

4.3. Синтез транзисторних систем запалювання

4.3.1. Критерії вибору типу виконавчого транзистору

До транзисторних систем запалювання відносять контактнотранзисторні та безконтактні системи в яких за комутуючий елемент обрано транзистор. Атрибутом транзисторної системи є наявність транзисторного комутатора струму котушки запалювання.

При синтезі транзисторного комутатора струму (комутуючого пристрою) основна увага приділяється підвищенню ключової здатності комутуючого елемента. До параметрів, що характеризують ключову здатність електронного переривника (транзисторного ключа) слід віднести: допустимий струм комутації (розриву) у відчиненому стані; допустиму напругу, що прикладена до ключа в зачиненому стані; швидкість зачинення; втрати потужності та температурну стабільність під час комутації; працездатність в швидкісному діапазоні ДВЗ та діапазоні коливань напруги живлення; надійність та завадостійкість.

В контактнотранзисторних системах запалювання використовують транзистори з різним типом провідності які включають за схемою зі спільним колектором (рис. 4.3.1, а) або спільним емітером (рис. 4.3.1, б, в).

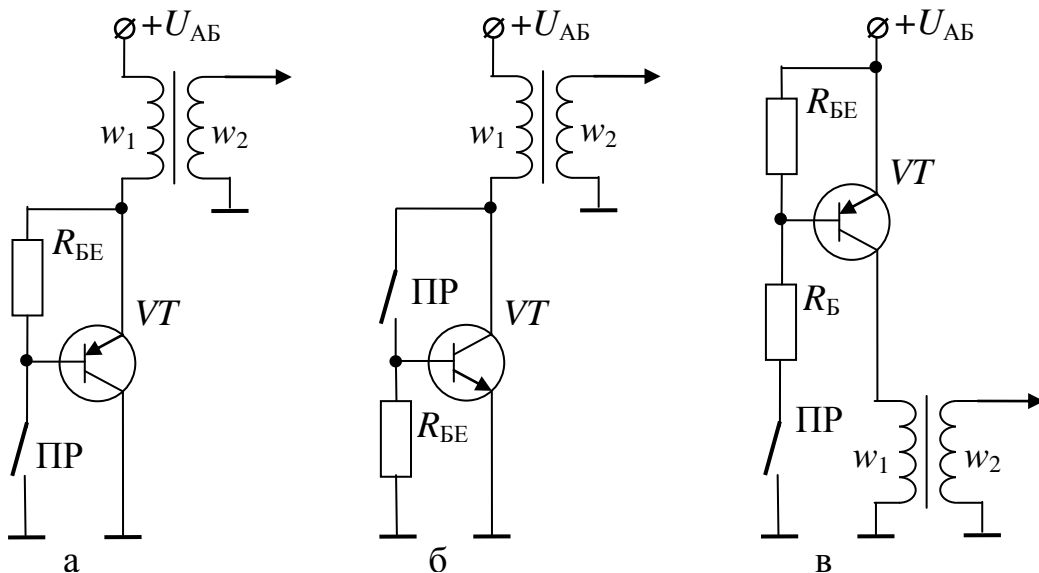


Рис. 4.3.1. Варіанти схем контактнотранзисторної системи запалювання

Паралельно емітерному переходу виконавчого транзистора зазвичай включають резистор R_{BE} який дозволяє виключити обрив кола бази, підвищити електричну міцність транзистора при його запиранні (див. рис. 1.2.15, б) та забезпечити температурну стабільність ключового режиму транзистора (за рахунок зменшення зворотного струму колектора через емітерний перехід). Величина R_{BE} обирається за умовою

$$R_{BE} \leq \frac{U_{B0}}{2I_{K0}}, \quad (4.3.1)$$

де U_{B0} - потенційний бар'єр емітерного переходу;

I_{K0} - зворотний струм колектора при заданій напрузі U_{KB} .

Якщо необхідно обмежити струм бази або струм через контакти переривника, в коло керування транзистором вводять резистор R_B (рис. 4.3.1, в). У схемах рис. 4.3.1, а, б, через обмотку котушки запалювання w_1 утворюється струм первинного кола $I_1 = I_K + I_B + I_{BE}$. Таке включення транзистора є більш економічним у порівнянні зі схемою зі спільним емітером (рис. 4.3.1, в) для якої $I_1 = I_K$. Поряд з цим, в означеній схемі до контактів переривника, під час їх розмикання, прикладається менша напруга $U_{IP} = U_{AB}$, а в схемах рис. 4.3.1, а, б, ця напруга збільшена на величину ЕРС самоіндукції первинної обмотки $U_{IP} = U_{AB} + U_{1m}$. В схемі рис. 4.3.1, б застосований кремнієвий транзистор який має більші допустимі значення вихідної напруги $U_{KE,max}$. Поряд з цим колектор кремнієвого транзистора з *p-n-p* структурою є корпусним та встановлення його безпосередньо на металевий корпус комутатора не припускається. Цей недолік усувається шляхом ізоляції корпуса транзистора (або радіатора) за допомогою термостійких прокладок.

