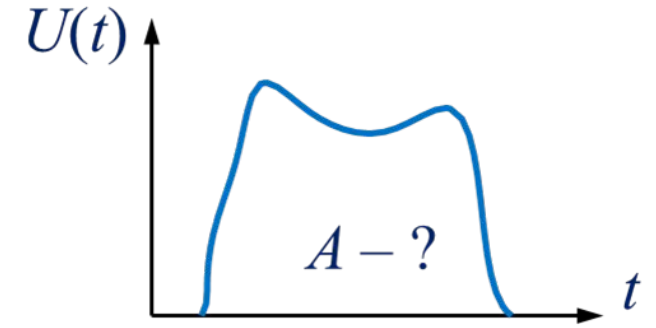
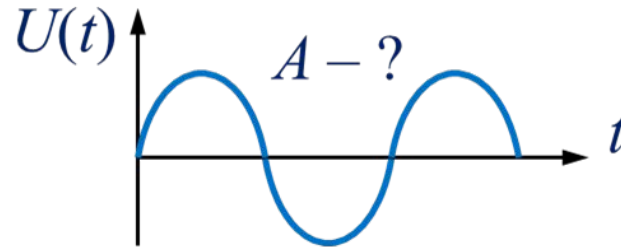
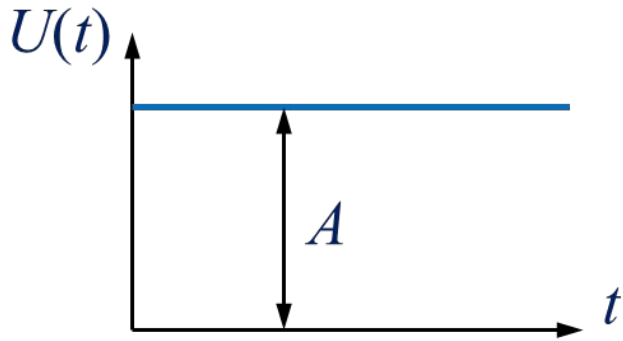


# **Метрология, стандартизация и сертификация в телекоммуникациях**

**Раздел: Методы измерения токов и напряжений**

## Измерение напряжений



**Пиковое** значение (для гармонического сигнала – **амплитудное значение**):  
наибольшее или наименьшее значение сигнала за время измерения  $T$ :  $U_M = \max_T U(t)$

**Среднее** значение: это постоянная составляющая сигнала  $U(t)$  за время измерения  $T$ :

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U(t) dt$$

**Средневыпрямленное** значение: это среднее значение модуля напряжения:  $U_{\text{ср.вып.}} =$   
 $\frac{1}{T} \cdot \int_0^T |U(t)| dt$

**Среднеквадратическое** значение:  $U = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T U^2(t) dt}$

*Коэффициент амплитуды:*

$$K_a = \frac{U_M}{U}$$

*Коэффициент формы:*

$$K_\phi = \frac{U}{U_{\text{ср.вып.}}}$$

*Коэффициент усреднения:*

$$K_y = \frac{U_M}{U_{\text{ср.вып.}}} = K_a \cdot K_\phi$$

$1 \leq K_\phi \leq K_a \leq K_y$  – знак равенства – для постоянного напряжения и меандра.

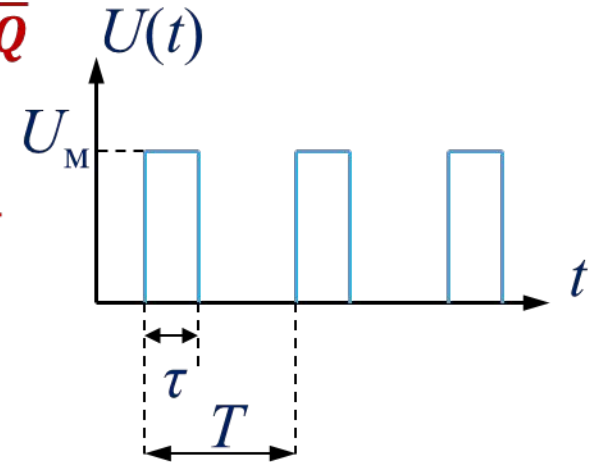
Для импульсного сигнала будут следующие значения напряжений и коэффициентов:

$$Q = \frac{T}{\tau} \text{ – скважность}$$

$$K_\phi = \frac{U}{U_{\text{ср.вып.}}} = \frac{U_M}{\sqrt{Q}} \cdot \frac{Q}{U_M} = \sqrt{Q}$$

$$U_{\text{ср.вып.}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T |U(t)| dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^\tau U_M dt = \frac{U_M \cdot \tau}{T} = \frac{U_M}{Q}$$

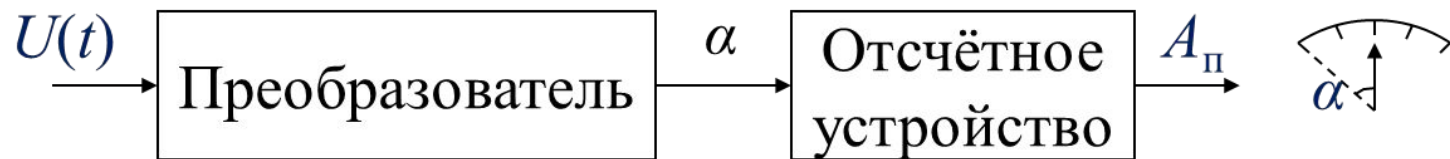
$$K_a = \frac{U_M}{U} = \frac{U_M \cdot \sqrt{Q}}{U_M} = \sqrt{Q}$$



$$K_y = K_a \cdot K_\phi = Q$$

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T U^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^\tau U_M^2 dt} = \sqrt{U_M^2 \cdot \frac{\tau}{T}} = \frac{U_M}{\sqrt{Q}}$$

## Вольтметры непосредственной оценки



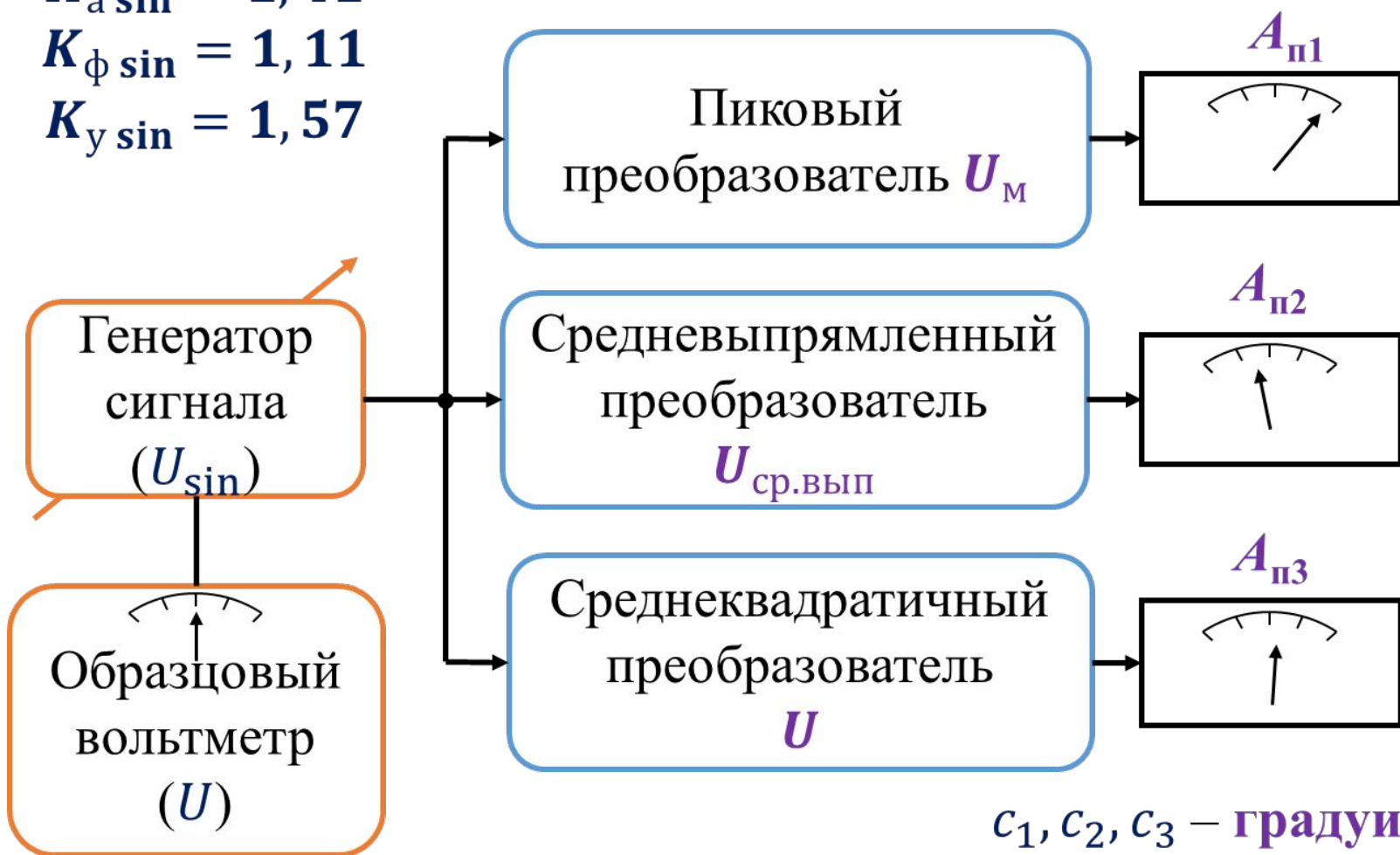
$$A_{\pi} = c \cdot f[U(t)]$$

$$K_{a \sin} = 1,41$$

$$K_{\phi \sin} = 1,11$$

$$K_{y \sin} = 1,57$$

### Градуировка вольтметров



$$A_{\pi 1} = U_{\sin} = c_1 \cdot U_M$$

$$c_1 = \frac{U_{\sin}}{U_M} = \frac{1}{K_{a \sin}} = 0,707$$

$$A_{\pi 2} = U_{\sin} = c_2 \cdot U_{\text{ср.вып.}}$$

$$c_2 = \frac{U_{\sin}}{U_{\text{ср.вып.}}} = K_{\phi \sin} = 1,11$$

$$A_{\pi 3} = U_{\sin} = c_3 \cdot U_{\text{ср.кв.}}$$

$$c_3 = \frac{U_{\sin}}{U_{\text{ср.кв.}}} = 1$$

$c_1, c_2, c_3$  – градуировочные коэффициенты

Если на вольтметры подано напряжение  $U_x$ , причём  $K_{ax} \neq K_{a \sin}$  и  $K_{\phi x} \neq K_{\phi \sin}$ , то:

$$A_{\text{п1}} = c_1 \cdot U_{\text{мх}} = \frac{1}{K_{a \sin}} \cdot U_{\text{мх}} \neq U_x \neq U_{\text{мх}} \Rightarrow U_{\text{мх}} = A_{\text{п1}} \cdot K_{a \sin}$$

$$A_{\text{п2}} = c_2 \cdot U_{\text{ср.вып.х}} = K_{\phi \sin} \cdot U_{\text{ср.вып.х}} \neq U_x \neq U_{\text{ср.вып.х}} \Rightarrow U_{\text{ср.вып.х}} = \frac{A_{\text{п2}}}{K_{\phi \sin}}$$

$$A_{\text{п3}} = c_3 \cdot U_x = 1 \cdot U_x = U_x \Rightarrow U_x = A_{\text{п3}}$$

– вольтметр пиковых значений:

$$A_{\text{п1}} = \frac{1}{K_{a \sin}} \cdot U_{\text{мх}}; U_{\text{мх}} = A_{\text{п1}} \cdot K_{a \sin}; K_{ax} = \frac{U_{\text{мх}}}{U_x}; U_x = \frac{U_{\text{мх}}}{K_{ax}} = \frac{A_{\text{п1}} \cdot K_{a \sin}}{K_{ax}}$$

$$\Rightarrow \Delta = A_{\text{п1}} \cdot \left( 1 - \frac{K_{a \sin}}{K_{ax}} \right)$$

– вольтметр средневыпрямленных значений:

$$A_{\text{п2}} = K_{\phi \sin} \cdot U_{\text{ср.вып.х}}; U_{\text{ср.вып.х}} = \frac{A_{\text{п2}}}{K_{\phi \sin}}; K_{\phi x} = \frac{U_x}{U_{\text{ср.вып.х}}}; U_x = U_{\text{ср.вып.х}} \cdot K_{\phi x} =$$

$$= \frac{A_{\text{п2}} \cdot K_{\phi x}}{K_{\phi \sin}} \Rightarrow \Delta = A_{\text{п2}} \cdot \left( 1 - \frac{K_{\phi x}}{K_{\phi \sin}} \right)$$

Погрешность тем больше, чем больше отличие напряжения от синусоидального.

