

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

**Д. В. Костенко, С. Л. Трибулькевич,
Л. Б. Забаренко**

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

**до самостійної роботи з дисципліни
«Електроніка та мікросхемотехніка»**

Видання друге, перероблене та доповнене

Рекомендовано Методичною радою НУК



ВИДАВНИЦТВО
НАЦІОНАЛЬНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
КОРАБЛЕБУДУВАННЯ
ІМ. АДМІРАЛА МАКАРОВА

2024

УДК 621.38(076)

3-12

Укладачі:

Д. В. Костенко, канд. техн. наук;

С. Л. Трибулькевич, викладач;

Л. Б. Забаренко, провідний фахівець

Рецензент

А. В. Обрубов, д-р техн. наук

Рекомендовано Методичною радою НУК

Костенко Д. В.

3-12 Методичні вказівки до самостійної роботи з дисципліни «Електроніка та мікросхемотехніка» / Д. В. Костенко, С. Л. Трибулькевич, Л. Б. Забаренко. – Вид. друге, перероб. та доп. – Миколаїв : НУК, 2024. – 52 с.

Уміщено типові задачі і приклади їх розв'язання по курсу «Електроніка і мікросхемотехніка». Задачі відповідають наступним темам: «Параметричний стабілізатор напруги», «Підсилювальні каскади на біполярних транзисторах», «Вживання операційних підсилювачів у лінійних та імпульсних схемах», «Синтез найпростіших комбінаційних пристроїв». У другому виданні виправлені помилки, додані нові задачі, в прикладах радянська елементна база замінена на сучасну.

Призначено для студентів НУК, що навчаються на спеціальності 141 «Електромеханіка і електроенергетика».

УДК 621.38(076)

© Д. В. Костенко, С. Л. Трибулькевич,
Л. Б. Забаренко, 2024

© Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова, 2024

ВСТУП

«Обязательно следует разобраться в том, как работает транзистор, даже если вам придется пользоваться в основном интегральными схемами... Мы будем рассматривать транзистор совершенно не так, как авторы других книг. Обычно, изучая транзистор, пользуются его эквивалентной схемой и h -параметрами. На наш взгляд, такой подход сложен и надуман. И дело не только в том, что глядя на мудреные уравнения, вы едва ли поймете, как работает схема, скорее всего вы будете иметь смутное представление о параметрах транзистора, их значениях, и самое главное – диапазонах изменения».

П. Хоровиц, У. Хилл «Искусство схемотехники»

«Схемотехнический анализ проводится без учета второстепенных деталей работы схем. Развитие способностей к качественному анализу закладывает основу для технического творчества. Такие способности имеют более важное значение, чем умение проводить расчет схемы с высокой точностью, который часто нецелесообразен вследствие значительного разброса параметров элементов, получаемых при их изготовлении».

У. Титце, К. Шенк «Полупроводниковая схемотехника»

Не дивлячись на високу складність і функціональність електронного обладнання, воно складається з функціональних пристроїв, кількість яких обмежена, що багато разів повторюються. Курс «Електроніка і мікросхемотехніка» для неелектронних спеціальностей ставить за мету вивчити принцип дії та інженерні методики розрахунку таких пристроїв. При цьому немає необхідності користуватися складними розрахунковими методиками,

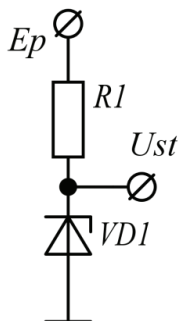
оскільки з урахуванням технологічного розкиду параметрів напівпровідникових приладів важливо навчитися застосовувати прийоми схемотехніки, що забезпечують передбаченість характеристик схеми в цілому.

Дані вказівки є доповненням до лекційного курсу і містять приклади розрахунку найпростіших схем, що найбільш часто використовуються в реальних пристроях. Навички, одержані при розв'язанні таких задач, можуть стати базою для подальшої спеціалізації в області електроніки.

Задача 1

Розробити схему джерела опорної напруги 9 В при струмі навантаження 7 мА. Напруга живлення – 15 В. Визначити зміну вихідної напруги джерела при зміні напруги на 2 В.

Використовуємо найпростіший параметричний стабілізатор напруги.



По довіднику вибираємо стабілітрон *BZT52-B9V1*, що має наступні характеристики: номінальна напруга стабілізації $U_{st} = 9.1$ В, номінальний струм стабілізації $I_{stn} = 5$ мА, мінімальний струм стабілізації $I_{stmin} = 1$ мА, максимальна потужність $P_{max} = 590$ мВт, диференціальний опір $R_D = 10$ Ом. Вибираємо струм через стабілітрон $I_{st} = 4$ мА. Струм через резистор R_1 складатиме $I_r = I_{st} + I_n = 4 + 7 = 11$ мА.

Визначаємо опір резистора $R_1 = \frac{E_p - U_{st}}{I_r} = \frac{15 - 9.1}{11} = 536$ Ом.

При зміні напруги джерела зміниться струм стабілізації:

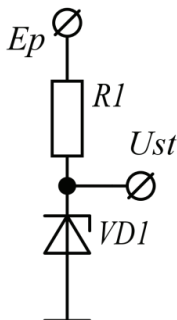
$$\Delta I_{st} = \frac{\Delta E_p}{R_1} = \frac{2}{536} = 3.7 \text{ мА.}$$

Отже, зміниться вихідна напруга на величину $\Delta U_{ct} = \Delta I_{st} \cdot R_D = 10 \cdot 3.7 = 0.037$ В.

Задача 2

Розробити схему джерела опорної напруги 4.7 В при струмі навантаження 15 мА. Напруга живлення – 10 В. Визначити зміну вихідної напруги джерела при зміні струму навантаження на 5 мА.

Використовуємо найпростіший параметричний стабілізатор напруги.



По довіднику вибираємо стабілітрон 1N4732A, що має наступні характеристики: номінальна напруга стабілізації: $U_{st} = 4.7$ В, номінальний струм стабілізації $I_{stm} = 53$ мА, мінімальний струм стабілізації $I_{stmin} = 1$ мА, максимальний струм стабілізації $I_{stmax} = 193$ мА, диференціальний опір $R_D = 8$ Ом. Вибираємо струм через стабілітрон $I_{st} = 10$ мА. Струм через резистор R_1 складатиме $I_r = I_{st} + I_n = 10 + 15 = 25$ мА.

Визначаємо опір резистора $R_1 = \frac{(E_p - U_{st})}{I_r} = \frac{(10 - 4.7)}{25} = 212$ Ом.

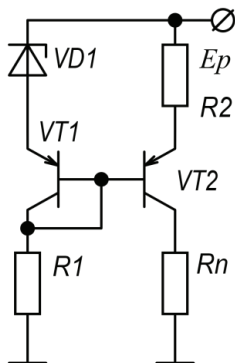
При зміні струму навантаження струм стабілізації зміниться на таку ж величину (зі зворотним знаком) – $\Delta I_{st} = \Delta I_n$.

Отже, вихідна напруга зміниться на величину $\Delta U_{st} = \Delta I_{st} \cdot R_D = 0.04$ В.

Задача 3

Розробити схему джерела струму для заземленого навантаження. Вихідні дані: напруга живлення – 15 В, опір навантаження – 0...1 кОм, вихідний струм – 8 мА.

Схема джерела струму показана на рисунку. Максимальна напруга на навантаженні складає $U_{nm} = I_n \cdot R_{nm} = 8$ В.



Мінімальне спадання напруги джерела струму $U_{min} = E_p - U_{nm} = 15 - 8 = 7$ В. Для нормальної роботи джерела струму необхідно, щоб транзистор був у лінійному режимі, тому вибираємо стабілітрон з напругою стабілізації на 1.5...2 В меншим U_{min} .

Вибираємо стабілітрон *BZT52-B4V7*, що має наступні характеристики: номінальна напруга стабілізації $U_{ct} = 4.7$, номінальний струм стабілізації $I_{ctn} = 5$ мА, мінімальний струм стабілізації $I_{ctmin} = 1$ мА, максимальна потужність $P_{max} = 590$ мВт, диференціальний опір $R_D = 78$ Ом.

Для підвищення точності джерела струму потрібно, щоб обидва транзистори працювали з однаковими струмами. Тоді

$$R_1 = \frac{(E_p - U_{ct} - U_{be})}{I_n} = \frac{(15 - 4.7 - 0.7)}{8} = 1.2 \text{ кОм},$$

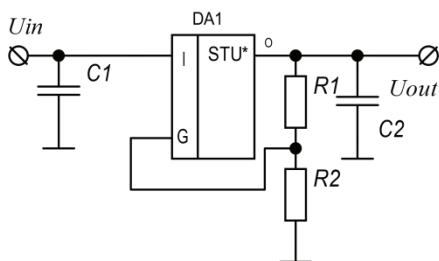
де U_b – прямий спад напруги на переході (для кремнію 0.7 В).

У лінійному режимі на еталонному резисторі R_2 буде такий же спад напруги, як і на стабілітроні. Тоді $R_2 = \frac{U_{ct}}{I_n} = \frac{4.7}{8} = 588 \text{ Ом}$.

Задача 4

Розробити лінійний стабілізатор напруги 4,2 В, 150 мА. Вхідна напруга 5...9 В.

Потрібна напруга не є стандартною тому слід обирати регульований лінійний стабілізатор. Різниця між вхідною і вихідною напругами менше вольт, тому популярний лінійний стабілізатор *LM317* не може бути використаний. Обираємо стабілізатор з малим падінням напруги *LM1117* у стандартній схемі включення.



Конденсатор C_1 забезпечує пригнічення змінної складової, конденсатор C_2 забезпечують стійкість. Згідно з рекомендаціями виробника обираємо по 10 мкФ.

Резистор R_1 забезпечує мінімальний струм навантаження. Згідно з рекомендаціями виробника обираємо по 200 Ом.

Вихідна напруга визначається за формулою

$$U_{out} = U_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} R_2,$$

де $U_{ref} = 1.25 \text{ В}$ – опорна напруга;

$I_{adj} = 52 \text{ мкА}$ – струм через вивід регулювання.