При виборі типу силового транзистора основну увагу приділяють діапазону робочих температур. Германієві транзистори мають діапазон робочих температур до 65°C , а кремнієві – до 120°C й, крім того, характеризуються більш високими значеннями допустимої напруги $U_{KE,max}$. Разом з тим, коефіцієнт підсилювання кремнієвих транзисторів в порівнянні з германієвими вагомо знижується при низьких температурах. Крім того, кремнієві транзистори мають більш високий опір в режимі насичення. Германієві транзистори

мають меншу вартість і на відміну від кремнієвих не вимагають ізоляції корпусу від маси однопровідної системи електропостачання.

На транзисторі який працює в імпульсному режимі під індуктивним навантаженням розсіюється значна енергія під час його замирання (4.2.28). Величина теплових втрат та надійність роботи комутуючого транзистора залежать від його динамічних характеристик (1.127). З огляду на це, в комутаторах систем запалювання доцільно застосовувати високочастотні транзистори.

Тип силового транзистора визначають до розрахунку або вибору котушки запалювання. Використання транзисторів з недостатньою напругою $U_{KE.max} < 200$ В не дозволяє реалізувати оптимальний коефіцієнт трансформації k_T тому що на режимі мінімальних обертів (при максимальних значеннях вторинної напруги) напруга на виході транзистора не повинна перевищувати допустимої величини

$$U_{KE} = U_{2m} / k_T + U_{AB} < U_{KE.max} \quad (4.3.2)$$

За умовою (4.3.2) можна визначити мінімально припустимий коефіцієнт трансформації для безпечної роботи транзистора

$$k_T = \frac{U_{2m \max}}{U_{KE.max} - U_{AB}}, \quad (4.3.3)$$

де $U_{2m \max}$ – вторинна напруга при мінімальних обертах ДВЗ.

Величина вторинної напруги звичайно задається виходячи з величини пробивної напруги. Тому для низьковольтних транзисторів потрібний коефіцієнт трансформації, з боку захисту транзистора, перевищує мінімально необхідний $k_T > k_{T.опт}$ для отримання заданого рівня вторинної напруги. В результаті підвищується вартість проекрованої котушки.

При виборі типу транзистора необхідно також, щоб струм через виконавчий транзистор I_K при непрацюючому ДВЗ (у сталому режимі) не перевищував припустимих значень.

З метою підвищення амплітуди імпульсів напруги ЕРС самоіндукції, зниження втрат на транзисторі та підвищення його електричної міцності (див. рис. 1.2.15, а) в комутаторах струму систем

запалювання забезпечують активне (прискорене) запирання виконавчого транзистора шляхом введення позитивних додатних зворотних зв'язків. Прискорення процесу зачинення в контактнотранзисторних системах запалювання реалізують за різними схемними рішеннями (рис. 4.3.2).

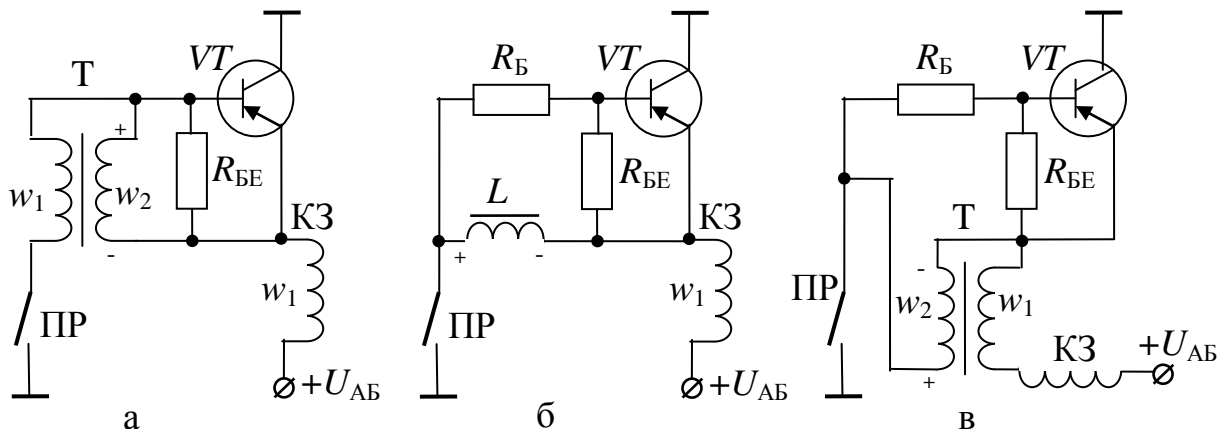


Рис. 4.3.2. Способи активного запирання транзистору: а, в – з імпульсним трансформатором; б – д дроселем

Використання імпульсного трансформатору Т (рис. 4.3.2, а) або дроселю L (рис. 4.3.2, б) дозволяє отримати при розмиканні контактів переривника ПР імпульси напруги, які прикладені до входу транзистора у зворотному напрямку. Утворений додатний гнучкий зворотний зв'язок прискорює спадання потенціалу бази та струму колектора. Імпульс напруги, що запирає, може формуватися за допомогою імпульсного трансформатору в емітерному колі транзистора (рис.4.3.2, в). Для такої схеми імпульс, що підвищує потенціал емітера, має більшу потужність (струм емітера завбільшки струму бази). Обрану схему системи (рис. 4.3.2) та параметри кола зворотного зв'язку враховують при виборі типу виконавчого транзистора.

