каскад з ОК не підсилює напруга, $K_{UXX} \approx 1 \cdot (0.9 \div 0.99)$ $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{O}} - U_{\hat{A}\hat{E}}$ $U_{B\hat{O}} > 0 \approx 0.5 \div 0.7$ В.

Схема називається з СК, тому що загальною точкою є земля, а E_K заземлений, друга назва - емітерний повторювач, що є неінвертуючим.

Нехай зростає ΔU_{BX} ; значить зростає ΔI_A , ΔI_E , $\Delta I_E \Delta R_E$.

Параметри каскаду з СК

$$R_{\hat{A}\hat{O}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{\Delta I_{\hat{A}\hat{O}}} = r_A + (\beta + 1) \cdot (R_E \parallel R_f) \approx 10^4 \text{ Ом}$$

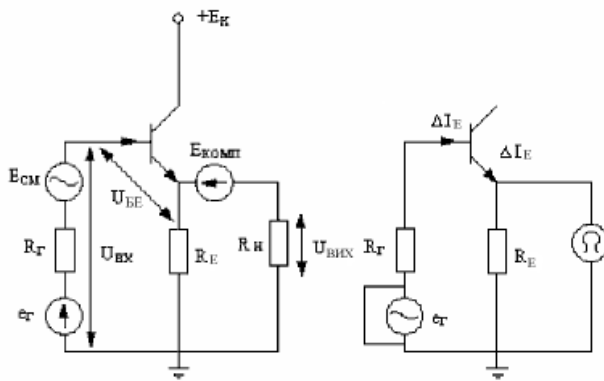
$$U_{\hat{A}\hat{O}} = \Delta I_A r_A + \Delta I_E \cdot (R_E \parallel R_f) = \Delta I_A r_A + \Delta I_A \cdot (\beta + 1) \cdot (R_E \parallel R_f) \\ = \Delta I_A \cdot [r_A + (\beta + 1) \cdot (R_E \parallel R_f)] \cdot 2$$

$$K_{UXX} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{U_{\hat{A}\hat{O}}}, R_H = \infty$$

$$U_{\hat{A}\hat{O}} = \Delta I_A \cdot [r_A + (\beta + 1) \cdot (R_E \parallel R_f)], U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \Delta I_E \cdot R_E = \Delta I_A \cdot (1 + \beta) \cdot R_E$$

$$K_{UXX} = \frac{(\beta + 1) \cdot R_E}{r_A + (\beta + 1) \cdot R_E} = \frac{(1 + \beta) \cdot R_E}{r_A \cdot (1 + \beta) \cdot R_E} = \frac{1}{r_A} \approx 0.9 \div 0.99$$

$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ каскаду з СК



Т.к. $e_A = 0 \Rightarrow \Delta I_A = 0, \Rightarrow \Delta I_A = 0$;

$$R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = R_A$$

Завдання:

К – замкнений – СК

К – не замкнений – СЕ

$$R_K = 2000 \text{ Ом}$$

$$R_A = 400 \text{ Ом}$$

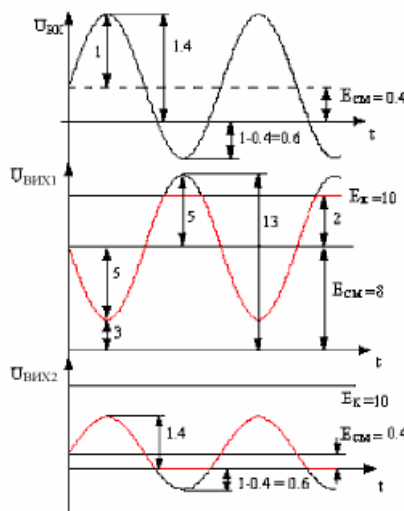
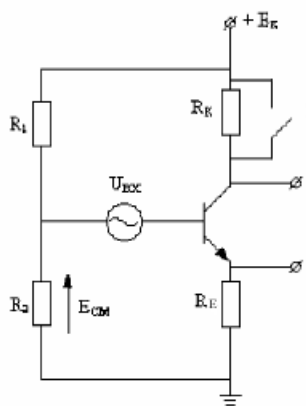
$$E_K = 10 \text{ В}$$

$$E_{CM} = 0.4 \text{ В}$$

$$\beta = 100$$

$$\sim U_{BXM} = 1 \text{ В}$$

Знайти 3 основних параметри для схеми з СК і СЕ.



$R_{BX}, R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}, K_{UXX}$ для СЕ й

СК, намалювати осцилограми

$U_{BX}, U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1}, U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2}$.

Каскад з СЕ (ДО - розімкнутий)

$$K_{UXX} = \frac{R_K}{R_E} = \frac{2000}{400} = 5$$

$$R_{\hat{A}\hat{O}} = r_A + (\beta + 1) \cdot R_E = 100 + (100 + 1) \cdot 400 = 40040 \text{ Ом}$$

$$R_{BX} = 40.4 \text{ кОм при } r_B = 0$$

$$R_{BbIX} = R_K = 2000 \text{ Ом}$$

$$E_{CM} \cdot K_{UXX} = 0.4 \cdot 5 = 2 \text{ В}$$

$$U_{BXM} \cdot K_{UXX} = 1 \cdot 5 = 5 \text{ В}$$

Каскад з ОК

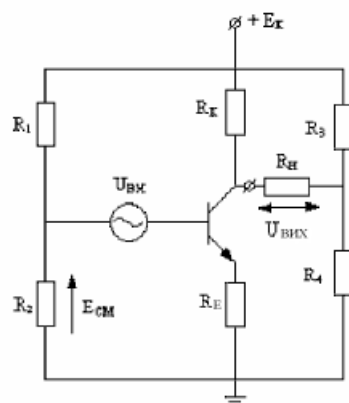
$$K_{UXX} = 1$$

$$R_{\hat{A}\hat{O}} = r_A + (\beta + 1) \cdot (R_Y \parallel R_f) = 100 + (100 + 1) \cdot 400 = 40500 \text{ ком}$$

$$R_{BbIX} = R_3 = 400 \text{ Ом}$$

Осцилограми $U_{BX}, U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}1}, U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}2}$.

3.3. Дрейф нуля та диференціальний каскад



Дрейф нуля - характерна риса УПТ. Під дрейфом нуля мається на увазі зміна $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ при постійному U_{BX} . Причини: нестабільність джерела харчування, вплив температури, зміна параметрів пункту живлення приладів із часом (внаслідок старіння).

Нестабільність джерела живлення.

Нехай E_K збільшиться

$\Rightarrow \uparrow E_{CM} \Rightarrow \uparrow I_A \Rightarrow \uparrow I_K \Rightarrow \uparrow U_{RK} \Rightarrow U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ зменшиться, тому що $K_U > 1$, значить зміна $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ буде більше, ніж зміна E_K .

Зміна температури.

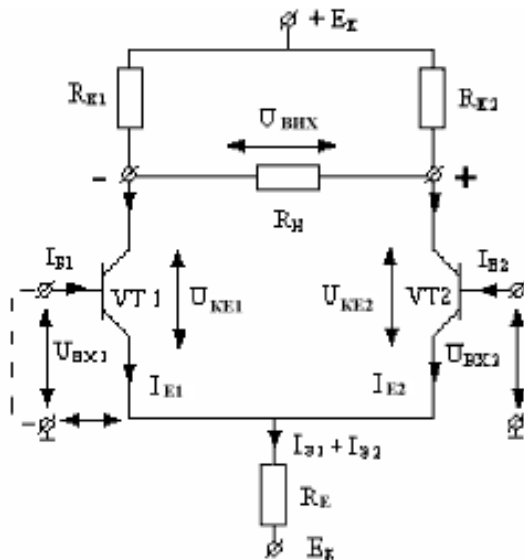
При підвищенні температури, збільшується

$\beta \Rightarrow \uparrow I_K \Rightarrow \uparrow U_{RK}$, і знижується $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$. $U_{\hat{A}\hat{D}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{M}\hat{A}\hat{X}}$ - максимальний $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ дрейфу нуля.

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{I}\hat{A}\hat{O}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{D}\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{I}\hat{A}\hat{O}}}{K_U}$$

Повинне бути $U_{BX} \gg U_{ДРВХМАХ}$; у противному випадку ми на виході не відрізнимо дрейф нуля від корисного сигналу. Ефективний засіб боротьби із дрейфом нуля - застосування підсилювальних каскадів на базі врівноважених мостів.

Диференціальний каскад (ДК)



Чотири плечі утворені R_{K1} , R_{K2} , $VT1$, $VT2$. Перша діагональ - живлення E_K , $-E_K$. Друга діагональ - навантаження R_{K1} , R_H . ДК підсилює різниця входних сигналів. Має хороші характеристики за умови однаковості його елементів, тобто $R_{K1} = R_{K2}$, $VT1 = VT2$, що досягається при виконанні на одному кристалі на базі мікросхеми.

Режим спокою ДК

Вмикаємо E_{K1} та E_{K2} ; $U_{BX1} = U_{BX2} = 0$,

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{I}\hat{1}} = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{I}\hat{2}} > 0, U_{\hat{A}\hat{E}} = -U_{\hat{E}\hat{I}}$$

$$U_{\hat{E}\hat{I}} = [-E_{K1} + (I_{\hat{E}\hat{I}\hat{1}} + I_{\hat{E}\hat{I}\hat{2}}) \cdot R_E] \leq 0$$

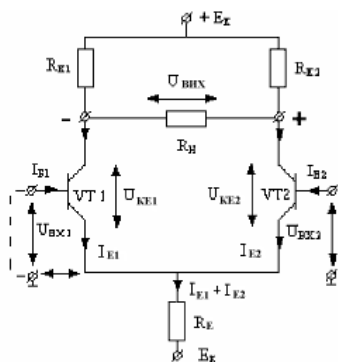
Тобто $U_{\hat{A}\hat{E}} = E_{CM} = -U_{\hat{E}\hat{I}}$, отже протікають

$$I_{\hat{B}\hat{I}\hat{1}} = I_{\hat{B}\hat{I}\hat{2}};$$

$$U_{\hat{E}\hat{E}\hat{I}\hat{1}} = U_{\hat{E}\hat{E}\hat{I}\hat{2}} = E_{K1} - I_{\hat{E}\hat{I}\hat{1}} \cdot R_1 - U_{\hat{E}\hat{I}} = E_{K1} - I_{\hat{E}\hat{I}\hat{2}} \cdot R_{K2} - U_{\hat{E}\hat{I}}$$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_{\hat{E}\hat{E}\hat{I}\hat{2}} - U_{\hat{E}\hat{E}\hat{I}\hat{1}} = 0$$

Нехай збільшилася температура, отже:



$$\uparrow \beta \Rightarrow \uparrow I_{\hat{E}\hat{I}\hat{1}} \Rightarrow \uparrow I_{\hat{E}\hat{I}\hat{2}} \Rightarrow \uparrow I_{\hat{E}\hat{I}\hat{1}} = I_{\hat{E}\hat{I}\hat{2}} \Rightarrow \uparrow U_{\hat{E}\hat{I}} \Rightarrow \downarrow U_{\hat{A}\hat{E}\hat{I}\hat{1}}$$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{I}\hat{2}} \Rightarrow \downarrow I_{\hat{A}\hat{I}\hat{1}}, I_{\hat{A}\hat{I}\hat{2}} \Rightarrow \downarrow I_{\hat{E}\hat{I}\hat{1}}, I_{\hat{E}\hat{I}\hat{2}}, \text{ тобто } I_{\hat{E}\hat{I}\hat{1}} + I_{\hat{E}\hat{I}\hat{2}} = \text{const}$$

тому що R_E велико, тому стабілізація гарна. Якщо через R_3 протікає постійний струм, отже R_3 можна замінити джерелом струму з $R_{BHT} = \infty$.

$\Delta U_{\hat{E}}$ - сигнал зворотного зв'язку, що стабілізує суму

$$I_{\hat{A}\hat{1}} + I_{\hat{A}\hat{2}} = \text{const}$$

Дрейф нуля у ДК

Нехай E_1 збільшується $\Rightarrow U_{\hat{E}\hat{E}\hat{1}} = U_{\hat{E}\hat{E}\hat{2}}$, $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_{\hat{E}\hat{E}\hat{2}} - U_{\hat{E}\hat{E}\hat{1}} = 0$

Будь-які симетричні сигнали, що змінюються, у схемі не приводять до дрейфу нуля. Прикладемо змінний 2- ой сигнал.

Між базами транзисторів.

Нехай $U_{BX1} = \frac{e}{2}$ буде позитивним, значить

$$\Delta U_{\hat{A}\hat{E}\hat{1}} > 0 \Rightarrow \Delta I_{\hat{A}\hat{1}} > 0 \Rightarrow \Delta I_{\hat{K}\hat{1}} > 0 \Rightarrow \Delta I_{\hat{Y}\hat{1}} > 0 \Rightarrow \Delta U_{\hat{E}\hat{E}\hat{1}} < 0$$

$U_{BX2} = \frac{e}{2}$ буде негативним, значить

$$\Delta U_{\hat{A}E2} = 0 \Rightarrow \Delta I_{\hat{A}2} < 0 \Rightarrow \Delta I_{K2} = 0 \Rightarrow \Delta I_{E2} < 0 \Rightarrow \Delta U_{\hat{E}E2} > 0$$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \Delta U_{\hat{E}E2} - \Delta U_{\hat{E}E1} = 2 \cdot \Delta U_{\hat{E}E}$$

$$\text{Якщо } U_{BX1} = -U_{BX2} \text{ отже } \Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2}$$

Так як перший струм збільшується, а другий зменшується, значить $\Delta I_{E1} + \Delta I_{E2} = const$.

Значить $\Delta U_E = 0$, тому:

1. Зворотний зв'язок не впливає на коефіцієнт підсилення диференціального каскаду.
2. У диференціальному каскаді переборюються протиріччя між необхідністю стабілізації режиму за рахунок зворотного зв'язку й впливом R_E на коефіцієнт підсилення каскаду.

Тепер прикладемо вхідний сигнал до бази першого транзистора, закоротивши при цьому другий вхід.

$$U_{BX1} = e > 0; U_{BX2} = 0$$

$$\text{Значить } \Delta U_{\hat{A}E1} > 0 \Rightarrow \Delta I_{\hat{A}1} > 0 \Rightarrow \Delta I_{K1} > 0 \Rightarrow \Delta I_{E1} > 0 \Rightarrow \Delta U_{\hat{E}E1} < 0;$$

При збільшенні $I_{\hat{A}1} \Rightarrow \uparrow I_{E1}$, так як $I_{E1} + I_{E2} = const$; I_{E2} зменшується та $\Delta I_{E2} = -\Delta I_{E1}$.

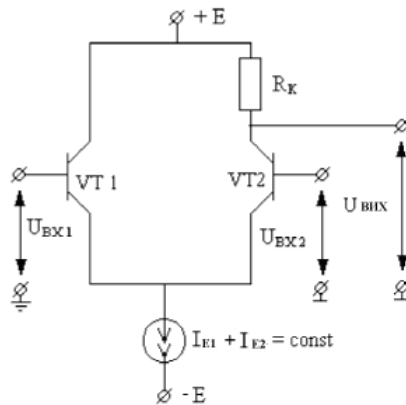
$$I_B = \frac{I_{\hat{A}}}{\beta + 1}, \Delta I_{B2} = -\Delta I_{B1}, \Delta I_{K2} = -\Delta I_{K1}, \Delta U_{\hat{E}E2} = -\Delta U_{\hat{E}E1},$$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \Delta U_{\hat{E}E2} - \Delta U_{\hat{E}E1} > 0$$

Висновок: вхід 1 - неінвертуючий, так як $\Delta U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} > 0$ і $\Delta U_{BX} > 0$. Таким чином із аналогічних доводів вхід 2 є інвертуючим. При прикладенні вхідного сигналу до одного транзистора будуть змінюватися струми й напруги в обох транзисторах.

Диференціальний каскад підсилює різниця вхідних напруг тоді, коли $U_{BX1} = U_{BX2}$, то $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = (U_{\hat{A}\hat{O}1} - U_{\hat{A}\hat{O}2}) \cdot K_U = 0$ Підсилювач працює в режимі синфазних сигналів. За рахунок деякої неоднаковості параметрів: $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = k_C \cdot U_{\hat{A}\hat{O}}$, де k_C - коефіцієнт передачі синфазного сигналу. Чим менше k_C , тим якісніше підсилювач.

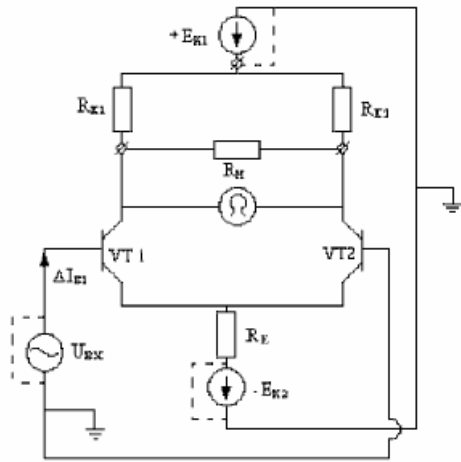
Недоліки: відсутність загальної точки між вхідним і вихідним сигналом. Для усунення приймається схема несиметричного диференціального каскада (ДК).



Спільна точка – земля.

Основні параметри ДК

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 2 \cdot \Delta U_{\hat{E}\hat{A}}, \text{ так як } I_{\hat{A}1} + I_{\hat{A}1} = const, \text{ значить джерело струму } R_A = \infty$$



$$I_{A1} + I_{A2} = \frac{I_{A1} + I_{A1}}{\beta + 1} = \text{const}, \text{ отже}$$

$$\Delta I_{B1} = -\Delta I_{B2} = \frac{U_{BX}}{2 \cdot r_B};$$

$$K_{UXX} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{U_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{2 \cdot \Delta U_{\hat{E}\hat{E}}}{U_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{2 \cdot \Delta I_K \cdot R_K}{U_{\hat{A}\hat{O}}} =$$

$$1) \quad = \frac{2 \cdot \Delta I_A \cdot \beta \cdot R_K}{U_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{2 \cdot \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{2 \cdot r_A} \cdot \beta \cdot R_K}{U_{\hat{A}\hat{O}}} = \beta \cdot \frac{R_K}{r_A}$$

2) Вхідний опір каскаду.

$$R_{BX} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} = 2 \cdot r_B; R_{BX} = 2 \cdot r_B$$

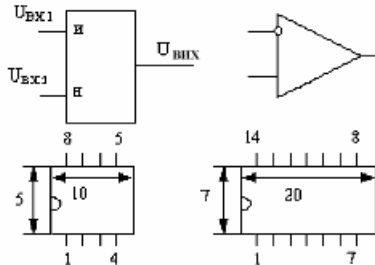
3) Вихідний опір каскаду

Закоротили U_{BX} , і всі ЕДС, на навантаженні підключаємо омметр, $\Delta I_B = 0$; $\Delta I_K = 0$; $\Delta I_A = 0$; $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 2 \cdot R_K$.

§4. Операційні підсилювачі (ОП) та схеми на їх основі

Підсилювач постійного струму з більшим коефіцієнтом підсилення й високим R_{BX} .

В ПО використовуються ДК та ЕП.



Завдяки використанню симетричних ДК маємо слабкий дрейф нуля. Несиметричний ДК дає загальну точку між U_{BX} і $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$. Каскад з СК дає зменшення $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$. Через використання ДК напруга живлення ОП двополярно. Позначення: ДА3.2 або А3.2, де 3 - номер у схемі, 2 - номер ОП в корпусі, якщо їх у корпусі декілька.

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = K_U \cdot (U_{\hat{A}\hat{O}1} - U_{\hat{A}\hat{O}2})$$

Говорять, що ОП має диференціальний вхід, тобто підсилює різниця вхідних сигналів.

4.1. Основні параметри ОП:

- 1) $K_{UXX} \approx 50000$
- 2) $R_{BX} = 300 \text{ кОм}$ (біполярний вхід ОП)
- 3) $R_{BX} = 10 \text{ МОм}$ (нульовий вхід ОП)
- 4) $R_{f \hat{A}BMIN} \approx 3 \text{ ком}$ (основна маса)

$$I_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \frac{E_I}{R_{f \hat{A}BMIN}} = \frac{15 \text{ В}}{2 \text{ КОм}} \approx 7.5 \text{ мА}$$

У потужних ОП $I_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \approx 300 \text{ мА}$

- 5) Напруга зміщення нуля $U_{QM} = 5 \text{ мВ}$

6) Напруга живлення $E_{AE} = \pm 15 \text{ В}$ ($\epsilon \pm 12,6; \pm 6,3; \pm 5 \div 15$)

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{I}\hat{O}\hat{MAX}} = (0.9 \div 0.95) \cdot E_{AE} = (0.9 \div 0.95) \cdot 15 = 13.5 \div 14.25 \text{ В}$$

Приблизно можна вважати, що вихідна напруга дорівнює напрузі живлення. ОП підсилює $(U_{\hat{A}\hat{O}} - U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}) = E_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ (диференціальний ЕДС)

$$K_{UOY} \approx 50000 \text{ (у середньому)}$$

Нехай $U_{BX2} = 0$ (тобто база VT2 заземлена), отже

$$U_{\hat{A}\hat{O}.MAX} = E_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}.MAX} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}.MAX}}{K_{UOY}} \approx \frac{15}{50000} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ В} = 300 \text{ мкВ} \approx 0 \text{ В}$$

Властивості ідеального ОП

1) Потенціал прямого входу = потенціал виходу, що інвертує

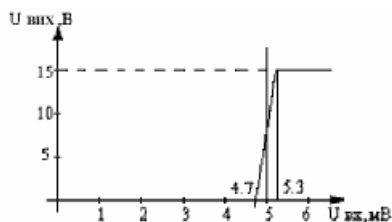
$$\varphi_{I\hat{B}\hat{I}\hat{A}\hat{O}} = \varphi_{I\hat{A}\hat{A}\hat{O}} \text{ або } U_{BX} - U_{BX2} = 0$$

2) $R_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}\hat{I}\hat{O}} = \infty$ 300 кОм, тому $I_{BX} = 0$

3) $K_U = 50000$, тому можна вважати $K_U = \infty$

Для практичних розрахунків можна реальний ОП вважати ідеальним. Незважаючи на це ОП як підсилювач використовується дуже рідко.

