

## Розділ 5

## КЛЮЧІ

Ключі в основному призначені для замикання та розмикання електричних кіл, а також для переключення струму з одного кола в інше.

Ключі бувають *аналоговими* та *дискретними*.

## 5.1. Розгалужувальні з'єднання

*Розгалужувальне з'єднання* є аналоговим перемикачем і призначене для переключення струму з одного кола в інше, тобто є аналоговим ключем.

Два, наприклад, діоди можуть бути з'єднанням послідовним (рис. 5.1,а), паралельним (рис. 5.1,б) та *розгалужувальним* (рис. 5.1,в).

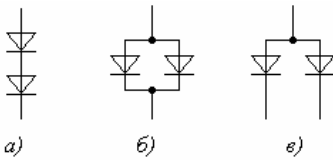


Рис. 5.1. З'єднання діодів:  
а – послідовне; б – паралельне;  
в – розгалужувальне

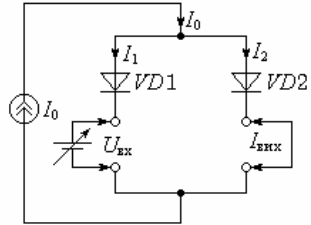


Рис. 5.2. Симетричне РЗ

Розгалужувальне з'єднання РЗ є плавним перемикачем струму з одного кола  $VD1$  в інше  $VD2$  і навпаки (рис. 5.2). Для здійснення цього перемикання РЗ має живитися незмінним струмом  $I_0 = \text{const}$ .

Розгалужувальне з'єднання працює наступним чином.

За законом Кірхгофа сума струмів його кіл є величиною сталою:

$$I_1 + I_2 = I_0 = \text{const.} \quad (5.1)$$

У початковому стані ( $U_{\text{вк}} = 0$ ) струми кіл однакові

$$I_1 = I_2 = \frac{I_0}{2}. \quad (5.2)$$

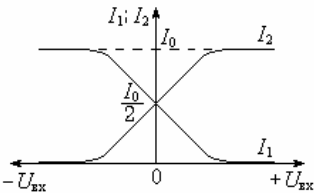


Рис. 5.3. ВАХ симетричного РЗ

За наявності вхідної напруги ( $U_{\text{вк}} > 0$ ) діод  $VD1$  зміщується у зворотному напрямі, а  $VD2$  – у прямому. Тому  $VD1$  закривається, зменшуючи  $I_1$ , а  $VD2$  відкривається, на стільки ж збільшуючи  $I_2$  (рис. 5.3). Якщо змінити полярність ( $U_{\text{вк}} < 0$ ), то діод  $VD1$  буде під прямою напругою, а  $VD2$  – під зворотною, через що  $I_1$  збільшується, а  $I_2$  зменшується. Так здійснюється переключення струму з одного кола в інше.

РЗ бувають симетричними (див. рис. 5.2) та несиметричними (рис. 5.4).

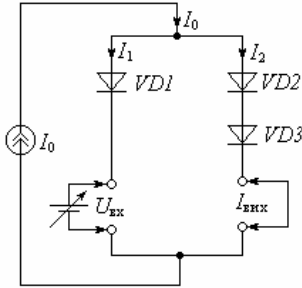


Рис. 5.4. Несиметричне РЗ

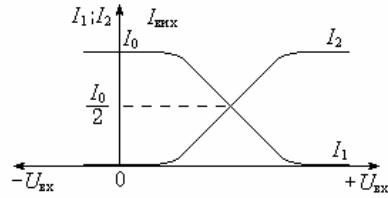


Рис. 5.5. ВАХ несиметричного РЗ

Несиметричність створює третій діод  $VD3$ . Через нього точка перекомутації  $\frac{I_0}{2}$  зсувається “праворуч” від напруги  $U_{вх} = 0$  (рис. 5.5). Зсув точки перекомутації  $\frac{I_0}{2}$  пояснюється тим, що доки  $U_{вх}$  не перевищить подвійну пряму напругу на двох діодах  $VD2$  та  $VD3$  ( $U_{вх} > 2U_{пр}$ ), діод  $VD1$  і РЗ у цілому не керуються. Врешті несиметричне РЗ діє таким самим чином, як і симетричне.

Визначимо, яке з них де використовувати.

З діаграм, які наведені на рис. 5.6, видно, що симетричне РЗ сприймає скільки завгодно слабкий сигнал (рис. 5.6,а), бо за будь-якої амплітуди  $U_{мвх1}$  є змінення струмів  $\Delta I > 0$ , а несиметричне РЗ на ту ж саму амплітуду  $U_{мвх1}$  не реагує, тобто  $\Delta I = 0$  (рис. 5.6,б).

