

ЦИФРОВАЯ СХЕМО- ТЕХНИКА

Лектор: профессор
Райхлин Вадим Абрамович

ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ ДИСЦИПЛИНЫ

Цель дисциплины:

Создание у будущих бакалавров базовых представлений об импульсной технике как фундаменте цифровой схемотехники и о принципах построения, особенностях функционирования и использования цифровых микросхем широкого применения.

Задачи дисциплины:

- Изучение особенностей импульсных процессов в простейших линейных цепях, линиях передачи импульсов и транзисторных ключах как образовательного базиса цифровой схемотехники.
- Изучение основ организации ТТЛ- и КМОП-ИС.
- Изучение структуры, функционирования и особенностей применения цифровых микросхем разного функционального назначения и степени интеграции.

МЕСТО ДИСЦИПЛИНЫ В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ

Дисциплина «Схемотехника» входит в базовую часть профессионального цикла образовательной программы бакалавра. Материал курса основан на знаниях, навыках и умениях, почерпнутых студентами из курсов «Электротехника и электроника» и «Теория автоматов».

Студенты должны быть знакомы с основами теории электрических цепей и процессами в полупроводниковых приборах («Электротехника и электроника»), правилами преобразования булевых функций и логического синтеза основных цифровых операционных узлов («Теория автоматов»).

Полученные при изучении дисциплины знания, умения и навыки будут использованы студентами при изучении дисциплин «Электронные вычислительные машины», «Схемотехника ЭВМ», «Микропроцессорные системы».

СОДЕРЖАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ И ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАНЯТИЙ

Лабораторный практикум

№ п/п	№ темы	Наименование лабораторной работы	Объем час.
1	дис-1.1	Линейные цепи передачи и преобразования импульсов	4/3*
2	1.2	Транзисторные ключевые схемы	5/4*
3	2.1	Интегральные ТТЛ-схемы	5/4*
4	2.2	Интегральные триггерные схемы	4/3*
		Итого	18/14*

/а* - показывает объем часов интерактивной работы.

Практические занятия

Практические занятия программой дисциплины не предусмотрены

СОДЕРЖАНИЕ КУРСОВОГО ПРОЕКТА (КУРСОВОЙ РАБОТЫ)

Курсовой проект (курсовая работа) программой дисциплины не предусмотрены.

Распределение фонда времени по семестрам неделям и видам занятий

№ п/п	Разделы дисциплины и темы	Семестр	Неделя сем ЛК/ЛР	Всего, час	ЛК, час.	ЛР, час	СР, час.	Формы текущего контроля успеваемости. Формы итоговой аттестации
1	Основы импульсной техники	5		31	10	9	12	Тестирование по разделу (8 нед). Контроль активности работы на ЛК и ЛР. Защита ЛР
	1.1. Импульсные процессы в линейных цепях		1-3/1-4	16	6	4	6	
	1.2. Транзисторные ключевые схемы		4/(5-8)	11	2	5	4	
	1.3. Интегральные ключи и логические элементы		5	4	2	–	2	
2	Базовые цифровые микросхемы	5		39	14	9	16	Тестирование по разделу (16 нед). Контроль активности работы на ЛК и ЛР Защита ЛР
	2.1. Логические микросхемы ТТЛ		6-7/9-12	13	4	4	5	
	2.2. Триггеры ТТЛ		8-9/13-16	15	4	5	6	
	2.3. Генераторы импульсов ТТЛ		10-11	7	4	–	3	
	2.4. Базовые микросхемы КМОП		12	4	2	–	2	
3	Микросхемы операционных узлов	5		22	12		10	Контроль активности работы на лекциях
	3.1. Микросхемы функциональных узлов комбинационного типа		13-15	11	6	–	5	
	3.2. Микросхемы функциональных узлов последовательностного типа		16-18	11	6		5	
4	Подготовка к зачету	5		16			16	Зачет
Всего за семестр (количество часов)				108	36	18	54	

ЛИТЕРАТУРА

Райхлин В.А. Основы цифровой схемотехники. Уч. пособие
Издание 2. - Казань: Изд. КГТУ, 2006 (*Издание 1 - за 2000г.*)

Арсентьев С.А., Вершинин И.С. Цифровая схемотехника.
Компьютерный практикум. Ч.1. - Казань: Изд. КГТУ, 2008

Арсентьев С.А., Вершинин И.С. Цифровая схемотехника.
Компьютерный практикум. Ч.2. - Каз.: Изд. Экоцентр, 2006

Применение интегральных микросхем в ЭВТ /Под ред. *Б.Н. Файзулаева и Б.В. Тарабрина.* - М.: Радио и связь, 1988

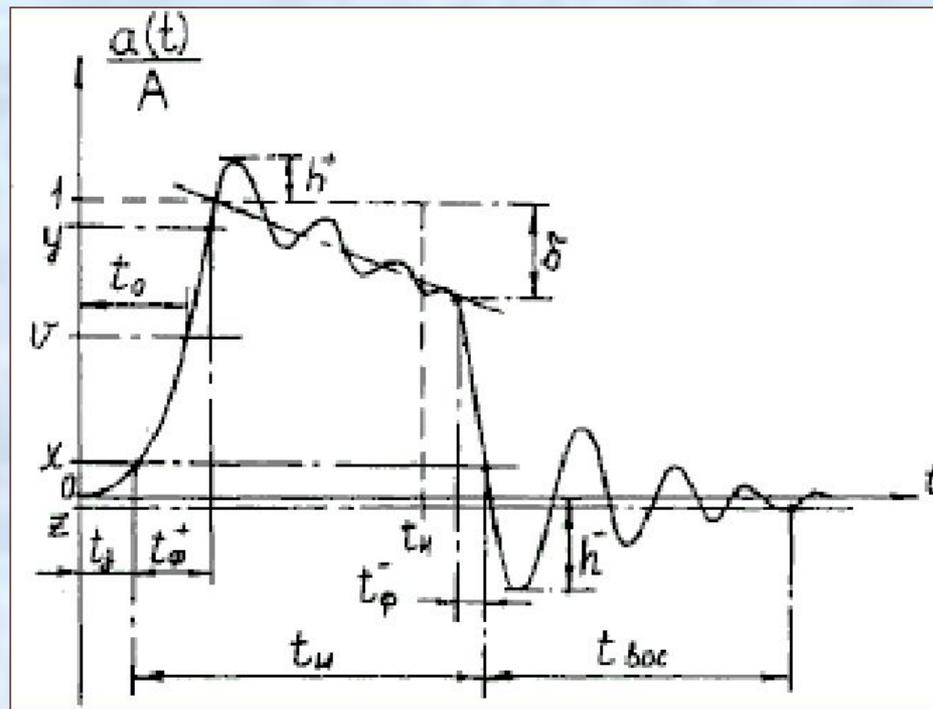
Шило В.А. Популярныe цифровые микросхемы. Справочник. -
М.: Радио и связь, 1987

Раздел I

ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ И ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

Лекция 1. ВВЕДЕНИЕ В АНАЛИЗ ИМПУЛЬСНЫХ ПРОЦЕССОВ

1. Характеристика формы импульсов



T – период следования импульсов.

$F=1/T$ – частота, $N=T/t_{\text{н}}$ – скважность импульсов.