Намалюємо передатну характеристику $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(U_{\hat{A}\hat{O}})$.



$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 0 \text{ при } U_{BX} = U_{CM}$$

Недоліки:

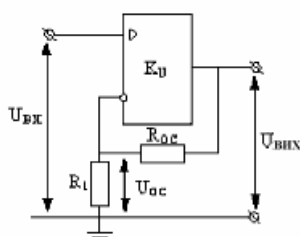
1) Лінійний підсилювальний діапазон ОП дуже малий.

2) Залежність K_U від температури.

3) Неоднаковість K_U від корпусу до корпусу.

Тому ОП застосовується як схема зі зворотними зв'язками.

4.2. Неінвертуючий підсилювач на базі ОП



Негативний зворотний зв'язок (НЗЗ)

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = (U_{\hat{A}\hat{O}} - U_{\hat{O}\hat{O}}) \cdot K_U = U_{\hat{A}\hat{O}} - U_{\hat{O}\hat{O}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{K_U}$$

При $K_U \rightarrow \infty$, $U_{\hat{A}\hat{O}} - U_{\hat{O}\hat{O}} = 0$, $U_{\hat{A}\hat{O}} = U_{\hat{O}\hat{O}}$.

$$U_{OC} = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{\hat{O}\hat{O}}}$$

Коефіцієнт передачі (П) схеми зі зворотними зв'язками

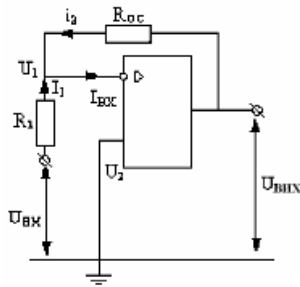
$$\dot{I} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{U_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{U_{OC}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{\hat{O}\hat{O}}}} = \frac{R_1 + R_{\hat{O}\hat{O}}}{R_1}$$

П схеми з ОС не залежить від K_U , виключається залежність від температури й розкид K_U .

4.3. Інвертуючий підсилювач на базі ОП

$U_2 = 0$ так як заземлено.

$$I_{BX} = \frac{U_1}{R_{BXOV}} = \frac{300 \cdot 10^{-6} \text{ В}}{300 \cdot 10^3 \text{ Ом}} = 10^{-9} \text{ А} = 1 \text{ нА} \approx 0$$



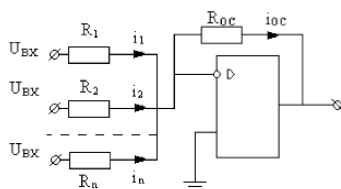
$$U_1 = 300 \text{ мкВ } i_1 + i_2 = i_{BX} = 0, \text{ тому } i_1 = -i_2 \quad i_2 = \frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{R_{OC}} \quad i_1 = \frac{U_{BX}}{R_1}$$

$$\frac{U_{\hat{A}\hat{O}}}{R_1} = -\frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{R_{OC}} \quad U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = -U_{\hat{A}\hat{O}} \cdot \frac{R_{OC}}{R_1}$$

$$\Pi = -\frac{R_{OC}}{R_1}$$

Зв'язок паралельна, тому що складаються не напруги, а струми. Це лише теоретична схема в ній відсутні кола корекції.

4.4. Інвертуючий суматор на базі ОП



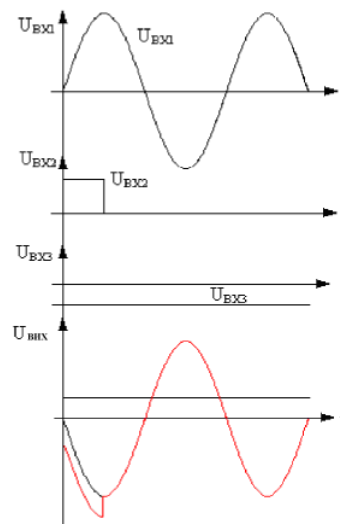
$$i_1 + i_2 + \dots + i_n = i_{OC}$$

$$i_{OC} = -\frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{R_{OC}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}1}}{R_1} + \frac{U_{\hat{A}\hat{O}2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{\hat{A}\hat{O}n}}{R_n}$$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = -(U_{\hat{A}\hat{O}1} \cdot \frac{R_{CC}}{R_1} + U_{\hat{A}\hat{O}2} \cdot \frac{R_{CC}}{R_2} + \dots + U_{\hat{A}\hat{O}n} \cdot \frac{R_{CC}}{R_n})$$

Відношення R_{CC} до R входу можна назвати ваговим коефіцієнтом. Якщо $R_{CC} = R_1 = R_2 = \dots = R_n$ значить суматор у чистому виді, інакше одержуємо суматор з ваговими коефіцієнтами.

Епюри вхідних і вихідних сигналів



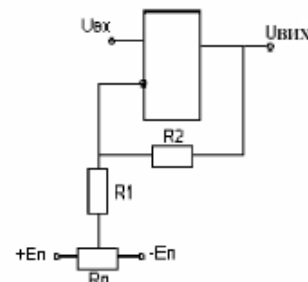
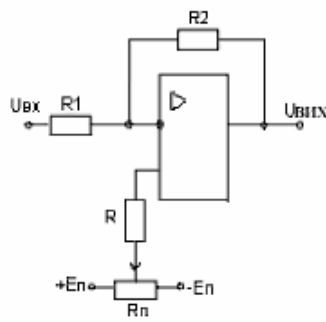
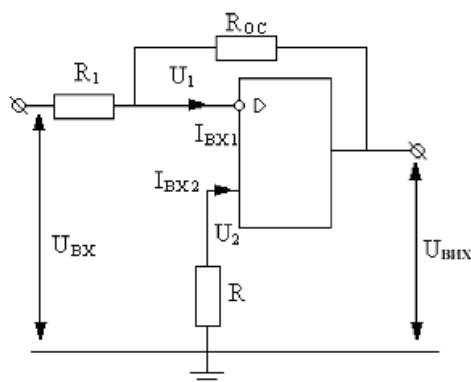
4.5. Компенсатор вхідних струмів і напруги зсуву нуля

У режимі спокою:

I_{BX1} та I_{BX2} - це I_{BH1} і I_{BH2} диференціальні каскади.

I_{BX1} протікає через R_1 та R_{OC}

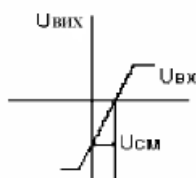
$U_{BX} = 0$, значить $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 0$



$$U_1 = I_{\hat{A}\hat{O}1} \cdot \frac{R_1 \cdot R_{\mathcal{C}}}{R_1 + R_{\mathcal{C}}}, \quad \text{так як } K_U \text{ велике}$$

$\Rightarrow U_1 \neq 0$, отримаємо $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \neq 0$

Щоб у режимі спокою $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 0$, $U_1 = U_2 \Rightarrow R = \frac{R_1 \cdot R_{\mathcal{C}}}{R_1 + R_{\mathcal{C}}}$, т.о. компенсується вплив вхідних струмів.



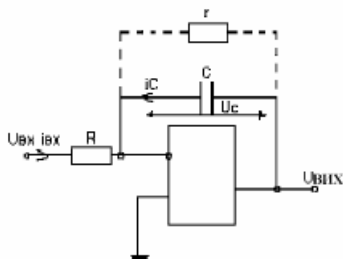
$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 0 \text{ при } U_{\hat{A}\hat{O}} = U_{\mathcal{C}M}$$

Отже, при $U_{\hat{A}\hat{O}} = 0 \rightarrow U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \neq 0$

Щоб виключити "шкідливу" напругу зсуву, застосовують наступні схеми:

Шляхом переміщення повзунка потенціометра домагаємося, щоб при $U_{\hat{A}\hat{O}} = 0$, $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ теж дорівнювало б нулю.

4.6. Інтегруючий підсилювач. Інтегратор на базі операційного підсилювача



- на базі ідеального ОП (інтегратора) без r
- з r , виникає необхідність його включення

$$U_C = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt \quad i_{BX} = -i_C$$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_C \quad i_{BX} \frac{U_{BX}}{R}$$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt = -\frac{1}{C} \int i_{\hat{A}\hat{O}}(t) dt = -\frac{1}{C} \int \frac{U_{\hat{A}\hat{O}}(t)}{R} \cdot dt = -\frac{1}{RC} \int U_{\hat{A}\hat{O}}(t) dt$$

перейдемо від невизначених інтегралів до певного:

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t U_{\hat{A}\hat{O}}(t) dt \quad \text{отже, } U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \text{ залежить від початкових умов.}$$

Коефіцієнт передачі:

$$\tilde{I} = \frac{z_{\mathcal{C}}}{z_{\hat{A}\hat{O}}} = \frac{1/\omega C}{R} = \frac{1}{\omega R}, \quad \text{де } z_{OC} \text{ - коефіцієнт зворотного зв'язку, а } z_{\hat{A}\hat{O}} \text{ - коефіцієнт}$$

входу.

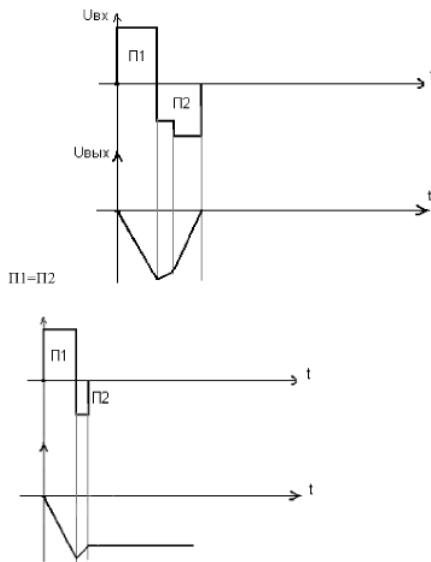
При зменшенні частоти, коефіцієнт передачі збільшується. Інтегратор є підсилювачем низької частоти (УУН). Побудуємо епюри вхідних і вихідних сигналів:

Π_1 , Π_2 - площі.

Якщо $\Pi_1 \neq \Pi_2$, то на виході не буде нуля.

$$\int \sin \omega t dt = -\frac{1}{\omega} \cos \omega t$$

$$\text{Якщо } U_{BX} = U_M \sin \omega t, \text{ то } U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = \frac{1}{\omega RC} U_M \cos \omega t$$



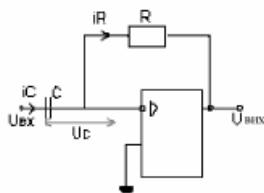
При поданні на вхід "пилкоподібного" сигналу, на виході одержали косинусоїду (фазовий зсів на 90 градусів).

Подамо на вхід сигнал у формі прямокутних імпульсів:

Призначення r : при включенні $r \parallel C$ усуває накопичення сигналу на виході за рахунок струму

входу й напруги зсуву нуля.

4.7. Диференціальний підсилювач. Диференціатор на базі ОП



$$i_C = C \frac{dU_C}{dt} \quad i_C = i_R \quad U_C = U_{BX} \quad i_C = C \frac{dU_{BX}}{dt} \quad i_R = \frac{U_{BВЛX}}{R}$$

дорівнюємо праві частини цих рівнянь:

$$\frac{CdU_{\hat{A}\hat{O}}(t)}{dt} = -\frac{U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}}{R}$$

$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = -RC \frac{dU_{\hat{A}\hat{O}}(t)}{dt}$$

$$\Pi = \frac{z_{OC}}{z_{BX}} = \frac{R}{1/\omega C} = \omega RC$$

При збільшенні частоти, коефіцієнт передачі збільшується. Диференціатор є підсилювачем високої частоти (ПВЧ).

$$\sin' = \cos$$

$$(\sin \omega t)' = \omega \cos \omega t$$

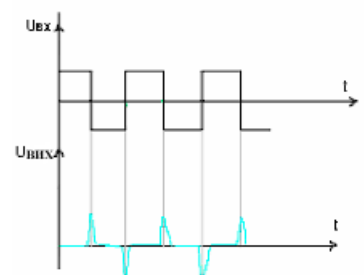
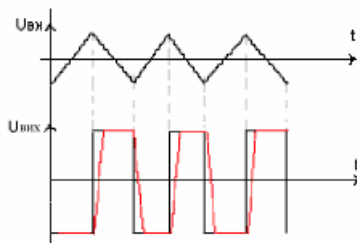
$$\text{Якщо } U_{BX} = U_M \sin \omega t \rightarrow U_{BВЛX} = -\omega RC U_M \cos \omega t$$

Намалюємо епюри:

Для диференціатора пунктирна крива означає, що на базі реального ОП; звичайна крива - на базі ідеального ОП.

Схема диференціатора схильна до самозбудження. Під самозбудженням розуміється

наявність $U_{BВЛX} \neq 0$ при $U_{BX} = 0$.

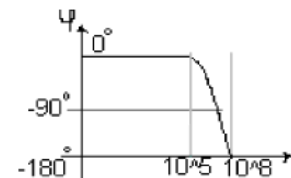
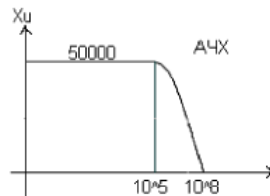
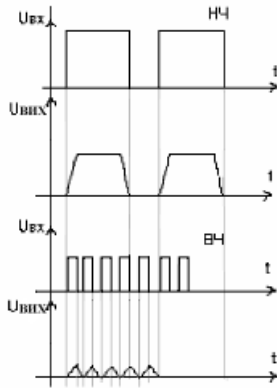


Причина самозбудження - інерційність транзистора. Інерційність зумовлена тим, що швидкість руху основних носіїв заряду не нескінченна. Це приводить до того, що збільшення вихідних струмів транзистора відстають від вхідних струмів.

Особливо це проявляється на високих частотах.

Епюри:

При високочастотному сигналі спостерігається відстаюче фазове зрушення й зниження амплітуди. Це можна "відстежити" на АЧХ (амплітудно-частотній характеристиці):



Що може відбутися: при високих частотах за рахунок фазового зрушення $\varphi = -180^\circ$; НЗЗ перетворилася в ПЗЗ. Це приводить до того, що будь яка незначна зміна U_{BX} (перешкода), приводить до лавиноподібного наростання $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$, до $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}MAX} = 15 \text{ В}$. Це і є самозбудження.

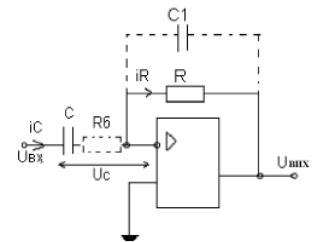
Із цим явищем необхідно боротися: обмежувати коефіцієнт передачі на високих частотах.

Зобразимо схему:

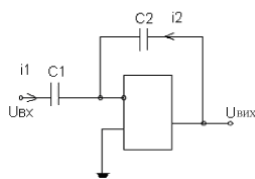
$$P = \frac{Z_{OC}}{Z_{BX}}$$

введення $C_1 \rightarrow \downarrow z_{OC}$

введення $R_B \rightarrow \uparrow z_{BX}$



Розглянемо таку схему:



$$i_2 = -i_1$$

$$U_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}} = U_{C2} = \frac{1}{C_2} \int i_2(t) dt = -\frac{1}{C_2} \int i_1(t) dt =$$

$$-\frac{1}{C_2} \int C_1 \frac{dU_{\hat{A}\hat{O}}(t)}{dt} \cdot dt = -\frac{C_1}{C_2} \int \frac{dU_{\hat{A}\hat{O}}(t)}{dt} \cdot dt = -\frac{C_1}{C_2} U_{\hat{A}\hat{O}}$$

$$i_1 = C \frac{dU_{C1}}{dt} = C_1 \frac{dU_{BX}(t)}{dt}$$

§5. Імпульсні та цифрові пристрої

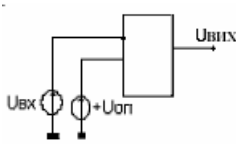
Компаратори

Компаратори - це порядковий елемент, у якого $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ змінюється стрибкоподібно з одного стану в інший залежно від співвідношення вхідних сигналів.

Це по суті граничний елемент між аналоговими й імпульсними (цифровими) схемами.

Компаратори можна виконувати на основі операційних підсилювачів (з навісними елементами), але існують окремі інтегральні мікросхеми компараторів. Швидкодія інтегральних компараторів вище. Наприклад, S54 СА3 - інтегральний компаратор,

СА- селектор амплітудний, розрізняє вхідні сигнали. Компаратор - аналог реле. Операційний підсилювач підсилює різницю сигналів двох видів: один – опорний, другий - вхідний



$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = (U_{OP} - U_{\hat{A}\hat{O}}) \cdot K_U, \quad K_U \approx 50000$$

$$U_{\hat{A}\hat{O}} = 0 \rightarrow U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}MAX} \approx 13 \text{ В}$$

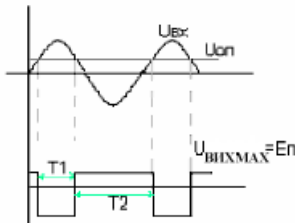
$$U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \approx E_{\hat{A}}$$

При $U_{\hat{A}\hat{O}} < 0$ $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ не змінюється;

При $U_{BX} > 0$ та $U_{BX} > U_{O\hat{I}}$ $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ змінюється стрибком до -13 В;

При $U_{BX} = U_{O\hat{I}}$ $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} = 0$, але це дуже нестійкий стан

Розглянемо епюри:

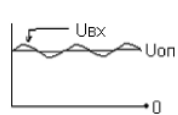


При $\uparrow U_{O\hat{I}} \rightarrow \hat{O}_1 \downarrow, \hat{O}_2 \uparrow$

Міняючи знак $U_{O\hat{I}}$ і подаючи його на різні входи операційного підсилювача, можна міняти знак $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ у вихідному стані й при спрацьовуванні. При цьому U_{BX} , при якому відбувається "спрацьовування" компаратора (зміна $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ від +13 В до -13 В) можна назвати U_{CPK} , а $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$, при якому відбувається зворотний

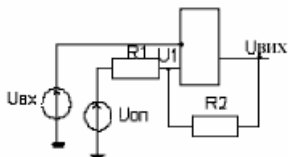
процес "повернення" - $U_{\hat{I}K}$. Для звичайного компаратора $U_{CPK} \approx U_{BZK}$ та $K_B = \frac{U_{\hat{I}K}}{U_{CPK}} \approx 1$.

Компаратор може служити перетворювачем $U_{BX} \rightarrow t_{ИМП}$. У ряді випадків такий компаратор використовувати складно, наприклад, у випадку, показаному на рисунку, коли



має місце «деренчання». Щоб цього уникнути, вводять ПЗЗ. Компаратор з ПЗЗ називається компаратором зі зміщеною характеристикою або "тригером Шмідта".

Знайдемо U_1 у режимі спокою:



$$U_1 = U_{OP} \underbrace{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}_{U_{\hat{A}\hat{O}}=0} + U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}} \underbrace{\frac{R_1}{R_1 + R_2}}_{U_{OP}=0}$$

(накладення);

При $U_{BX} = 0$ компаратор не спрацює,

При $U_{BX} > 0$ та $U_{BX} > U_1$ компаратор змінить свій стан та $U_{\hat{A}\hat{E}\hat{O}}$ стане < 0 .

U_1 буде дорівнювати наступному вираженню:

$$U_1 = U_{OP} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{\hat{E}\hat{O}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U'_1$$

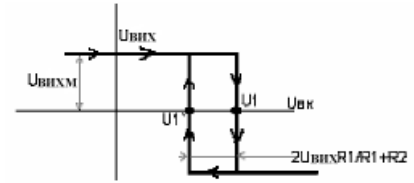
Так як $U'_1 < U_1$ зникне "деренчання" вхідної напруги.

Тепер будемо зменшувати U_{BX} . Перемикання наступить при меншому $U_{BX} < U'_1$.

Зобразимо передатну характеристику:

Чим > глибина ПОС, тобто $> \frac{R_1}{R_2}$, тим ширше

петля характеристики.