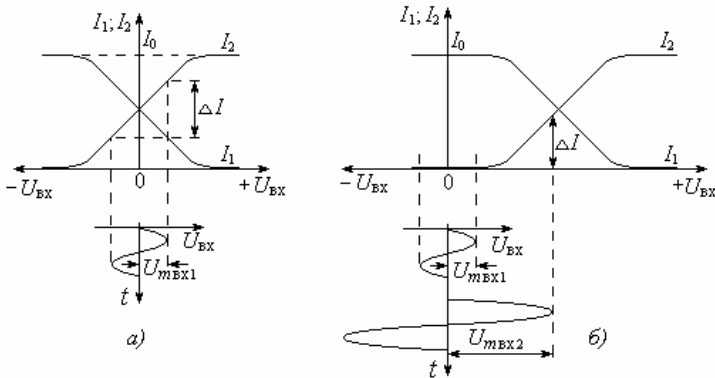


Рис. 5.6. Діаграма роботи РЗ: а – симетричного; б – несиметричного

Щоб з’явилося змінення струмів  $\Delta I > 0$ , необхідне збільшення амплітуди вхідної напруги до  $U_{мвх2}$ .

Таким чином, симетричне РЗ слід використовувати в аналогових

схемах, зокрема в підсилювачах, де сигнали слабкі, а несиметричне – в цифрових схемах, де сигнали тільки сильні.

Оскільки несиметричне РЗ не сприймає малі напруги, то воно забезпечує досить високу завадостійкість цифрових схем.

## 5.2. Ключі на біполярних транзисторах

Ключі призначені для обробки цифрових сигналів.

Цифровий сигнал – дискретний або квантований, тобто він містить лише дискретні рівні.

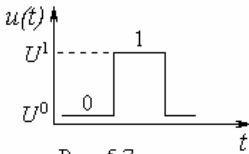


Рис. 5.7.  
Двійковий сигнал

Найбільш розповсюдженим є двійковий сигнал. Він складається лише з двох рівнів напруги, струму, частоти або фази, які кодуються символами “0” та “1”. Найчастіше використовують двійкову напругу (рис. 5.7), де  $U^0$  – її низький рівень, який є логічним нулем “0”, а  $U^1$  – високий рівень, який є логічною одиницею “1”.

Ці рівні обробляє транзисторний ключ в якому біполярний транзистор працює в ключовому режимі, що складається з режиму насичення та режиму відсікання.

У режимі насичення транзистор повністю відкритий, тобто пропускає колекторний струм, а в режимі відсікання транзистор повністю закритий, тобто колекторний струм практично відсутній.

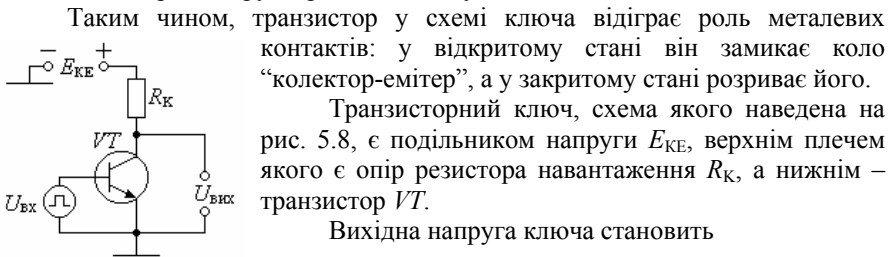


Рис. 5.8.  
Транзисторний ключ

Таким чином, транзистор у схемі ключа відіграє роль металевих контактів: у відкритому стані він замикає коло “колектор-емітер”, а у закритому стані розриває його.

Транзисторний ключ, схема якого наведена на рис. 5.8, є подільником напруги  $E_{KE}$ , верхнім плечем якого є опір резистора навантаження  $R_K$ , а нижнім – транзистор  $VT$ .

Вихідна напруга ключа становить

$$U_{\text{вих}} = E_{KE} \frac{R_{VT}}{R_K + R_{VT}}, \quad (5.3)$$

де  $R_{VT}$  – опір ділянки “колектор – емітер” транзистора  $VT$ .

У відкритому стані транзистора  $VT$  його опір нехтовно малий:  $R_{VT} \ll R_K$ , через що з (5.3) одержуємо  $U_{\text{вих}} \approx 0$ . Така напруга є логічним нулем:

$$U^0 \approx 0. \quad (5.4)$$

У закритому стані транзистора  $VT$  його опір великий:  $R_{VT} \gg R_K$ , через що з (5.3) одержуємо  $U_{\text{вих}} \approx E_{KE}$ . Така напруга є логічною одиницею:

$$U^1 \approx E_{KE}. \quad (5.5)$$

Принципова схема ключа на біполярному транзисторі наведена на рис. 5.9.

Тут ДС ( $VT1$ ) – джерело сигналу;  
 $U_{вх}$  та  $U_{вих}$  – відповідно вхідна та вихідна напруги;

$E_{КЕ}$  – напруга живлення;

$I_{вх}$  – вхідний струм;

$I_B$  та  $I_K$  – струми відповідно бази та колектора;

$R_K$  – опір навантаження;

$R1$  та  $R2$  – резистори в колі бази.

Принцип дії транзисторного ключа наступний.

Джерелом сигналу ДС є транзистор  $VT1$ , який може знаходитись в одному з двох станів: або відкритому, або закритому. Він сумісно з резистором  $R2$  створює несиметричне розгалужувальне з'єднання, причому  $R2 \gg R_{VT}$ . Через це струм  $I_1$  може цілком відгалужуватись або в коло бази, створюючи струм  $I_B$  і саме тим відкривати  $VT2$ , або у вхідне коло, створюючи  $I_{вх}$  і саме цим знеструмлюючи базу, тобто закривати  $VT2$ .

