

## Лабораторна робота № 21

### ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧІ

Електронний ключ (ЕК) – основний функціональний вузол дискретної схемотехніки для переключення струмів або потенціалів на навантаженні. В якості перемикаючих елементів електронних ключів широко використовують напівпровідникові діоди, біполярні та польові транзистори, тиристри і оптронні пари, які працюють в режимі великого сигналу з явно вираженими нелінійними властивостями.

Показники якості електронного ключа – провідність ключа в закритому і відкритому станах, чутливість до керуючого сигналу і завадостійкість, температурна стабільність, потужність, яка віддається на навантаження, і швидкодія.

#### 21.1. Перемикач напруги на біполярному транзисторі

Мета роботи – дослідити статичні та динамічні характеристики електронного ключа на біполярному транзисторі, який ввімкнено за схемою зі спільним емітером (СЕ), і схемних методів покращення його параметрів.

#### Опис досліджуваної схеми

До складу лабораторної установки входять лабораторний стенд зі змінними модулем ЕК, генератор імпульсів Г5-54 і осцилограф С1-55.

Електронний перемикач напруги зібраний на транзисторі  $VT1$  (рис. 21.1), який ввімкнено за схемою із спільним емітером. Перемикач до джерела живлення підключають вимикачем  $S1$ . При відсутності вхідного імпульсу  $U_1 = 0$  транзистор закритий від'ємним зміщенням, яке подається на базу від джерела  $-5В$  через діодик  $R2-R3-R1$ . На колекторі  $VT1$  встановлюється високий потенціал  $U_2^1 = E_K$ . При подачі на вхід позитивного імпульсу, амплітуда якого перевищує порогову напругу ключа, транзистор переходить в активний режим, а потім у режим насичення. На його колекторі встановлюється низький потенціал  $U_2^0 = U_{KH} \approx 0$ . Перехідні процеси відкривання і закривання транзистора залежать від параметрів вхідного сигналу, параметрів і схемної реалізації ключа. Досліджувана схема дозволяє визначити вплив колекторного опору  $R_K = R5$  (або  $R_K^1 = R5 \parallel R6$ ) на статичні і динамічні параметри ключа, ємності навантаження  $C_H$  на динамічні параметри, прискорюючого конденсатора  $C1$  та нелінійного зворотного зв'язку  $VD1$  на характер перехідних процесів у ключі. Для спостереження діаграм зміни в часі струму бази транзистора (в ході спостереження перехідних процесів

перемикання транзистора) в базу  $VT1$  ввімкнений низькоомний резистор  $R4$ , напруга на якому може бути проконтрольована на гніздах  $XS2$  і  $XS3$  стенда.

#### Робоче завдання

1. Зняти передавальну характеристику  $U_2 = f(U_1)$  та визначити по ній статичні параметри ключа  $U_{1max}^0$ ,  $U_{1min}^1$ ,  $U_2^0$ ,  $U_2^1$  при відключених  $VD1$ ,  $C1$  та  $R6$ , для чого на вхід ключа необхідно подати додатній прямокутний імпульс тривалістю  $t_{bx} = 100$  мкс і частотою 1 кГц. Значення  $U_{1max}^0$  відповідає найбільшій амплітуді вхідного сигналу, при якій  $VT1$  залишається закритим, а значення  $U_{1min}^1$  - найменшій амплітуді вхідного сигналу, який забезпечує насичення транзистора  $VT1$ .

2. Повторити п.1:

- а) при підключенні діоду  $VD1$ ;
- б) підключенні конденсатора  $C1$ ;
- в) одночасному підключенні  $VD1$  та  $C1$ ;
- г) підключенні  $R6$ .

Результати вимірювань по пп. 1 і 2 занести в таблицю 1.

3. Визначити перехідну характеристику транзисторного ключа при його вмиканні та вимиканні. На вхід ключа (при відключених  $VD1$ ,  $C1$  та  $R6$ ) подати додатній імпульс з амплітудою  $U_1^1 = 5$  В, тривалістю  $t_{bx} = 10$  мкс та частотою 10 кГц із зовнішньою синхронізацією осцилографа. Зарисувати його з урахуванням масштабів діаграми вхідного і вихідного імпульсів, а також струм бази  $VT1$ . За діаграмами визначити динамічні параметри ключа  $t_{зт}^{01}$ ,  $t_{зт}^{10}$ ,  $t_{\phi}^{01}$ ,  $t_{\phi}^{10}$ .

4. Повторити п.3:

- а) при підключенні діода  $VD1$ ;
- б) підключенні конденсатора  $C1$ ;
- в) одночасному підключенні  $VD1$  та  $C1$ ;
- г) підключенні  $C_H$ ;
- д) підключенні  $R6$ .

Результати вимірювань по пп. 3 і 4 занести в таблицю 2.

Примітка. Діаграми струму бази і вихідної напруги за пп. 3 і 4 побудувати на спільному графіку, динамічні параметри ключа за пп. 3 і 4 занести в таблицю 2.