## Открытый и закрытый вход.

При открытом входе вольтметр измеряет весь сигнал, а при закрытом – за вычетом постоянной составляющей (среднего значения).

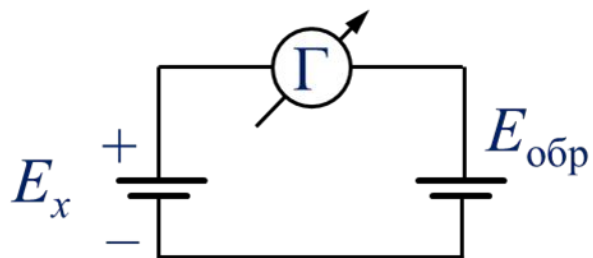
$$A_{\Pi} = \begin{cases} c \cdot f[U(t)] & \text{– открытый вход} \\ c \cdot f[U(t) - U_{\text{п.с.}}] & \text{– закрытый вход} \end{cases}$$

$f(*)$  – функциональное преобразование;  $U(t)$  – математическое выражение для сигнала

Для вольтметров со среднеквадратичной градуировкой шкалы показания прибора будут:

	Открытый вход	Закрытый вход
Пиковый преобразователь	$A_{\Pi} = 0,707 \cdot U_{\text{м}}$	$A_{\Pi} = 0,707 \cdot (U_{\text{м}} - U_{\text{п.с.}})$
Средневыпрямленный преобразователь	$A_{\Pi} = 1,11 \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T  U(t)  dt$	$A_{\Pi} = 1,11 \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T  U(t) - U_{\text{п.с.}}  dt$
Среднеквадратичный преобразователь	$A_{\Pi} = 1 \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T U^2(t) dt}$	$A_{\Pi} = 1 \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T (U(t) - U_{\text{п.с.}})^2 dt}$

## Вольтметры, построенные на методе сравнения



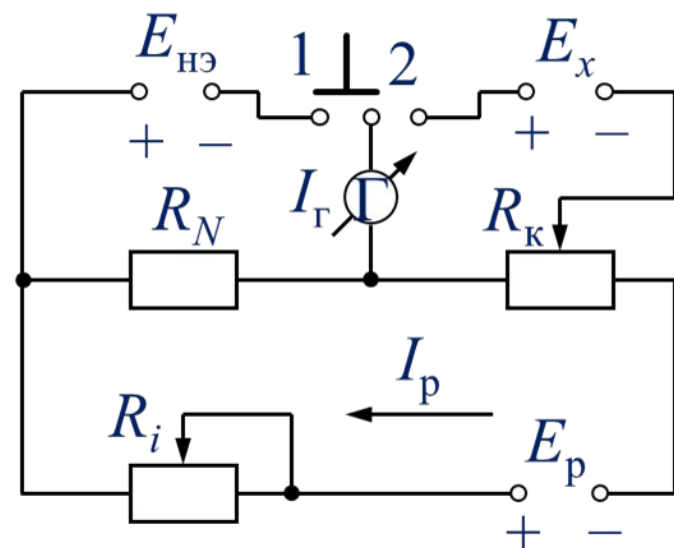
Если показание гальванометра  $I_{\Gamma} = 0$ , то  $E_x = E_{обр}$ .

Этап 1 – **установка рабочего тока  $I_p$** : при  $I_{\Gamma} = 0$ :  $E_{нэ} = I_p \cdot R_N$ , т.е.  $I_p = E_{нэ}/R_N$ , точность установки рабочего тока определяется точностью значения ЭДС нормального элемента, точностью резистора  $R_N$  и чувствительностью гальванометра.

Этап 2 – **измерение напряжения**: регулируя  $R_K$ , добиваются нулевого показания гальванометра. При этом:

$$E_x = U_K = I_p \cdot R_K = E_{нэ} \cdot R'_K / R_N = k \cdot R'_K,$$

где  $R'_K$  – образцовое компенсирующее сопротивление, при котором гальванометр показал нулевой ток.



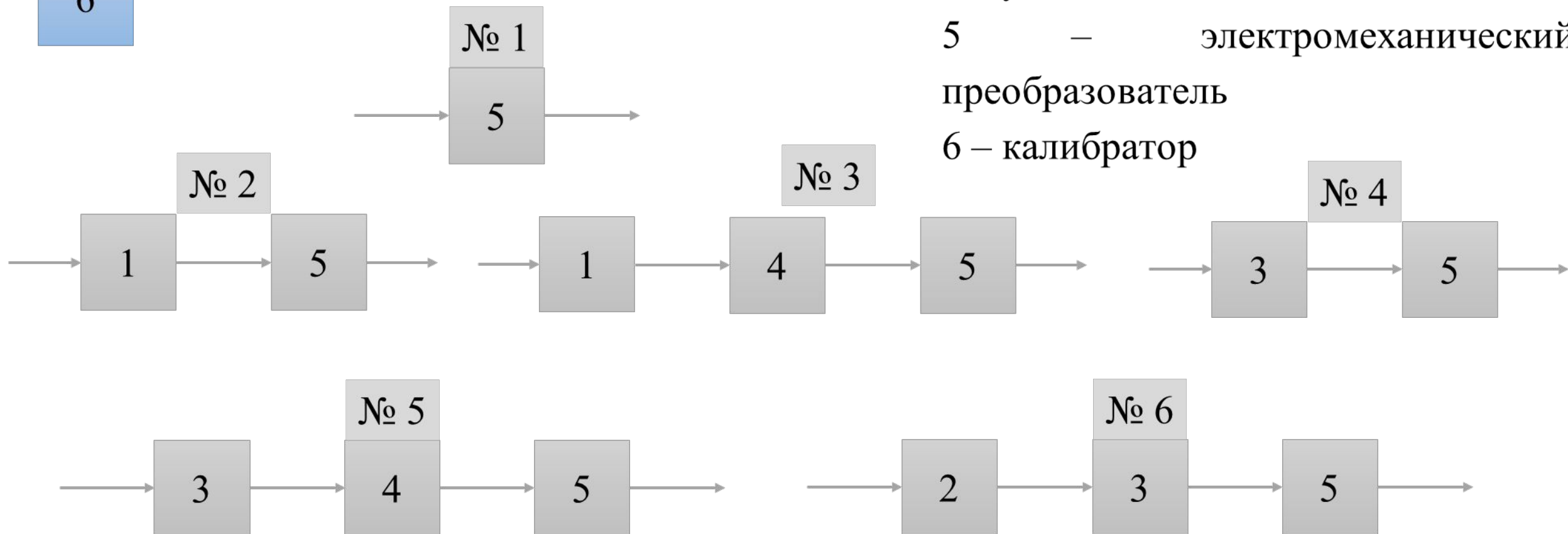
## Электронные вольтметры



- 1 – входное устройство
- 2 – усилитель переменного напряжения (тока)
- 3 – преобразователь (детектор)
- 4 – усилитель постоянного тока
- 5 – электромеханический преобразователь
- 6 – калибратор

Возможные схемы вольтметров:

6





## Электромеханический преобразователь (5)

**1. Магнитоэлектрический прибор** – вращающий момент создается в результате взаимодействия магнитного поля постоянного магнита и магнитного поля проводника с током.

+	–
Высокочувствительные (0,01 мкА); высокоточные; защищенность от внешних магнитных полей; малое собственное потребление мощности ( $10^{-5} - 10^{-6}$ Вт).	Сложность; «боится» перегрузок (перегорают тонкие и гибкие токопроводящие проводники); измерение только постоянных напряжений.

**2. Электромагнитный прибор** – основан на взаимодействии ферромагнитного сердечника и катушки с током.

+	–
Простота конструкции; выдерживает большие перегрузки; измеряет постоянный и переменный ток.	Малая чувствительность; сильное влияние внешних магнитных поле (если нет защиты); малая точность; зависимость входного сопротивления от частоты.

### 3. Электродинамические приборы – основаны на взаимодействии двух катушек с ТОКОМ.

+	–
Автоматически измеряет среднюю мощность сигнала; высокая точность измерений.	Большая потребляемая мощность; необходима защита от магнитных полей; сложность конструкции; сильное влияние внешних механических воздействий.

### 4. Электростатический прибор – основан на взаимодействии заряженных проводников.

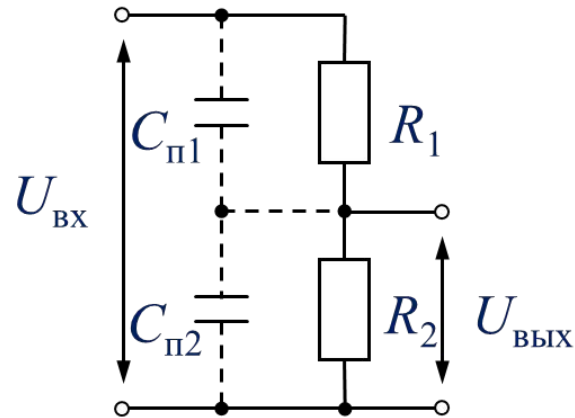
+	–
Малое собственное потребление мощности; возможность измерять в широком диапазоне частот; возможность измерять большие напряжения.	Зависимость входной ёмкости от напряжения; малая чувствительность; неравномерность шкалы; измеряет только напряжение.