Щоб точніше виконувались співвідношення (5.4) та (5.5), транзистор ключа  $VT2$  має працювати в ключовому режимі, який складається з режиму насичення РН та режиму відсікання РВ (рис. 5.10).

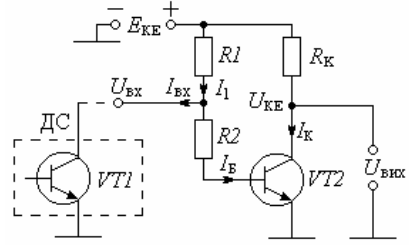


Рис. 5.9. Принципова схема транзисторного ключа

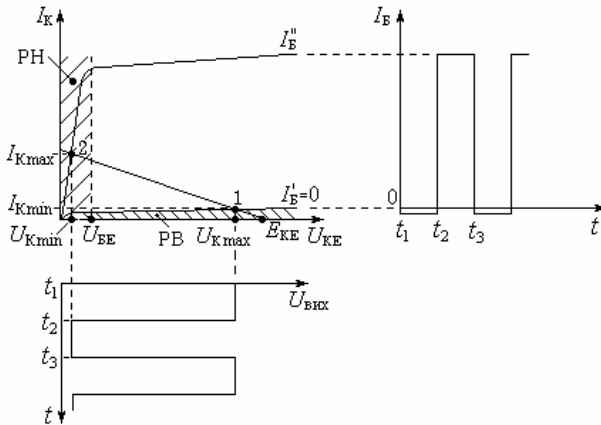


Рис. 5.10. Діаграма роботи транзисторного ключа

Критеріями режиму насичення є

$$U_{КЕ} < U_{БЕ}, \quad (5.6)$$

а режиму відсікання –

$$I_B < 0. \quad (5.7)$$

Знайдемо вихідну напругу  $VT2$ , яка за законом Кірхгофа становить

$$U_{\text{вих}} = E_{\text{КЕ}} - I_{\text{К}} R_{\text{К}}. \quad (5.8)$$

У початковому стані в інтервалі моментів  $t_1 < t < t_2$  (рис. 5.10) транзистор  $VT1$  (рис. 5.9) джерела сигналу ДС відкритий, через що  $U_{\text{вх}} = 0$ . Вхідний струм  $I_{\text{вх}}$  відгалужується в колектор  $VT1$ , і база  $VT2$  знеструмлена (режим відсікання):  $I_{\text{Б}} \approx 0$  (точка 1). Тому струм колектора  $I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}}$  також мінімальний  $I_{\text{Кmin}}$ . Підставляючи  $I_{\text{Кmin}}$  в (5.8), одержуємо

$$U_{\text{КEmax}} = E_{\text{КЕ}} - I_{\text{Кmin}} R_{\text{К}} \approx E_{\text{КЕ}}, \quad (5.9)$$

тобто при мініальному (нульовому) струмі колектора  $I_{\text{Кmin}}$  падіння напруги  $I_{\text{Кmin}} R_{\text{К}}$  на опорі навантаження  $R_{\text{К}}$  мале і вихідна напруга максимальна (одинична).

Коли  $VT1$  закриється (інтервал моментів  $t_2 < t < t_3$ ), то вхідна напруга  $U_{\text{вх}}$  стане одиничною. Вхідний струм  $I_{\text{вх}}$  не відгалужується, і база  $VT2$  знаходиться під великим (одиничним) струмом  $I_{\text{Б}}$ , тобто в режимі насичення (точка 2). Тому струм колектора також великий  $I_{\text{Кmax}} \approx \frac{E_{\text{КЕ}}}{R_{\text{К}}}$ . Підставляючи останнє співвідношення в (5.8), одержуємо

$$U_{\text{КEmin}} = E_{\text{КЕ}} - I_{\text{Кmax}} R_{\text{К}} \approx 0, \quad (5.10)$$

тобто при максимальному (одиничному) струмі колектора  $I_{\text{Кmax}}$  падіння напруги  $I_{\text{Кmax}} R_{\text{К}}$  на опорі навантаження  $R_{\text{К}}$  велике, і вихідна напруга мінімальна (нульова). Так на виході ключа створюються два рівні сигналу: *нульовий* і *одиничний* (з поворотом фази на  $180^\circ$ ).

В обох режимах (насичення та відсікання) потужність, яка розсіюється колектором, нехтовно мала:

$$P_{\text{Кнас}} = I_{\text{Кmax}} U_{\text{Кmin}}, \quad (5.11)$$

$$P_{\text{Квідс}} = I_{\text{Кmin}} U_{\text{Кmax}}. \quad (5.12)$$

У режимі насичення  $P_{\text{Кнас}} \rightarrow 0$  через малу напругу колектора  $U_{\text{Кmin}} < 0,7 \text{ В}$ , а в режимі відсікання  $P_{\text{Квідс}} \rightarrow 0$  через малий струм  $I_{\text{Кmin}} \rightarrow 0$ . Тому в ключовому режимі на колекторі розсіюється нехтовно мала потужність, через що ККД ключа великий і досягає 90 – 95%.