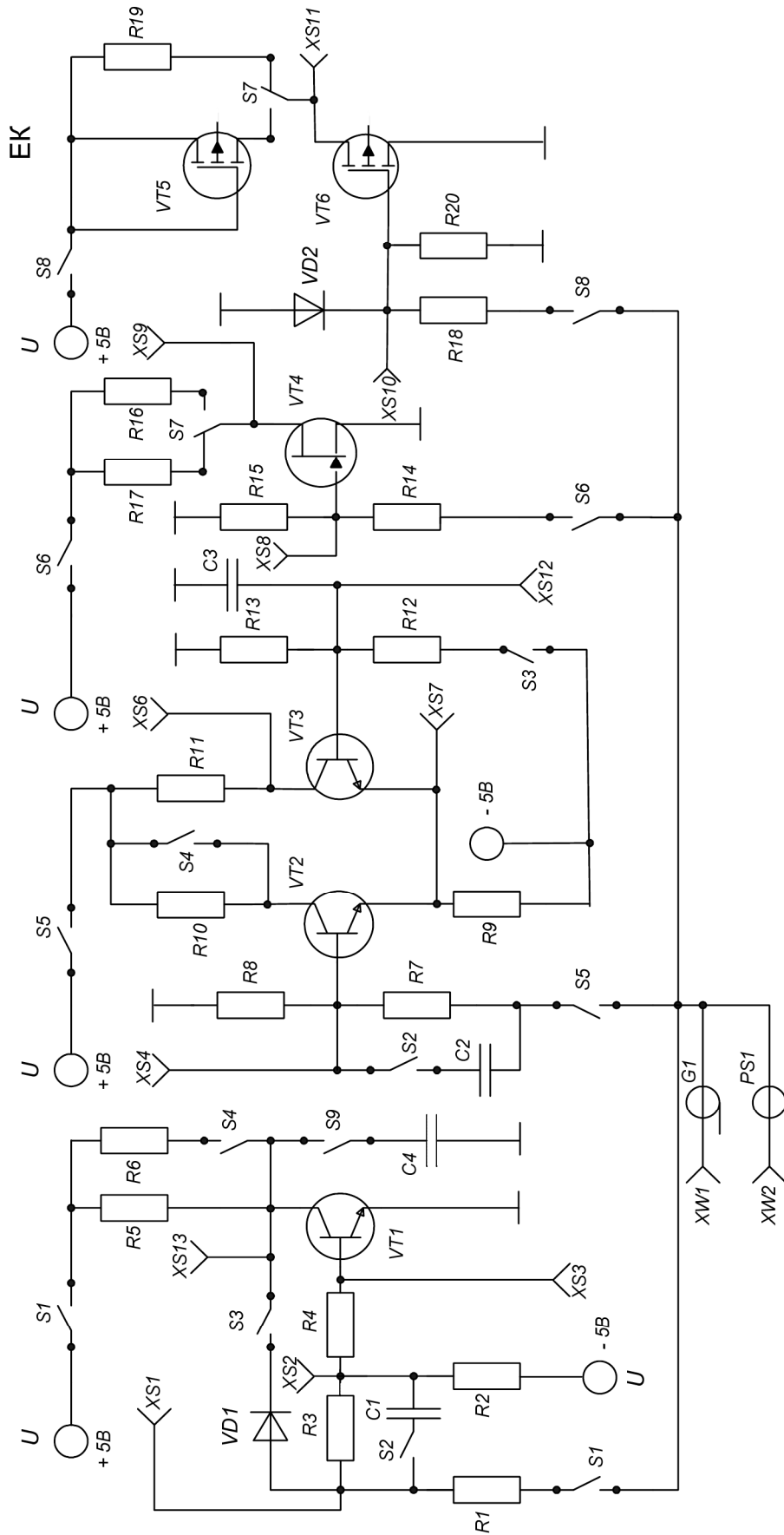


Рис. 21.1

### Контрольні запитання.

1. Що таке коефіцієнт насичення і як він залежить від параметрів компонентів досліджуваної схеми?
2. Поясніть вплив прискорюючого конденсатора і нелінійного зворотного зв'язку на перехідні процеси в ключі.
3. Поясніть вплив температури на коефіцієнт насичення транзистора.
4. Поясніть вплив ємності навантаження на динамічні параметри ключа.

Таблиця 1

Без підключень	$U_{1,B}$								
	$U_{2,B}$								
VD1	$U_{1,B}$								
	$U_{2,B}$								
C1	$U_{1,B}$								
	$U_{2,B}$								
VD1, C1	$U_{1,B}$								
	$U_{2,B}$								
R6	$U_{1,B}$								
	$U_{2,B}$								

Таблиця 2

	$t_{зТ}^{10}$ , мкс	$t_{\phi}^{10}$ , мкс	$t_{зТ}^{01}$ , мкс	$t_{\phi}^{01}$ , мкс
Без підключень				
VD1				
C1				
VD1, C1				
R6				
$C_H$				

## 21.2. Транзисторний перемикач струму

Мета роботи – дослідити статичні та динамічні параметри електронного перемикача на біполярних транзисторах в симетричному і несиметричному режимах.

### Опис досліджуваної схеми

Досліджуваний перемикач струму побудований на біполярних транзисторах  $VT2$ ,  $VT3$  (рис. 21.1) з безпосереднім емітерним зв'язком. Підключення схеми до джерела живлення і генератора вхідних імпульсів здійснюється перемикачем  $S5$ . Джерело емітерного зміщення - 5В підключено постійно. Перемикач може працювати в двох режимах: симетричному при нульових зміщеннях на базах транзисторів  $VT2$ ,  $VT3$  і несиметричному, коли через вимикач  $S3$  і резистор  $R12$  на базу  $VT3$  подається від'ємне зміщення. В симетричному режимі в паузах між вхідними імпульсами транзистори  $VT2$ ,  $VT3$  знаходяться в активному режимі і перемикач управляється як позитивними, так і негативними імпульсами. В несиметричному режимі транзистор  $VT3$  в початковому стані замкнутий, а  $VT2$  - насичений. Тому перемикач управляється від'ємними імпульсами і не реагує на додатні. На виходах перемикача струму (гнізда  $XS5$ ,  $XS6$ ) формуються синфазний ( $XS6$ ) і протифазний ( $XS5$ ) сигнали. Для прискорення перехідних процесів в перемикачі в колі бази  $VT2$  підключається конденсатор  $C2$ .

### Робоче завдання

1. Зняти передавальну характеристику  $U_2 = f(U_1)$  і по ній визначити статичні параметри перемикача струму в симетричному режимі  $U_{1max}^0$ ,  $U_{1min}^{1(+)}$ ,  $U_{1min}^{1(-)}$ ,  $U_{21}^0$ ,  $U_{21}^1$ ,  $U_{22}^0$ ,  $U_{22}^1$ .

Тут  $U_{1min}^{1(+)}$ ,  $U_{1min}^{1(-)}$  - мінімальні значення одиничних рівнів вхідного сигналу відповідно позитивної та негативної полярності;  $U_{21}$ ,  $U_{22}$  - вихідні напруги, зняті з колекторів транзисторів відповідно  $VT2$  і  $VT3$ .

2. Визначити статичні параметри перемикача струму в несиметричному режимі (замкнути  $S3$ ).

3. Зняти передавальну характеристику ключа в симетричному режимі для позитивного та негативного вхідних імпульсів з амплітудою  $U_1^1 = 1,5U_{1min}^1$  і тривалістю  $t = 10$  мкс ( $S2$  розімкнений). Побудувати часові діаграми напруг в  $XS4$ ,  $XS7$ ,  $XS12$  і визначити динамічні параметри ключа  $t_{\phi}^{01,10}$ ,  $t_{зт}^{01,10}$ .

4. Повторити п. 3 при підключеному конденсаторі  $C2$ .

5. Зняти передавальну характеристику ключа в несиметричному режимі для від'ємних вхідних імпульсів з амплітудою  $U_1^1 = U_{1min}^1$  і тривалістю  $t_{вх} = 10$  мкс. Визначити динамічні параметри ключа  $t_{\phi}^{01,10}$ ,  $t_{зт}^{01,10}$ .

Примітка. В дослідах пп. 3÷5 необхідно використати зовнішню синхронізацію осцилографа, а часові діаграми побудувати в єдиному масштабі часу.

### Контрольні запитання

1. Поясніть принцип роботи перемикача струмів.
2. За якою схемою ввімкнені транзистори  $VT2$  і  $VT3$ ?
3. В якому режимі перемикач струму на біполярних транзисторах з емітерним зв'язком має мінімальну швидкодію?
4. Поясніть залежність потужності, яка споживається перемикачем від джерел живлення, від амплітуди і полярності вхідних імпульсів в симетричному і несиметричному режимах.

### 21.3. Перемикач напруги на польовому транзисторі з керуючим $p-n$ переходом

Мета роботи – дослідити статичні та динамічні параметри перемикача напруги на польовому транзисторі.

#### Опис досліджуваної схеми

Досліджуваний перемикач напруги побудований на  $n$ -канальному польовому транзисторі  $VT4$  (рис. 21.1). В початковому стані потенціал затвору  $U_3$  транзистора  $VT4$  дорівнює нулю і його канал має максимальну провідність. При цьому транзистор  $VT4$  знаходиться в тріодному режимі. Вихідний потенціал ключа (гніздо  $XS9$ ) мінімальний і відповідає  $U_2^0 = U_{сн}$ . Для перемикання транзистора  $VT4$  в режим відсічки на його затвор через ділянку  $R14-R15$  треба подати від'ємний імпульс. Перемикач  $S7$  забезпечує комутацію опорів у стоковому колі  $VT4$ .

#### Робоче завдання

1. Зняти передавальну характеристику  $U_2 = f(U_1)$  і за нею визначити статичні параметри транзисторного перемикача  $U_{1max}^0$ ,  $U_{1min}^1$ ,  $U_2^0$ ,  $U_2^1$  для двох значень опору в колі стоку ( $R16$  і  $R17$ ).
2. Зняти перехідні характеристики при подачі на його вхід від'ємних імпульсів з амплітудою  $U_1^1 = 1,5U_{1min}^1$  і тривалістю  $t_{ex} = 10$  мкс для двох значень опору в колі стоку.
3. За часовими діаграмами визначити динамічні параметри ключа  $t_{\phi}^{01,10}$ ,  $t_{ст}^{01,10}$ .

### Контрольні запитання

1. Поясніть принцип роботи перемикача напруги на польовому транзисторі.
2. Поясніть залежність статичних і динамічних параметрів ключа від опору в колі стоку.