2. Анализ цепей с экспоненциальным изменением

$$f(t) = B + D e^{-t/\theta}, \quad B = f(\infty), \quad D = f(0) - f(\infty)$$

$$f(t) = f(\infty) - [f(\infty) - f(0)] \cdot e^{-t/\theta} \rightarrow$$

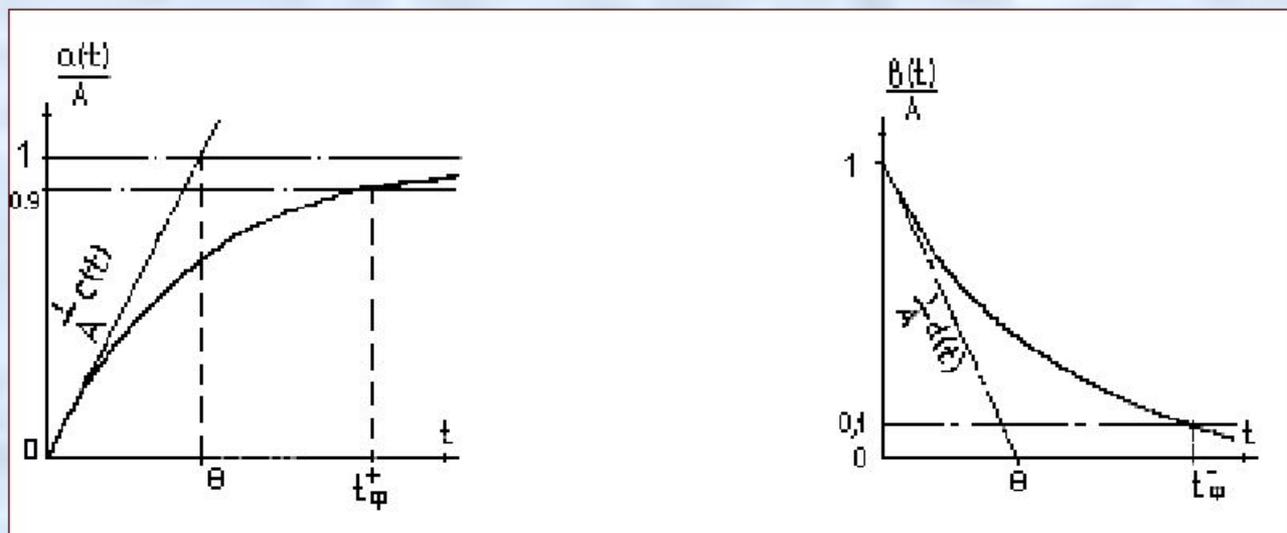
$$(t_2 - t_1) = \theta \cdot \ln \left\{ \frac{f(\infty) - f(t_1)}{f(\infty) - f(t_2)} \right\}$$

$A = |D|$. При $D < 0$ возрастающая экспонента

$$f(t) = (B - A) + a(t), \quad a(t) = A (1 - e^{-t/\theta}).$$

При $D > 0$ - убывающая

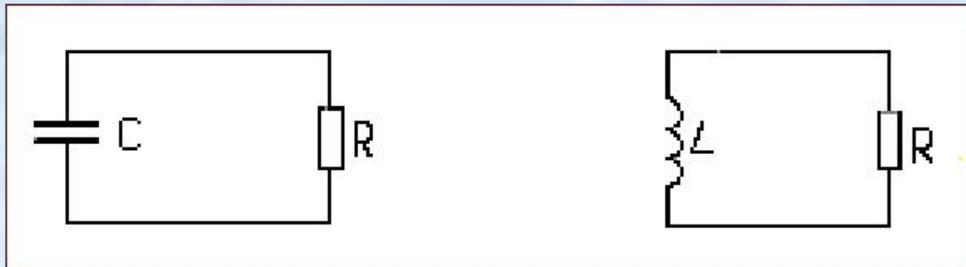
$$f(t) = B + b(t), \quad b(t) = A \cdot e^{-t/\theta}.$$



$$t_{\phi}^{+} = t_{\phi}^{-} = \theta \cdot \ln 10 \sim 2,3 \theta \quad 9$$

$\theta f'(t) + f(t) = B \rightarrow$ Цепь с экспоненц. изменением:

- 1) должна содержать лишь реактивности одного вида;
- 2) все внешние токи и э.д.с. в ней при $t > 0$ не должны изменяться;
- 3) после исключения всех источников энергии цепь должна допускать сведение ее к пассивному RC - или RL -контур.



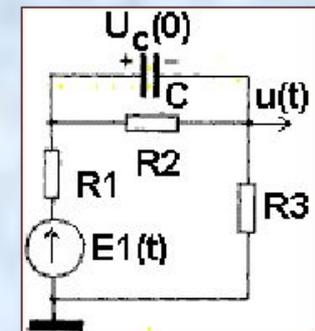
$$\theta = CR$$

$$\theta = L/R$$

Пример. После исключения источников имеем RC -контур с $R_{\text{экв}} = R_2 \parallel (R_1 + R_3)$.

$U_c(0) = 0 \rightarrow u(t)$ – эксп. нараст.

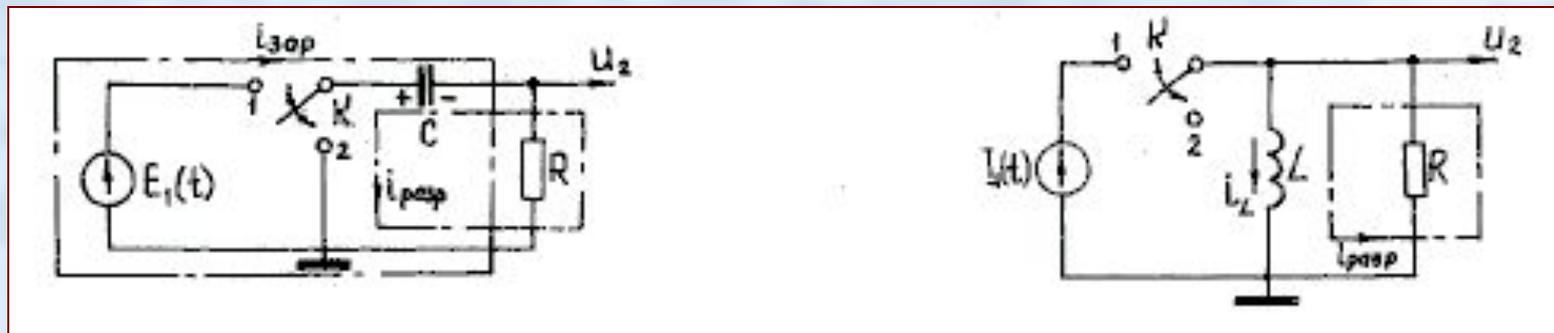
$2E_1 \rightarrow$ эксп. спад



Лекция 2. ПРОСТЕЙШИЕ RC- и RL-ЦЕПИ

1. Двухэлементные цепи

На входе RC (RL) – цепи действует источник импульсов напряжения (тока) с параметрами E_1 (I_1), $t_{н1}$, T , что имитируется изменением состояния ключа K .



Емкостная цепь. Сначала (K – в 2) емкость C разряжена. При поступлении импульса ($K \rightarrow$ в 1) – заряд емкости, и

$$U_2(t) = E_1 e^{-t/\theta}, \quad U_C(t) = E_0 (1 - e^{-t/\theta}), \quad \theta = CR.$$

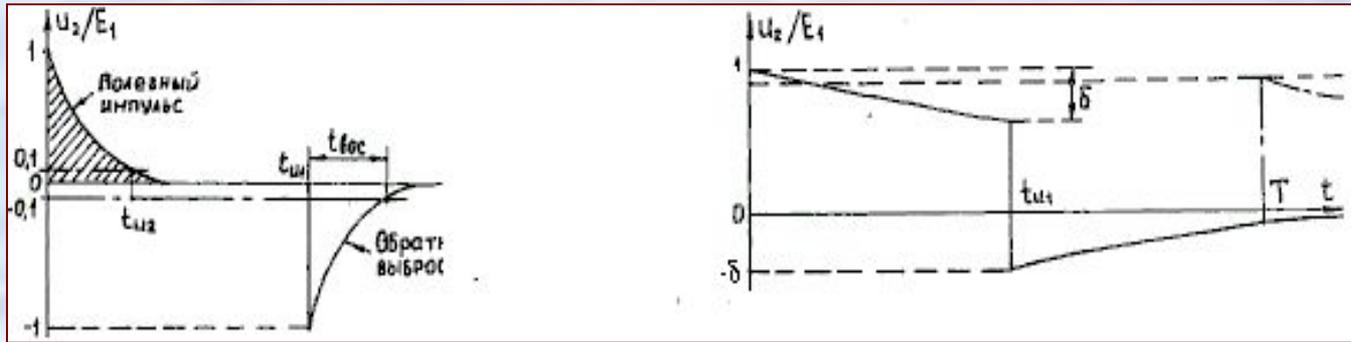
Если $t_{н1} > \theta$, на выходе – укороченный импульс,

$$t_{н2} = \theta < t_{н1}, \quad E_2 = E_1.$$

По окончании импульса ($K \xrightarrow{\theta}$ в 2) – разряд емкости. На выходе – отрицательный выброс той же амплитуды,

$$t_{вос} = \theta = t_{н2}.$$

$$\frac{11}{\theta} =$$



В случае $t_{и1} < 2,3\theta$ за время действия входного импульса емкость заряжается не полностью

$$U_c(t_{и1}) = U_1(1 - e^{-t_{и1}/\theta}) < U_1.$$

δ – спад вершины импульса (и амплитуда послеимпульсного выброса). Уменьшается с ростом θ . Но при этом растет и $t_{вос}$.