### 5.2.1. Насичення ключа

Слід звернути увагу на те, що в режимі насичення вихідна напруга  $U_{\text{вих}}$  практично не залежить від амплітуди вхідного сигналу через те, що струм  $I_{\text{Кmax}}$  не залежить від струму бази  $I_{\text{Б}}$ . Дійсно, струми бази  $I_{\text{Б}(S>1)}$  та  $I_{\text{Б}(S=1)}$  створюють практично один і саме той струм колектора  $I_{\text{Кmax}}$  (рис. 5.11).

Щодо змінення  $I_B$ , то воно, не викликаючи змін колекторного струму  $I_K$  та вихідної напруги  $U_{KE}$ , впливає на так званий *коефіцієнт насичення*  $S$ , яким є відношення будь-якого струму  $I_B$  до того струму бази  $I_{B(S=1)}$ , що розмежовує режими насичення, та активний:

$$S = \frac{I_B}{I_{B(S=1)}}. \quad (5.13)$$

Знайдемо параметри, які визначають коефіцієнт насичення  $S$ , для чого виразимо  $I_{B(S=1)}$  через  $E_{KE}$  та  $R_K$ .

На резисторі  $R_K$  падає напруга  $E_{KE} - U_{Kнас}$ . Зважаючи на те, що  $U_{Kнас} \ll E_{KE}$ , а  $I_{Kнас} = \beta I_{B(S=1)}$ , маємо

$$S = \frac{\beta I_B R_K}{E_{KE}}. \quad (5.14)$$

При  $S < 1$  спостерігається активний режим, а при  $S > 1$  – режим насичення.

Чим більше струм бази  $I_B$ , тим вище коефіцієнт насичення  $S$ . Необхідний струм бази  $I_B$  забезпечується вибором опорів резисторів у колі бази  $R1$  та  $R2$  (див. рис. 5.3). Так, зменшення цих опорів підвищує  $I_B$  і саме тим збільшує  $S$ .

### 5.2.2. Завадостійкість ключа

Коефіцієнт насичення  $S$  суттєво впливає на завадостійкість ключа, а саме: збільшення  $S$  підвищує завадостійкість. Це пояснює рис. 5.12.

Якщо струм бази становить  $I_B = I_{B(S=1)}$ , то коефіцієнт насичення  $S = 1$  і режим визначається точкою 1. Зменшення струму бази  $I_{B(S=1)}$  на  $\Delta I_B$  через дію якоїсь завади виводить транзистор з режиму насичення в активний режим (точка 2). При цьому вихідна напруга ключа змінюється від  $U_{K1}$  до  $U_{K2}$ , тобто завада змінює вихідну напругу.

Коли ж струм бази  $I_B = I_{B(S > 1)}$ , тобто  $S > 1$ , то зменшення струму  $I_{B(S > 1)}$  на саме ту ж величину  $\Delta I_B$  не змінює місцеположення точки 1, через що вихідна напруга також не змінюється. Так, збільшення коефіцієнта насичення  $S$  підвищує завадостійкість ключа.

Проте не слід вважати, що підвищення  $S$  може бути нескінченним. Збільшення  $S$ , підвищує завадостійкість, але при цьому знижує швидкодію ключа. Тому вибір коефіцієнта насичення  $S$  має бути компромісним.

### 5.2.3. Швидкодія ключа

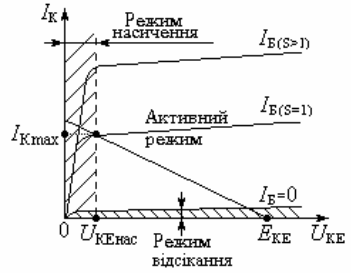


Рис. 5.11. До визначення коефіцієнта насичення

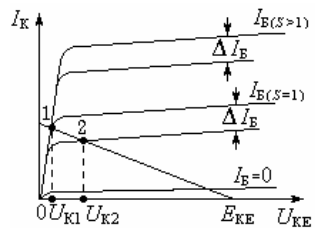


Рис. 5.12. Вплив насичення на завадостійкість ключа

Оцінимо вплив коефіцієнта насичення  $S$  на тривалість перехідних процесів, тобто на швидкодію ключа.

На рис. 5.13 наведена часова діаграма роботи транзисторного ключа, з якої видно наступне.

