① Аналоговый сигнал

Аналог. сигнал - материальный носитель инф-ции:

$$U(t) = E_0 \cdot U_m(t) \cdot e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)}$$; E_0, ω_0, φ_0 - амплитуда, круг. частота и нач. фаза аналог. сигнала

$U(t)$ — комплексн. ф-я

$$U_m(t) = U_a(t) \cdot e^{i\psi(t)}$$; $U_a(t)$ - амплитудный з-н модуляции

$\psi(t)$ - з-н фазовой модуляции

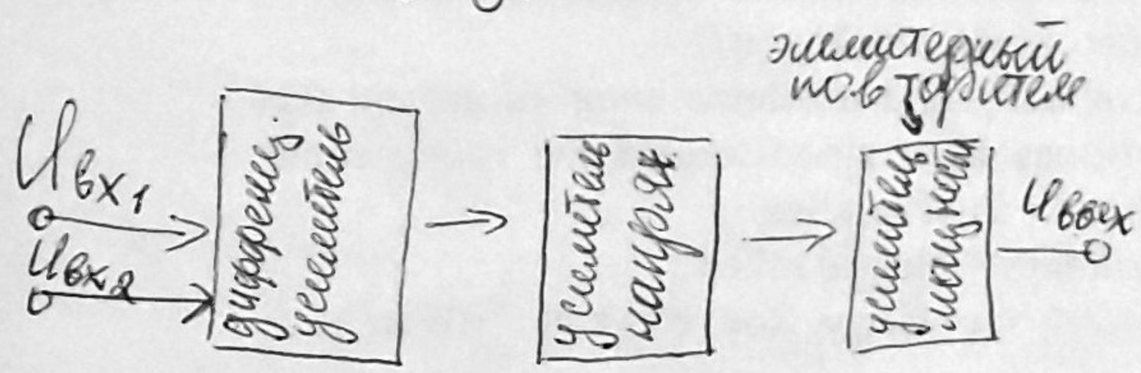
$$\nu(t) = \frac{d\psi(t)}{dt}$$ - з-н частотной модуляции

$U_a(t), \psi(t), \nu(t)$ - информационные параметры.

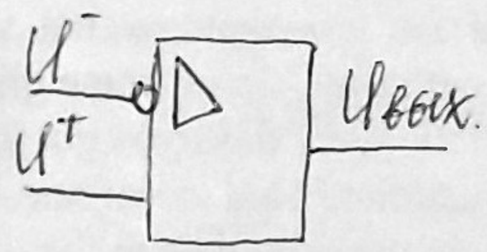
② Операционный усилитель

ОУ – усилитель постоянного тока с большим коэфф. усиления $K_{оу}$, входным сопротивлением $R_{вх}$ и малым выходным сопротивлением $R_{вых}$

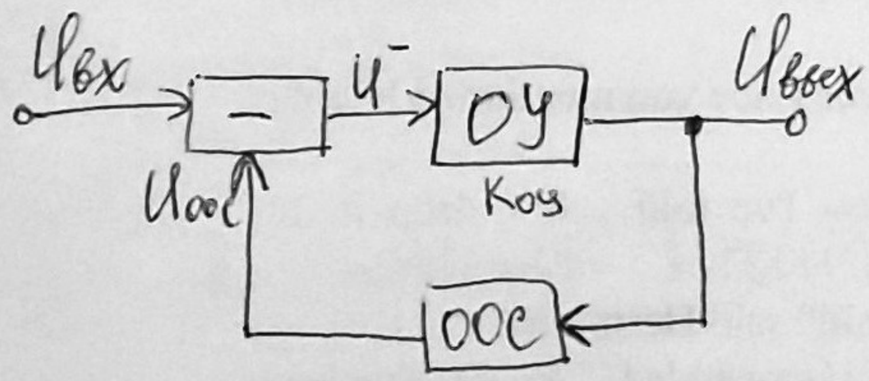
Схема ОУ:



УГО ОУ:



Отрицательная обратная связь



$K_{оос} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ – коэфф. усиления схемы с обратной связью

$U_{вых} = U^- \cdot K_{оу}$

$\frac{U_{оос}}{U_{вых}} = \gamma_{оос}$ $\quad U_{оос} = \gamma_{оос} \cdot U_{вых}$

$\gamma_{оос}$ – коэфф. передачи обр. связи

$U_{оос}$ – ур-нь напряж., кот. поступает на вх. ОУ с выхода ОУ с противоположн. полярностью

$U^- = U_{вх} - U_{оос}$

$U_{вх} = U^- + \gamma_{оос} U_{вых}$

$$K_{оос} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U^- \cdot K_{оу}}{U^- + \gamma_{оос} U_{вых}} = \frac{U^- \cdot K_{оу}}{U^- + \gamma_{оос} \cdot U^- \cdot K_{оу}} = \frac{K_{оу}}{1 + \gamma_{оос} \cdot K_{оу}}$$

Идеальный ОУ

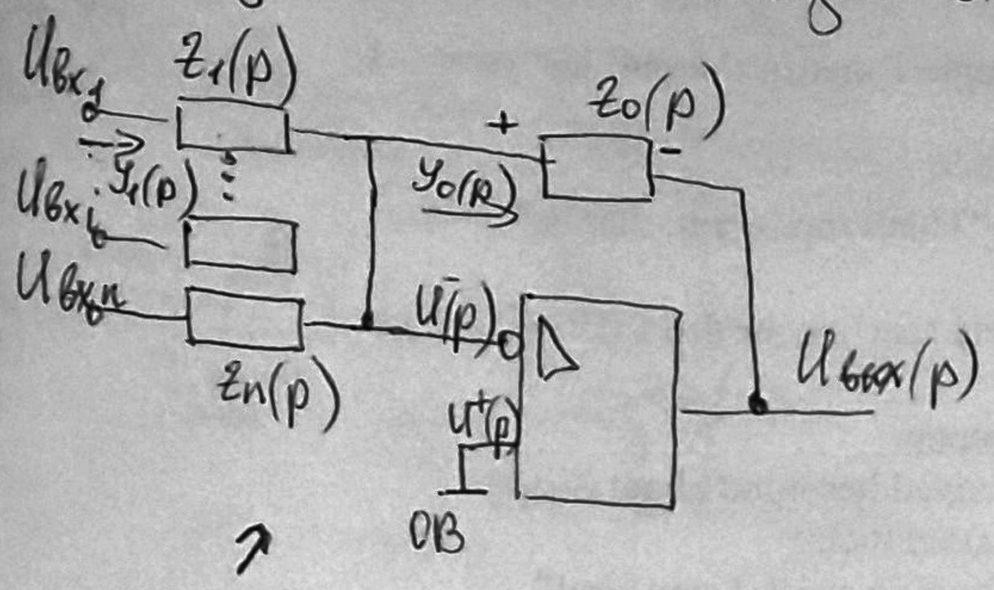
$K_{оу} \to \infty$

$R_{вх} \to \infty$

$R_{вых} \to 0$

③ Операторный метод:

Цепь ООС в общей схеме обратной комплексной ф-ции:



При $K_{оу} \neq \infty$

$Z_0(p)$ - комплексное сопротивл. в операторн. виде цепи ООС

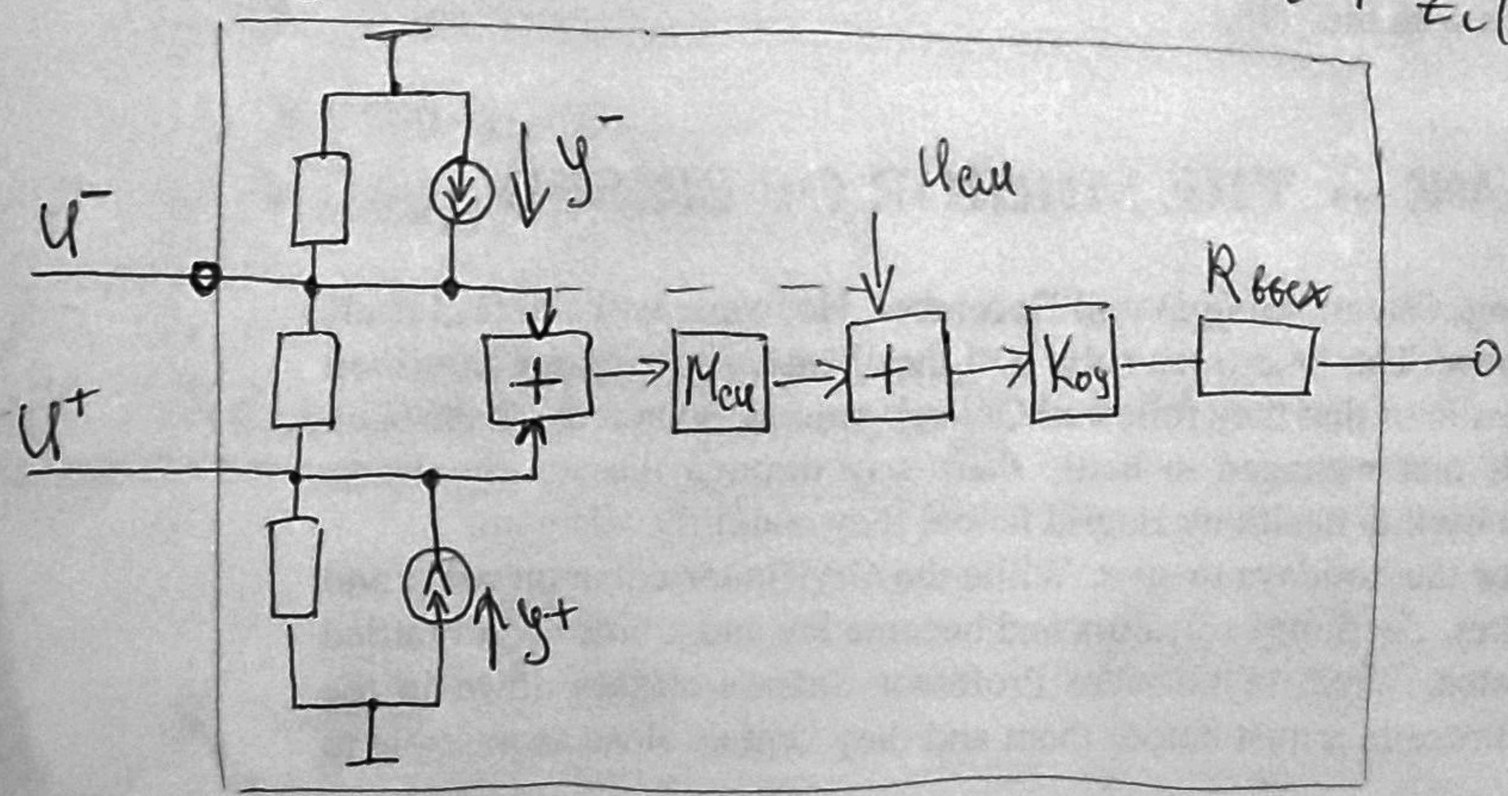
Цепь ООС сост. из R, L, C $\Rightarrow Z_0(p) = pL + \frac{1}{pC} + R$.

$U^- = -\frac{U_{вых}}{K_{оу}}$; $U^- = U^+$

сумматор-инвертор + усиление входных сигналов

$K = \frac{Z_0(p)}{Z_i(p)}$; $U_{вых}(p) = \sum_{i=1}^{n} \frac{Z_0(p)}{Z_i(p)} U_{вхi}(p)$ (для $K_{оу} \to \infty$)

ОУ:



$U^+(p) - U^-(p) = U_{диф}$.

дифференциальное входное напряжение

$\frac{U^+(p) + U^-(p)}{2} = U_{еф}(p)$ (помехи)

синфазное входное напряж.

Uсм - величина напряж., котор. если подать на вх ОУ, то $U_{вых} = 0$

~~[illegible]~~:

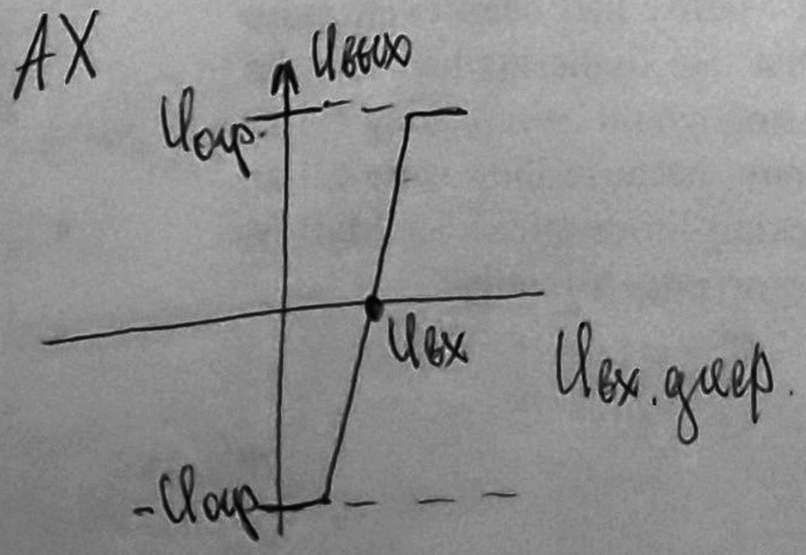
$U^- = U^+ = 0В$ - точка нулевого потенциала

$U(t) = E_0 U_m(t) \cdot e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)}$ - аналог. сигн.

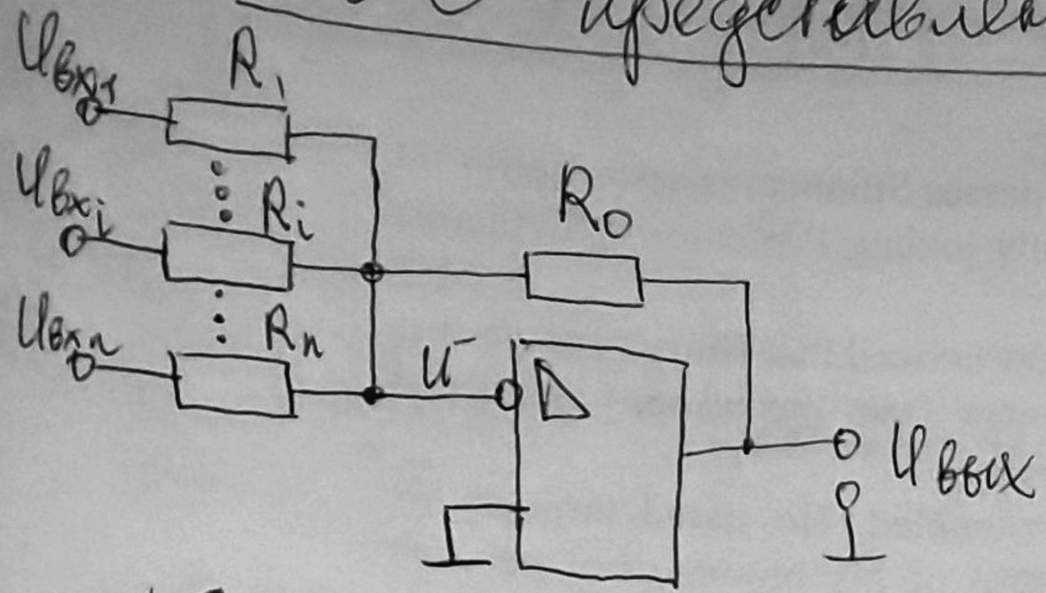
$Z_i(p)$ - комплексн. сопротивл. Тогда

$$U_{вых}(p) = -\frac{\sum_{i=1}^{n} \frac{Z_0(p)}{Z_i(p)} \cdot U_{вхi}(p)}{1 + \frac{1}{K_{оу}} + \frac{1}{K_{оу}} \sum_{i=1}^{n} \frac{Z_0(p)}{Z_i(p)}}$$

АХ



4. ООС представлена R_0. Схема суммирования



$$K_i = \frac{R_0}{R_i}$$

$$U_{вых}(t) = -\sum_{i=1}^{n} \frac{R_0}{R_i} U_{вхi}(t)$$

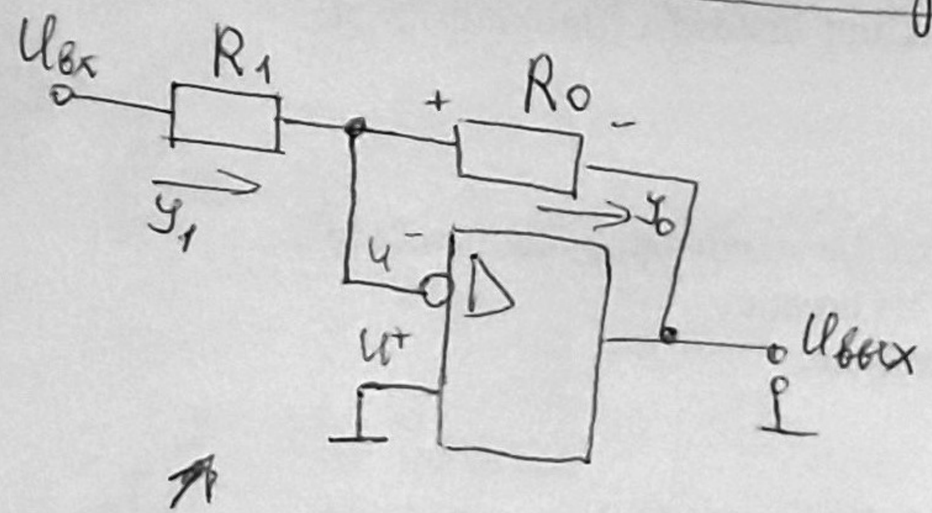
инвертирующий сумматор

$$\frac{U_{вых}}{R_\Sigma} = -\left(\frac{U_{вх1}}{R_1} + \frac{U_{вхi}}{R_i} + \ldots + \frac{U_{вхn}}{R_n}\right)$$

5. Схема

$R_\Sigma \quad (R_1 \quad R_i \quad R_n)$

5 Схема масштабирования (усиления)



$$K = \frac{R_0}{R_1}$$

$$U_{вых}(t) = -K \cdot U_{вх}(t) = -\frac{R_0}{R_1} U_{вх}(t)$$

масштабный усилитель аналог. сигн. ~~Операции~~

Операции:

