

## 6.4. Розрахунок транзисторного комутатора струму системи запалювання

### 6.4.1. Визначення параметрів елементів схеми в статичному режимі

Безконтактна система запалювання складається з датчика Холлу (ДХ), транзисторного комутатора струму КС та котушки запалювання КЗ (рис. 6.4.1).

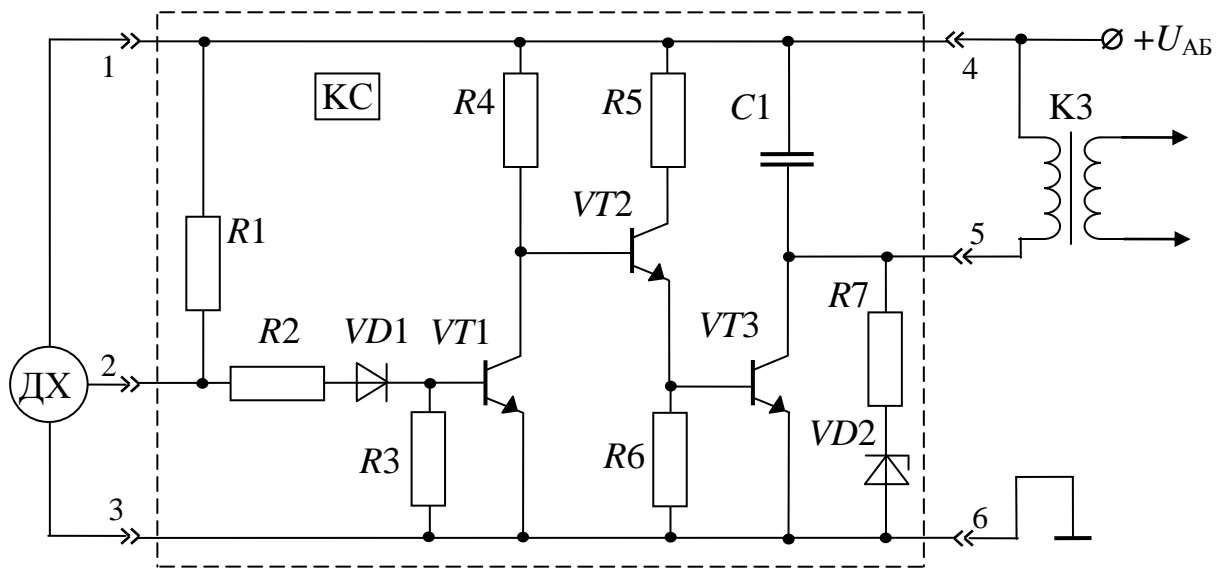


Рис. 6.4.1. Схема безконтактної системи запалювання

Схема електрична принципова комутатора в загальному випадку складається з вхідного каскаду (формувавч на транзисторі  $VT1$ ), вихідного  $VT3$  та підсилюючого  $VT2$  каскадів. Виконавчий  $VT3$  та вхідний  $VT1$  транзистори не залежно від конфігурації синтезованої схеми комутатора струму знаходяться в протифазному включенні. Резистор  $R1$  є навантаженням відчиненого колектору вихідного транзистору ДХ.

Розрахунок вихідного та підсилюючого каскадів виконують згідно зі схемою заміщення (рис.6.4.2) в якій транзистори знаходяться у стані насичення (див. рис. 1.2.14). Розрахунок параметрів схеми комутатора в статичному режимі починають з кола первинної обмотки котушки запалювання (вихідного каскаду), яку розглядають як активний еквівалент.

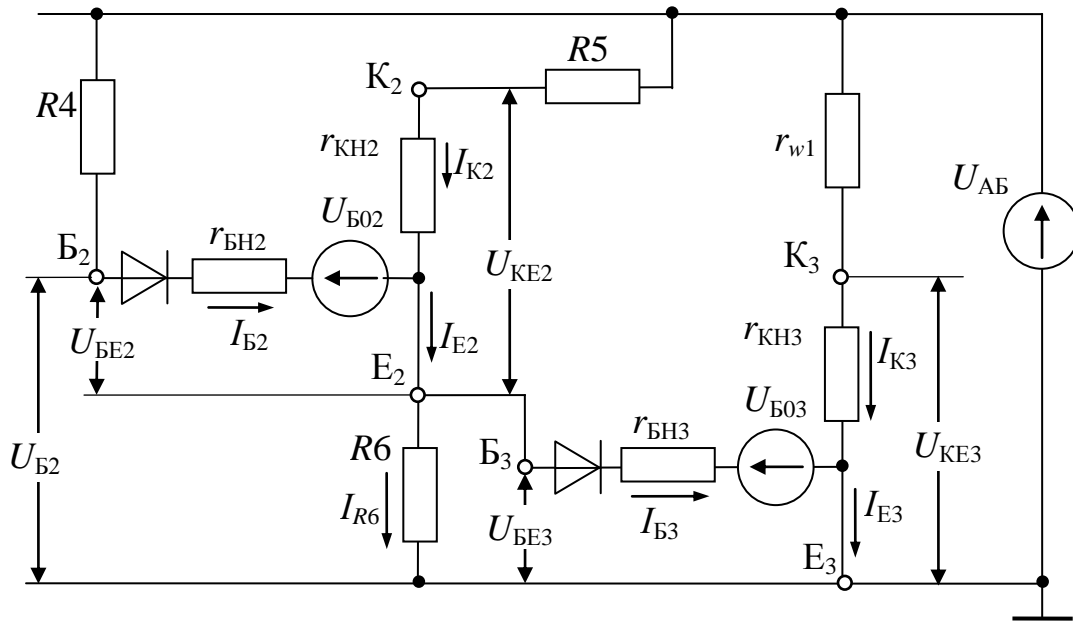


Рис. 6.4.2. Розрахункова схема заміщення вихідного та підсилюючого каскадів комутатора

Вихідними даними для статичного розрахунку є: напруга живлення  $U_{AB}$ , активний опір первинної обмотки котушки запалювання  $r_{w1}$ , амплітудне значення первинної напруги котушки запалювання на режимі мінімальних обертів  $U_{1m}$ , допустимий струм низького рівня сигналу датчика Холла  $I_{ДХ.max}$ . Розрахунок та добір елементів схеми виконують так, як описано нижче.

1. По допустимим значенням параметрів обирають тип вихідного транзистора  $VT3$ , виходячи з умов

$$U_{KE3.max} > U_{1m} + U_{AB}, \quad I_{K3.max} > 1,5 \frac{U_{AB}}{r_{w1}}, \quad (6.4.1)$$

2. Визначають інваріантні параметри насиченого транзистора  $VT3$  ( $r_{BH3}$ ,  $r_{KH3}$ ,  $U_{B03}$ ,  $\beta_3$ ) по формулах (1.124).