## Входное устройство (1)



ЭП – эмиттерный повторитель;  
Д – делитель

## Низкочастотный делитель



Коэффициент деления:

на низких частотах:

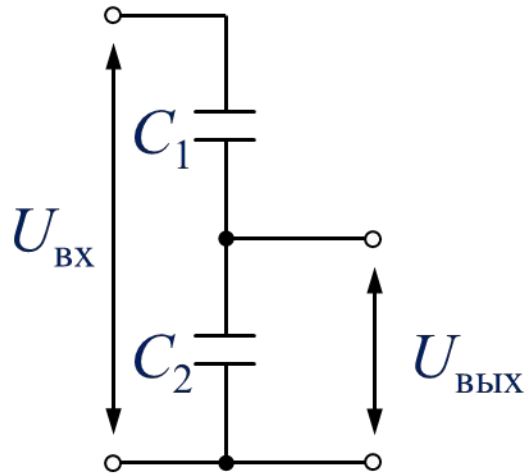
$$K_{\text{д}} = R_2 / (R_1 + R_2)$$

при измерениях на высоких частотах  
начинают сказываться паразитные ёмкости:

$Z = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)$  – реактивное сопротивление конденсатора

$$K_{\text{д}} = C_{\text{п1}} / (C_{\text{п1}} + C_{\text{п2}})$$

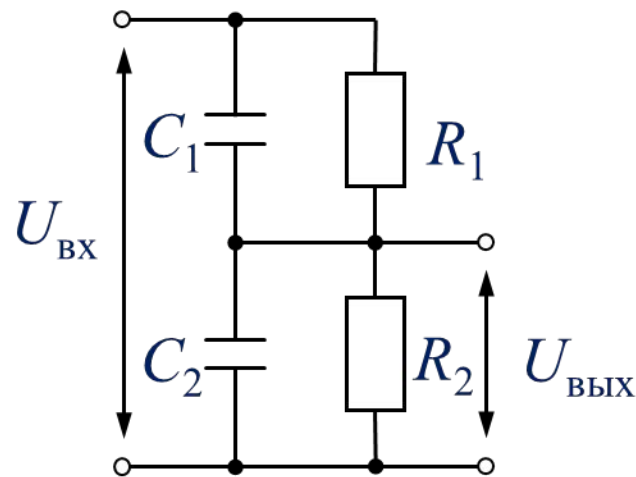
## Высокочастотный делитель



Коэффициент деления:

$$K_{\text{д}} = C_1 / (C_1 + C_2)$$

## Широкодиапазонный делитель



$$\tau_i = R_i \cdot C_i = \text{const} \quad K_{\text{д}} = Z_2 / (Z_1 + Z_2)$$

$$Z_1 = R_1 / (1 + j\omega R_1 C_1) \quad Z_2 = R_2 / (1 + j\omega R_2 C_2)$$

если  $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2$ :

$$K_{\text{д}} = R_2 / (R_1 + R_2) = C_1 / (C_1 + C_2)$$

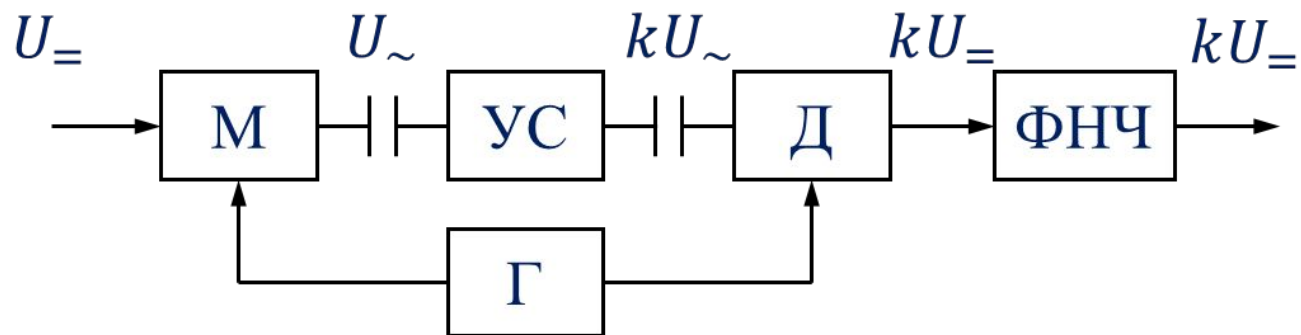
## Усилитель постоянного тока (УПТ) (4)

Усилители должны обеспечивать постоянство коэффициента усиления и пренебрежимо малый «дрейф нуля».

По способу построения различают усилители с преобразованием и без преобразования спектра сигнала:

1. Усилители без преобразования спектра строят по схеме с непосредственной (гальванической) связью между каскадами: усиление сигналов постоянного тока; широкая полоса пропускания; уменьшение дрейфа нуля – за счёт использования дифференциальных каскадов, выполненных в интегральном исполнении.

2. Усилитель с преобразованием: существенно уменьшают значение дрейфа нуля, могут обладать большим коэффициентом усиления. Недостатком является ограничение полосы пропускания усилителя сверху.

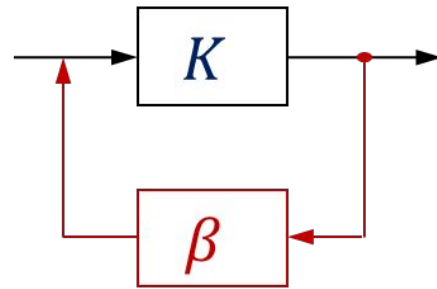


М – модулятор;  
УС – усилитель модулированного напряжения;  
Д – демодулятор;  
Г – генератор

## Усилитель переменного напряжения (тока) (УПН) (2)

Требование к УПН: известный и постоянный коэффициент передачи во всем диапазоне частот  $K(\omega) = const$ ; малые нелинейные искажения; нечувствительность к колебаниям напряжения питания. Обычно УПН – это усилители, охваченные глубокой отрицательной обратной связью, которая обеспечивает устойчивость работы усилителя. Коэффициент усиления с обратной связью:

$$K_{oc} = \frac{K}{(1 + \beta \cdot K)}$$



$K$  – коэффициент усиления усилителя;  
 $\beta$  – коэффициент передачи цепи обратной связи

В специальных селективных (избирательных) усилителях с высокой избирательностью полоса усиливаемых частот может перестраиваться по диапазону.

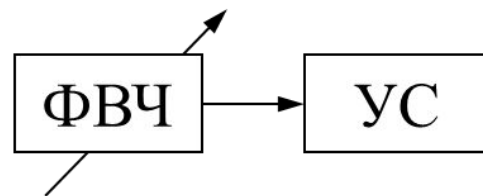
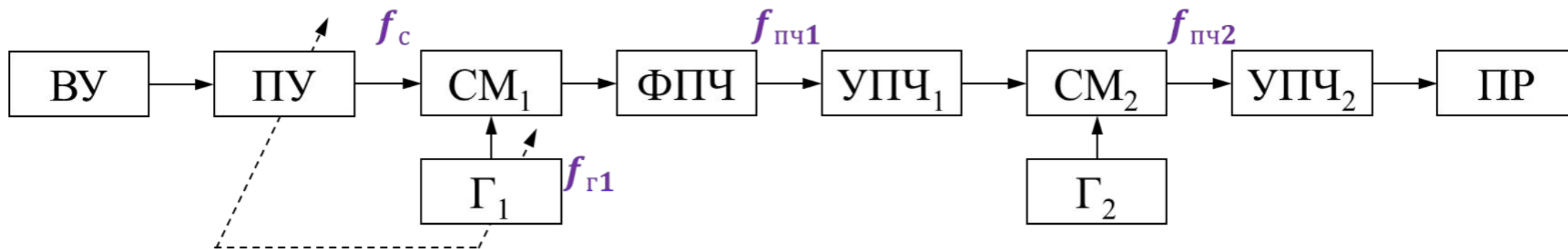


Схема усилителя с высокой избирательностью

## Супергетеродин с двойным преобразованием частоты

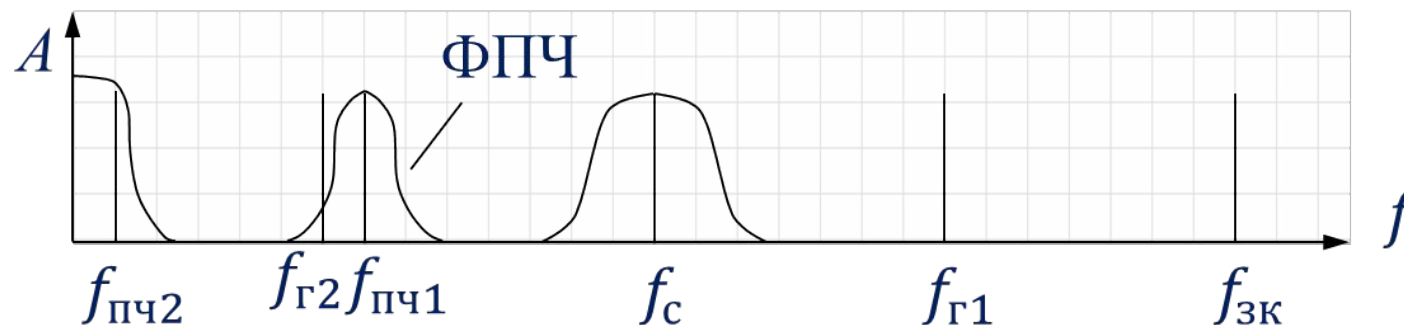


На выходе смесителя:  $n \cdot f_c$ ,  $m \cdot f_{Г1}$ , и  $|n \cdot f_c \pm m \cdot f_{Г1}|$ ,  $n, m = 1, 2, 3 \dots$ . Выделяют  $f_{пч1} = |f_{Г1} - f_c|$ .

$$f_{зк} = f_c + 2 \cdot f_{пч1}$$

Если  $f_c$  и  $f_{зк}$  попадают на вход смесителя, то в сигнал с промежуточной частотой  $f_{пч1}$  преобразуется и зеркальный и полезный сигнал:  $f_{пч1} = f_{зк} - f_{Г1}$  и  $f_{пч1} = f_{Г1} - f_c$ . В этом случае устройство будет одновременно принимать оба сигнала:  $f_c$  (полезный сигнал) и  $f_{зк}$  (помеха).

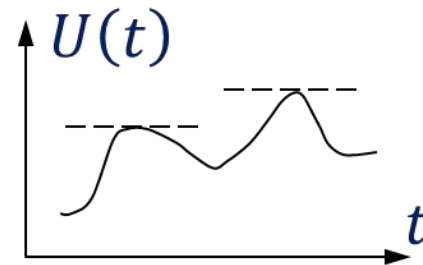
$f_{пч1}$  высокая  $\Rightarrow f_{зк}$  имеет высокое значение и подавляется ПФ в ПУ.



# Преобразователь (детектор) (3)

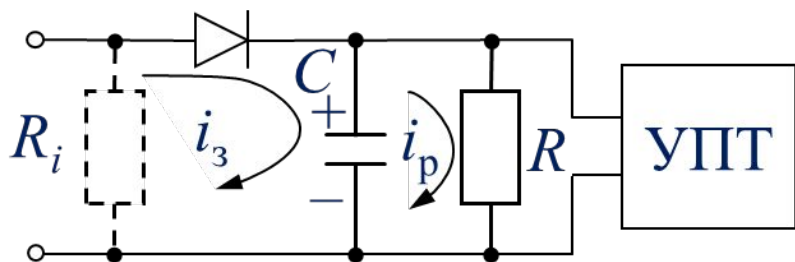
## 1. Пиковый детектор.

$$U_M = \max_T \{U(t)\}$$

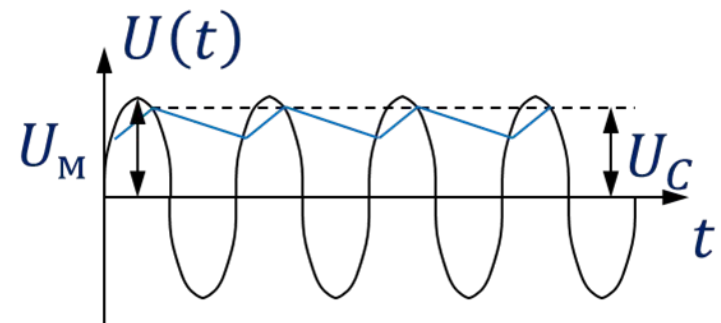


Особенностью амплитудного (пикового) детектора является наличие элемента памяти в качестве которого используется конденсатор, «запоминающий» пиковое значение.