4.3.2. Оцінка параметрів керуючого сигналу датчиків безконтактних систем

В транзисторних комутаторах струму безконтактних систем запалювання у якості джерела керуючого сигналу використовується датчик індукційного (генераторного) типу. Амплітудні та діючі значення напруги на вході транзисторного комутатора струму $U_{\text{вх}}$ ви-

значаються швидкістю обертання ротору n_D і потужністю (внутрішнім опором r_D) датчика та вхідним опором комутатора r_{BX}

$$U_{BX} = r_{BX} \frac{C_D n_D}{r_{BX} + r_D} = \frac{C_D n_D}{1 + r_D / r_{BX}}, \quad (4.3.4)$$

де C_D – конструктивна стала датчика з постійними магнітами.

Швидкісний діапазон обертання ДВЗ значний, тому і параметри вхідного сигналу комутатора (датчика) змінюються в широких межах.

На малих обертах амплітуда сигналу не досягає значень режиму насичення й вхідний транзистор комутатора працює в активній області. Відповідно й виконавчий (вихідний) транзистор не переходить у ключові стани. В результаті швидкість зміни струму в первинній обмотці котушки запалювання мала, а напруга, що створюється у вторинному колі, недостатня для іскроутворення.

На підвищених обертах виникає інша крайність - значні амплітуди сигналу переключають вхідний транзистор з високим ступенем насичення (1.125). Як наслідок, погіршується динамічний режим транзистора (1.127) та підвищуються втрати потужності в комутуючому пристрої. Крім того, напруга сигналу може перевищувати допустимі значення вхідної напруги транзистора.

На середніх (оптимальних) обертах вхідний транзистор працює в ключовому режимі і не підданий пробою. Однак час запирання й відчинення транзистора визначається часом зростання й спаду керуючого сигналу між станами насичення й відсічення. У цьому випадку керуючий імпульс, що надходить на базу транзистора, має форму криволінійної трапеції (рис. 4.3.3, а).

Зі зміною частоти обертання датчика змінюється момент відчинення вхідного й запирання вихідного транзисторів (для проти-фазної схеми комутатора), що приводить до довільної зміни кута запалювання. Виходячи з перерахованих міркувань параметри датчика визначають компромісним шляхом.

Кут випередження запалювання, зумовлений недосконалістю форми керуючого сигналу датчика $\Delta\alpha$ у діапазоні частот обертання $n_1 \dots n_2$ визначають за допомогою векторної діаграми рис. 4.3.3, б.

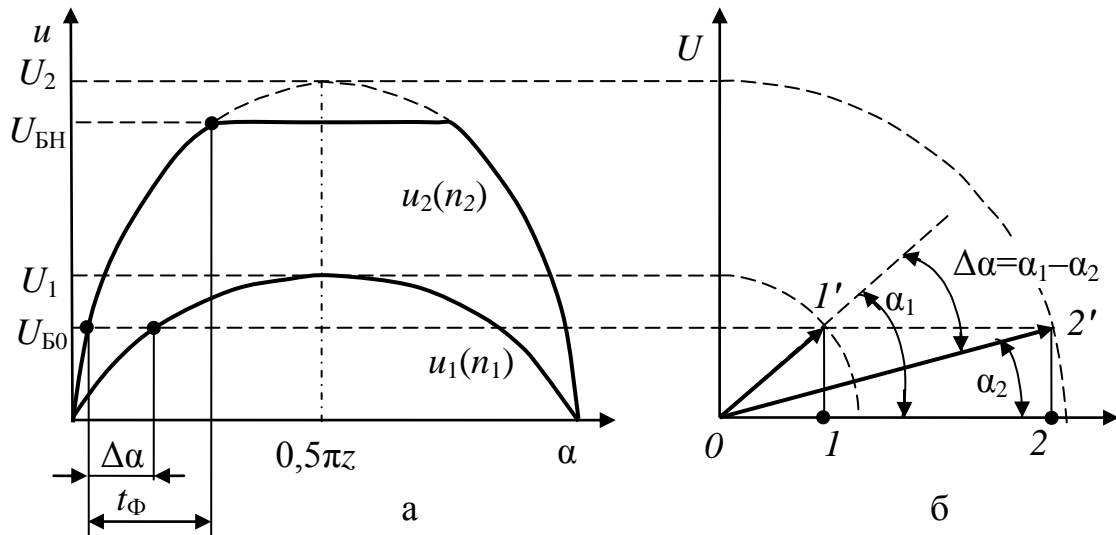


Рис. 4.3.3. До визначення параметрів сигналу датчика

Синусоїдальні сигнали при відповідних частотах обертання (рис. 4.3.3, а) показані у вигляді обертових векторів з модулями рівними амплітудним значенням напруги U_1 і U_2 (рис. 4.3.3, б).