3. Режим кінцевого транзистора визначають згідно зі схемою заміщення вихідного каскаду (рис. 6.4.2)

$$I_{K3} = \frac{U_{AB}}{r_{w1} + r_{KH3}}, \quad I_{B3} = s_3 \frac{I_{K3}}{\beta_3}, \quad (6.4.2)$$

$$U_{BE3} = U_{B03} + I_{B3} r_{BH3}, \quad U_{KE3} = I_{K3} r_{KH3},$$

де  $s_3 = 1, 2$  – рекомендована ступінь насичення виконавчого транзистора під реактивним навантаженням.

4. Визначають опір резистора  $R_5$ , струм через нього та сумарний струм на вході вихідного каскаду, який є струмом емітеру транзистора  $VT_2$

$$R_6 = \frac{U_{B03}}{2I_{K03}}, \quad I_{R6} = \frac{U_{BE3}}{R_6}, \quad I_{E2} = I_{R6} + I_{B3}. \quad (6.4.3)$$

Зворотний струму колектора  $I_{K03}$  визначають під дією напруги  $U_{KB} = U_{1m}$  (див. рис. 6.1.4).

5. Обирають транзистор  $VT_2$  за умовами

$$U_{KE2.max} > 2U_{AB}, \quad I_{K2.max} > I_{E2}. \quad (6.4.4)$$

6. Визначають інваріантні параметри насиченого транзистора підсилюючого каскаду  $VT_2$  ( $r_{BH2}$ ,  $r_{KH2}$ ,  $U_{B02}$ ,  $\beta_2$ ) по формулах (1.124).

7. Розраховують режим насичення транзистора  $VT_2$  під навантаженням  $R_5$

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1}, \quad U_{BE2} = U_{B02} + I_{B2}r_{BH2}, \quad U_{B2} = U_{BE2} + U_{BE3}, \quad (6.4.5)$$

$$I_{K2} = I_{E2} - I_{B2}, \quad U_{KE2} = I_{K2}r_{KH2}, \quad R_5 = \frac{U_{AB} - U_{KE2} - U_{BE3}}{I_{K2}}$$

8. Для забезпечення заданого режиму транзистора визначають величину опору обмежуючого резистора, який є одночасно і колекторним навантаженням транзистору  $VT_1$  вхідного каскаду

$$R_4 = \frac{U_{AB} - U_{BE2} + U_{BE3}}{I_{B2}}. \quad (6.4.6)$$

9. Перевіряють умову зачиненого стану синфазного транзистора  $VT_3$

$$I_{K02}R_6 < U_{B03}. \quad (6.4.7)$$

Якщо умова не виконується, обирають транзистори з задовільними параметрами або додають в коло бази виконавчого транзистора діод та перераховують режими каскадів з урахуванням додаткового потенційного бар'єру діода.

Вважаючи, що нижній рівень сигналу датчика менший за сумарний потенційний бар'єр діода  $VD1$  та емітерного переходу  $VT1$ , його можна замінити ідеальним ключем. В такому разі розрахунок продовжують згідно схеми заміщення вхідного каскаду при високому рівні сигналу датчика Холла (рис. 6.4.3).

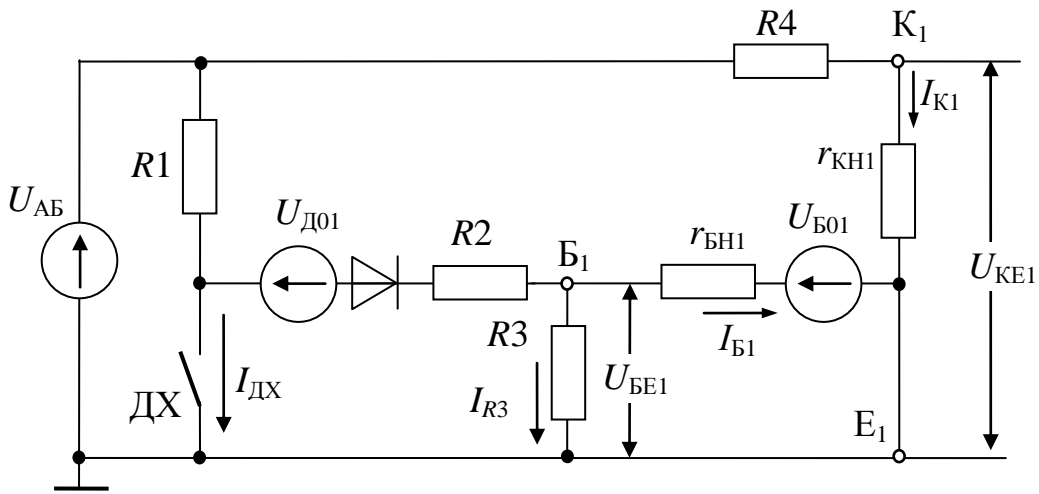


Рис. 6.4.3. Розрахункова схема заміщення вхідного каскаду комутатора

10. Обирають транзистор  $VT1$  за умовами

$$U_{KE1.max} > 2U_{AB}, \quad I_{K1.max} > 1,2 \frac{U_{AB}}{R_4}. \quad (6.4.8)$$

11. Визначають інваріантні параметри транзистора  $VT1$  ( $r_{BH1}$ ,  $r_{KH1}$ ,  $U_{B01}$ ,  $\beta_1$ ) по формулах (1.124).

12. Розраховують режим насичення транзистора  $VT1$

$$I_{K1} = \frac{U_{AB}}{R_4 + r_{KH1}}, \quad I_{B1} = s_1 \frac{I_{K1}}{\beta_1}, \quad (6.4.9)$$

$$U_{BE1} = U_{B01} + I_{B1} r_{BH1}, \quad U_{KE1} = I_{K1} r_{KH1},$$

де  $s_1 = 1,1$  – рекомендована ступінь насичення вхідного транзистора під активним навантаженням.

13. Перевіряють умову переключення протифазного каскаду

$$U_{KE1} < U_{B02} + U_{B03} \quad . \quad (6.4.10)$$

Якщо умова не виконується, в коло бази VT2 додають діод подвоюючи потенційний бар'єр на вході транзистора.

14. Виходячи з потужності датчика визначають опір резистора навантаження

$$R_1 = \frac{U_{AB}}{0,8I_{ДХ.маx}} \quad . \quad (6.4.11)$$

15. Визначають опір резистора, що шунтує емітерний перехід вхідного транзистора VT1 за умовою (4.3.1). Зворотний струму колектора  $I_{K01}$ , при цьому, визначають під дією напруги  $U_{KB} = 2U_{AB}$  (див. рис. 6.1.4).

15. На підставі законів Ома та Кірхгофа розраховують параметри вхідного кола при високому рівні сигналу датчика

$$I_{R3} = \frac{U_{BE1}}{R_3}, \quad R_2 = \frac{U_{AB} - U_{Д01} - U_{BE1} - I_{R3} + I_{B1} R_1}{I_{R3} + I_{B1}} \quad . \quad (6.4.12)$$

Відповідно до розрахункових значень опорів резисторів, визначають їх номінальні значення за рядом номіналів, підраховують потужність, що розсіюється на них в найбільш напруженому стані, та обирають номінальні потужності резисторів (див. рис. 6.1.1).