Якщо знехтувати струмом через вхід регулювання, то опір буде

$$R_2 = \left(\frac{U_{out}}{U_{ref}} - 1 \right) R_1 = 470 \text{ Ом.}$$

Максимальна потужність, що розсіюється в стабілізаторі, складе

$$P_D = (U_{in\ max} - U_{out}) I = (9 - 4.2) 0.150 = 0.72 \text{ Вт.}$$

Максимальна температура кристалу згідно з документацією $T_{j\ max} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$. Задаємося максимальною температурою середовища $T_{amb} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$. Тоді для забезпечення теплового режиму треба тепловий опір «кристал-середовище» розрахувати за формулою

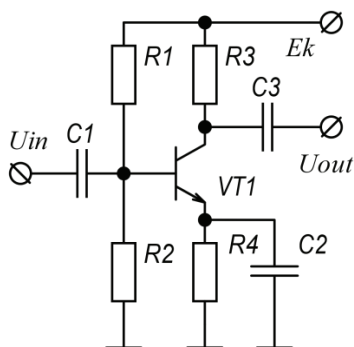
$$R_{\theta ja} = \frac{(T_{j\ max} - T_{amb})}{P_D} = \frac{(125 - 50)}{0.72} = 104 \text{ К/Вт.}$$

Стабілізатор *LM1117* виконаний у корпусі *SOT223* і має тепловий опір 160 К/Вт, тому для забезпечення теплового режиму необхідно додаткове охолодження. Згідно з рекомендаціями виробника можна використовувати додатковий полігон на друкованій платі. По графіках у *datasheet* знаходимо розміри полігону – квадрат зі стороною 10 мм.

Задача 5

Розробити схему однокаскадного транзисторного підсилювача класу А з СЕ (спільним емітером) і ВЗЗ по струму на транзисторі *BC847*. Розрахувати коефіцієнт підсилення на змінному струмі з ВЗЗ і без ВЗЗ $E_k = 6$ В, $I_{ko} = 1$ мА.

Схема підсилювача показана на рисунку. Конденсатор C_2 усуває вплив ВЗЗ на змінному струмі.



Для схем з СЕ (спільним емітером) і ВЗЗ по струму звичайно вважаємо, що напруга на базі $U_{bo} = \frac{1}{3} \cdot E_k = 2 \text{ В}$, і напруга на колекторі $U_{ko} = \frac{2}{3} \cdot E_k = 4 \text{ В}$.

$$\text{Тоді } R_3 = \frac{(E_k - U_{ko})}{I_{ko}} = 2 \text{ кОм.}$$

Напруга на емітері менше напруги на базі на величину U_{be} .

$$\text{Тоді } R_4 = \frac{(U_b - U_{be})}{I_{ko}} = \frac{2 - 0.7}{1} = 1.3 \text{ кОм.}$$

По довіднику знаходимо $h_{21} = 110$.

Струм ділника $R_1 R_2$ повинен бути значно більше струму бази спокою. Визначаємо струм бази: $I_{bo} = \frac{I_{ko}}{h_{21}} = \frac{1}{30} = 0,009 \text{ мА}$.

Визначаємо струм бази $I_d = 0.1 \text{ мА}$.

$$\text{Тоді } R_2 = \frac{U_{bo}}{I_d} = 20 \text{ кОм.}$$

$$R_1 = \frac{E_k - U_{bo}}{I_d + I_{bo}} = 36.7 \text{ кОм.}$$

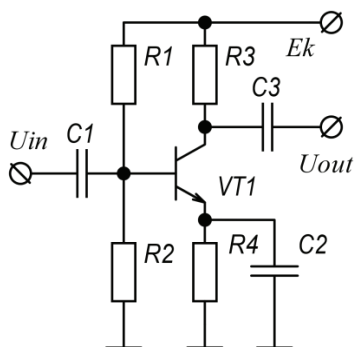
Коефіцієнт підсилення по змінному струму при наявності ВЗЗ можна визначити по формулі $K_{ooc} = \frac{R_k}{r_e + R_e} = \frac{R_3}{\frac{\phi_T}{I_{eo}} + R_4}$, де $\phi_T = 25$ мВ; $K_{ooc} = 1.5$.

При відсутності ВЗЗ – $K = \frac{R_k}{r_e} = \frac{R_3}{\frac{\phi_T}{I_{eo}}}$, де $\phi_T = 25$ мВ; $K = 80$.

Задача 6

Розробити схему однокаскадного транзисторного підсилювача класу А з СЕ (спільним емітером) і ВЗЗ по струму на транзисторі *PMST405*. Вихідні дані $E_k = 12$ В, $I_{ko} = 0.5$ мА. Визначити вхідний і вихідний опори каскаду.

Схема підсилювача показана на рисунку. Конденсатор C_2 усуває вплив ВЗЗ на змінному струмі.



Для схем з СЕ (спільним емітером) і ВЗЗ по струму звичайно вважаємо, що напруга на базі $U_{bo} = \frac{1}{3} \cdot E_k = 4$ В і напруга на колекторі $U_{ko} = \frac{2}{3} \cdot E_k = 8$ В.

Тоді $R_3 = \frac{E_k - U_{ko}}{I_{ko}} = 8 \text{ кОм}$, напруга на емітері менше напруги на базі на величину U_{be} .

$$\text{Тоді } R_4 = \frac{U_b - U_{be}}{I_{ko}} = 6.6 \text{ кОм.}$$

По довіднику знаходимо $h_{21} = 50$.

Струм дільника $R_1 R_2$ повинен бути значно більше струму бази спокою. Визначаємо струм бази $I_{bo} = \frac{I_{ko}}{h_{21}} = 0.01 \text{ мА}$.

Вибираємо струм дільника $I_d = 0.1 \text{ мА}$.

$$\text{Тоді } R_2 = \frac{U_{bo}}{I_d} = 40 \text{ кОм};$$

$$R_1 = \frac{E_k - U_{bo}}{I_d + I_{bo}} = 72 \text{ кОм.}$$

Вихідний опір каскаду з СЕ дорівнює опоріві резистора в колекторному колі, тобто $R_{out} = R_3 = 8 \text{ кОм}$.

Вхідний опір по змінному струму підсилювача являє собою паралельне з'єднання резисторів вхідного дільника та вхідного опору транзистора по змінному струму:

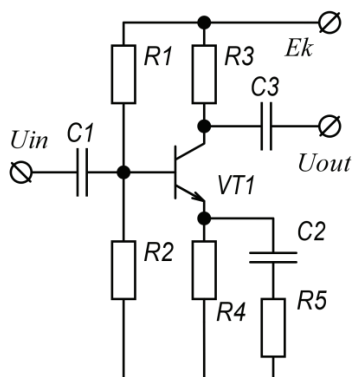
$$\frac{1}{R_{gx}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_e \cdot (h_{21} + 1)}, \text{ де } r_e = \frac{\Phi_T}{I_e}, \Phi = 25 \text{ мВ.}$$

$$R_{in} = 2.32 \text{ кОм.}$$

Задача 7

Розробити схему однокаскадного транзисторного підсилювача класу А з СЕ(спільним емітером) й ВЗЗ по струму на транзисторі ВСХ19. Вихідні дані $E_k = 9 \text{ В}$, $I_{ko} = 0.1 \text{ мА}$, $K_U = 30$.

Схема підсилювача показана на рисунку. Конденсатор C_2 усуває вплив ВЗЗ на змінному струмі, резистор R_5 дозволяє установити необхідний коефіцієнт підсилення.



Для схем з СЕ (спільним емітером) і ВЗЗ по струму звичайно вважаємо, що напруга на базі $U_{bo} = \frac{1}{3} \cdot E_k = 3 \text{ В}$ і напруга на колекторі $U_{ko} = \frac{2}{3} \cdot E_k = 6 \text{ В}$.

Тоді $R_3 = \frac{E_k - U_{ko}}{I_{ko}} = 30 \text{ кОм}$, напруга на емітері менше напруги на базі на величину U_{be} .

$$\text{Тоді } R_4 = \frac{U_b - U_{be}}{I_{ko}} = 23 \text{ кОм}.$$

По довіднику знаходимо $h_{21} = 100$.

Струм дільника $R_1 R_2$ повинен бути значно більше струму бази спокою. Визначаємо струм бази $I_{bo} = \frac{I_{ko}}{h_{21}} = 0.001 \text{ мА}$.

Вибираємо струм дільника $I_d = 0.01 \text{ мА}$.

$$\text{Тоді } R_2 = \frac{U_{bo}}{I_d} = 300 \text{ кОм};$$

$$R_1 = \frac{E_k - U_{bo}}{I_d + I_{bo}} = 545 \text{ кОм}.$$

Коефіцієнт підсилення по змінному струму такої схеми визначається співвідношенням $K_U = \frac{R_k}{R_{екв}}$, де $R_{екв}$ – еквівалентний

опір емітерного кола. $R_{екв} = r_e + \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5}$, де $r_e = \frac{\phi_T}{I_e}$, $\phi_T = 25$ мВ.

$$R_{екв} = \frac{R_3}{K_u} = \frac{30}{30} = 1 \text{ кОм};$$

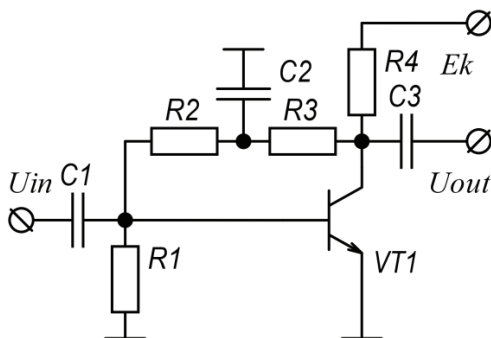
$$\frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} = 1000 - 250 = 750 \text{ Ом};$$

$$R_5 = 780 \text{ Ом}.$$

Задача 8

Розробити схему однокаскадного транзисторного підсилювача класу А з СЕ (спільним емітером) і ВЗЗ по напрузі на транзисторі *PMBT06*. Вихідні дані: $E_k = 5$ В, $I_{ko} = 1$ мА. Визначити коефіцієнт підсилення каскаду.

Схема підсилювача показана на рисунку. Конденсатор C_2 усуває вплив ВЗЗ на змінному струмі.



Для схем з СЕ (спільним емітером) і ВЗЗ по напрузі звичайно вважаємо, що напруга на колекторі $U_{ko} = \frac{1}{2} \cdot E_k = 2.5$ В.

По довіднику знаходимо $h_{21} = 100$.

Визначаємо струм бази $I_{bo} = \frac{I_{ko}}{h_{21}} = 0,01$ мА.

Струм дільника $R_1 R_2 R_3$ повинен бути значно більше струму бази спокою. Вибираємо струм дільника $I_d = 0.1$ мА.

Так як $U_{bo} = U_{be} = 0.6 \dots 0.7$ В, то $R_1 = \frac{U_{bo}}{I_d} = 7$ кОм.

По резисторах R_2 і R_3 протікає струм $I_d + I_{bo}$, тоді

$$R_2 + R_3 = \frac{U_{ko} - U_{bo}}{I_d + I_{bo}} = \frac{1.8}{0.11} = 16.4 \text{ кОм.}$$

Резистори R_2 і R_3 краще вибрати однаковими, тоді $R_2 = R_3 = 8.2$ кОм.

По резистору R_4 протікає сума струмів дільника, бази і колектора, тоді $R_4 = \frac{E_k - U_{ko}}{I_{ko} + I_d + I_{bo}} = 2.25$ кОм.