Миттєві значення напруги u_1 і u_2 досягають величини напруги відкриття транзистора (перевищують потенційний бар'єр емітера $U_{Б0}$) при різних кутах повороту ротора датчика α_1 й α_2 , різниця між якими й складе небажаний кут випередження $\Delta\alpha$. Розглядаючи на діаграмі прямокутні трикутники $011'$ й $022'$, можна записати

$$\Delta\alpha = \arcsin \frac{U_{Б0}}{U_1} - \arcsin \frac{U_{Б0}}{U_2} = \arcsin \left[\frac{U_{Б0} U_2 - U_1}{U_1 U_2} \right]. \quad (4.3.5)$$

Вважаючи, що вхідний опір комутатору і опір датчика не залежать від частоти обертання, з урахуванням (4.3.4) для заданого діапазону частот обертання отримаємо максимальну похибку

$$\Delta\alpha = \arcsin \left[\frac{U_{Б0} (n_2 - n_1) \cdot (1 + r_D / r_{вх})}{C_D n_1 n_2} \right]. \quad (4.3.6)$$

Результуючий кут випередження запалювання при заданих обертах двигуна n в безконтактній системі з датчиком генераторного типу треба визначати з урахуванням кута похибки датчика

$$\alpha_{C3} n = \alpha_{AB} n - \alpha_D n = \alpha_{AB} n - \arcsin \left[\frac{U_{B0} (1 + r_D / r_{BX})}{nk_{ПД} C_D} \right]. \quad (4.3.7)$$

де α_{AB} - кут, який забезпечує відцентровий автомат випередження;
 $k_{ПД}$ – коефіцієнт передачі приводу датчика.

Максимальні втрати потужності на вхідному транзисторі комутатора відбуваються при його переключенні (під час переходу робочої точки транзистора через лінійну область характеристики). Тривалість переходу транзистору у відчинений стан t_{Φ} (при заданій напрузі насичення U_{BH}) визначають згідно рис. 4.3.3, а за функцією миттєвих значень напруги (1.18)

$$U_{BH} - U_{B0} \approx U_2 \sin(\omega t_{\Phi}), \quad (4.3.8)$$

де $\omega = \pi z_{ц} n_D / 30$ - кутова частота напруги датчика;

$z_{ц}$ - число циліндрів ДВЗ.

Розв'язуючи рівняння відносно часу t_{Φ} з урахуванням (4.3.4), одержують залежність часу відчинення транзистора від частоти обертання датчика

$$t_{\Phi}(n_D) = \frac{30}{\pi z_{ц} n_D} \arcsin \left[\frac{U_{BH} - U_{B0} \cdot (1 + r_D / r_{BX})}{C_D n_D} \right]. \quad (4.3.9)$$

Щоб позбавитись недоліків пов'язаних з використанням датчиків генераторного типу, удосконалюють конструкцію магнітної системи датчика чи схему комутатора або застосовують датчики з формувачами сигналу (цифрові датчики Холлу).

4.3.3. Способи підвищення швидкодії комутуючого пристрою

Під швидкодією комутатора системи запалювання розуміють його здатність швидко припиняти струм через первинну обмотку котушки запалювання. Швидкодія комутатора струму в першу чергу визначається динамічними якостями застосованих транзисторів та формою керуючого сигналу. Для підвищення ключової здатності виконавчого транзистору в схемах комутаторів безконтактних сис-

тем запалювання використовують формуючі кола і каскади та застосовують позитивні зворотні зв'язки (рис. 4.3.4).

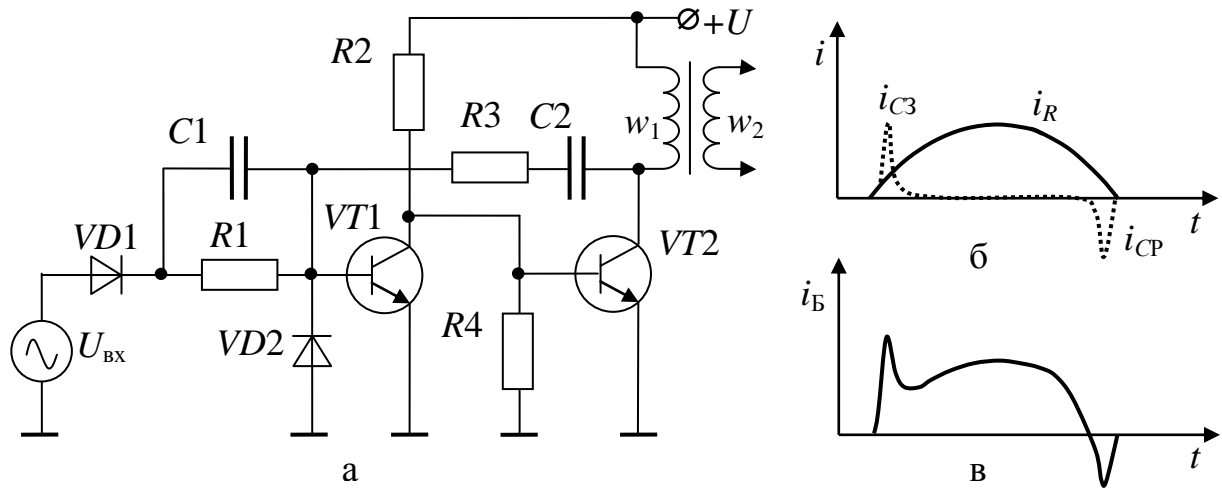


Рис. 4.3.4. Способи підвищення ключової здатності виконавчого транзистору: а – схема комутатора струму; б, в – діаграми струмів прискорювальної ланки

На вході комутатора (рис. 4.3.4, а) включають діод $VD1$ який пропускає на вхід транзистора $VT1$ імпульси позитивної полярності. Таке випрямлення напруги сигналу датчика U_{BX} виключає інверсне включення емітерного переходу при дії негативної півхвилі.