#### **6.4.2. Оптимізація параметрів схеми в динамічному режимі за допомогою машинного моделювання**

Розрахунок транзисторного комутатору струму в динамічному режимі та уточнення параметрів елементів схеми, отриманих за результатами попереднього розрахунку, доцільно виконувати за допомогою прикладних програм. Розглянемо методику оптимізації параметрів елементів схеми в пакеті прикладних програм «PROTEUS».

1. У програмі моделюють схему електричну принципову комутатора (див. рис. 6.4.1). Активні елементи схеми ( $VD$ ,  $VT$ ) обирають з каталогів програми. Пасивним елементам надають значення параметрів відповідно до обраних номіналів (рис. 6.4.4).

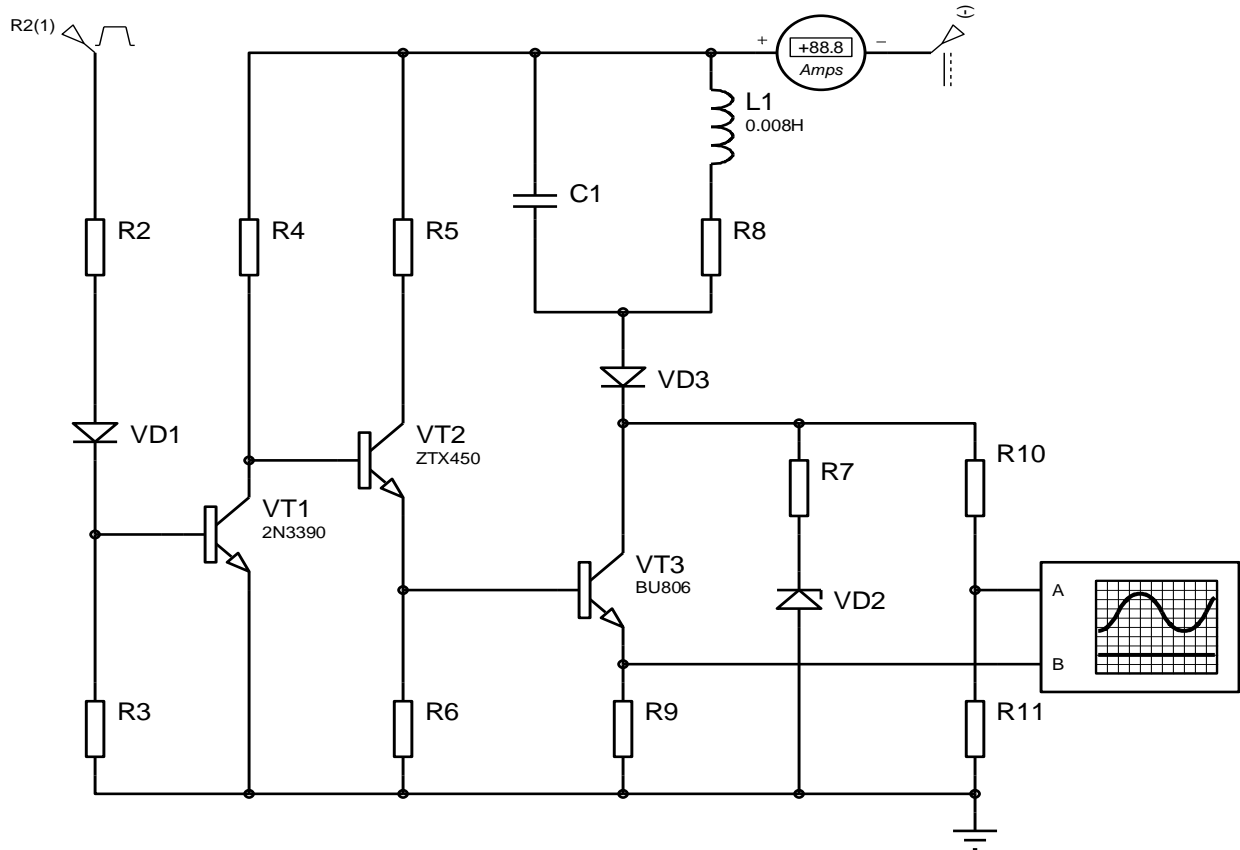


Рис. 6.4.4. Схема імітаційної моделі комутатора струму з вимірювальними приладами

2. Первинну обмотку котушки запалювання заміщують пасивними елементами з еквівалентними параметрами  $L1=L_1$ ,  $R8=r_{w1}$ .

3. Обирають ємність конденсатора  $C1$  згідно (4.4.16).

4. Додають до схеми захисне коло  $VD2$ ,  $R7$ . Стабілітрон  $VD2$  обирають з напругою пробою  $U_P=0,8U_{1m}$ . Опір обмежувачого резистора  $R7$  визначають через допустимий струм стабілітрона

$$R_7 = 0,2U_{1m} / I_{ст. max} \cdot \quad (6.4.13)$$

5. Діод для захисту виконавчого транзистора від інверсного включення  $VD3$  обирають за умовами

$$I_{VD.max} > 1,3I_{K3}, \quad U_{VD.max} > U_{1m} \cdot \quad (6.4.14)$$

6. На виході комутатору підключають двоканальний осцилограф як показано на рис. 6.4.4 для спостереження за напругою і струмом первинного кола котушки запалювання. Номінали опорів резисторів вимірювальних кіл обирають такими, щоб виключити їх вплив на робочі процеси в колах системи запалювання ( $R9=0,1$  Ом,  $R10=1$  мОм,  $R11=200$  кОм).

7. Підключають джерело живлення постійного струму з напругою  $U_{AB}$  та додають у коло живлення амперметр  $PA$ .

8. На вході схеми забезпечують періодичний сигнал у вигляді прямокутних імпульсів датчика запалювання (Холла) з частотою 50Гц та шпаруватістю 50%. Амплітуду імпульсів які імітуються, розраховують на підставі параметрів вхідного кола

$$U_{C3} = U_{AB} - R_1 I_{B1} + I_{R3} \quad (6.4.15)$$

9. Після запуску схеми системи, на каналі «А(CH1)» осцилографа спостерігають імпульси ЕРС самоіндукції первинної обмотки котушки запалювання, а на каналі «В(CH2)» - імпульси струму первинного кола (рис. 6.4.5).

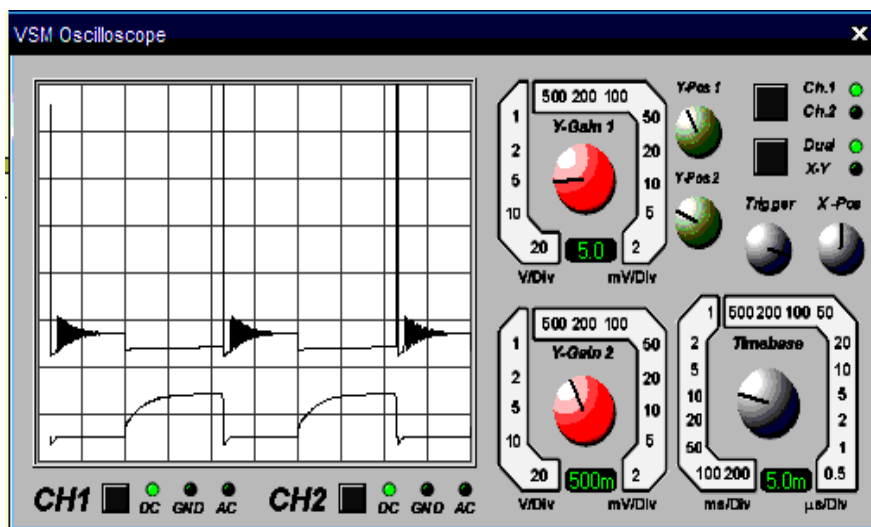


Рис. 6.3.5. Зображення на екрані осцилографа в режимі часової розгортки обох каналів

Якщо схема непрацездатна, виконують перевірку по кожному каскаду, починаючи з вхідного транзистора та корегують параметри резисторів.