Коефіцієнт підсилення визначається по формулі $K_U = \frac{R_k}{r_e}$, де

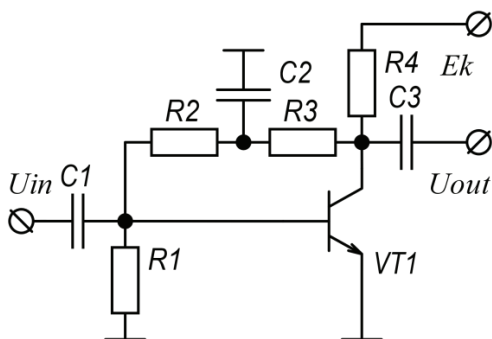
$$r_e = \frac{\phi_T}{I_e}, \quad \phi = 25 \text{ мВ.}$$

$$K_U = 90.$$

Задача 9

Розробити схему однокаскадного транзисторного підсилювача класу А з СЕ (спільним емітером) і ВЗЗ по напрузі на транзисторі *2PD601BRL*. Вихідні дані $E_k = 6$ В, $I_{ko} = 0.2$ мА. Визначити вхідний опір каскаду.

Схема підсилювача показана на рисунку. Конденсатор C_2 усуває вплив ВЗЗ на змінному струмі.



Для схем з СЕ (спільним емітером) і ВЗЗ по напрузі звичайно вважаємо, що напруга на колекторі $U_{ko} = \frac{1}{2} \cdot E_k = 3 \text{ В}$.

По довіднику знаходимо $h_{21} = 210$.

Визначаємо струм бази $I_{bo} = \frac{I_{ko}}{h_{21}} = 0.001 \text{ мА}$.

Струм дільника $R_1 R_2 R_3$ повинен бути значно більше струму бази спокою. Вибираємо струм дільника $I_d = 0.01 \text{ мА}$.

Так як $U_{bo} = U_{be} = 0.6 \dots 0.7 \text{ В}$, то $R_1 = \frac{U_{bo}}{I_d} = 70 \text{ кОм}$.

По резисторах R_2 і R_3 протікає струм $I_d + I_{bo}$, тоді $R_2 + R_3 = \frac{U_{ko} - U_{bo}}{I_d + I_{bo}} = 209 \text{ кОм}$.

Резистори R_2 і R_3 краще вибрати однаковими, тоді $R_2 = R_3 = 105 \text{ кОм}$.

По резистору R_4 протікає сума струмів дільника, бази і колектора, тоді $R_4 = \frac{E_k - U_{ko}}{I_{ko} + I_d + I_{bo}} = 14.2 \text{ кОм}$.

Вихідний опір каскаду з СЕ (спільним емітером) дорівнює опоріві резистора в колекторному колі, тобто $R_{вих} = R_4$. У даному випадку цей опір для більшої точності можна представити як паралельне з'єднання R_3 і R_4 . $R_{вих} = 13,4 \text{ кОм}$.

Вхідний опір по змінному струму підсилювача являє собою паралельне з'єднання резисторів вхідного дільника і вхідного опору транзистора по змінному струму:

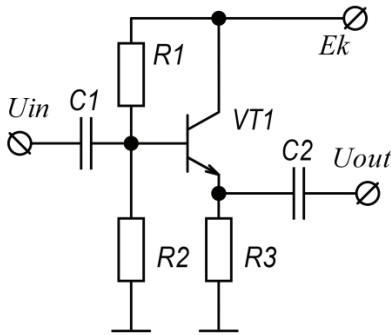
$$\frac{1}{R_{\text{вх}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_e \cdot (h_{21} + 1)}, \text{ де } r_e = \frac{\Phi_T}{I_e}, \Phi = 25 \text{ мВ.}$$

$$R_{\text{вх}} = 16,2 \text{ кОм.}$$

Задача 10

Розробити схему однокаскадного транзисторного підсилювача класу А з СК (спільним колектором) на транзисторі BCW71. Вихідні дані: $E_k = 7 \text{ В}$, $I_{eo} = 5 \text{ мА}$. Визначити вхідний опір каскаду.

Схема підсилювача показана на рисунку.



Вибираємо напругу на виході в режимі спокою $U_{eo} = \frac{1}{2} \cdot E_k = 3.5 \text{ В}$.

$$\text{Тоді } R_3 = \frac{U_{eo}}{I_{eo}} = 700 \text{ Ом.}$$

По довіднику знаходимо $h_{21} = 200$.

Струм дільника $R_1 R_2$ повинен бути значно більше струму бази спокою. Визначаємо струм бази $I_{bo} = \frac{I_{eo}}{h_{21}} = 0.025 \text{ мА}$.

Вибираємо струм дільника $I_d = 0.25 \text{ мА}$.

$$\text{Тоді } R_2 = \frac{U_{bo}}{I_d} = \frac{U_{eo} + U_{be}}{I_d} = 16.8 \text{ кОм};$$

$$R_1 = \frac{E_k - U_{bo}}{I_d + I_{bo}} = \frac{E_k - U_{eo} - U_{be}}{I_{bo} + I_d} = 10.2 \text{ кОм}.$$

Вхідний опір по змінному струму підсилювача являє собою паралельне з'єднання резисторів вхідного діляника та вхідного опору транзистора по змінному струму:

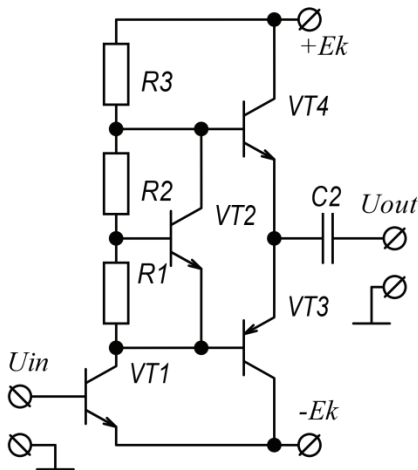
$$\frac{1}{R_{\text{вх}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{(R_3 + r_e) \cdot (h_{21} + 1)}, \text{ де } r_e = \frac{\Phi_T}{I_e}, \Phi = 25 \text{ мВ};$$

$$R_{\text{вх}} = 6.07 \text{ кОм}.$$

Задача 11

Розробити схему двотактного емітерного повторювача класу В. Визначити потужність, що розсіюється, і ККД, якщо напруга живлення $E_p = \pm 15 \text{ В}$, опір навантаження $R_n = 4 \text{ Ом}$, амплітудне значення напруги на навантаженні $U_m = 6 \text{ В}$.

Схема каскаду показана на рисунку. Так як задано режим В, то необхідне джерело ЕРС із $E = 2 \cdot U_{be} = 1.4 \text{ В}$. Роль такого джерела відіграє транзистор VT2. Якщо $R_1 = R_2$, то $U_{ke} = 2U_{be}$.



Резистор R_3 є навантаженням попереднього каскаду на транзисторі $VT1$. Потужність, що розсіюється в підсилювачі, може бути представлена у виді двох складових: потужність від струму навантаження і потужність від струму спокою. Так як струму спокою в режимі В немає, то залишається тільки потужність від струму навантаження. Ця потужність (на кожному транзисторі) може бути представлена так само у вигляді двох складових: потужності ідеального підсилювача, що розсіюється, і складової потужності через знижену напругу.

$$P_{\text{TH}} = \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{U_M^2}{4R_H} + \left(\frac{E}{2} - U_M\right) \frac{U_M}{\pi R_H} = 0.48 + 4.3 = 4.78 \text{ Вт.}$$

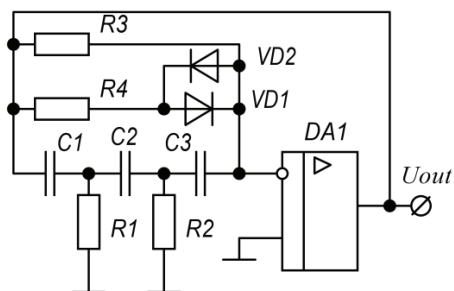
Визначимо вихідну потужність $P_{\text{вих}} = \frac{U_m^2}{2R_n} = 4.5 \text{ Вт.}$

Визначимо ККД $\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вих}} + 2P_{\text{TH}}} = 0,48.$

Задача 12

Розробити схему генератора синусоїдального сигналу на ОП з частотою 1 кГц та амплітудою 1 В.

Вибираємо схему генератора з потенційно-токовим сходовим RC -колом.



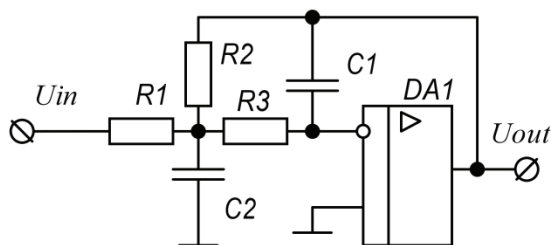
Вибираємо ємність конденсаторів так, щоб $C = C_1 = C_2 = C_3$, і опір $R = R_1 = R_2$. Тоді частота коливань визначається співвідношенням $f = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi \cdot R \cdot C}$. Вибираємо $C = 4.7 \cdot 10^{-9}$. Тоді $R = 19.5$ кОм.

Для виникнення коливань необхідно, щоб опір кола зворотного зв'язку був більше $12R$ при відсутності коливань і дорівнював $12R$ при заданій амплітуді. При відсутності коливань діоди закриті, опір кола обумовлений резистором R_3 . Необхідно, щоб $R_3 > 12R = 234$ кОм. Вибираємо $R_3 = 250$ кОм. При збільшенні амплітуди коливань понад 0.7 В діоди відкриваються й опір кола визначається паралельним з'єднанням R_3 і R_4 . Для надійного обмеження амплітуди вибираємо $\frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} < 12R$, обираємо $R_3 = R_4$. Діоди – будь-які малопотужні і швидкі, наприклад 1N4148.

Задача 13

Розробити активний фільтр Бесселя низьких частот другого порядку на частоту 2 кГц. Використовувати схему Рауха.

Загальний порядок розробки активного фільтра мусить бути наступним: вибір порядку і типу фільтра, визначення коефіцієнтів передавальної характеристики згідно з типом фільтра, вибір схеми, розрахунок номіналів компонентів. Деякі з цих пунктів уже визначені в умовах задачі.



Визначаємо коефіцієнти за таблицями: $a_1 = 1.3617$, $b_1 = 0.6180$. Задаємося коефіцієнтом передачі фільтра $A = -1$.

Для того, щоб опори виявилися дійсними, необхідно виконання рівняння

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4 \cdot b_1 (1 - A)}{a_1^2} = 2.666.$$

Обираємо $C_2 = 27$ нФ, $C_1 = 10$ нФ.