а) Пиковый детектор с открытым входом



$$U_C \cong U_M, \text{ когда } \frac{\tau_p}{\tau_z} \uparrow$$



$$\tau_z = (R_{\text{пр.д}} + R_i) \cdot C$$

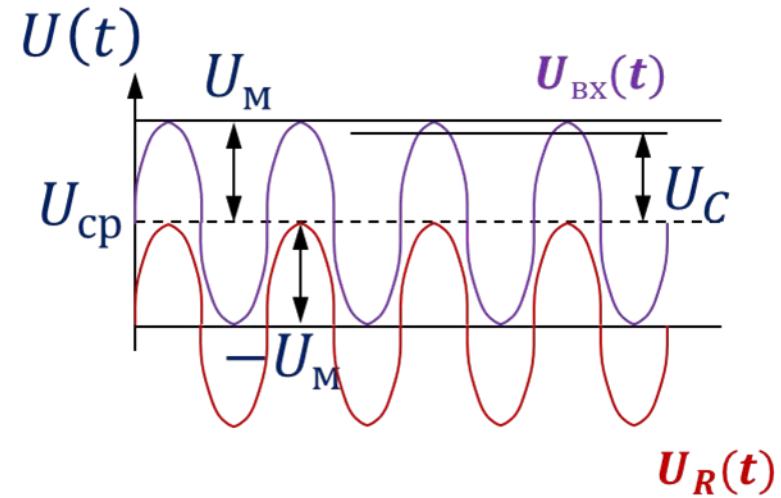
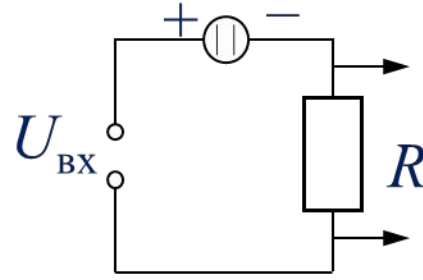
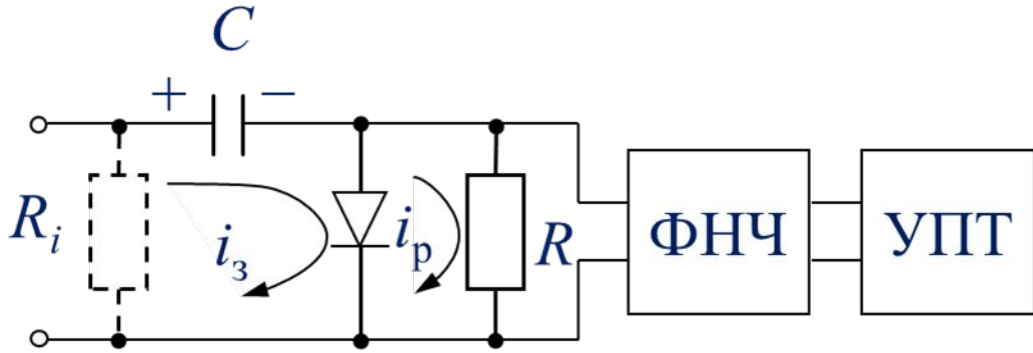
где  $R_i$  – сопротивление предыдущего каскада;  $R_{\text{пр.д}}$  – сопротивление открытого диода.

$$\tau_p = C \cdot R; \tau_p \gg \tau_z$$



б) Пиковый детектор с закрытым входом

Эквивалентная схема



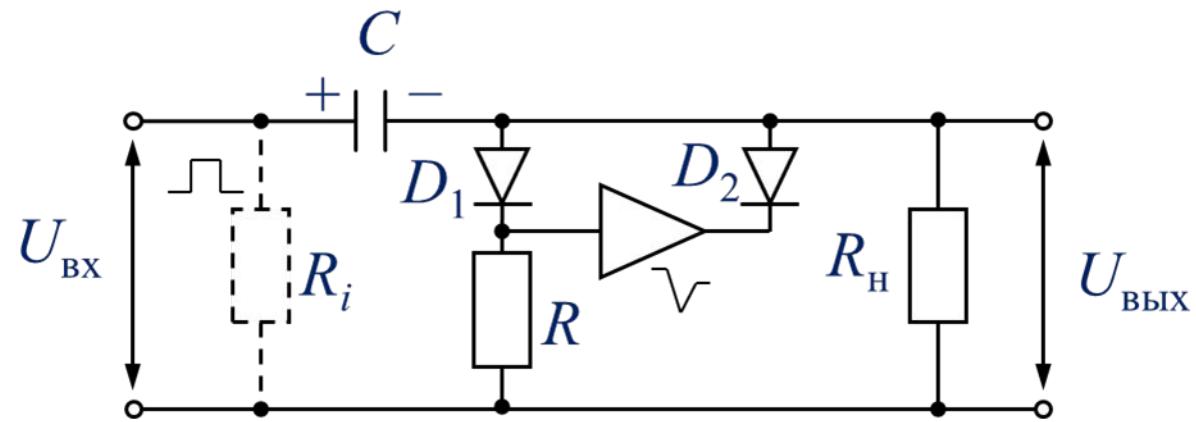
$$\tau_3 = (R_{\text{пр.д.}} + R_i) \cdot C, \tau_p = R \cdot C, U_R = U_{\text{вх}}(t) - U_C$$

$$U_R = U_M \cdot \sin(\omega \cdot t) - U_C, U_C \approx U_M \Rightarrow U_R = -2 \cdot U_M \div 0.$$

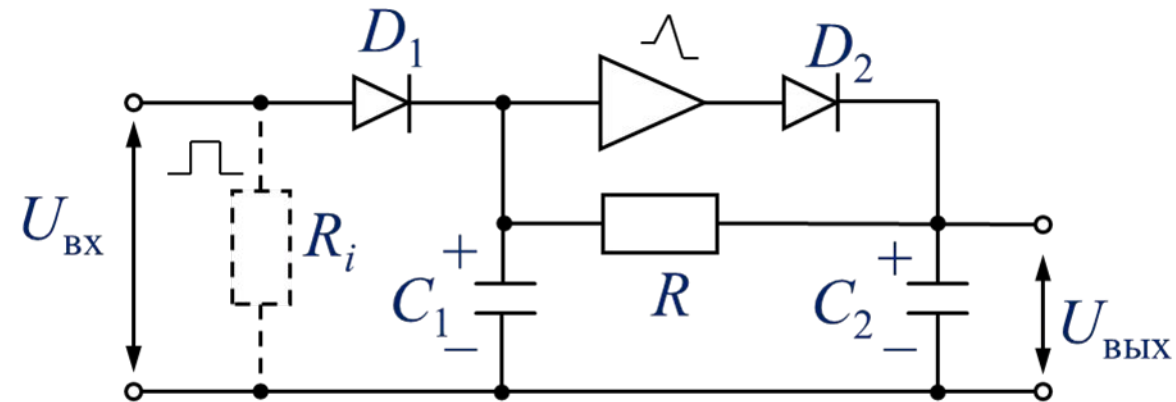
ФНЧ выделяет среднее значение (постоянную составляющую):  $U_R = U_M$  — амплитудное значение. Должно выполняться требование  $\tau_p \gg \tau_3$ :

- 1) надо уменьшить  $R_i$ , т.е. последний каскад предыдущего блока выполняется в виде эмиттерного повторителя, у которого  $R_i$  мало;
- 2) надо уменьшить  $R_{\text{пр.д.}}$ , особенность диодов не позволяет получить  $R_{\text{пр.д.}} = 0$ .

## Автокомпенсационная схема вольтметра с закрытым входом

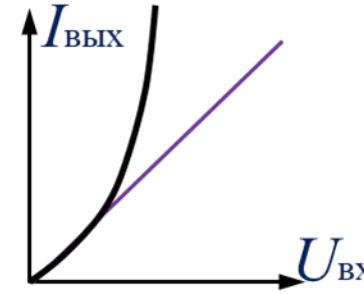
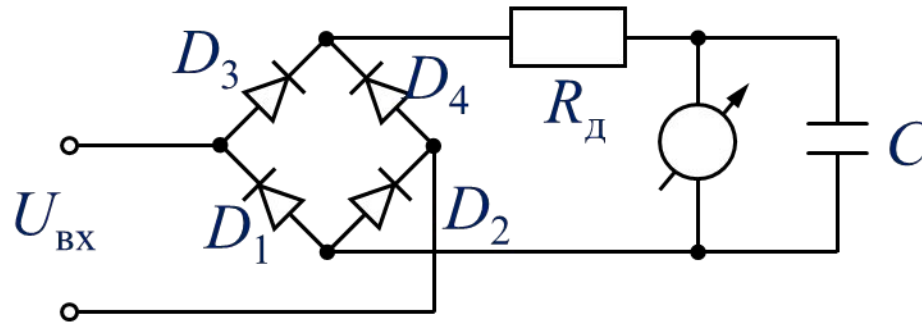


## Автокомпенсационная схема вольтметра с открытым входом



$$C_2 \gg C_1$$

## 2. Преобразователи средневых значений.



$$K_B = \frac{i_{\text{пр}}}{i_{\text{обр}}} = \frac{R_{\text{обр.д.}}}{R_{\text{пр.д.}}}$$

$$U_{\text{ср.вып.}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T |U(t)| dt$$

$$i_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{2 \cdot R_{\text{пр.д.}} + R_d}$$

$$i_{\text{обр}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{2 \cdot R_{\text{обр.д.}} + R_d}$$

Для линеаризации рассматриваемого преобразователя сопротивление  $R_d \gg 2 \cdot R_{\text{пр.д.}}$ , и, следовательно:  $i_{\text{пр}} \cong U_{\text{ВХ}}/R_d$ . В силу того, что для положительного и отрицательного полупериода, нагрузкой будет одно и тоже сопротивление  $R_d$ , величина которого для обеспечения линейности выбирается  $R_d \gg 2 \cdot R_{\text{пр.д.}}$ , характеристика выпрямителя будет линейной и симметричной.

$$u_{\text{ВЫХ}} = R_d (i_{\text{пр}} - i_{\text{обр}})$$

### 3. Преобразователь среднеквадратических значений.

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T U^2(t) dt}$$

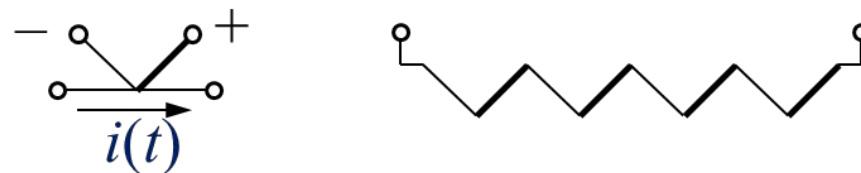
Измерение среднеквадратического значения напряжения связано с выполнением трёх операций: возведения напряжения переменного тока в квадрат, усреднения и извлечения квадратного корня из результата усреднения. Следовательно, алгоритм формирования среднеквадратического значения  $U$  напряжения  $U(t)$  можно записать так:

$$U(t) \rightarrow U^2(t) \rightarrow \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T U^2(t) dt}$$