3. Сформулюйте переваги і недоліки ключа на основі польового транзистора.

#### 21.4. Перемикач напруги на МДН- транзисторі з індукованим каналом

Мета роботи – дослідити статичні та динамічні параметри перемикача напруги на МДН- транзисторі з індукованим каналом при лінійному і квазілінійному навантаженнях.

##### Опис досліджуваної схеми

Перемикач напруги побудований на  $p$ -канальному МДН- транзисторі  $VT6$  (рис. 21.1). В якості його стокового навантаження використовується резистор  $R19$  або нелінійний опір транзистора у двополюсному включенні. Резистори  $R18$ ,  $R20$  і стабілітрон  $VD2$  обмежує напругу на затворі транзистора  $VT6$ . У вихідному стані при  $U_1^0 = 0$  канал транзистора  $VT6$  не індукований, що відповідає режиму відсічки. На виході ключа (гніздо  $XS11$ ) формується одиничний рівень сигналу  $U_2^1 = E_c$ . Для переключення транзистора  $VT6$  в активний (тріодний) режим на вхід ключа треба подати від'ємний імпульс, амплітуда якого з урахуванням резистивного діляника  $R18$ - $R20$  перевищує значення порогової напруги  $U_{пор}$  транзистора  $VT6$ . Підключення живлення до схеми та подача вхідних імпульсів на ключ здійснюється натисканням  $S8$ .

Перемикачем  $S7$  забезпечується комутація виду навантаження у стоковому колі транзистора  $VT6$ .

##### Робоче завдання

1. Зняти передавальну характеристику  $U_2 = f(U_1)$  та по ній визначити статичні параметри транзисторного ключа  $U_{1max}^0$ ,  $U_{1min}^1$ ,  $U_2^0$ ,  $U_2^1$  при нелінійному навантаженні  $R19$  у колі стоку  $VT6$ .

2. Повторити п. 1 при нелінійному навантаженні ( $VT5$ ) у колі стоку  $VT6$ .

3. Зняти перехідні характеристики ключа при подачі на його вхід від'ємних імпульсів з амплітудою  $U_1^1 = 1,5U_{1min}^1$  і тривалістю  $t_{вх} = 10\text{мкс}$  (при лінійному навантаженні).

4. Повторити п.3 при нелінійному навантаженні.

5. По часових діаграмах ключа визначити динамічні параметри ключа  $t_{з.р.}^{01,10}$ ,  $t_{\phi}^{01,10}$ .

##### Контрольні запитання

1. Поясніть принцип роботи перемикача напруги на МДН-транзисторі.

2. Яке призначення резистора  $R20$  у колі затвора транзистора  $VT6$ ?

3. При якому типі навантаження в колі стоку VT6 амплітуда вихідного сигналу більше?
4. Пояснити переваги нелінійного навантаження ключа.
5. Поясніть залежність статичних параметрів ключа від температури.

#### Методичні вказівки

Ключові схеми призначені для комутації струму в навантаженні. Ключовий каскад містить джерело напруги живлення, навантажувальний ( $R$ ) та ключовий ( $K$ ) елементи. При одному стані ключового елемента струм в колі навантаження мінімальний, при іншому – приймає максимальне для даного кола значення.

Електронний ключ можна вважати відомою аналогією з механічним ключем. Ключовий елемент схеми, показаної на рис. 21.2 (ключ  $K$ ), замикається та розмикається під дією зовнішньої сили  $P$ . Якщо вважати, що ключ  $K$  ідеальний, тобто його опір у замкненому стані дорівнює нулю, а в розімкненому нескінченно великий, то струм у колі та напруга на ключі приймає наступні значення: при розімкненому ключі  $U_{1н} = E$ ;  $I_{1н} = 0$ ; при замкненому ключі  $U_{2н} = 0$ ;  $I_{2н} = E / R$ .

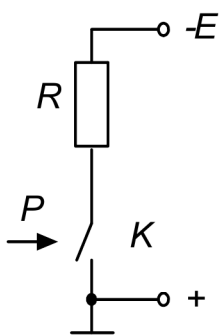


Рис. 21.2

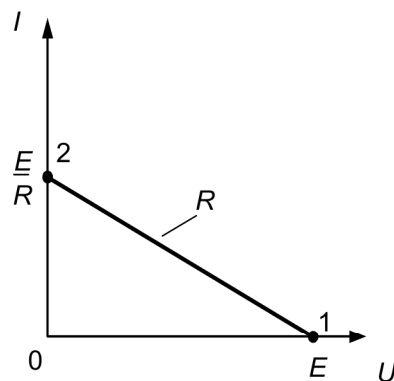


Рис. 21.3

Враховуючи, що 1 – зображуюча точка на вольт-амперній характеристиці (ВАХ) кола при розімкненому ключі, а 2 - зображуюча точка на ВАХ кола при замкненому ключі, положення цих точок можна отримати, побудувавши

навантажувальну пряму методом холостого ходу і короткого замикання (рис. 21.3). При цьому вісь ординат можливо розглядати як ВАХ замкненого ключового елемента  $K$ , а вісь абсцис – як ВАХ розімкненого ключового елемента.

Амплітуда зміни напруги на навантаженні або на ключі дорівнює різниці абсцис точок 1 і 2:  $U_m = U_1 - U_2$ . Оскільки у даному випадку  $U_2 = 0$ ,  $U_1 = E$ , то  $U_m = E$ . Коефіцієнт використання напруги живлення для ідеального ключа:  $k_u = U_m / E = 1$ .

В дійсності навіть механічний ключ (рубильник, вимикач) не є ідеальним. Він має опір  $r_{пр}$  у ввімкненому та кінцевий опір витоку  $R_B$  у вимкненому стані. При аналізі кола з замкненим ключем вказаний ключ можна замінити опором  $r_{пр}$ ; при аналізі кола з розімкненим ключем – великим опором  $R_B$ .

Режим включення відповідає точці перетину 2 навантажувальної прямої з ВАХ включеного ключа  $K$ . Однак при неідеальному ключі ця



характеристика вже не співпадає з віссю ординат, а зображується у вигляді похилої прямої, крутизна якої залежить від  $r_{np}$  (рис. 21.4). Точку 1 отримують аналогічно в результаті перетину навантажувальної прямої з прямою  $R_B$ . У даному випадку  $U_1 < E$  та  $U_2 > 0$ , тобто  $U_m < E$  та  $k_u < 1$ . Таку методику знаходження положення точок 1 та 2, які відображають статичні стани ключового каскаду, можна використовувати і у тому випадку, коли ВАХ ключового елементу у замкненому та розімкненому стані зображуються нелінійними залежностями.