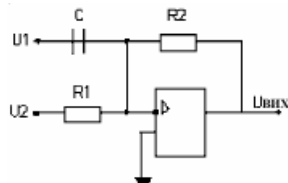
Завдання на контрольну роботу:

Завдання №1

Дано:

$$U_1 = 8 \cos 314t \text{ В}; U_2 = 1 \text{ В}; R_1 = 33 \text{ кОм}; R_2 = 39 \text{ кОм}; C_1 = 0.15 \text{ мкФ}$$

Дана схема:



$$E_p = 15 \text{ В}$$

Рішення:

$$U_{B_{BX}} = -[(U_1)' + \frac{R_2}{R_1} U_2] = -[8R_2 C \cdot 314 \cdot (-) \cdot \sin 314t + 1 \cdot \frac{39}{33}] =$$

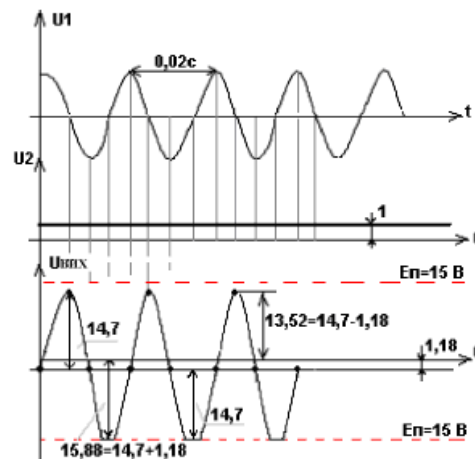
$$= 8 \cdot 39 \cdot 10^3 \cdot 0.15 \cdot 10^{-6} \cdot 314 \cdot \sin 314t - 1.18 = 14.7 \cdot \sin 314t - 1.18$$

$$U_{\hat{E}\hat{O}} = -RC \frac{dU_{BX}(t)}{dt} = -RC(\sin \omega t) = -RC \cos \omega t$$

$$\omega = 2\pi f \quad 314 = 2\pi f \quad f = \frac{314}{2\pi} = 50 \text{ Гц}$$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 0.02 \text{ с} = 20 \text{ мс}$$

Намалюємо епюри вхідних і вихідних сигналів:

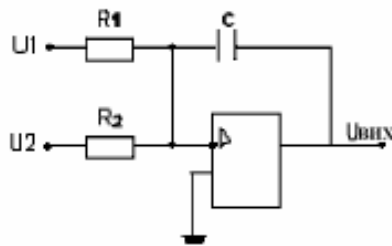


Завдання №2

Дано:

$$U_1 = 2 \text{ В}; U_2 = 62.8 \sin 3140t; R_1 = 10 \text{ кОм}; R_2 = 20 \text{ кОм}; C = 1 \text{ мкФ}$$

Дана схема:



Рішення:

$$\int \sin \omega t = -\frac{1}{\omega RC} \cos \omega t$$

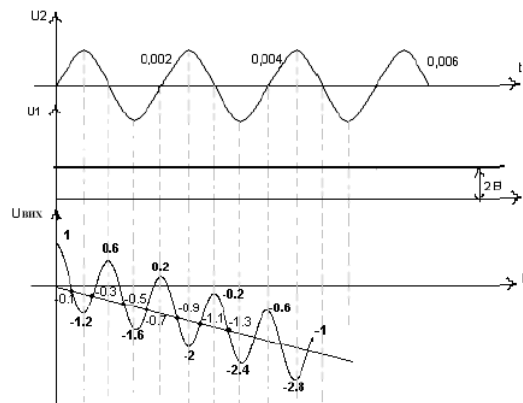
$$f = \frac{3140}{2\pi} = 500 \quad T = \frac{1}{500} = 0.02$$

$$U_{\text{АЕО}} = -(\int U_1 dt + \int U_2 dt) = -(\frac{1}{R_1 C} \cdot \int 2 dt - \frac{1}{R_2 C} \int 62.8 \sin 3140 t dt) =$$

$$= -\frac{2}{10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} t - \frac{62.8}{20 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 3140} \cos 3140 t = -200 t + \cos 3140 t$$

n	1	2	3	4	5
200*T*n	0.4	0.8	1.2	1.6	2

Побудуємо епюри вхідних і вихідних сигналів:



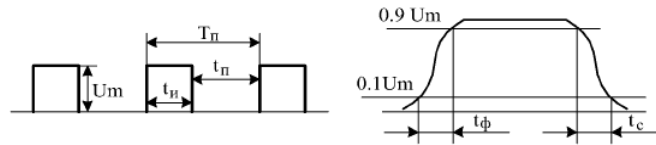
5.2. Цифрові пристрої

Широко застосовуваними вузлами електронної техніки й систем обробки інформації є імпульсні пристрої, які можуть бути виконані як на аналогових, так і на цифрових мікросхемах (МС). Вони використовуються в аналогових обчислювальних машинах (АВМ), у блоках керування, введення й висновку цифрових ЕОМ, у телеметричній, радіонавігаційній апаратурі, у системах автоматичного регулювання й керування.

Імпульсні пристрої (ІУ) призначені для формування й перетворення електричних сигналів, що мають характер імпульсів і перепадів напруг (потенціалів) або струму, а також для керування інформацією, наданої згаданими сигналами.

Застосування імпульсного способу передачі інформації обумовлено рядом причин: більшість технологічних процесів мають дискретний (тактовий) характер (пуск, останов, спрацьовування захисту й т.д.), передача інформації у вигляді імпульсів дозволяє знизити споживану потужність; підвищується завадостійкість, точність і надійність електронних пристроїв, тому що інформація передається у вигляді кодового набору імпульсів і істотним є тільки наявність або відсутність імпульсу.

Найбільше часто застосовуються імпульси прямокутної форми (мал.1).



Вони характеризуються наступними параметрами:

U_m - амплітуда імпульсу; t_n - тривалість імпульсу; t_n - тривалість пауз між імпульсами; T_n - період повторення імпульсів; $f = 1/T_n$ - частота повторення імпульсів; $Q = T_n/t_n$ - шпаруватість імпульсів.

Реальний прямокутний імпульс має певну тривалість фронту t_ϕ (час наростання від 0,1 до 0,9 U_m) і зрізу t_c . Звичайно $t_\phi \ll t_n$ і $t_c \ll t_n$, тому приблизно можна вважати $t_\phi = t_c = 0$.

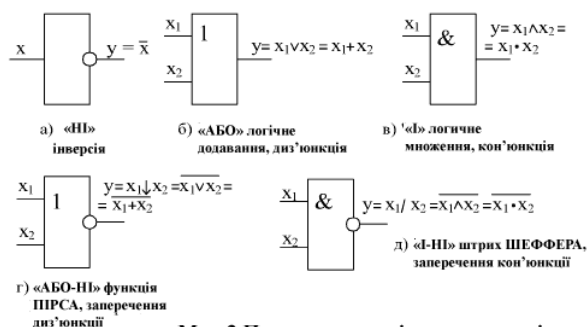
Так як прямокутний імпульс являє собою перепад низького і високого потенціалів, його можна представити зміною двійкового числа 0 і 1 або логічного рівня Н (низький) і В (високий). Для роботи з такими дискретними сигналами призначені цифрові інтегральні мікросхеми (ЦІМС). Основою для їхньої побудови є електронні ключі. Вони можуть перебувати в одному із двох стані: В(1) і Н(0). Їхня дія полягає в переході з одного стану в інше під впливом вхідних логічних сигналів. По функціональному призначенню ЦІМС підрозділяються на підгрупи: логічні елементи (ЛЕ), тригери, одні вібратори, мультивібратори, елементи арифметичних і дискретних пристроїв і ін. Залежно від схемотехнічної реалізації ЦІМС діляться на такі типи: транзисторної логіки (ТЛ), діод-транзисторної логіки (ДТЛ), транзисторно-транзисторної логіки (ТТЛ), транзисторної логіки на МОП - Транзисторах (МОП ТЛ). До основних параметрів ЦІМС ставляться:

- вхідне U_{BX}^0 і вихідне $U_{\text{АЕО}}^0$ напруги логічного 0;
- вхідне U_{BX}^1 і вихідне $U_{\text{АЕО}}^1$ напруги логічної 1;
- час затримки при включенні $t_C^{1,0}$ - інтервал часу між вхідним і вихідним імпульсами при переході $U_{\text{АЕО}}$ від $U_{\text{АЕО}}^1$ до $U_{\text{АЕО}}^0$ інші.;

Чисельні значення параметрів залежать від типу використовуваних серій ЦІМС. Наприклад, для серії К155 $U_{\text{АЕО}}^0$ більше 0,4 В, $U_{\text{АЕО}}^1$ не менш 2,4 В, I_{BX}^0 не більше 1,6 мА, I_{BX}^1 не більше 0,04 мА.

5.2.1. Основні логічні елементи

Для аналізу й синтезу ЦІМС широко застосовується апарат алгебри логіки. Основним поняттям останньої є поняття "висловлення" - деяка пропозиція, про яку можна стверджувати, що воно вірно або ложно. Будь-яке висловлення можна позначити символом X і вважати, що $X=1$, якщо висловлення істинне й $X=0$ якщо висловлення хибне. Логічна змінна - така величина X , що може приймати тільки два значення: 0 або 1. Логічна функція $y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$ як і її аргументи ($X_1, X_2, \dots, X_n$) може приймати значення 0 або 1. При технічній реалізації логічних функцій логічні змінні ($X_1, X_2, \dots, X_n$) ототожнюються із вхідними сигналами логічних елементів, а значення функції $y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$ - з вихідними сигналами.



Мал.2 Позначення логічних елементів

Функція $y = f_1(X)$, що повторює значення змінної - тотожна, а функція $y = f_2(X)$, протилежна значенням X - логічне заперечення (НІ) $f_2(X) = \bar{X}$. Вона реалізується логічним елементом НІ, що представляє собою інвертуючий ключ. Диз'юнкція (логічне додавання "АБО") - функція

$$y = f_3(X_1, X_2) = X_1 \vee X_2 \text{ (може також)}$$

позначатися $y = f_3(X_1, X_2) = X_1 + X_2$ істинно, коли вірні або X_1 або X_2 , або обидві змінні.

Кон'юнкція (логічне додавання, "І") - $y = f_4(X_1, X_2) = X_1 \wedge X_2$ (може також позначатися $y = f_4(X_1, X_2) = X_1 \cdot X_2$ вірна тільки тоді, коли вірні X_1 і X_2).

Логічні елементи "І" або "АБО" мають властивість подвійності, тобто той самий елемент залежно від використовуваної логіки (позитивної або негативної) може виконувати функції або елемента "І", або "АБО" тобто якщо логічний елемент реалізує функцію "АБО" при позитивній логіці, то він одночасно може реалізувати функцію "І" при негативній логіці.

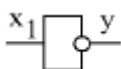
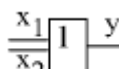
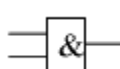
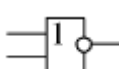
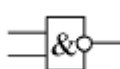
Функція Пірса (заперечення диз'юнкції, "АБО / НІ") - $y = f_5(X_1, X_2) = X_1 \downarrow X_2 = \overline{x_1 \vee x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$ вірна тоді, коли X_1 або X_2 помилкові.

Штрих Шеффера (заперечення кон'юнкції) функція $y = f_6(X_1, X_2) = X_1 | X_2 = \overline{x_1 \wedge x_2} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2$ вірна тоді, коли X_1 і X_2 помилкові.

У таблиці 1 представлені стани логічних функцій $y = f(X_1, X_2)$ при різних сполученнях значень логічних змінних X_1 X_2 . Ця таблиця називається таблицею істинності.

Стан функції $y = f_K(X_1, X_2)$

Таблиця 1

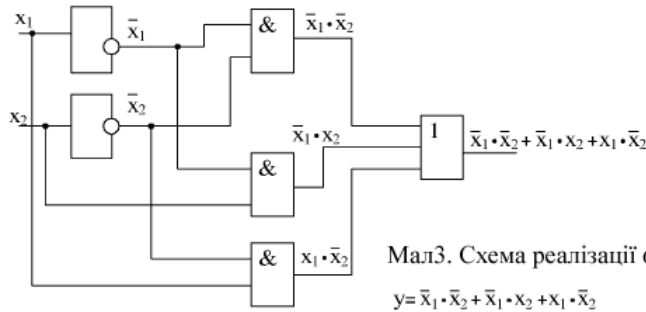
X_1	X_2	$y = f_K(X_1, X_2)$				
		“НІ” 	“АБО” 	“І” 	“АБО-НІ” 	“І-НІ” 
0	0	1	0	0	1	1
0	1	1	1	0	0	1
1	0	0	1	0	0	1
1	1	0	1	1	0	0

5.2.2. Алгебра логіки

Логічна функція y складається на підставі таблиці істинності. Наприклад, для функції "І-НІ" можна сформулювати словесно: "Функція в вірна (дорівнює 1), коли вірні не X_1 і не X_2 (1-й рядок), або не X_1 і X_2 (2-й рядок) або X_1 і не X_2 (3-й рядок). Замінивши слова «НЕ», «І», «АБО» на відповідні знаки логічних операцій одержимо:

$$y = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + \bar{x}_1 \cdot x_2 + x_1 \cdot \bar{x}_2 \quad (1)$$

Якщо створювати пристрій, що безпосередньо реалізує цю функцію, буде потрібно структура, представлена на мал. 3. Однак цю структуру можна спростити, мінімізувавши вираз (1) на основі тотожностей алгебри логіки:



Мал.3. Схема реалізації функції
 $y = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + \bar{x}_1 \cdot x_2 + x_1 \cdot \bar{x}_2$

$$A + A = A \quad (2)$$

$$A \cdot A = A \quad (6)$$

$$\bar{\bar{A}} = A \quad (10)$$

$$A + \bar{A} = 1 \quad (3)$$

$$A \cdot \bar{A} = 0 \quad (7)$$

$$A + AB + AC = A \quad (11)$$

$$A + 0 = A \quad (4)$$

$$A \cdot 0 = 0 \quad (8)$$

$$A + \bar{A} \cdot B = A + B \quad (12)$$

$$A + 1 = 1 \quad (5)$$

$$A \cdot 1 = A \quad (9)$$

$$\bar{A} + \bar{B} + \bar{C} = \overline{A \cdot B \cdot C} \quad (13)$$

$$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} = \overline{A + B + C} \quad (14)$$

Виносимо $\bar{x}_1$ у виразі (1) за дужки й використовуємо тотожність (3) і (9):

$$y = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + \bar{x}_1 \cdot x_2 + x_1 \cdot \bar{x}_2 = \bar{x}_1 (\bar{x}_2 + x_2) + x_1 \cdot \bar{x}_2 = \bar{x}_2 \cdot 1 + x_1 \cdot \bar{x}_2 = \bar{x}_2 + x_1 \bar{x}_2$$

Позначимо $\bar{x}_1 = A$ и скористаємося тотожністю (12), (13):

$$A + \bar{A} \cdot \bar{x}_2 = A + \bar{x}_2 = \bar{x}_1 + \bar{x}_2 = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$$

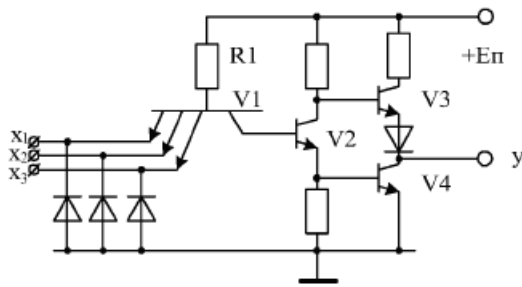
Вийшло, що вираз (1) реалізується за допомогою одного елемента «І-НІ». При проектуванні логічних елементів прагнуть використовувати обмежену номенклатуру логічних елементів. Зокрема, будь-який пристрій може бути реалізованим винятково на елементах "І-НІ" (або "АБО/НІ"). Так операція "НІ" може бути реалізована елементом "І-НІ", у якому на кожному із входів змінна X . Тоді $y = \bar{X} \cdot \bar{X} = \bar{X}$. Схема представлена на мал.4а. Операція "АБО" реалізується в такий спосіб: $X_1 + X_2 = \bar{\bar{X}_1 + \bar{X}_2} = \bar{\bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2}$. Схема пристрою. Операція "І" реалізується: $X_1 \cdot X_2 = \overline{\overline{X_1 \cdot X_2}}$. Використано тотожність (10).



Мал.4 Реалізація різноманітних функцій на елементах «І-НІ»

Слід зазначити, що вхідний сигнал сприймається логічним елементом на рівні «0» тільки в тому випадку, якщо протікає струм із входу МС у зовнішній ланцюг. Якщо до входу

нічого не підключено ("висить у повітрі"), немає шляхи для протікання струму через вхід і дане положення сприймається також, як якби на вхід був поданий сигнал 1. Схема внутрішніх елементів логічного осередку «І-НІ» представлена на мал.5.



Мал.5 Логічний елемент «І-НІ» ТТЛ-логіки

5.2.3. Тригери

Тригером називається пристрій, що має два стійких стани. При відсутності зовнішніх впливів тригер може як завгодно перебувати в одному зі стійких станів. Вхідний сигнал може перевести тригер з одного стійкого стану в інше. Тригери можуть виконувати функції реле, перемикачів, елементів пам'яті. Звичайно тригери мають один або кілька керуючих входів і два виходи: основний (Q) і інверсний ($\bar{Q}$).

Тригери можуть бути асинхронними й синхронними. В асинхронному тригері інформація на виході змінюється одночасно зі зміною вхідної інформації. У синхронних - тільки в моменти дії тактового (синхронізуючого) імпульсу. При відсутності тактового імпульсу стан тригера залишається незмінним незважаючи на зміну інформації на вході.

Тригери виконуються на окремих стандартних (базових) інтегральних логічних елементах однієї й тієї ж серії. На цьому принципі звичайно будують RS - тригери й прості D - тригери. Більш складні JK - тригери, T- Тригери виготовляють у вигляді окремої МС, що включає в себе від одного до чотирьох окремих тригерів.

5.2.3.1. Асинхронний R-S - тригер

Закон функціонування R-S - тригера пояснюється таблицею істинності (табл.2). S і R - інформаційні сигнали на входах тригера. Скорочення дані від слів S (set - установка) і R (reset - скидання). Q_n - вихідний логічний сигнал до надходження вхідних сигналів, Q_{n+1} - те ж після впливу вхідних сигналів.

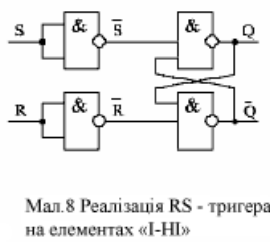
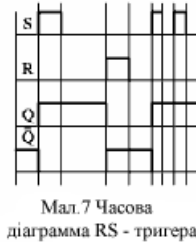
Таблиця істинності R-S тригера

Таблиця 2

S	R	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	невизначеність

При подачі сигналу 1 на вхід S (set - установка "включити") тригер переходить у стан $Q_{n+1} = 1$. При надходженні 1 на вхід R (reset - скидання, "відключити") установлюється $Q_{n+1} = 0$. Отже, тригер є аналогом реле. Поряд із цим він служить елементом пам'яті, тобто зберігає інформацію про останню з команд, що надійшли, при відсутності нових команд на входах. При $S=R=0$ стан тригера не змінюється. Збіг команд $S = R = 1$

("включити" - "відключити") неприпустимий. При такому сполученні вхідних сигналів стан виходу невизначений і це сполучення не використовується.



На мал.6 наведене позначення $R-S$ - Тригера, а на мал.7 тимчасові діаграми, що ілюструють його роботу. На мал.8 показана реалізація $R-S$ - тригера на логічних елементах І- НІ. Особливістю тригера є зворотні

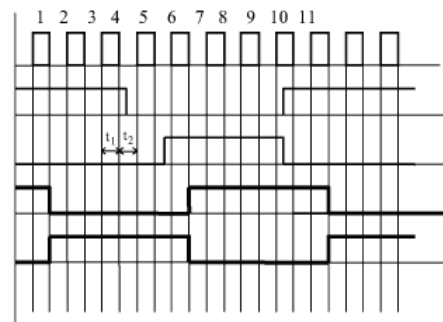
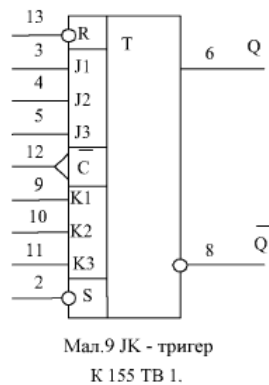
зв'язки, що дозволяють ураховувати попередній стан.

$R-S$ - тригер може мати інверсні входи R і S . Такий тригер запускається переходом інформаційного сигналу від 1 до 0 (низький активний рівень).

У ряді серій ЦІМС є готові схеми $R-S$ тригерів.

5.2.3.2. Синхронний J-K - тригер

На відміну від асинхронного тригера, що перемикається миттєво при зміні вхідного сигналу, синхронний тригер сприймає інформацію тільки при позитивному (від 0 до 1) переході імпульсів на тактовому вході й переходить у новий стійкий стан у момент зрізу тактового імпульсу (тригер є двоступінчастим). Така особливість дозволяє синхронізувати в часі зміна стану багатьох осередків одного пристрою тим самим крім його непередбачених станів. Призначення входів K і J аналогічні R і S (скидання й установка). Мікросхема К155ТВ1 являє собою синхронний Ж- Тригер з додатковими асинхронними настановними інверсними входами R і S . Схема представлена на мал.9, тимчасова діаграма на мал. 10, а таблиця істинності - табл. 3.



Таблиця 3

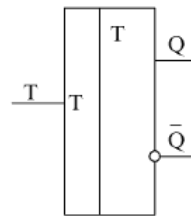
Режим роботи	Вхід					Вихід	
	$\bar{S}$	$\bar{R}$	$\bar{C}$	J	K	Q	$\bar{Q}$
Асинхронна установка	0	1	н	н	н	1	0
Асинхронне скидання	1	0	н	н	н	0	1
Невизначеність	0	0	н	н	н	1	1

Перемикання	1	1	Л	1	1	$\bar{Q}_{n-1}$	Q_{n-1}
Завантаження 1 (установка)	1	1	Л	0	1	0	1
Завантаження 0 (скидання)	1	1	Л	1	0	1	0
Зберігання(немає змін)	1	1	Л	0	0	Q_{n-1}	$\bar{Q}_{n-1}$

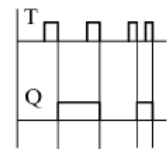
У табл.3 Н - невизначене (кожне) стан. Інформацію можна завантажувати від входів J і K або затримувати її тільки $\bar{R} = \bar{S} = 1$. Якщо $\bar{R} = \bar{S} = 1$ стан Q і $\bar{Q}$ невизначене. З тимчасової діаграми мал.10 видно, при відсутності тактового імпульсу інформація із входів J і K не сприймається й стан тригера не змінюється.

5.2.3.3. Лічильний T - Тригер

Цей тригер утворюється із J-K тригера шляхом приєднання J і K входів до потенціалу, що відповідає логічній «1» (можна залишити їх "висячими в повітрі"). У такий спосіб залишається тільки один тактовий вхід - T. У момент зрізу тактового імпульсу тригер перемикається на протилежний стан. Позначення T- Тригера наведено на мал. 11, а тимчасова діаграма на мал. 12. З діаграми видно, що частота повторення сигналу Q в 2



Мал.11 Лічильний T - тригер



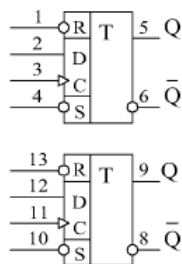
Мал.12 Часова діаграма T - тригера

разу менше, ніж сигналу T, тобто T - Тригер ділить частоту імпульсів на 2. T - Тригер широко застосовується в дільниках частоти, лічильниках і ін.