Прискорювальна ланка $C1, R1$ формує сигнал збільшуючи крутість його фронтів за рахунок впливу струмів заряду та розряду ємності що диференціює (рис. 4.3.4, б, в). Струм бази, що відчиняє транзистор при заряді конденсатора $C1$, визначається сумою струмів двох гілок $i_B = i_R + i_{C3}$, а при зачиненні, напруга на базі транзистора зменшується за рахунок струму розряду ємності $U_{BE} = U_{BX} - i_{CP}R1$.

Час дії прискорювального імпульсу оцінюють за постійною часу вхідного кола при заряді конденсатора τ_{RC} і порівнюють з еквівалентною постійною часу перехідного процесу транзистора τ_e . При виборі елементів прискорювального кола для формування імпульсів з тривалістю τ_i необхідно, щоб виконувалася умова $\tau_e < \tau_{RC} < \tau_i$. Виходячи з цих міркувань, величину ємності що прискорює відчинення вхідного (зачинення вихідного) транзистора, визначають за умовами: $C_1 \leq \tau_i / 3 r_d + r_{BX}$ - при фіксованих τ_i ; $C_1 \geq \tau_e / r_d + r_{BX}$ - при зміні τ_i .

У режимі пуску ДВЗ (при малих обертах) потужність (напруга) сигналу індукційного датчика U_{BX} , може виявитися недостат-

ньою для забезпечення ключового режиму вхідного транзистора не зважаючи на дію прискорювальної ланки. Щоб виключити цей недолік у вхідній частині комутатора використовують формуючі каскади за схемою одновібратора, компаратора або тригера. Такі каскади забезпечують не тільки достатню крутість фронтів, але й стабільну амплітуду імпульсів керування в робочому діапазоні частот обертання ДВЗ.

Щоб запобігти глибокого насичення транзистору та перевищення допустимих значень напруги ($U_{вх} < U_{БЕ.маx}$) при високих обертах ДВЗ, у вхідному каскаді комутатора використовують ненасичені ключі або стабілізатори вхідної напруги $VD3$ (рис. 4.3.5)

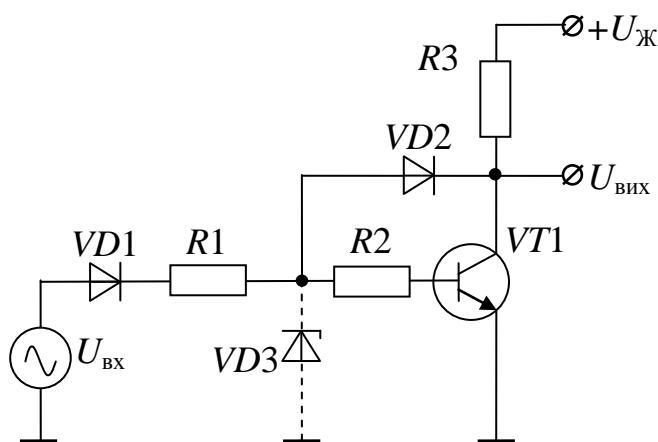


Рис. 4.3.5. Схема ненасиченого ключа

Діод $VD2$ утворює коло нелінійного від'ємного зворотного зв'язку, завдяки чому при зростанні $U_{вх}$ струми бази і колектору обмежуються до рівнів граничних значень $I_{БН}$, $I_{КН}$ (значень насичення). Таким чином, застосування ненасичених ключів дозволяє утримувати транзистор на режимі близькому до насичення (на границі насичення) при перевищенні напруги ($U_{вх} > U_{БН}$).

Для схеми обмеження амплітуди вхідних імпульсів параметри стабілітрона $VD2$ вибирають за умовами

$$U_{БН} < U_P < U_{БЕ.маx}, \quad I_{ст.маx} > U_{вх.маx} - U_P / R_1, \quad (4.3.10)$$

де $U_{вх.маx}$ - амплітуда вхідної напруги на максимальних обертах;

U_P - напруга пробою стабілітрону (див. рис. 1.2.8, б);

$I_{ст.маx}$ - максимальний (допустимий) струм стабілітрона.

Прискорити процес зачинення виконавчого транзистору можна також шляхом застосування позитивних додатних зворотних зв'язків. Особливістю гнучких зворотних зв'язків є те, що імпульси струму зворотного зв'язку діють на вхідний транзистор тільки в моменти його переключення. Оскільки в комутаторах струму важливо забезпечити тільки активне запирання вихідного транзистору в коло зворотного зв'язку $R3$, $C2$ додають діод $VD2$ який забезпечує несиметричний додатний вплив (див. рис. 3.4.4, а).