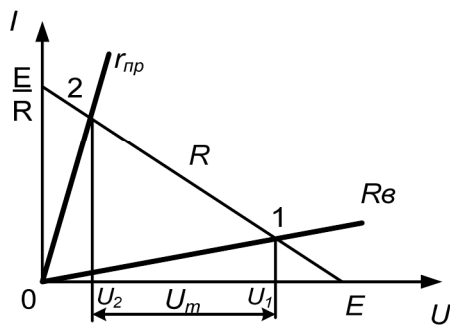


Рис. 21.4

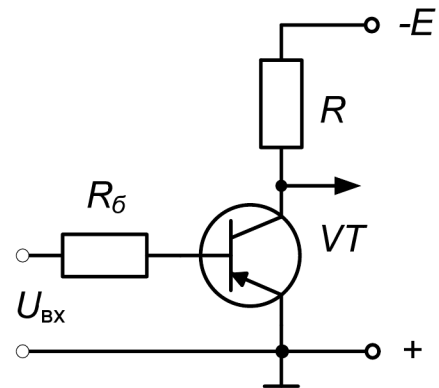


Рис. 21.5

### Найпростіший транзисторний ключ

Принципова схема найпростішого транзисторного ключа зображена на рис. 21.5. Тут вхідний керуючий сигнал  $U_{вх}(t)$ , який задає базовий струм транзистора, грає ту ж саму роль, що й сила  $P$  у схемі на рис. 21.2, а сам транзистор  $VT$  – роль ключового елемента  $K$ . При позитивній полярності вхідного сигналу транзистор закритий, у його вихідному колі протікає тільки малий тепловий струм  $I_{K0}$ . При від'ємній полярності вхідного сигналу у базовому колі транзистора створюється струм, якого достатньо для його насичення. Використовуючи вихідні ВАХ замкненого та насиченого транзистора, за допомогою побудов, які приведено на рис. 21.6, визначаємо положення точок 1 і 2. Як і раніше, точка 1 відповідає вимкненому стану ключа (у даному випадку транзистора  $VT$ ), а точка 2 – ввімкненому стану ключа, тобто насиченому транзистору. Значення колекторного струму  $i_k$ , які відповідають ординатам точок перетину навантажувальної прямої з іншими характеристиками сімейства, можуть бути тільки миттєвими під час переходу від ввімкненого стану до вимкненого.

Як випливає з рис. 21.6, напруга  $U_1$  близька до напруги живлення  $E$ .

Напруга  $U_2$  чисельно дорівнює напрузі  $U_{Kн}$  на колекторі насиченого транзистора. Оскільки значення  $U_{Kн}$  мале, амплітуда зміни напруги на навантаженні при перемиканні наближається до  $E$ , тобто коефіцієнт  $k_u$  наближається до одиниці. У цьому сенсі ключ на біполярному

транзисторі близький до ідеального. Даний найпростіший ключ повинен керуватися знакозмінною напругою на вході  $U_{вх}(t)$ . Схема каскаду при дії додатної півхвилі вхідного сигналу показана на рис. 21.7. Якщо транзистор закритий, то його струм (як вхідний, так і вихідний) малий і дорівнює  $I_{К0}$ .

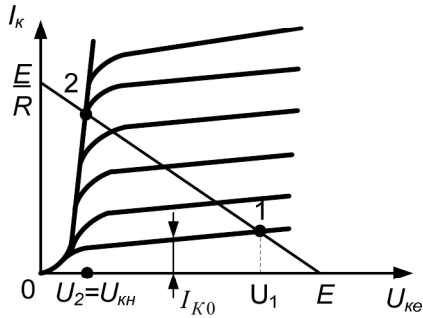


Рис. 21.6

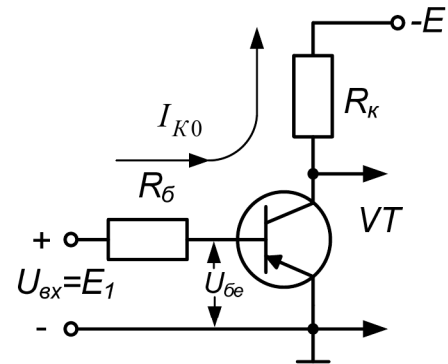


Рис. 21.7

Цей струм у схемі тече від додатної клєми генератора  $U_{вх}$  через опір  $R_B$ , колекторний перехід замкненого транзистора та опір  $R_K$  до від'ємної клєми джерела живлення  $E$ . Далі він замикається через джерела  $E$  та  $U_{вх}$ . Умова запирання транзистора у схемі з спільним емітером має вигляд  $U_{BE} \geq 0$ . Для отримання мінімально можливого вихідного струму  $I_{К0}$  необхідно створити позитивну напругу на базі транзистора. Рівняння для базового кола, яке відповідає другому рівнянню Кірхгофа, має вигляд:

$$E_1 = I_{К0} R_B + U_{BE};$$

де  $E_1$  - амплітуда додатної півхвилі вхідного сигналу; звідси  $U_{BE} = E_1 - I_{К0} R_B$ .

Умова  $U_{BE} \geq 0$  рівнозначна  $E_1 - I_{К0} R_B \geq 0$  або  $R_B \leq E_1 / I_{К0}$ . Вона повинна виконуватися на всьому діапазоні робочих температур ключового каскаду, враховуючи і максимальну температуру  $T_{max}^o$ , при якій струм  $I_{К0}$  максимальний і дорівнює  $I_{К0max}$ . Підставляючи у знайдене співвідношення максимальне значення струму  $I_{К0max}$ , отримуємо умову надійного запирання транзистора у ключовому каскаді:

$$R_B \leq E_1 / I_{К0max} \quad (21.1)$$

При виконанні (21.1) струми транзистора і напруга на його електродах (наприклад, напруга на його колекторі, яка є вихідною для каскаду) можна знайти з наступних співвідношень:

$$I_B = -I_{К0}, \quad U_{BE} = +E_1 - I_{К0} R_B; \quad I_K = I_{К0}, \quad U_{KE} = -E + I_{К0} R_K.$$

Струм навантаження також дорівнює  $I_{K_0}$ ; напруга на навантаженні  $R_K$  визначається рівністю  $U_H = I_{K_0} R_K$ . Так як значення струму  $I_{K_0}$  мале, особливо для кремнієвих транзисторів, то ним інколи нехтують. При  $I_{K_0} \rightarrow 0$  можна вважати, що  $U_{BE} = +E_1$ ;  $U_{KE} = -E$ ;  $U_H = 0$ ;  $I_H = 0$ .

Еквівалентна схема каскаду при дії від'ємної півхвилі вхідного сигналу  $U_{вх}(t)$  зображена на рис. 21.8.

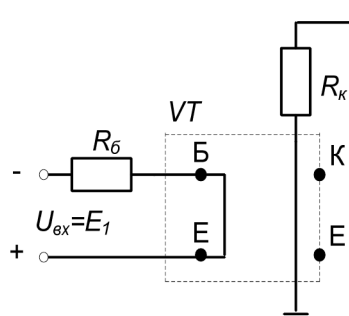


Рис. 21.8

Передбачається, що транзистор  $VT$  насичений і для його вхідного та вихідного кола використані найпростіші схеми заміщення: відрізки база-емітер та колектор-емітер стягнуті в одній точці. Для вхідного кола за законом Ома  $I_B = E_1 / R_B$ ; для вихідного колекторного кола  $I_{KH} = E / R_K$ .

Умова насичення транзистора у загальному вигляді записується як  $I_K \leq \beta \cdot I_B$ , де  $\beta$  - коефіцієнт підсилення транзистора за струмом у схемі зі спільним емітером.

Підставляючи в загальну умову знайденні значення  $I_B$  та  $I_K$ , отримуємо  $E / R_K \leq \beta E_1 / R_B$ , звідки:

$$R_B \leq \beta E_1 R_K / E. \quad (21.2)$$

Це є умова насичення транзистора у ключовому каскаді, який виконано згідно схеми на рис. 21.5. В окремому випадку при  $E_1 = E$  ця умова спрощується та приймає вигляд  $R_B \leq \beta R_K$ .

Умова насичення повинна виконуватися для всіх значень коефіцієнта  $\beta$  транзисторів обраного типу, включаючи мінімально можливі, при яких виконання (21.2) найбільш заважке. Підставляючи у (21.2) мінімальне значення  $\beta$ , визначаємо умову для розрахунку:

$$R_B = \beta_{min} E_1 R_K / E.$$

Транзистор буде насичений, якщо дана умова буде виконана. Однак цей випадок відповідає границі насиченого режиму; незначні зміни параметрів схеми (збільшення  $R_B$  або зменшення  $R_K$ ) можуть привести до виходу транзистора з режиму насичення. Тому граничне значення  $R_B$  звичайно не використовують, а беруть декілька менше значення цієї величини, створюючи тим самим деякий запас за ступенем насичення транзистора. Ступінь насичення транзистора оцінюється коефіцієнтом  $n$ . Зміст коефіцієнта  $n$  полягає у наступному.