10.3 метою оптимізації ємності конденсатора  $C1$  більш детально розглядають осцилограму первинної напруги. На цьому етапі аналізують коливальний процес та вимірюють амплітуду імпульсів ЕРС при відключеному стабілітроні  $VD2$  (рис. 6.4.6, а).

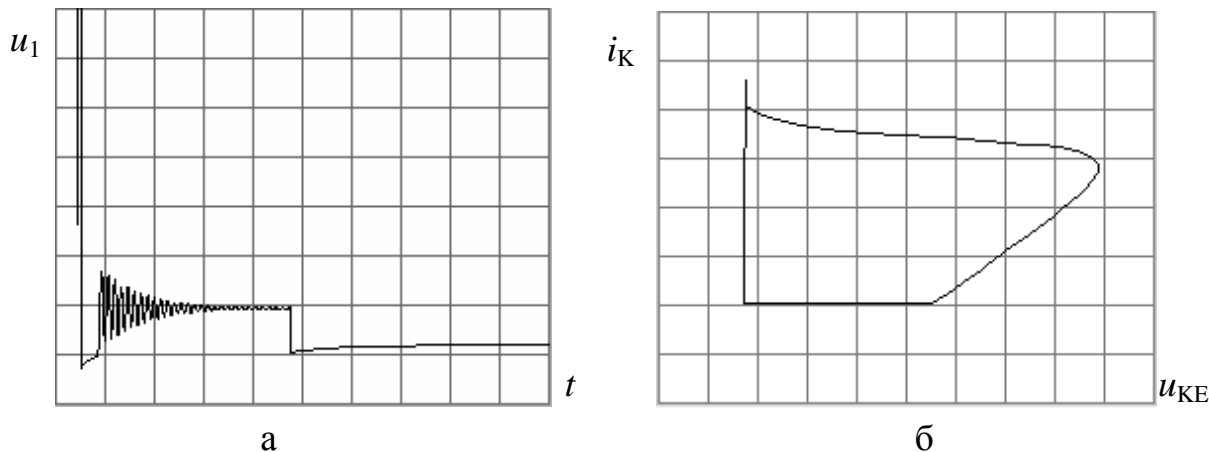


Рис. 6.4.6. Діаграми, щодо аналізу параметрів коливального контуру котушки запалювання: а – часова осцилограма первинної напруги; б – кругова осцилограма  $i_K(u_{KE})$

11. Встановлюють на осцилографі режим зовнішньої розгортки ( $X$  – канал «А»  $Y$  – канал «В») та отримують кругову осцилограму  $i_{K3}(u_{K3})$ . Площа замкненої фігури (див. рис. 6.4.6, б) пропорційна енергії, що розсіюється під час зачинення виконавчого транзистора, а її максимальна довжина відповідає амплітуді імпульсів первинної напруги  $U_{1m}$  (див. рис. 4.2.9). Змінюючи величину ємності конденсатора  $C1$  прагнуть мінімізувати витрати енергії та отримати найбільші значення  $U_{1m}$  одночасно. Вимірювання повторюють при підключеному стабілітроні  $VD2$ .

12. Перевіряють реакцію захисного стабілітрона. Для цього підвищують напругу живлення на 25% та підключають до схеми стабілітрон. При цьому спостерігається обмеження амплітуди імпульсів  $U_{1m}$  (рис. 6.4.7).

13. Перевіряють працездатність системи запалювання в швидкісному діапазоні ДВЗ. Для цього забезпечують частоту імпульсів датчика в робочому діапазоні та спостерігають за стабільністю амплітуди імпульсів  $U_{1m}$  (рис. 6.4.8).



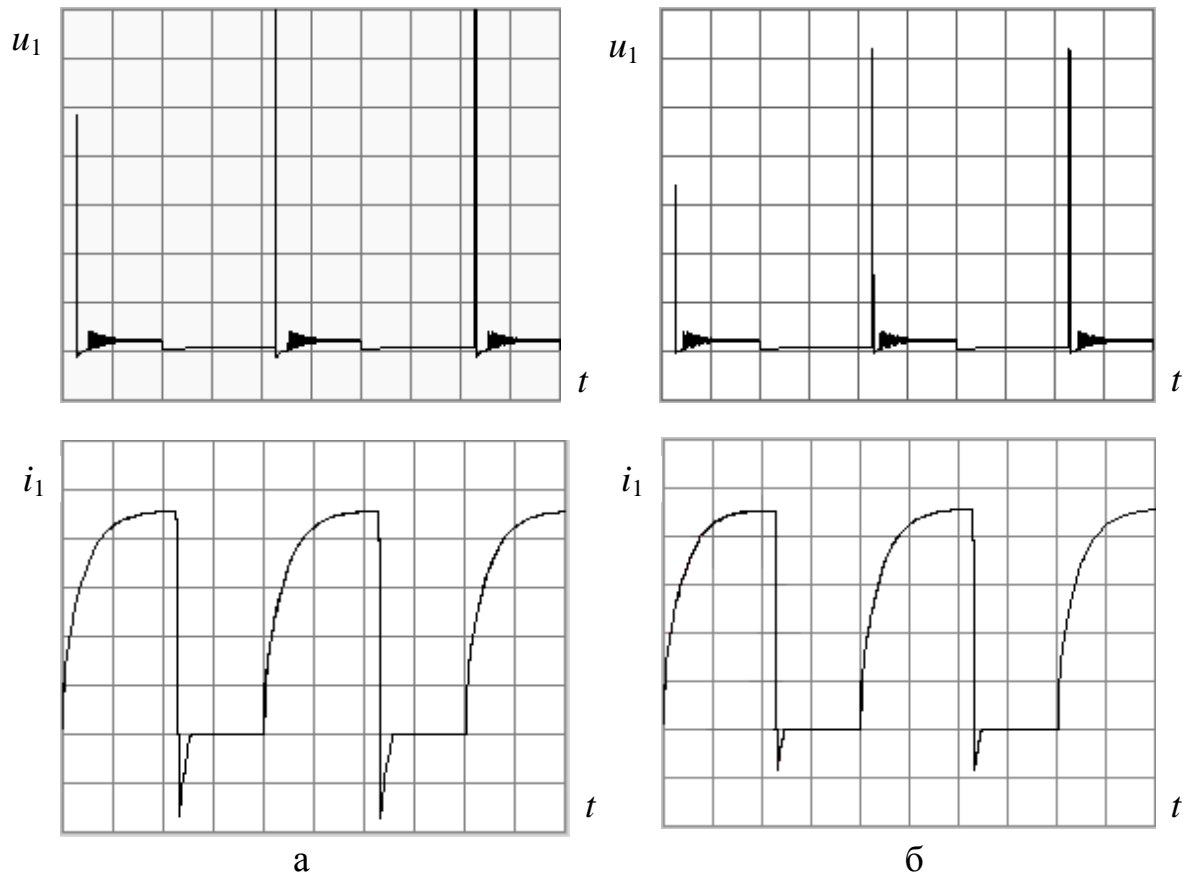


Рис. 6.4.7. Осцилограми напруги та струму первинного кола:  
а – без стабілітрона; б – з стабілітроном