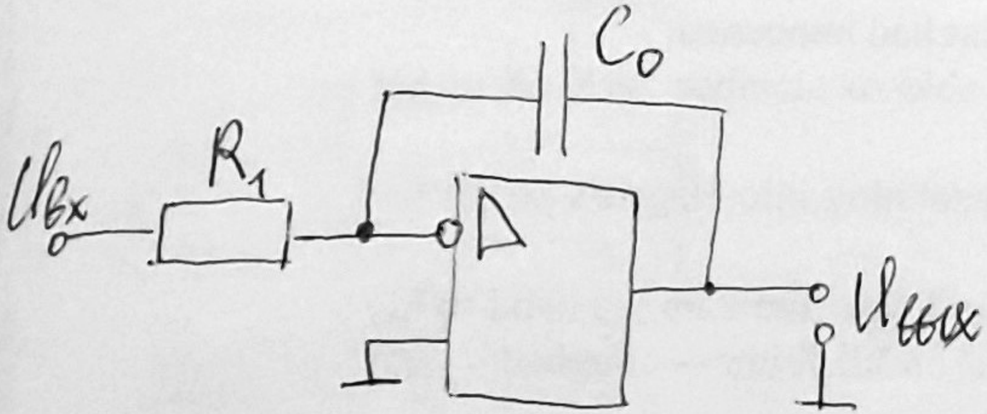
- усиление
- инвертирование

При $R_0 = R_1$ – схема инвертора

$$U_{вых}(t) = -U_{вх}(t)$$

6

⑥ Схема инвертирующего интегратора



$R_1 = 10^6$ Ом

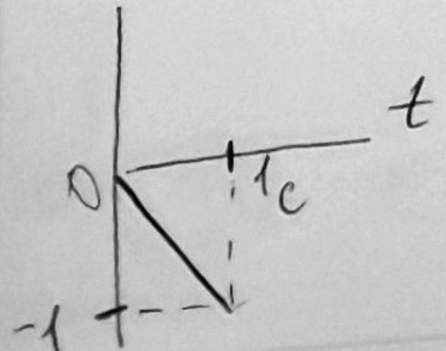
$C_0 = 10^{-6}$ Ф

$T_и = C_0 \cdot R_1 = 1$ с

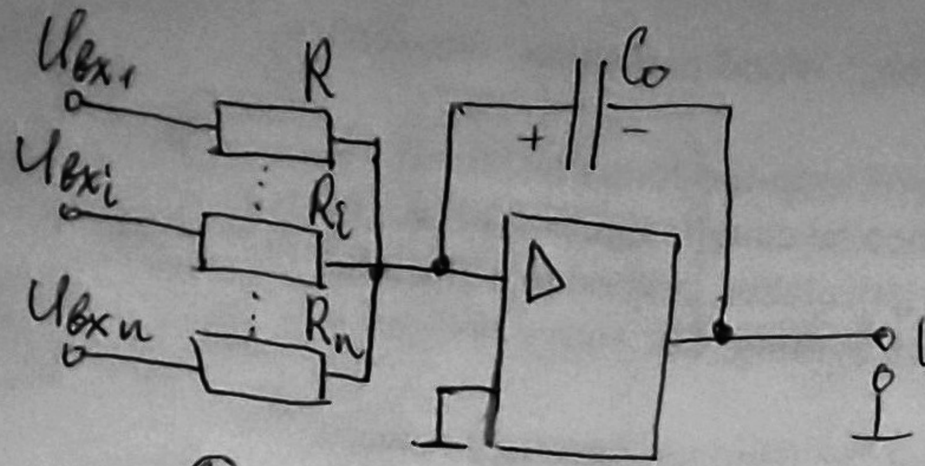
Операции:

- интегриров-е
- инвертирование

$$U_{вых}(t) = -\frac{1}{\underset{1}{C_0 R_1}} \int_0^{T_и} \underset{1}{U_{вх}(t)}\,dt \pm \underset{0}{U_{нач}} = -\frac{1}{1}\int_0^1 1\,dt = -1$$



7 Схема суммирующего интегратора



$$Z_0(p) = \frac{1}{pC}$$

$C_0 = 10^{-6}$ Ф - конденсатор

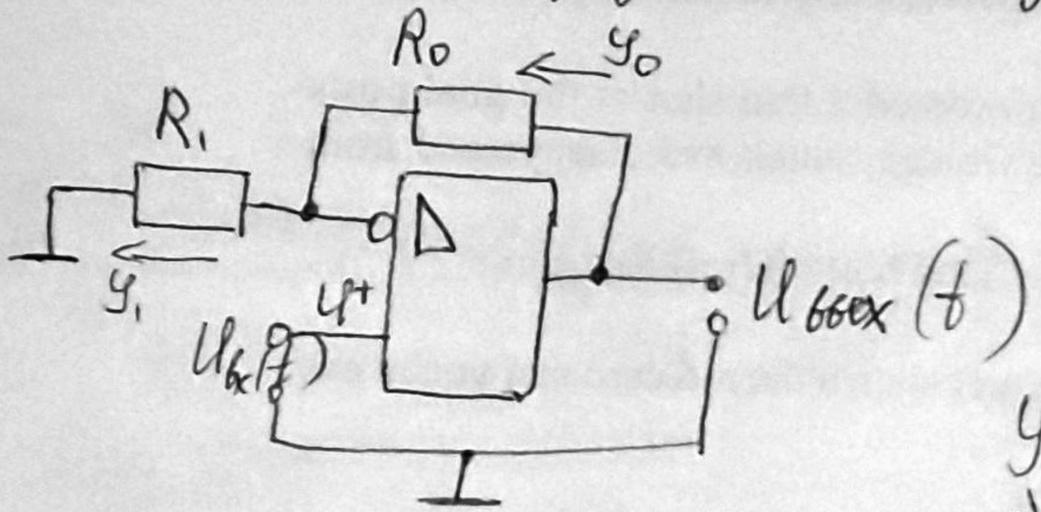
$$U_{вых}(t) = -\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{C_0 R_i} \int_0^{T_и} U_{вх_i}(t)\,dt \pm U_{нач}$$

$$K_i = \frac{1}{C_0 R_i}$$

Операции:

- интегрирование
- суммирование
- инвертирование

(8). Неинвертирующий усилитель



$$U_{вых}(t) = \left(1 + \frac{R_0}{R_1}\right) \cdot U_{вх}(t) = K\, U_{вых}(t)$$

$$K = 1 + \frac{R_0}{R_1}$$

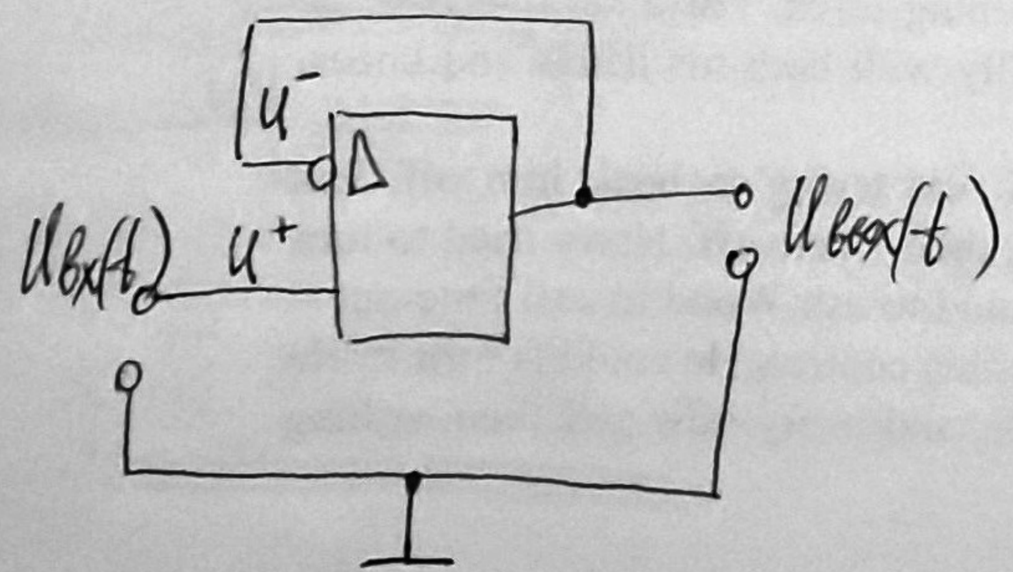
Условие:

1) $K_{оу} \to \infty$, $R_{вх} \to \infty$, $R_{вых} \to 0$
2) $I_0 = I_1$
3) $U^- = U^+ = U_{вх}(t)$

Операции:

- усиление без инвертирования

9 Повторитель



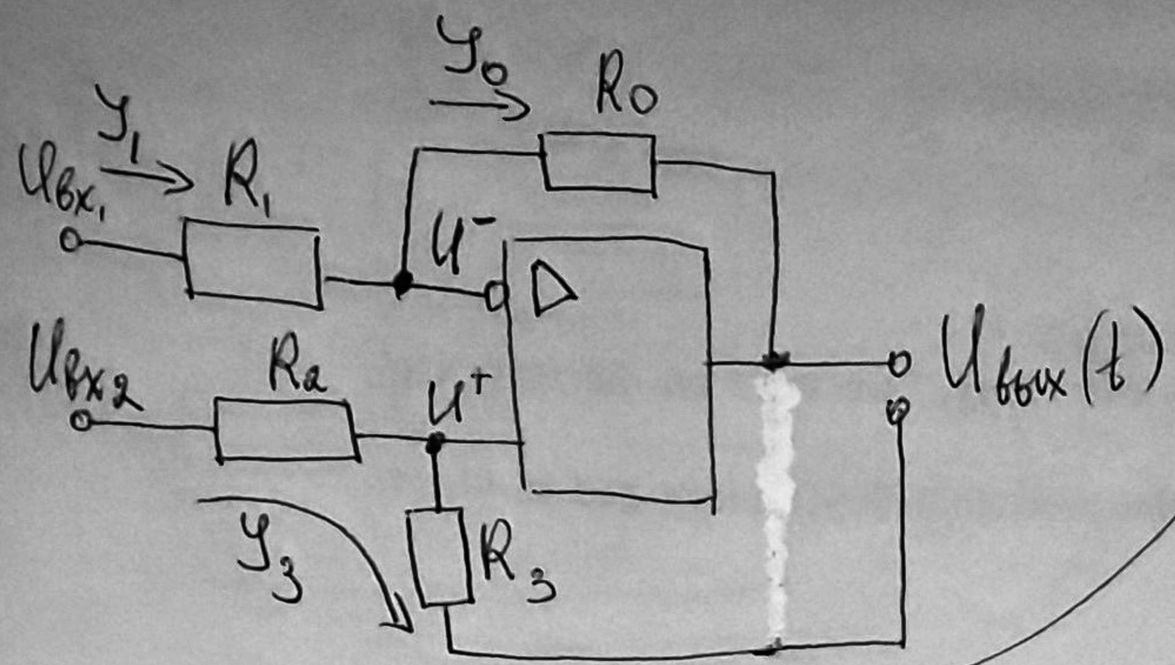
$R_{вых} \to 0$

$R_{вх} \to \infty$

$U^+ = U^-$

$$U_{вых}(t) = \left(1 + \frac{0}{\infty}\right) U_{вх}(t) = U_{вх}(t)$$

10. Вычитатель



1) $U^+ = U^-$

$$U^+ = \frac{U_{вх_2}(t)}{R_2+R_3} \cdot R_3$$

2) $I_1 = I_0$

$$\frac{U_{вх_1} - U^-}{R_1} = \frac{U^- - U_{вых}}{R_0}$$

$$U^- = \frac{U_{вх_1} R_0 + U_{вых} R_1}{R_0 + R_1}$$

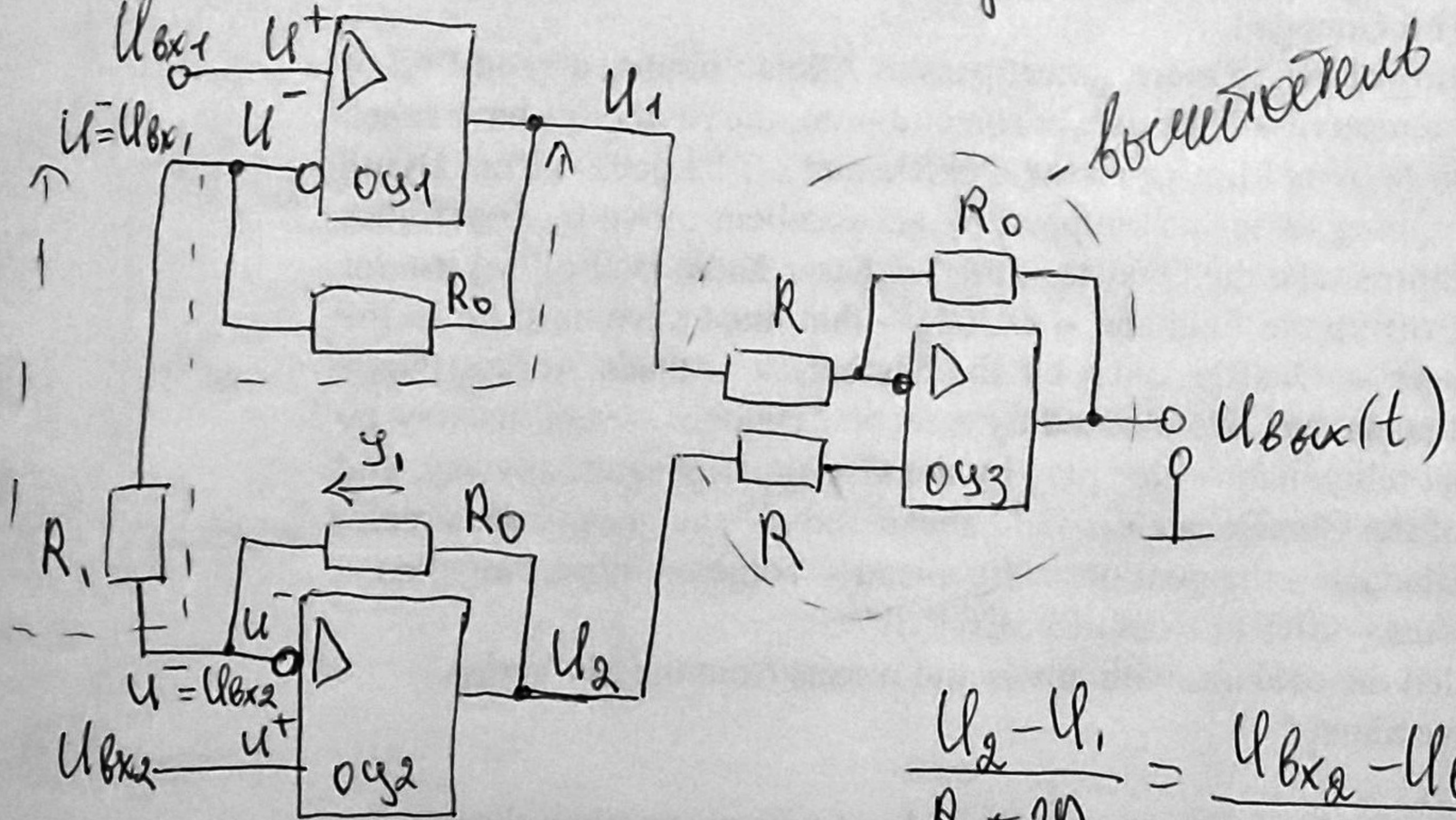
$U^- = U^+$

$$\frac{R_0 U_{вх_1} + R_1 U_{вых}}{R_0 + R_1} = \frac{U_{вх_2}(t)}{R_2+R_3} \cdot R_3$$

При $R = R_1 = R_2 = R_0 = R_3$: $U_{вых} = U_{вх_2} - U_{вх_1}$

11 Согласующие усилители

ОУ1 и ОУ2 - усилители



Условие:

1) $U^+ = U^-$

2) $U_2 > U_1$, тогда $U_{вх2} > U_{вх1}$

Ток I_1: $U_2 \to R_0 \to R_1 \to R_0 \to U_1$

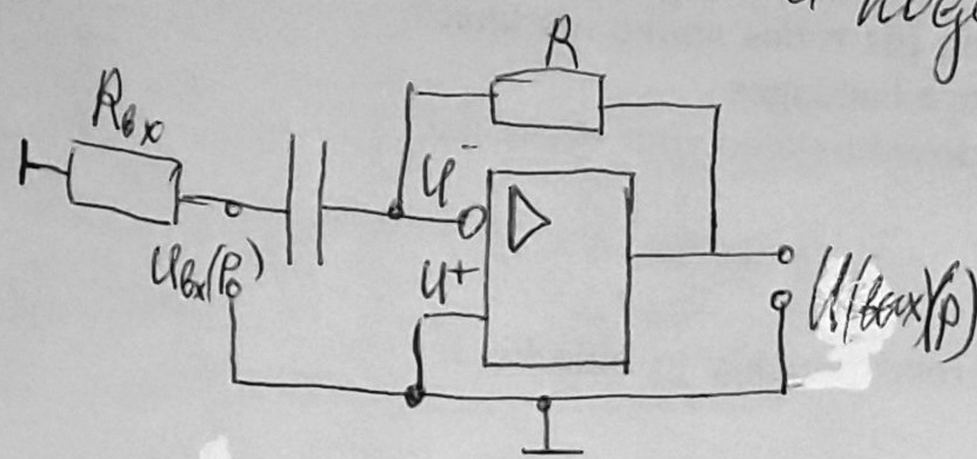
$$I_1 = \frac{U_2 - U_1}{R_1 + 2R_0} \qquad I_1 = \frac{U_{вх2} - U_{вх1}}{R_1}$$

$$\frac{U_2 - U_1}{R_1 + 2R_0} = \frac{U_{вх2} - U_{вх1}}{R_1}$$

$$U_2 - U_1 = (U_{вх2} - U_{вх1})\underbrace{\left(1 + \frac{2R_0}{R_1}\right)}_{=K_{сд}}$$

(12) Активные фильтры верхних частот

АФ – уст-во на основе ОУ в интегр-м исполнении, кот. предназначен для обеспечения прохождения колебаний сигнала в заданном диапазоне частот и подавление колебаний вне этого диапазона.