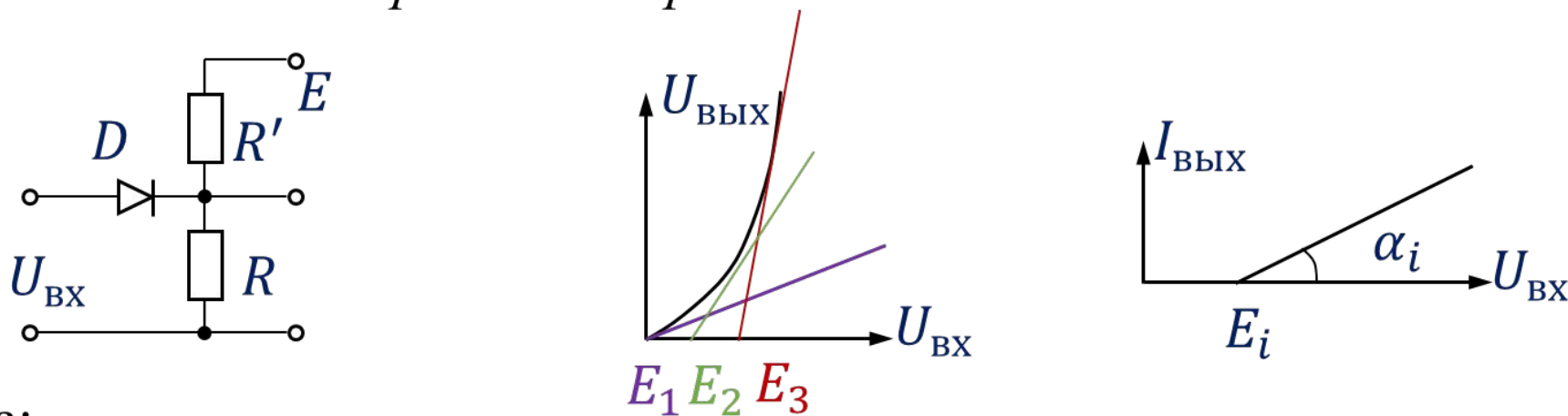
Для квадрирования используются следующие схемы:

а) *Термоэлектрический преобразователь.*

Используют термопару (несколько пар) – спай 2-х металлов, которые отличаются разной работой выхода электронов.



б) *Использование диодных аппроксиматоров.*



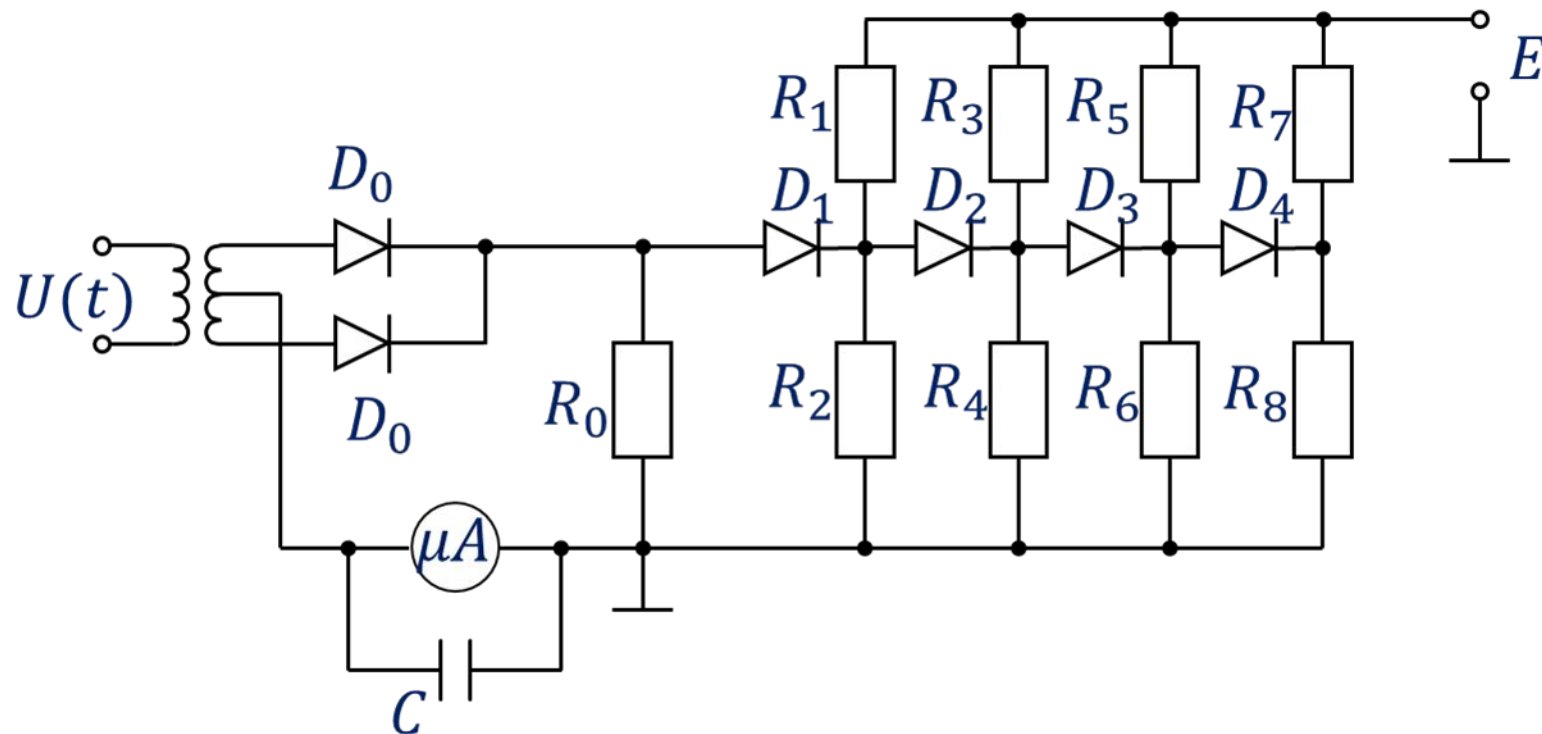
Свойства звена:

1) Если  $R \gg R_{д0}$ , то характеристика линейна:  $i = \frac{U(t)}{R_{д0} + R}$

2) Линейные соотношения  $R$  и  $R'$  могут создать различные  $E_i$ :  $E_i = E \cdot \frac{R}{R' + R}$

3) Угол наклона определяется сопротивлением  $R'$ , чем оно больше, тем характеристика идет ниже.

## Схема квадратичного вольтметра типа «диодная цепочка».

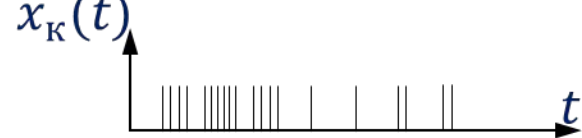
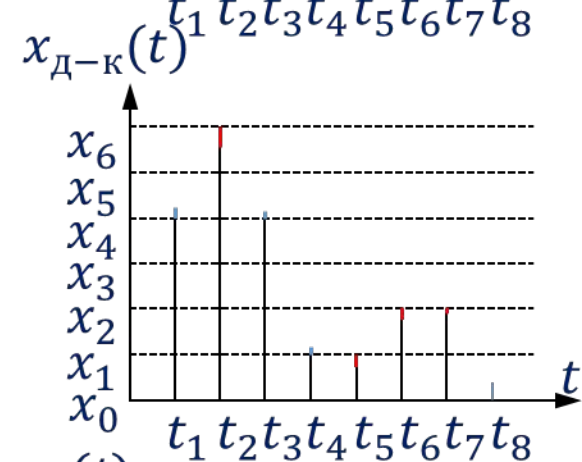
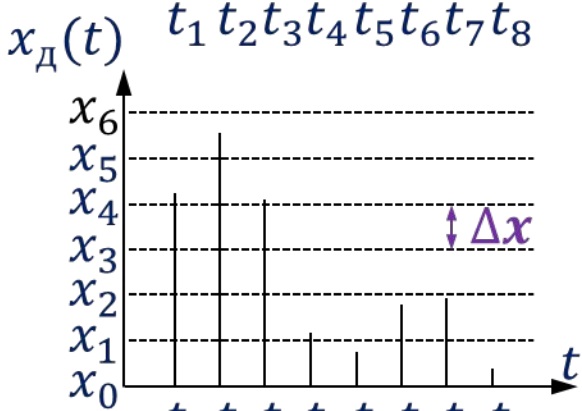
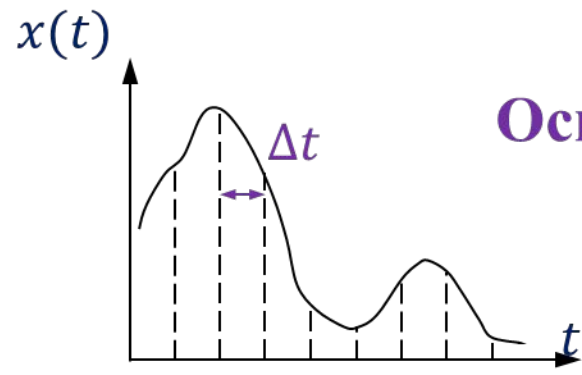


Достоинства схемы: малая инерция; возможность получать более сложные характеристики преобразования; стабильность характеристики за счёт того, что она создается параметрами резисторов и не зависит от параметров диодов цепочки – при:

$$R_{д0} \ll R: i_0 = \frac{U}{R_{д0} + R} = \frac{U}{R}$$

# Цифровые вольтметры

## Основные положения цифровых методов измерения



$x(t) \rightarrow x(t_i) \rightarrow k \cdot \Delta x(t_i) \rightarrow N$   
 дискретизация      квантование      кодирование

Теорема Котельникова:

$$\Delta t = \frac{1}{2 \cdot f_c}$$

Ряд Котельникова:

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i \cdot \Delta t) \cdot \frac{\sin[\omega \cdot (t - i \cdot \Delta t)]}{\omega \cdot (t - i \cdot \Delta t)}$$

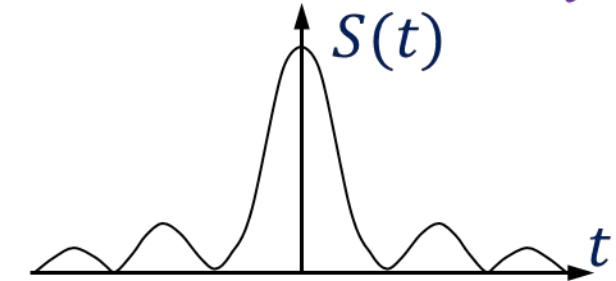
Погрешность квантования:

$$\Delta_{max} = 0,5 \cdot \Delta x$$

СКО квантования (СМШ квантования):