При $\theta \gg T$ в стационарном режиме на емкости создается примерно постоянное напряжение динамического смещения

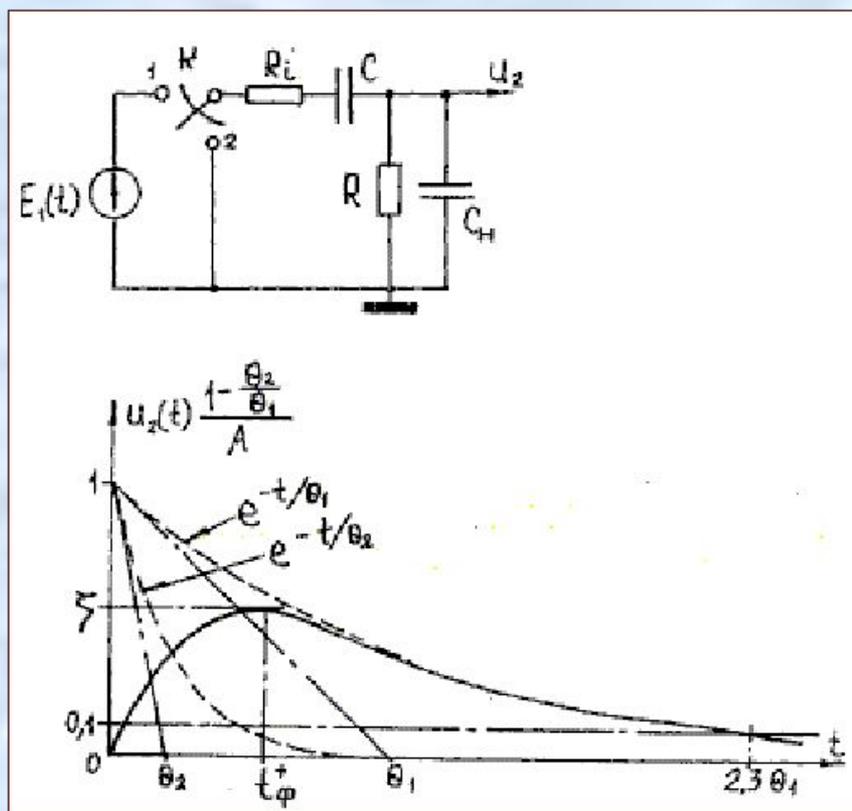
$$E_d \sim E_1/N, \text{ и } U_2(t) \sim U_1(t) - E_d.$$

Цепь с индуктивностью. Для нее – аналогично, если обозначить $E_1 = I_1 R$, $\theta = L/R$. При $t_{и1} > 2,3\theta$ ток $i_L(t_{и1}) = I_1$. В случае $\theta \gg T$ в индуктивности поддерживается примерно постоянный ток $i_d \sim I_1/N$, и $E_d \sim RI_1/N$.

2. Влияние паразитных параметров RC-цепей

Реальные цепи содержат паразитные параметры – внутреннее сопротивление источника R_i , емкость нагрузки C_H и др.

Рассмотрим близкий к реальному случай укорачивающей цепи. Первоначально C и C_H разряжены.



Обозначим:

$$\gamma_1 = R_i / R, \quad \gamma_2 = C_H / C.$$

При действии импульса $u_1(t)$

$$U_2(t) = \frac{A}{1 - \frac{\theta_2}{\theta_1}} \left(e^{-t/\theta_1} - e^{-t/\theta_2} \right).$$

Здесь:

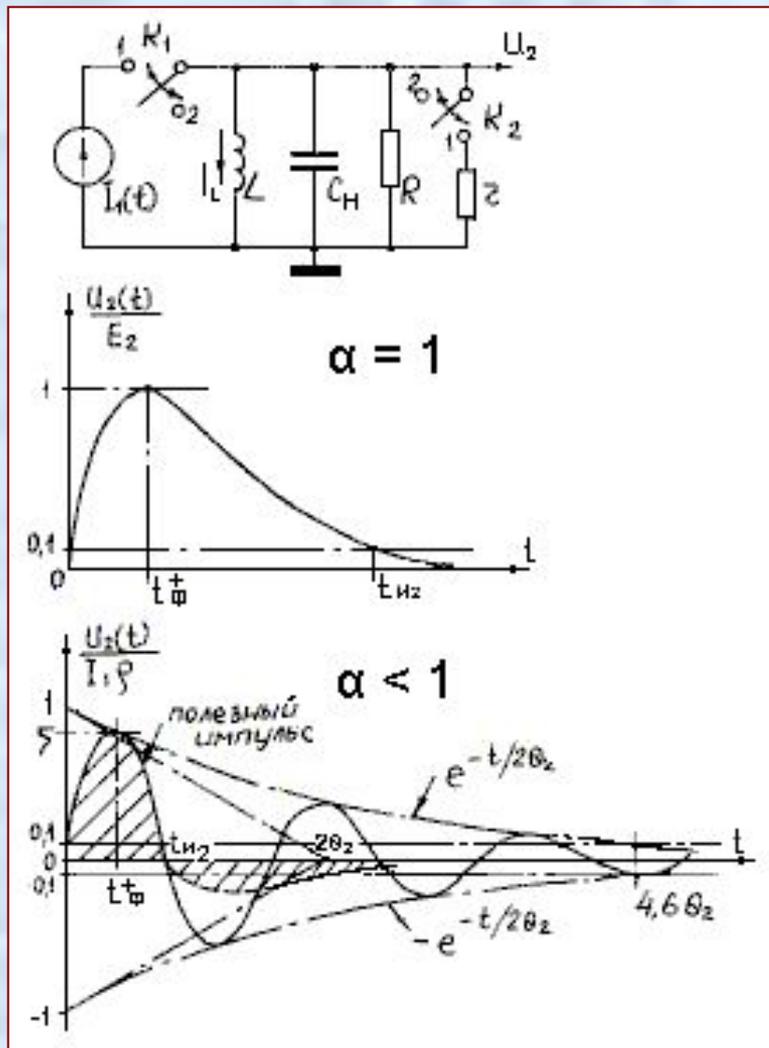
$$A = \frac{E_1}{1 + \gamma_1 + \gamma_2}; \quad \theta_2 = \frac{C_H R_i}{1 + \gamma_1 + \gamma_2};$$

$$\theta_1 = CR(1 + \gamma_1 + \gamma_2).$$

Лекция 3. ПРОЦЕССЫ В СЛОЖНЫХ ЦЕПЯХ

1. Реальные RL-цепи

Учтем влияние C_H (рост C_H). Обозначим:



$$\frac{L}{R} = \theta_1; \quad RC_H = \theta_2; \quad I_1 R = A; \quad \frac{1}{2} \frac{\rho}{R} = \alpha;$$

$$\sqrt{L/C_H} = \rho \text{ — волновое сопротивление;}$$

$$\frac{1}{\sqrt{LC_H}} = \omega_0 \text{ — частота собственных колебаний контура.}$$

Пока $\alpha > 1$, — аperiodический режим.