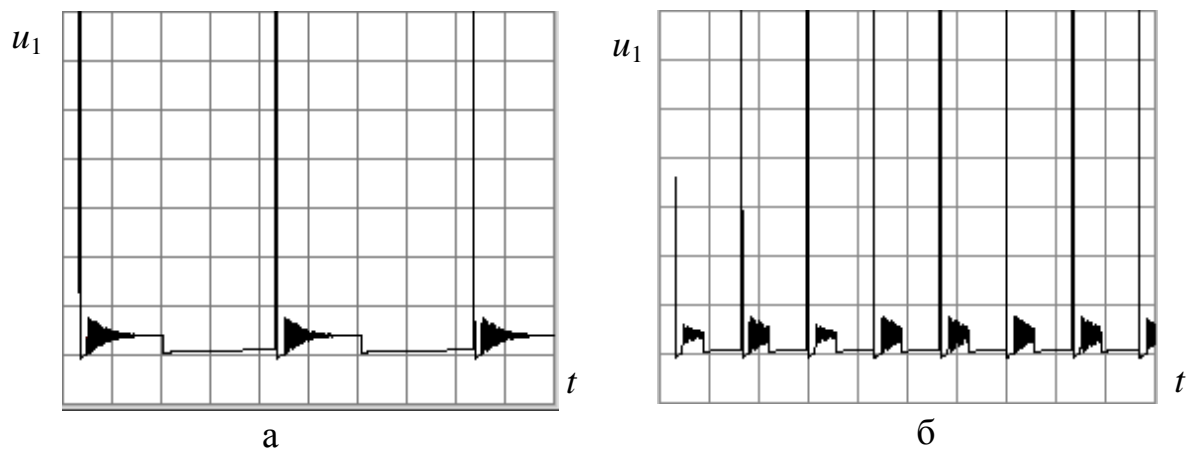


Рис. 6.4.8. Осцилограми імпульсів первинної напруги:  
а – при частоті 50Гц; б – при частоті 200Гц

14. По показанням амперметра  $PA$  реєструють середнє значення струму споживання в швидкісному діапазоні. Зниження струму зі зростанням частоти комутації зумовлене індуктивним характером навантаження (рис. 6.4.9).

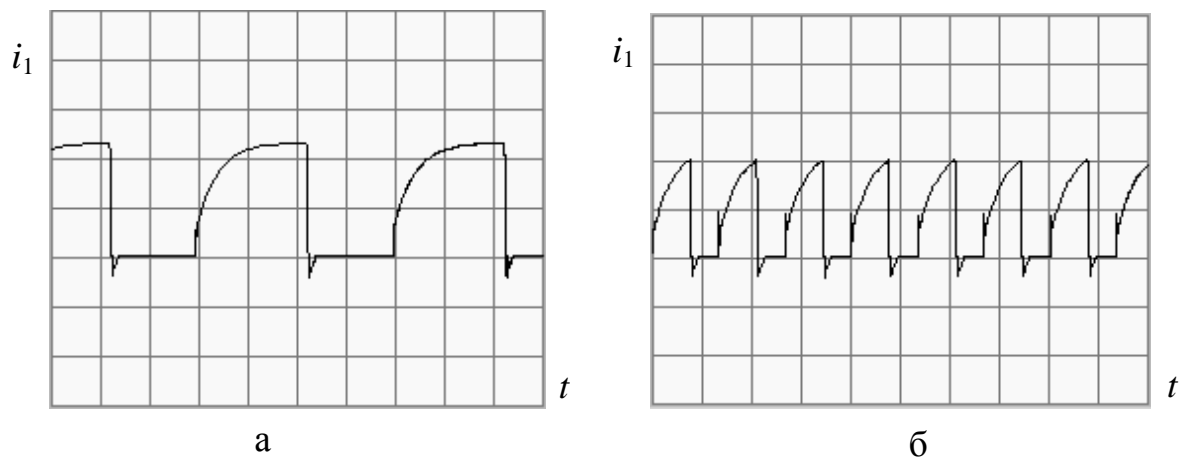


Рис. 6.4.9. Осцилограми імпульсів струму первинного кола:  
а – при частоті 50Гц; б – при частоті 200Гц

15. На підставі осцилограм (рис. 6.4.9) згідно (4.2.3) підраховують енергію, що накопичується в магнітному полі котушки запалювання.

16. Спостерігають реакцію підключення діода захисту від інверсної півхвилі  $VD3$  (рис. 6.4.10).

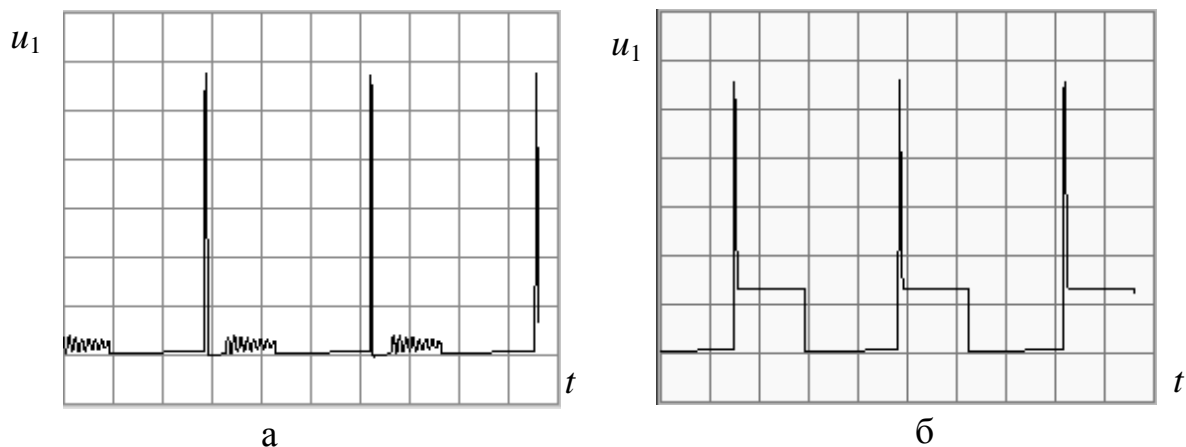


Рис. 6.4.10. Осцилограми імпульсів первинної напруги:  
а – без захисного діода; б – з захисним діодом

За результатами спостережень корегують схему та параметри її елементів.