$K_{оу} \to \infty$

$R_{вх} \to \infty$

$R_{вых} \to 0$

$K(p) = \dfrac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)}$ – передаточная характ-ка

$K(p) \to K(j\omega) \to |K(j\omega)|^2$

передаточн. частотн. кв. АЧХ

$p = j\omega \quad \omega = \left[\dfrac{рад}{с}\right]$

$|K(j\omega)|$ – АЧХ – зависимость модуля частотной хар-ки от частоты. $|K(jf)|$ – АЧХ в $[Гц]$

Расчет $|K(jf)|$:

$K(p) = \dfrac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)} = \dfrac{R}{1/pC} = pCR$; $\tau = CR$ – постоянн. времени

$K(p) = p\tau$, $K(j\omega) = j\omega\tau$ – частотная хар-ка $\boxed{\omega_н \tau = 1}$

$K(j\omega) = j\dfrac{\omega}{\omega_н}$

$|K(j\omega)|^2 = \left(j\dfrac{\omega}{\omega_н}\right)^2 = \left(\dfrac{\omega}{\omega_н}\right)^2$

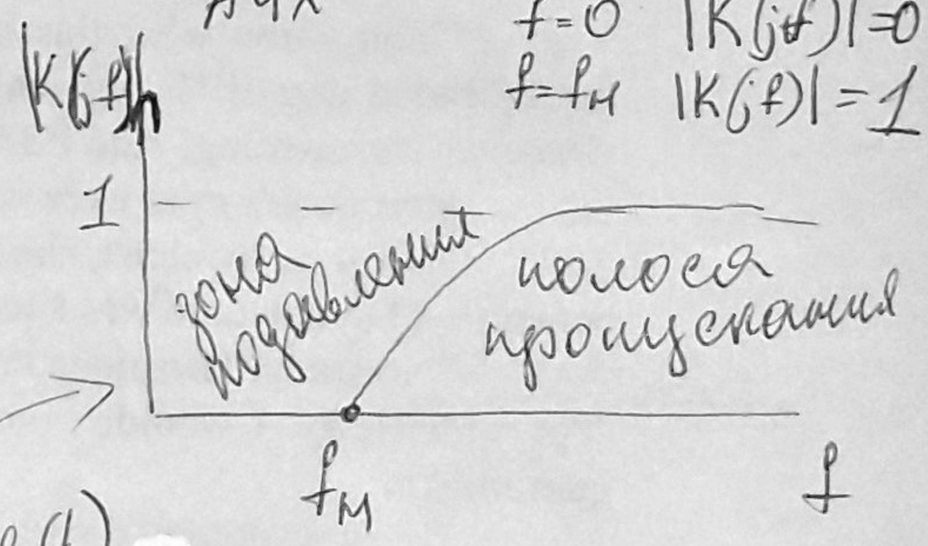
$|K(j\omega)| = \dfrac{\omega}{\omega_н} \Rightarrow \boxed{K(jf) = \dfrac{f}{f_н}}$

$\omega_н = \dfrac{1}{RC} = 2\pi f_н$

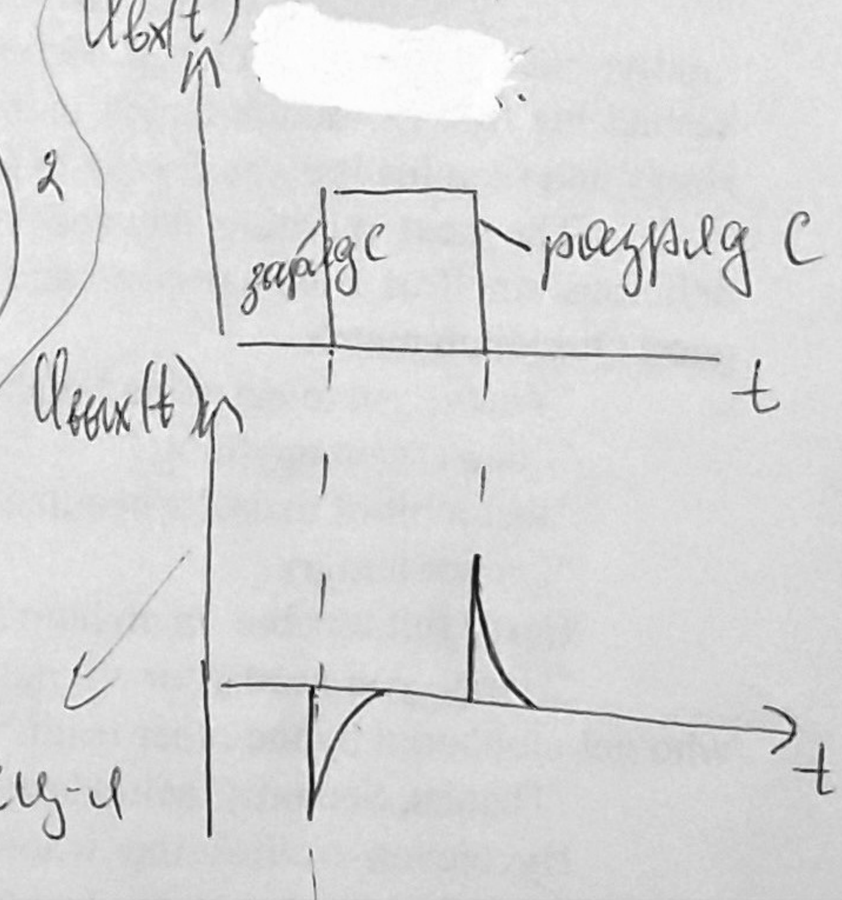
АЧХ

$f = 0 \quad |K(jf)| = 0$

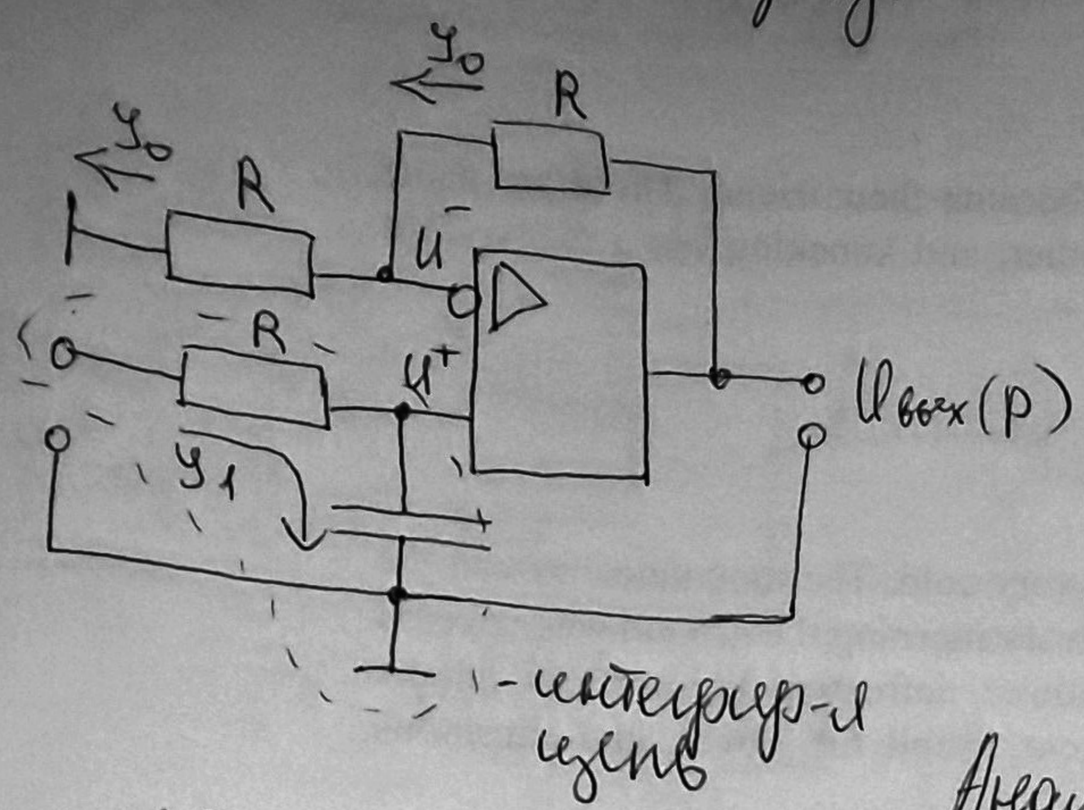
$f = f_н \quad |K(jf)| = 1$



$U_{вых}(t) = -RC\dfrac{dU_{вх}(t)}{dt}$ – операция дифференц-я



(13) АФНЧ 1-го порядка



$$K(p)=\frac{K_0}{1+p\tau}=\frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)}$$

АФНЧ первого пор-ка опис-ся диф. ур-ние 1-го пор-ка

$$RC\frac{dU_{вых}(t)}{dt}+U_{вых}(t)-K_0U_{вх}(t)=0$$

Анализ схемы:

$$U^-(p)=U^+(p)=\frac{U_{вых}(p)}{2}$$

$$y_0(p)=\frac{U_{вых}(p)}{2R} \qquad U^-(p)=\frac{U_{вых}(p)}{2R}\cdot R \qquad U^+(p)=y_1\cdot\frac{1}{pC}$$

$$y_1(p)=\frac{U_{вх}(p)}{R+\frac{1}{pC}}=\frac{U_{вх}(p)}{\frac{1+pCR}{pC}}=\frac{pC\,U_{вх}(p)}{1+pCR} \qquad U^+(p)=\frac{U_{вх}(p)}{1+pCR}$$

$$\frac{U_{вых}(p)}{2}=\frac{U_{вх}(p)}{1+pCR} \qquad \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)}=K(p)=\frac{K_0''^{\,2}}{1+pCR}$$ - передаточная хар-ка

$=p\tau$

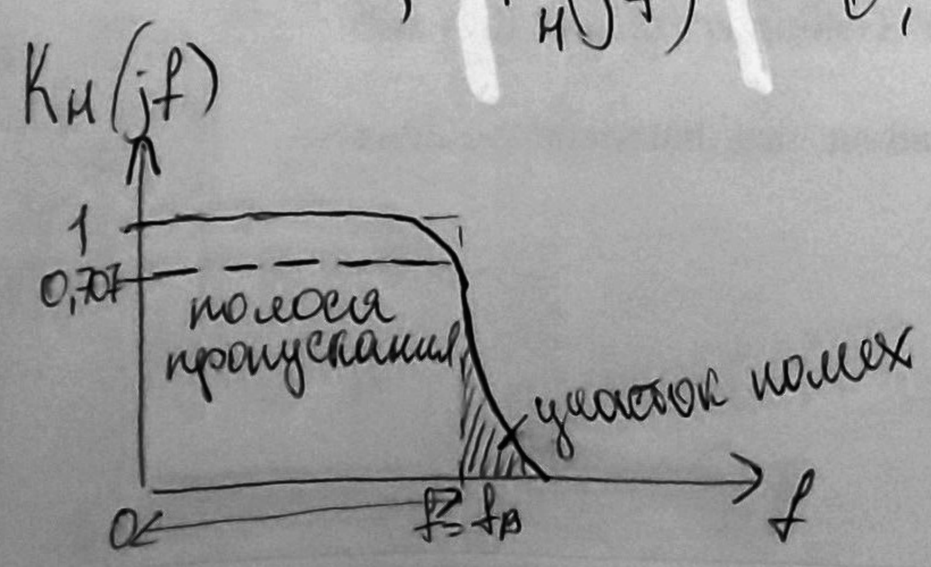
АЧХ: $\omega_в\tau=1$

$$K(j\omega)=\frac{2}{1+j\omega\tau}=\frac{2}{1+j\frac{\omega}{\omega_в}}$$ - частотная хар-ка

$$|K(j\omega)|^2=\frac{4}{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_в}\right)\left(1-j\frac{\omega}{\omega_в}\right)} \Rightarrow |K(j\omega)|=\frac{2}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_в}\right)^2}}$$

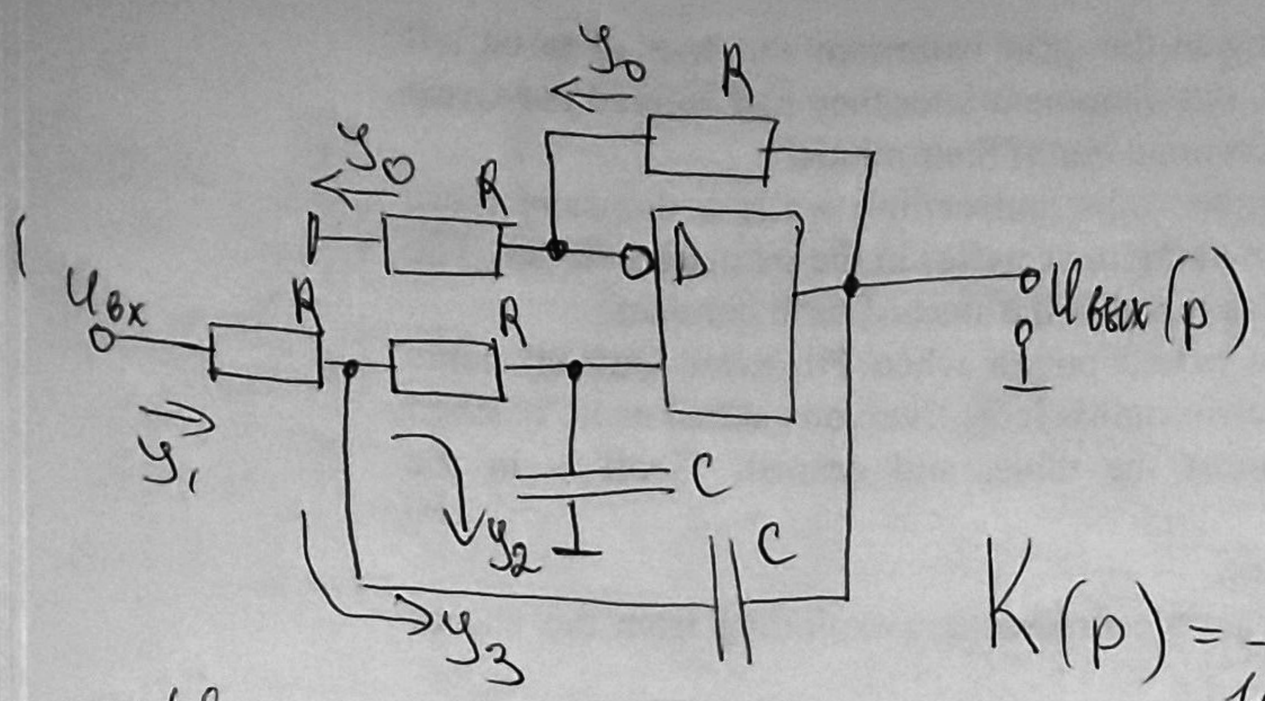
1) $f=0$, $|K(jf)|=\frac{2}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_в}\right)^2}}=2$

2) $f=f_в$, $|K_н(jf)|=0{,}707=\frac{K(jf_в)}{K_0=2}=\frac{1}{\sqrt{2}}=0{,}707$ - Нормиров. АЧХ



Недостаток: прохождение помех

(14) АФНЧ 2-го порядка



$$U^-(p) = U^+(p) = \frac{U_{вых}(p)}{2}$$

$$y_1(p) = y_2(p) + y_3(p)$$

$$y_0(p) = \frac{U_{вых}(p)}{2R} \qquad U^-(p) = \frac{U_{вых}(p)}{2R}\cdot R$$

$$y_2(p) = \frac{U^+(p)}{1/pC} = pCU^+(p)$$

$$K(p) = \frac{1}{1+p\tau+(p\tau)^2}$$ - передаточная хар-ка

$$2U_{вх}(p) = U_{вых}(p)\frac{1}{1+pCR+(pCR)^2}$$ - ~~перед~~

АЧХ: $(\omega_B\tau = 1,\ p = \tau\omega)$

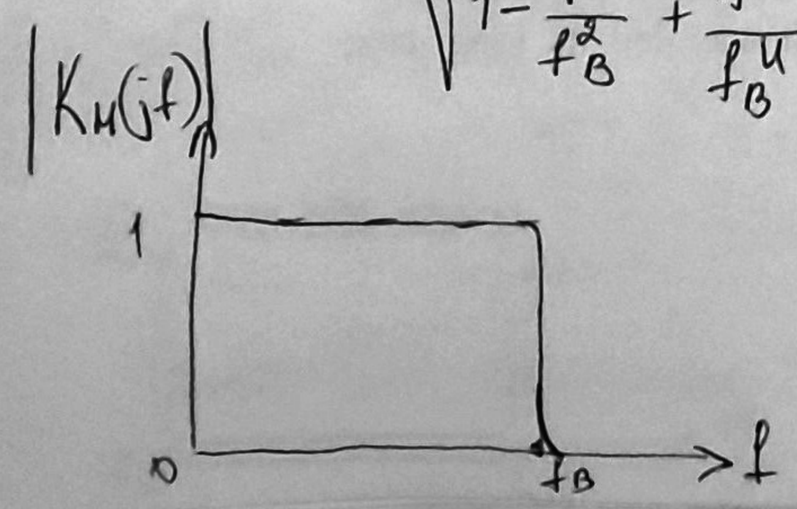
$$K(j\omega) = \frac{2}{1+j\frac{\omega}{\omega_B}+\left(j\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2} = \frac{2}{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_B^2}\right)+j\frac{\omega}{\omega_B}}$$ - частотная хар-ка

Пусть $\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_B^2}\right) = A \Rightarrow K(j\omega) = \frac{2}{A+j\frac{\omega}{\omega_B}}$

$$|K(j\omega)|^2 = \frac{2\cdot 2}{\left(A+j\frac{\omega}{\omega_B}\right)\left(A-j\frac{\omega}{\omega_B}\right)} = \frac{4}{A^2+\frac{\omega^2}{\omega_B^2}}$$

$$|K(j\omega)| = \frac{2}{\sqrt{A^2+\frac{\omega^2}{\omega_B^2}}} = \frac{2}{\sqrt{1-2\frac{\omega^2}{\omega_B^2}+\frac{\omega^4}{\omega_B^4}+\frac{\omega^2}{\omega_B^2}}} = \frac{2}{\sqrt{1-\frac{\omega^2}{\omega_B^2}+\frac{\omega^4}{\omega_B^4}}}$$

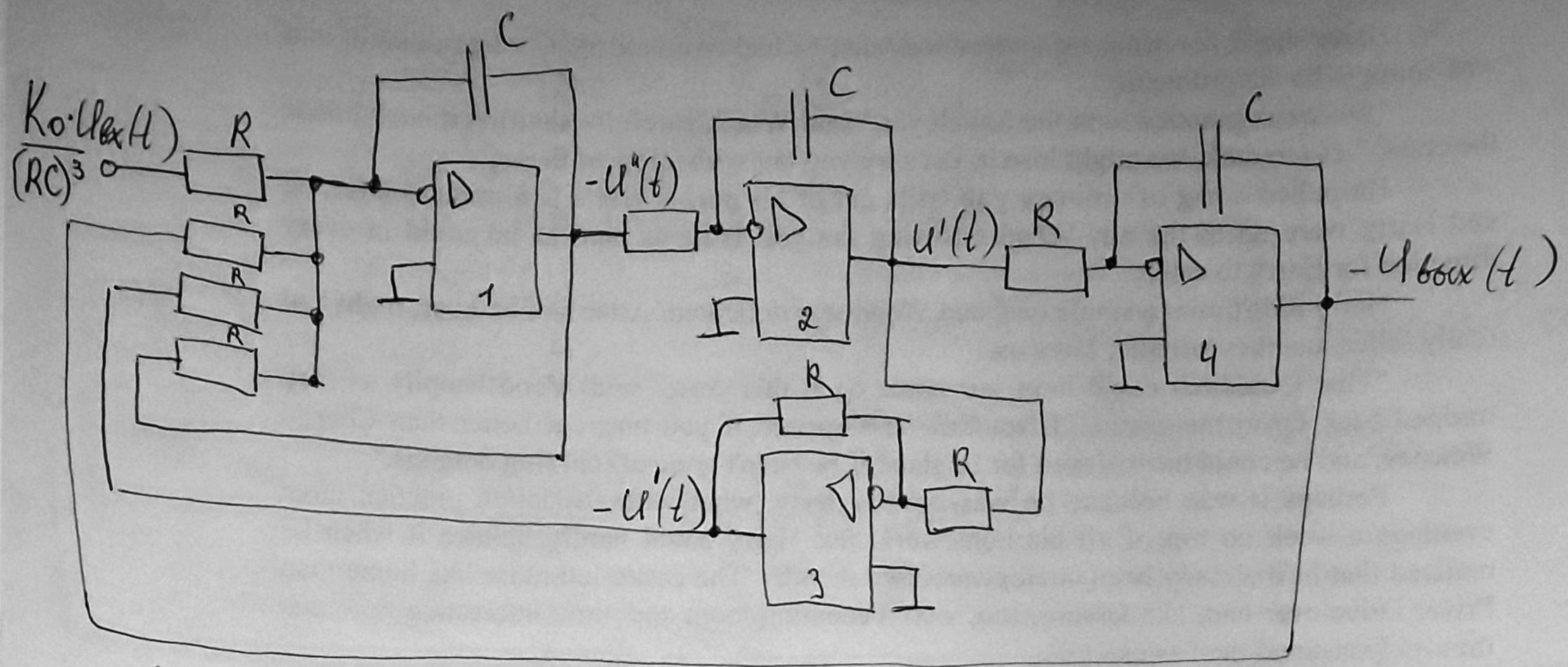
$$|K(jf)| = \frac{2}{\sqrt{1-\frac{f^2}{f_B^2}+\frac{f^4}{f_B^4}}}; \quad |K_н(jf)| = \frac{K(jf)}{2} = 1, \text{ при } f=0$$



Диф. ур-е второго порядка:

$$U''_{вых}(t) + \frac{1}{RC}U'_{вых}(t) + \frac{1}{(RC)^2}U_{вых}(t) - \frac{K_0}{(RC)^2}U_{вх}(t) = 0$$

(15) ФНЧ 3-го порядка



1-й-каскад - интегрирование, сумм-е и инвертир-е.