При $\alpha = 1$ ($\theta_2 = 1/4$)

$$U_2(t) = \frac{A \theta}{\theta_2} t e^{-t/2\theta_2}, \quad E_2 = 0,74 I_1 R; \quad t_{\phi}^+ = 2 \theta_2; \quad t_{H2} = 2,45 \theta_1.$$

Если $\alpha < 1$, — колебательный:

$$U_2(t) = \frac{\rho I_1}{\sqrt{1-\alpha^2}} e^{-t/2\theta_2} \sin \omega_1 t, \quad \omega_1 = \omega_0 \sqrt{1-\alpha^2}$$

При $\alpha \rightarrow 0$ ($\rho, \theta_1 \rightarrow 0, \theta_2 \rightarrow \infty$):

$$E_2 = \rho I_1, \quad t_{H2} = \frac{\pi}{\omega}, \quad t_{\phi}^+ = 0,5 t_{H2}.$$

2. Линии передачи импульсов



$$v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}; \quad \rho = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}; \quad \tau = \frac{x}{v}.$$

$$\tau_0 = \sqrt{L_0 C_0} = 1/v, \quad t_0 = \tau_0 l.$$

При $R = \rho$ (согласование) $M_2 = 0$ и

$$u(t, \tau) = \frac{1}{\beta} u_1(t - \tau); \quad i(t, \tau) = \frac{1}{\beta \rho} u_1(t - \tau).$$

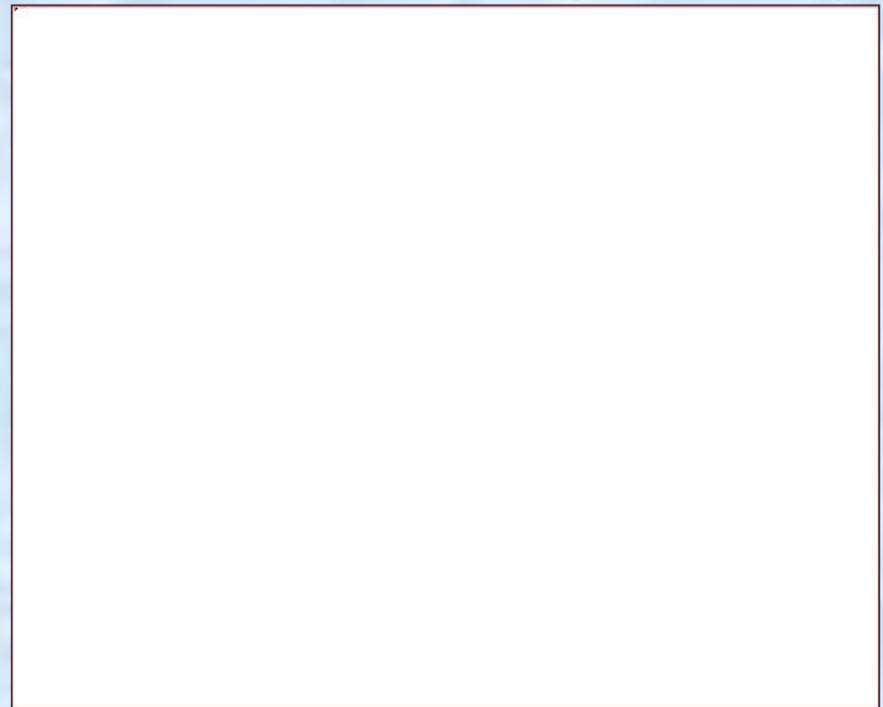
Сигнал в любом сечении линии повторяет входной с задержкой τ . В линии – только $u_1^{\text{пр}}$. Отражений нет.

$$u(t, \tau) = \sum_{k=1}^{\infty} u_k^{\text{пр}} + \sum_{k=1}^{\infty} u_k^{\text{обр}}.$$

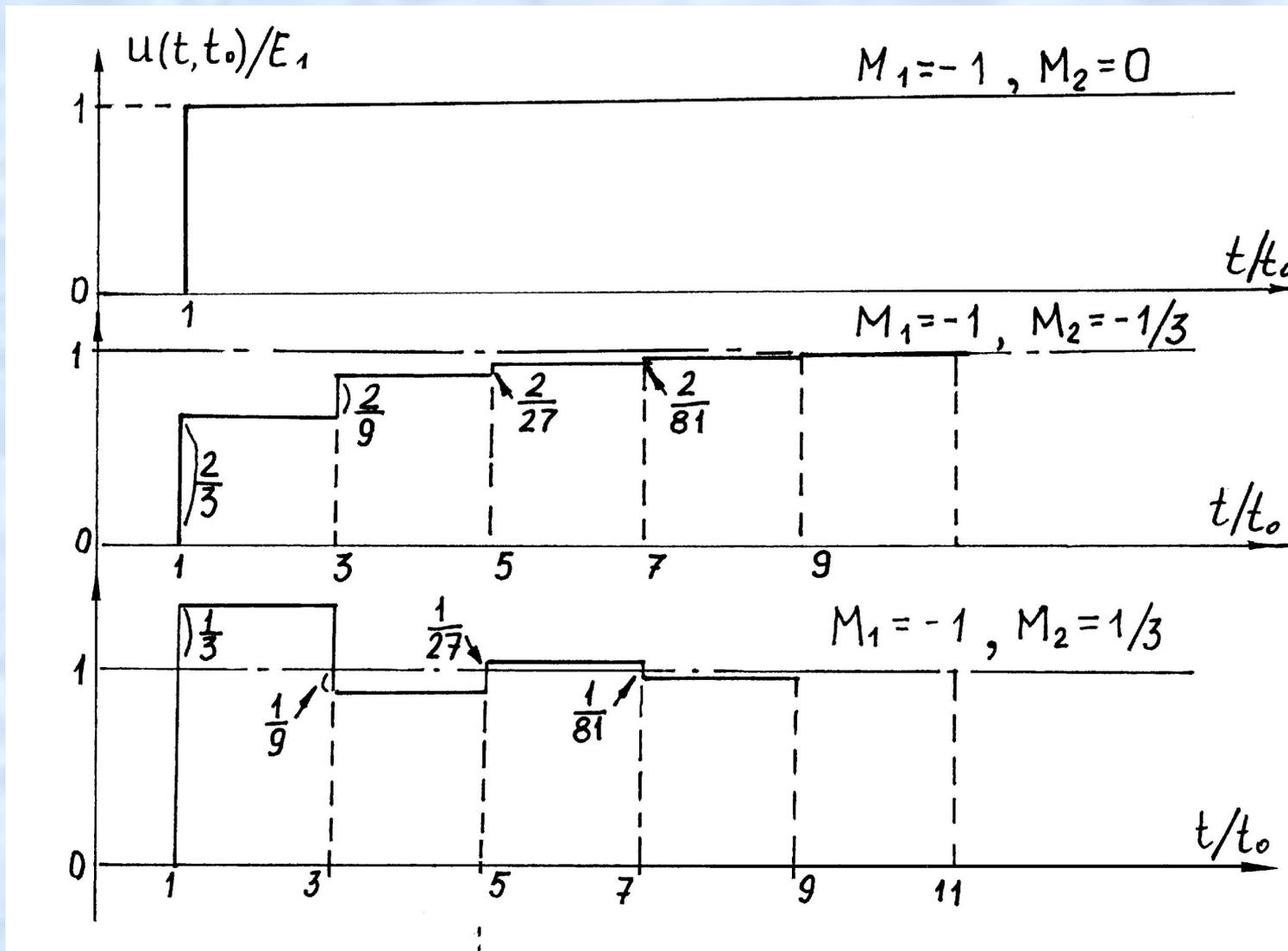
$$u_k^{\text{пр}} = \frac{1}{\beta} (M_1 M_2)^{k-1} u_1 [t - (2(k-1)t_0 + \tau)];$$

$$u_k^{\text{обр}} = \frac{1}{\beta} M_2 (M_1 M_2)^{k-1} u_1 [t - (2kt_0 - \tau)].$$

$$\beta = 1 + \frac{R_i}{\rho}; \quad M_1 = \frac{R_i - \rho}{R_i + \rho}; \quad M_2 = \frac{R - \rho}{R + \rho}.$$