### **6.4.3. Оцінка теплового режиму виконавчого транзистора та розрахунок радіатора**

Енергетичний розрахунок комутатора струму полягає у визначенні його ККД, оцінки температурного стану виконавчого транзис-

тора та розрахунку радіатора в разі необхідності. Максимальні втрати та мінімальний ККД комутатору мають місце при обертах холостого ходу ДВЗ.

Коефіцієнт корисної дії комутатору струму визначають відношенням енергії, що накопичена в магнітному полі котушки запалювання  $W_{EM}$  до загальної енергії, яка споживається за період комутації (6.1.7). На мінімальних обертах ДВЗ струм розриву в первинній обмотці котушки запалювання досягає сталого значення. Корисна енергія при цьому цілком визначається через параметри первинного кола системи

$$W_{EM} = \frac{L_1 U_{AB}^2}{2 r_{w1} + r_{KH}}. \quad (6.4.16)$$

Енергію, яка розсіюється елементами схеми комутатора струму за період комутації виконавчого транзистора  $T = t_3 + t_p$  розраховують через сумарну втрату потужності на елементах схеми комутатору в двох ключових станах без врахування перехідних процесів

$$\begin{aligned} W_{KC} &= \Delta P_{KC} t_3 + \Delta P'_{KC} t_p = \\ &= \frac{120}{z_u n_{min}} \left[ \gamma \sum P_{VD} + \sum P_R + \sum P_{VT} + 1 - \gamma \sum P'_{VD} + \sum P'_R + \sum P'_{VT} \right], \quad (6.4.17) \end{aligned}$$

де  $\gamma$  – шпаруватість сигналу керування.

Сумарні втрати потужності на елементах схеми  $\sum P$  визначають аналогічно (6.2.23).

Виконавчий транзистор комутатору струму системи запалювання має активно-індуктивне навантаження з постійною часу первинного кола  $\tau_{LR} = L_1 / r_{w1} + r_{KH}$ . Максимальні теплові втрати на цьому транзисторі відбуваються на мінімальних обертах ДВЗ коли струм розриву (4.2.2), (6.1.14) за час замкненого стану  $t_3$  досягає максимальних значень  $I_{1m} = I_{KH} = U_{AB} / r_{w1} + r_{KH}$ . Домінуючу роль на цьому режимі при визначенні температурного стану транзистора відіграє складова потужності провідності (6.1.11), яка визначається через середньоквадратичний струм (6.1.14) і параметри кола

$$\begin{aligned}
P_{\text{пр}} &= r_{\text{KH}} \gamma_3 I_{1m}^2 \left\{ 1 - \frac{\tau_{LR} [\exp -t_3/\tau_{LR} - 3] \cdot [\exp -t_3/\tau_{LR} - 1]}{2t_3} \right\} = \\
&= \frac{r_{\text{KH}} \gamma_3 U_{\text{AB}}^2}{r_{w1} + r_{\text{KH}}} \left\{ 1 - \frac{n_{\text{min}} \left[ \exp \left( -\frac{C_a}{n_{\text{min}}} \right) - 3 \right] \cdot \left[ \exp \left( -\frac{C_a}{n_{\text{min}}} \right) - 1 \right]}{2C_a} \right\}, \quad (6.4.18)
\end{aligned}$$

де  $C_a = \frac{120\gamma_3}{z_{\text{ц}} \tau_{LR}} = \frac{120\gamma_3 r_{w1} + r_{\text{KH}}}{z_{\text{ц}} L_1}$  - конструкційна стала системи запалювання з жорстким керуванням.

Складова потужності комутації (6.1.12) визначається через максимальне значення струму первинного кола

$$P_{\text{КОМ}} = \frac{z_{\text{ц}} n_{\text{min}} I_{1m}^2 (3L_1 - 2r_{w1} t_{\text{сп}})}{720} \approx \frac{z_{\text{ц}} n_{\text{min}} I_{1m}^2 L_1}{240}. \quad (6.4.19)$$

Значення потужності по колу керування транзистором  $P_{\text{кер}}$  (6.1.10) не залежить від характеру навантаження та швидкісного режиму. Загальну потужність, яка розсіюється на транзисторі в режимі мінімальних обертів ДВЗ визначають на основі (6.1.13) як суму окремих складових

$$P_{\text{VT}} = \frac{r_{\text{KH}} \gamma_3 U_{\text{AB}}^2}{r_{w1} + r_{\text{KH}}} \left\{ 1 - \frac{n_{\text{min}} \left[ \exp \left( -\frac{C_a}{n_{\text{min}}} \right) - 3 \right] \cdot \left[ \exp \left( -\frac{C_a}{n_{\text{min}}} \right) - 1 \right]}{2C_a} + \frac{z_{\text{ц}} n_{\text{min}} (3L_1 - 2r_{w1} t_{\text{сп}})}{720} + \frac{r_{\text{BH}} \gamma_3 s^2}{\beta_c^2} \right\}. \quad (6.4.20)$$

Якщо в первинному колі системи запалювання використовується додатковий резистор при розрахунках його величину додають до активної складової опору обмотки котушки запалювання.

Зазначимо особливості розрахунку електромагнітних процесів в системах запалювання з накопиченням енергії в індуктивності.

1. В реальній системи запалювання до кола комутатору додають конденсатор (див. рис. 4.3.6), який розвантажує транзистор під час запирання (див. рис. 4.2.10). За результатами експериментальних досліджень [6] ці втрати енергії (при застосуванні конденсатора) зменшуються в декілька разів та складають до 25% енергії накопиченій в магнітному полі котушки запалювання.

2. Енергія накопичена в котушці запалювання частково витрачається на іскровий розряд та втрати у вторинному колі системи запалювання.

3. Сигнал керування виконавчим транзистором формується попередніми каскадами та не є прямокутним.

4. В режимі пуску частота іскроутворення нижча за частоту, що відповідає обертам холостого ходу ДВЗ.

Враховуючи перелічені фактори для практичних розрахунків максимальні теплові втрати на виконавчому транзисторі системи запалювання визначають через середні значення струму в активному навантаженні

$$P_{VT.max} = r_{KH} \gamma_3^2 I_{1m}^2 = \frac{r_{KH} \gamma_3^2 U_{AB}^2}{r_{w1} + r_{KH}}. \quad (6.4.21)$$

При розрахунку радіатора для охолодження виконавчого транзистора розглядають найбільш напружені (аварійні) режими функціонування системи запалювання – без навантаження (обрив вторинного кола) та при відсутності сигналу керування запалюванням (обрив датчика).

В першому випадку енергія накопичена в магнітному полі котушки запалювання цілком перетворюється в теплову енергію, яка розсіюється резистивними опорами первинного кола (котушки запалювання та виконавчим транзистором).