2-й-интегратор - понижение производной ($-U''(t) \to U'(t)$)

3-й-инвертор - инвертирование $U'(t)$ ($U'(t) \to -U'(t)$)

4-й-интегратор - получение искомой ф-ции:

$$U'''_{вых}(t) = -\frac{1}{RC} U''_{вых}(t) - \frac{1}{(RC)^2} U'_{вых}(t) - \frac{1}{RC} U_{вых}(t) = \frac{K_0}{(RC)^3} U_{вх}(t)$$

(16) Пр

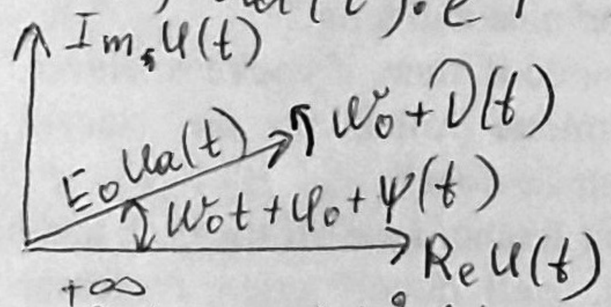
$RC \quad (RC)^2 \quad \frac{}{RC} \quad (RC)^3$

(16) Параметры аналоговых сигналов (вопр. 1)

$U(t) = E_0 \cdot U_m(t) \cdot e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)}$, $U_m(t) = U_a(t) \cdot e^{i\varphi(t)}$, $\nu(t) = \frac{d\psi(t)}{dt}$

$Re\,U(t) = E_0 \cdot U_a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$

$Im\,U(t) = E_0 \cdot U_a(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$



$T_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} |U_m(t)|^2 dt$ – длит. сигнала

$P(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} |U(t)|^2 dt = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} U(t) \cdot U^*(t) dt = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} E_0 U_m(t) \cdot e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)} \cdot E_0 U_m^*(t) \cdot e^{-i(\omega_0 t + \varphi_0)} dt =$

, $\frac{1}{T_0} = \int_{-\infty}^{+\infty} |U_m(t)|^2 dt = 1$ – усл-е нормировки

$= \frac{E_0^2}{2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |U_m(t)|^2 dt$ – мгновенная мощность

$P_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{+\infty} P(t) dt = \frac{E_0^2}{2} \frac{1}{T_0} \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} |U_m(t)|^2 dt}_{=T_0} = \frac{E_0^2}{2}$ – мощность сигнала (квадратуры несущ. колебания)

$Э_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} P(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{E^2}{2} |U_m(t)|^2 dt = \frac{E_0^2}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |U_m(t)|^2 dt = \frac{E_0^2}{2} T_0 = P_0 T_0$

энергия сигнала (опр-ся мощ-тью и длит-ельно сигнала)

(17) Характеристики аналогового сигнала

1) Спектр сигнала (опр-ся с помощью преобраз. Фурье)

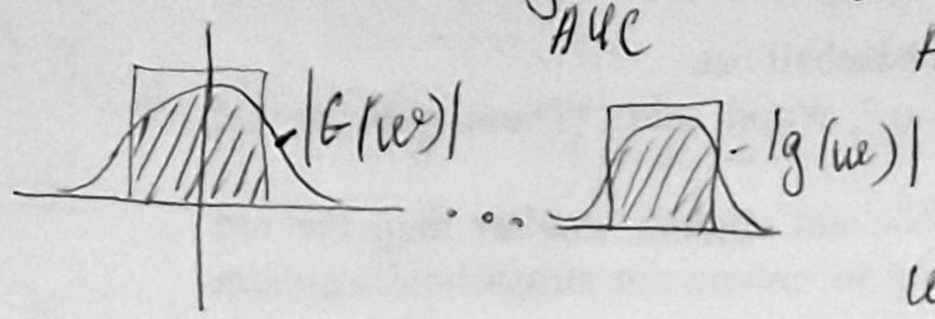
$$g(\omega)=\int_{-\infty}^{+\infty} U(t)\cdot e^{-i\omega t}dt=\int_{-\infty}^{+\infty} E_0 U_m(t)\cdot e^{i(\omega_0 t+\varphi_0)}\cdot e^{-i\omega t}dt=$$

$$=E_0\cdot e^{i\varphi_0}\underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} U_m(t)\cdot e^{-i(\omega-\omega_0)t}dt}_{G(\omega-\omega_0)}$$

$G(\omega-\omega_0)$ - спектр з-на модуляц. сигнала (ЗМ)

$$g(\omega)=E_0\cdot e^{i\varphi_0}\cdot G(\omega-\omega_0)$$ - частотн. спектр. сигнала

АЧС сигнала: $|g(\omega)|_{АЧС}=E_0|G(\omega-\omega_0)|_{АЧС\ ЗМ}$



осн. парам-р АЧС - ширина АЧС сигнала

$\omega=2\pi f$, $\Delta\omega=2\pi\Delta f_0$, Δf_0 - ширина

2) Корреляционная функция

$$c(\tau)=\frac{1}{T_0}\int_{-\infty}^{+\infty} U(t)\cdot U^*(t-\tau)dt$$ - корр. ф-я, кот. определяет вероятн. зависимость двух мгн. зн-й сигнала разделенного по вр. инт. τ

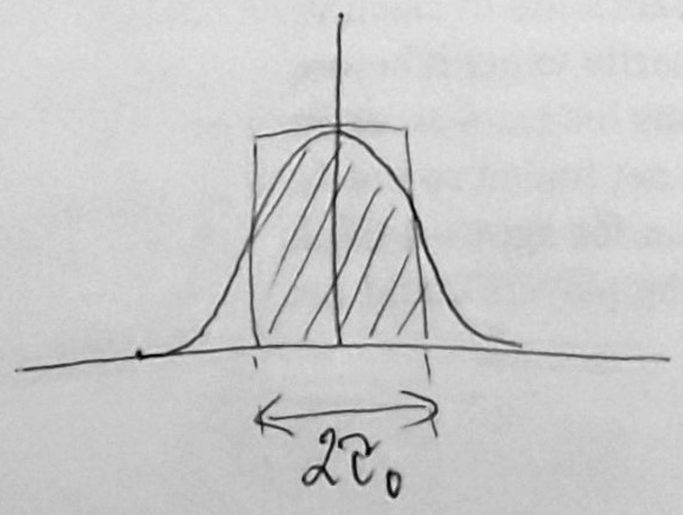
$$c(\tau)=\frac{1}{T_0}\int_{-\infty}^{+\infty} E_0 U_m(t)\cdot e^{i(\omega_0 t+\varphi_0)}\cdot E_0 U_m^*(t-\tau)e^{-i(\omega_0(t-\tau)+\varphi_0)}dt=$$

$$=E_0^2\frac{e^{i\omega_0\tau}}{T_0}\int_{-\infty}^{+\infty} U_m(t)\cdot U_m^*(t-\tau)dt$$

$$c(\tau)=E_0^2 C_m(\tau)\cdot e^{i\omega_0\tau},\ \text{где } E_0^2=2P_0$$

$$\boxed{c(\tau)=2P_0 C_m(\tau)\cdot e^{i\omega_0\tau}}$$ $C_m(\tau)$ - корр. ф-я ЗМ сигнала

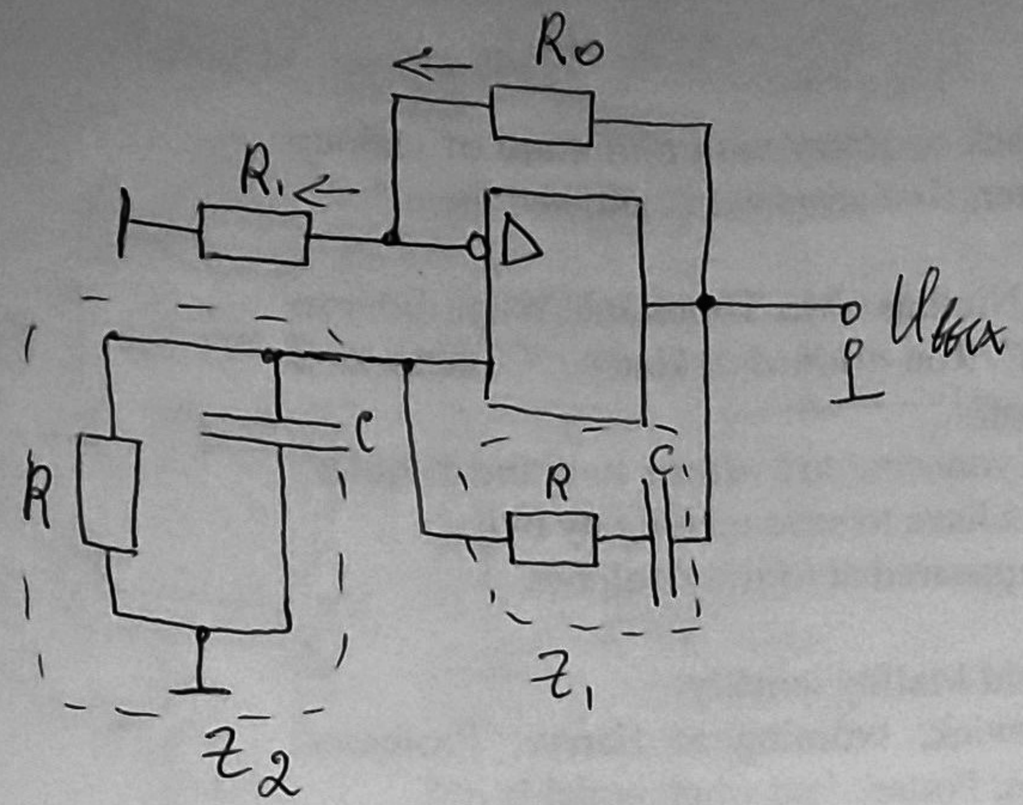
$$C_m(0)=\frac{1}{T_0}\int_{-\infty}^{+\infty} U_m(t)U_m^*(t-0)dt=\frac{1}{T_0}\int_{-\infty}^{+\infty}|U_m(t)|^2dt=\underline{1}$$



τ_0 - время корр. ЗМ

$$\tau_0=\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty} C_m(\tau)d\tau$$ - $\tau=\tau_0$ - опред. временной интервал между двумя зн-ми ЗМ сигнала, при кот. сущ-ет зависимость между этими значениями.

18. Генератор косинусоидальных сигналов



Z_2 и Z_1 – цепь ПОС, состоящая из моста Вина.

$$U(t) = E_0 \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}$$

$$\operatorname{Re} U(t) = E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$\gamma_{ooc} = \frac{R_1}{R_1 + R_0}$$

$$\gamma_{poc} = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)}$$

$$R_{poc} = 3$$

19. Генератор гармонических колебаний

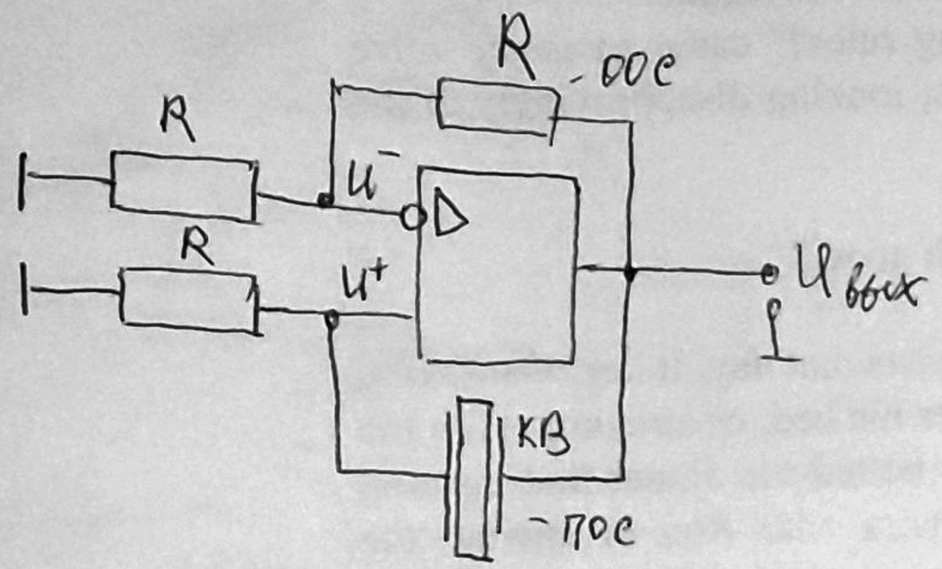
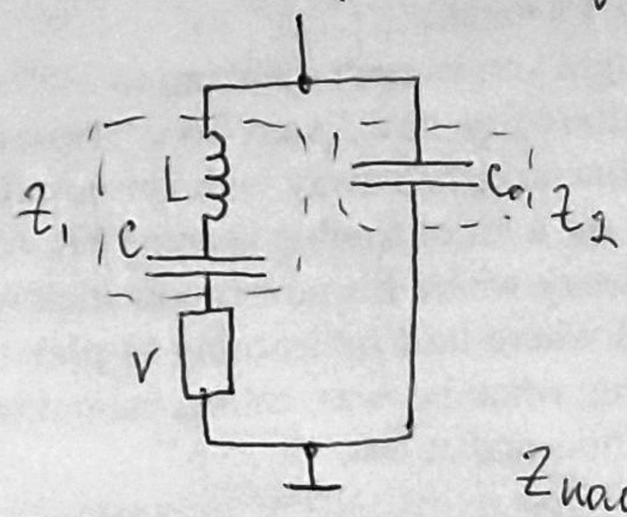


схема кварцевого резонатора



$r \ll X_L$

$r \ll X_C$

$Z_{полн} = 0$ - последов-й резонанс

$Z_{полн} = 1$ - параллельн. резонанс

$$Z_{полн} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$Z_1(p) = pL + \frac{1}{pC} = \frac{1 + p^2LC}{pC}$$

$$Z_2(p) = \frac{1}{pC_0}$$

$$Z_{полн} = \frac{\frac{1+p^2LC}{pC} \cdot \frac{1}{pC_0}}{Z_1(p) + Z_2(p)} = 0$$ для генерации колебаний с $\omega = \omega_0$

$$Z_1(p) + Z_2(p) \neq 0$$

$$\frac{1+p^2LC}{pC} \cdot \frac{1}{pC_0} = 0$$

$$p^2CC_0 \neq 0$$

$$1 + p^2LC = 0$$

$$\omega_0^2 LC = 1$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \boxed{f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}}$$

Колебания на выходе:

$$A_e U(t) = E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

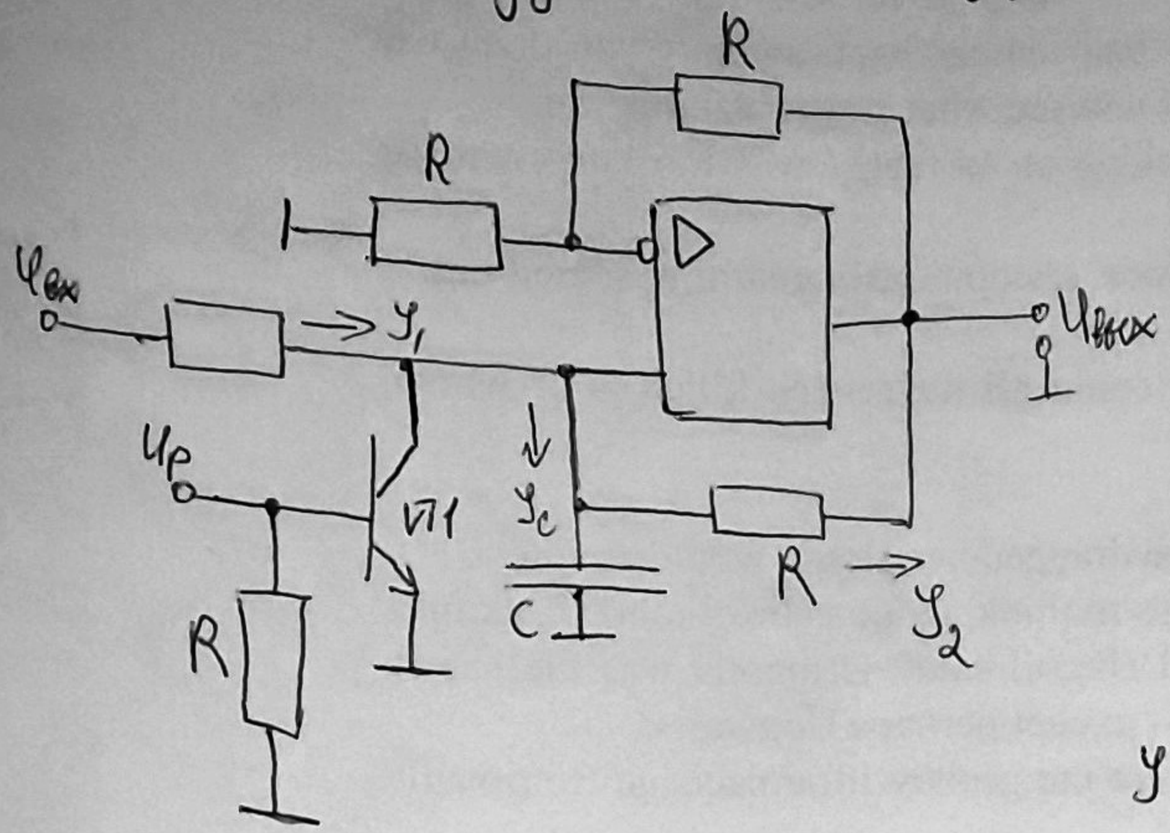
Достоинства схемы:

- высокая стабильность частоты косинусоидальных колебаний
- простота схемы

ОУ м.б. заменен на И-ВЕ

(20) Генератор пилообразного напряжения

ГЛИН создает АЧС $\Delta f_0 \neq 0$

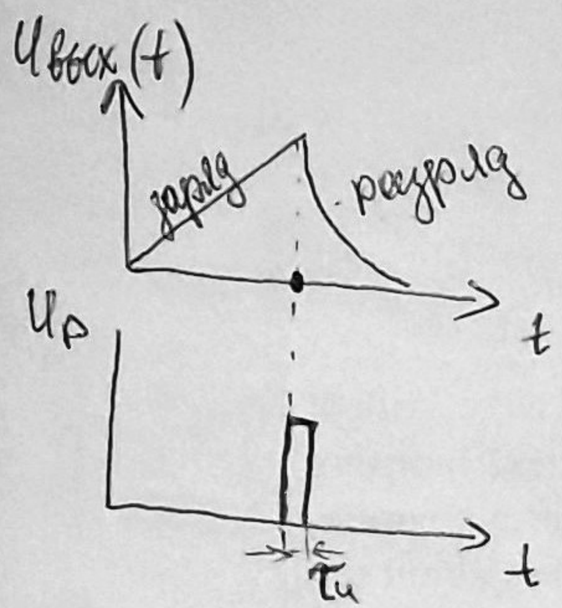


1) $U^+ = U^-$, $U^+(p) = U^-(p) = \frac{U_{вых}(p)}{2}$

2) $i_1 = i_c + i_2$

$U_{вх}(t)$ и $U_р$ - импульс малой длит-ти (2,4-5В)

$$U_{вых}(t) = \frac{1}{RC}\int_0^{T_и} U_{вх}(t)\,dt \pm U_{нач}.$$



$$i_1(p) = i_c(p) + i_2(p)$$

$$\frac{U_{вх}(p) + U^+(p)}{R} = \frac{U^+(p)}{1/pC} + \frac{U^+(p) - U_{вых}(p)}{R}$$