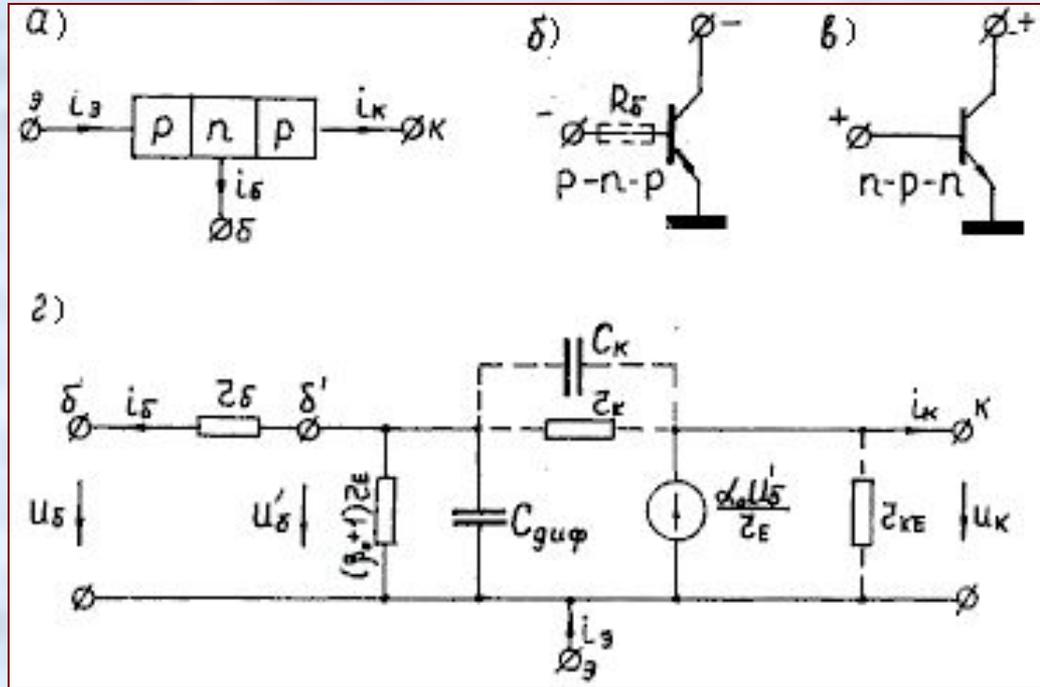


При воздействии на входе перепада $E_1(t)$:



Лекция 4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

1. Статические и динамические параметры транзисторов



Для статического режима:

$$i_{\epsilon} = i_{\kappa} + i_{\delta}; \quad i_{\kappa} = \alpha i_{\delta} + I_{\kappa 0}; \quad i_{\delta} = \frac{i_{\kappa}}{\beta} + I_{\delta 0}$$

Здесь α и $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ – стационарные коэффициенты усиления по току в схемах ОБ и ОЭ. Обычно $\alpha = 0,9 \dots 0,99$, $\beta = 10 \dots 100$. $I_{\kappa 0}$ – тепловой ток коллектора, определяемый как ток через коллекторный переход при обратном смещении на переходе коллектор-база и разорванной цепи эмиттера. Значение $I_{\kappa 0}$ – от десятых долей до единиц микроампер.

Рис.г – эквив. схем транзистора, вкл. по схеме ОЭ. Здесь:

r_b – объемное сопротивление базы, $r_b = 30 \dots 200 \text{ Ом}$;

$r_e = \tau / i_3$ – сопротивление эмиттера, $\varphi_T \simeq 25 \text{ мВ}$ – температурный потенциал (при $i_3 = 5 \text{ мА}$ имеем $r_e = 5 \text{ Ом}$);

$C_{\text{диф}} = \alpha / r_e$ – диффузионная емкость, учитывающая инерционность триода; $\tau_\alpha = 1 / (2 - \alpha)$ – постоянная времени коэффициента α (схемы ОБ); f_α – граничная частота, на которой $\alpha = 0,707$;

C_k – емкость коллекторного перехода; α

r_k и r_{ke} – сопротивления утечки перехода коллектор – база и участка коллектор – эмиттер.

В приближенных расчетах наличием C_k , r_k и r_{ke} можно пренебречь.

Генератор тока $\alpha U_b' / r_e$, определяется напряжением u_b' между точкой **б'** внутри транзистора и выводом эмиттера. Величина u_b' может быть определена, если известны r_b и ВАХ перехода база – эмиттер. Но и то и другое имеет большой разброс от образца к образцу.

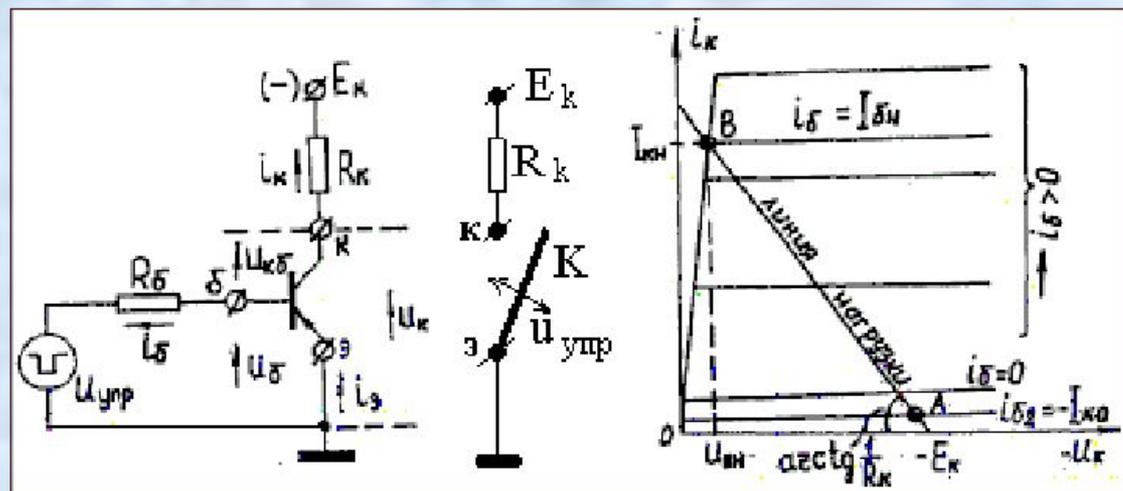
Для облегчения расчетов в цепь включают «баластное» сопротивление $R_b \gg r_b$. Тогда $I_b \simeq u_b / R_b$ и для акт. режима (рис.г)

$$I_k(t) = I_b (1 - e^{-t / \tau_\beta}), \quad \tau_\beta = \left(\frac{\beta}{\alpha} + 1 \right) \tau$$

τ_β – постоянная времени каскада ОЭ, $\tau_\beta \gg \tau$

2. Статика ключа ОЭ

Электронный ключ осуществляет размыкание и замыкание цепи нагрузки под воздействием управляющих входных сигналов. Качество ключа определяется падением напряжения на нем в замкнутом состоянии, током утечки в разомкнутом и скоростью перехода из одного состояния в другое.



В т.А триод заперт, в т.В – полностью открыт (насыщение). При $i_b > I_{бн}$ положение Р.Т. практически не изменяется. Отрезок АВ – акт. режим.