Розраховуємо опори резисторів:

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4 C_1 C_2 b_1 (1 - A)}}{4 \pi f C_1 C_2} =$$

$$= \frac{36.77 \cdot 10^{-9} - \sqrt{1352 \cdot 10^{-18} - 1335 \cdot 10^{-18}}}{6786000 \cdot 10^{-18}} = 4810 \text{ Ом.}$$

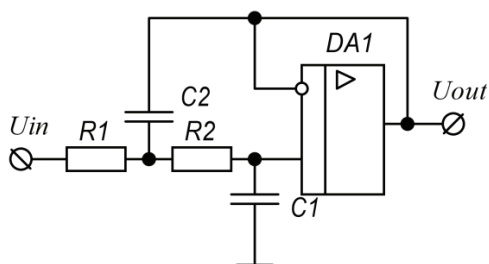
$$R_1 = R_- / (-A) = 4810 \text{ Ом;}$$

$$R_3 = \frac{b_1}{4 \pi^2 f^2 C_1 C_2 R_2} = 3010 \text{ Ом.}$$

Задача 14

Розробити активні фільтри Батерворта низьких і високих частот другого порядку на частоту 3 кГц. Використовувати схему Салена–Кі.

Загальний порядок розробки активного фільтра мусить бути наступним: вибір порядку і типу фільтра, визначення коефіцієнтів передавальної характеристики згідно з типом фільтра, вибір схеми, розрахунок номіналів компонентів. Деякі з цих пунктів уже визначені в умовах задачі.



Визначаємо коефіцієнти за таблицями: $a_1 = 1.4142$; $b_1 = 1$.
Задаємося коефіцієнтом передачі фільтра $A = 1$.

Для того, щоб опори виявилися дійсними, необхідно виконати рівняння

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4 \cdot b_1}{a_1^2} = 2.$$

Обираємо $C_2 = 22$ нФ; $C_1 = 10$ нФ.

Тоді опори будуть однаковими:

$$R_1 = R_2 = \frac{a_1 C_2 \mp \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4 C_1 C_2 b_1}}{4 \pi f C_1 C_2} = ,$$

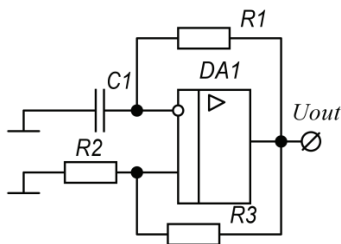
$$= \frac{31.1 \cdot 10^{-9} \mp \sqrt{968 \cdot 10^{-18} - 880 \cdot 10^{-18}}}{8294000 \cdot 10^{-18}} ;$$

$$R_1 = 2620 \text{ Ом}; R_2 = 4880 \text{ Ом}.$$

Задача 15

Розробити схему симетричного мультивібратора на ОП з частотою 1.5 кГц. Побудувати графіки напруги у схемі.

Вибираємо схему мультивібратора на основі тригера Шмітта.



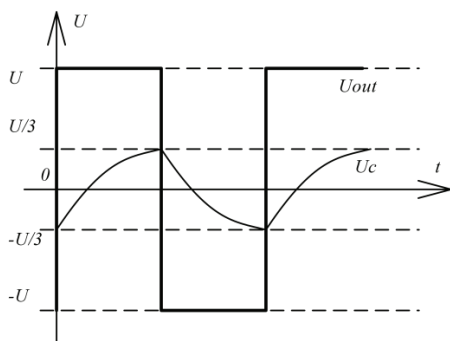
Резистори R_2 і R_3 визначають пороги спрацьовування тригера Шмітта і, таким чином, розмах напруги на конденсаторі. Виби-

раємо $U_{c\max} = \frac{1}{3} \cdot U_{\text{живл}}$. Тоді $R_3 = 2 \cdot R_2$. Вибираємо $R_3 = 20$ кОм, $R_2 = 10$ кОм. Період коливань визначається співвідношенням

$$T = 2 \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right).$$

Вибираємо $C_1 = 47 \cdot 10^{-9}$ Ф, тоді $R_1 = 1.02 \cdot 10^4$ Ом.

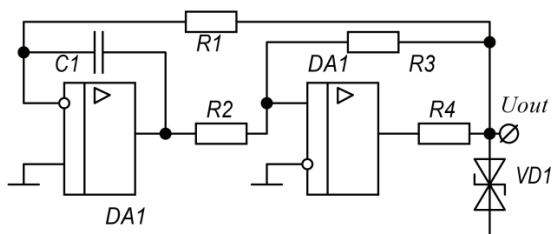
Вихідна напруга схеми має вигляд симетричних прямокутників з амплітудою $\pm U_{\text{живл}}$. Напруга на конденсаторі має вигляд, близький до трикутного (початкові ділянки експонент) з амплітудою $\pm \frac{U_{\text{живл}}}{3}$.



Задача 16

Розробити схему генератора сигналу трикутної форми на ОП. Вказати можливі варіанти схеми цього пристрою. Вихідні дані частота – 1 кГц, амплітуда – 3 В.

Як генератор сигналу трикутної форми можна використовувати тригер Шмітта з RC-колом з ВЗЗ. При цьому напруга на конденсаторі має вигляд, близький до трикутного. Якщо вимоги до форми сигналу високі, то RC-коло варто замінити інтегратором.



Амплітуда вихідного сигналу залежить від порогів спрацьовування тригера Шмітта і визначається співвідношенням

$$U_m = U_{ct} \cdot \frac{R_2}{R_3}.$$

Стабілітрон можна обрати двоханодний або два звичайних з'єднаних послідовно. Вибираємо два звичайних стабілітрони BZT52-6V8. Загальна напруга стабілізації в такому випадку складає суму напруги стабілізації стабілітрона і прямої напруги: $U_{ct} = 6.8 + 0.7 = 7.5$ В; R_2 вибираємо опором 10 кОм.

$$\text{Тоді } R_3 = R_2 \cdot \frac{U_{ct}}{U_m} = 25 \text{ кОм.}$$

Період коливачь визначається співвідношенням

$$T = 4 \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot \frac{R_2}{R_3}.$$

Вибираємо $C_1 = 22 \cdot 10^{-9}$ Ф, тоді $R_1 = 28.4 \cdot 10^3$ Ом.

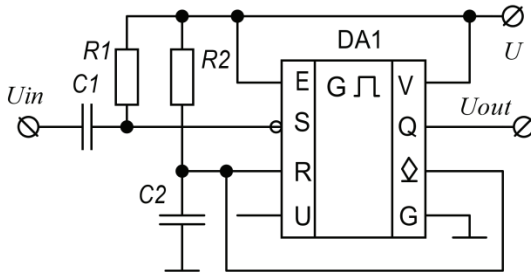
Резистор R_4 повинен забезпечувати достатній струм стабілізації і не перевантажувати ОП. При $R_4 = 1.5 \text{ кОм}$ і напрузі на виході ОП $\pm 15\text{В}$ струм стабілізації складе:

$$I_c = \frac{U_{\text{вих}} - U_{ct}}{R_4} = 5 \text{ мА.}$$

Задача 17

Розробити схему одновібратора з тривалістю імпульсу 10 мс.

Одновібратори простіше за все реалізуються на основі інтегральних таймерів типу 555.



Коло $R_1 C_1$ не є часозадавальним і служить для формування імпульсів запуску одновібратора. Вибираємо $R_1 = 20 \text{ кОм}$, $= 10 \cdot 10 \text{ Ф}$. У такому випадку постійна часу кола складає $\tau = R_1 \cdot C_1 = 0.00002$, що є значно менше тривалості імпульсу.

Тривалість імпульсу одновібратора визначається як $t = R \cdot C \cdot \ln 3$.

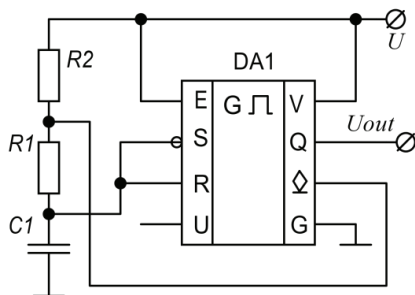
Конденсатор вибираємо $C_2 = 0.1 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$.

$$\text{Тоді } R_2 = \frac{t}{\ln 3 \cdot C_2} = 9.1 \cdot 10^4 \text{ Ом.}$$

Задача 18

Розробити мультивібратор на таймері 555 з частотою 2 кГц.
Пояснити електричні процеси в схемі.

Обираємо типову схему мультивібратора на таймері.



Частота визначається формулою

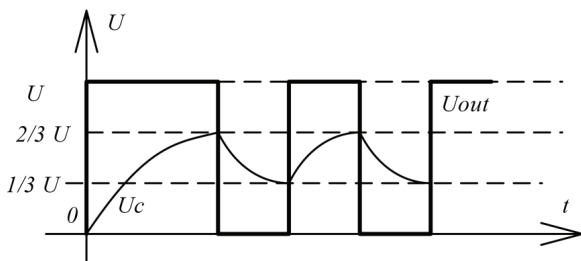
$$f = 1.44 / ((2R_1 + R_2) C_1).$$

Задаємося $R_1 = 10 \text{ кОм}$, $C_1 = 10 \text{ нФ}$.

$$R_2 = 0.7 / f C_1 - 2R_1 = 50000 \text{ Ом}.$$

Процеси в схемі відбуваються наступним шляхом. В момент подачі живлення напруга на конденсаторі C_1 нульова і через вхід S таймер встановлюється. Починається заряд конденсатора через коло $R_1 R_2$. Коли напруга на конденсаторі досягає $2/3 U$ таймер скидається через вхід R і починається розряд конденсатора через коло

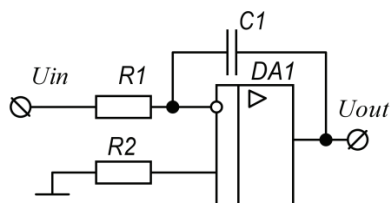
R_1 – вихід з відкритим колектором таймера. Розряд відбувається до рівня напруги на конденсаторі $1/3 U$, потім таймер встановлюється і процес повторюється.



Задача 19

Розробити інтегратор на ОП зі сталою часу 0.01 с. Привести часову діаграму інтегратора при подачі на вхід напруги 1 В. Привести частотну характеристику інтегратора.

Схема інтегратора показана на рисунку (пропонується інвертуюче включення). Резистор служить для усунення похибки, викликаній вхідними струмами. Вибираємо $R = 10$ кОм. Стала часу інтегратора визначається співвідношенням $\tau = RC$. Тоді $C_1 = 1$ мкФ.