Вразі обриву датчика безконтактної системи запалювання (або постійно замкнутого стану переривника контактної-транзисторної системи) потужність теплових втрат на транзисторі визначається через постійний струм

$$P_{VT.av} = r_{KH} I_{1m}^2 = \frac{r_{KH} U_{AB}^2}{r_{w1} + r_{KH}}. \quad (6.4.22)$$

Для комутаторів, в яких використовується підвищена напруга живлення первинного кола (системи запалювання з накопиченням енергії в ємності, багатоіскові системи) домінуючим фактором при визначенні потужності теплових втрат є частота комутації та найбільш напружений тепловий режим транзистора розраховують на максимальних обертах ДВЗ.

В комутаторах системи запалювання з нормуванням часу накопичення енергії максимальну потужність теплових втрат на виконавчому транзисторі визначають з врахуванням режиму безіскрової відсічки.

Температура кристала транзистора визначається сумарною температурою від нагрівання за рахунок внутрішнього джерела (теплових втрат від електричних процесів) та оточуючого середовища

$$T_V = T_C + R_{tV} P_{VT}, \quad (6.3.23)$$

де  $T_C$  - температура оточуючого середовища;

$P_{VT}$  - потужність теплових втрат в приладі;

$R_{tV}$  - тепловий опір «кристал-середовище».

Тепловий опір «кристал-середовище» в загальному випадку складається з послідовних ділянок

$$R_{tV} = R_{t(VK)} + R_{t(KP)} + R_{t(\Pi)} + R_{t(PC)}, \quad (6.4.24)$$

де  $R_{t(VK)}$  - тепловий опір «кристал-корпус»;

$R_{t(KP)}$  - тепловий опір «корпус-радіатор»;

$R_{t(\Pi)}$  - тепловий опір ізоляційної прокладки;

$R_{t(PC)}$  - тепловий опір «радіатор-середовище».

В довідниках обумовлюються значення: загального теплового опору (кристал-середовище)  $R_{tV}$  (1.132), теплового опору кристал-корпус  $R_{t(VK)}$ , допустимої потужності  $P_{VT, доп}$ , граничної температури транзистора  $T_{VT, max}$  та максимальної температури кристалу  $T_{V, max}$  при функціонуванні транзистора в стаціонарному та імпульсному режимах. Якщо сумарна потужність теплових втрат  $P_{VT}$  перевищує

допустимі значення  $P_{VT.доп}$  (або  $T_V > T_{V.max}$ ), треба використовувати радіатор для його охолодження.

В загальному випадку розглядають три способи розповсюдження тепла в середовищі – конвекційний, за рахунок випромінювання та кондуктивний.

Теплообмін між твердим тілом та повітрям (радіатор-середовище) в сталому режимі описується законом Ньютона-Ріхмана

$$\Delta P_t = \alpha_{PC} S_P (T_C - T_P), \quad (6.4.25)$$

де  $\Delta P_t$  - потужність теплових втрат, яку треба розсіяти;

$\alpha_{PC}$  - коефіцієнти теплообміну між радіатором та середовищем;

$S_P$  - ефективна площа охолодження (радіатору);

$T_C, T_P$  - температура середовища та радіатора.

Тепловий опір «радіатор-середовище» при конвекції  $R_{t(PC)\zeta}$  та випромінюванні  $R_{t(PC)\xi}$  визначається через відповідні коефіцієнти теплообміну  $\alpha_\zeta, \alpha_\xi$

$$R_{t(PC)\zeta} = \frac{1}{\alpha_\zeta S_P}, \quad R_{t(PC)\xi} = \frac{1}{\alpha_\xi S_P}, \quad (6.4.26)$$

Значення коефіцієнтів конвекційного теплообміну  $\alpha_\zeta$  залежать від розташування радіатора в пристрої  $A_1$ , середньої температури  $A_2$  та максимального лінійного розміру радіатора  $D$

$$\alpha_\zeta = A_1 A_2^4 \sqrt{\frac{T_P - T_C}{D}}. \quad (6.4.27)$$

У випадку примусового охолодження, коефіцієнт  $\alpha_\zeta$  визначається з врахуванням теплопровідності матеріалу радіатора та швидкості руху повітря над його поверхнею.

Коефіцієнт теплообміну випромінювання визначають на підставі приведеної ступені чорноти поверхні випромінювання  $\varepsilon_P$ , коефіцієнту опромінення  $\varphi_{PC}$  та різницею температур

$$\alpha_{\xi} = 5,67 \cdot 10^{-8} \varepsilon_P \varphi_{PC} \frac{T_P + 273^4 - T_C + 273^4}{T_P - T_C}. \quad (6.4.28)$$

Ступінь чорноти  $\varepsilon_P$  визначає ефективність випромінювання теплової енергії з поверхні радіатору та становить: 0,05 – для алюмінію з полірованою поверхнею; 0,22 – для латуні, яка окислена; 0,25 – для алюмінію, який окислено; 0,32 – для силумінового сплаву; 0,88 – для анодированого сплаву; 0,92...0,98 для чорних матових лаків та фарб. Коефіцієнт опромінення  $\varphi_{PC}$  показує яка частина енергії, що випромінена радіатором, віддається в середовище.

Кондуктивний теплообмін розглядається у випадках коли теплопровідність середовища (матеріалу) значна, а розмір матеріалу (прокладки) в напрямку розповсюдження теплового потоку значно менший його других розмірів.

При розрахунку теплообмінних процесів між радіатором та оточуючим середовищем кондуктивну складову спростовують оскільки вона враховується при передачі тепла від корпусу приладу до радіатора. Таким чином тепловий еквівалентний опір «радіатор-середовище» становить

$$R_{t(PC)} = \frac{R_{t(PC)\zeta} \cdot R_{t(PC)\xi}}{R_{t(PC)\zeta} + R_{t(PC)\xi}}. \quad (6.4.29)$$

З іншого боку, мінімальне значення теплового опору спираючись на (6.4.23), (6.4.24) визначається виходячи з потужності теплових втрат приладу

$$R_{t(PC)} = \frac{T_V - T_C}{P_{VT}} - R_{t(VK)} - R_{t(KP)} - R_{t\Pi}. \quad (6.4.30)$$

Розміри радіатора впливають на розподіл поверхневої температури (віддалені ділянки прогріваються слабше). Для врахування цього ефекту вводять коефіцієнт нерівномірності прогріву радіатора

$$g = \frac{R_{t(PC)}}{R'_{t(PC)}}. \quad (6.4.31)$$



де  $R'_{t(PC)}$  - реальний тепловий опір радіатора.

Коефіцієнт нерівномірності прогріву радіатора визначається виходячи з його максимального лінійного розміру  $D$ . Примусове охолодження підвищує нерівномірність прогріву оскільки тепловий потік уздовж стінки радіатора погіршує умови відводу тепла.