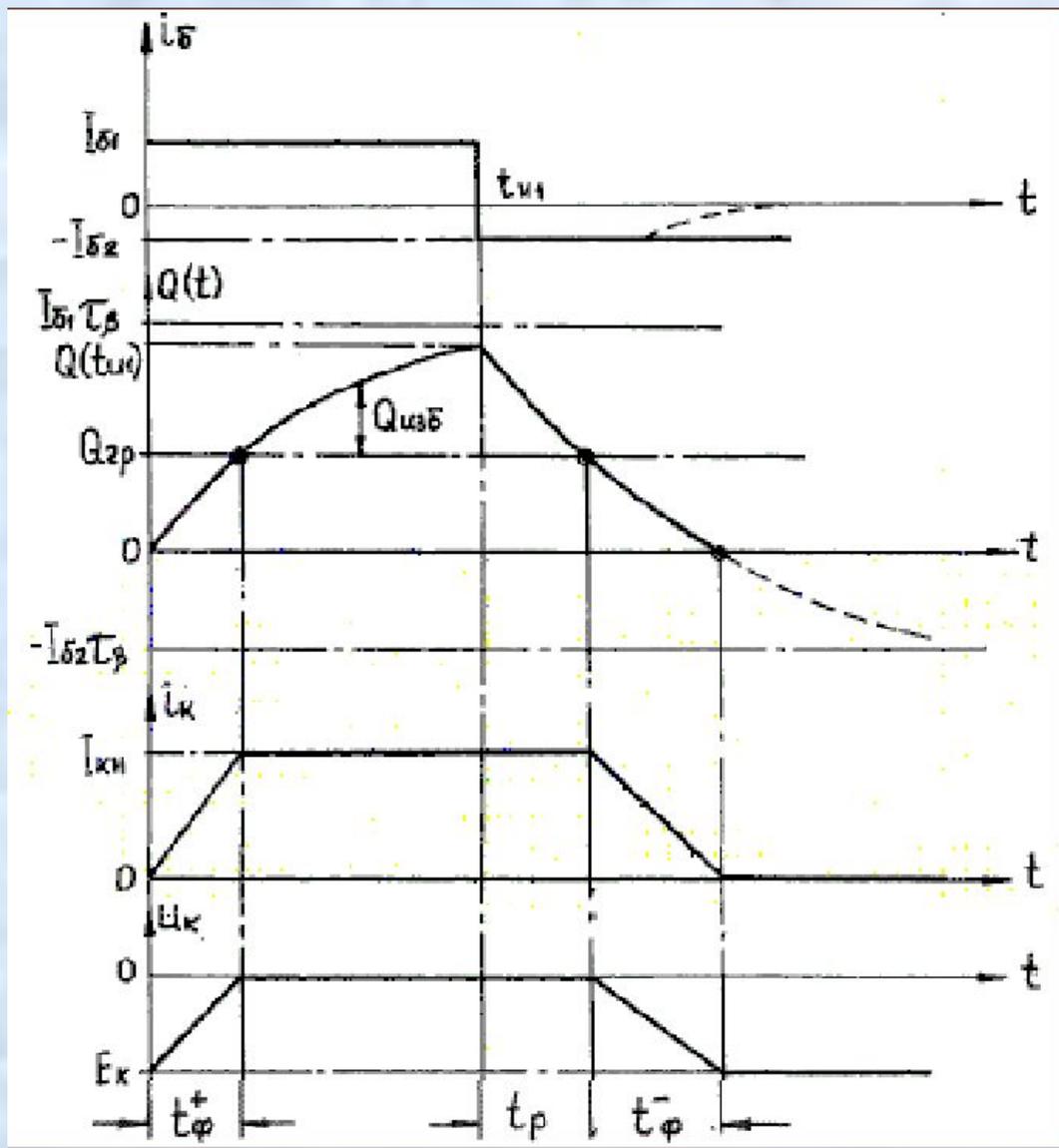
$U_{упр} = E_{б1} < 0$ – К замк.;
 $E_{б2} > 0$ – К разомк.

Насыщение: $i_b = I_{б1} = E_{б1} / R_б \geq I_{бн} = I_{кн} / \beta$; $U_{кн} \ll E_k \rightarrow I_{кн} \approx E_k / R_k$.

$S = I_{б1} / I_{бн}$ – степень насыщения. $S = 1 \rightarrow U_{кн} \approx -6 \varphi_T$.

Закрывание: $E_{б2} \geq I_{к0}^{max} R_б + (3-4)\varphi_T$; $i_b = -I_{б2} = -I_{к0}$, $i_k = I_{к0}$, $i_э = 0$.

3. Временные процессы в ключе ОЭ



Для *любого* режима –

$$Q'(t) + \frac{1}{\tau_{\beta}} Q(t) = i_6(t).$$

В *активном* режиме дополнительно

$$i_k(t) = \frac{1}{\tau_{\alpha}} Q(t).$$

Триод насыщен, когда

$$Q(t) > Q_{гр} = I_{кн} \tau_{\alpha} = I_{6н} \tau_{\beta}.$$

Временные компоненты:

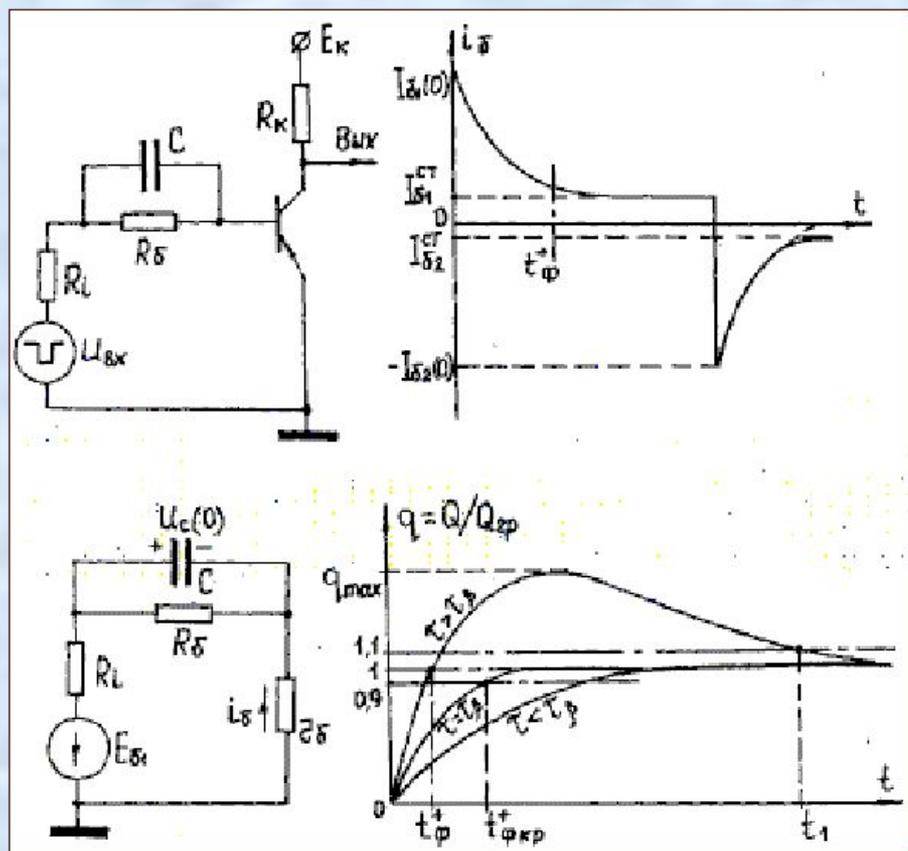
$$t_{\phi}^+ = \tau_{\beta} \ln \frac{1}{1 - \frac{1}{S}},$$

$$t_p = \tau_{\beta} \ln \frac{I_{61} + I_{62}}{I_{6н} + I_{62}}.$$

$$t_{\phi}^- = \tau_{\beta} \ln \left(1 + \frac{I_{6н}}{I_{62}} \right), \quad I_{62} > 0.$$