Нехай  $I_{KH}$  - значення колекторного струму насичення транзистора. З умови насичення  $I_K \leq \beta I_B$  отримуємо, що для насичення транзистора при заданому струмі  $I_{KH}$  достатньо створити струм бази  $I_{BH} = I_{KH} / \beta$ . Цей струм називають базовим струмом насичення. Очевидно, що

транзистор буде насичений і при  $I_B > I_{B_H}$ . Співвідношення  $I_B / I_{B_H} = n$  називають ступенем (або коефіцієнтом) насичення транзистора. На межі насиченого режиму (при  $I_B = I_{B_H}$ )  $n = 1$ . В області насичення  $n > 1$ , а значень  $n < 1$  бути не може, тому що співвідношення  $I_B / I_{B_H} < 1$  свідчить про те, що транзистор ненасичений. Використовуючи  $n$ , співвідношення для вибору  $R_B$  можна записати у вигляді:  $R_B = \beta E_1 R_K / n E$ . Зазвичай намагаються забезпечити  $n = 1,5 \div 3$ . При більших коефіцієнтах насичення статичні стани ключа (ввімкнено-вимкнено) також забезпечуються, однак при цьому, як буде показано, знижується швидкодія ключового каскаду. Враховуючи, що (21.2) забезпечено, можемо записати значення напруг та струмів на елементах ключового каскаду:

$$\begin{aligned} U_{BE} = U_{BH} &\approx 0; & I_B &= (E_1 - U_{BH}) / R_B \approx E_1 / R_B; \\ U_{KE} = U_{KH} &\approx 0; & I_K &= I_{KH} = (E - U_{KH}) / R_K \approx E / R_K; \\ I_K = I_{KH} &\approx E / R_K; & U_H &= E - U_{KH} \approx E. \end{aligned}$$

#### Перехідні процеси при перемиканні

Транзистор – інерційний прилад, і перехід ключового каскаду з ввімкненого стану у вимкнений та навпаки відбувається не миттєво. Будемо вважати, що меандрова напруга  $U_{вх}(t)$  має ідеально круті перепади (рис. 21.9, а).

Розглядання перехідних процесів почнемо з інтервалу часу, передчасному закінченню додатної півхвилі вхідного сигналу. У цей час транзистор закритий:

$$i_B(t) = -I_{K_0}; U_{\delta}(t) = E_1 - I_{K_0} R_B; i_K(t) = I_{K_0}; U_K(t) = -E + I_{K_0} R_K,$$

(рис. 21.9, б-д).

Тепер вхідна напруга стрибком змінюється і приймає значення  $-E_1$ . Базовий струм транзистора задається резистором  $R_B$ . За законом Ома струм  $i_B(t) = u_{вх}(t) / R_B$  і тому також стрибком приймає значення  $E_1 / R_B$ . Як і раніше, відпираючий (що витікає) струм бази додатній (рис. 21.9, б). Напруга на базі транзистора, яка дорівнює напрузі на емітерному переході транзистора при відпираючому струмі бази  $i_B(t) = E_1 / R_B$ , мала.

Базовий струм  $I_B = E_1 / R_B$  відпирає транзистор, який при цьому переходить з режиму відтинання в активний режим. Інерційність транзистора у активному режимі оцінюється його сталою часу  $\theta_E$ . Колекторний струм транзистора починає збільшуватися, наближаючись до рівня  $\beta I_B$  зі сталою часу  $\theta_E$ . В ключовому режимі при  $I_B > I_{B_H}$

рівень  $\beta I_0$  не може бути досягнутий, тому що колекторний струм раніше досягне свого граничного значення  $I_{KH} = E_1 / R_K$ , обмеженого

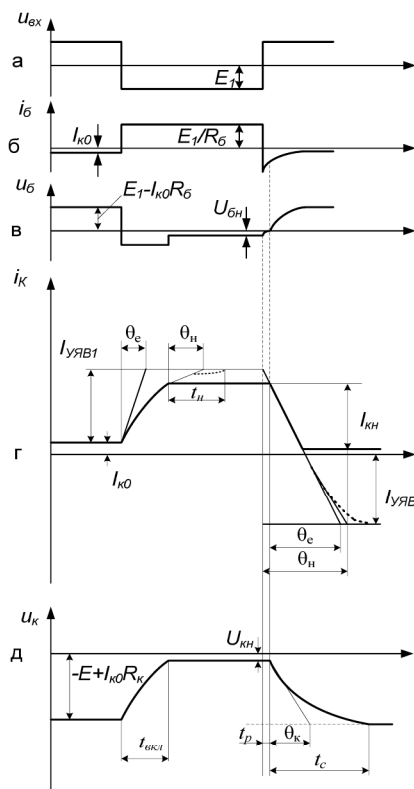


Рис. 21.9

значенням опору  $R_K$  колекторного кола каскаду. Тому граничний рівень  $\beta I_B$  часто називають рівнем “уявного” струму:

$$I_{уяв1} = \beta I_B = \beta E_1 / R_B.$$

Через деякий час після зміни вхідної напруги, колекторний струм досягає значення  $I_{KH} = E / R_K$ . Подальша зміна колекторного струму припиняється і він приймає максимально можливе значення для даного каскаду. Транзистор з активного режиму переходить в насичений. Напруга на його колекторі приймає мале, близьке до нульового значення  $U_{KE}$ .

Час зміни вихідної напруги каскаду  $U_{KE}(t)$  від  $-E + I_{K0} R_B \approx -E$  до  $U_{KH} = 0$

називають часом включення каскаду  $t_{вкл}$ . Час включення каскаду тим менший, чим більша швидкодія використаного у каскаді транзистора, тобто чим вища його гранична частота або чим менша його стала часу  $\theta_E$ . Крім того,  $t_{вкл}$  залежить від режиму використання транзистора, тобто від ступеня насичення транзистора у ввімкненому стані  $n$ : чим більший  $n$ , тим менший  $t_{вкл}$ .

Після завершення часу  $t_{вкл}$  транзистор насичується. Насичення транзистора викличе відпирання колекторного переходу транзистора, котрий в активному режимі був зміщений у зворотному напрямку. Це приведе до зміни сталої часу транзистора – вона приймає нове значення  $\theta_n$ , після чого починається накопичення заряду в базі насиченого транзистора. Через час  $t_n$  після включення транзистор виявиться у статично насиченому режимі:

$$i_K(t) = I_{KH}; \quad U_{KE}(t) = U_{KH} \approx 0; \quad U_{BE}(t) = U_{BH} \approx 0; \quad i_B(t) = E_1 / R_B.$$

Далі вхідна напруга  $U_{вх}(t)$  знову стрибком змінюється від  $-E_1$  до  $+E_1$  (див. рис. 21.9, а). В силу великого накопиченого надлишкового заряду основних носіїв у базі транзистор перший час після зміни вхідної напруги залишається насиченим і тому провідним. За законом Ома вхідний струм  $i_B(t) = U_{вх}(t) / R_B$  прийме значення  $-E_1 / R_B$ . Так як цей струм буде втікаючим, який змінив напрям, то на графіку базового

струму (див. рис. 21.9, б) він має від'ємне значення. Запираючий базовий струм  $-E_1/R_B$  починає розсмоктувати надлишковий заряд у базі транзистора і ступінь насичення транзистора зменшується. Транзистор вийде з режиму насичення через деякий час  $t_p$  після стрибка вхідної напруги. Тому час розсмоктування  $t_p$  інколи називають часом затримки вимикання каскаду. Час розсмоктування тим менший, чим більше значення замикаючого струму бази створює додатна півхвиля вхідного сигналу, тобто чим менший ступінь насичення транзистора у ввімкненому стані.