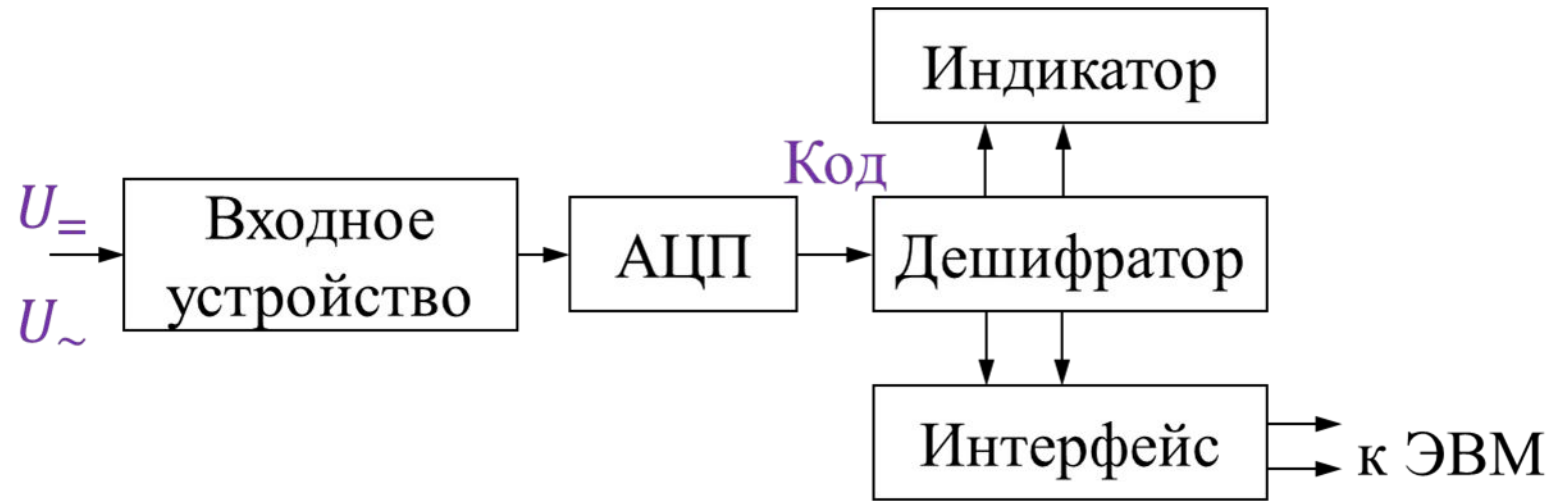
$$\delta^2 = \Delta x^2 / 12$$

Отклик ФНЧ на  $\delta$ -импульс:



$$N_b = \sum_{i=1}^n a_i \cdot b^{i-1}$$

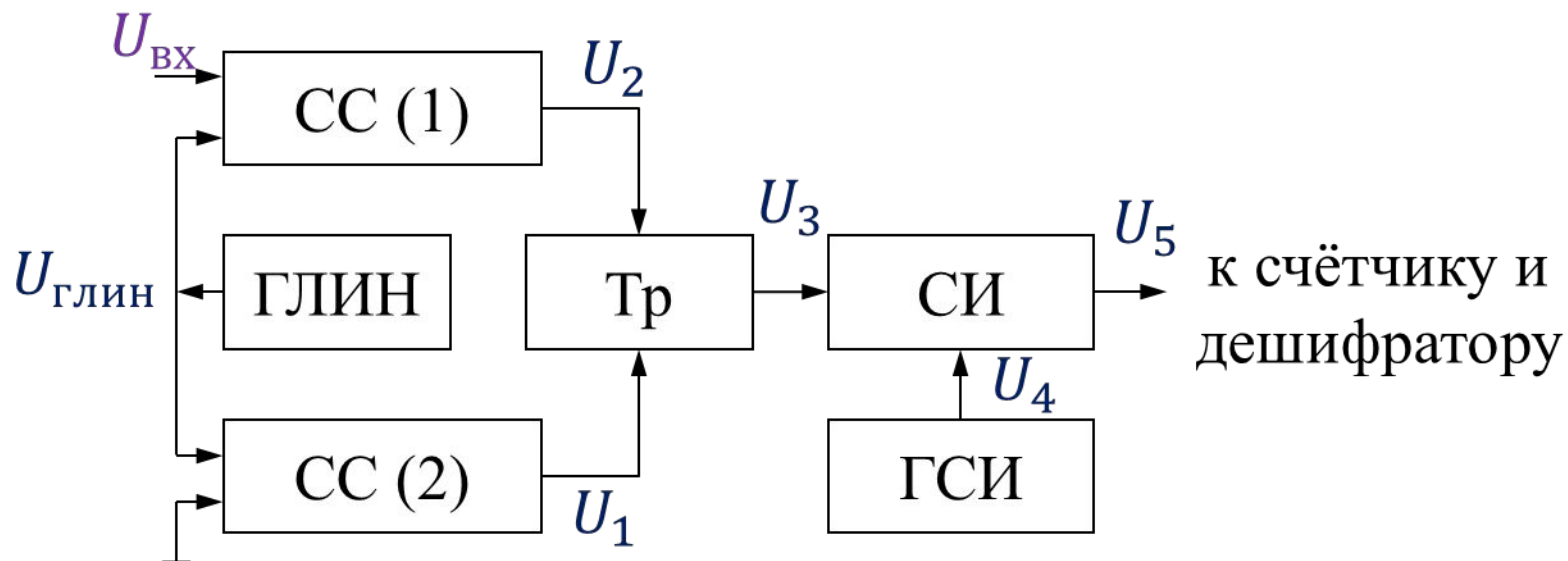
## Структурная схема цифрового вольтметра



Если не учитывать предварительный преобразователь, то основные метрологические свойства (точность, быстродействие, помехозащищенность) цифровых вольтметров определяется способом преобразования измеряемого постоянного напряжения в дискретный сигнал измерительной информации. Различают цифровые вольтметры прямого и уравнивающего преобразования.



# 1. Время-импульсный преобразователь.

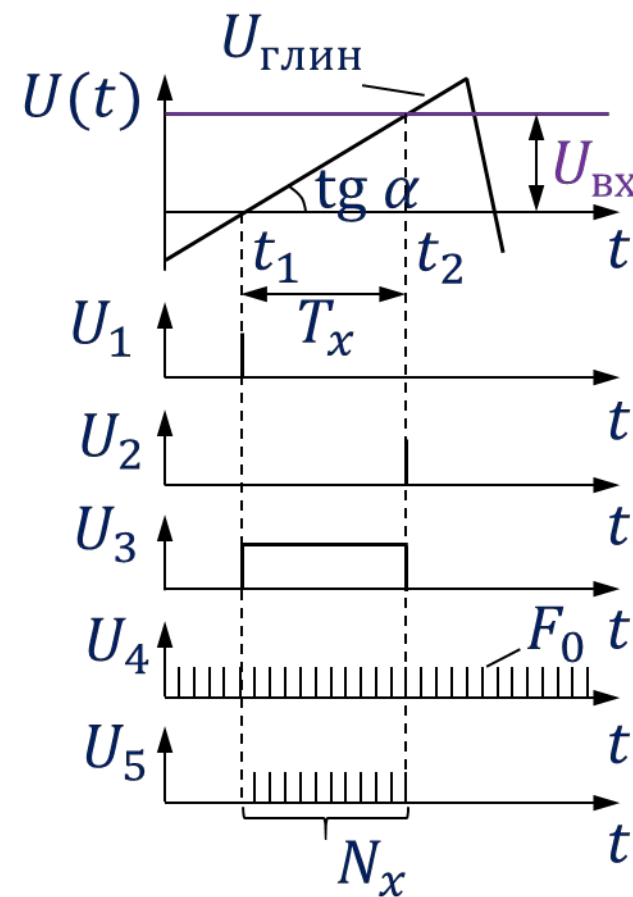


$$T_x = t_2 - t_1; \quad \operatorname{tg} \alpha = S; \quad \operatorname{tg} \alpha = \frac{U_{\text{ВХ}}}{T_x};$$

$$T_x = \frac{U_{\text{ВХ}}}{S}; \quad N_x = T_x \cdot F_0;$$

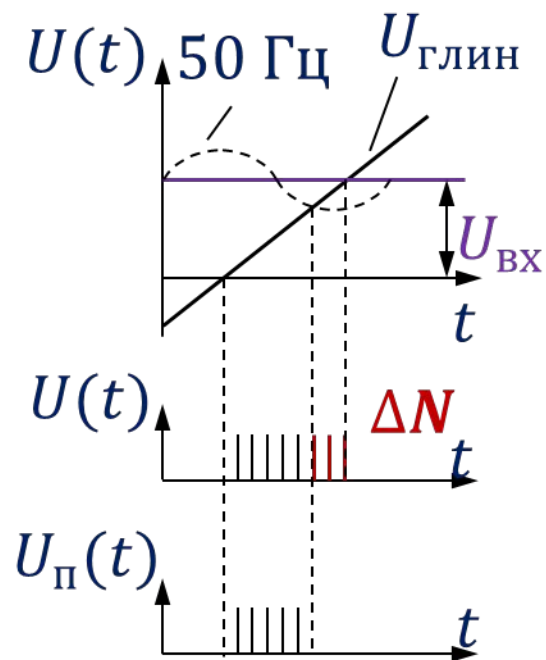
$$\Rightarrow N_x = \frac{F_0}{S} \cdot U_{\text{ВХ}} \quad \text{или} \quad U_{\text{ВХ}} = \frac{S}{F_0} \cdot N_x;$$