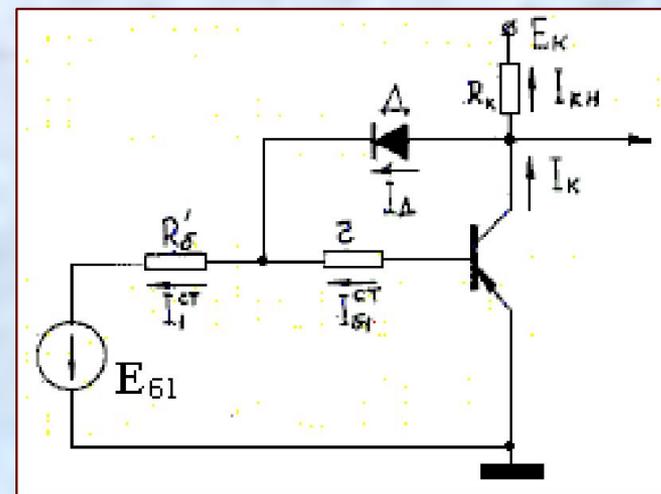
4. Методы повышения быстродействия ключа ОЭ

Ключ ОЭ с ускоряющей емкостью. При отсутствии емкости C и $I_{\delta 1} = I_{\delta \text{н}}$ (чтобы $t_p = 0$), $E_{\delta 2} = 0$ значения $t_{\phi}^+ = t_{\phi}^- = 2,3\tau_{\beta}$ велики. Установка ускоряющей емкости позволяет при $I_{\delta 1}^{\text{ст}} = I_{\delta \text{н}}$ ($t_p = 0$) и $E_{\delta 2} = 0$ существенно убыстрить процессы открывания и закрывания триода.



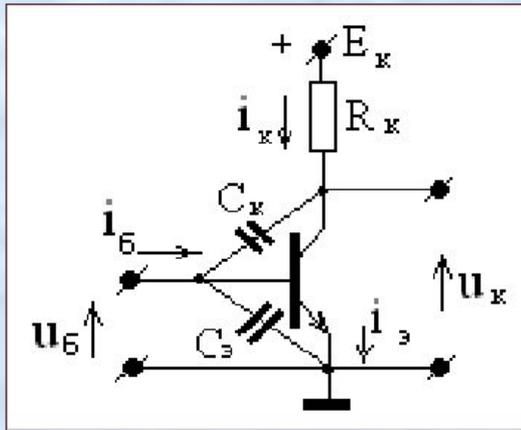
При выборе $\tau = CR_{\delta} = \tau_{\beta}$,
 $t_{\phi}^+ = t_{\phi}^- = 2,3 \tau$, $\tau' = \tau \frac{R_L \tau r_{\delta}}{R_{\delta} + R_L + r_{\delta}} \ll \tau$.

Ключ с нелинейной обратной связью. При $r_{\text{пр}} \ll r \ll R_{\delta}$
 $I_{\delta 1}^{\text{ст}} = I_{\delta \text{н}}$



Лекция 5. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ КЛЮЧИ И ТТЛ-ИС

1. Ключи на биполярных транзисторах



Особенности статики:

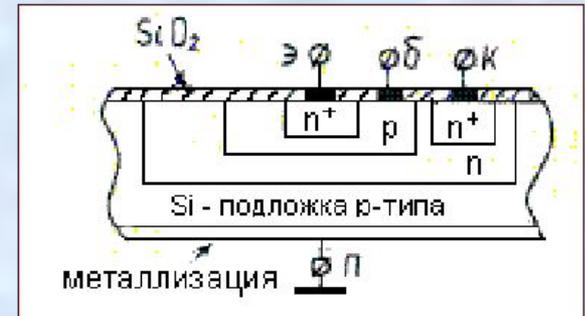
$$\alpha_i = 0,1-0,5; r_k = 50-150 \text{ Ом}$$

$$\Rightarrow U_{\text{к.н.}} = 0,2-0,4 \text{ В.}$$

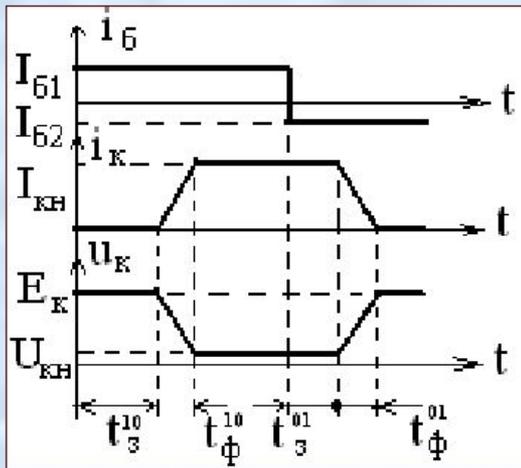
$$I''_{\text{кп}} = (0,01-0,03) I_{\text{кн}}$$

$$\Rightarrow U''_{\text{б.п}} = 0,5-0,6 \text{ В.}$$

$$U_{\text{б.н}} \geq 0,6 \text{ В.}$$



Временные параметры:



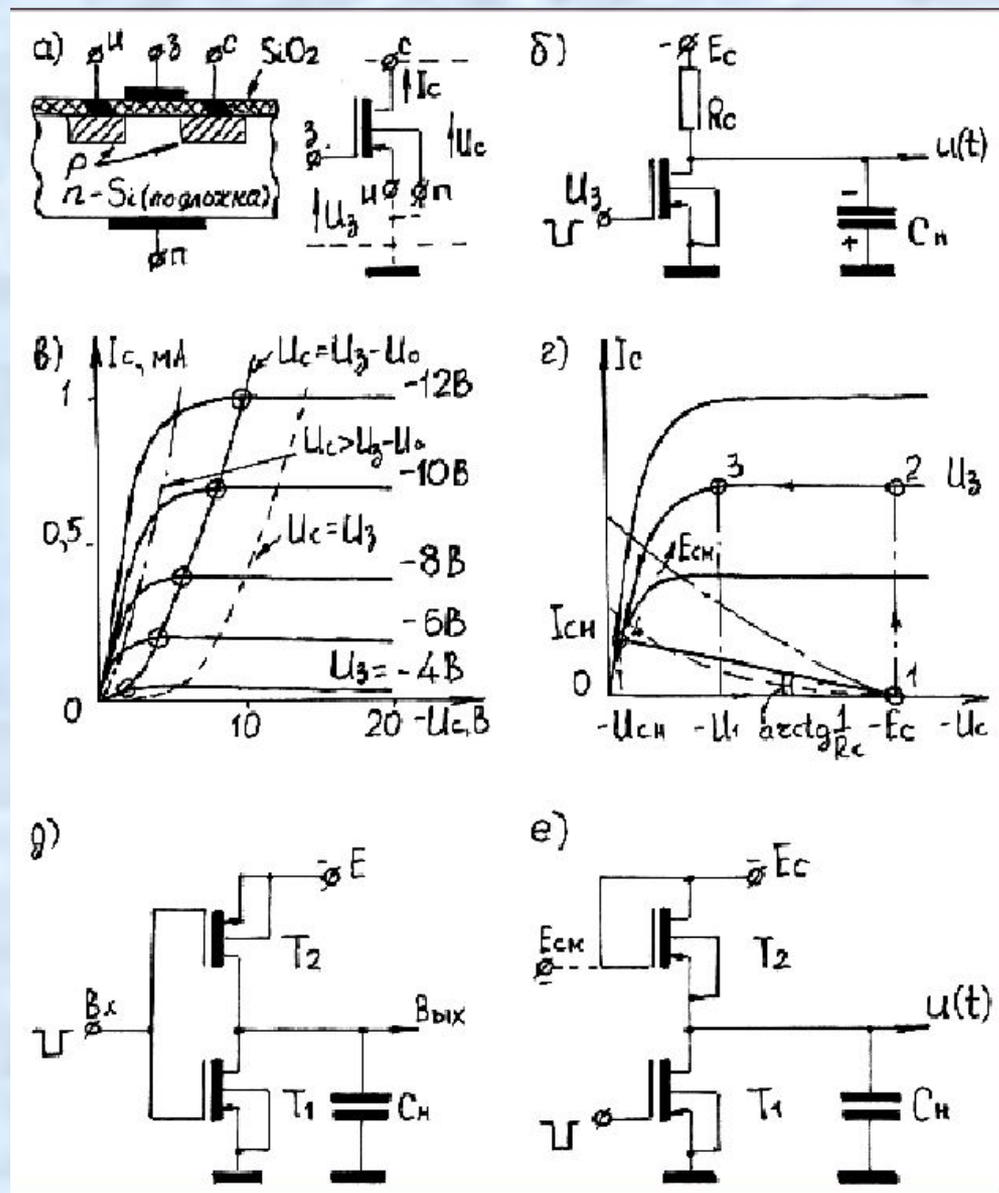
$$t_3^{10} = (C_k + C_э) U''_{\text{б.п.}} / I_{\text{б1}}$$

$$t_{\phi}^{10} = (\tau_{\beta} + \beta R_k C_k + R_k C_n) \ln \frac{1}{1 - 1/S}$$

$$t_3^{01} = t_p = \tau_{\beta} \ln \frac{I_{\text{б1}} + I_{\text{б2}}}{I_{\text{б.н}} + I_{\text{б2}}}$$

$$t_{\phi}^{01} = (\tau_{\beta} + \beta R_k C_k + R_k C_n) \ln(1 + I_{\text{б.н}} / I_{\text{б2}})$$