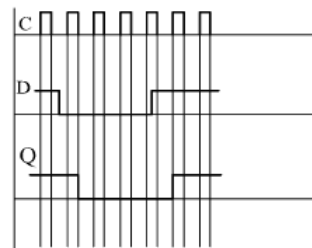
5.2.3.4. D - Тригер

D - тригер або тригер затримки (delay) передає на вихід інформацію, що надходить на вхід з появою тактового імпульсу, тому момент зміни вихідної інформації трохи затримується щодо моменту зміни входної інформації. Логіка роботи D - Тригера визначається рівнянням $Q^{t+1} = D$. D – тригер крім тактового входу має тільки один вхід $D = J = \bar{K}$. Сигнал на вході D запам'ятовується в момент тактового імпульсу й зберігається до наступного тактового імпульсу. Тому D - Тригер є елементом пам'яті, знаходить широке застосування в регістрах.

Мікросхема K155TM2 містить у корпусі два D - Тригери. Позначення на. мал.13, таблиця істинності -табл.4, тимчасова діаграма - мал. 14.



Мал.13 Два D - тригера К 155 ТМ І



Мал.14 Часова діаграма D - тригера

Таблиця 4

Таблиця істинності Д- Тригера K155TM2

Режим роботи	Вхід				Вихід	
	$\bar{S}$	$\bar{R}$	C	D	Q	$\bar{Q}$
Асинхронна установка	0	1	н	н	1	0
Асинхронне скидання	1	0	н	н	0	1
Невизначеність	0	0	н	н	1	1
Завантаження 1 (установка)	1	1	↑	1	1	0
Завантаження 0 (скидання)	1	1	↑	0	0	1

Позначення: Н - невизначений (кожний) стан, ↑ - фронт тактового імпульсу.

Входи $\bar{S}$ та $\bar{R}$ - асинхронні настановні з низьким активним рівнем. Скидають стан тригера незалежно від сигналу на тактовому вході. Якщо стан $\bar{R} = \bar{S} = 0$, стан Q та $\bar{Q}$ невиразно. Інформація на вихід Q та $\bar{Q}$ при наявності вхідного Д и тактового Із сигналу передається тільки при $\bar{R} = \bar{S} = 1$. Сигнал Д передається на виходи Q та $\bar{Q}$ по фронту тактового імпульсу.

5.2.4. Чекаючий мультивібратор на базі цифрових пристроїв

Якщо в тригері мал.8 один або обидва безпосередні зворотні зв'язки замінити ємнісними, то один або два стійкі (статичні) стани рівноваги перетворюються в нестійкі, тривалість яких буде визначатися процесами релаксації зарядом або розрядом конденсаторів у колах зв'язку. Зважаючи на те ще нестійкі стани характеризуються відносно повільними станами струмів і напруг, їх називають тимчасово нестійкими (квазістатичними). Генератори імпульсів з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками, що мають один або декілька квазістатичних станів називаються мультивібраторами (МВ). МВ можуть працювати в наступних режимах: очікувальному, автоколивальному. У очікувальному режимі, мультивібратор (очікувальний мультивібратор (ОМ), загальмований мультивібратор, одновібратор (ОД)- це все синоніми) має один довгостроково стійкий стан рівноваги, у якому він перебуває до подачі змінного імпульсу. Другий можливий стан є тимчасово стійким. У цей очікувальний стан МВ переходить під дією змінного імпульсу, і перебуває в ньому скінченний час, після чого автоматично вертається у вихідне.

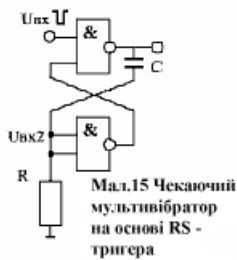
У автоколивальному режимі мультивібратор (часто під поняттям мультивібратора розуміється саме цей режим) має два тимчасово стійких станами, які періодично чергуються. Період коливань $T = \tau_{01} + \tau_{02}$, де τ_{01} та τ_{02} - час перебування в першому і другому нестійких станах.

ЧВ можна реалізувати на транзисторах, операційних підсилювачах, ЦІМС.

Схему ОМ можна одержати зі схеми RS - тригера (мал.8), замінивши одну із двох безпосередніх зв'язків ємнісною, як показано на мал.15. Запускні імпульси, низького рівня подаються на вільний вхід D1. У початковому стані D2 має на виході «1», тобто через R не протікає струм із входу. На виході D1 присутній «0», тому що по обох входах подається

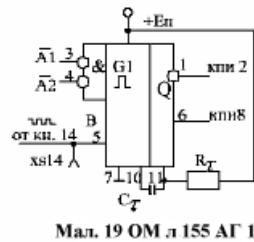
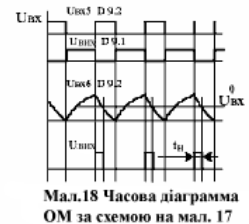
«1». Під впливом імпульсу, що запускає, на виході Д1 з'являється «1», конденсатор 3 починає заряджатися через вихід Д1 і R. Напруга $U_{\bar{A}O2}$ у міру заряду конденсатора зменшується (див. мал. 16).

При досягненні U_{BXD2} значення U_{BX}^0 (рівень напруги логічного нуля) U_{BXD2} стрибком переходить на рівень 1 і подається на другий вхід Д1. На першому вході Д1 до цього моменту сигнал теж має рівень 1, отже на виході Д1 з'явиться 0. Формування імпульсу закінчиться. ЖМ прийде у вихідний стан, у якому буде перебувати до приходу наступного імпульсу, що запускає.



Тут тривалість імпульсу t_H обумовлена часом збігу сигналів високого рівня на входах елемента Д9.2. Тривалість сигналу високого рівня (більше U_{BX}^0) на другому вході Д9.2 (точка 5) визначається постійною розряду $\tau_{PA3} = C_3 \cdot R_4$

Інша схема виконання ЖМ на основі логічних елементів І-НІ розглянута на мал. 17. Часова діаграма цього пристрою представлена на мал. 18.



Існують ЛО в інтегральному виконанні, наприклад К155АГ1 (див. схему мал. 19).

МС містить внутрішню комірку пам'яті - тригер із двома виходами Q та $\bar{Q}$. Тригер має три імпульсних входи логічного керування (установки у вихідний стан). Вхід В дає прямий запуск тригера (активний перепад - позитивний), входи $\bar{A}1$, $\bar{A}2$ - інверсні (активний перепад - негативний). Сигнал скидання, тобто закінчення імпульсу формується за допомогою RC-ланки: час задає конденсатор С, який підключається між виходами 10 і 11, резистор R_2 включається між виходами 11 і 14. Тривалість вихідного імпульсу можна визначити по вираженню: $\tau_{\bar{A}EO} = C_r \cdot R_r \cdot \ln 2 \approx 0.7 \cdot C_r \cdot R_r$

Тривалість вихідних імпульсів можна міняти від 30 мс до 0,28 с. У табл. 5 дане зведення сигналів логічного керування мультівібратором К155АГ1. Перші чотири рядки показують залежність статичних вихідних рівнів виходів Q та $\bar{Q}$ від логічних рівнів на входах $\bar{A}1$, $\bar{A}2$, В (установка тригера у вихідний стан). Нижня частина таблиці (рядка 5-9) містить п'ять умов генерації одного вихідного імпульсу й зазначає фазу сигналів на виходах Q та $\bar{Q}$. Відгук із тривалістю $\tau_{\bar{A}EO}$ виходить при позитивному перепаді на вході В або негативному на вході А1 (або А2).

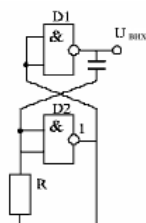
Керування й сигнали ОМ K155АГ1

Вхід			Вихід	
$\bar{A}_1$	$\bar{A}_2$	B	Q	$\bar{Q}$
0	н	1	0	1
н	0	1	0	1
н	н	0	0	1
1	н	н	0	1
1	↓	1	⌞	⌚
↓	1	1	⌞	⌚
↓	↓	1	⌞	⌚
0	н	↑	⌞	⌚
н	0	↑	⌞	⌚

Тут: Н - невизначений (кожний) стан, ↑ - фронт імпульсу, ↓ - зріз імпульсу.

5.2.5. Автоколивальний МВ на базі цифрових пристроїв

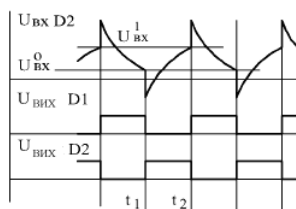
Повторимо ще раз, що звичайно під терміном МВ розуміють саме автоколивальний режим. Схемно МВ може бути реалізований також на базі схеми RS - тригера (рис.8) аналогічно його перетворенню в ОМ (мал. 15). Для цього необхідно вхід ОМ за схемою мал. 15 приєднати до виходу елемента D2, а резистор R включити між входами й виходом D2 (схема цього пристрою зображена на мал.20).



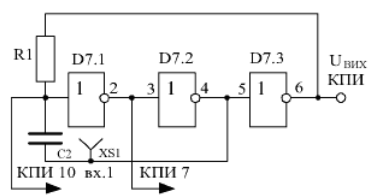
Мал. 20 Автоколивальний МВ на основі RS - тригера

Якщо у вихідному стані на виході D1 установилася 1, а на виході D2 0, то конденсатор C заряджається по колу: вихід D1, 3, R, вихід D2. По мірі заряду U_{BXD2} буде знижуватися й у якийсь момент часу t_1 досягне величини U_{BX}^0 , на виході D2 з'явиться «1», що прикладеться до входу D1. Отже на виході D1 з'явиться 0 і почнеться перезаряд C у зворотному напрямку. У момент t_1 U_{BXD2} D2 перемінить знак і почне збільшуватися за експонентним законом. У момент часу t_2 U_{BXD2} досягне величини U_{BX1} . При цьому на виході D2 з'явиться 0 і процес почне повторюватися. Часова діаграма представлена на мал.21.

У роботі досліджується схема МВ трохи іншої конфігурації (мал. 22), що виконана на елементах "НІ". Принцип роботи схеми аналогічний схемі по мал. 20.



Мал. 21 Часова діаграма МВ за схемою мал.20



Мал.22 Схема МВ на елементах «НІ»

Контрольні завдання

Вступ

Курс «Електроніка та мікросхемотехніка» передбачає підготовку студентів в галузі електроніки. Контрольні завдання дають певні навички при складанні електронних схем, а також знайомлять студентів з методами розрахунку і проектування типових електронних пристроїв.

Курс складається з п'яти основних розділів: «Напівпровідникові прилади», «Випрямлячі», «Підсилювальні каскади та підсилювачі», «Лінійні та імпульсні пристрої на базі операційних підсилювачів», «Логічні елементи та цифрові пристрої».

Весь курс вивчається студентами-заочниками самостійно. Під час лабораторно-екзаменаційної сесії студенти повинні зробити визначене число лабораторних робіт. У цей же час по окремим розділам курсу їм читають лекції.

Вказівки по виконанню контрольних робіт приводяться нижче, безпосередньо після завдань на контрольні роботи. З метою контролю при самостійній роботі над матеріалом необхідно розібрати й вирішити наведені в посібнику задачі.

Дані методичні вказівки складені відповідно до програми дисципліни «Електроніка та мікросхемотехніка» для студентів-заочників НУК, що навчаються за напрямом «Електромеханіка».

Вказівки по виконанню контрольних робіт

Виконання контрольних робіт - важливий етап у процесі вивчення теоретичного матеріалу; крім того, правильне рішення завдань є критерієм ступеня засвоєння матеріалу студентом. Всі завдання необхідно вирішувати самостійно, опираючись на пророблений теоретичний матеріал. У випадку труднощів, що зустрічаються при вивченні тієї або іншої теми, студент може звернутися в університет на кафедру за усною або письмовою консультацією. Відповідно до програми кожен студент повинен виконати дві контрольні роботи. Завдання для контрольних робіт з різних розділів курсу поміщені далі.

Номера завдань, які повинен виконати студент у кожній з контрольних робіт, встановлюються кафедрою електротехніки університету, у якому він навчається. Номер варіанта контрольних завдань визначається згідно з номером студента в списку групи.

При виконанні контрольних робіт слід дотримуватися наступних вимог:

1) контрольні роботи виконувати чорнилом, залишаючи в зошиті поля для заміток викладача;

2) контрольні завдання вирішувати в загальному вигляді, докладно пояснюючи основні етапи рішення. В отримані формули підставляти цифрові значення величин, указуючи розмірність отриманого результату;

3) всі рисунки, графіки, схеми виконувати акуратно, у досить великому масштабі. Для виконання схем і графіків користуватися папером у клітинку (міліметровкою);

4) схеми й векторні діаграми виконувати за допомогою креслярських інструментів, елементи схем позначати відповідно до ГОСТ;

5) на початку контрольної роботи вказати прізвище, ім'я, по батькові, навчальний шифр, спеціальність, домашню адресу студента й рік видання методичних вказівок, якими він користувався;

6) наприкінці контрольної роботи проставити дату її виконання й особистий підпис студента.

Контрольні роботи зараховуються, якщо рішення всіх завдань виконано принципово правильно й відповідає перерахованим вимогам. У випадку, якщо контрольна робота не зарахована, всі виправлення повинні бути зроблені студентом у тім же зошиті після підпису викладача-рецензента. Виправлений варіант контрольної роботи студент повинен представити разом з первісним варіантом.

К.1. Розрахунок випрямного блоку

ЗАДАЧА К.1. Напруга й частота мережі змінного струму задані в таблиці К.1. Схема випрямлення, потужність і номінальна напруга навантаження, тип фільтра й допустимий коефіцієнт пульсації напруги на навантаженні наведені в таблиці К.2.

ЗАВДАННЯ.

1. Накреслити схему випрямляча з фільтром, на якій позначити струми й напруги. Указати полярність вихідних клем.
2. Розрахувати необхідні параметри й вибрати тип вентилів за умови роботи випрямляча на задане активне навантаження.
3. Визначити розрахункову потужність і коефіцієнт трансформації трансформатора. Вентилі вважати ідеальними.
4. Накреслити в масштабі тимчасові діаграми струму й напруги на навантаженні.
5. Розрахувати параметри фільтра, що згладжує, що забезпечить припустимий коефіцієнт пульсації напруги на навантаженні.
6. Указати на схемі випрямляча тип вентилів, параметри елементів фільтра, потужність і коефіцієнт трансформації трансформатора.

Таблиця К.1.1

Варіант	1	2	3	4	5	6
U_M , В	127	80	220	110	380	200
f_M , Гц	50	400	50	400	50	400

ПРИМІТКИ.

1. Для трифазних схем випрямлення в таблиці К.1 наведені фазні напруги трифазної мережі.
2. Для схем випрямлення прийняті наступні позначення:
 - А - однофазна однонапівперіодна;
 - Б - однофазна з нульовим виводом;
 - У - однофазна мостова;
 - Г - трифазна з нульовим виводом;
 - Д - трифазна мостова.
3. Для позначення типу фільтра прийняті наступні позначення:
 - І - простий ємнісної фільтр;
 - ІІ - простий індуктивний фільтр;
 - ІІІ - Г-Образний індуктивно-ємнісної фільтр;
 - ІV - П-Образний LC-фільтр;
 - V - Г-Образний RC-фільтр.

Таблиця К.1.2

Варіант	Схема випрямлення	Номінальна напруга навантаження, В	Номінальна потужність навантаження, Вт	Тип фільтра	Допустимий коефіцієнт пульсації, %
1	А	6000	40	V	1.0
2	Б	1500	40	I	5.0
3	В	12	20	III	5.0
4	Г	110	300	III	1.0
5	Д	220	1500	II	2.0
6	А	3000	10	У	2.0
7	Б	600	100	IV	1.0
8	В	24	120	IV	2.0
9	Г	100	500	III	2.0
10	Д	200	1000	II	3.0
11	А	1000	20	V	0.5
12	Б	250	25	I	1.0
13	В	48	100	III	1.0
14	Г	150	1500	II	3.0
15	Д	250	2500	II	1.0
16	А	6000	100	V	3.0
17	Б	200	50	IV	2.0
18	В	60	600	IV	1.0
19	Г	200	600	III	5.0
20	Д	200	2000	II	3.0
21	А	3500	30	I	1.0
22	Б	150	150	III	3.0
23	В	12	100	IV	1.0
24	Г	250	750	III	1.0
25	Д	250	5000	II	2.0
26	А	2500	20	V	0.5
27	Б	150	300	III	5.0
28	В	24	150	IV	0.5
29	Г	80	200	III	5.0
30	Д	80	1600	II	3.0

К.2. Розрахунок підсилювача на транзисторі

ЗАДАЧА К.2. Схеми підсилювальних каскадів наведені на малюнках К.2.1 – К.2.8. Вихідні дані для розрахунку задані в таблиці К.2. При розрахунку каскадів з R_c його величину прийняти рівною $0,1 R_K$. Для каскадів з дільником R_1 і R_2 струм дільника прийняти $5I_{бн}$.

ЗАВДАННЯ.

1. Накреслити схему підсилювального каскаду з урахуванням заданого типу транзистора. На схемі вказати струми й напруги $U_{кє}$ й $U_{бє}$ транзистора, а також $U_{вх}$ і $U_{вих}$.
2. По заданим у таблиці К.2 параметрам на характеристиках транзистора нанести точку спокою й побудувати статичну лінію навантаження. Розрахувати величину опорів резисторів, що забезпечують заданий режим спокою. При розрахунку врахувати, що $I_K \gg I_б$.

3. У точці спокою по характеристиках транзистора визначити його h -параметри (h_{11} , h_{21} , h_{22}). Параметр h_{12} прийняти рівним 0.

4. Накреслити схему заміщення підсилювача в динамічному режимі, замінивши транзистор еквівалентною схемою з h -параметрами.

5. Розрахувати з урахуванням навантаження вхідний і вихідний опір каскаду, коефіцієнти підсилення струму, напруги й потужності.

6. Побудувати динамічну лінію навантаження на вихідних характеристиках і визначити максимальну амплітуду вихідної напруги без помітних спотворень сигналу й максимальну вихідну потужність.

7. Показати на схемі каскаду тип транзистора й величини опорів резисторів.