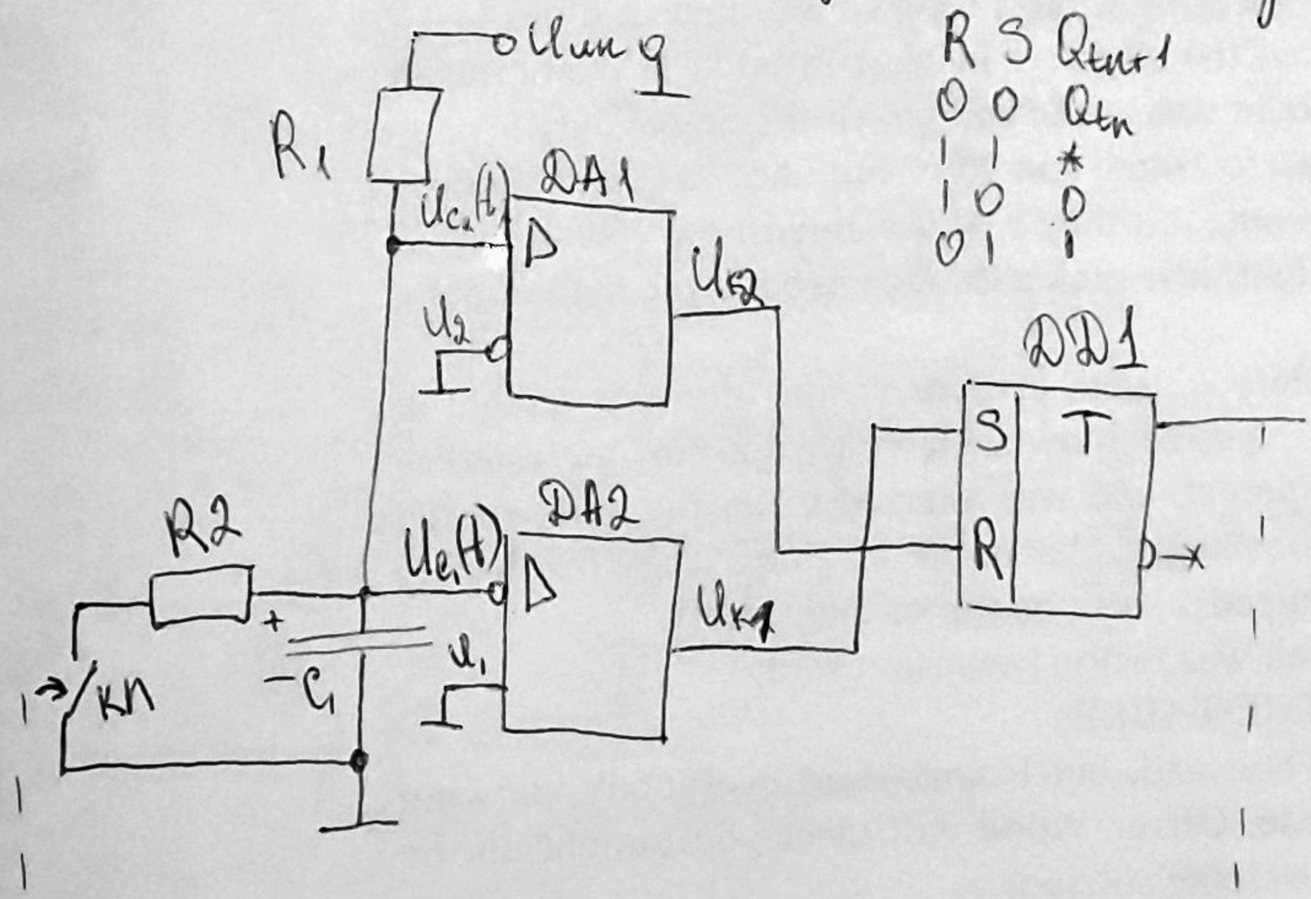
$$U_{вх}(p) = U^+(p) + pRC\,U^+(p) + U^+(p) - U_{вых}(p)$$

$$U_{вх}(p) = U^+(p)(2 + pRC) - U_{вых}(p)$$

$$U_{вх}(p) = \frac{U_{вых}(p)}{2} \qquad U_{вых}(p) = \frac{2U_{вх}(p)}{pRC}$$

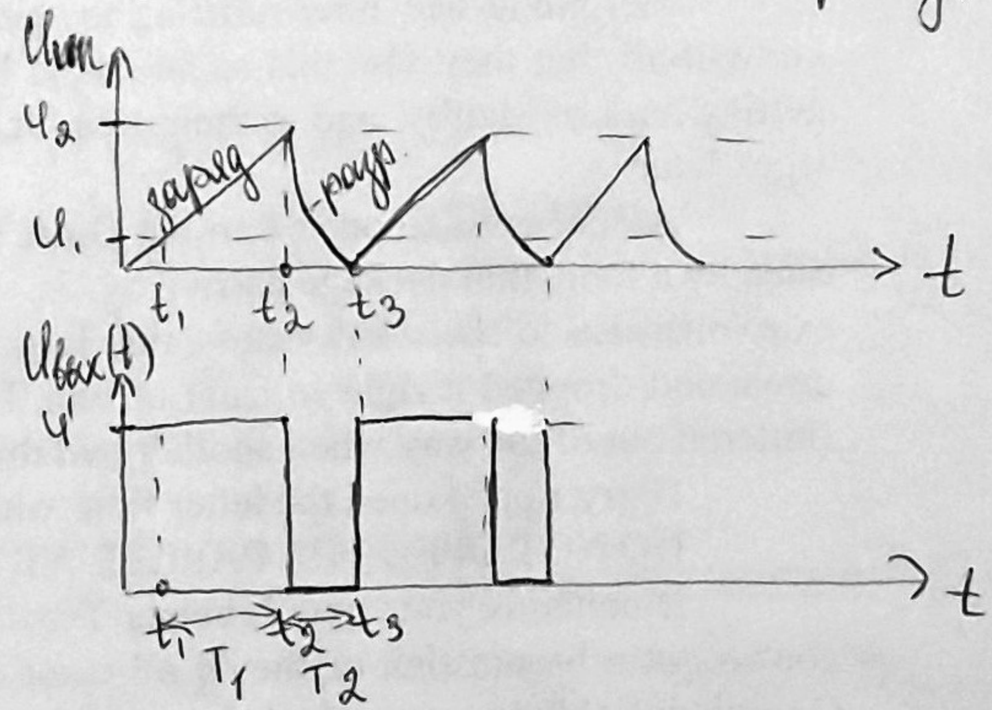
2 pRC

(21) Генератор напряжения прямоугольной формы



R	S	Q_{t+1}
0	0	Q_t
1	1	*
1	0	0
0	1	1

В нач. момент C_1 разряжен



$U_{вых} = U^0 \to$ „0" – ключ замкнут

$U_{вых} = U^1 \to$ „1" – ключ разомкнут

DA1 и DA2 – компараторы

При $U_{c2}(t) < U_2$ $U_{к2} = 0$

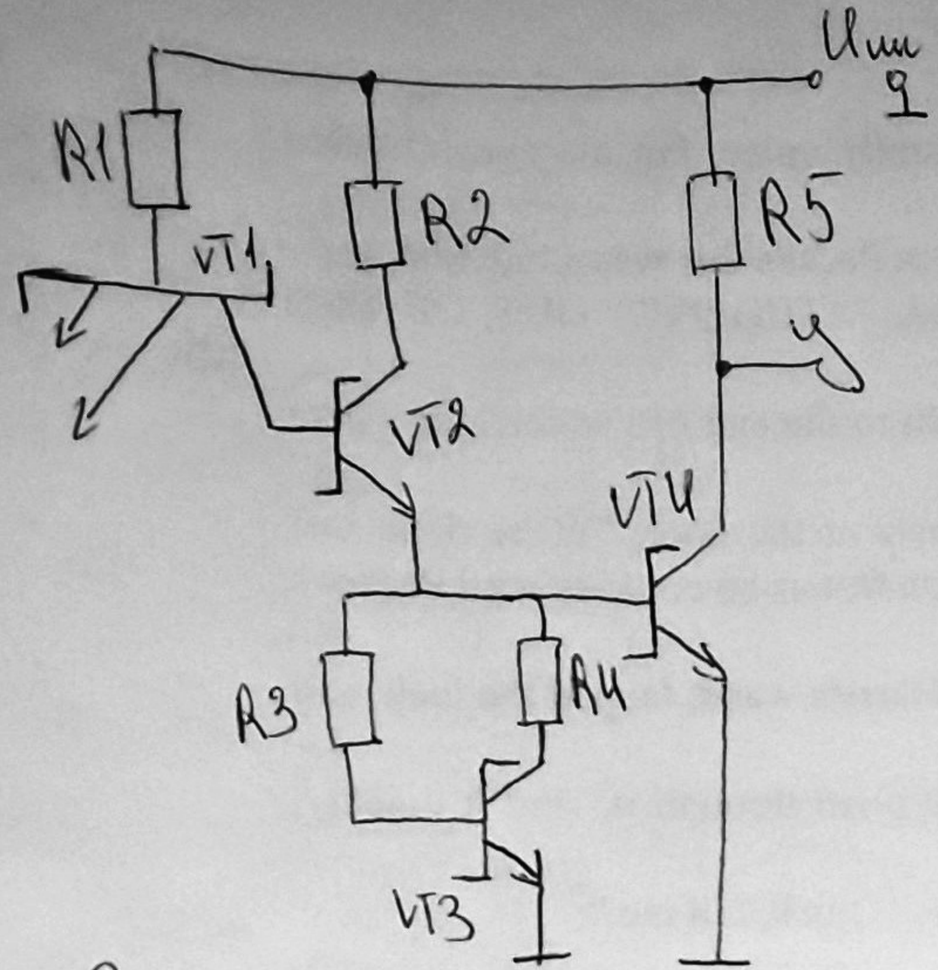
$U_{c2}(t) > U_2$ $U_{к2} = 1$

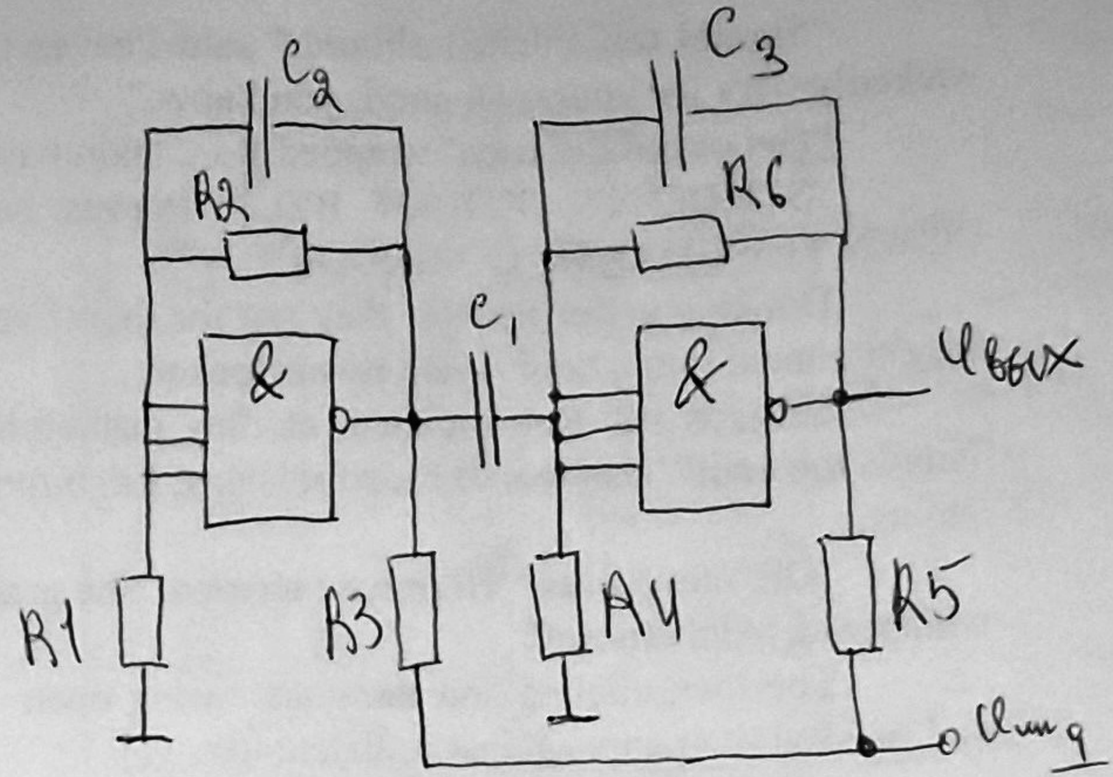
$U_{ип} \to R_1 \to C_1 \to \perp (-U_{ип}$

$$T_1 = R_1 C_1 \ln \frac{U_{ип} - U_1}{U_{ип} - U_2}$$

$$T_2 = R_2 C_1 \ln \frac{U_2}{U_1} \qquad f_n = \frac{1}{T_n} = \frac{1}{T_1 + T_2}$$

(22) Генератор гармонических колебаний на ЛЭ





C_1 - для гальванической развязки

R3, R5 - резисторы, включенные в коллекторную цепь VT4

R1 и R2 - ООС, R_6 и R_4 - ООС.

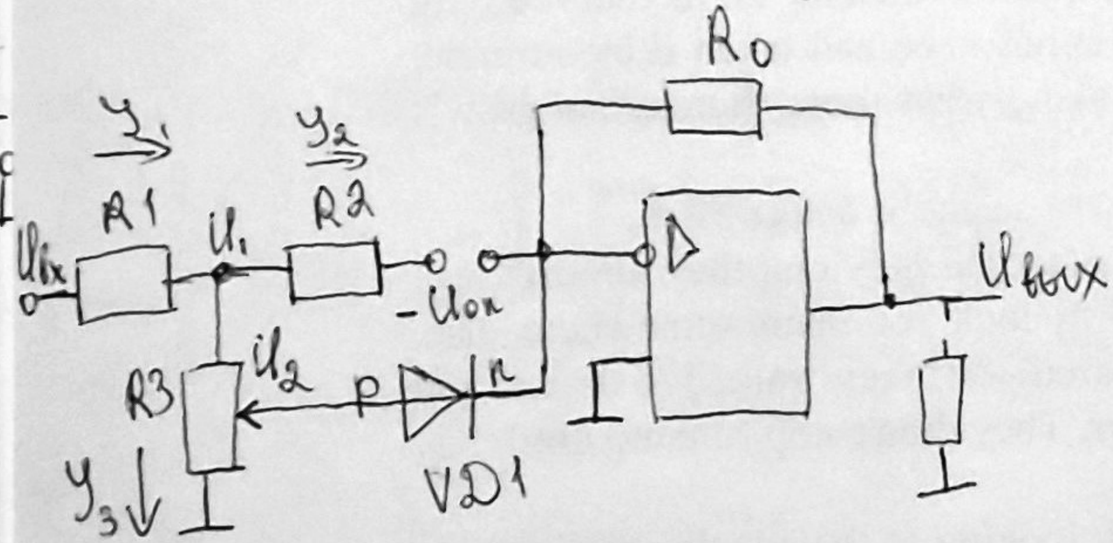
(23.) Нелинейные преобразователи

Ф-ция на выходе нелин. преобр.:

$U_{вых} = \alpha_0 U_0 + \alpha_1 U_{вх_1} + \sum_{i=1}^{n} b_i (U_{вх_i} - U_{вх_н})$ - кусочно-лин. ф-я нелин. зависм. $U_{вых} = f(U_{вх})$

α_0 и α_1 - постоян. коэфф., U_0 - пост. составляющая

U_1 - сост. вх. напряж. на 1-м н/э, $\sum_{i=1}^{n} b_i (U_{вх_i} - U_{вх_н})$ - сумма лин. участков нелин. ф-ии $U_{вых}$



Состав:

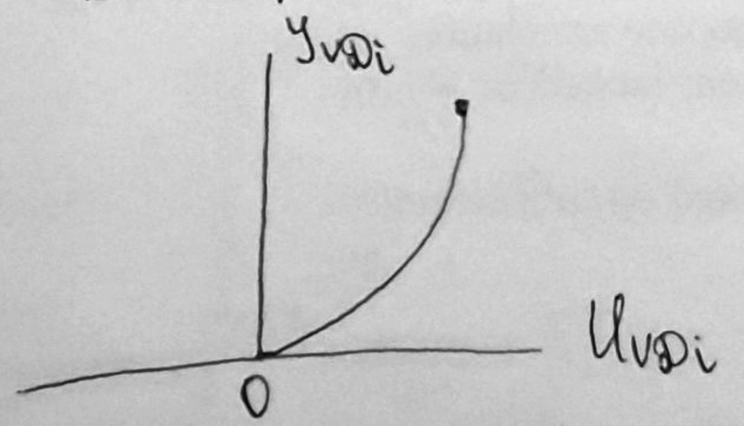
1) ОУ
2) R1, R2, перемен. сопр. R3
3) кремниевый диод с (p-n) перех

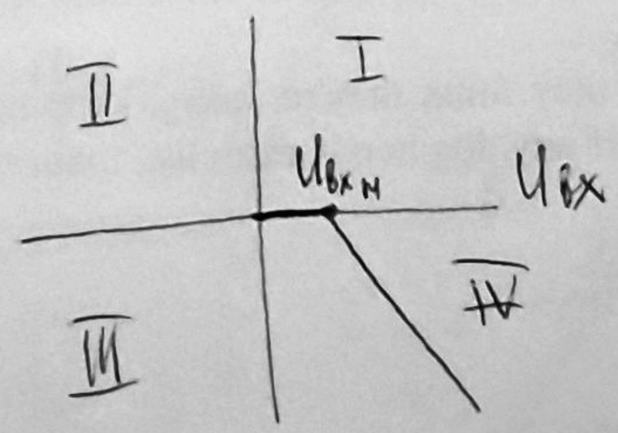
} н/э.

$U_{вх} = U_{вх_н} = \frac{R_1}{R_2} U_{оп}$

Цепь: $U_2 \to VD1 \to R_0 \to R_н$ (1)

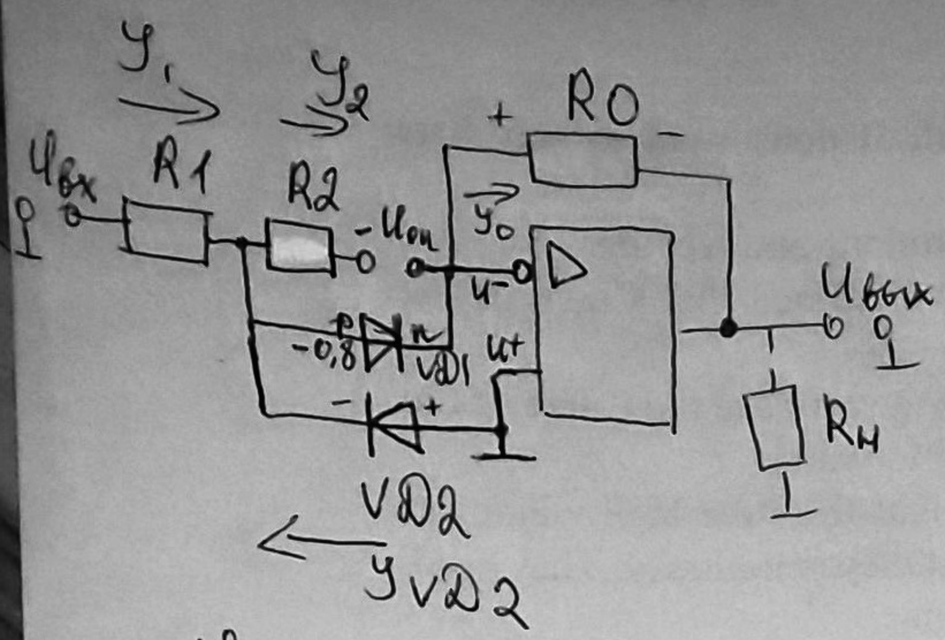
ВАХ p-n-перехода





VD_i откр при $U_{VDi} \geq 0$ В.