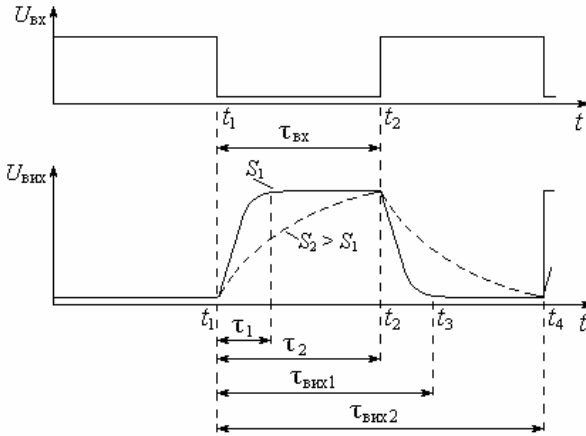


Рис. 5.13. Часова діаграма роботи транзисторного ключа

Якщо вхідний імпульс  $U_{\text{вх}}$  має нескінченно стрімкі фронти (їхня тривалість наближається до нуля), то в залежності від коефіцієнта насичення  $S$  тривалість фронтів вихідного імпульсу  $U_{\text{вих}}$  досягає  $\tau_1$  при  $S_1$  та  $\tau_2 > \tau_1$  при  $S_2 > S_1$ . Так підвищення насичення ключа затягує фронти, тобто знижує швидкодію.

Це пояснюється тим, що до моменту  $t_1$  рівень  $U_{\text{вх}}$  був високим, транзистор – відкритим і в його базі накопичились рухомі носії заряду. У момент  $t_1$  з поданням низького рівня  $U_{\text{вх}}$  транзистор мав закритися, але це станеться лише через час  $\tau_1$ , коли накопичений заряд зникне. Якщо коефіцієнт насичення збільшити до  $S_2$ , то концентрація накопичених зарядів у базі зросте і тому тривалість фронту затягнеться аж до  $\tau_2$ .

У момент  $t_2$  рівень  $U_{\text{вх}}$  змінюється на високий і транзистор мав відкритися, але це станеться пізніше в момент  $t_3$  при  $S_1$ , або в момент  $t_4$  при  $S_2$ , коли в базі накопичаються рухомі носії заряду.

Отже, при тривалості  $\tau_{\text{вх}}$  вхідного імпульсу  $U_{\text{вх}}$ , вихідний імпульс  $U_{\text{вих}}$  розтягується до  $\tau_{\text{вих1}}$  при  $S = S_1$  і до  $\tau_{\text{вих2}}$  при  $S = S_2$ . Доки не зникне даний імпульс на виході, наступного вхідного імпульсу подавати не можна, тобто швидкодія ключа зменшується.

Таким чином, незважаючи на те, що збільшення коефіцієнта насичення підвищує завадостійкість, глибина насичення  $S$  має бути обмежена, бо стримує швидкодію. Тому на практиці  $S$  не перевищує 10.

#### 5.2.4. Недоліки ключа на біполярному транзисторі

Першим недоліком є те, що біполярний транзистор ніколи не закривається до кінця. Через колекторний перехід закритого транзистора завжди протікає його тепловий струм  $\beta I_{КБ0}$ , який створює на опорі навантаження падіння напруги  $\beta I_{КБ0} R_C$ , через що вихідна одинична напруга  $U_{Кmax}$  не досягає напруги живлення  $E_{КЕ}$  на цю величину (див. рис. 5.10).

Другий недолік полягає в тому, що база і колектор мають гальванічний зв'язок через наявність струму  $\beta I_{КБ0}$ . Цей зв'язок зумовлює проникнення частки входної напруги до виходу, що в прецизійних ключах викликає похибку.

Згаданих недоліків позбавлені ключі на польових транзисторах.

### 5.3. Ключі на польових транзисторах

Ключі на *польових транзисторах*, як і на біполярних, призначені для обробки цифрових сигналів. Ключ на польовому транзисторі, як і на біполярному, є подільником напруги, у верхньому плечі якого опір навантаження  $R_C$ , а в нижньому – транзистор  $VT$  (рис. 5.14).

Тут  $U_{вх}$  та  $U_{вих}$  – відповідно входна та вихідна напруги;

$VT$  – польовий транзистор;

$E_{СВ}$  – напруга живлення;

$U_{ЗВ}$  – напруга “заслін-витік”;

$U_{СВ}$  – напруга “стік-витік”;

$I_C$  – струм стоку;

$R_C$  – опір навантаження;

$R_3$  – резистор у колі заслону.

Щоб уникнути недоліків за п. 5.2.4, транзистор  $VT$  вибирають з ізольованим заслоном для гальванічної розв'язки між заслоном та стоком.

Ключ на польовому транзисторі працює наступним чином.

Знайдемо вихідну напругу, яка за законом Кірхгофа становить

$$U_{вих} = E_{СВ} - I_C R_C. \quad (5.15)$$

З діаграми роботи ключа (рис. 5.15) видно наступне.

У початковому стані в інтервалі моментів  $t_0 \dots t_1$  входна напруга дорівнює нулю  $U_{вх} = 0$ , через що напруга заслону також нульова  $U_{ЗВ} = 0$ . Тому транзистор закритий, тобто струм стоку відсутній. Підставляючи  $I_C = 0$  в (5.15), одержуємо  $U_{вих} = E_{СВ}$ .

Так, якщо входна напруга нульова, то вихідна напруга максимальна  $U_{СВmax}$ , тобто одинична (точка 1), бо падіння напруги  $I_C R_C$  на опорі навантаження  $R_C$  дорівнює нулю.