Імпульс зворотного зв'язку формується так. Під час відчинення транзистору $VT1$ імпульсом вхідної напруги $U_{вх}$ відбувається зачинення вихідного транзистору $VT2$. Зменшення струму у вихідному колі комутатора викликає утворення імпульсу ЕРС самоіндукції в первинній обмотці w_1 котушки запалювання. Під дією напруги первинного кола відбувається заряд ємності $C2$. Струм заряду обмежений резистором $R3$ доповнює струм бази $VT1$ прискорюючи його відчинення та відповідно зачинення $VT2$. При відсутності імпульсу $U_{вх}$ (під час негативної півхвилі сигналу датчика) транзистор $VT1$ зачинений і ємність $C2$ розряджається через відчинений $VT2$ по колу $VD2$, $R3$. Щоб виключити відчинення $VT1$ під дією струму розряду $C2$, потенційний бар'єр $VD2$ не повинен перевищувати потенційного бар'єру емітерного переходу $VT1$. На відзнаку від прискорювальної ланки $R1$, $C2$ коло зворотного зв'язку формує на вході $VT1$ імпульс тільки позитивної полярності i_{C3} (див. рис. 4.3.4, б) потужність якого визначається параметрами вихідного кола комутатора.

Розрахунок кіл гнучких зворотних зв'язків зазвичай виконується для заданого режиму функціонування пристрою (частоті і шпаруватості переключення) й фіксованих значень напруги керуючого сигналу. Зміна частоти й амплітуди вхідного сигналу комутатора в широких межах утруднює вибір RC параметрів кіл гнучких зворотних зв'язків. Якщо тривалість імпульсів зворотного зв'язку стає порівняною з тривалістю імпульсів керування (при високих частотах обертання) гнучкий позитивний зв'язок не зберігає своєї переваги перед жорстким.

Розвиток інтегральної технології відкриває перспективи застосування мікросхем у якості формуючих каскадів які вирішують означені проблеми. Поширення в системах запалювання легкових автомобілів одержали цифрові мікросхеми Холу [1, 17, 20] які міс-

тять новий тип чутливого елемента (пластину Холлу) і формуючий каскад в інтегральному виконанні. Датчики Холлу дозволяють одержати сигнал практично прямокутної форми з фіксованою амплітудою й шпаруватістю в широкому діапазоні частот.

4.3.4. Заходи, щодо захисту виконавчого транзистору

Транзистор вихідного каскаду комутатора струму працює в ключовому режимі під індуктивним навантаженням на режимах близьких до граничних (див. рис. 1.2.16, б). Тому зміна зовнішніх факторів (напруги живлення, температури, параметрів елементів схеми) може викликати його пробій. Щоб усунути таку ймовірність, в схемах комутаторів передбачають захист вихідного каскаду від перенапруг, інверсного включення й перевищення припустимого струму транзистора [6, 20].

Під час експлуатації електрообладнання автомобіля виникають випадки коли на ділянці колектор-емітер вихідного транзистора напруга може перевищувати припустиме значення. Так наприклад, при різкому відключенні навантаження генератора або АКБ виникає короткочасне перевищення бортової напруги в декілька разів. При цьому внаслідок неповного магнітного зв'язку між первинною й вторинною обмотками котушки запалювання істотно збільшуються імпульси напруги при перехідному процесі в первинному колі системи запалювання. Амплітуда цих імпульсів перевищує допустимі напруги навіть для високовольтних транзисторів.

З метою виключення пробою вихідного транзистора поряд з підключенням ємності (паралельно первинній обмотці) застосовують різні елементи захисту (стабілітрони, варистори, газові розрядники) з нелінійною залежністю власного опору від прикладеної напруги. На рис. 4.3.6 показано схеми підключення елементів захисту виконавчого транзистора VT від імпульсних перенапруг. При включенні стабілітрона паралельно первинній обмотці котушки запалювання (рис. 4.3.6, а) відбувається обмеження ЕРС самоіндукції на момент запирання транзистора на рівні напруги пробою стабілітрона U_p . При такому захисті необхідно зустрічно стабілітрону $VD1$ включати діод $VD2$ який запобігає проходженню струму первинного кола I_1 через стабілітрон у провідному напрямку.