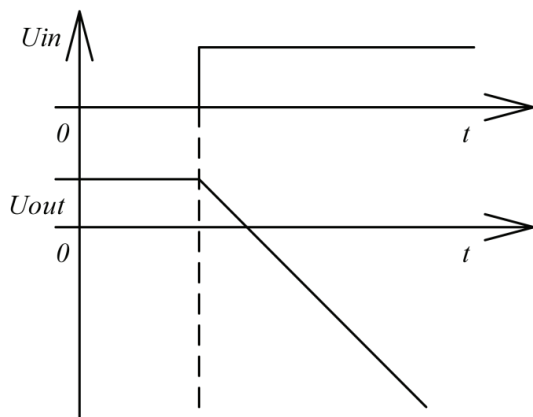


Робота інтегратора описується формулою

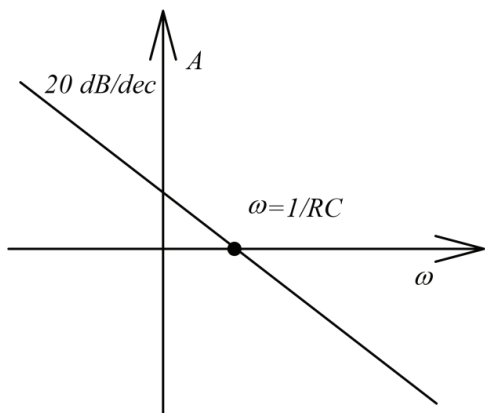
$$U_{out} = -\frac{1}{RC} \int U dt + C.$$

При подачі на вхід напруги 1 В вираз одержує вигляд:

$$U_{out} = \{ C, \text{ при } t \leq t_0, C - \frac{1}{RC} (t - t_0), \text{ при } t > t_0.$$



Коефіцієнт підсилення розробленої схеми можна представити $|K| = \frac{Z_{oc}}{R}$, або в комплексній формі – $|K| = \frac{1}{j\omega RC}$. Тоді АЧХ буде мати такий вигляд:

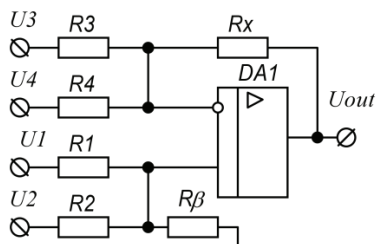


Задача 20

Розробити аналоговий обчислювальний блок, що реалізує функцію:

$$U = U_1 + 5U_2 - 2U_3 - 10U_4.$$

Реалізуємо функцію з використанням багатовходового суматора-віднімача на одному ОП.



Задаємося опором резистора у ВЗЗ ОП $R_x = 100 \text{ кОм}$.

Розраховуємо опір резисторів для входів, що інвертують –

$$R_i = \frac{R_x}{|K_i|}:$$

$$R_3 = 50 \text{ кОм};$$

$$R_4 = 10 \text{ кОм}.$$

Розраховуємо опір резисторів для входів, що не інвертують –

$$R_j = \frac{R_x}{|K_j|}:$$

$$R_1 = 100 \text{ кОм};$$

$$R_2 = 20 \text{ кОм}.$$

Розраховуємо провідності, підключені до входів ОП:

$$G_- = \frac{1}{R_{oc}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} = 0.13 \text{ мСм};$$

$$G_+ = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = 0.06 \text{ мСм}.$$

Так як $G_+ < G_-$, то необхідна установка резистора

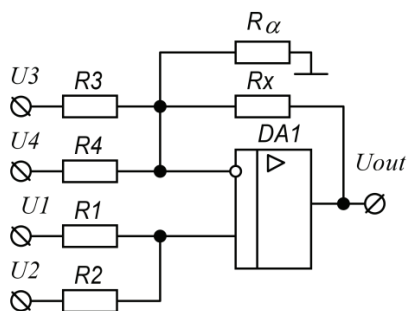
$$R_\beta = \frac{1}{G_- - G_+} = 14.3 \text{ кОм}.$$

Задача 21

Розробити аналоговий обчислювальний блок, що реалізує функцію:

$$U = 10U_1 + 5U_2 - 2U_3 - U_4.$$

Реалізуємо функцію з використанням багатовходового суматора-віднімача на одному ОП.



Задаємося опором резистора в ВЗЗ ОП $R_{oc} = 100 \text{ кОм}$.

Розраховуємо опір резисторів для входів, що інвертують –

$$R_i = \frac{R_{os}}{|K_i|}:$$

$$R_3 = 50 \text{ кОм};$$

$$R_4 = 100 \text{ кОм}.$$

Розраховуємо опір резисторів для входів, що не інвертують –

$$R_j = \frac{R_{os}}{|K_j|}:$$

$$R_1 = 10 \text{ кОм};$$

$$R_2 = 20 \text{ кОм}.$$

Розраховуємо провідності, підключені до входів ОП:

$$G_- = \frac{1}{R_{oc}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} = 0.04 \text{ мСм};$$

$$G_+ = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = 0.15 \text{ мСм}.$$

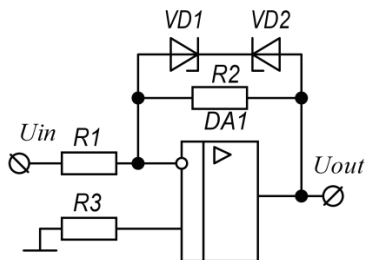
Так як $G_+ > G_-$, то необхідна установка резистора

$$R_\alpha = \frac{1}{G_+ - G_-} = 9.09 \text{ кОм}.$$

Задача 22

Розробити підсилювач-обмежник, що інвертує, з коефіцієнтом підсилення 20 і рівнями обмеження +4В і – 6В.

Схему можна реалізувати як інвертуючий підсилювач з нелінійним колом, паралельно колу В33. Нелінійне коло може бути виконане як два зустрічно з'єднаних стабілітрони.



Вибираємо $R_2 = 20 \text{ кОм}$.

Визначаємо $R_1 = \frac{R_2}{K} = 1 \text{ кОм}$.

Для компенсації похибки від вхідних струмів ОП необхідний резистор $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 952 \text{ Ом}$.

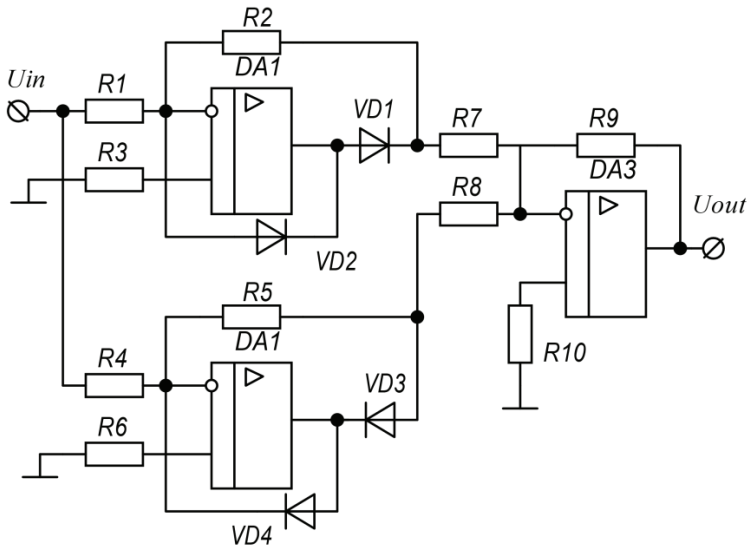
У режимі обмеження напруга на виході буде визначатися як $|U_{out}| = U_{ct} + U_{пр}$, де U_{ct} – напруга стабілізації відповідного стабілітрона, $U_{пр} = 0,6...0,7 \text{ В}$ – пряма напруга на стабілітроні. Стабілітрон VD1 працює при позитивній напрузі на виході: $U_{ct1} = 4 - 0.7 = 3.3 \text{ В}$. Вибираємо стабілітрон з найближчими параметрами – 1N4728A ($U_{ct} = 3.3 \text{ В}$). Стабілітрон VD2 працює при негативній напрузі на виході $U_{ct2} = 6 - 0.7 = 5.3 \text{ В}$. Вибираємо стабілітрон з найближчими параметрами – 1N4734A ($U_{ct} = 5.6 \text{ В}$).

Задача 23

Розробити схему аналогового обчислювального пристрою, що реалізує функцію

$$U_{out} = \{2U_{in}, U_{in} > 0; 5U_{in}, U_{in} < 0.$$

Даний пристрій може бути реалізовано за допомогою двох прецизійних випрямлячів і сумуючого підсилювача.



DA1 – випрямляч, що працює при $U_{BX} < 0$;

DA2 – випрямляч, що працює при $U_{BX} > 0$;

DA3 – суматор.

Нехай випрямлячі мають одиничний коефіцієнт підсилення. Тоді вибираємо $R_1 = R_2 = R_4 = R_6 = 20$ кОм. Для компенсації похибки від вхідних струмів ОП використовуємо

$$R_3 = R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 10 \text{ кОм.}$$

Вибираємо резистор кола ВЗЗ DA3 $R_9 = 20$ кОм.

Визначаємо R_7 і R_8 :

$$R_7 = \frac{R_{oc}}{K_-} = 4 \text{ кОм};$$

$$R_8 = \frac{R_{oc}}{K_+} = 10 \text{ кОм}.$$

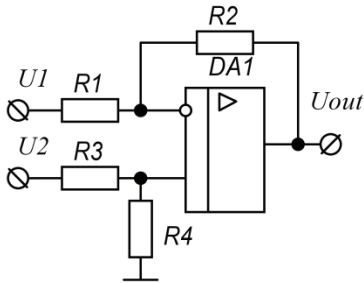
Для компенсації похибки від вхідних струмів опір резистора R_{10} повинен дорівнювати опорам резисторів R_7 , R_8 , R_9 , включених паралельно:

$$R_{10} = 2.5 \text{ кОм}.$$

Задача 24

Розробити схему диференціального підсилювача з коефіцієнтом підсилення $K = 50$ на операційному підсилювачі *lm358*. Розрахувати похибку від напруги зміщення і вхідних струмів.

Диференціальний підсилювач може бути реалізований за допомогою ОП.



Для нормальної роботи пристрою необхідне виконання умови $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$.

Вибираємо $R_2 = R_4 = 500 \text{ кОм}$, $R_1 = R_3 = 10 \text{ кОм}$. При цьому коефіцієнт підсилення ДП DA3 складе $K_U = \frac{R_2}{R_1} = 50$.

Для такої схеми похибка від напруги зміщення і вхідних струмів наступна:

$$\Delta U = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left(e_{off} + \Delta i \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right),$$

де e_{off} – напруга зміщення ОП;
 Δi – різниці вхідних струмів.

Згадані параметри знаходимо в datasheet на підсилювач, англійською *Input Offset Voltage, Input Offset Current*. Різницю вхідних струмів не плутати з вхідним струмом, який має англійську назву *Input Bias Current*.

$$\begin{aligned} \Delta U &= \frac{10+500}{10} \left(5 \cdot 10^{-3} + 30 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{10 \cdot 500}{10+500} \right) = \\ &= 51 \cdot (5 \cdot 10^{-3} + 294 \cdot 10^{-9}) = 0.26 \text{ В.} \end{aligned}$$

Задача 25

З використанням логічних елементів І-НІ розробити схему пристрою, що реалізує логічну функцію чотирьох змінних $Y = \Sigma(5,8,10,13,14)$.