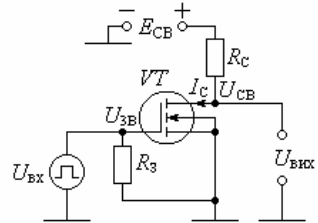


Рис. 5.14. Схема ключа на польовому транзисторі



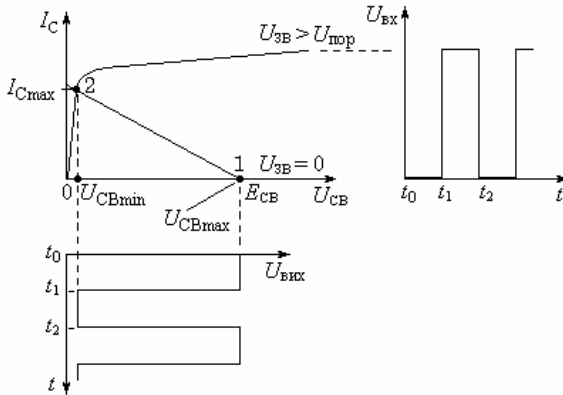


Рис. 5.15. Діаграма роботи ключа на польовому транзисторі

В інтервалі моментів  $t_1 - t_2$  вхідна напруга одинична і, якщо вона більше порога  $U_{пор}$ , то напруга заслону також перевищує поріг:  $U_{ЗВ} > U_{пор}$ , через що транзистор відкривається, тобто з'являється максимальний струм стоку  $I_{Cmax} \approx \frac{E_{CB}}{R_C}$ . Підставляючи останнє співвідношення в (5.15), одержуємо

$$U_{вих} = U_{CBmin} = E_{CB} - I_{Cmax}R_C \approx 0, \quad (5.16)$$

тобто при одиничній вхідній напрузі струм стоку максимальний, через що падіння напруги  $I_{Cmax}R_C$  на опорі навантаження  $R_C$  велике, і вихідна напруга мінімальна (практично нульова).

Так на виході ключа створюються два рівня сигналу: *одиничний* і *нульовий* з поворотом фази на  $180^\circ$ .

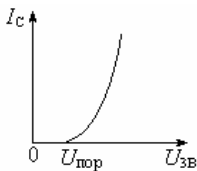


Рис. 5.16. ВАХ МОН-транзистора

У ключовому режимі на польовому транзисторі, як і на біполярному, розсіюється нехтовно мала енергія  $P_C = U_{CB}I_C$ , бо коли є струм  $I_{Cmax}$ , то напруга стоку мінімальна  $U_{CBmin}$ . Коли ж напруга стоку максимальна, то струм стоку  $I_C = 0$ .

Щодо вибору типу МОН-транзистора, то він має бути з індукованим каналом. Це пояснює його ВАХ прямого передавання (рис. 5.16), з якої видно, що напруга заслону  $U_{ЗВ}$  має поріг  $U_{пор}$ . Цей поріг

забезпечує підвищену заводостійкість, бо напруга завади, яка менша за  $U_{пор}$ , не відкриває транзистор, тобто не сприймається ключем.

Щодо швидкодії ключа, то вона обмежується тривалістю перехідних процесів, які зумовлені міжелектродними ємностями та часом індукування (створення та усунення) каналу. Через це форма імпульсів має ті ж самі спотворення, що й в ключах на БТ, але час включення  $\tau_{вкл}$  та виключення  $\tau_{викл}$  (рис. 5.17) для МОН-транзисторів менші, бо немає накопичення носіїв заряду, як у базі БТ. Тому швидкодія ключів на МОН-транзисторах вища.

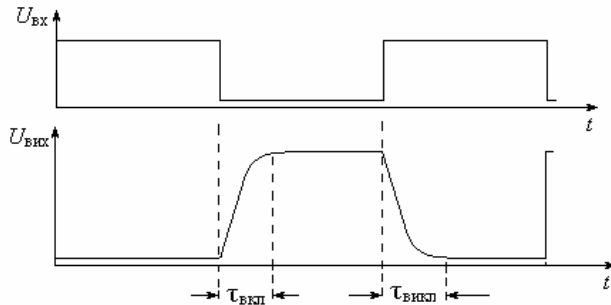


Рис. 5.17. Часова діаграма роботи ключа на ПТ

Ключі на МОН-транзисторах мають багато переваг, основними з яких є:

- високий (практично нескінченний) вхідний опір не навантажує джерело сигналу;
- повна гальванічна розв'язка вхідного та вихідного кіл;
- висока швидкодія через відсутність накопичування зарядів;
- висока економічність через можливість використання багатоомних опорів  $R_C$ ;
- простота через відсутність живлення вхідного кола (заслону).

Ці переваги забезпечили найширше розповсюдження ключів на МОН-транзисторах з індукованим каналом.

#### 5.4. Ключі на тиристорах

*Тиристор*, умовне позначення якого наведене на рис. 5.18,а, призначений для включення опору навантаження під напругу, коли вона досягне заданого порогу.

Тиристри бувають двоелектродними, триелектродними та чотириелектродними.

Найбільшого розповсюдження набули триелектродні тиристри. Тому інші тут не розглядаються.