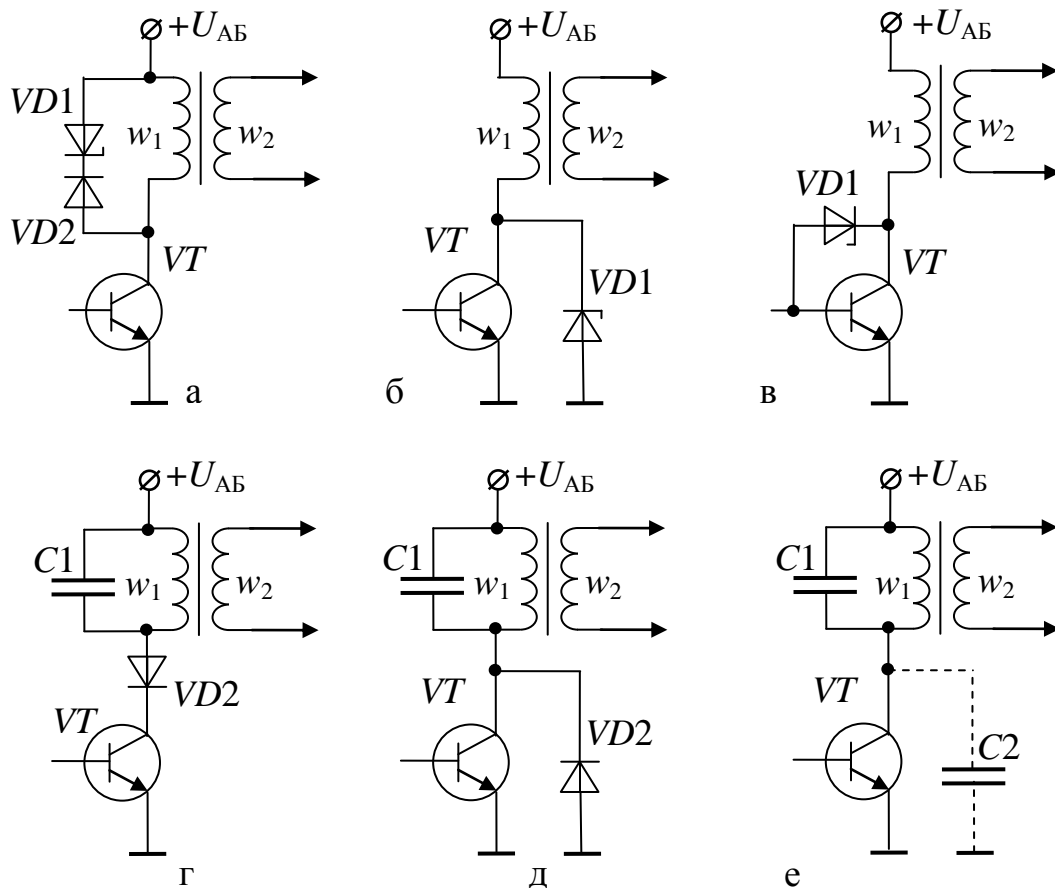


Рис. 4.3.6. Способи захисту виконавчого транзистора від перенапруги

У випадку застосування неполярного елемента захисту (варистора, розрядника) необхідність у діоді відпадає. Величину пробивної напруги стабілітрона U_P схеми (рис. 4.3.6, а) визначають за другим законом Кірхгофа для вихідного кола

$$U_P = U_{KE.max} - \Delta U_{VD2} - \Delta U_{VD1} - U_{AB}, \quad (4.3.11)$$

де ΔU_{VD} – напруга, що спадає на діоді та диференційному опорі стабілітрона.

Для схеми (рис. 4.3.6, б) величина пробивної напруги стабілітрона $VD1$ визначається за припустимою напругою транзистора

$$U_P = U_{KE.max} - \Delta U_{VD1}. \quad (4.3.12)$$

У схемі (рис. 4.3.6, в) стабілітрон $VD1$ включений паралельно колекторному переходу транзистора. Після запирання транзистора й досягнення напруги $U_{1m} = U_{AB} + U_{B0} + U_P$ стабілітрон пробивається й

у емітерному переході транзистора виникає струм бази $I_B=I_{CT}$. Під дією струму пробою I_{CT} транзистор відчиняється (переходить в лінійний режим) й обмежує напругу на виході. Напруга захисного стабілітрона в такому разі становить

$$U_P = U_{KE,max} - U_{B0} - \Delta U_{VD1}. \quad (4.3.13)$$

Після запирання вихідного транзистора в первинному контурі котушки запалювання виникає коливальний процес. Під дією негативної півхвилі імпульсу первинної напруги транзистор опиняється включеним в інверсному режимі, що неприпустимо для деяких типів транзисторів. Для захисту транзистора від інверсного включення послідовно у вихідне коло комутатора включають діод $VD2$ (рис. 4.3.6, г) розрахований на прямий струм, що відповідає максимальному значенню струму розриву. Схема послідовного включення діода має недоліки – збільшуються теплові втрати у вихідному колі комутатора, ускладнюється конструкція, знижується величина струму розриву, збільшується період пуску ДВЗ при сильно розрядженій АКБ. Іншим способом захисту є включення діода $VD2$ паралельно ділянці колектор-емітер транзистора (рис. 4.3.6, д). При такому включенні коливальний процес стає аперіодичним і загасає після першої півхвилі. Паралельне включення діода не викликає додаткового спадання напруги у вихідному колі комутатора під час накопичення енергії.

Конденсатор $C1$ та первинна обмотка котушки запалювання w_1 утворюють паралельний коливальний контур (рис. 4.3.6, г, д, е). В процесі запирання виконавчого транзистора та індукування імпульсу ЕРС самоіндукції частина енергії накопиченої в магнітному полі котушки відводиться на заряд ємності $C1$. Після зачинення VT відбувається затухаючий коливальний процес обміну енергією між $C1$ і w_1 . При цьому за рахунок струму заряду $C1$ одночасно вирішуються дві проблеми. По-перше, підвищується струм через w_1 та величина індукованої напруги U_{m1} . По-друге зменшується струм (теплові втрати) в виконавчому транзисторі та знижується ризик його лавинного пробою (1.129). Аналогічну функцію виконує конденсатор $C2$ в схемі рис. 4.3.6, е який утворює з w_1 послідовний коливальний контур (аналогічно конденсатору в контактній системі запалювання).