$$U_{\text{ВХ}} \sim N_x$$

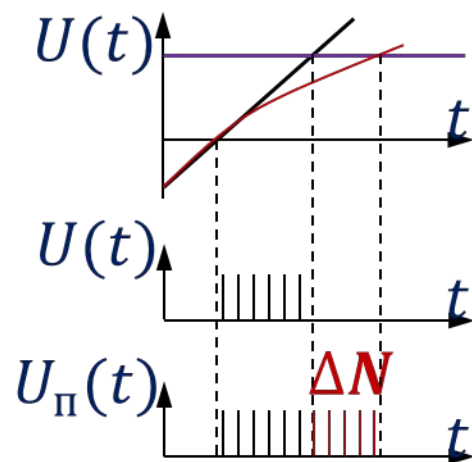


## Возникающие погрешности

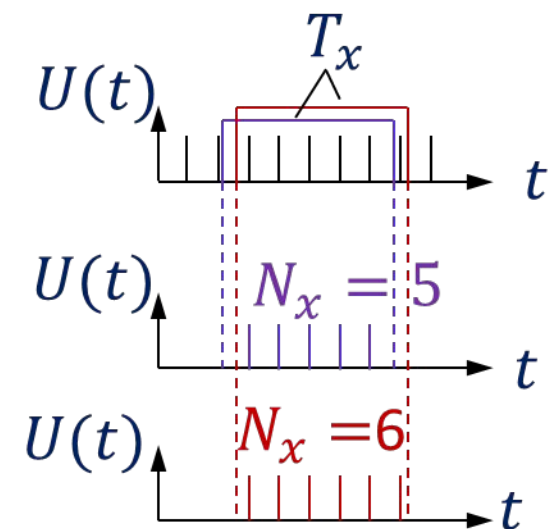
Помехи от сети 50 Гц



Погрешность, вызванная  
нелинейностью  
пилообразного напряжения

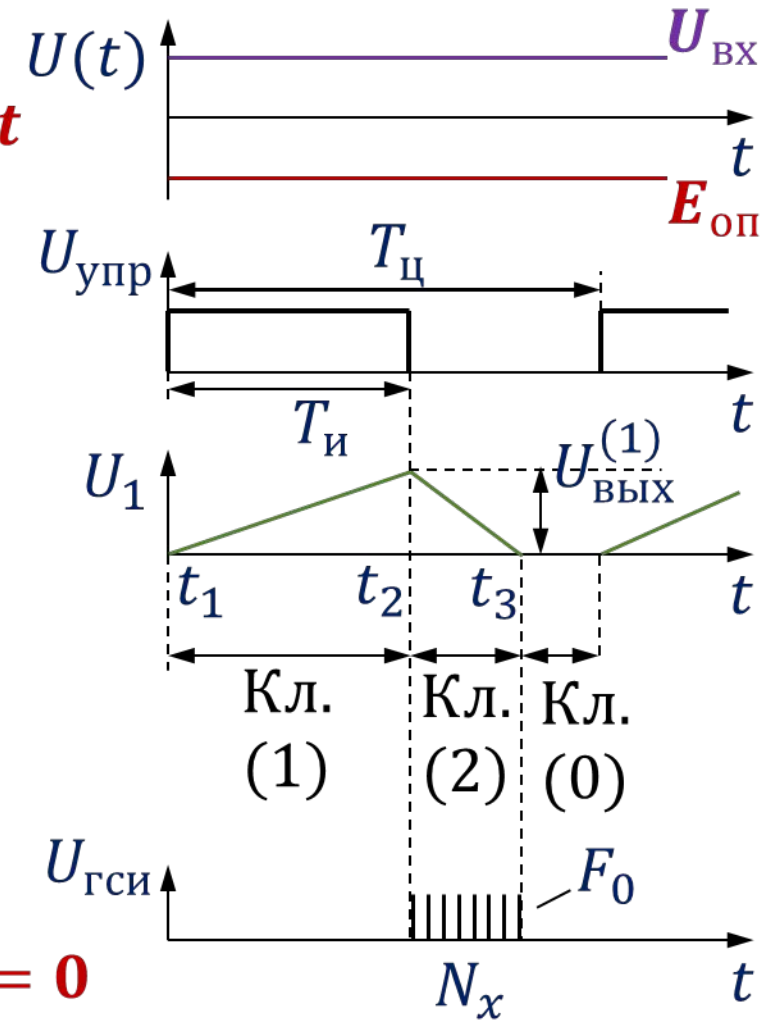
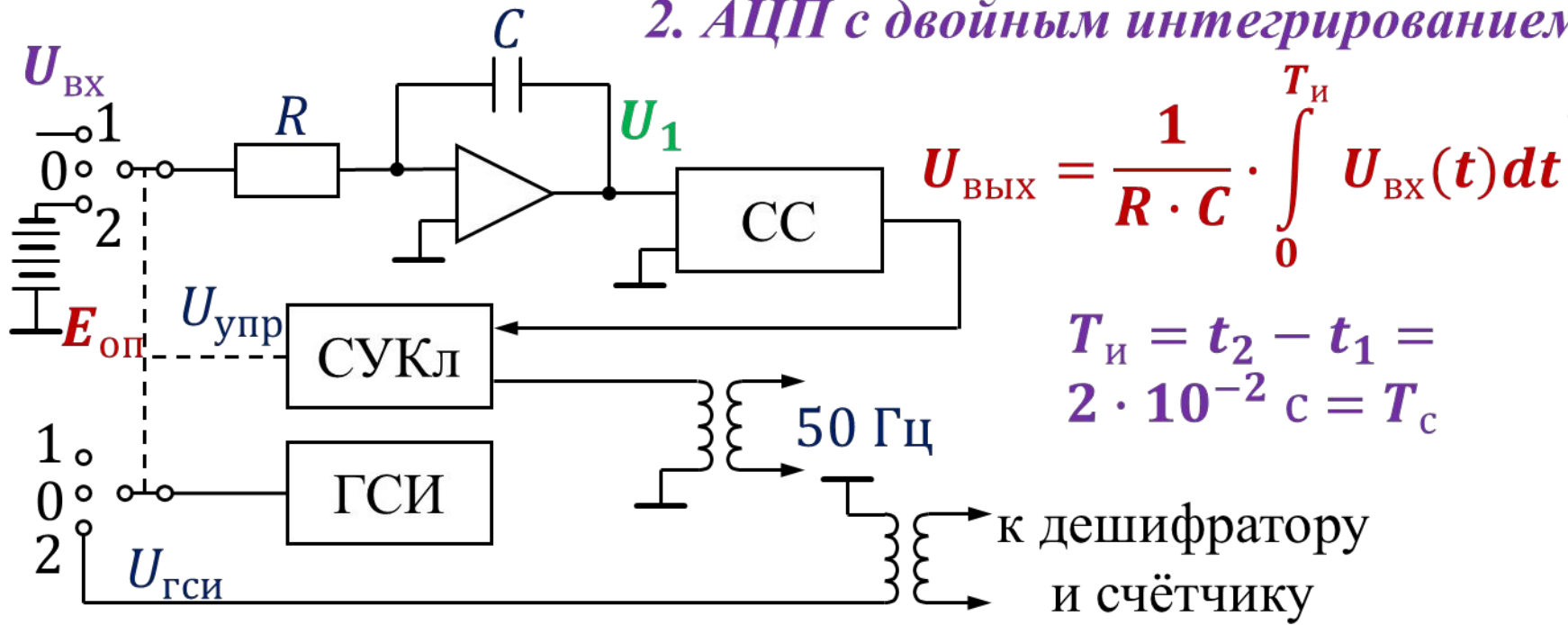


Погрешность  
дискретности



$$\delta_{\text{д}} = \frac{1}{N_x} = \frac{1}{F_0 \cdot T_x}$$

## 2. АЦП с двойным интегрированием.

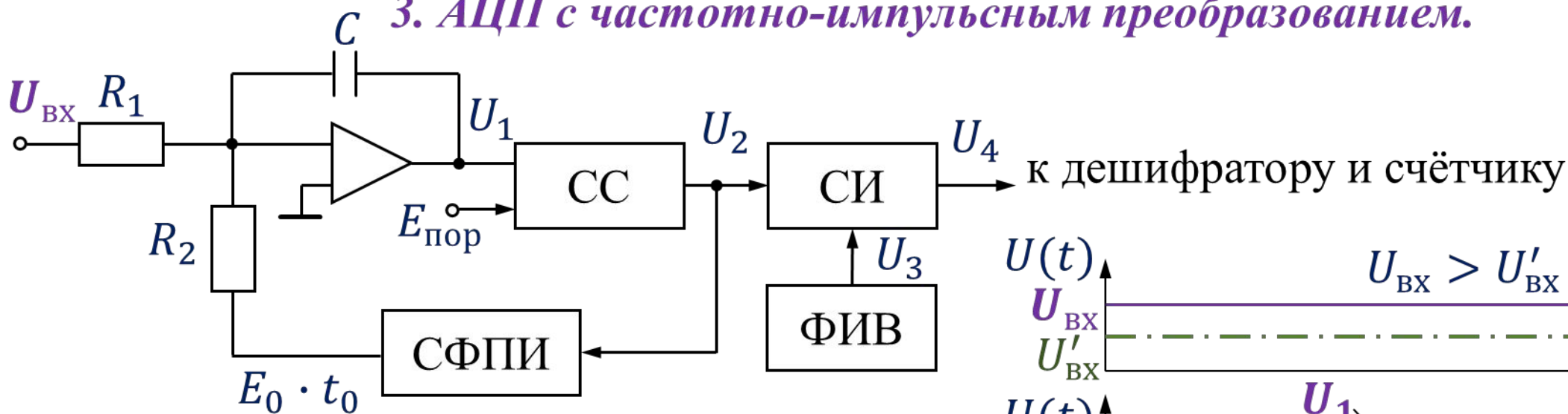


$$1. U_{\text{ВЫХ}}^{(1)} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_{t_1}^{t_2} U_{\text{ВХ}} dt = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R \cdot C} \cdot (t_2 - t_1) = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot T_{\text{с}}}{R \cdot C}$$

$$2. U_{\text{ВЫХ}}^{(2)} = U_{\text{ВЫХ}}^{(1)} - \frac{1}{R \cdot C} \int_{t_2}^{t_3} E_{\text{ОП}} dt = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot T_{\text{с}}}{R \cdot C} - \frac{E_{\text{ОП}}}{R \cdot C} \cdot (t_3 - t_2) = 0$$

$$(t_3 - t_2) = T_x; \quad T_x = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot T_{\text{с}}}{E_{\text{ОП}}}; \quad N_x = F_0 \cdot T_x = \frac{F_0 \cdot T_{\text{с}}}{E_{\text{ОП}}} \cdot U_{\text{ВХ}} \Rightarrow N_x \sim U_{\text{ВХ}}$$

### 3. АЦП с частотно-импульсным преобразованием.



$$\frac{1}{C \cdot R_1} \cdot \int_0^{\Delta t} U_{\text{BX}} dt = \int_0^{t_0} \left( \frac{1}{C \cdot R_2} \cdot E_0 - \frac{1}{C \cdot R_1} \cdot U_{\text{BX}} \right) dt;$$

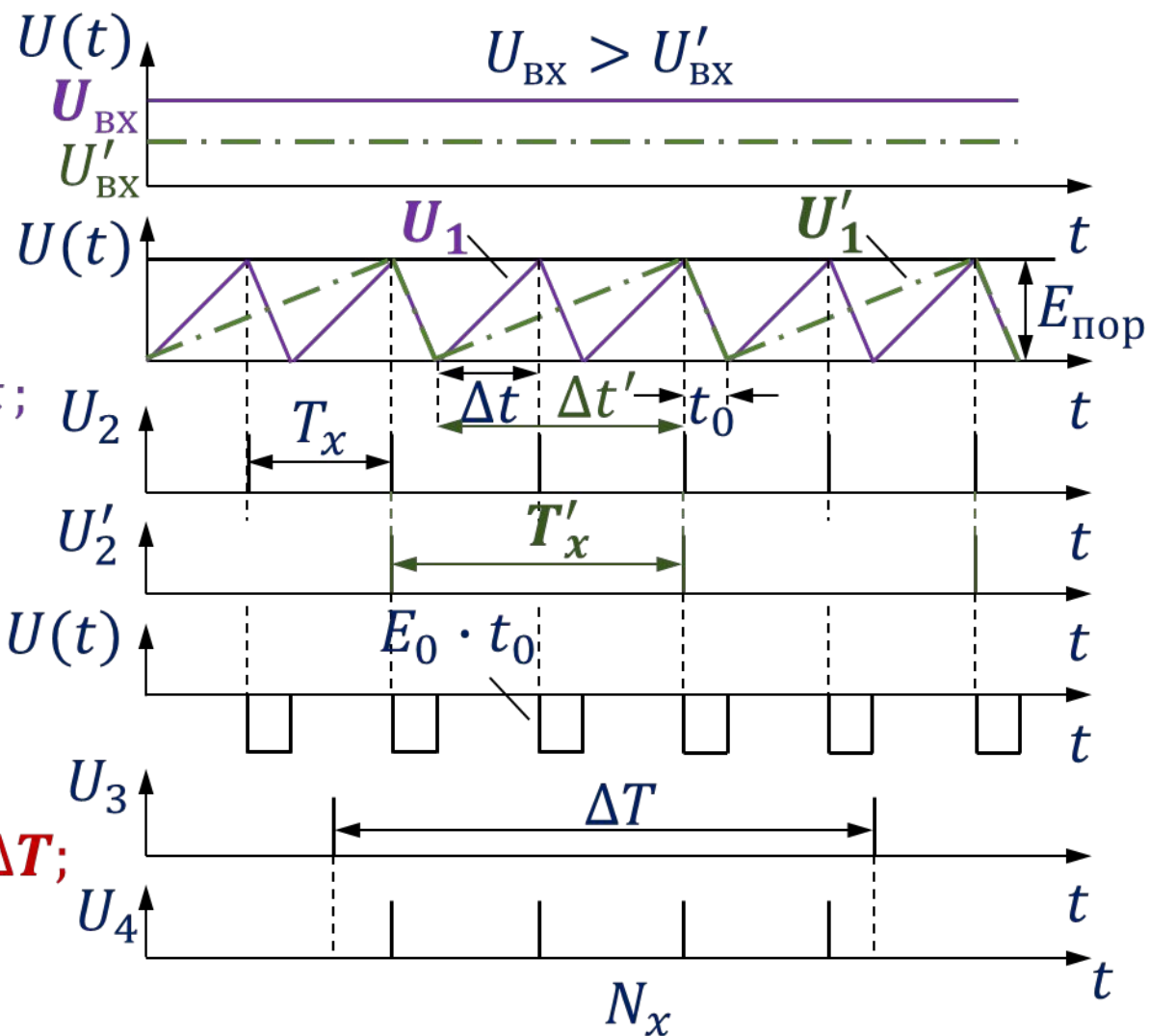
$$\Delta t + t_0 = T_x;$$

$$\frac{U_{\text{BX}} \cdot (\Delta t + t_0)}{C \cdot R_1} = \frac{E_0 \cdot t_0}{C \cdot R_2}; \quad T_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{E_0 \cdot t_0}{U_{\text{BX}}}$$