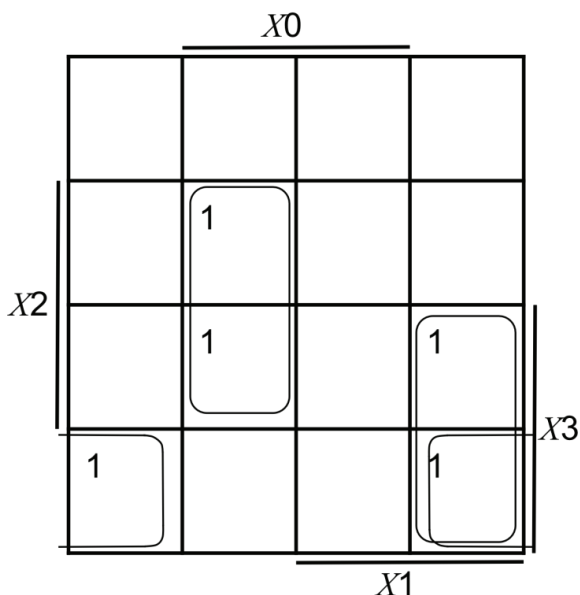
Відповідно до заданої функції складаємо таблицю істинності.

№	X3	X2	X1	X0	Y
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	1
6	0	1	1	0	0
7	0	1	1	1	0

№	X3	X2	X1	X0	Y
8	1	0	0	0	1
9	1	0	0	1	0
10	1	0	1	0	1
11	1	0	1	1	0
12	1	1	0	0	0
13	1	1	0	1	1
14	1	1	1	0	1
15	1	1	1	1	0

Використовуючи таблицю істинності, заповнюємо карту Карно. Поєднуємо суміжні клітини карти Карно. При об'єднанні клітин слід дотримуватись таких правил: області мають бути прямокутними з розмірами сторін 1, 2 або 4 клітини; області мають бути якомога більшого розміру, областей має бути якнайменше; карту Карно слід розглядати не як прямокутник, а як розгортку тора, тобто сусідніми будуть верхній та нижній рядки, лівий та правий стовпець; області можуть перетинатися. Кожна область відповідатиме простій імпліканті МДНФ і складатиметься з тих аргументів, які в цій області не змінюють свого значення. Таким чином отримані три області по дві клітини в кожній. Шукана функція буде мати вигляд:

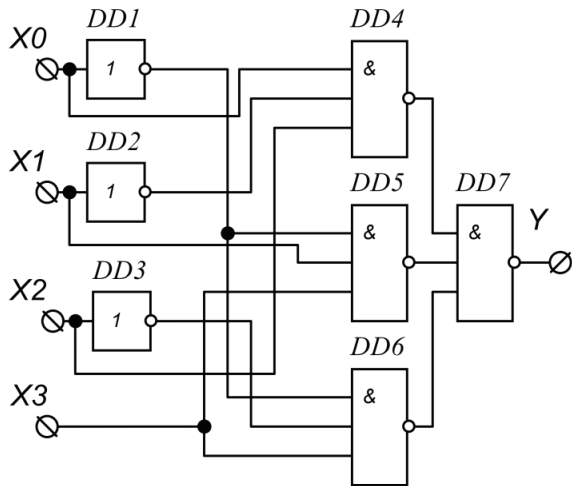
$$Y = X0 \cdot \overline{X1} \cdot X2 + \overline{X0} \cdot X1 \cdot X3 + \overline{X0} \cdot \overline{X2} \cdot X3.$$



Для реалізації пристрою на елементній базі І-НІ, використовуючи правило де Моргана, перетворимо “АБО” в “І”:

$$Y = \overline{X0 \cdot \overline{X1} \cdot X2 \cdot \overline{X0} \cdot X1 \cdot X3 \cdot \overline{X0} \cdot \overline{X2} \cdot X3}.$$

На основі отриманого виразу синтезуємо принципову схему пристрою.



Задача 26
 З використанням логічних елементів АБО-НІ розробити схему пристрою, що реалізує логічну функцію чотирьох змінних $Y = \Sigma(5,8,10,12,13,14)$.
 Відповідно до заданої функції складаємо таблицю істинності.

№	X3	X2	X1	X0	Y
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	1
6	0	1	1	0	0
7	0	1	1	1	0

№	X3	X2	X1	X0	Y
8	1	0	0	0	1
9	1	0	0	1	0
10	1	0	1	0	1
11	1	0	1	1	0
12	1	1	0	0	1
13	1	1	0	1	1
14	1	1	1	0	1
15	1	1	1	1	0

Використовуючи таблицю істинності, заповнюємо карту Карно. При реалізації функції на елементах АБО-НІ краще на початку одержати заперечення заданої функції. Поєднуємо суміжні клітини карти Карно, що відповідають значенням функції. При об'єднанні клітин слід дотримуватись таких правил: області мають бути прямокутними з розмірами сторін 1, 2 або 4 клітини; області мають бути якомога більшого розміру, областей має бути якнайменше; карту Карно слід розглядати не як прямокутник, а як розгортку тора, тобто сусідніми будуть верхній та нижній рядки, лівий та правий стовпець; області можуть перетинатися. Кожна область відповідатиме простій імпліканті МДНФ і складатиметься з тих аргументів, які в цій області не змінюють свого значення. При цьому отримані чотири області по дві клітини в кожній, але потрібно обрати мінімальну кількість областей, які покривають функцію. В даному випадку одна область виявляється зайвою і шукана функція буде мати вигляд:

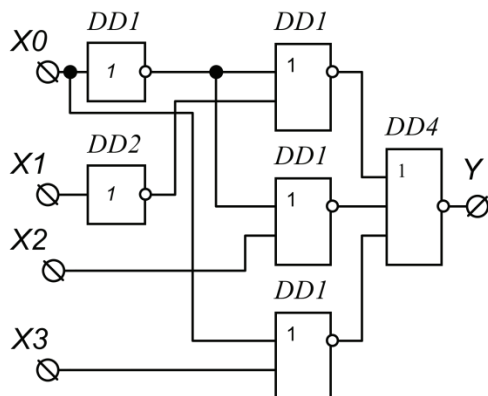
$$\bar{Y} = X0 \cdot X1 + X0 \cdot \bar{X2} + \bar{X0} \cdot \bar{X3}.$$

	$X0$			
	0	0	0	0
$X2$	0	1	0	0
	1	1	0	1
	1	0	0	1
	$X1$			
				$X3$

Для реалізації пристрою на елементній базі АБО-НІ, використовуючи подвійне заперечення і правило де Моргана, перетворимо “І” в “АБО”:

$$Y = \overline{\overline{X0} \cdot \overline{X1} + \overline{X0} \cdot \overline{X2} + \overline{X0} \cdot \overline{X3}} = \overline{\overline{X0} + \overline{X1} + \overline{X0} + \overline{X2} + \overline{X0} + \overline{X3}}.$$

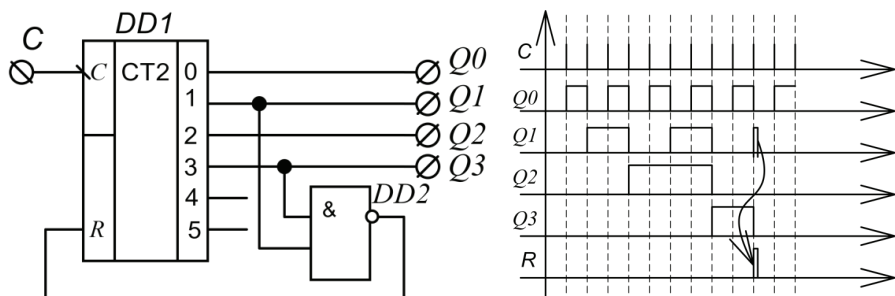
На основі отриманого виразу синтезуємо принципову схему пристрою.



Задача 27

З використанням бінарного лічильника з входом скидання розробити лічильник з коефіцієнтом перерахування 10. Побудувати тимчасову діаграму лічильника.

Для розв’язання поставленої задачі необхідно доповнити лічильник логічною схемою, що буде скидати лічильник при досягненні вхідного коду 10. Число 10 у бінарному коді виглядає як 1010, значить для формування сигналу скидання необхідний елемент 2І, на входи якого будемо подавати сигнали Q_1 і Q_3 з виходу лічильника.



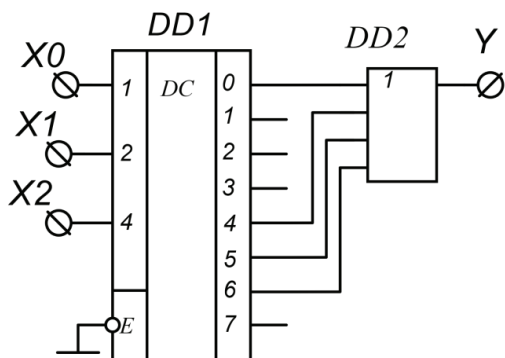
Задача 28

Розробити електронний пристрій на основі дешифратора, що реалізує логічну функцію трьох змінних $Y = \Sigma(0,4,5,6)$.

Відповідно до заданої функції заповнюємо таблицю істинності.

№	X_2	X_1	X_0	Y
0	0	0	0	1
1	0	0	1	0
2	0	1	0	0
3	0	1	1	0
4	1	0	0	1
5	1	0	1	1
6	1	1	0	1
7	1	1	1	0

Для реалізації логічної функції за допомогою дешифратора подаємо сигнали X_0 , X_1 і X_2 на входи дешифратора і за допомогою елемента “АБО” поєднуємо виходи дешифратора, що відповідають істинним комбінаціям змінних X_0 , X_1 і X_2 .



Перевага використання дешифратора для реалізації логічних функцій полягає в тому, що при необхідності реалізації декількох функцій тих самих змінних можна використовувати один дешифратор.

Задача 29

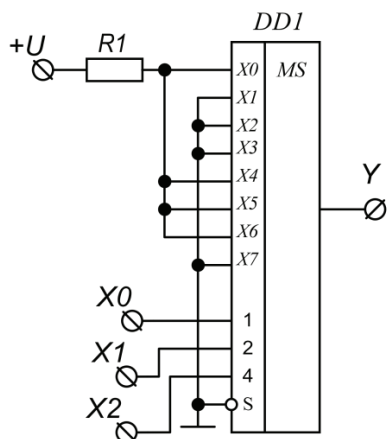
Розробити електронний пристрій на основі мультиплексора, що реалізує логічну функцію трьох змінних $Y = \Sigma(0,4,5,6)$.

Відповідно до заданої функції заповнюємо таблицю істинності.

№	X_2	X_1	X_0	Y
0	0	0	0	1
1	0	0	1	0
2	0	1	0	0
3	0	1	1	0
4	1	0	0	1
5	1	0	1	1
6	1	1	0	1
7	1	1	1	0

Для реалізації логічної функції за допомогою мультиплексора подаємо сигнали X_0 , X_1 і X_2 на адресні входи мультиплексора, а на інформаційних входах фіксуємо нулі й одиниці (нулі – на

входах, що відповідають помилковим комбінаціям вхідного коду, одиниці – істинним).