Таким чином, вимоги до вибору ступеня насичення транзистора  $n$  виявляються суперечливими: для зменшення часу включення  $n$  бажано збільшити, однак при цьому збільшується час затримки  $t_p$ .

Під час розсмоктування значення струму  $i_K(t)$  і напруги  $u_{KE}(t)$  залишились такими ж, що й у насиченому режимі. Напруга на базі транзистора через зміну напрямку базового струму декілька змінилась, але як і раніше має досить малу величину, близьку до  $U_{BH}$  (див. рис. 21.9, в).

Після завершення процесу розсмоктування транзистор ключового каскаду переходить у активний режим. Починається формування зрізу вихідного імпульсу напруги. На цьому етапі відбувається два процеси: зменшення колекторного струму до його відтинання і заряд колекторної ємності  $C_K$  через  $R_K$  від джерела живлення  $E$ .

Так як після виходу з режиму насичення транзистор перейшов у активний режим, стала часу змінилась від  $\theta_H$  до  $\theta_E$ . Колекторний струм зменшиться від значення  $I_{KH}$ , прямуючи до рівня  $I_{каж2}$  зі сталою часу  $\theta_E$ . Процес зменшення колекторного струму від  $I_{KH}$  до  $I_{K0}$ , близького до нуля, відбувається досить швидко, особливо при великому запираючому струмі бази. Тривалість цього процесу складає лише малу частку тривалості зрізу вихідного імпульсу; істотно більшу тривалість має процес заряду ємності  $C_K$ . Після відтинання колекторного струму ця ємність продовжує заряджатися від джерела  $E$  через  $R_K$ . Через те, що транзистор при цьому закритий і практично не шунтує коло заряду, то стала часу цього кола  $\theta_K = R_K C_K$  або з урахуванням ємності навантаження  $C_H$ , яка також має кінцеву величину,  $\theta_K = R_K (C_K + C_H)$ . Тривалість зрізу імпульсу напруги на колекторі транзистора  $t_{зр} = 3\theta_K = 3R_K (C_K + C_H)$ . На відміну від вхідної вихідна напруга ключового каскаду має кінцеві тривалості фронту та зрізу, які відповідають значенням  $t_{вкл}$  та  $t_{викл}$ ; моменти його переключення не співпадають з моментами перемикавання вхідної напруги (час затримки вимкнення каскаду дорівнює  $t_p$ ); вихідна напруга однополярна, тобто приймає тільки від'ємні значення від  $-U_{KH}$  до  $-(E - I_{K0} R_K)$  або

наближено від 0 до  $-E$ . Крім того, вихідна напруга знаходиться у протифазі вхідній (при зменшенні вхідного сигналу від  $+E_1$  до  $-E_1$  вихідна напруга змінюється від рівня  $-E$  до нульового).

#### Різновиди ключових каскадів на біполярних транзисторах

Розглянута найпростіша схема транзисторного ключа має ряд недоліків:

- а) використання біполярного сигналу для управління, що ускладнює сполучення однотипних ключів, так як вихідний сигнал однополярний;
- б) збільшення часу розсмоктування при скороченні часу вмикання за рахунок більш глибокого насичення транзистора у ввімкненому стані;
- в) низька швидкодія, яка викликана значним часом розсмоктування;
- г) залежність тривалості фронту і зрізу вихідних імпульсів від ступеня насичення транзистора, тобто при інших рівних умовах від коефіцієнта підсилення транзистора по струму  $\beta$ . Так як значення  $\beta$  у транзисторів однієї групи мають істотний розкид, значення  $t_{\text{вкл}}$  та  $t_{\text{викл}}$  при зміні транзисторів будуть змінюватися, що створює додаткові складнощі при серійному виробництві апаратури.

Для усунення цих недоліків застосовують удосконалені схеми ключових каскадів. Розглянемо деякі з них.

Ключовий каскад з прискорюючим конденсатором у базовому колі транзистора. Вже відзначалося, що у найпростішому транзисторному ключі збільшення базового струму, який насичує транзистор, призводить до зменшення часу вмикання базового струму, який насичує транзистор, і до зменшення часу включення каскаду  $t_{\text{вкл}}$ , але одночасно викликає збільшення часу розсмоктування  $t_p$ . Останній недолік можливо зменшити, зробивши базовий струм не сталим протягом дії всієї відпираючої півхвилі вхідного сигналу, а зміним. Після вмикання транзистора перед появою додатної півхвилі вхідного сигналу базовий струм повинен бути більшим. Ці розуміння по створенню змінного струму бази реалізовані в ключовому каскаді, схема якого наведена на рис. 21.10, а, де опір  $R_B$  розділений на два опори  $R1$  та  $R2$  ( $R2$  зашунтований прискорюючим (форсуючим) конденсатором  $C_\phi$  невеликої ємності).

Вхідний сигнал, як і для найпростішого ключового каскаду, має форму меандрової напруги з додатною та від'ємною амплітудою півхвиль  $E_1$  та тривалістю півхвиль  $\tau$ , яка істотно перевищує як час вмикання та вимикання транзистора, так і сталу часу заряду і розряду форсуючого конденсатора  $C_\phi$ . При дії додатної півхвилі напруги транзистор  $VT$  замкнений. У його базовому колі протікає струм  $I_{K0}$ , який створює на  $R2$  падіння напруги  $I_{K0}R2$ .

Напруга на  $C_\phi$  дорівнює напрузі на  $R_2$ :  $u_{C_0} = I_{K_0} R_2$ . Від'ємна півхвиля вхідного сигналу відпирає транзистор. Після стрибка вхідної напруги базовий струм транзистора обмежений тільки значенням  $R_1$ :

$$I_{B_{max}} = (E_1 + U_{c_0}) / (R_1 + r_{BH}) \approx E_1 / R_1.$$

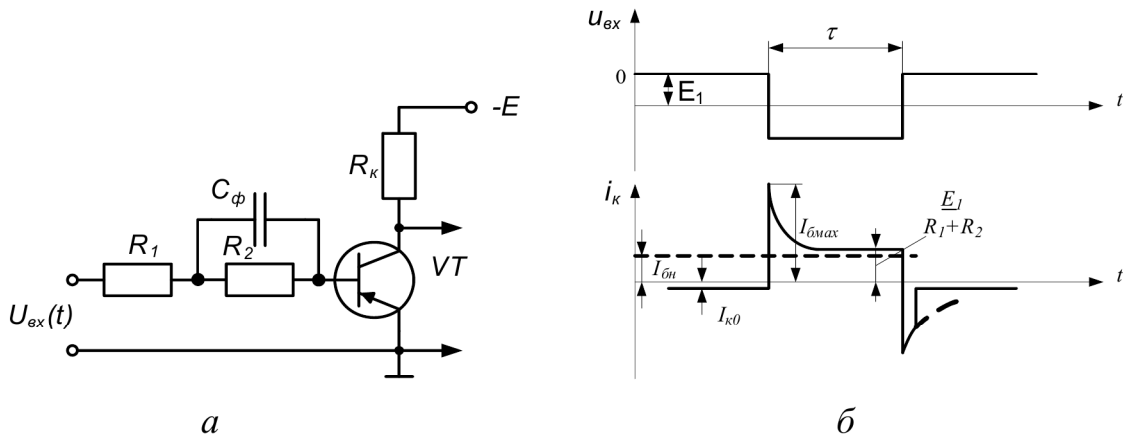


Рис. 21.10

По мірі заряду ємності  $C_\phi$  базовий струм зменшується, прямуючи до сталого рівня:  $I_B = E_1 / (R_1 + R_2)$  зі сталою часу  $\theta_1 = C_\phi R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ . Через час  $t_y = 3C_\phi R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$  базовий струм прийме усталене значення. Для того, щоб насичений режим роботи транзистора зберігся до закінчення від'ємної півхвилі, необхідно забезпечити нерівність  $I_B \geq I_{BH}$ , однак перевищення значенням  $I_B$  рівня  $I_{BH}$  може бути невеликим. У цьому випадку транзистор вмикається великим базовим струмом  $I_{B_{max}}$ , безпосередньо перед вимиканням базовий струм малий і ступінь насичення транзистора  $n$  невелика. Після зміни полярності вхідного сигналу напруга на  $C_\phi$ , яка дорівнює  $E_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ , буде складатися з додатною півхвилею напруги та збільшувати замикаючий струм бази. Процес вимкнення каскаду теж прискорюється. Тому конденсатор  $C_\phi$  і називається прискорюючим.