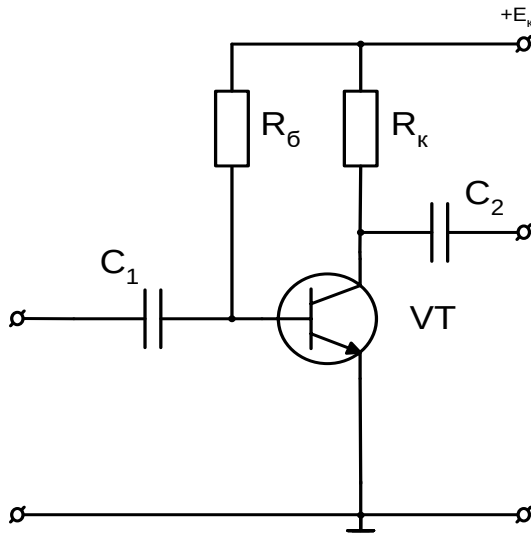


Рис.К.2.1

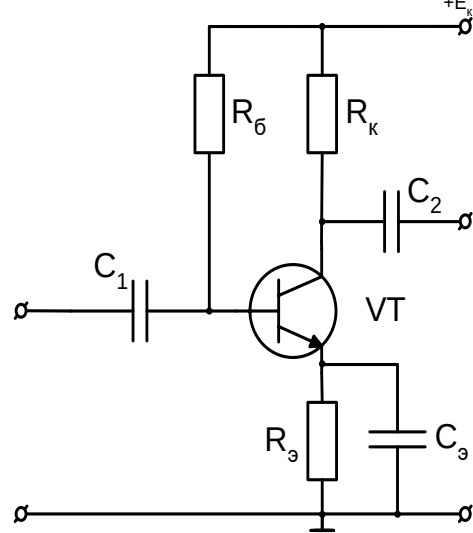


Рис.К.2.2

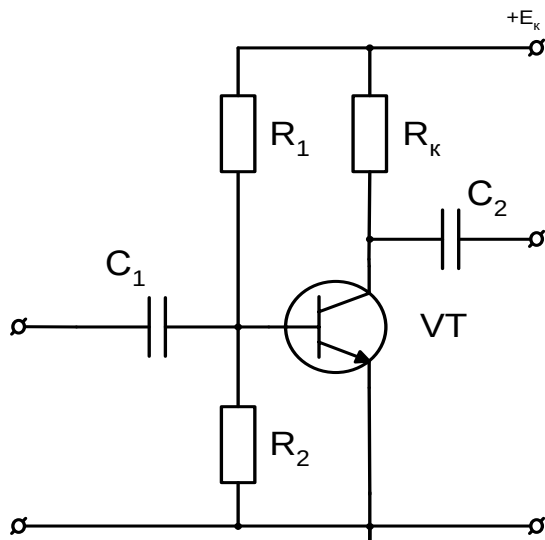


Рис.К.2.3

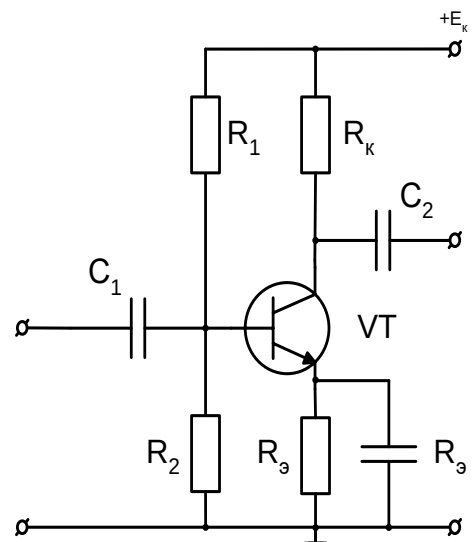


Рис.К.2.4

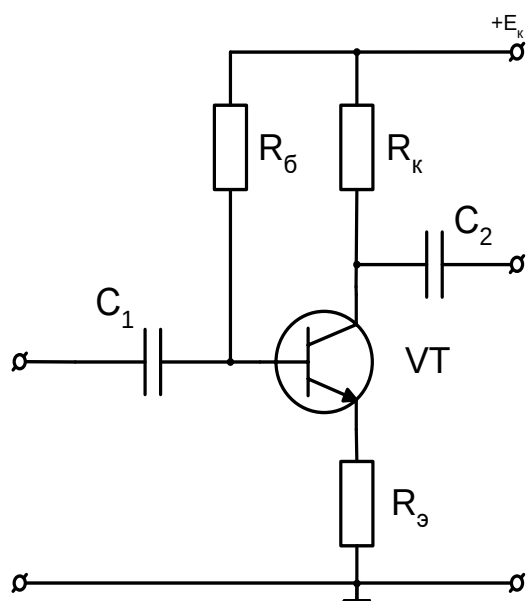


Рис.К.2.5

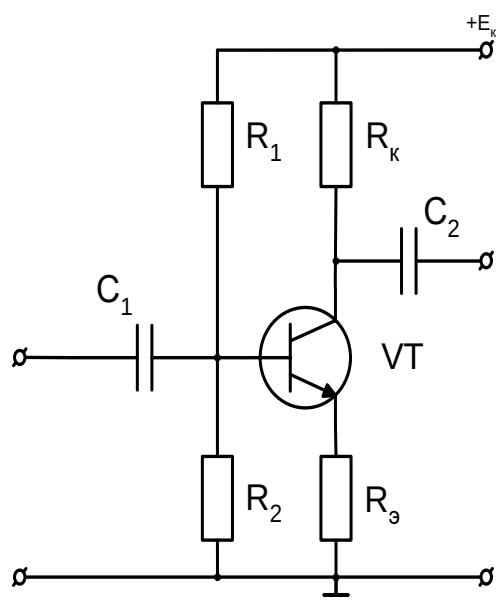


Рис.К.2.6

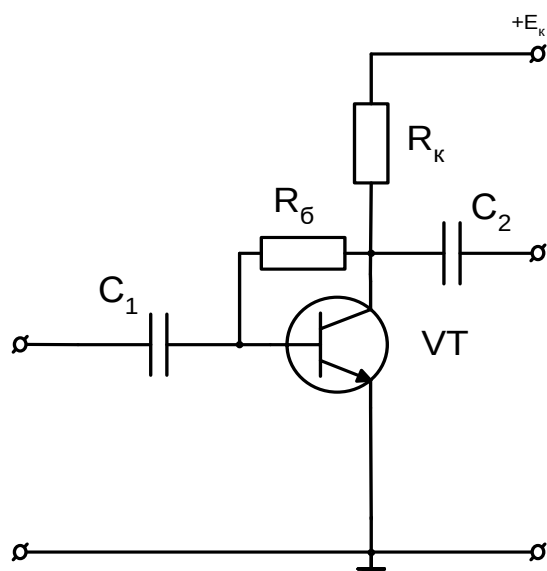


Рис.К.2.7

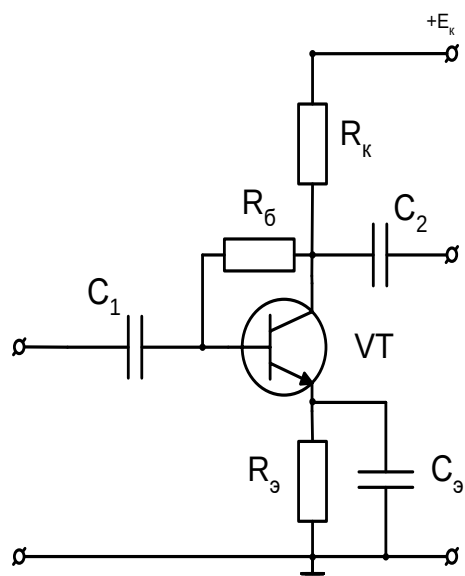


Рис.К.2.8

Таблиця К.2

Варіант	Тип транзистора	Напруга джерела живлення, В	Струм спокою транзистора, мА	Напруга спокою $U_{кеп}$, В	Опір навантаження, кОм
1	МП25	12	5	6	10
2	МП25	20	10	10	2
3	МП25А	12	10	6	10
4	МП25А	20	10	10	1
5	МП25Б	24	10	12	10
6	МП25Б	27	10	14	2
7	ГТ122А	12	10	6	5
8	ГТ122Б	12	5	6	2
9	ГТ122У	12	5	6	10
10	ГТ122Г	12	8	6	1
11	ГТ122А	15	8	8	1
12	ГТ122У	15	10	8	10
13	КТ301А	12	4	6	10
14	КТ301А	24	4	12	3
15	КТ301Б	12	3	6	10
16	КТ301Б	24	3	12	4
17	КТ301У	12	5	6	10
18	КТ301У	24	5	12	2
19	КТ301Ж	12	3	6	10
20	КТ301Ж	24	3	12	4
21	КТ315А	12	20	6	5
22	КТ315А	12	25	6	1
23	КТ315Б	12	25	6	1
24	КТ315Б	15	20	7	0.5
25	КТ315У	24	10	12	10
26	КТ315У	24	10	12	2
27	КТ315Г	12	20	6	5
28	КТ315Г	12	20	6	0.5
29	КТ315Е	12	20	6	2
30	КТ315Е	15	20	7	1

К.3. Розрахунок схем на операційному підсилювачі

ЗАДАЧА К.3.1. На основі операційного підсилювача (ОП) спроектувати підсилювач низької частоти із заданим коефіцієнтом підсилення напруги. Тип ОП, необхідний коефіцієнт підсилення й мінімальна вхідна напруга $U_{вх\ min}$ наведені в таблиці К.3.1. Опір навантаження значно більше вихідного опору ОП.

ЗАВДАННЯ.

1. Накреслити задану схему підсилювача з колом зворотного зв'язку й джерелами живлення. Указати вхідну й вихідну напруги.
2. Розрахувати опори резисторів схеми для одержання необхідного коефіцієнта підсилення, вхідний і вихідний опори підсилювача зі зворотним зв'язком.
3. Визначити максимальну амплітуду вхідного синусоїдального сигналу, при якій не буде значних спотворень вихідного сигналу.
4. Указати на схемі тип ОП й величини опорів резисторів.

Таблиця К.3.1

Варіант	Тип ОП	Необхідний коефіцієнт підсилення	$U_{\text{вх min}}$, мВ	Тип підсилювача
1	К140УД1А	25	15	інвертувальний
2		50	10	“
3		100	5	“
4		25	10	неінвертувальний
5		50	5	“
6		75	5	“
7	К140УД1Б	30	20	інвертувальний
8		60	15	“
9		90	10	“
10		30	10	неінвертувальний
11		60	10	“
12		90	5	“
13	К140УД2А	50	5	інвертувальний
14		75	5	“
15		100	10	“
16		50	10	неінвертувальний
17		75	10	“
18		100	5	“
19	К140УД6	100	1	інвертувальний
20		200	1	“
21		300	1	“
22		100	2	неінвертувальний
23		200	2	“
24		300	2	“
25	К140УД7	75	3	інвертувальний
26		100	3	“
27		150	1	“
28		75	3	неінвертувальний
29		100	3	“
30		150	3	“

ЗАДАЧА К.3.2. На основі операційного підсилювача спроектувати суматор для виконання заданої операції. Тип ОП, виконувана операція й опір резистора зворотного зв'язку наведені в таблиці К.3.2. Опір навантаження значно більший зі вихідний опір ОП.

ЗАВДАННЯ.

1. Накреслити схему суматора для реалізації заданої операції із зазначенням джерел живлення, вхідної й вихідної напруг.
2. Розрахувати величину опорів резисторів вхідних кіл.
3. Указати на схемі тип ОП й опори резисторів.
4. Накреслити діаграму вхідних і вихідних напруг, якщо одиничний вхідний сигнал становить 20 мВ.

Таблиця К.3.2

Варіант	Тип ОП	Виконувана операція	Опір зворотного зв'язку, кОм	Тип суматора
1	К140УД1А	$U_1+2U_2+3U_3$	20	неінвертувальний
2		$4U_1+U_2+U_3$	20	“
3		$2U_1+U_2+2U_3$	20	“
4		$-(U_1+2U_2+3U_3)$	20	інвертувальний
5		$-(4U_1+U_2+U_3)$	20	“
6		$-(2U_1+U_2+2U_3)$	20	“
7		$U_1+2U_2-3U_3-4U_4$	20	паралельний
8		$2U_1+U_2-3U_3-2U_4$	20	“
9	К140УД2А	$3U_1+2U_2+2U_3$	50	неінвертувальний
10		$U_1+4U_2+2U_3$	50	“
11		$2U_1+3U_2+U_3$	50	“
12		$-(3U_1+2U_2+2U_3)$	50	інвертувальний
13		$-(U_1+4U_2+2U_3)$	50	“
14		$-(2U_1+3U_2+3U_3)$	50	“
15		$3U_1+U_2-2U_3-U_4$	50	паралельний
16		$4U_1+2U_2-3U_3-2U_4$	50	“
17	К140УД6	$5U_1+U_2+U_3$	75	неінвертувальний
18		$3U_1+U_2+4U_3$	75	“
19		$2U_1+5U_2+U_3$	75	“
20		$-(5U_1+U_2+U_3)$	75	інвертувальний
21		$-(5U_1+U_2+2U_3)$	75	“
22		$-(3U_1+U_2+4U_3)$	75	“
23		$5U_1+U_2-U_3-U_4$	75	паралельний
24		$2U_1+U_2-5U_3-U_4$	75	“
25	К140УД7	$6U_1+2U_2+U_3$	100	неінвертувальний
26		$6U_1+4U_2+U_3$	100	“
27		$-(U_1+6U_2+U_3)$	100	інвертувальний
28		$-(2U_1+2U_2+5U_3)$	100	“
29		$5U_1+2U_2-3U_3-U_4$	100	паралельний
30		$U_1+6U_2-U_3-4U_4$	100	“

К.4. Розрахунок схем на логічних елементах

ЗАДАЧА К.4.1. Вмикання й відключення автоматизованого комплексу контролюється по n параметрах: положення робочих органів і заготівок, тиск і температура масла в системі, тиск охолоджувальної рідини й т.д. Комплекс вмикається, якщо всі його параметри не вище й не нижче заданих значень. При відхиленні хоча б одного з параметрів від норми комплекс автоматично вимикається. Система керування побудована на елементах позитивної логіки, тобто наявність сигналу, наприклад, про достатній тиск масла відповідає 1, а відсутність сигналу - 0. Число й нормальне значення контрольованих параметрів наведено в таблиці К.4.1.

ЗАВДАННЯ.

- Для заданого варіанта скласти таблицю істинності й записати логічну функцію операції вмикання й вимикання комплексу.
- Перетворити логічну функцію відповідно до заданого типу логічних елементів.
- Скласти схему керування вмиканням і вимиканням комплексу із заданих логічних елементів.
- Перевірити на схемі правильність роботи схеми, подавши на входи заданий код.

Таблиця К.4.1

Варі- ант	Кількість і допустимі значення контрольованих параметрів								Тип логічних елементів
	x ₁	x ₂	x ₃	x ₄	x ₅	x ₆	x ₇	x ₈	
1	1	0	0	0	0	1			2І - НІ 2АБО - НІ
2	1	1	0	0	0	1			
3	1	1	1	0	0	1			
4	1	1	1	1	0	1			
5	1	1	0	0	1	0			
6	1	0	1	0	1	0			
7	0	1	1	0	1	1			
8	0	1	0	0	1	0			
9	0	0	1	1	0	0			
10	1	0	1	1	0	1			
11	0	1	0	0	0	0	0	1	3І - НІ 3АБО - НІ
12	0	1	1	0	0	0	0	1	
13	0	1	1	1	0	0	0	1	
14	0	1	1	1	1	0	0	1	
15	0	1	0	1	0	0	1	0	
16	1	1	0	0	1	1	0	0	
17	1	0	1	0	1	0	0	1	
18	1	1	1	0	0	0	1	0	
19	1	0	1	1	1	0	1	0	
20	1	1	1	0	0	0	1	0	
21	0	1	1	0	0	0	1		2І – НІ 3АБО - НІ
22	0	1	1	1	0	0	1		
23	0	1	1	0	1	1	0		
24	1	0	1	1	0	1	0		
25	1	1	0	0	0	1	1		
26	0	1	0	1	0	1	0		
27	0	0	1	1	0	0	1		
28	1	0	0	1	1	1	1		
29	1	1	0	1	0	1	1		
30	0	1	0	0	1	0	0		

ЗАДАЧА К.6. Електропривод виробничого механізму здійснюється трьома електродвигунами. Вмикання й відключення електродвигунів провадиться контакторами, які управляються кнопковими постами. Для нормальної роботи електродвигуни повинні вмикатися й відключатися в певному порядку, що задається схемою керування на логічних елементах. Живлення котушок контакторів здійснюється від схеми керування через підсилювачі.

ЗАВДАННЯ.

1. Для заданого в таблиці К.4.2 порядку вмикання й вимикання двигунів скласти схему керування на стандартних логічних елементах.
2. На схемі вказати кнопки вмикання й вимикання, підсилювачі й котушки контакторів.

ПРИМІТКА.

Якщо зазначено порядок включення 1-2-3 - це значить, що двигуни можна запустити, натискаючи кнопки “Пуск” тільки в такому порядку. При натисканні кнопок 1-3 третій двигун не повинен запускатися. Це ж ставиться й до порядку вимикання.

Таблиця К.4.2

Варіант	Порядок вмикання двигунів	Порядок вимикання двигунів
1	1-2-3	1-2-3
2	2-1-3	1-3-2
3	3-2-1	2-1-3
4	1-3-2	2-3-1
5	2-3-1	3-1-2
6	3-1-2	3-2-1
7	1-2-3	1-3-2
8	2-1-3	2-1-3
9	3-2-1	2-3-1
10	1-3-2	3-1-2
11	2-3-1	3-2-1
12	3-1-2	1-2-3
13	1-2-3	2-1-3
14	2-1-3	2-3-1
15	3-2-1	3-1-2
16	1-3-2	3-2-1
17	2-3-1	1-2-3
18	3-1-2	1-3-2
19	1-2-3	2-3-1
20	2-1-3	3-1-2
21	3-2-1	3-2-1
22	1-3-2	1-2-3
23	2-3-1	1-3-2
24	3-1-2	2-1-3
25	1-2-3	3-1-2
26	2-1-3	3-2-1
27	3-2-1	1-2-3
28	1-3-2	1-3-2
29	2-3-1	2-1-3
30	3-1-2	2-3-1

К.5. Розрахунок схем на цифрових пристроях

ЗАДАЧА К.5. Скласти схему підсумовуючого лічильника на *D*–тригерах К155ТМ2 або *JK*–тригерах К155ТВ1. Тип лічильника й модуль рахунку задані в таблиці К.5. При необхідності можна використовувати логічні елементи тієї ж серії. Передбачити установку нуля лічильника.

ЗАВДАННЯ.

1. Вибрати необхідне число тригерів і скласти таблицю станів лічильника для заданого модуля рахунку.
2. Накреслити схему лічильника з позначенням входів і виходів.
3. Накреслити тимчасову діаграму роботи лічильника за повний цикл роботи.

Таблиця К.5

Варіант	Тип лічильника	Тип тригера	Модуль рахунку
1	Паралельний	<i>D</i>	5
2	“	<i>JK</i>	5
3	“	<i>D</i>	6
4	“	<i>JK</i>	6
5	Кільцевий	<i>D</i>	5
6	“	<i>JK</i>	5
7	“	<i>D</i>	6
8	“	<i>JK</i>	6
9	“	<i>D</i>	7
10	“	<i>JK</i>	7
11	Послідовний	<i>D</i>	5
12	“	<i>JK</i>	5
13	“	<i>D</i>	6
14	“	<i>JK</i>	6
15	“	<i>D</i>	7
16	“	<i>JK</i>	7
17	“	<i>D</i>	9
18	“	<i>JK</i>	9
19	“	<i>D</i>	10
20	“	<i>JK</i>	10
21	“	<i>D</i>	11
22	“	<i>JK</i>	11
23	“	<i>D</i>	12
24	“	<i>JK</i>	12
25	“	<i>D</i>	13
26	“	<i>JK</i>	13
27	“	<i>D</i>	14
28	“	<i>JK</i>	14
29	“	<i>D</i>	15
30	“	<i>JK</i>	15

ТИПОВІ РОЗРАХУНКИ ДО ЗАДАЧ

ПРИКЛАД К.1. Схема випрямляча з П-образним індуктивно-ємнісним фільтром наведена на рис. П.1. Номінальна напруга навантаження 100 В, номінальна потужність - 50 Вт, припустимий коефіцієнт пульсації 0,5%, напруга мережі змінного струму 220 В при частоті 50 Гц.

Вибрати тип вентилів, визначити розрахункову потужність і коефіцієнт трансформації трансформатора, параметри фільтра.

РІШЕННЯ.

- Вибір вентилів.
Струм навантаження

$$I_d = \frac{P_n}{U_d} = \frac{50}{100} = 0,5 \text{ A.}$$

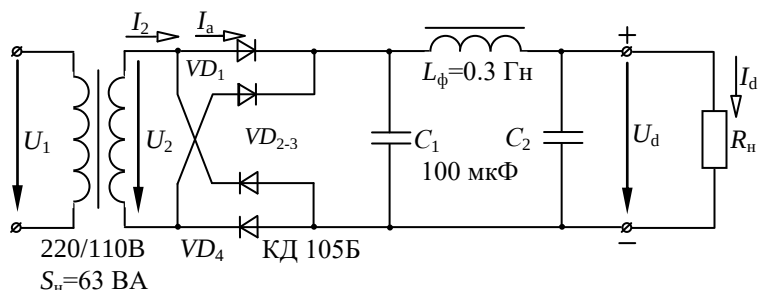


Рис. П.1

Для однофазної мостової схеми середній струм через вентиль

$$I_a = \frac{I_d}{2} = \frac{0,5}{2} = 0,25 \text{ A.}$$

Зворотна максимальна напруга на вентилі

$$U_{в\text{ м}} = 1,57 U_d = 1,57 \cdot 100 = 157 \text{ V.}$$

Вибираємо вентиля КД105Б, для яких

$$I_{а\text{ доп}} = 0,3 \text{ A} > I_a = 0,25 \text{ A.}$$

$$U_{в\text{ доп}} = 400 \text{ V} > U_{в\text{ м}} = 157 \text{ V.}$$

- Визначення параметрів трансформатора.

Для однофазної мостової схеми діюче значення вторинної напруги

$$U_2 = 1,11 U_d = 1,11 \cdot 100 = 111 \text{ V.}$$

Звідки

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{111} \approx 2.$$

Розрахункова потужність

$$S_{\text{дi cд}} = 1,23 P_i = 1,23 \cdot 50 = 61,5 \text{ A} \cdot \text{A.}$$

Вибираємо трансформатор:

- коефіцієнт трансформації $\frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{110} \text{ B};$

- номінальна потужність $S_{\text{i i i}} = 63 \text{ B} \cdot \text{A} > S_{\text{дi cд}} = 61,5 \text{ B} \cdot \text{A.}$

- Визначення параметрів фільтра.

Коефіцієнт пульсацій на виході однофазного мостового випрямляча

$$K_{п1} = 0,67.$$

Необхідний коефіцієнт пульсацій

$$K_{п2} = 0,005.$$

Коефіцієнт згладжування фільтра

$$S = \frac{K_{п1}}{K_{п2}} = \frac{0,67}{0,005} = 134.$$

П-образний фільтр складається із простого С-фільтра й Г-образного LC-фільтра. Його коефіцієнт згладжування

$$S = S_C \cdot S_{LC}.$$

Приймаємо ємність конденсаторів фільтра $C_1 = C_2 = 100$ мкФ. Тоді

$$S_C = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot m \cdot C_\Phi \cdot R_H \cdot 10^{-6} = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 200 \cdot 10^{-6} = 12,6,$$

де m – число пульсацій випрямленої напруги за період.

$$R_H = \frac{U_d}{I_d} = \frac{100}{0,5} = 200 \text{ Ом.}$$

Тоді коефіцієнт згладжування LC-фільтра

$$S_{LC} = \frac{S}{S_C} = \frac{134}{12,6} = 10,6.$$

Для LC-фільтра

$$LC = \frac{S \cdot 10^6}{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot m)^2} = \frac{10,6 \cdot 10^6}{(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2)^2} = 26,8.$$

При $C_2 = 100$ мкФ

$$L = \frac{LC}{C} = \frac{26,8}{100} \approx 0,3 \text{ Гн.}$$

Параметри фільтра $C_1 = C_2 = 100$ мкФ, $L = 0,3$ Гн.

ПРИКЛАД К.2. Для підсилювального каскаду на транзисторі ГТ108А, схема якого наведена на рис. П.2.1, задані: напруга джерела живлення 9 В, струм спокою колектора 10 мА, напруга спокою емітер – колектор – 4 В, опір навантаження 1 кОм. Розрахувати опори резисторів схеми, визначити коефіцієнт підсилення напруги, струми й потужності, вхідний і вихідний опори каскаду, максимальну амплітуду вихідного синусоїдального сигналу.

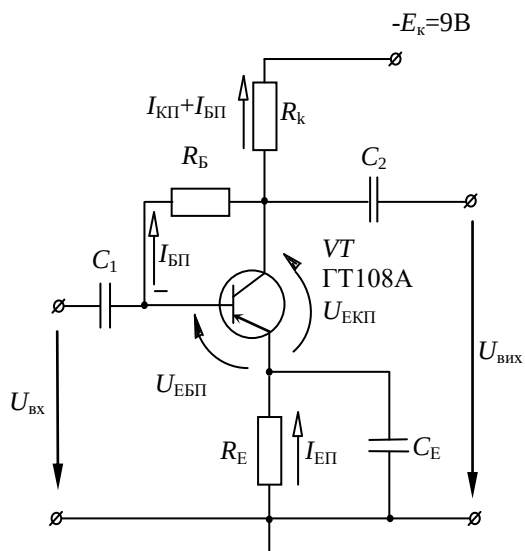


Рис. П.2.1

РІШЕННЯ.