(24) Нелинейный преобразователь



$U_{вх} = 0$

Цепь: $\perp(+U_{оп}) \to VD_2 \to R_2 \to U_{оп}$

VD2 - откр, $U_{VD2} = 0,8$ В

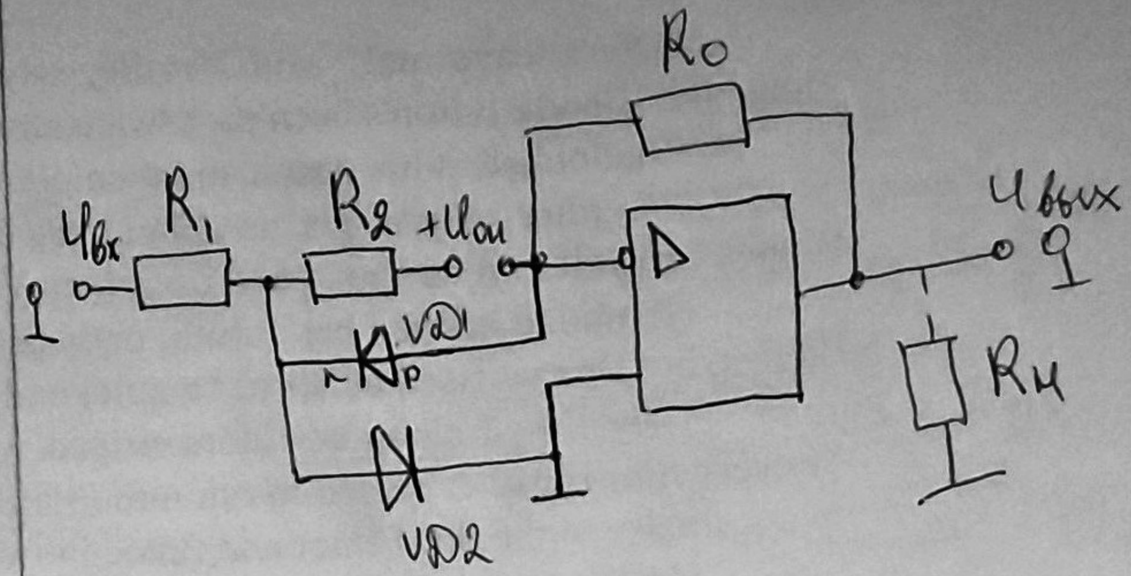
VD1 - закр.

$(U_p - U_n)_{VD1} = -0,8 - 0 = -0,8$

$-0,8 < U_{зап} = 0,6$

При VD_1 откр:

Цепь: $U_{вх} \to R_1 \to VD1 \to R_0 \to R_н \to \perp$



$U_{вх} = 0$

Цепь: $+U_{оп} \to R2 - VD2 \to \perp(-U_{оп})$

$(U_p - U_n)_{VD1}$ VD1 закр. $= 0 - 0,8 = -0,8$ В

$U_{зап\,(p-n)} = 0,6$ В

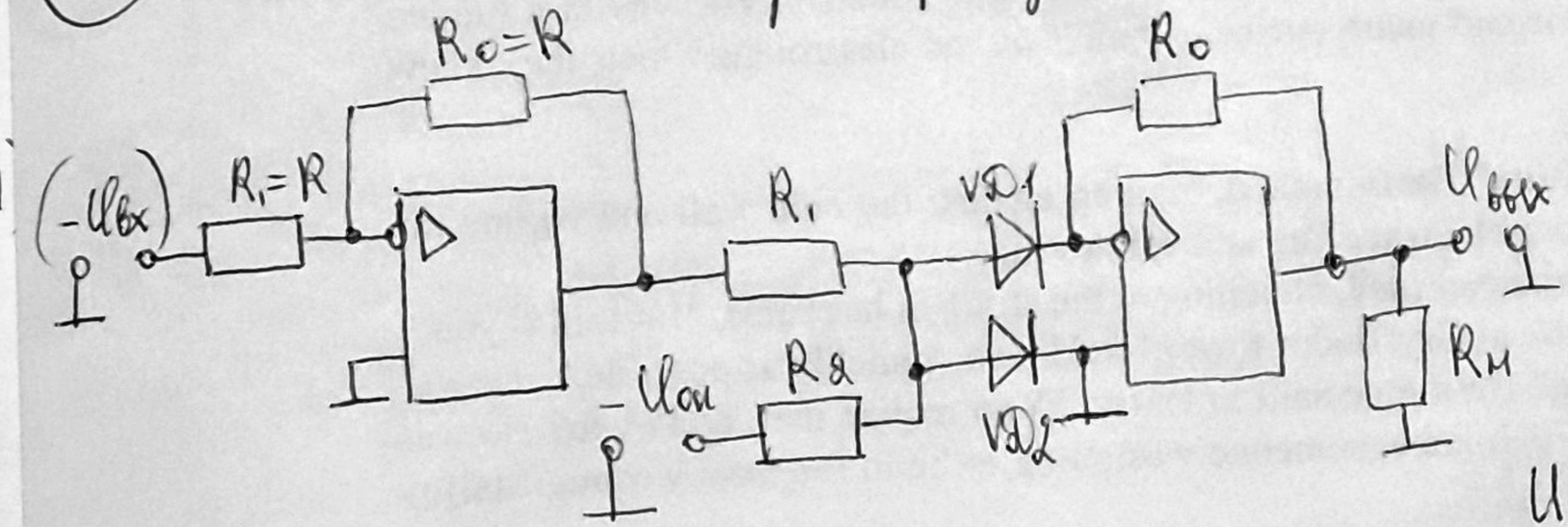
$-U_{вх} = -0,8$ В

VD1 - начинает откр - ся

$\perp(U_{вх}) \to R_н \to R_0 \to VD1 \to R_1 \to (-U_{вх})$

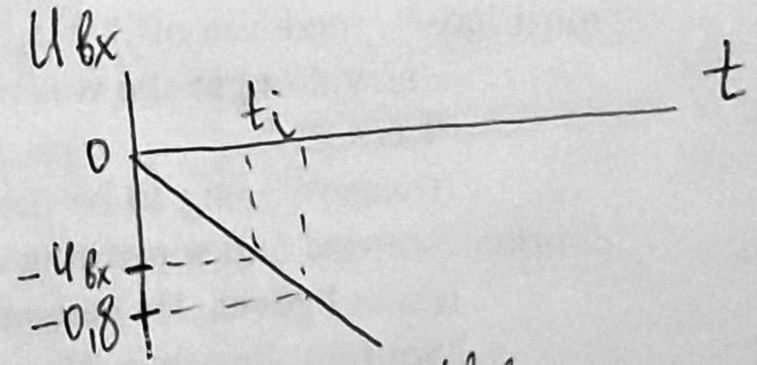
по ООС $U_{вых} = I_0 R_0$

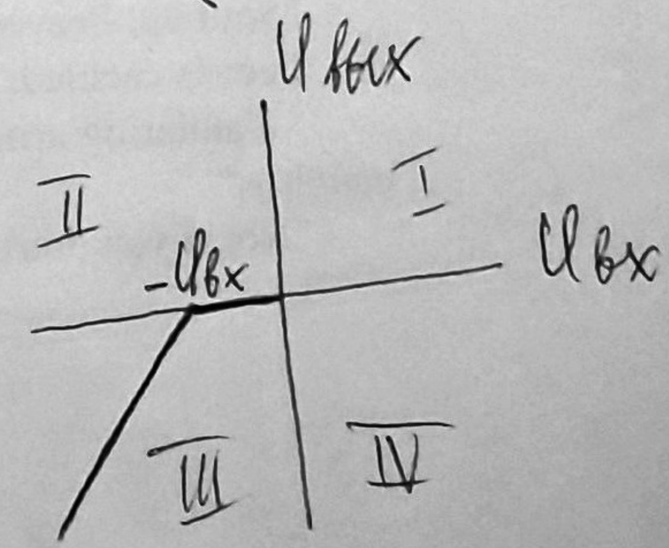
(25) Мультивибратор с 2-мя ОУ ($-U_{вх}$, $-U_{оп}$)



Состав:

1) ОУ1 и ОУ2
   $K_{оу} \to \infty$
   $R_{вх} \to \infty$
   $R_{вых} \to 0$
2) Н/Э сост. из VD1, VD2, R1, R2





$U_{вх}=0$

цепь: $\perp(U_{оп}) \to VD2 \to R2 \to (-U_{оп})$

$U_p=-0,8$ В, $U_n=0$ В, $U_{VD2}=-0,8$ В

$(U_p-U_n)_{VD1}=-0,8-0=-0,8$ В <0 В $\Rightarrow$ VD1 закр.

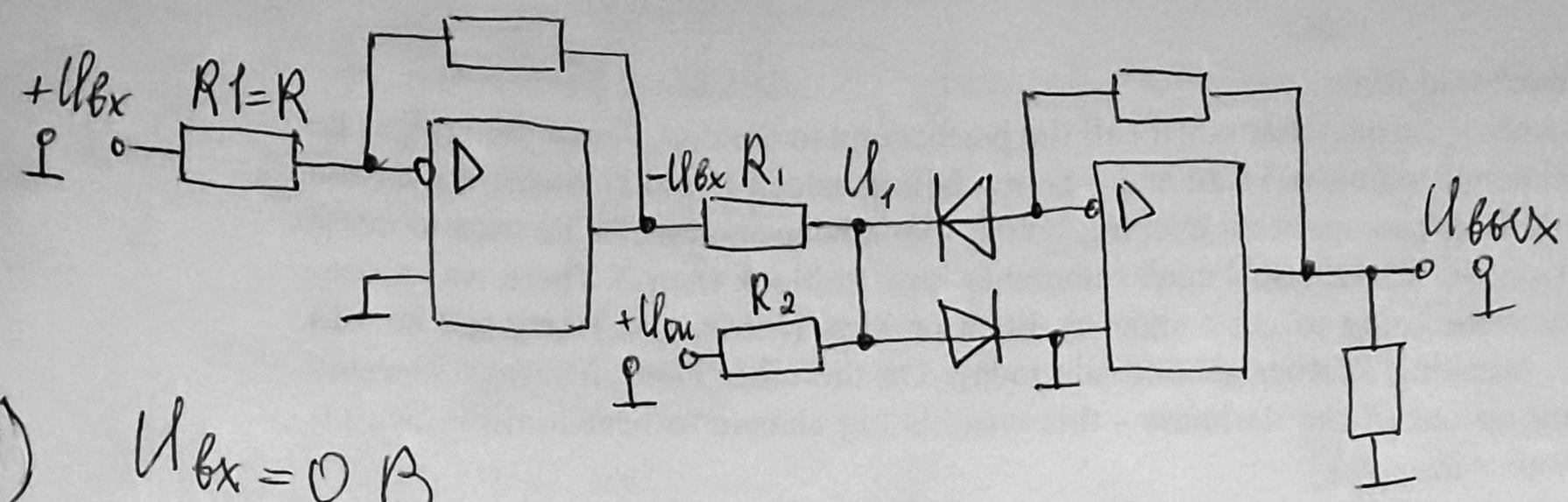
При $|-U_{вх}| \uparrow$

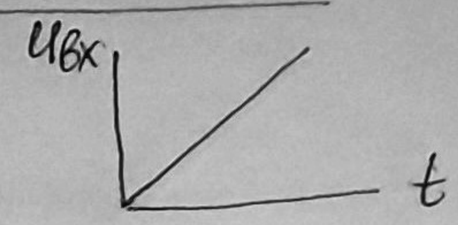
VD1 - открыт

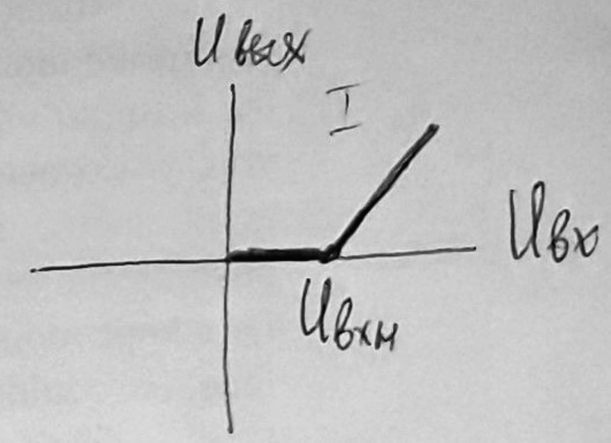
цепь: $U_{вх} \to R1 \to VD1 \to R_0 \to R_н \to \perp(-U_{вх})$

26. Нелинейные преобразователи $+U_{вх}$, $+U_{оп}$

1.







1) $U_{вх} = 0$ В

Цепь: $U_{оп} \Rightarrow R2 \Rightarrow VD2 \Rightarrow \perp(-U_{оп})$

$U_{VD2} = 0{,}8$ В $\Rightarrow U_1 = 0{,}8$ В

Для VD1

$(U_p - U_n)_{VD1} = 0 - 0{,}8 = -0{,}8$ В

$-0{,}8 < 0 \Rightarrow$ VD1 закрыт

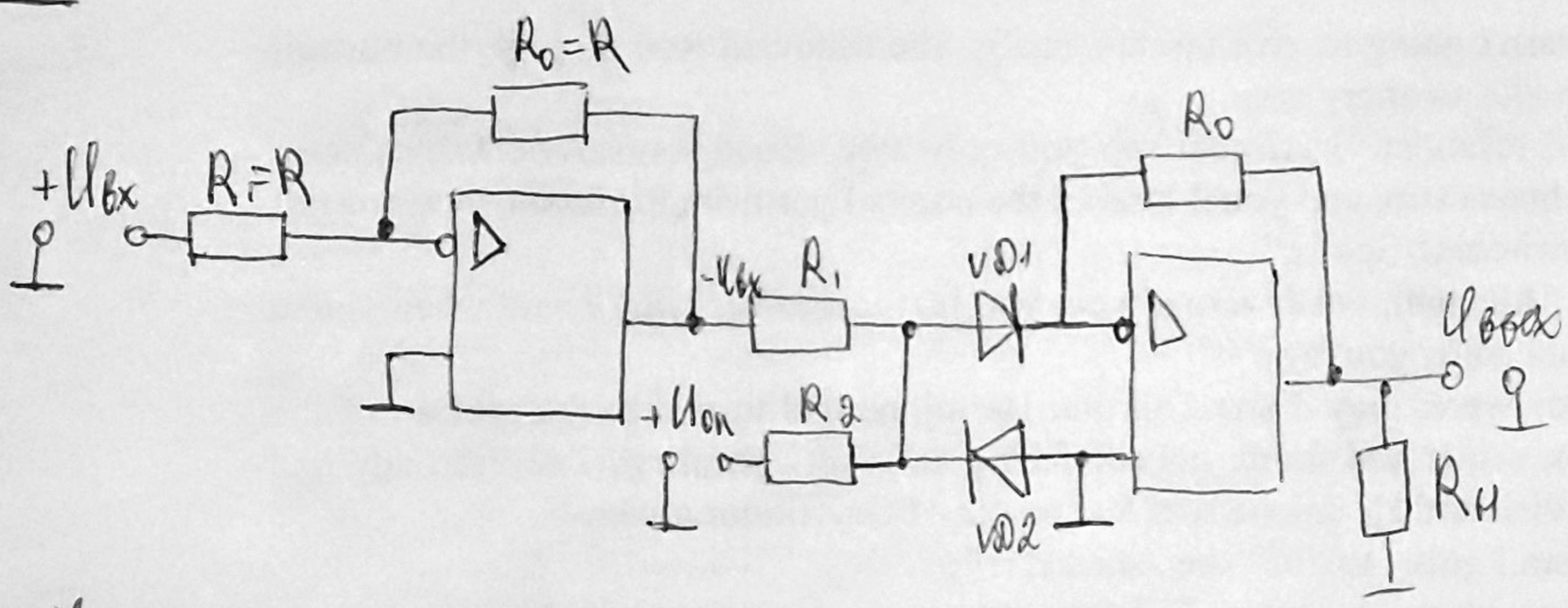
2) $U_{вх} \neq 0$ В

VD1 - открыт

Цепь: $\perp(U_{вх}) \Rightarrow R_н \Rightarrow R_0 \Rightarrow VD_1 \Rightarrow (-U_{вх})$

$U_{вых} = f(U_{вх})$

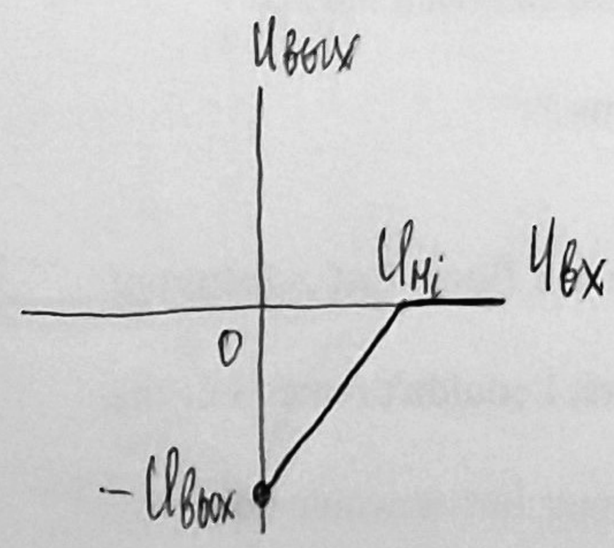
2.



1) $U_{вх} = 0$ В

Цепь: $U_{оп} \Rightarrow R2 \Rightarrow VD1 \Rightarrow R_0 \Rightarrow R_н \Rightarrow (-U_{оп})$

$U_{вых} = -I_0 R_0$



2) $U_{вх} \uparrow$

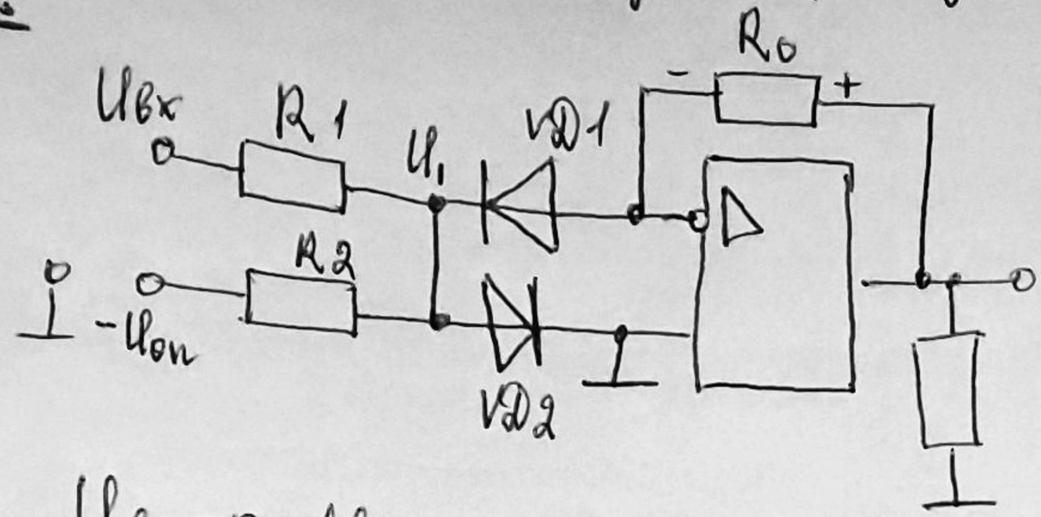
$-U_{вх} \neq 0$ когд. I_{VD2}:

$\perp(0) \Rightarrow VD2 \Rightarrow R1 \Rightarrow (-U_{вх})$

$U_{VD2} = -0{,}8$ В

27. Нелинейные преобразователи на одном ОУ

1.