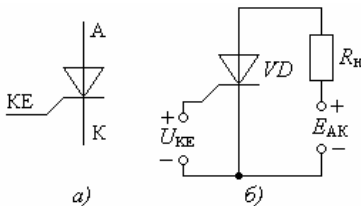


Рис. 5.18. Тиристор:  
а – умовне позначення,  
б – схема включення

Триелектродний тиристор має три електроди: *анод А*, *катод К* та *керуючий електрод КЕ* (рис. 5.18,а). Умовне позначення на основі діода вказує на те, що тиристор має вентиляльні властивості, тобто односторонню провідність і за своєю функцією є діодом.

Керуючий електрод визначає порогову напругу анода, під якою тиристор починає проводити струм. Отже, тиристор є *керованим діодом*.

Тиристри використовуються в керованих випрямлячах для регулювання випрямленої напруги, а також в інших регуляторах.

Розглянемо роботу ключа на тиристрі, схема якого наведена на рис. 5.18,б.

Робота ключа полягає в тому, що опір навантаження  $R_n$  включається під напругу  $E_{AK}$ , коли вона досягне заданого порогу.

Схема ключа з розгорненою структурою тиристора під напругою наведена на рис. 5.19.

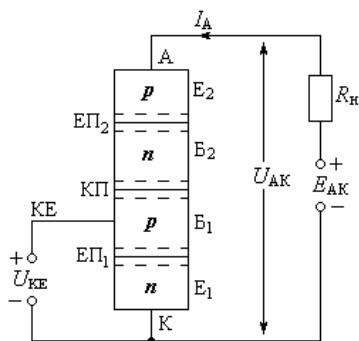


Рис. 5.19. Тиристор під напругами

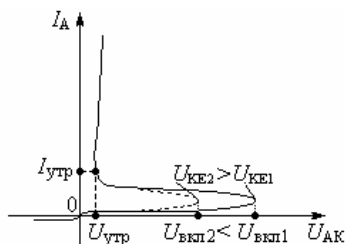


Рис. 5.20. ВАХ тиристора

Тиристор є чотиришаровою структурою  $p-n-p-n$ .

Крайні шари  $E_1$  та  $E_2$  називаються емітерами. Внутрішні шари  $B_1$  та  $B_2$  називаються базами. Між емітерами та базами створюються емітерні переходи  $EP_1$  та  $EP_2$ , а між базами створюється колекторний перехід  $KП$ . Ця термінологія зумовлена тим, що шари  $n-p-n$  та  $p-n-p$  створюють відповідні транзистори.

Структура тиристора (рис. 5.19) та його ВАХ (рис. 5.20) пояснюють функцію тиристорного ключа, яка полягає в тому, що навантаження  $R_n$  включається під напругу  $E_{AK}$ , коли вона досягне заданого порогу  $U_{вкл}$ .

Для розглядання принципу дії тиристора представимо його чотиришарову структуру  $p-n-p-n$  у вигляді двох послідовно з'єднаних транзисторів  $p-n-p$  та  $n-p-n$  (рис. 5.21).

З рис. 5.21,б та рис. 5.21,в видно, що  $n$ -колектор транзистора  $VT1$  підключений до  $n$ -бази  $VT2$ , а  $p$ -колектор  $VT2$  з'єднаний з  $p$ - базою  $VT1$ , тобто вихід одного транзистора з'єднаний з входом іншого. Таке з'єднання створює додатний зворотний зв'язок між еквівалентними підсилювачами на транзисторах  $VT1$  та  $VT2$ .

Розглянемо принцип дії ключа, який полягає в тому, що навантаження  $R_n$  включається під напругу живлення  $E_{AK}$ , коли вона досягне заданого порогу.

Це здійснюється наступним чином.

За законом Кірхгофа для вихідного кола маємо  $E_{AK} = U_{AK} + I_A R_n$ , звідки напруга на опорі навантаження  $R_n$  становить

$$I_A R_H = E_{AK} - U_{AK}. \quad (5.17)$$

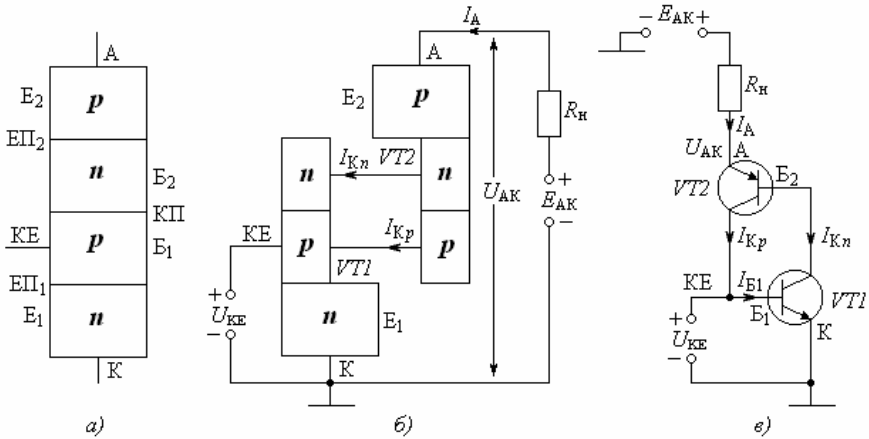


Рис. 5.21. Тиристор:

а – фізична структура; б – еквівалентна структура; в – еквівалентна схема

Емітерні переходи ЕП<sub>1</sub> та ЕП<sub>2</sub> знаходяться під прямими напругами, а колекторний перехід КП – під зворотною напругою.