Вихідними даними для розрахунку пластинчатого радіатору для виконавчого транзистора системи запалювання є: максимальна робоча температура оточуючого середовища  $T_C$ ; теплові опори «кристал-середовище»  $R_{tV}$ , «кристал-корпус»  $R_{t(VK)}$  (по довідниках) та інваріантні параметри ( $r_{KH}$ ,  $r_{BH}$ ,  $\beta_C$ ) обраного типу транзистора згідно (1.124); параметри котушки запалювання  $r_{w1}$ ,  $L_1$ ; режим керування (шпаруватість  $\gamma$ , ступінь насичення  $s$ ); напруга бортової мережі  $U_{AB}$ ; кількість циліндрів  $z_{ц}$  та мінімальні оберти ДВЗ  $n_{min}$ . Методика розрахунку полягає в наступному.

1. Розраховують теплові втрати напівпровідникового приладу по формулах (6.4.20)...(6.4.22).

2. Розраховують температуру кристала транзистора згідно (6.4.23).

3. Вразі застосування діелектричної прокладки визначають її тепловий опір

$$R_{t\Pi} = \frac{\delta_{\Pi}}{\lambda_{МП} S_{СП}}, \quad (6.4.32)$$

де  $\delta_{\Pi}$  - товщина прокладки;

$S_{СП}$  - площа однієї сторони прокладки;

$\lambda_{МП}$  - коефіцієнт теплопровідності матеріалу прокладки [Вт/мС°].

4. Визначають тепловий опір  $R_{t(KP)}$  «корпус-радіатор» через заданий тепловий опір «кристал-середовище» виходячи з (6.4.24).

5. Розраховують тепловий опір «радіатор-середовище» (6.4.29).

6. Обирають висоту пластини радіатору  $D$  та по залежностях (рис. 6.4.11, а) визначають коефіцієнт нерівномірності прогріву  $g_t$  відповідно до швидкості повітря над поверхнею радіатору  $V$ .

7. Розраховують температуру радіатора

$$T_P = T_C + \frac{R_{t(PC)} P_{VT}}{g_t}. \quad (6.4.33)$$

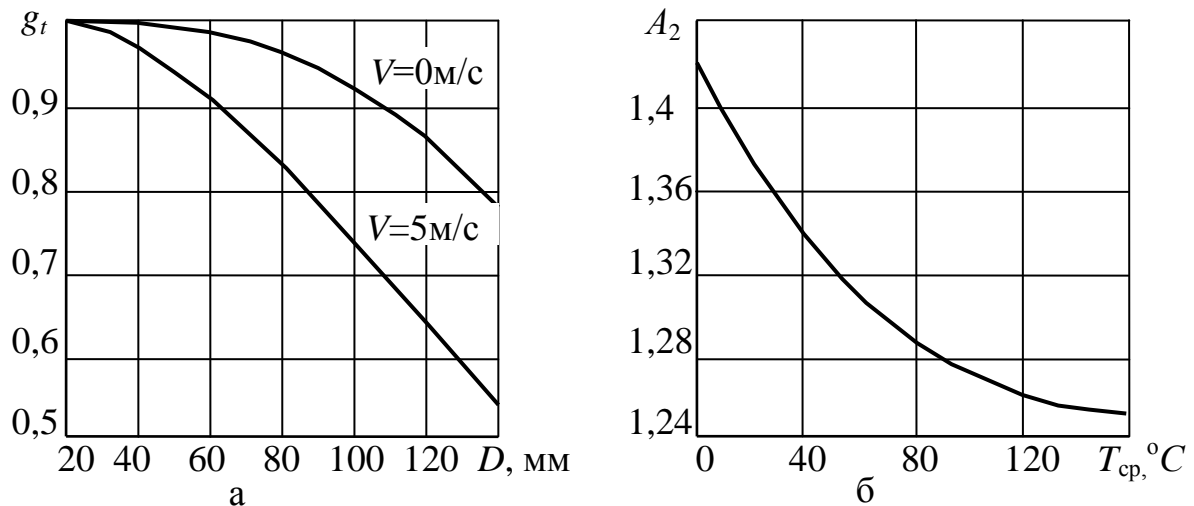


Рис. 6.4.11. Значення розрахункових коефіцієнтів:

а – нерівномірності прогріву радіатора; б – середньої температури  $A_2$

8. Для середньої температури  $T_{cp} = 0,5 T_C + T_P$  по графіку (рис. 6.4.11, б) визначають коефіцієнт  $A_2$ .

9. По формулі (6.4.27) визначають коефіцієнт конвекційного теплообміну  $\alpha_\zeta$ . Коефіцієнт  $A_1$  при цьому обирається залежно від розташування та умов охолодження (див. рис. 6.4.12)

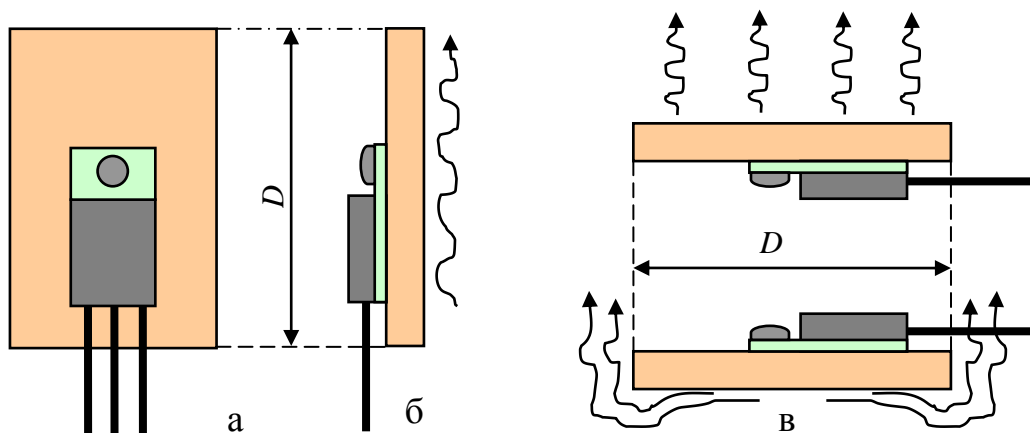


Рис. 6.4.12. Розташування та умови охолодження пластинчатого радіатора: а – вертикального ( $A_1=1$ ); б – горизонтального поверхнею у гору ( $A_1=1,34$ ); в – горизонтального поверхнею у низ ( $A_1=0,7$ )

10. По формулі (6.4.28) розраховують коефіцієнт теплообміну випромінюванням  $\alpha_\xi$ . Для пластинчатого радіатора коефіцієнт опромінення становить  $\varphi_{PC} = 1$ .

11. Розраховують площу поверхні радіатора необхідну для відводу тепла

$$S_P = \frac{P_{VT}}{\alpha_\zeta + \alpha_\xi} \frac{1}{T_P - T_C}. \quad (6.4.34)$$

12. Обирають товщину пластини радіатора (3...5мм) та визначають довжину пластини за умовою забезпечення необхідної площі.

Якщо розрахункові габарити пластинчатого радіатора перевищують бажані, застосовують більш досконалі конструкції (ребристі, голкові) матеріали та покриття. В разі необхідності забезпечують примусове охолодження. При цьому розрахункові формули для визначення площі охолоджуючої поверхні та параметрів  $\varphi_{PC}$ ,  $\alpha_\zeta$ ,  $\alpha_\xi$  ускладнюються.