#### Ключовий каскад з колом нелінійного від'ємного зворотного зв'язку

Розглянута схема ключових каскадів, яка має дійсну перевагу – великий, який наближується до одиниці, коефіцієнт використання живлячої напруги  $K_u$ , в той же час має і недолік – велику затримку вимкнення. У ключових каскадах з форсуючою ємністю (рис. 21.10) цей недолік тільки послаблений, але не усунутий. Так як перед вимкненням  $I_B > I_{BH}$ , і вимкнення, як і в інших схемах, починається з етапу розсмоктування неосновних носіїв.

Етап розсмоктування, а відповідно, і затримку вимкнення можна усунути, якщо транзистору у ввімкненому стані створити не насичений, а активний режим роботи.



Однак безпосереднє використання активного режиму транзистора в схемі рис. 21.5 викликає нові труднощі.

Справа в тому, що в активному режимі транзистора  $I_K = \beta I_B$ . Залишкова напруга на виході ввімкненого каскаду  $U_{KEзал} = -(E - I_K R_K)$ . Залишкова напруга може бути значною,  $|U_{KEзал}| > |U_{KH}|$ , що призводить до зменшення амплітуди вихідного імпульсу і зниженню коефіцієнта  $K_u$ . І цей недолік не єдиний. Більш істотний той факт, що  $U_{KEзал}$  залежить від коефіцієнта підсилення  $\beta$  транзистора. Якщо запираючий струм  $I_B$ , який створюється вхідним джерелом  $u_{вх}(t)$ , незмінний, то струм  $I_K = \beta I_B$  є прямо пропорційним  $\beta$ . Відповідно, напруга  $U_{KEзал} = -(E - \beta I_B R_K)$  буде тим меншою, чим більше  $\beta$ . Через те, що розкид значень  $\beta$  біполярних транзисторів досить великий, повторення вихідних параметрів ключового каскаду є незадовільним.

Принципова схема ключового зв'язку каскаду на ненасиченому транзисторі з колом нелінійного зворотного показана на рис. 21.11. У

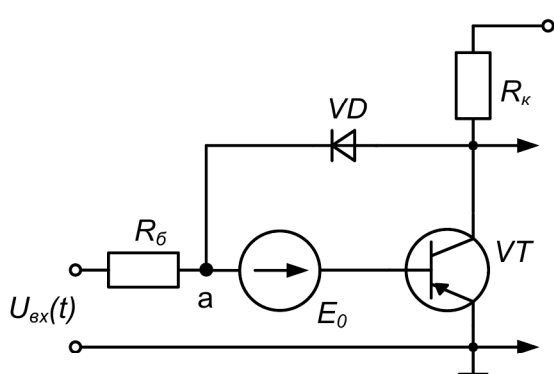


Рис. 21.11

базове коло транзистора  $VT$  послідовно з  $R_B$  ввімкнене додаткове джерело постійної напруги (батарея)  $E_0$ . Напруга  $E_0$  мала – біля 1 В. Між від'ємною клемою цієї батареї та колектором  $VT$  ввімкнено діод нелінійного зворотного зв'язку  $VD$ . Вхідний сигнал  $u_{вх}(t)$ , як у схемі на рис. 21.5,

біполярний з амплітудою кожної з півхвиль  $E_1$ .

Під час дії додатної півхвилі вхідного сигналу транзистор  $VT$  і діод  $VD$  закриті. На виході каскаду встановиться рівень напруги  $-E + (I_s + I_{K_0})R_K$ , де  $I_s$  - зворотній струм закритого діода  $VD$ . Так як  $I_s$  і  $I_{K_0}$  - невеликі, вихідну напругу можна вважати рівною  $-E$ . Напруга у точці  $a$ , яка відповідає від'ємній клемі джерела  $E_0$ ,

$$u_a = +E - (I_s + I_{K_0})R_B.$$

Очевидно, що  $u_a \approx E_1$ . Запираюча напруга на діоді  $u_{ак} = E_1 + |E|$ .

Запираюча напруга на базі  $VT$   $u_{BE} = u_a + E_0 \approx E_1 + E_0$ . Нехтуючи зворотнім струмом закритого діода  $I_s$ , можна вважати, що введення додаткових елементів практично не змінило режим вихідного кола транзисторного ключа при закритому транзисторі.

При появі негативної півхвилі напруги транзистор включається і напруга на його колекторі зменшується. Оскільки напруга зменшується не миттєво, а зі сталою часу  $\theta_E$ , протягом часу ввімкнення напруга на

колекторі ще негативна, діод  $VD$  закритий цією напругою по аноду і не впливає на значення вмикаючого базового струму  $I_B = (E_1 - E_0)/R_B$ . Колекторний струм зростає, прямуючи до струму  $\beta I_B$ , а напруга на колекторі з тією ж сталою часу  $\theta_E$  прямує до нуля. Напруга у точці  $a$  відносно корпуса пристрою можна вважати рівним  $-E_0$ , або більш точно, з урахуванням напруги  $e_{0B}$  на базі ввімкненого транзистора,  $u_a = -(E_0 + e_{0B})$ . В процесі включення каскаду напруга на колекторі  $VT$  не зможе досягти нульового значення: коли від'ємна напруга на колекторі перевищить рівень  $u_a$ , відпирається діод  $VD$  і фіксує напругу на колекторі включеного транзистора.

Залишкова напруга на колекторі  $U_{K_0} = U_a - e_0$ , де  $e_0$  – напруга відсічки відкритого діода  $VD$ .

Використовуючи знайдене значення  $U_a$ , отримуємо  $U_a = -(E_0 + e_{0B} - e_0) \approx -E_0$ . Напруга на колекторі зафіксована на малому рівні  $E_0$ , яка не перевищує значення  $U_{KH}$ .

### Перехідні процеси при перемиканні

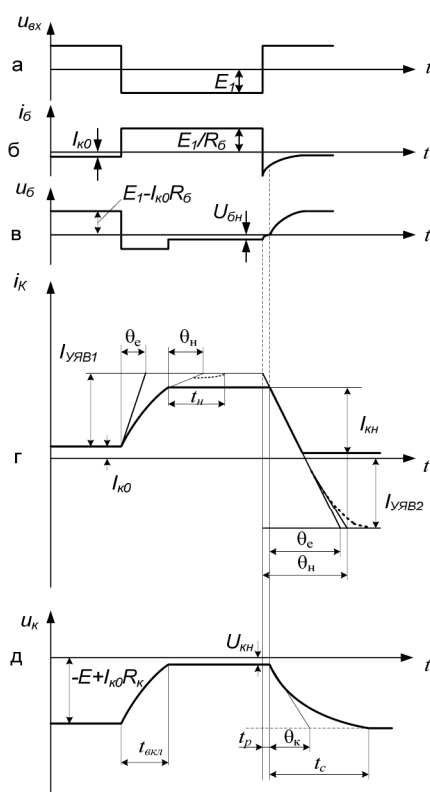


Рис. 21.12

Базовий струм зменшився на величину струму включеного діода. Після включення діода струм в навантаженні  $R_K$  уже не змінюється, оскільки напруга на колекторі зафіксована на рівні  $U_{K_0}$ :