1. Режим спокою.

Рівняння статичної лінії навантаження

$$E_{\hat{e}} = I_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{a}} + U_{\hat{a}\hat{e}} + I_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{e}}.$$

З огляду на, що $I_{\hat{e}} \gg I_{\hat{a}}$ $I_{\hat{e}} \approx I_{\hat{a}}$

$$E_{\hat{e}} = U_{\hat{a}\hat{e}} + I_{\hat{e}} \cdot (R_{\hat{e}} + R_{\hat{a}}).$$

По отриманому рівнянню на вихідних характеристиках транзистора ГТ108А будемо статичну лінію навантаження (рис. П.2.2) по двох точках: 1) точка спокою П с координатами $I_{КП} = 10$ мА й $U_{ЕКП} = 4$ В,

2) точка відсічення $I_{\kappa} = 0$, $U_{\hat{a}\hat{e}} = E_{\hat{e}} = 9$ В.

ГТ108А, ГТ108У

Германієві сплавні р-п-р транзистори призначені для роботи в схемах посилення й генерування.

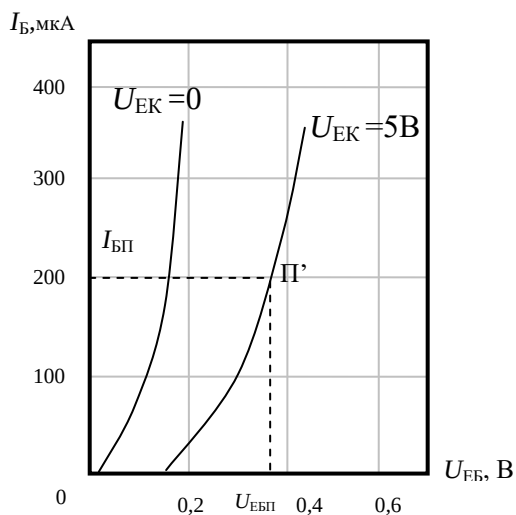
Корпус металевий, маса не більше 0,5 г.

$$U_{\kappa e m} = 10 \text{ В},$$

$$I_{\kappa m} = 50 \text{ мА},$$

$$P_{\kappa m} = 75 \text{ мВт},$$

$$T_{\kappa m} = 55 \text{ }^{\circ}\text{C}$$



$I_{\kappa}, \text{ мА}$

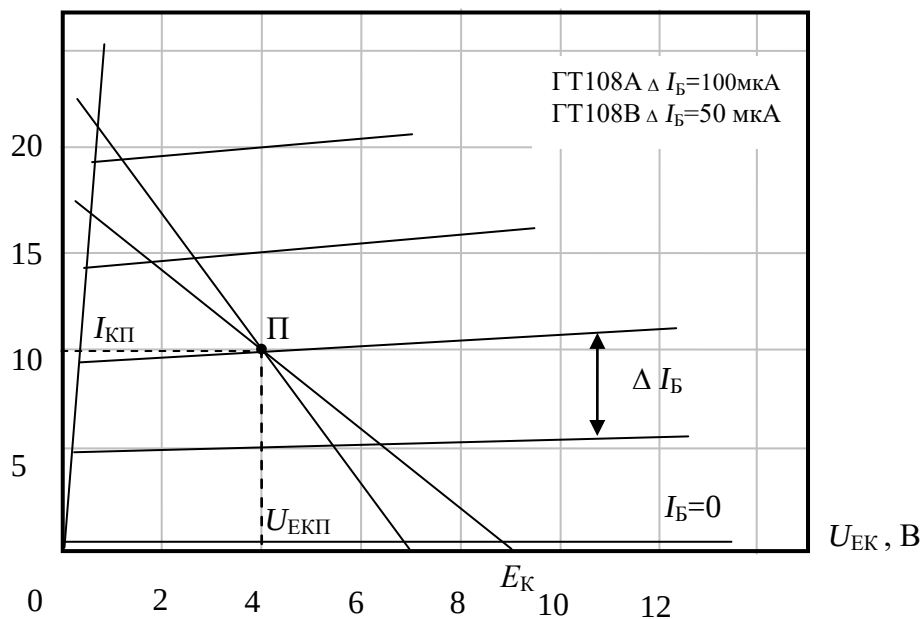


Рис. П.2.2

Підставляючи в рівняння лінії навантаження значення E_K , I_{KP} і $U_{екп}$, отримуємо

$$R_d + R_{\bar{e}} = \frac{E_{\bar{e}} - U_{\bar{a}\bar{e}\bar{i}}}{I_{\bar{e}\bar{i}}} = \frac{9 - 4}{10} = 0,5 \text{ Ом}.$$

Тому що за умовою $R_e = 0,1 R_K$, те

$$R_{\bar{e}} = \frac{R_d + R_{\bar{e}}}{1,1} = \frac{0,5}{1,1} \approx 450 \text{ Ом};$$

$$R_d \approx 50 \text{ Ом}.$$

Для контуру база – R_6 - колектор-база можна написати рівняння за другим законом Кірхгофа

$$I_{6П} \cdot R_6 = U_{6КП}.$$

З огляду на те, що

$$U_{\bar{a}\bar{e}} = U_{\bar{a}\bar{e}} - U_{\bar{a}\bar{a}},$$

маємо

$$R_{\bar{a}} = \frac{U_{\bar{a}\bar{e}\bar{i}} - U_{\bar{a}\bar{a}\bar{i}}}{I_{\bar{a}\bar{i}}}.$$

Точка спокою П лежить на вихідній характеристиці $I_6 = 200$ мкА. По вхідній характеристиці $U_{ек} = 5$ В для $I_{6П} = 200$ мкА отримуємо $U_{е6П} = 0,35$ В.

$$R_6 = \frac{4 - 0,35}{0,2} = 18,3 \text{ кОм}.$$

2. Динамічний режим.

По вихідних характеристиках транзистора в точці спокою П визначаємо

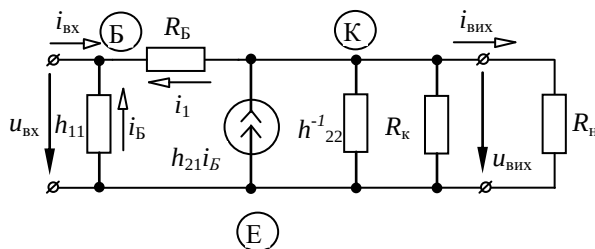
$$h_{21} = \frac{\Delta I_{\bar{e}}}{\Delta I_{\bar{a}}} = \frac{15 - 5}{0,3 - 0,1} = 50;$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_{\bar{e}}}{\Delta U_{\bar{a}\bar{e}}} = \frac{10,5 - 10}{10 - 4} = 83 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}.$$

По вхідній характеристиці

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{\bar{a}\bar{a}}}{\Delta I_{\bar{a}}} = \frac{0,41 - 0,3}{0,3 - 0,1} = 0,55 \text{ Ом}.$$

Схема заміщення каскадів у динамічному режимі при заміні транзистора еквівалентною схемою з *h-параметрами* наведена на рис. П.2.3. У вихідній частині схеми



паралельно включені резистори $R_K = 450$ Ом,

$R_H = 1$ кОм, і $h_{22}^{-1} = \frac{10^6}{83} \approx 12$ кОм. Тому що

$h_{22}^{-1} \gg R_K$, то його можна зі схеми виключити. Коефіцієнт підсилення напруги

$$K_u = \frac{u_{\bar{a}\bar{e}\bar{o}}}{u_{\bar{a}\bar{o}}}.$$

Рис. П.2.3.

Для його визначення запишемо рівняння за першим законом Кірхгофа, для вузла К, вважаючи всі точки вихідними з вузла, за винятком струму $h_{21} \cdot i_6$:

$$\frac{u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} - u_{\hat{a}\hat{o}}}{R_{\hat{a}}} + \frac{u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}}{R_{\hat{e}}} + \frac{u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}}{R_{\hat{i}}} = h_{21} \cdot i_{\hat{a}},$$

де $-i_6 = \frac{u_{\text{вх}}}{h_{11}}$. Після перетворення отримуємо

$$u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} \cdot \frac{R_{\hat{e}} \cdot R_{\hat{i}} + R_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{i}} + R_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{e}}}{R_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{e}} \cdot R_{\hat{i}}} = u_{\hat{a}\hat{o}} \cdot \frac{h_{11} - h_{21} \cdot R_{\hat{a}}}{R_{\hat{a}} \cdot h_{11}}.$$

З огляду на, що $R_6 \gg R_{\kappa}$, $R_6 \gg R_{\text{н}}$ и $h_{21} \cdot R_6 \gg h_{11}$, спростуємо вираз

$$u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} \cdot \frac{R_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{i}} + R_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{e}}}{R_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{e}} \cdot R_{\hat{i}}} = - u_{\hat{a}\hat{o}} \cdot \frac{h_{21} \cdot R_{\hat{a}}}{R_{\hat{a}} \cdot h_{11}}$$

або

$$K_u = - h_{21} \cdot \frac{R_{\kappa} \cdot R_{\text{н}}}{h_{11} \cdot (R_{\kappa} + R_{\text{н}})} = - 50 \cdot \frac{0,45 \cdot 1}{0,55 \cdot (1 + 0,45)} = - 28,2.$$

Знак мінус вказує на те, що вихідна напруга знаходиться в протифазі з вхідною. Проведені спрощення дають погрішність порядку 2%, що припустимо. При визначенні вхідних і вихідних опорів у таких схемах контрольовані або залежні джерела, такі як джерело струму $h_{21} \cdot i_6$, не відключаються. Тому вхідний опір знаходимо як

$$R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}},$$

де

$$i_{\hat{a}\hat{o}} = -i_1 - i_{\hat{a}} = -\frac{u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} - u_{\hat{a}\hat{o}}}{R_{\hat{a}}} - \frac{-u_{\hat{a}\hat{o}}}{h_{11}} = \frac{u_{\hat{a}\hat{o}} \cdot (h_{11} + R_{\hat{a}}) - u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} \cdot h_{11}}{R_{\hat{a}} \cdot h_{11}}$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_6 \cdot h_{11}}{h_{11} + R_6 - K_u \cdot h_{11}} = \frac{18,3 \cdot 0,55}{0,55 + 18,3 + 28,2 \cdot 0,55} = 0,3 \text{ кОм.}$$

Вихідний опір розраховують між клемми виходу при відключеному навантаженні й закороченому вході. Коло бази закорочене, $i_6 = 0$ і джерело $h_{21} \cdot i_6$ не працює.

Тоді

$$R_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} = \frac{R_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{e}}}{R_{\hat{a}} + R_{\hat{e}}} = \frac{18,3 \cdot 0,45}{18,3 + 0,45} = 0,44 \hat{=} \approx R_{\hat{e}}.$$

Коефіцієнт підсилення струму

$$K_i = \frac{i_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}}{i_{\hat{a}\hat{o}}}; \quad i_{\hat{a}\hat{o}} = \frac{u_{\hat{a}\hat{o}}}{R_{\hat{a}\hat{o}}}; \quad i_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} = \frac{u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}}{R_{\hat{i}}}.$$

Тоді

$$K_i = \frac{u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}}{u_{\hat{a}\hat{o}}} \cdot \frac{R_{\hat{a}\hat{o}}}{R_{\hat{i}}} = K_u \cdot \frac{R_{\hat{a}\hat{o}}}{R_{\hat{i}}} = 28,2 \cdot \frac{0,3}{1,0} = 8,2.$$

Коефіцієнт підсилення потужності

$$K_p = K_u \cdot K_i = 28,2 \cdot 8,2 = 231.$$

Рівняння динамічної лінії навантаження записується за другим законом Кірхгофа для вихідного контуру схеми заміщення каскаду

$$u_{\hat{a}\hat{e}} = -i_{\hat{e}} \cdot \frac{R_{\hat{e}} \cdot R_i}{R_{\hat{e}} + R_i} = -i_{\hat{e}} \cdot \frac{0,45 \cdot 1}{0,45 + 1} = -0,31 \cdot i_{\hat{e}}.$$

При $i_k = 0$ каскад працює в статичному режимі й динамічна лінія навантаження повинна приходити через точку спокою П. При зміні колекторного струму $\Delta I_k = 5$ мА напруга $U_{ек}$ зміниться на $-1,55$ В, тобто друга точка динамічної лінії навантаження має координати

$$I_k = I_{кп} + \Delta I_k = 10 + 5 = 15 \text{ мА} \quad \text{і} \quad U_{\hat{a}\hat{e}} = U_{\hat{a}\hat{e}\hat{i}} + \Delta U_{\hat{a}\hat{e}} = 4 - 1,55 = 2,45 \text{ В}.$$

Через точки із цими координатами проводимо динамічну лінію навантаження. Вона перетинає характеристику $I_b = 0$ в точці, що відповідає $U_{ек} = 6,9$ В. Отже, максимальна амплітуда вихідної напруги

$$U_{\hat{a}\hat{e}\hat{o} \text{ м}} = U_{\hat{a}\hat{e}} - U_{\hat{a}\hat{e}\hat{i}} = 6,9 - 4 = 2,9 \text{ В}.$$

Максимальна вихідна потужність

$$P_{\hat{a}\hat{e}\hat{o} \text{ м}} = \frac{U_{\hat{a}\hat{e}\hat{o} \text{ м}}^2}{2 \cdot R_i} = \frac{2,9^2}{2 \cdot 1} = 4,2 \text{ Вт}.$$

ПРИКЛАД К.3.1. Коефіцієнт підсилення інвертувального підсилювача дорівнює 20. Підсилювач на ОП К140УД2Б, що має наступні основні параметри: напруга джерел живлення $E_{ж} = \pm 6,3$ В, різниця входних струмів $\Delta I_{вх} = 0,2$ мкА, коефіцієнт підсилення $K_u^1 = 3000$, максимальна вихідна напруга $U_{вих \text{ м}} = \pm 3$ В, вхідний опір $R_{вх}^1 = 0,3$ МОм, вихідний опір $R_{вих}^1 = 1$ кОм.

Розрахувати опори резисторів схеми для одержання заданого коефіцієнта підсилення, визначити вхідний і вихідний опори підсилювача зі зворотним зв'язком і максимальною амплітудою вхідного синусоїдального сигналу, при якій не буде помітних перекручувань вихідного сигналу. Опором навантаження зневажити.

РІШЕННЯ.

Схема інвертувального підсилювача на ОП наведена на рис. П.3.1.

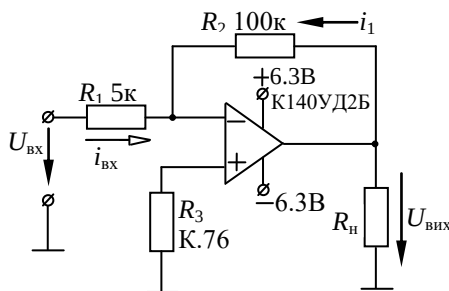


Рис. П.3.1.

1. Для підсилювача, що інвертує, на ОП вхідний опір $R_{вх} = R_1$. Щоб не завантажувати джерела сигналу, величину R_1 бажано мати великою. Але падіння напруги на R_1 від різницевого струму $\Delta I_{вх}$ сприймається підсилювачем як сигнал. Щоб відокремити цю перешкоду від корисного сигналу, треба мати $\Delta I_{вх} \cdot R_1$ значно менше, ніж $U_{вх \text{ min}}$.

$$\frac{U_{вх \text{ min}}}{\Delta I_{вх}} = \frac{10 \cdot 10^3}{0,2} = 50 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_1 = 5 \text{ кОм}$, тоді $\Delta I_{\text{вх}} \cdot R_1 = 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 1 \text{ мВ} \ll U_{\text{вх min}} = 10 \text{ мВ}$.

Опір зворотного зв'язку $R_2 = K_u \cdot R_1 = 20 \cdot 5 = 100 \text{ кОм}$.

Для урівняння вхідних струмів ОП по обох входах у коло входу, що не інвертує, включають резистор R_3 :

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5 \cdot 100}{5 + 100} = 4,76 \text{ кОм}.$$

2. Вхідний опір інвертувального підсилювача на ОП зі зворотним зв'язком

$$R_{\text{вх}} = R_1 = 5 \text{ кОм}.$$

Вихідний опір

$$R_{\text{вх}} = R_1 \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{K_u^1} = 1,0 \cdot \frac{1 + 100/5}{3000} = 7 \text{ мОм}.$$

3. Амплітуда вихідного сигналу не може бути більше максимальної вихідної напруги (для даного типу ОП - 3 В). Тому максимальна амплітуда вхідного синусоїдального сигналу складе

$$U_{\text{вх m}} = \frac{U_{\text{вх m}}}{K_u} = \frac{3}{20} = 150 \text{ мВ}.$$

ПРИКЛАД К.3.2. Паралельний суматор для реалізації операцій $U_{\text{вих}} = 10U_1 + U_2 - 2U_3 - 5U_4$ виконаний на ОП К140УД8А, що має наступні основні параметри: напруги джерел живлення $E_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$, максимальна вихідна напруга $U_{\text{вих m}} = \pm 10 \text{ В}$, коефіцієнт підсилення $K_u = 50000$. Опір зворотного зв'язку дорівнює 40 кОм. Визначити опори резисторів у вхідних колах схеми й максимальну величину одиничної напруги U . Побудувати діаграму вхідних і вихідних напруг, якщо одинична вхідна напруга становить 100 мВ.

РІШЕННЯ.

Схема паралельного суматора для реалізації заданої функції наведена на рис. П.3.2. Число неінвертувальних входів відповідає числу позитивних, а число інвертувальних - числу негативних членів функції.

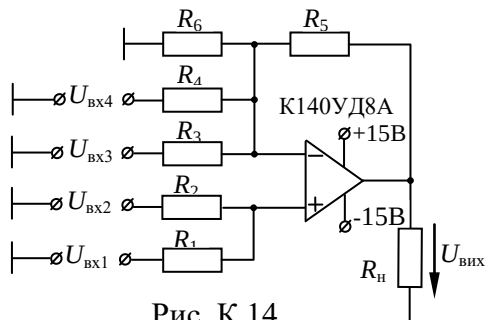


Рис. К.14

1. Вихідна напруга паралельного суматора $U_{\text{вих}} = \sum K_{\text{ін}} U_{\text{ін}} - \sum K_{\text{ин}} U_{\text{ин}}$, де $K_{\text{ін}}$, $U_{\text{ін}}$, $K_{\text{ин}}$, $U_{\text{ин}}$ - коефіцієнти підсилення (вагарні коефіцієнти) і вхідні напруги по кожному із інвертувальних і неінвертувальних входів:

$$K_i = \frac{R_{\text{сз}}}{R_i},$$

де $R_{\text{сз}}$ - опір зворотного зв'язку (резистор R_5), R_i - опір з кола даного входу. За заданим значенням R_5 і вагових коефіцієнтах входів ($K_1=10$, $K_2=1$, $K_3=2$, $K_4=5$) визначаємо

$$R_1 = \frac{R_5}{K_1} = \frac{40}{10} = 4 \text{ кОм}; \quad R_2 = \frac{R_5}{K_2} = \frac{40}{1} = 40 \text{ кОм},$$

$$R_3 = \frac{R_5}{K_3} = \frac{40}{2} = 20 \text{ кОм}; \quad R_4 = \frac{R_5}{K_4} = \frac{40}{5} = 8 \text{ кОм}.$$

Для нормальної роботи суматора треба зрівняти опори по обох входах. У протилежному випадку вхідні струми ОП викличуть на них неоднакове падіння напруг і на

вході ОП з'явиться різницевий сигнал, що буде їм посилений. На виході буде $U_{\text{вих}}$ при відсутності $U_{\text{вх}}$. Вхідний опір по інвертувальному входу

$$\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} = \frac{1}{20} + \frac{1}{8} + \frac{1}{40} = \frac{8}{40}; \quad R_3 = 5 \text{ кОм},$$

по неінвертувальному входу

$$R_H = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{4 \cdot 40}{4 + 40} = 3,6 \text{ кОм}, \quad R_H > R_H.$$

Щоб вирівняти вхідні опори паралельно інвертувальному входу, треба увімкнути резистор R_6 так, щоб

$$R_1 = \frac{R_d \cdot R_e}{R_d + R_e}; \quad R_d = \frac{R_e \cdot R_1}{R_e - R_1} = \frac{5 \cdot 3,6}{5 - 3,6} = 12,9 \text{ кОм}.$$

2. Вихідна напруга при виконанні даної операції $U_{\text{вих}} = 10U + U - 2U - 5U = 4U$. При максимальній вихідній напрузі ОП 10 В одинична вхідна напруга (рівна по всіх входах)

$$U = \frac{U_{\text{вх max}}}{4} = \frac{10}{4} = 2,5 \text{ В}.$$

3. При одиничній вхідній напрузі 100 мВ $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх3}} = U_{\text{вх4}} = 100 \text{ мВ}$. Доля вихідної напруги за рахунок першого входу $U_{\text{вих1}} = K_1 U_{\text{вх1}} = 10 \cdot 100 = 1000 \text{ мВ}$. Для інших входів $U_{\text{вих2}} = K_2 U_{\text{вх2}} = 1 \cdot 100 = 100 \text{ мВ}$, $U_{\text{вих3}} = -K_3 U_{\text{вх3}} = -2 \cdot 100 = -200 \text{ мВ}$, $U_{\text{вих4}} = -K_4 U_{\text{вх4}} = -5 \cdot 100 = -500 \text{ мВ}$. Вихідна напруга суматора

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих1}} + U_{\text{вих2}} + U_{\text{вих3}} + U_{\text{вих4}} = 1000 + 100 - 200 - 500 = 400 \text{ мВ}.$$

ПРИКЛАД К.4.1. Робота механізму контролюється по 9 параметрам, які можуть приймати два значення 0 або 1. Механізм повинен включатися в роботу й працювати при наступних значеннях параметрів $x_1=1, x_2=0, x_3=1, x_4=0, x_5=1, x_6=0, x_7=1, x_8=0, x_9=1$. При розбіжності хоча б одного з параметрів механізм відключається. Скласти схему керування механізмом, використовуючи логічні елементи 3 І-НІ, 3 АБО-НІ.