Перевага використання мультимплексора для реалізації логічних функцій є у тому, що складність схеми не залежить від того, мінімізується вихідна функція чи ні, а залежить від числа змінних.

Задача 30

Розробити електронний пристрій на основі мультимплексора із зменшеною розрядністю, що реалізує логічну функцію чотирьох змінних: $Y = \Sigma(3,6,9,10,11,12,13)$.

Відповідно до заданої функції заповнюємо таблицю істинності.

№	X_3	X_2	X_1	X_0	Y
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	1
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	1

№	X3	X2	X1	X0	Y
7	0	1	1	1	0
8	1	0	0	0	0
9	1	0	0	1	1
10	1	0	1	0	1
11	1	0	1	1	1
12	1	1	0	0	1
13	1	1	0	1	1
14	1	1	1	0	0
15	1	1	1	1	0

Розбиваємо рядки таблиці істинності на пари.

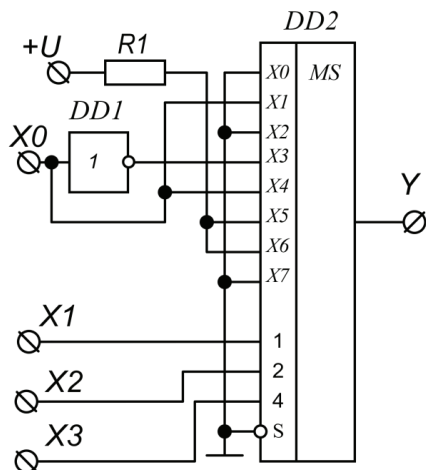
Для реалізації логічної функції за допомогою мультиплектора подаємо сигнали $X1$, $X2$ і $X3$ на адресні входи мультиплектора, а на інформаційних входах фіксуємо нулі й одиниці (нулі – на входах, що відповідають хибним комбінаціям вхідного коду, одиниці – істинним) або $X0$ з інверсією за наступним правилом:

якщо $f(i,0)=0$, $f(i,1)=0$, тоді $f(i,z)=0$;

якщо $f(i,0)=0$, $f(i,1)=1$, тоді $f(i,z)=z$;

якщо $f(i,0)=1$, $f(i,1)=0$, тоді $f(i,z)=\bar{z}$;

якщо $f(i,0)=1$, $f(i,1)=1$, тоді $f(i,z)=1$.



Перевага використання мультиплексора для реалізації логічних функцій є у тому, що складність схеми не залежить від того, мінімізується вихідна функція чи ні, а залежить від числа змінних.

Задача 31

Мінімізувати логічну функцію $Y = \Sigma(0,1,4,5,10,14,15)$ методом Мак-Класкі і з використанням логічних елементів І-НІ розробити схему пристрою.

Відповідно до заданої функції складаємо таблицю істинності.

№	X3	X2	X1	X0	Y
0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	1
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	1
5	0	1	0	1	1
6	0	1	1	0	0
7	0	1	1	1	1
8	1	0	0	0	0
9	1	0	0	1	0
10	1	0	1	0	1
11	1	0	1	1	0
12	1	1	0	0	0
13	1	1	0	1	0
14	1	1	1	0	1
15	1	1	1	1	1

Записуємо двійкові еквіваленти мінітермів ДДНФ (по суті це значення аргументів функції в тих рядках, які відповідають істинному значенні функції, об'єднуючи їх в групи по кількості одиниць).

Група 1: 0000;

Група 2: 0001, 0100;

Група 3: 0101, 1010;

Група 4: 1110, 0111;

Група 5: 1111.

У сусідніх групах шукаємо всі пари мінітермів, які відрізняються однією цифрою. Замінюємо кожну таку пару на терм (імпліканту), замість цифри, яка замінюється, ставимо знак $_$. Така процедура еквівалента операції склеювання, викреслюємо пари міні термів, які взяли участь у склеюванні.

Група 1: 000 $_$, 0 $_$ 00;

Група 2: 0 $_$ 01, 010 $_$;

Група 3: 1 $_$ 10, 01 $_$ 1;

Група 4: 111 $_$, $_$ 111.

Проводимо такі процедури склеювання доти, поки можливо.

Група 1: 0 $_$ 0 $_$, 0 $_$ 0 $_$.

Отримані імпліканти є простими імплікантами, тобто подальше склеювання неможливо. Далі складається імплікантна матриця – таблиця, рядки якої відповідають імплікантам, а стовпчики – мінітермам.

	0000	0001	0100	0101	0111	1010	1110	1111
1 $_$ 10 *						*	*	
01 $_$ 1				*	*			
111 $_$							*	*
$_$ 111					*			*
0 $_$ 0 $_$ *	*	*	*	*				

Встановлюємо мітки в клітинках, які позначають, що мінітерм покривається імплікантою. Наступний етап – пошук істотних імплікант. Якщо в стовпчику стоїть лише одна мітка, то це означає, що відповідний мінітерм покривається лише відповідною імплікантою, а вона мусить обов'язково бути присутньою у функції. Позначаємо таку імпліканту (0 $_$ 0 $_$) і викреслюємо всі

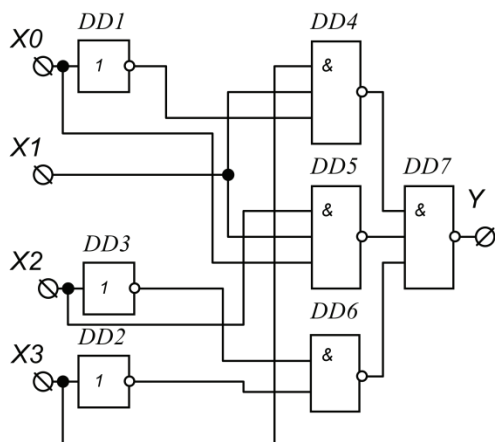
стовпчики, які вона покриває. Далі викреслюються зайві стовпчики – якщо є два стовпчики з однаковими мітками, то один з них викреслюється (в нашому випадку таких немає). Наступне – викреслення зайвих імплікант. Якщо є рядок без міток, то така імпліканта викреслюється (в нашому випадку таких немає). Останній етап – пошук мінімального покриття мінітермів, які ще не покриті. В нашому випадку – це імпліканта $_111$. Таким чином маємо наступні імпліканти: 1_10 , $_111$, $0_0_$. Перетворюємо двійкові еквіваленти імплікант і складаємо МДНФ:

$$Y = X3 \cdot X1 \cdot \overline{X0} + X2 \cdot X1 \cdot X0 + \overline{X3} \cdot \overline{X2}.$$

Для реалізації пристрою на елементній базі І-НІ, використовуємо правило де Моргана, перетворимо “АБО” в “І”:

$$Y = \overline{\overline{X3 \cdot X1 \cdot X0} \cdot \overline{X2 \cdot X1 \cdot X0} \cdot \overline{X3 \cdot X2}}.$$

На основі отриманого виразу синтезуємо принципову схему пристрою.



СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Електроніка і мікросхемотехніка : підручник / за ред. А.Г. Соскова. – К. : Каравела, 2009. – 416 с.
2. Ковальов В.О., Телюта Р.В., Плешков С.П. Основи електроніки та мікросхемотехніки : навчальний посібник. – Кропивницький : РВЛ ЦНТУ, 2018. – 197 с.
3. Electronic Circuits – Handbook for Design and Applications Tietze, U., Schenk, Ch. 2nd edition, 2008, 1544 pages, 1771 figures, with CD-ROM ISBN: 978-3-540-00429-5
4. Horowitz, Paul, and Hill, Winfield. The Art of Electronics. Велика Британія, Cambridge University Press, 2015.
5. Гальперін М.В. Практична схемотехніка в промисловій автоматизації. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.: іл.
6. Гутніков В.С. Інтегральна електроніка у вимірювальних пристроях. – 2-е вид., перероб. і доп. – Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1988. – 304 с.: іл.

ДОДАТКИ

Характеристики деяких електронних компонентів

Nexperia

BZT52-B series

Single Zener diodes in a SOD123 package

Table 8. Characteristics per type; BZT52-B2V4 to BZT52-B24

$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified.

BZT52-xxx	Sel	Working voltage V _Z (V);		Maximum differential resistance r _{dif} (Ω)		Reverse current I _R (μA)		Temperature coefficient S _Z (mV/K);		Diode capacitance C _d (pF) ^[1]	Non-repetitive peak reverse current I _{ZSM} (A) ^[2]
		I _Z = 5 mA		I _Z = 1 mA	I _Z = 5 mA		I _Z = 5 mA				
		Min	Max	Max	Max	Max	V _R (V)	Min	Max		
2V4	B	2.35	2.45	400	85	50	1	-3.5	0.0	450	6.00
2V7	B	2.65	2.75	500	83	20	1	-3.5	0.0	450	6.00
3V0	B	2.94	3.06	500	95	10	1	-3.5	0.0	450	6.00
3V3	B	3.23	3.37	500	95	5	1	-3.5	0.0	450	6.00
3V6	B	3.53	3.67	500	95	5	1	-3.5	0.0	450	6.00
3V9	B	3.82	3.98	500	95	3	1	-3.5	0.0	450	6.00
4V3	B	4.21	4.39	500	95	3	1	-3.5	0.0	450	6.00
4V7	B	4.61	4.79	500	78	3	2	-3.5	0.2	300	6.00
5V1	B	5.00	5.20	480	60	2	2	-2.7	1.2	300	6.00
5V6	B	5.49	5.71	400	40	1	2	-2.0	2.5	300	6.00
6V2	B	6.08	6.32	150	10	3	4	0.4	3.7	200	6.00
6V8	B	6.66	6.94	80	8	2	4	1.2	4.5	200	6.00
7V5	B	7.35	7.65	80	10	1	5	2.5	5.3	150	4.00
8V2	B	8.04	8.36	80	10	0.7	5	3.2	6.2	150	4.00
9V1	B	8.92	9.28	100	10	0.5	6	3.8	7.0	150	3.00
10	B	9.80	10.20	70	10	0.2	7	4.5	8.0	90	3.00
11	B	10.80	11.20	70	10	0.1	8	5.4	9.0	85	2.50
12	B	11.80	12.20	90	10	0.1	8	6.0	10.0	85	2.50
13	B	12.70	13.30	110	10	0.1	8	7.0	11.0	80	2.50
15	B	14.70	15.30	110	15	0.05	10.5	9.2	13.0	75	2.00
16	B	15.70	16.30	170	20	0.05	11.2	10.4	14.0	75	1.50
18	B	17.60	18.40	170	20	0.05	12.6	12.4	16.0	70	1.50
20	B	19.60	20.40	220	20	0.05	14	14.4	18.0	60	1.50
22	B	21.60	22.40	220	25	0.05	15.4	16.4	20.0	60	1.25
24	B	23.50	24.50	220	30	0.05	16.8	18.4	22.0	55	1.25