Відпирання діода  $VD$  не тільки фіксує колекторну напругу, але і приводить до істотного зменшення базового струму транзистора. Справа в тому, що після відпирання діода  $VD$  напруга в точці  $a$  схеми практично не змінилась і як і раніше визначається рівністю  $u_a = -(E_0 + e_{0B})$ . Тому струм, що протікає через  $R_B$ , також не зміниться:

$$i_R = (E_1 - u_a)/R_B \approx (E_1 - E_a)/R_B.$$

Якщо до включення діода весь цей струм замикався через базу транзистора, то тепер він виявляється рівним сумі двох струмів – струму бази  $I_B'$  і струму діода  $i_{VD}$ . Звідси

$$I_B' = i_R - i_{VD} = I_B - i_{VD}.$$

$$i_{R_K} = (E - u_{K_0}) / R_K = \text{const.}$$

Струм колектора транзистора  $i_K(t)$  продовжує зростати, але вже тільки за рахунок збільшення струму через діод  $VD$ :  $i_K(t) = i_{R_K} + i_{VD}$ . Коли він досягне сталого значення  $I_{VD}$ , ключовий каскад перейде в статичний режим.

При цьому колекторний перехід транзистора залишається зміщеним у зворотному напрямку, напруга на колекторі відмінна від нуля, струм колектора не обмежений значенням  $R_K$ , а має можливість рости при збільшенні сигналу  $E_1$ , струм бази зменшився на  $I_{VD}$  і вже не перевищує значення  $I_{BH}$ . Ці ознаки свідчать про те, що транзистор працює в ненасиченому режимі, на межі насичення.

Перехідні процеси в ключовому каскаді з ненасиченим транзистором проілюстровані на рис. 21.12, де момент часу  $t_1$  відповідає появі від'ємної півхвилі вхідного сигналу  $u_{BX}(t)$ , момент  $t_2$  – відпиранню діода  $VD$ , момент  $t_3$  – досягненню усталеного значення струму діода.

Час затримки вимкнення в даній схемі малий і визначається вже не часом розсмоктування, а встановлення зворотного опору діода при його запиранні, яке при використанні швидкодіючих імпульсних діодів має дуже малі значення.

При практичній побудові ключових схем використання окремого джерела  $E_0$ , обидва полюса якого ізольовані від корпусу пристрою, викликає значні незручності. Тому на практиці в якості напруги  $E_0$  використовують падіння напруги на додатковому резисторі і діоді. На рис. 21.13 показані каскади з ненасиченим транзистором, що мають зовнішнє джерело зсуву.

На рис 21.13, а резистор зв'язку  $R_3$  складається з двох послідовно

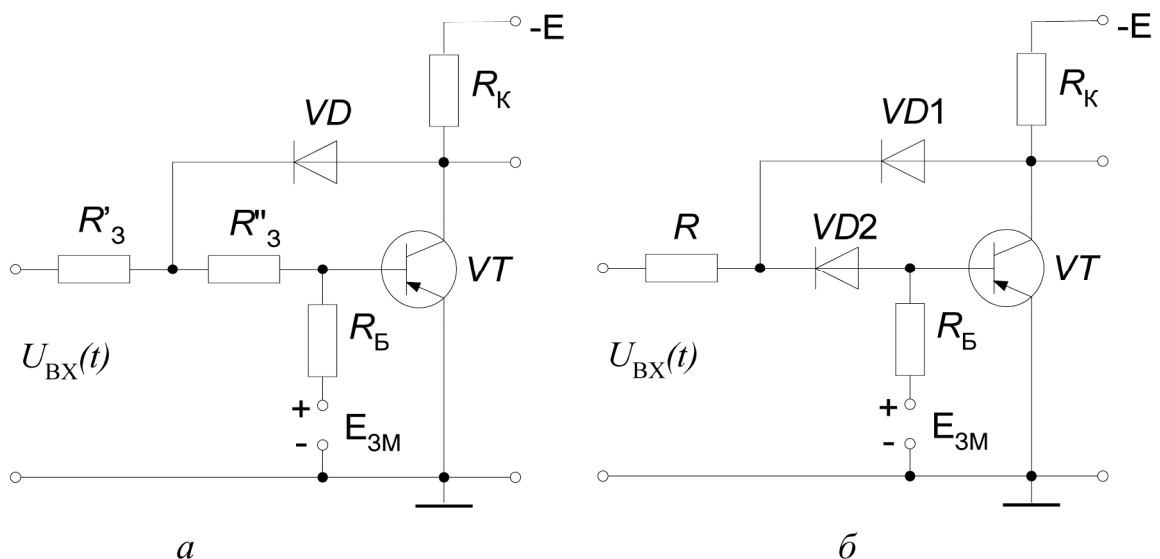


Рис. 21.13

з'єднаних резисторів  $R_3'$  і  $R_3''$ , з котрих другий має дуже малий опір.

Базовий струм включеного транзистора, протікаючи через  $R_3''$ , створює на ньому напругу  $E_0$ , яка виконує ту ж функцію, що і джерело  $E_0$  в схемі на рис. 21.11. В схемі на рис. 21.13, б функцію джерела виконує падіння напруги на відкритому діоді  $VD2$ , що при включеному діоді близьке до напруги відсічки його вхідної характеристики  $e_0$  і мало залежить від струму, що протікає. Тому опорна напруга  $E_0$ , яка створюється діодом в схемі на рис. 21.13, б, менше залежить від коливань вхідного струму, ніж в схемі на рис. 21.13, а.

Для забезпечення відпирання діода нелінійного зворотного зв'язку  $VD1$  в схемі на рис. 21.13, б напруга відсічки діода  $VD2$  повинна бути

більшою, ніж напруга відсічки діода  $VD1$ , що забезпечується, наприклад, у випадку, коли діод  $VD2$  – кремнієвий, а  $VD1$  – германієвий.

Трохи по-іншому працює схема усунення затримки вимкнення, яка зв'язана з розсмоктуванням (рис. 21.14).

Ця схема потребує меншої кількості додаткових елементів, а тому більш зручна при побудові мініатюрних каскадів. Її часто використовують в інтегральних

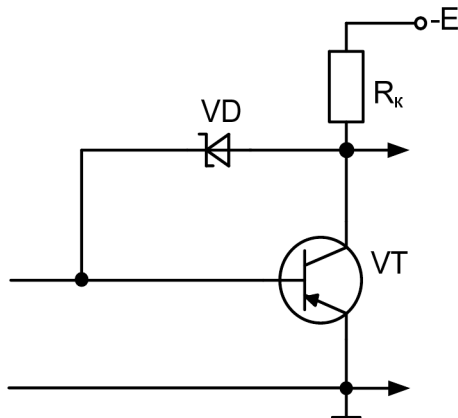


Рис. 21.14

схемах ключових каскадів. Паралельно колекторному переходу транзистора  $VT$  підключають діод Шоттки.

Діод Шоттки – це алюмінієво-кремнієвий діод, у якого пряма напруга на діоді дуже мала (менше падіння напруги на прямо зміщених  $p-n$  переходах) і відсутнє накопичення заряду. При включенні каскаду на рис. 21.14 транзистор  $VT$  повинен увійти в режим насичення, а його колекторний перехід зміститься в прямому напрямку. Однак раніше, ніж відкриється колекторний перехід транзистора  $VT$ , відпирається діод Шоттки  $VD$ . Падіння напруги на відкритому діоді мале – менше напруги прямого зміщення колекторного  $p-n$  переходу. При такій напрузі колекторний перехід відкритись не може і залишається на межі включення. Час розсмоктування, а отже і затримка вимикання, тут відсутні.