РІШЕННЯ.

1. Таблиця істинності. Логічна функція, що відображає задану схему керування, залежить від 9 аргументів

$$F = f(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9).$$

Тільки при заданому наборі $F=1$, у всіх інших випадках $F=0$. Тому таблиця істинності має такий вигляд:

x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	F
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
1	0	1	0	1	0	1	0	1	1
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

2. Логічна функція. При складанні логічної функції по таблиці істинності через мінтерми

$$F = \sum F_i \cdot m_i,$$

де F_i, m_i – значення функції й мінтерм, що відповідають i -му рядку. Мінтерм – це добуток (кон'юнкція) всіх змінних складових рядка. Змінні входять у добуток у прямому виді,

якщо їхнє значення в рядку 1, і в інверсному, якщо їхнє значення 0. Тому що $F=1$ тільки для одного рядка, логічна функція буде містити тільки один мінтерм

$$F = x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot x_3 \cdot \overline{x_4} \cdot x_5 \cdot \overline{x_6} \cdot x_7 \cdot \overline{x_8} \cdot x_9.$$

3. Перетворення логічної функції у відповідність із даними елементами. Логічні елементи, що використовуються, виконують наступні функції:

$$\begin{aligned} 3^2\text{-І}^2 & \quad F_1 = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3}, \\ 3\text{АБІ}^2 & \quad F_2 = \overline{x_1 + x_2 + x_3}. \end{aligned}$$

Функція F містить 9 змінних, а в кожного з логічних елементів можна використовувати не більше 3 входів. Тому треба зробити декомпозицію функції F , тобто представити її у вигляді набору функцій F_1 і F_2 , кожна з яких повинна містити не більше 3 змінних. Подібні перетворення проводять, використовуючи закони й теореми алгебри логіки. Застосувавши закон асоціативності, вихідну функцію представимо в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} F &= x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot x_3 \cdot \overline{x_4} \cdot x_5 \cdot \overline{x_6} \cdot x_7 \cdot \overline{x_8} \cdot x_9 = \\ &= (x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot x_3) \cdot (\overline{x_4} \cdot x_5 \cdot \overline{x_6}) \cdot (x_7 \cdot \overline{x_8} \cdot x_9). \end{aligned}$$

Виконавши операцію подвійного заперечення кожного члена й використавши теорему де-Моргана, отримаємо

$$\begin{aligned} F &= \overline{\overline{(x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot x_3)} \cdot \overline{(\overline{x_4} \cdot x_5 \cdot \overline{x_6})} \cdot \overline{(x_7 \cdot \overline{x_8} \cdot x_9)}} = \\ &= \overline{(x_1 \cdot x_2 \cdot x_3) + (x_4 \cdot x_5 \cdot x_6) + (x_7 \cdot x_8 \cdot x_9)}. \end{aligned}$$

У такій формі функція F може бути реалізована на заданих елементах. Інверсію x_2 , x_4 , x_6 , x_8 можна виконати на елементах І-НІ або АБО-НІ, об'єднавши їхні входи. Схема з'єднання елементів представлена на рис. П.4.1.

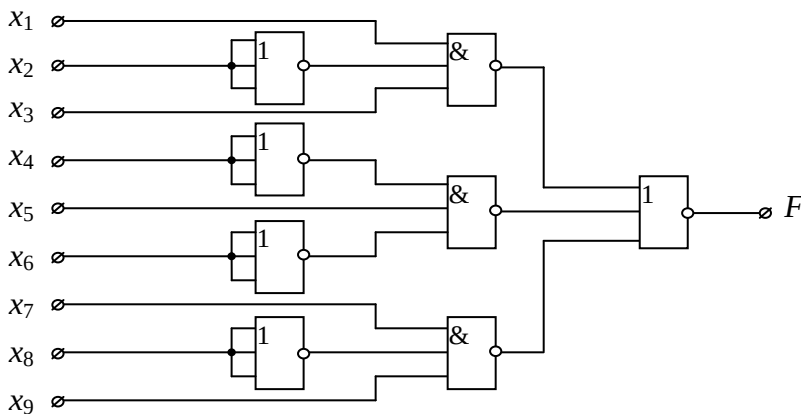


Рис. П.4.1

Для реалізації схеми потрібно 8 логічних елементів (5 елементів 3 АБО-НІ й 3 елементи 3 І-НІ). При іншому методі декомпозиції функції F число логічних елементів можна зменшити. Наприклад, вихідну функцію можна представити так:

$$\begin{aligned}
 F &= x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot x_3 \cdot \overline{x_4} \cdot x_5 \cdot \overline{x_6} \cdot x_7 \cdot \overline{x_8} \cdot x_9 = \\
 &= (x_1 \cdot x_3 \cdot x_5) \cdot [x_7 \cdot x_9 \cdot (\overline{x_2} \cdot \overline{x_4} \cdot \overline{x_6})] \cdot \overline{x_8} = (x_1 \cdot x_3 \cdot x_5) \cdot [x_7 \cdot x_9 \cdot \overline{(x_2 + x_4 + x_6)}] \cdot \overline{x_8} = \\
 &= \overline{(x_1 \cdot x_3 \cdot x_5)} \cdot \overline{(x_7 \cdot x_9 \cdot (x_2 + x_4 + x_6))} \cdot \overline{x_8} = \overline{x_1 \cdot x_3 \cdot x_5} + \overline{x_7 \cdot x_9 \cdot (x_2 + x_4 + x_6)} + \overline{x_8}.
 \end{aligned}$$

У такому вигляді її теж можна реалізувати на заданих елементах. Схема з'єднання логічних елементів наведена на рис. П.4.2.

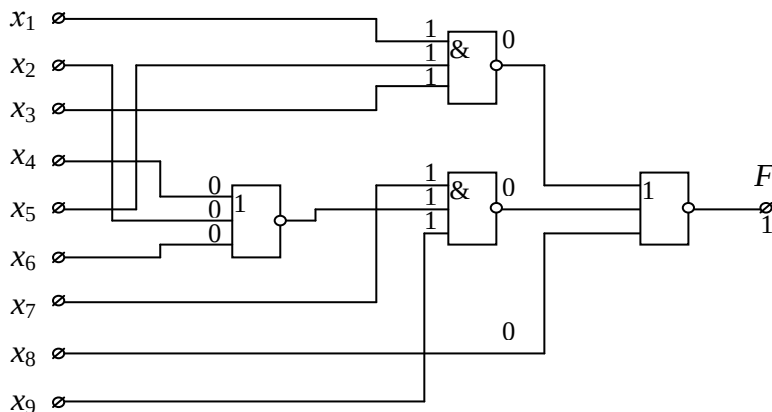


Рис. П.4.2.

У схемі використано тільки 4 логічних елементи (2 елементи 3 І-НІ й 2 елементи 3 АБО-НІ). Така схема більш економічна й має більшу швидкодію. Тому при проектуванні завжди намагаються оптимізувати схему. Для перевірки роботи схеми на входах $x_1 \dots x_9$ зазначено значення змінних і значення функції. Легко перевірити, що при будь-якому іншому наборі $F=0$.

ПРИКЛАД К.5.1. Скласти схему підсумовуючого паралельного лічильника з модулем рахунку $K_c = 7$ на основі тригерів К155ТВ1. Перевірити працездатність схеми, намалювавши часову діаграму її роботи.

РІШЕННЯ.

За функціями, що виконуються, лічильники імпульсів можуть бути підсумовуючі, від'ємні і реверсивні. Підсумовуючі лічильники виконують прямий рахунок, тобто кожний імпульс, що приходить на вхід, збільшує число, що відповідає стану лічильника на одиницю. Наприклад, якщо до приходу імпульсу стан лічильника відповідав 0101, то після приходу імпульсу він перейде в 0110. Всі лічильники будуються на основі тригерів різних типів.

У паралельних (синхронних) лічильниках рахункові імпульси подаються одночасно на входи всіх тригерів. Кожний тригер має два стійких стани й виконує рахунок в одному двійковому розряді. Тому лічильник з модулем K_c повинен складатися з m тригерів, так щоб $K_c \leq 2^m$. При $K_c = 7$, $m=3$, тоді $K_c < 2^3 = 8$. У наведеній таблиці станів тригерів: Q1, Q2, Q3 – стани першого, другого й третього тригерів до приходу імпульсу (n) і після його приходу ($n+1$).

Імпульс	Q1	Q2	Q3	Q1	Q2	Q3
	n			$n+1$		
1	0	0	0	1	0	0
2	1	0	0	0	1	0
3	0	1	0	1	1	0
4	1	1	0	0	0	1
5	0	0	1	1	0	1
6	1	0	1	0	1	1
7	0	1	1	1	1	1
8	1	1	1	0	0	0

Загальне число станів перевищує модуль рахунку й задача зводиться до створення таких зв'язків між тригерами, щоб скоротити останній стан, тобто після сьомого імпульсу лічильник повинен перейти зі стану 011 у стан 000, а не в 111.

Тригери K155ТВ1 являють собою JK-тригери із входами R, S, 3И-J, 3И-K, C і виходами Q і $\bar{Q}$. Вони переводяться в новий стан по негативному фронту (спаду) імпульсу на синхровході C. Для установки нуля лічильника (скидання) подається імпульс на об'єднані входи R всіх тригерів. З наведеної таблиці станів видно, що тригер першого розряду T1 працює в режимі Т-тригера, а при комбінації Q2=1 і Q3=1 повинен залишитися в попередньому стані Q1=0. Це можна здійснити, подавши на об'єднаний вхід K1 високий рівень (K1=1), а на об'єднаний вхід J1 сигнали із входів $\bar{Q}3$ і $\bar{Q}2$ через елемент АБО (мікросхема K155ЛЛ1). Тоді на обох входах тригера високі рівні зберігаються до приходу шостого імпульсу, а після шостого J1=0 і K1=1 і тригер зберігає стан Q1=0.

Другий тригер повинен працювати в режимі Т-тригера із запуском Q1 до приходу сьомого імпульсу. Після сьомого імпульсу він повинен перейти в стан Q2=0. Це забезпечується подачею на його об'єднаний вхід J2 сигнали з виходу Q1, а на об'єднаний вхід K2 сигналів з Q1 і Q3 через елемент АБО (другий елемент мікросхеми K155ЛЛ1). Таке включення T2 створює умову для зміни його стану при кожному імпульсі на Q1, тому що при цьому на входах K2 і J2 теж опиняється високий рівень. Сьомий імпульс переводить T2 у стан Q2=0, тому що при цьому K2=1, а J2=0.

Тригер T3 переходить у стан Q3=1 при Q1=1 і Q2=1, тому на входи J3 подаються сигнали із цих виходів. У стан Q3=0 він повинен перейти при Q1=0 і Q2=1, тобто входи K3 з'єднуються з виходами $\bar{Q}1$ й Q2.

Схема лічильника наведена на рис. П.5.1.1.

Для перевірки працездатності схеми будується її часова діаграма (рис. П.5.1.2).

При надходженні першого імпульсу на вхід схеми по його спаду T1 переходить у стан Q1=1. Стан T2 і T3 не змінюється, тому що J2=J3=0.

Другий імпульс переводить T1 у стан Q1=0, а T2 - у стан Q2=1, тому що J2=K2=1. T3 зберігає Q3=0, тому що J3=0.

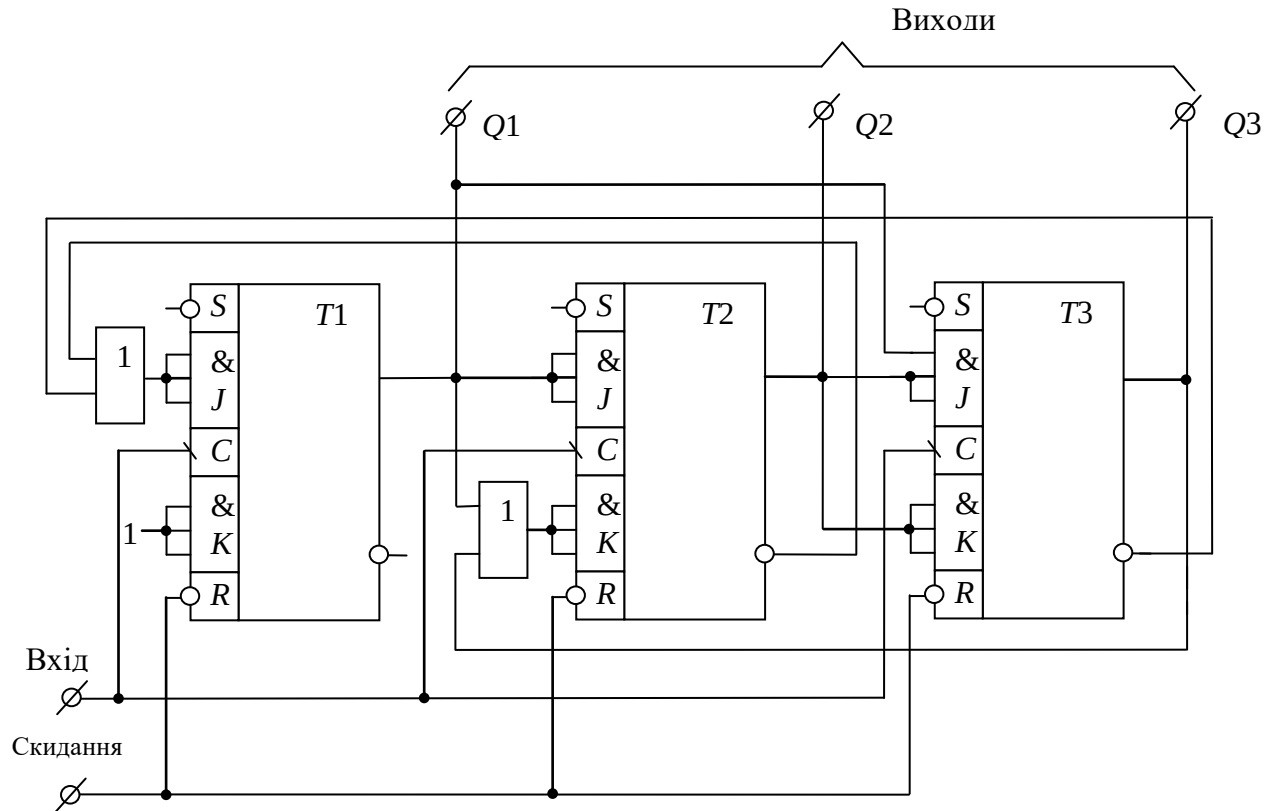
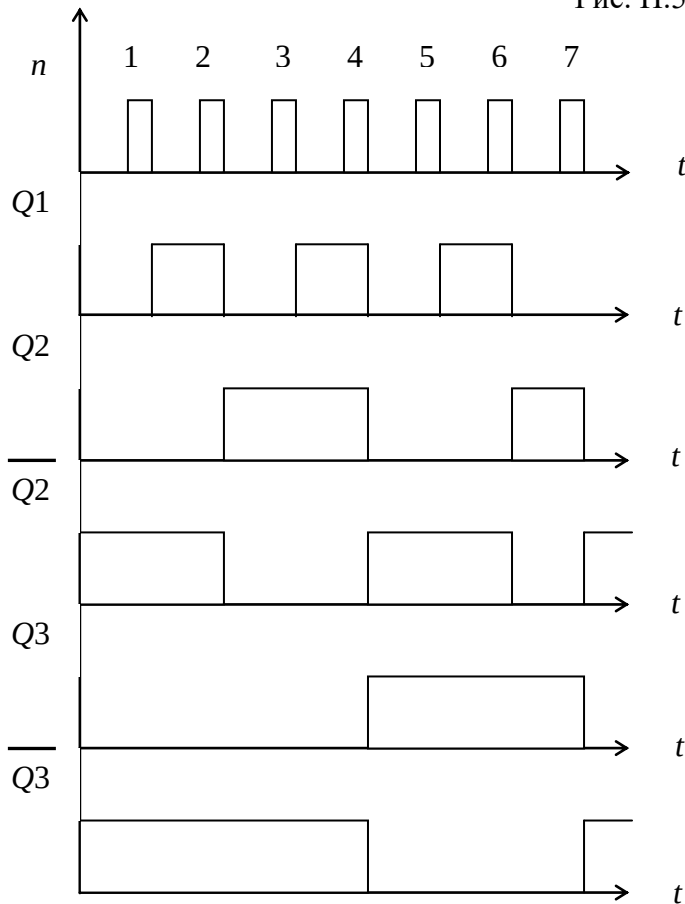


Рис. П.5.1.1



П.5.1.2

У момент приходу третього імпульсу на J1 зберігається високий рівень від $\overline{Q3}$ і T1 переходить у стан $Q1=1$. На входах T2 $J2=0$, $K2=0$, так що $Q2=1$ залишається. T3 зберігає $Q3=0$, тому що $J3=0$.

Четвертий імпульс переводить T1 у стан $Q1=0$, T2 - у стан $Q2=0$ (на його входах $J2=1$, $K2=1$), T3 - у стан $Q3=1$ (на його вході $J3=1$, тому що $Q1=Q2=1$), і т.д. до сьомого імпульсу.

Сьомий імпульс зберігає $Q1=0$ тригера T1, тому що під час його приходу $\overline{Q2}=0$ і $\overline{Q3}=0$, тригер T2 переходить у стан $Q2=0$ ($J2=0$, $K2=1$), T3 так само переходить в $Q3=0$. На його входах $J3=0$, $K3=1$.

Схема працює беззатримки. Після сьомого імпульсу вона повернулася у вихідний стан.

ПРИКЛАД К.5.2. Скласти схему підсумовуючого кільцевого лічильника з модулем рахунку $K_c = 9$ на основі тригерів K155TM2. Накреслити часову діаграму роботи лічильника.

РІШЕННЯ.

Кільцеві лічильники є різновидом паралельних. Рахункові імпульси подаються на входи всіх тригерів, але рахунок ведеться в коді Джонсона. У зв'язку із цим кількість тригерів при модулі K_c повинна бути $K_c \leq 2m$. При $K_c = 9$ $m = 5$ і $K_c < 2 \cdot 5 = 10$.

Таблиця станів тригерів має такий вигляд:

Імпульс	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5
	n					$n+1$				
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0
3	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0
4	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0
5	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
6	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1
8	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1
9	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1
10	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0

Як видно з таблиці, при непарному K_c один зі станів лічильника виявляється надлишковим і його треба виключити. Звичайно виключають стан $Q_1=Q_2=Q_3=Q_4=Q_5=1$. Для цього треба за рахунок зв'язків між тригерами перевести T_1 у стан $Q_1=0$ при надходженні п'ятого імпульсу.

Тригери K155TM2 являють собою D-тригери із входами $\bar{S}$, $\bar{R}$, D , C і виходами Q і $\bar{Q}$. Рахункові імпульси подаються на синхровходи тригерів. Із приходом синхроімпульсу D-тригер переходить у стан, обумовлений сигналом на D-вході. Він спрацьовує по передньому фронті імпульсу.

Для установки нуля лічильника (скидання) подається 0 на об'єднані входи $\bar{R}$ всіх тригерів.

З наведеної таблиці станів видно, що тригери повинні включатися один за іншим і в такому ж порядку відключатися. Тому вихід Q кожного попереднього треба з'єднати із входом D наступного.

На вході першого тригера T_1 високий рівень повинен підтримуватися до приходу четвертого імпульсу. Тоді після першого імпульсу T_1 перейде в стан $Q_1=1$ і воно зміниться тільки після п'ятого імпульсу. Для цього можна використати виходи Q тригерів T_4 і T_5 , у яких після четвертого імпульсу $Q_4=1$ або $Q_5=1$. З'єднавши Q_4 і Q_5 з D_1 через елемент 2 АБО-НІ, одержують бажаний результат.

Схема лічильника наведена на рис. П.5.2.1.

Для перевірки роботи лічильника будуюмо часові діаграми (рис. П.5.2.2).

Подачею низького рівня на об'єднані входи $\bar{R}$ переводять всі тригери в стан $Q=0$. Тому що $Q_4=0$ і $Q_5=0$ на виході схеми 2 АБО-НІ встановлюється високий рівень, що і подається на вхід D_1 тригера T_1 .

При надходженні першого імпульсу T_1 установлюється в стані $Q_1=1$. Інші залишаються в стані $Q=0$, тому що на входах $D=0$. Другий імпульс переводить у стан $Q=1$ тригер T_2 , у якого на вході $D_2=Q_1=1$.