Максимальна напруга, що прикладена до транзистора під час його запирання $U_{KE} = U_{1m}$ визначається швидкістю спадання струму у первинному колі (часом $t_{сп}$) та зарядження конденсатора

$$U_{1m} = \frac{I_{P}t_{сп}}{2C_1}. \quad (4.3.14)$$

Час спадання струму колектора $t_{сп}$ при активному вимиканні транзистора визначають згідно (4.2.27). Обмежуючись напругою лавинного пробую обраного транзистора $U_{1m} = U_{П}$ визначають мінімальну ємність C_1 при якій транзистор не проб'ється

$$C_1 = \frac{I_{P}t_{сп}}{2U_{П}}. \quad (4.3.15)$$

Збільшення C_1 приводить до зменшення ЕРС самоіндукції U_{1m} й, отже, до зниження U_{2m} . Тому знайдене значення мінімальної C_1 є оптимальним.

Підвищення струму в первинному колі системи запалювання вище номінальних значень може бути спричинено як підвищенням напруги живлення так і зміною параметрів елементів схеми комутатора в процесі експлуатації. Щоб запобігти перевантаження та пробій виконавчого транзистора в комутаторах застосовують схеми активного обмеження рівня струму первинного кола (рис.4.3.7) [20]

Згідно схемі рис. 4.3.7, а сигнал запалювання U_{C3} підсилюється транзистором $VT1$ який працює синфазно з виконавчим транзистором $VT3$. Після відчинення $VT3$ переходить в стан насичення і відбувається зростання струму в первинному колі (w_1 , $VT3$, R_B). Поки значення струму нижче припустимого рівня обмеження, транзистор $VT2$ зачинений.

Якщо первинний струм зростає вище припустимого рівня падіння напруги на R_B перевищує потенційний бар'єр транзистору $VT2$ і транзистор лінійно відчиняється.

Потенціал колектора $VT2$ знижується пропорційно надмірному зростанню первинного струму, що приводить до зменшення струму в колі бази $VT3$.

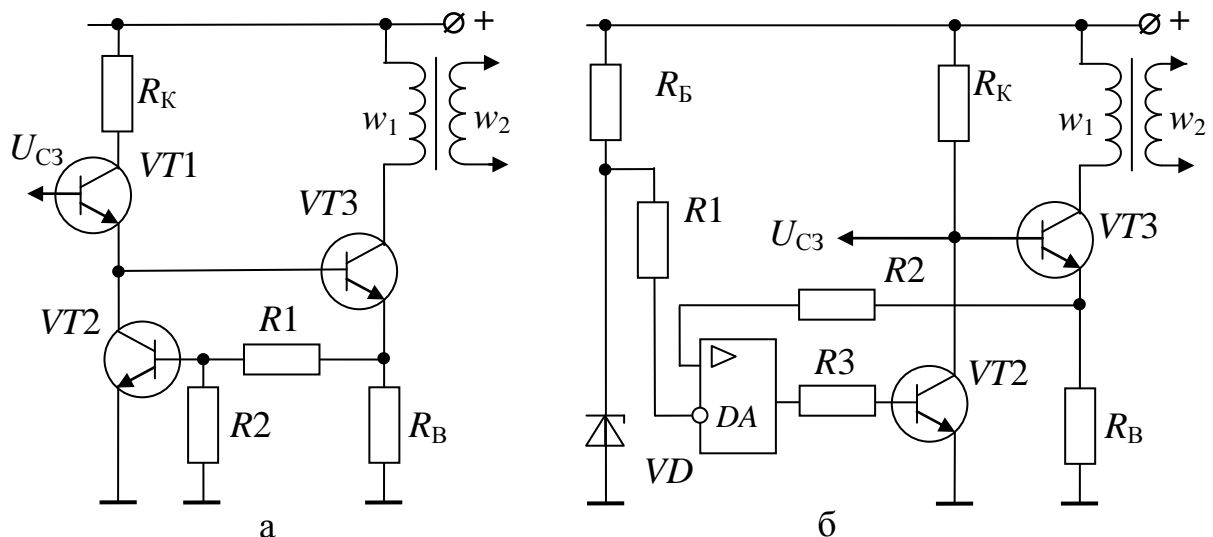


Рис. 4.3.7. Схеми активного обмеження струму через котушку запалювання:
 а – на транзисторах; б – з використанням операційного підсилювача

Транзистор $VT3$ виходить із режиму насичення в активний режим обмежуючи рівень струму розриву на заданому рівні. Таким чином в схемі порівнюються величина напруги на вимірювальному елементі R_B з величиною потенційного бар'єру емітерного переходу транзистора.

В схемі рис. 4.3.7, б як опорний рівень вимірюється напруга пробою стабілітрона VD яка порівнюється з падінням напруги на R_B за допомогою операційного підсилювача DA . Сигнал пропорційний диференційній нарузі на вході DA через транзистор $VT2$ зміщає робочу точку виконавчого транзистору $VT3$ в бік лінійного обмеження.