[1] $f = 1\text{ MHz}$; $V_R = 0\text{ V}$

[2] $t_p = 100\text{ }\mu\text{s}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Table 8. Characteristics per type

$T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

Type number	Working voltage V _Z (V) ^[1]	Test current I _{test} (mA)	Differential resistance			Reverse current I _R (μA)		Working current I _Z (mA)	Non-repetitive peak reverse current I _{ZSM} (mA) ^[2]
	r _{diff} (Ω)								
	at I _{test}		at I _{test}	at I _Z	I _Z (mA)	Max	V _R (V)	Max	Max
1N4728A	3.3	76	10	400	1	100	1	276	1380
1N4729A	3.6	69	10	400	1	100	1	252	1260
1N4730A	3.9	64	9	400	1	50	1	234	1190
1N4731A	4.3	58	9	400	1	10	1	217	1070
1N4732A	4.7	53	8	500	1	10	1	193	970
1N4733A	5.1	49	7	550	1	10	1	178	890
1N4734A	5.6	45	5	600	1	10	2	162	810
1N4735A	6.2	41	2	700	1	10	3	146	730
1N4736A	6.8	37	3.5	700	1	10	4	133	660
1N4737A	7.5	34	4	700	0.5	10	5	121	605
1N4738A	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6	110	550
1N4739A	9.1	28	5	700	0.5	10	7	100	500
1N4740A	10	25	7	700	0.25	10	7.6	91	454
1N4741A	11	23	8	700	0.25	5	8.4	83	414
1N4742A	12	21	9	700	0.25	5	9.1	76	380
1N4743A	13	19	10	700	0.25	5	9.9	69	344
1N4744A	15	17	14	700	0.25	5	11.4	61	304
1N4745A	16	15.5	16	700	0.25	5	12.2	57	285
1N4746A	18	14	20	750	0.25	5	13.7	50	250
1N4747A	20	12.5	22	750	0.25	5	15.2	45	225
1N4748A	22	11.5	23	750	0.25	5	16.7	41	205
1N4749A	24	10.5	25	750	0.25	5	18.2	38	190

[1] V_Z is measured with device at thermal equilibrium while held in clips at 10 mm from body in still air at 25 °C.

[2] Half square wave or equivalent sine wave pulse 1/120 second duration superimposed on I_{test} .

General purpose bipolar transistors

Transistors single NPN

Package	Automotive-qualified						
	SOT23	SOT323 (SC-70)	DFN1010D-3 (SOT1215)	DFN1006-3 (SOT883)	DFN1006B-3 (SOT883)	DFN1110D-3 (SOT8015)	DFN1412D-3 (SOT8009)
Size (mm)	2.9 x 1.3 x 1.0	2.0 x 1.25 x 0.95	1.1 x 1.0 x 0.37	1.0 x 0.6 x 0.48	1.0 x 0.6 x 0.37	1.1 x 1.0 x 0.47	1.4 x 1.2 x 0.47
P _{tot} (mW)	250	200	750	250	250	280	325
V _{CE} (V)	I _C (mA)	<i>h</i> _{FE} min/typ	<i>h</i> _{FE} max	<i>f</i> _T min (MHz)			
25	100	450	1200	100			
30	100	110-200	450-800	100			
		350	900	100			
32	100	110-420	220-800	100			
		180-380	310-630	250			
45	100	110-420	220-800	100			
		120-380	220-630	100			
		110-200	220-450	100			
		500	1250	100			
50	100	210-290	340-460	100-150			
		250	650	100			
		110-200	220-450	100			
		110-200	220-450	100			
50	100	150-200	240-400	80			
		150-270	270-560	100			
		210	340	100			
		290	460	100			
45	500	100-250	250-600	100			
		100	600	100			
50	500	85-170	170-340	140-180			
		50	-	100			
60	500	100	-	50			
80	500	100-160	250-400	100			
45	800	100-250	250-600	100			
30	100	125-220	500-800	100			

Transistors single PNP

Package	Automotive-qualified						
	SOT23	SOT323 (SC-70)	DFN1010D-3 (SOT1215)	DFN1006-3 (SOT883)	DFN1006B-3 (SOT883)	DFN1110D-3 (SOT8015)	DFN1412D-3 (SOT8009)
Size (mm)	2.9 x 1.3 x 1.0	2.0 x 1.25 x 0.95	1.1 x 1.0 x 0.37	1.0 x 0.6 x 0.48	1.0 x 0.6 x 0.37	1.1 x 1.0 x 0.47	1.4 x 1.2 x 0.47
P _{tot} (mW)	250	200	750	250	250	280	325
V _{CE} (V)	I _C (mA)	<i>h</i> _{FE} min/typ	<i>h</i> _{FE} max	<i>f</i> _T min (MHz)			
32	100	120-215	260-500	100			
32	100	180-380	310-630	100			
		210-290	340-460	70-80			
45	100	180-380	310-630	100			
		120-215	260-500	100			
		125-420	250-800	100			
		120	260	150			
60	100	125-200	250-475	100			
100	100	30	-	50			
50	100	150-270	270-560	100			
		210	340	100			
25	500	100-250	250-600	80			
		100	600	80			
45	500	85-170	170-340	100-140			

Medium power transistors

Package						Automotive-qualified			
						SOT223 (SC-73)	SOT89 (SC-62)	DFN2020-3 (SOT1061)	DFN2020D-3 (SOT1061D)
Size (mm)						 6.5 x 3.5 x 1.65	 4.5 x 2.5 x 1.5	 2.0 x 2.0 x 0.62	 2.0 x 2.0 x 0.62
P _{tot} (mW)						1700	1300	1300	1300
Polarity	V _{CEO} (V)	I _C (mA)	h _{FE} min	h _{FE} max	f _T min (MHz)				
NPN	20	2	85 - 160	375	40	BCP68 / -25	BC868 / -25	BC68PA / BC68-25PA	BC68PAS / BC68-25PAS
	45	1	63 - 100	160 - 250	100	BCP54 / -10 / -16 BCP54T / -10T / -16T	BCX54 / -10 / -16 BCX54T / -10T / -16T	BC54PA / BC54-10PA / BC54-16PA	BC54PAS / BC54-10PAS / BC54-16PAS
	60	1	63 - 100	160 - 250	100	BCP55(-Q) / -10(-Q) / -16(-Q) BCP55T / -10T / -16T	BCX55 / -10 / -16 BCX55T / -10T / -16T	BC55PA / BC55-10PA / BC55-16PA	BC55PAS / BC55-10PAS / BC55-16PAS
			100	300	100	BSP41	B5R41(-Q)		
	80	1	63 - 100	160 - 250	100	BCP56(-Q) / -10(-Q) BCP56T(-Q) / -10T(-Q) / -16T(-Q)	BCX56 / -10 / -16 BCX56T / -10T / -16T	BC56PA / BC56-10PA / BC56-16PA	BC56PAS / BC56-10PAS / BC56-16PAS
			40 - 100	120 - 300	100	BSP43	B5R43(-Q)		
	20	2	85 - 160	250 - 375	40	BCP69 / -16 / -25	BC869 / -16 / -25	BC69PA / BC69-16PA / BC69-25PA	BC69PAS / BC69-16PAS / BC69-25PAS
	45	1	63 - 100	160 - 250	115 ¹⁾ - 145 ²⁾	BCP51 / -10 / -16 BCP51T / -10T / -16T	BCX51 / -10 / -16 BCX51T / -10T / -16T	BC51PA / BC51-10PA / BC51-16PA	BC51PAS / BC51-10PAS / BC51-16PAS
PNP	60	1	63 - 100	160 - 250	100	BCP52 / -10 / -16 BCP52T / -10T / -16T	BCX52 / -10 / -16 BCX52T / -10T / -16T	BC52PA / BC52-10PA / BC52-16PA	BC52PAS / BC52-10PAS / BC52-16PAS
			40 - 100	120 - 300	100	BSP31	B5R30 / 31		
	80	1	63 - 100	160 - 250	115 ¹⁾ - 145 ²⁾	BCP53 / -10 / -16 BCP53T / -10T / -16T	BCX53 / -10 / -16 BCX53T / -10T / -16T	BC53PA / BC53-10PA / BC53-16PA	BC53PAS / BC53-10PAS / BC53-16PAS
			40 - 100	120 - 300	100	BSP32 / 33	B5R33		

General Purpose Power Transistors

Types in **bold** represent new products

Package							DPAK (SOT428C)
							
Size (mm)							6.1 x 6.6
P _{tot} (mW)							1750
V _{CEO} (V)	I _C (A)	h _{FE} min	h _{FE} max	f _T min MHz	Polarity	Automotive-qualified	
50	2	120	360	65	NPN	Yes	MJD2873(-Q)
45	4	40	375	3	NPN	Yes	MJD148(-Q)
80	8	60	-	160	NPN	No	MJD44H11
					PNP	No	MJD45H11
					NPN	Yes	MJD44H11A
					PNP	Yes	MJD45H11A
100	3	25	50	3	NPN	No	MJD31C
					PNP	No	MJD32C
		120	-		NPN	Yes	MJD31CA
					NPN	Yes	MJD31CH-Q*
	6	30	-		PNP	Yes	MJD32CA
					NPN	Yes	MJD41C(-Q)
					PNP	Yes	MJD42C(-Q)

Характеристики розповсюджених операційних підсилювачів

	Lm358	Ua741	Op07	Tl071	opa177	Lf347	Lm318	Ne5532
Максимальна напруга зміщення, мВ	5	6	0,075	4	0,025	10	10	4
Температурний коефіцієнт напруги зміщення, мкВ/К	7		1,3	2	0,1	18		
Вхідний струм, нА	150	500	3,8	0,12	2	0,2	500	800
Різниця вхідних струмів, нА	30	200	4	0,12	1,5	0,2	200	150
Коефіцієнт посилення, тисяч	100	200	500	125	12000	100	200	100
Гранічна частота, МГц	1	2	0,6	5,25	0,6	3	15	10
Швидкість зростання сигналу, В/мкс	0,6	0,5	0,3	20	0,3	13	70	9

Посилання:

<https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/lm1117-d.pdf>

<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm555.pdf>

Навчальне видання

КОСТЕНКО Дмитро Валерійович
Трибулькевич Сергій Леонідович
ЗАБАРЕНКО Лариса Борисівна

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до самостійної роботи з дисципліни
«Електроніка та мікросхемотехніка»

Видання друге, перероблене та доповнене

Комп'ютерне верстання *Н. М. Ковальчук*
Коректор *О. Є. Вакула*

Формат 60×84/16. Ум. друк. арк. 3,08. Вид. № 11. Зам. № 3110-46.
Видавець і виготівник Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова
просп. Героїв України, 9, м. Миколаїв, 54007
E-mail : publishing@nuos.edu.ua
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 6402 від 19.09.2018 р.