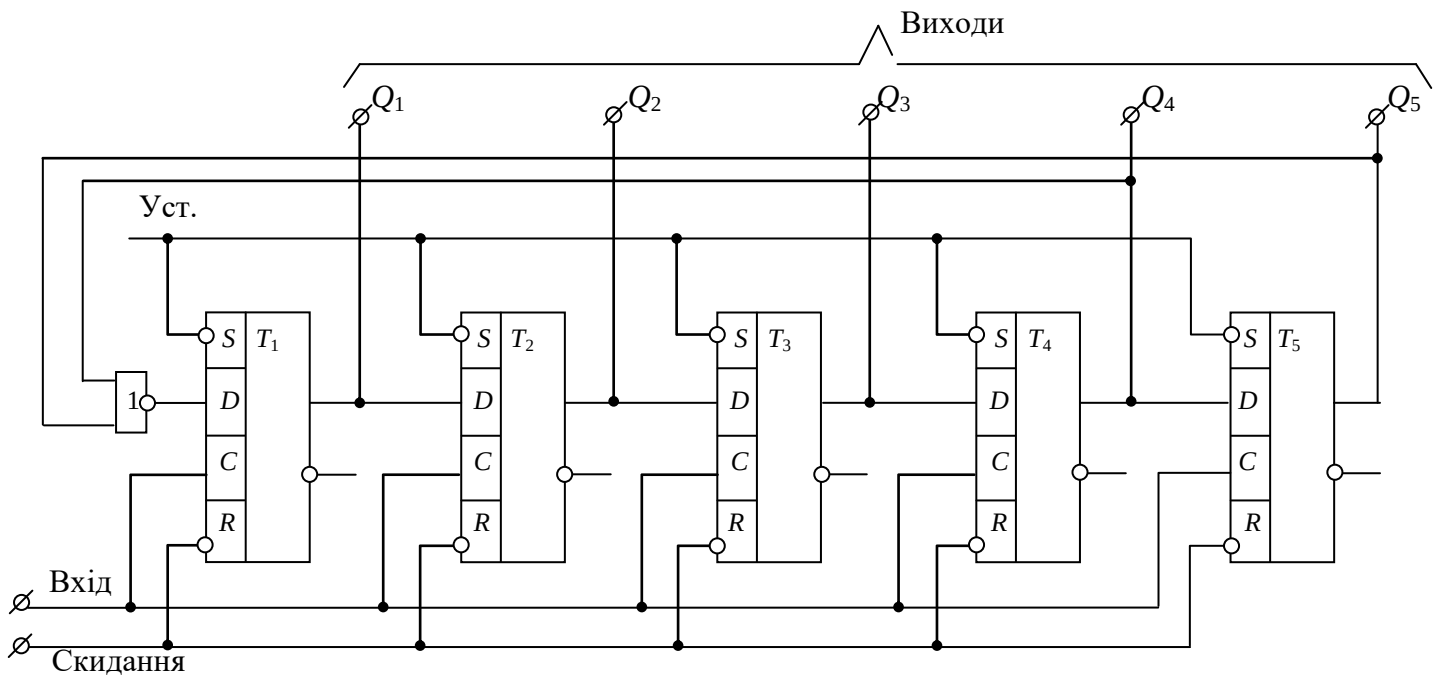


Рис. П.5.2.1

Коли приходить четвертий імпульс, міняється стан T_4 ($Q_4=1$) і на вході T_1 $D_1=0$. П'ятий імпульс установлює T_5 у стан $Q_5=1$ (у нього $D_5=1$), а T_1 – у стан $Q_1=0$. Дев'ятий імпульс переводить лічильник у стан 00000.

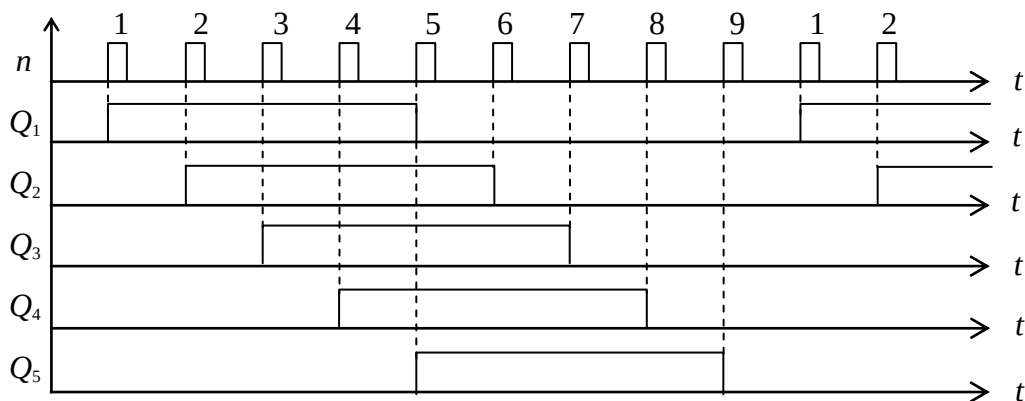


Рис. П.5.2.2

ПРИКЛАД К.5.3. Скласти схему послідовного підсумовуючого лічильника з модулем рахунку $K_c=17$ на основі тригерів К155ТВ1. Побудувати часову діаграму роботи схеми.

РІШЕННЯ.

При модулі рахунку $K_c > 10$ у схемах паралельних лічильників збільшується кількість додаткових елементів і ускладнюються зв'язки між тригерами, а в кільцевих лічильниках потрібне більше число тригерів. При таких модулях більш простою виявляється схемна реалізація послідовних лічильників.

У послідовних лічильниках рахунковий імпульс подається тільки на вхід першого тригера, що відіграє роль двійкового лічильника молодшого розряду. З виходом першого тригера сигнал надходить на рахунковий вхід другого й т.д. Кожний тригер здійснює рахунок імпульсів у своєму розряді. Кількість тригерів у лічильнику повинне задовольняти умові $K_c \leq 2^m$.

При $K_c=17$ і $m=5$ $K_c < 2^5=32$.

Таблиця станів тригерів має такий вигляд:

Імпульс	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5
	n					$n+1$				
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0
3	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0
4	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0
5	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0
6	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0
7	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0
8	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0
9	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0
10	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0
11	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0
12	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0
13	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0
14	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0
15	0	1	1	1	0	1	1	1	1	0
16	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
17	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1
18	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1
19	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
32	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0

Як видно з таблиці, лічильник з 5 тригерів має 32 стійкі стани. При $K_c=17$ повинні бути виключені 15 надлишкових станів. Після сімнадцятого імпульсу лічильник зі стану 00001 повинен перейти не в стан 10001, а у вихідний стан 00000. Це здійснюється подачею на об'єднані установочні виводи $\bar{R}$ сигналу від комбінаційної схеми, на виході якої з'являється низький рівень, коли лічильник досяг стану 00001.

Схема лічильника наведена на рис. П.5.3.1.

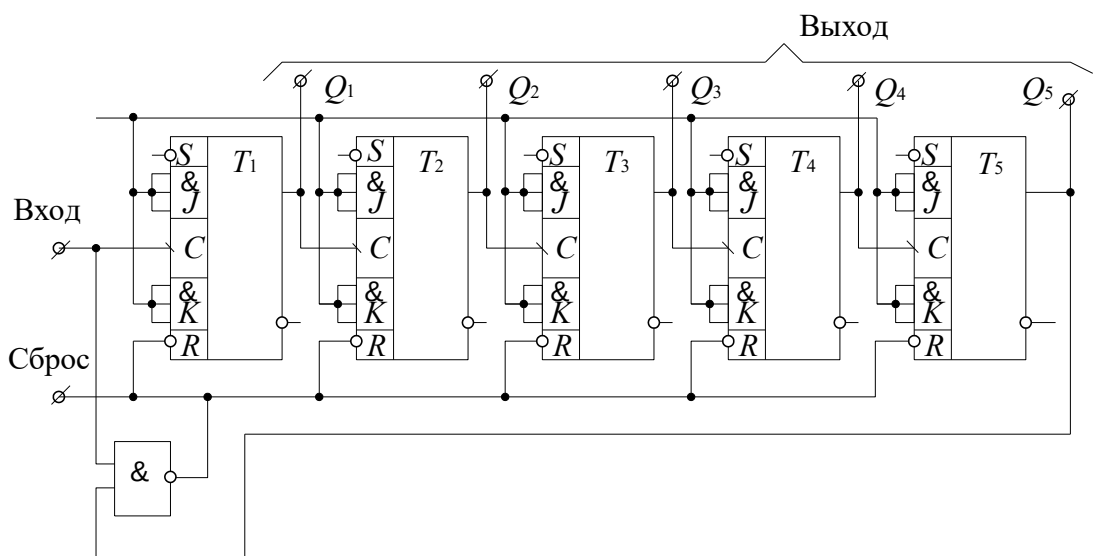


Рис. П.5.3.1

При переході T_5 у стан $Q_5=1$ на один із входів елемента 2 І-НІ подається високий рівень. При подачі сімнадцятого імпульсу на виході в нього з'являється низький рівень, що подається на входи $\bar{R}$, і всі тригери переходять у стан $Q=0$.

Часові діаграми наведені на рис. П.5.3.2.

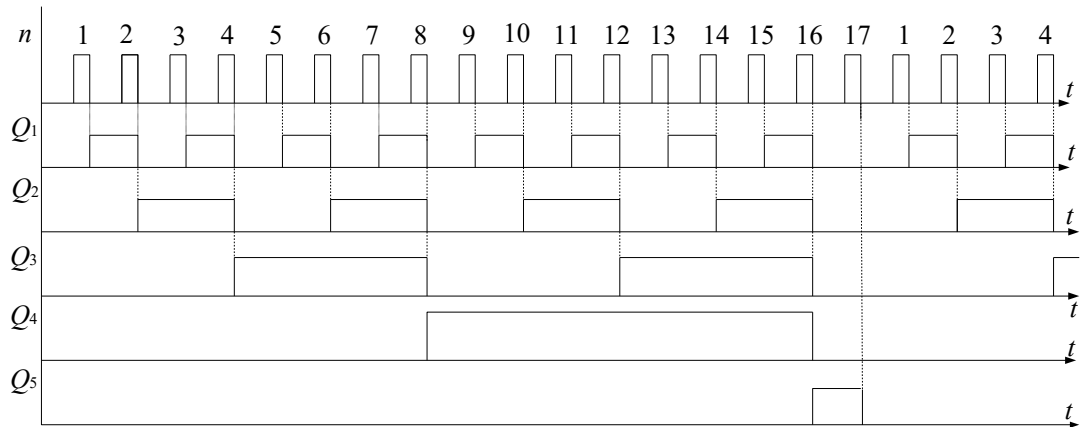


Рис. П.5.3.2

Тому що кожний тригер працює в рахунковому режимі, він переходить у новий стан по спаду керуючого імпульсу, яким служить вхідний сигнал попереднього тригера. Завдяки елементу 2 І-НІ після сімнадцятого імпульсу лічильник повертається у вихідне положення.

Треба відзначити, що зчитування двійкового числа повинне, як завжди, проводитися від старшого розряду до молодшого, тобто від виходу Q_5 до виходу Q_1 . Наприклад, після проходження 10 імпульсів показання лічильника будуть 01010, що складе $0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 10$.

Граничні параметри деяких випрямних діодів і стовпів.

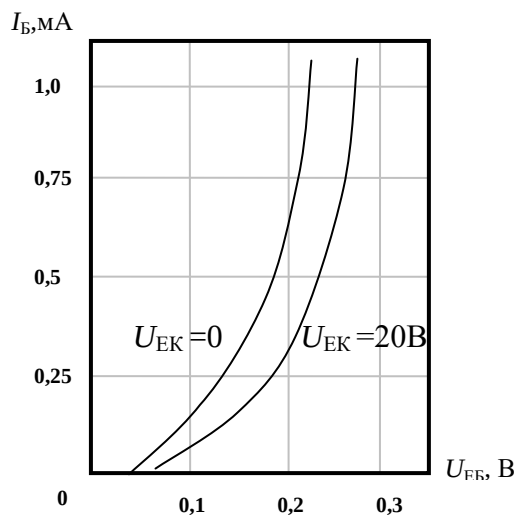
Тип	Середній випрямлений струм, А	Припустима зворотна напруга, В	Діапазон температур, °С
КД105Б	0,3	400	-60...+55
КД105У	0,3	600	-60...+55
КД105Г	0,3	800	-60...+55
КД209А	0,7	400	-60...+55
КД209Б	0,7	600	-60...+55
КД208А	1,5	100	-40...+85
КД206А	10,0	400	-60...+70
КД206У	10,0	500	-60...+70
Д302	1,0	120	-60...+50
Д303	2,5	120	-60...+50
Д304	5,0	100	-60...+50
Д305	6,5	50	-60...+50
КЦ106А	0,01	4000	-60...+85
КЦ106Б	0,01	6000	-60...+85
КЦ106У	0,01	8000	-60...+85
КЦ106Г	0,01	10000	-60...+85
КЦ201А	0,2	2000	-60...+85
КЦ201Д	0,2	10000	-60...+85

Деякі параметри операційних підсилювачів серії 140

Тип ОП	Напруга джерел живлення, В	Коефіцієнт підсилення	Максимальна вихідна напруга, В	Вхідний опір, МОм	Вихідний опір, кОм	Вхідний струм, мкА	Різниця вхідних струмів, мкА
K140УД	±6,3	2500	±3,5	0,6	0,7	5	1,5
1А	±12,6	6000	±8,0	0,4	0,7	8	1,5
K140УД	±12,6	35000	±10,0	0,3	1,0	0,7	0,2
1Б	±6,3	3000	±3,0	0,3	1,0	0,7	0,2
K140УД	±15,0	30000	±11,0	1,0	0,1	0,1	0,02
2А	±15,0	30000	±10,5	0,4	0,1	0,4	0,2
K140УД	±15,0	50000	±10,0	1000	0,2	0,2	0,02
2Б							
K140УД							
6							
K140УД							
7							
K140УД							
8А							

Характеристики транзисторів

МП25, МП25А, МП25Б



Германієві високовольтні $p-n-p$ транзистори призначені для роботи в підсилювачах і генераторах.

Корпус металевий, маса не більше 2 г.

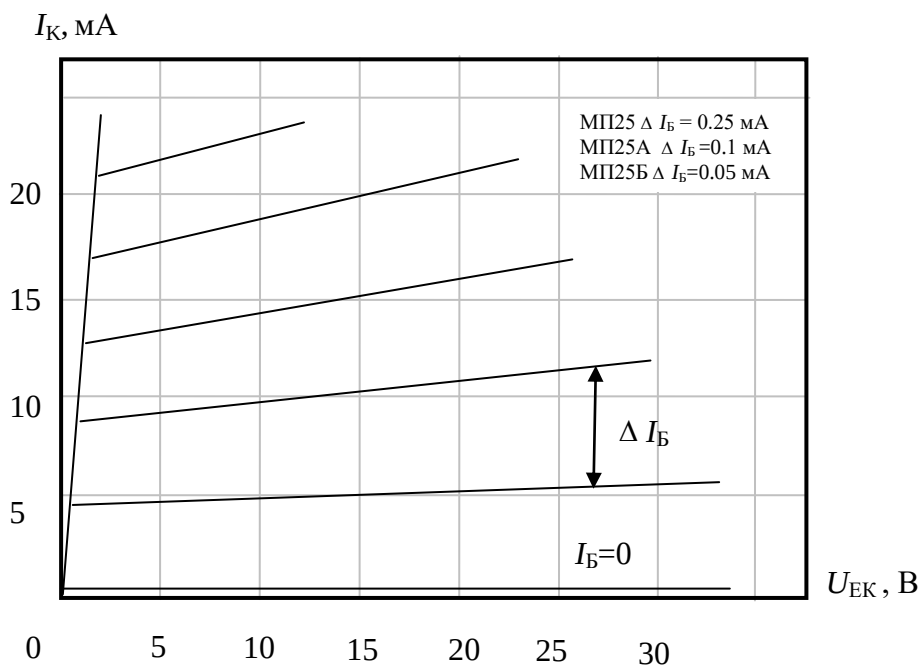
$U_{EK\text{ м}}, \text{ В: } 40,$

при $P_H < 100 \text{ мВт} - 60,$

$I_{K\text{ м}}, \text{ мА} - 300,$

$P_{K\text{ м}}, \text{ мВт} - 200,$

$T_m, ^\circ\text{C} - +70.$



ГТ122А, ГТ122Б, ГТ122В, ГТ122Г

Германієві *n-p-n* транзистори призначені для посилення й генерування низькочастотних коливань.

Корпус металевий, маса не більше 2 г.

$U_{ке м}$, В:

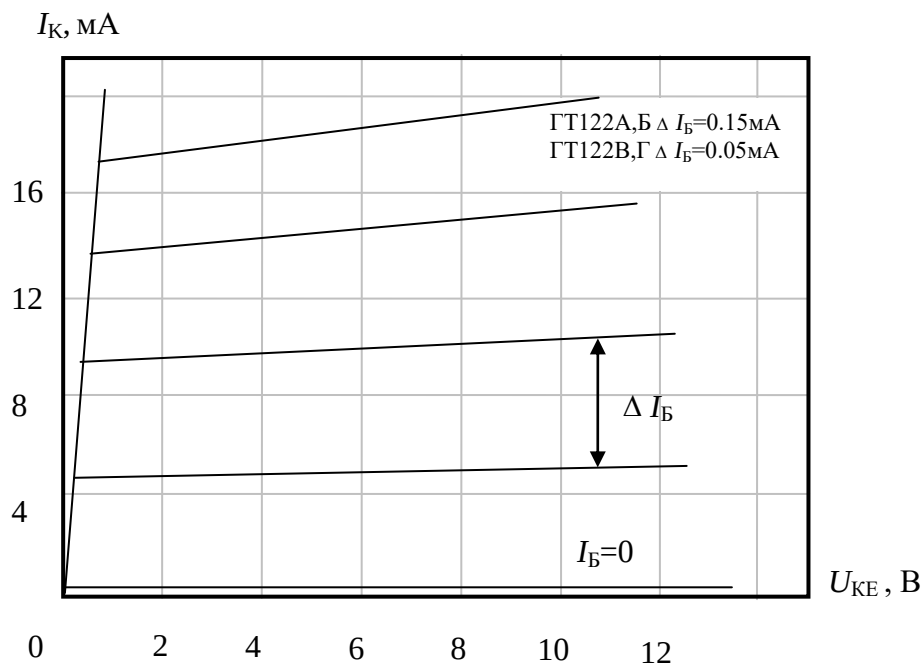
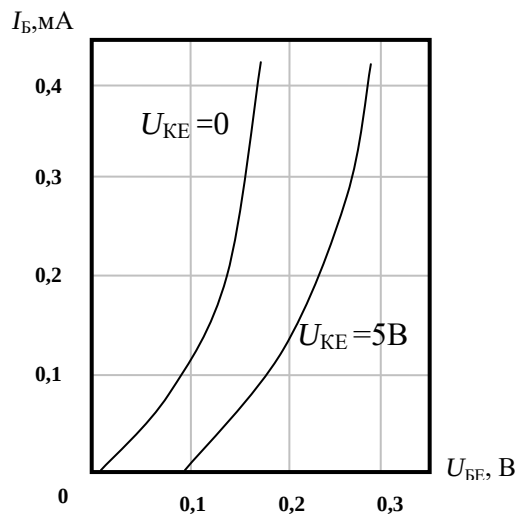
ГТ122А - 35

ГТ122 Б-Г - 20

$I_{к м}$, мА - 20,

$P_{к м}$, мВт - 150,

$T_{м}$, °С - +70.



КТ315А, КТ315Б, КТ315В, КТ315Г, КТ315Е

Кремнієві *n-p-n* транзистори призначені для роботи в схемах посилення й генерування коливань.

Корпус пластмасовий, маса не більше 0,18 г.

$U_{ке м}$, В:

КТ315А - 25

КТ315Б - 20

КТ315У - 40

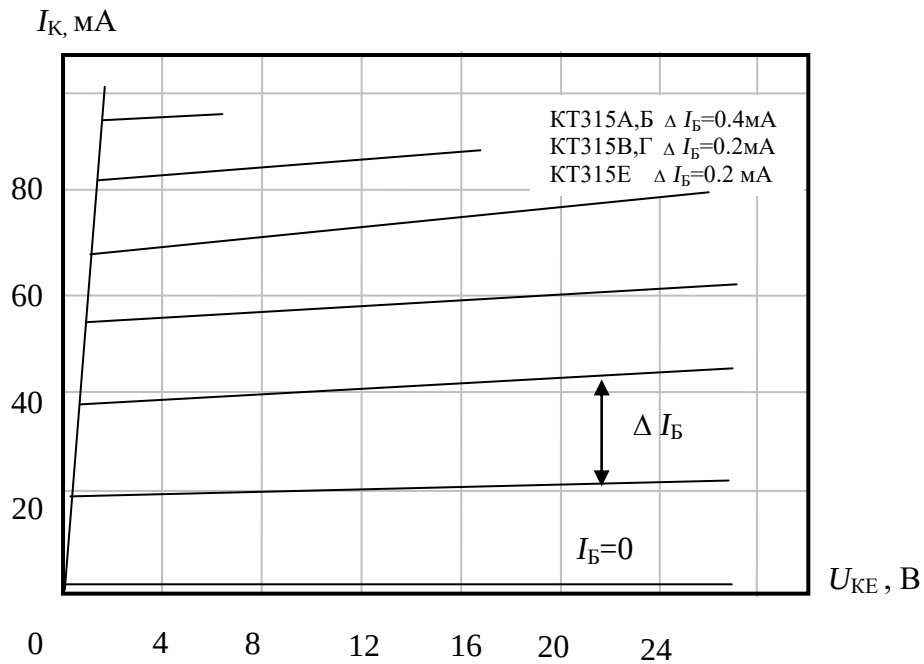
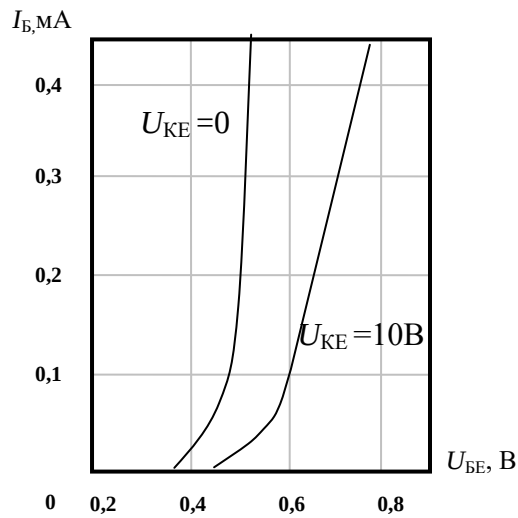
КТ315Г - 35

КТ315Е - 35

$I_{к м}$, мА - 100,

$P_{к м}$, мВт - 150,

$T_{м}$, °С - +100.



КТ301А, КТ301Б, КТ301В, КТ301Ж

Кремнієві *n-p-n* транзистори призначені для посилення й генерування коливань.

Корпус металевий, маса не більше 0,5 г.

$U_{ке м}, В:$

КТ301А, КТ301Ж - 20

КТ301Б, КТ301В - 30

$I_{к м}, мА - 10,$

$P_{к м}, мВт - 150,$

$T_{м}, ^\circ C - +85.$