2. МОП- и КМОП-ключи



МОП-транзистор:

$U_3 \geq 0 \Rightarrow I_c$ – единицы нС.

$0 > U_3 > U_0 = -(2,5-4)\text{В} \Rightarrow$

накопление дырок в канале.

$U_3 = U_0 \Rightarrow p$ -канал, $I_c \gg$.

$R_{вх} = 10^{12}-10^{14}\text{Ом} \leq \text{любое } U_3.$

$R_0 = 1-5\text{Ком}$ – сопр. канала,

$R_0 = \partial I_c / \partial U_c, U_c = 0, \Rightarrow$

В ключе:

$U_{cн} > U_0 \Rightarrow R_c = 10-50\text{Ком} \Rightarrow$

$t_{зар} = 2,3 C_n R_c \gg t_{разр} = 2,9 \tau,$

$\tau = C_n R_0.$

Рис.е) – нелинейный резистор:

$E_{cн} = E_c \Rightarrow t_{зар} = 18 \tau_2 \gg t_{разр} = 2,9 \tau_1$

Рис. д) – КМОП-прототип:

$t_{зар} = 2,9 \tau_2 \approx t_{разр} = 2,9 \tau_1.$

3. Обобщенные параметры логических ИС

В классе биполярных ИС:

НСТЛ – с непосредственной связью,

РСТЛ – с резистивной связью,

РЕСТЛ – с резистивно-емкост. связью,

РТЛ – резистивно-транзисторные,

ДТЛ – диодно-транзисторные,

ТТЛ – транзисторно-транзисторные,

ЭСЛ – с объединенными эмиттерами.

Их обобщенные параметры:

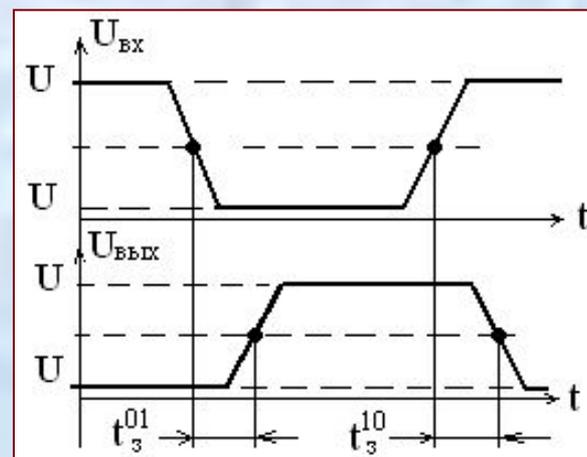
m – коэффициент объединения по входу;

n – коэффициент разветвления по выходу;

$P_{cp} = 0,5 (P' + P'')$ – средняя потребляемая
мощность;

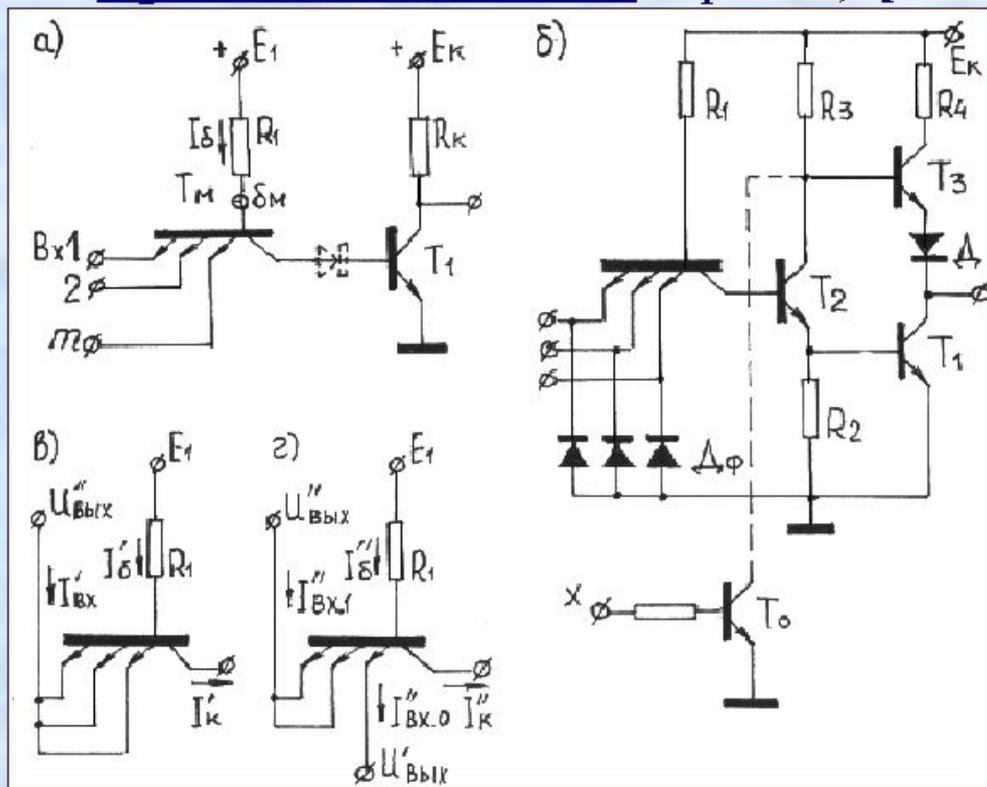
$t_{з.ср} = 0,5(t_3^{10} + t_3^{01})$ – средняя задержка;

$U_{п}^{+,-}$ – статическая помехоустойчивость.



4. Транзисторно-транзисторные логические ИС

Простейшая схема – рис.а) [элемент И-НЕ, НП – 0, ВП – 1]



T_1 закрыт при НП=0,2-0,4В хотя бы на одном из входов (рис.г) и насыщен при ВП > 0,8В на всех входах (рис.в).

Полагая $I_6'' \approx I_6' \approx E_1/R_1$, имеем условие насыщения T_1 :

$$\frac{E_1}{R_1} \geq \frac{S_{\min}}{\beta_{\min}} \left(\frac{E_K}{R_K} + n \frac{E_1}{R_1} \right).$$

При $E_K = E_1$: $n \leq \beta_{\min}/S_{\min} - R_1/R_K \leq 4$
 Низка и $U_{\Pi}^+ = U''_{\text{бп}} - U_{\text{кн}} \leq 0,2\text{В}$.

Основная схема – рис.б)

Значения n и U_{Π}^+ увеличиваются за счет введения триодов T_2, T_3 и диода Д: $U_{\Pi}^+ = 2U''_{\text{бп}} - U_{\text{кн}}$; $n \leq \beta_{\min}^2 / S_{\min}^2$ (откр. T_2 – грань нас.).

Введением T_0 обеспечивается третье состояние выхода. Если x – НП, T_0 – закр., обычная работа. При x – ВП схема отключена от нагрузки (применение – см. далее).