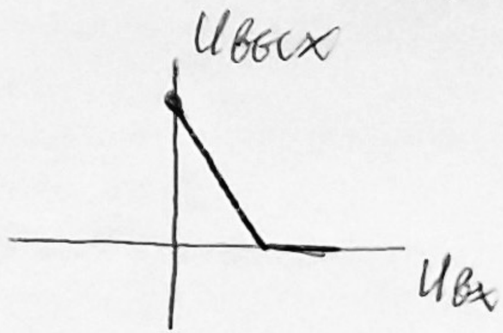


1) $U_{вх} = 0$, $U_{нет} = -U_{оп}$

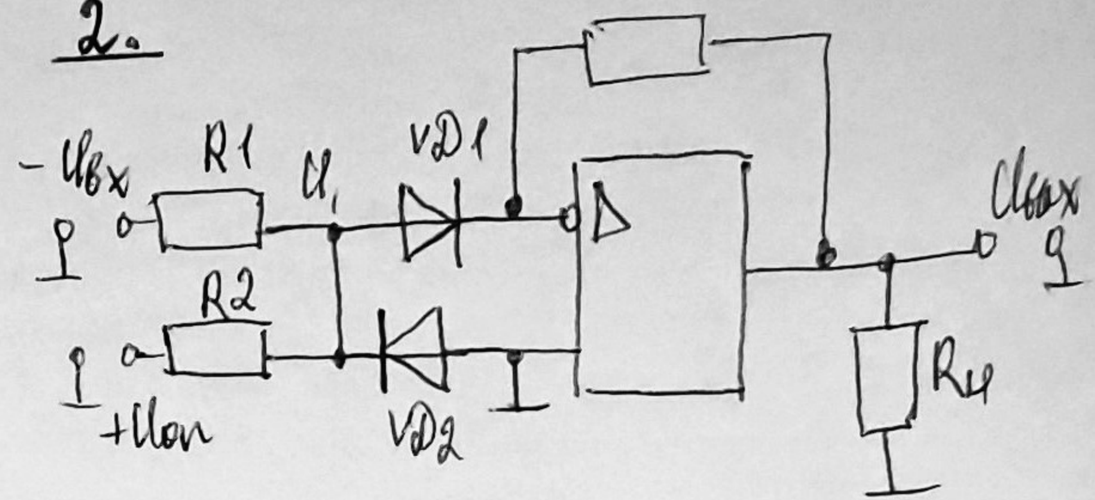
Цепь: $\perp(+U_{оп}) \to R_н \to R_0 \to VD1 \to R2 \to -U_{оп}$

2) $U_{вх} \neq 0$, $U_{вх} \uparrow$

Цепь: $U_{вх} \to R1 \to VD2 \to \perp$



2.

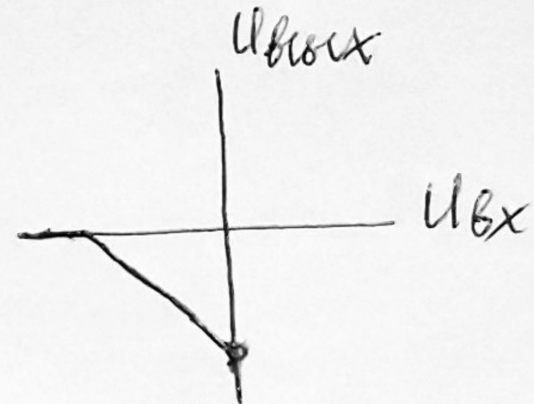


1) $U_{вх} = 0$

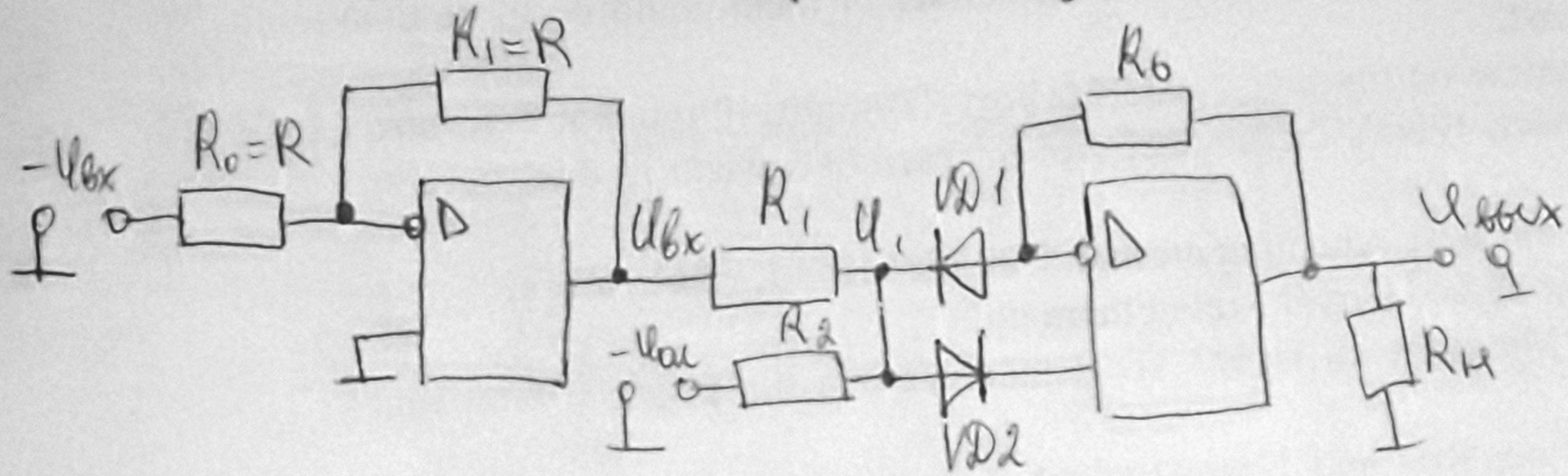
Цепь: $+U_{оп} \to R_2 \to VD1 \to R_0 \to R_н \to \perp(-U_{оп})$

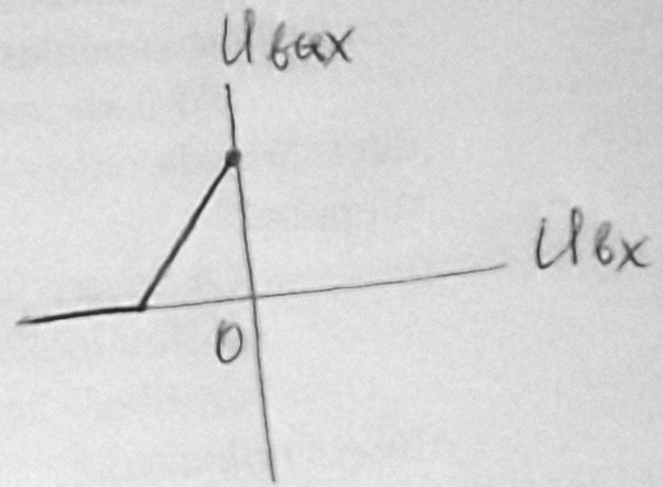
2) $-U_{вх} \downarrow$

Цепь: $\perp \to VD2 \to R1 \to \perp(-U_{вх})$



28. Нелинейный преобразователь на двух ОУ ($-U_{вх}$, $-U_{оп}$)





1) $-U_{вх}=0$

цепь: $\perp(-U_{оп}) \Rightarrow R_н \Rightarrow R_0 \Rightarrow VD1 \Rightarrow R2 \Rightarrow (-U_{оп})$

2) $|-U_{вх}|\uparrow$, $U_1\uparrow$, VD1 закр., VD2 открыт

$U_{вх} \Rightarrow R1 \Rightarrow VD2 \Rightarrow \perp$

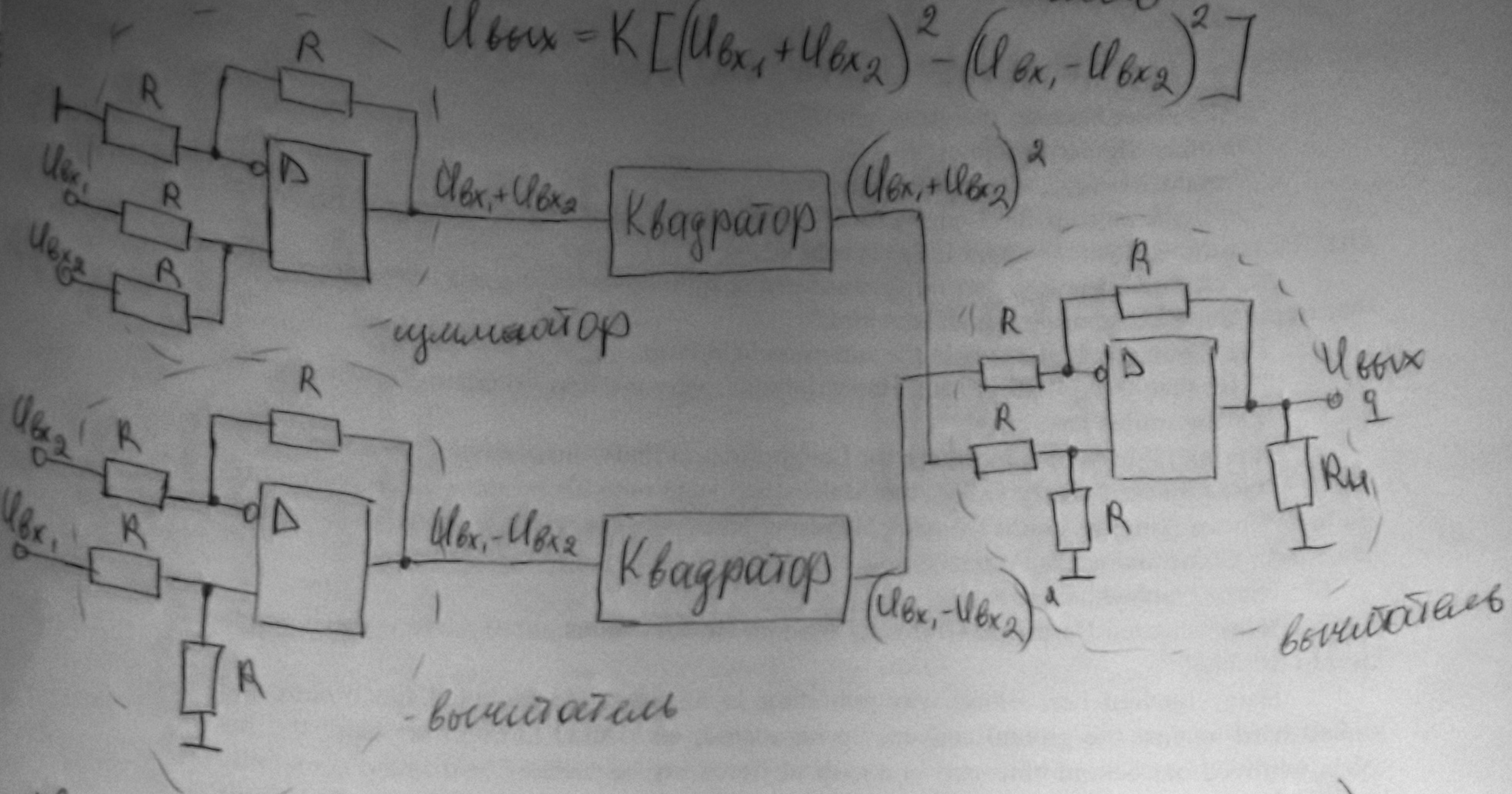
$U_{VD2}=0{,}8$ В

$U_1=0{,}8$ В VD1 закрыт

29

Перемножитель аналоговых сигналов

$$U_{вых} = K\left[\left(U_{вх_1}+U_{вх_2}\right)^2 - \left(U_{вх_1}-U_{вх_2}\right)^2\right]$$



$$U_{вых} = K\left(U_{вх_1}^2 + 2U_{вх_1}\cdot U_{вх_2} + U_{вх_2}^2 - U_{вх_1}^2 + 2U_{вх_1}U_{вх_2} - U_{вх_2}^2\right) = K\,U_{вх_1}\cdot U_{вх_2}$$

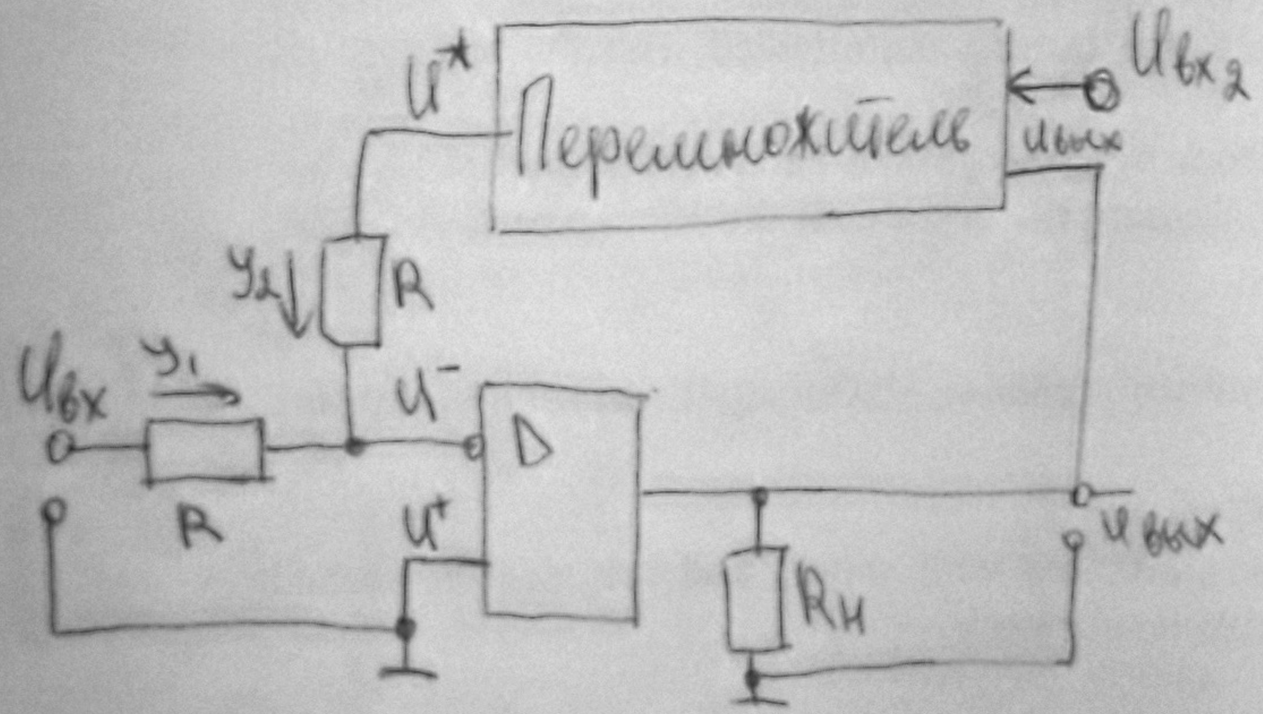
$$K = \frac{1}{4}$$

30 Устройство деления аналоговых сигналов

$$U_{вых} = K_{дел} \frac{U_{вх1}}{U_{вх2}}$$

$R_{вх} \to \infty$

$R_{вых} \to 0$



Условия:

1) $U^- = U^+ = 0$

2) $y_1 = y_2$

$$\frac{U_{вх1}}{R} = \frac{U^*}{R}$$

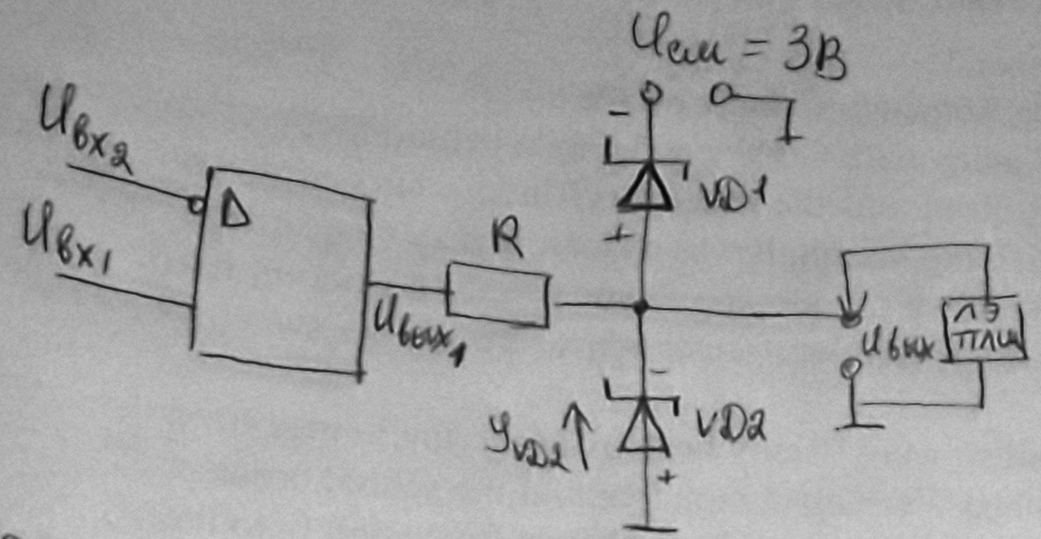
$$U^* = K_п \cdot U_{вых} \cdot U_{вх2}$$

$$U_{вых} = K_п \frac{U_{вх1}}{U_{вх2}}$$

(31) Компаратор

Компаратор - функц. узел, предназначенный для сравнения 2х аналоговых сигналов

Схема с нагрузкой на ЛЭ ТТЛШ-типа ($U^1 = 3,4$ В и $U^0 = 0,4$ В):



$K_{оу} \to \infty$

$R_{вх} \to \infty$

$R_{вых} \to 0$

$U_{VD2} = 0,4$ В

$R \to VD1 \to VD2 \to U_{см}$ - каскад согласов.

$U_{вых1} > U_{см} = 3$ В, VD1 открыт

I_{VD1} по цепи: $U_{вых1} \to VD1 \to U_{см} \to \perp$, $U_{VD1 откр} = 0,4$ В, $U_{вых} = U_{VD1} + U_{см} = 0,4 + 3 = 3,4$ В

(33) Квантов

(32) Дискретизация аналоговых сигналов

Операция дискретизации аналог. сигн. во времени сводится к замене непрерывного сигнала в дискретный цифровой.