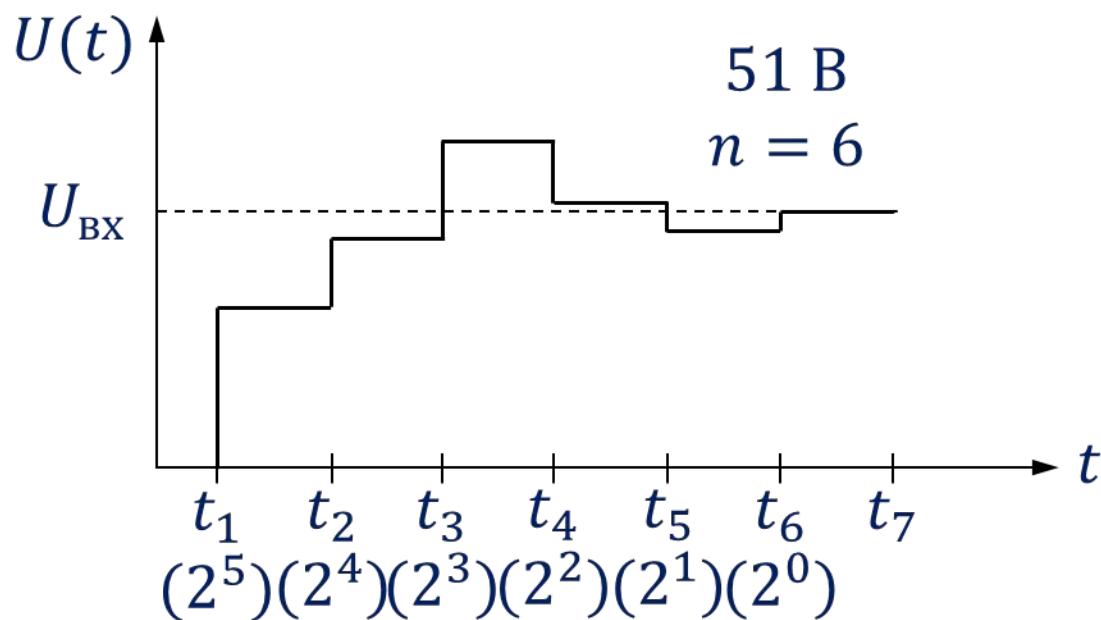
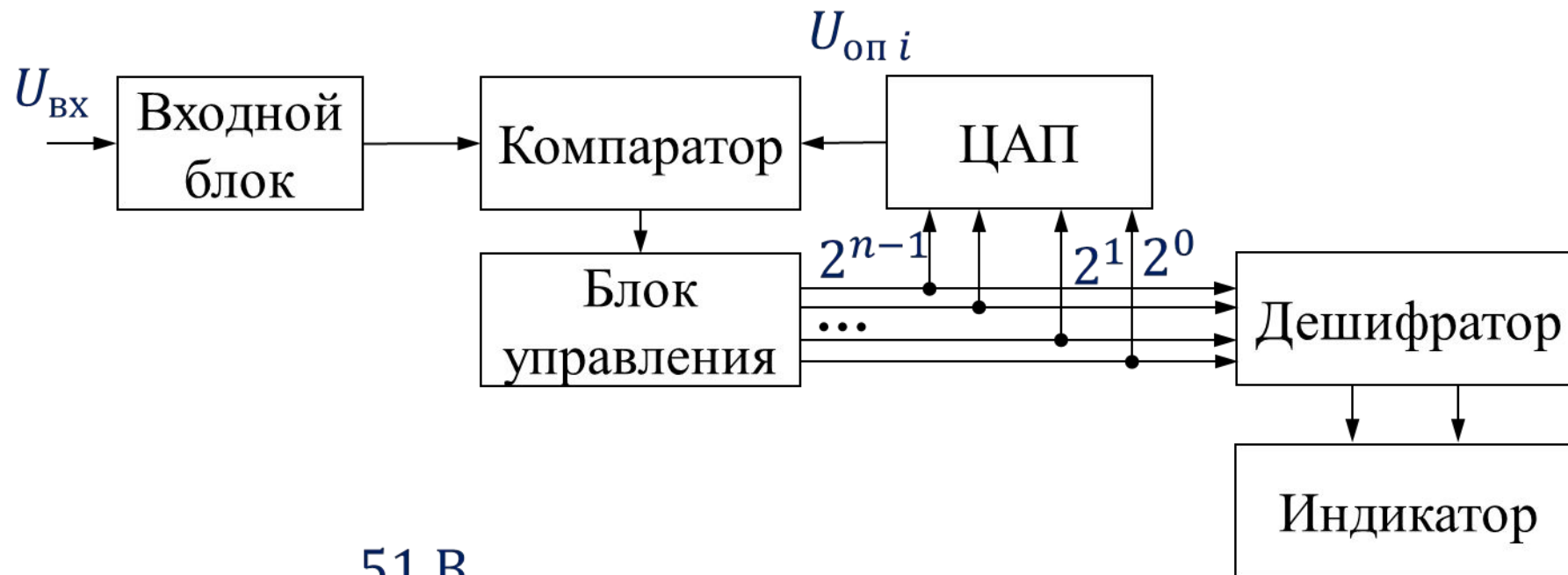
$$F_x = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{E_0 \cdot t_0} \cdot U_{\text{BX}}; \quad F_x = k_1 \cdot U_{\text{BX}}; \quad N_x = F_x \cdot \Delta T;$$

$$k_2 = k_1 \cdot \Delta T, \quad N_x = k_2 \cdot U_{\text{BX}}$$

к дешифратору и счётчику



#### 4. АЦП поразрядного уравнивания.



$2^5$   $2^4$   $2^3$   $2^2$   $2^1$   $2^0$   
1 1 0 0 1 1

$$t_1: U_{оп} < U_{ВХ} (32 < 51)$$

$$t_2: U_{оп} < U_{ВХ} (32 + 16 = 48 < 51)$$

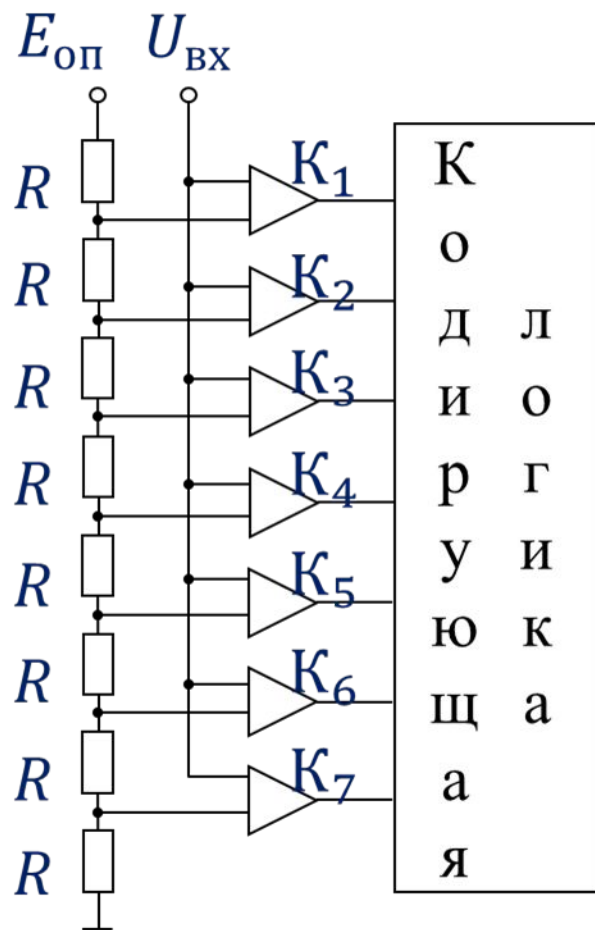
$$t_3: U_{оп} > U_{ВХ} (48 + 8 = 56 > 51)$$

$$t_4: U_{оп} > U_{ВХ} (48 + 4 = 52 > 51)$$

$$t_5: U_{оп} < U_{ВХ} (48 + 2 = 50 < 51)$$

$$t_6: U_{оп} = U_{ВХ} (50 + 1 = 51 = 51)$$

## 5. Параллельные АЦП.



$K_i$  – компараторы

Мгновенное значение напряжения  $U_{вх}$  сравнивается одновременно с  $2^n - 1$  уровнями квантования ( $n$  – число разрядов формируемого двоичного кода).

Достоинство параллельных АЦП: высокое быстродействие (порядка  $10^8$  преобразований в секунду), недостаток: сложность.

Например, для формирования 3-хразрядного двоичного кода при преобразовании однополярного напряжения требуется  $2^3 - 1 = 7$  компараторов. Для преобразования двухполярного напряжения число компараторов удваивается.

## ОСНОВНАЯ ЛИТЕРАТУРА

- Шестаков В.В., Манонина И.В. Метрология и измерения в телекоммуникационных системах. Учебное пособие. М.: МТУСИ. 2019. – 120 с.
- Сенявский А.Л. Метрология, стандартизация и сертификация. Конспект лекций. М.: Издательство ООО «Инсвязьиздат». 2009. – 94 с.

## ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА

- Хромой Б.П. Метрология, стандартизация и сертификация. М.: Горячая линия-Телеком. 2018. – 432 с.
- Ершов, В. В. Метрология, стандартизация и сертификация в инфокоммуникациях : учебное пособие. Курс лекций / В. В. Ершов, А. С. Мелешин. – Ростов-на-Дону : Северо-Кавказский филиал Московского технического университета связи и информатики, 2015. – 160 с. – ISBN 2227-8397. – Текст : электронный // Электронно-библиотечная система IPR BOOKS : [сайт]. – URL: <http://www.iprbookshop.ru/61309.html>
- Аминев, А. В. Метрология, стандартизация и сертификация в телекоммуникационных системах : учебное пособие / А. В. Аминев, А. В. Блохин. – Екатеринбург : Уральский федеральный университет, ЭБС АСВ, 2016. – 204 с. – ISBN 978-5-7996-1617-5. – Текст : электронный // Электронно-библиотечная система IPR BOOKS : [сайт]. – URL: <http://www.iprbookshop.ru/65945.html>
- Астайкин, А. И. Метрология и радиоизмерения : учебное пособие / А. И. Астайкин, А. П. Помазков, Ю. П. Щербак ; под ред. А. И. Астайкин. – Саров : Российский федеральный ядерный центр – ВНИИЭФ, 2010. – 405 с. – ISBN 978-5-9515-0137-0. – Текст : электронный // Электронно-библиотечная система IPR BOOKS : [сайт]. – URL: <http://www.iprbookshop.ru/18440.html>