У початковому стані за малої напруги  $E_{AK} < U_{вкл}$  вона майже повністю прикладена до КП і лише невеликою частиною – до ЕП<sub>1</sub> та ЕП<sub>2</sub>. Тому тиристор закритий:  $I_A = 0$ , через що  $I_A R_H = 0$ , тобто опір навантаження  $R_H$  знеструмлений, бо вся підведена напруга  $E_{AK}$  падає на колекторному переході:  $E_{AK} = U_{AK}$ .

При підвищенні  $E_{AK}$  до  $U_{вкл1}$  (див. рис. 5.20) дещо збільшуються прямі напруги на ЕП<sub>1</sub> та ЕП<sub>2</sub>, зменшуючи на них потенційні бар'єри. При певному зростанні прямої напруги, наприклад, на ЕП<sub>1</sub>, з'являється струм бази  $I_{B1}$  (рис. 5.21, в). Він, підсилюючись транзистором VT1 у  $\beta$  разів, створює колекторний струм  $I_{Kn} = \beta I_{B1}$ , який є струмом бази Б<sub>2</sub> транзистора VT2. Струм  $I_{Kn}$ , підсилюючись транзистором VT2 також у  $\beta$  разів, створює колекторний струм  $I_{Kp} = \beta I_{Kn}$ , який є струмом бази Б<sub>1</sub> транзистора VT1, який знову підсилює його у  $\beta$  разів і т.д. З'являється анодний струм  $I_A = I_{Kn} + I_{Kp}$ , який, завдяки додатному зворотному зв'язку, сам себе підтримує.

Як тільки з'явиться анодний струм  $I_A = I_{Kn} + I_{Kp}$ , у колекторному переході відбувається ударна іонізація власних атомів, за якої колекторний перехід КП насичується рухомими носіями заряду, через що напруга на ньому зменшується. Тиристор переходить з режиму *включення*  $U_{вкл1}$  до режиму *утримання*, за якого  $U_{AK} \ll E_{AK}$ . Підставляючи останнє співвідношення в (5.17), одержуємо  $I_A R_H = E_{AK}$ , тобто практично вся напруга живлення  $E_{AK}$  прикладена до навантаження  $R_H$ . Так здійснюється включення навантаження  $R_H$  під напругу  $E_{AK}$ .

Отже, для включення тиристора треба зменшити потенційний бар'єр хоча б на одному з емітерних переходів. Це здійснює напруга  $U_{KE}$  керуючого електрода КЕ. Напруга  $U_{KE}$  є прямою для ЕП<sub>1</sub> і тому чим вона більше, тим менше напруга включення  $U_{вкл}$  (див. рис. 5.20).

Таким чином, керуючий електрод призначений для установлення порогу включення тиристора. Керувати анодним струмом  $I_A$  він не може, бо після включення тиристора керуючий електрод втрачає свою дію і його напруга  $U_{KE}$  не впливає на анодний струм  $I_A$ . Тому, щоб виключити тиристор, треба зняти напруги керуючого електрода ( $U_{KE} = 0$ ) та анода ( $E_{AK} = 0$ ).

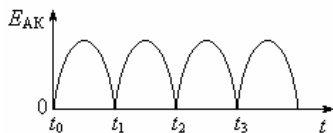


Рис. 5.22. Форма напруги живлення для автоматичного виключення тиристора

Для автоматичного виключення тиристора напруга  $E_{AK}$  має бути пульсуючою (рис. 5.22).

Тиристор включається, коли напруга  $E_{AK}$  досягне порога включення ( $E_{AK} > U_{вкл}$ ), а виключається, коли напруга живлення  $E_{AK}$  спаде до нуля:  $E_{AK} = 0$  в моменти  $t_0, t_1, t_2, \dots$ , якщо  $U_{KE} = 0$ .

### Контрольні питання

- 5.1. Наведіть схему ключа на біполярному транзисторі.
- 5.2. Поясніть вплив коефіцієнта насичення на швидкодію ключа.
- 5.3. Поясніть вплив коефіцієнта насичення на завадостійкість ключа.
- 5.4. Поясніть критерії вибору робочої точки для здійснення ключового режиму.
- 5.5. Наведіть схему ключа на польовому транзисторі.
- 5.6. Дайте пояснення щодо високого ККД ключа.
- 5.8. Наведіть схему ключа на тиристорі.
- 5.9. Поясніть включення навантаження під напругу в тиристорному ключі.

### Рекомендована література

- 5.1. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: у 2-х ч.: навчальний посібник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2004, Ч.1. – С. 104 – 113.
- 5.2. Батушев В.А. Электронные приборы: [учебник для вузов] / В.А. Батушев – М.: Высшая школа, 1980. – С 167 – 182.
- 5.3. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл – М.: Мир, 1983 – Т.1 – С 390 – 394.