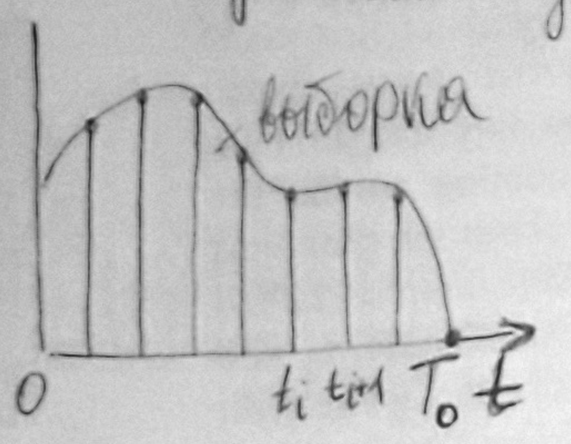
Временной интервал между дискретными моментами времени:

$T_д \le \frac{1}{2f_{max}}$, f_{max} - верхняя частота АЧС (теор. Котельникова)

Недостаток теоремы Котельникова: ряд сигналов имеет неограниченный по частоте АЧС. Применение т. Котельн. для преобраз. последов. прямоуг. импульсов не обеспеч. высокую точность определения вр. инт-ла дискретизации.

Для выбора инт-ла дискретизации в АЦП применяют утвержд. Железнова:

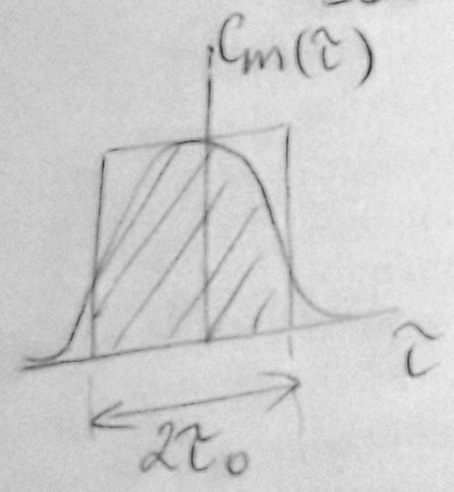
Отсчеты в дискретн. моменты времени осуществляются при обеспечении временного интервала дискретизации равного времени корреляции



$T_д = \tau_0$ - время корреляции

$T_д$ выбор. между дискретными зн-ми так, чтобы выборки были некоррелированы

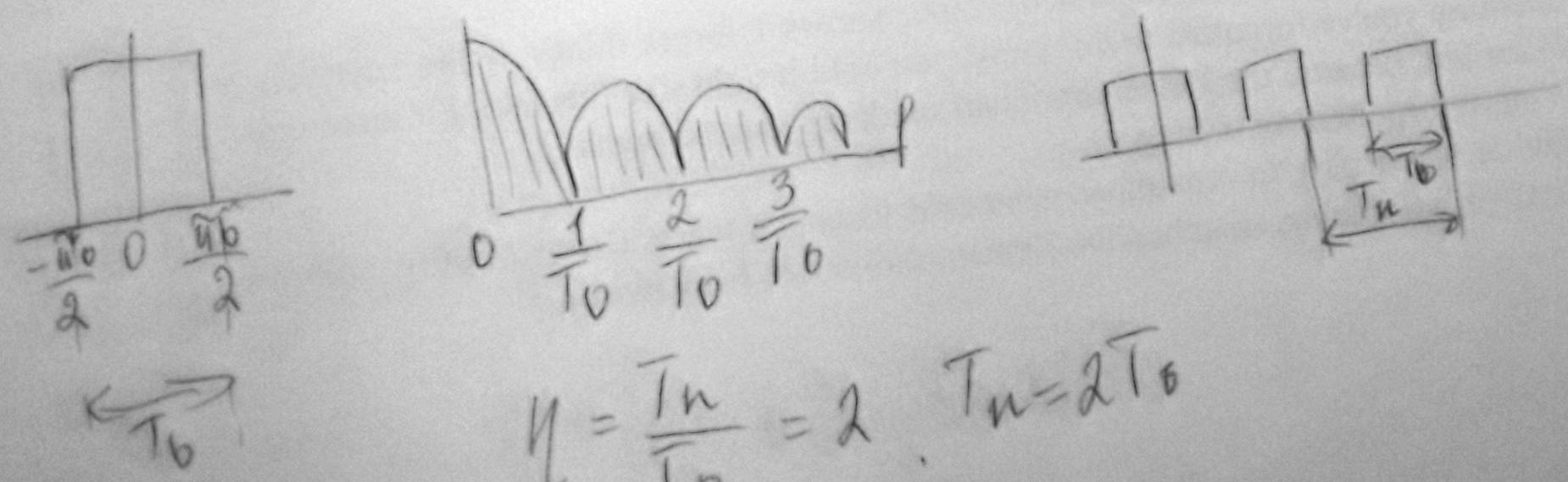
$\tau_0 = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty} C_m(\tau)d\tau$, $C_m(\tau)$ - корреляц. ф-ция д-на модулирующем сигнала



Δf_0 - ширина АЧС сигнала $|g(f)|$

$\tau_0 = \frac{1}{2\Delta f_0}$

Чтобы было.

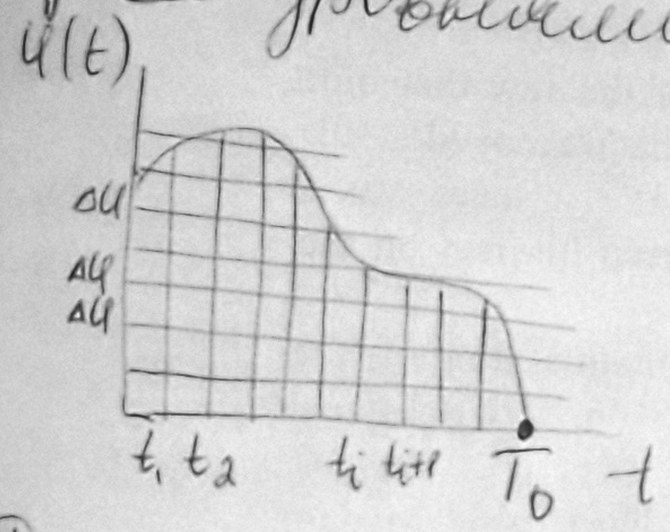


$\eta = \frac{T_и}{T_0} = 2$. $T_и = 2T_0$

$U_{вых_1} \Rightarrow VD1 \rightarrow U_{см} \rightarrow \perp$, $U_{VD1 откр} = 0,4$ В, $U_{вых} = U_{VD1} + U_{см} = 0,4 + 3 = 3,4$ В

(33) Квантование аналог. сигн

Операция квантования сводится к округл. выборок. уровнями отстоящими друг от друга на t



Квантование выборок сводится к представлению в дискр. моменты времени совокуп. дискретн. значений напряж.

Каждое зн-е - шаг квантования Δu

Диапазон: $D = \dfrac{U_{max}(t) - U_{min}(t)}{\Delta u}$

Выбор Δu.

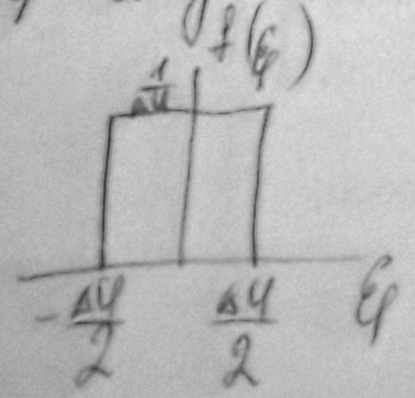
Реальное зн-е в дискр. мом. вр $t = t_5$ - U_{t_5}, округл. зн-е $\overline{U_{t_5}}$

$U_{t_5} - \overline{U_{t_5}} = \xi$ - ошибка квантования

$\xi_{max} = \pm \dfrac{\Delta u}{2}$

При разработке АЦП $D[\xi]$ - дано

ξ - случ. велич., поэтому вероятной хар-ки:



Дисперсия шума ошибки $D[\xi] = \int_{-\frac{\Delta u}{2}}^{\frac{\Delta u}{2}} f(\xi)\, d\xi = \dfrac{(\Delta u)^2}{12}$

Шаг квантования $\Delta u = \sqrt{12 D[\xi]}$

$\dfrac{T_0}{\tau_0}$ - число выборок

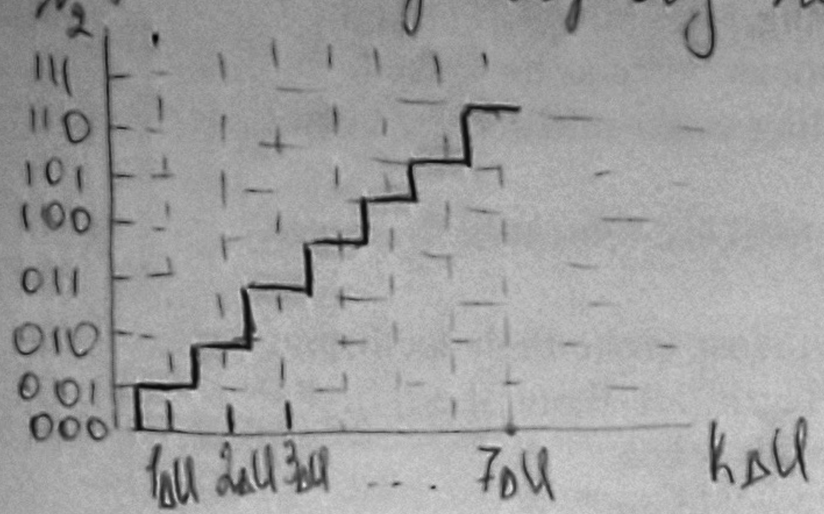
$m = \dfrac{U_{max} - U_{min}}{\Delta u}$ - число ур-й квантования

(34.) Операция кодирования - обозн-е ур-й квантованных десятичными числами

N_{10} и N_2, $N_2 = 2^0 a_0$ $N_{10} = 1$, $N_2 = 2^1 a_1 + 2^0 a_0$ $N_{10} = 2$

Разрядность кода $n = 3$ (на выходе)

Хар-ка преобраз. непр. сигн. в дв.-поз. код ~~[illegible]~~



(35) Операции над аналог. сигн. ~~[illegible]~~ Про шумы.

АЦП выч-ет 3 операц. по получ. дв.-поз. кода:

- врем. дискретизация
- квантование
- кодирование

ξ - изменение квантованим случ. велич.

$R_\xi(\tau) = \overline{\xi(t)\cdot\xi(t+\tau)}$, где $\tau = t_2 - t_1$ - машинное время

$\xi(t) = M_\xi(t)\, e^{i\omega_0 t}$

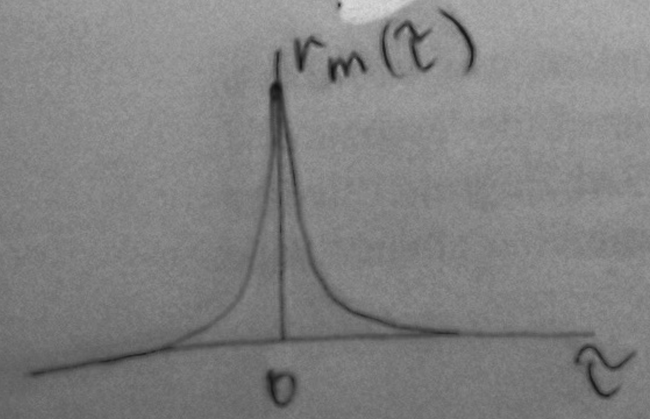
$M_\xi(t) = E_\xi(t)\cdot e^{i\psi_\xi(t)}$ $E_\xi(t)$, $\psi_\xi(t)$ - случ. велич.

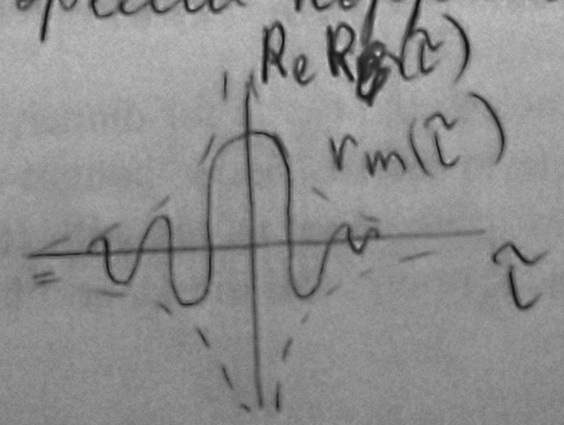
$R_\xi(\tau) = 2\sigma_m^2 \cdot r_m(\tau)\, e^{i\omega_0^2 \tau}$

$\sigma_m^2 = \dfrac{|E_\xi(t)|^2}{2}$ при $R = 1$ Ом - мощность шума квантир-я

$r_m(\tau)$ - нормиров. корреляц. ф-ия шума квантир-я

$r_m(\tau) =$, τ_m - время корреляц. шума квантир.





$Re\, R_\xi(\tau) = 2\sigma_m^2\, r_m(\tau)\cos\omega_0^2\tau$

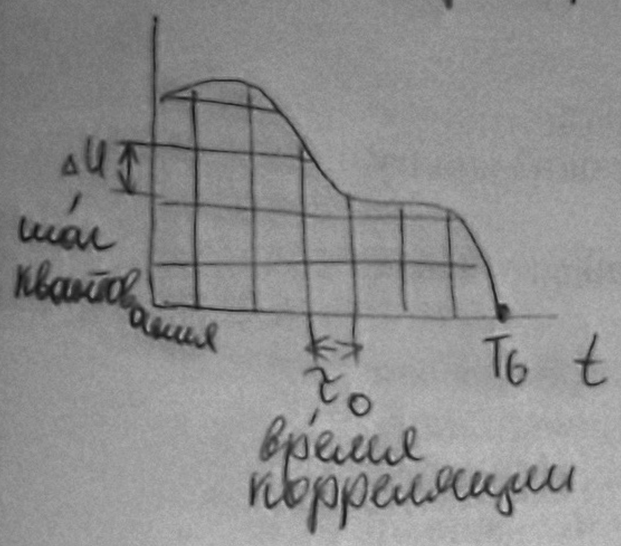
36. АЦП с параллельным преобразованием

Быстродействие АЦП опр-ся временем преобразования

$T_{преобр} = 1$ м.с. – вр. инт-л между моментом поступл. непр. аналог. сигн. на АЦП и моментом выдачи цифр. кода

Условия:

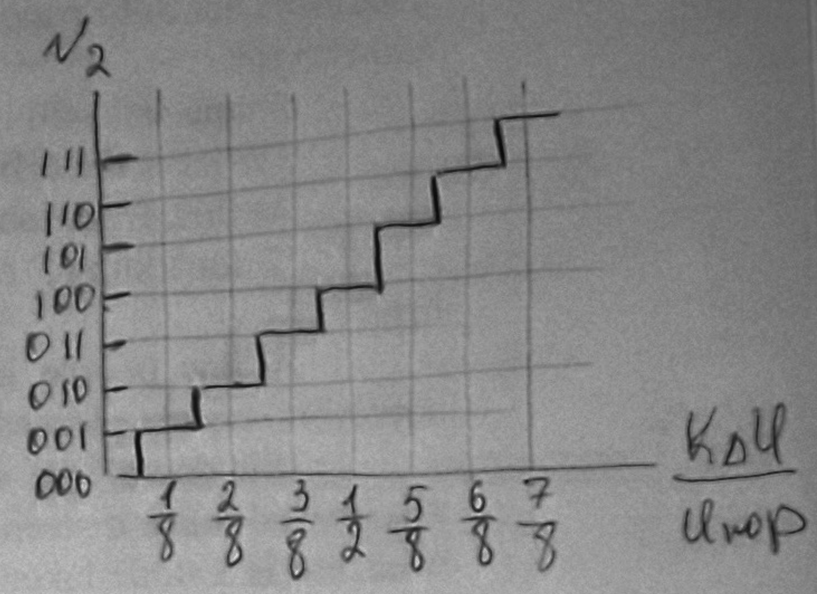
1) разрядность цифр. кода $n = 3$
2) $U_{вх}(t)$ – преобр. сигн.

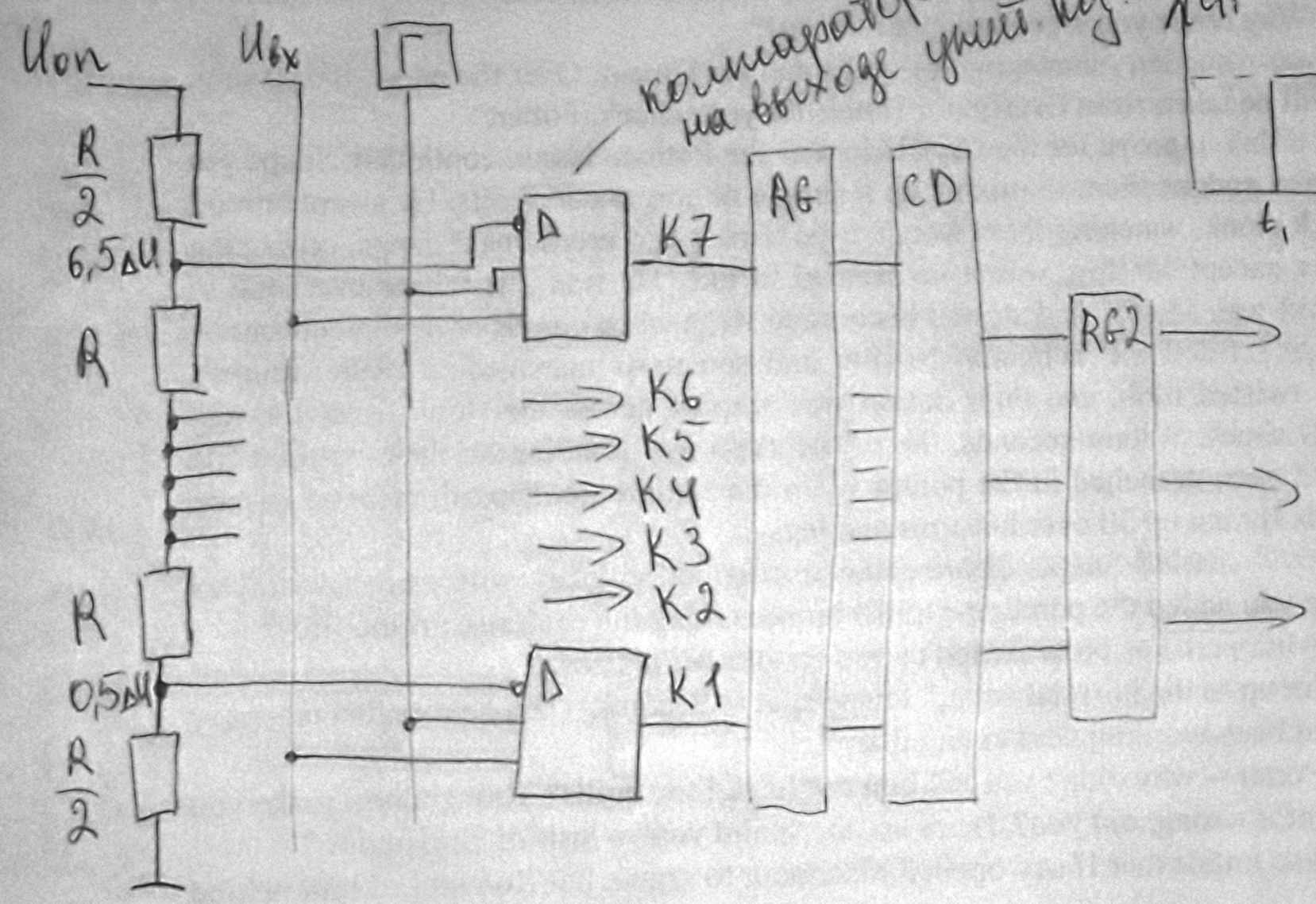


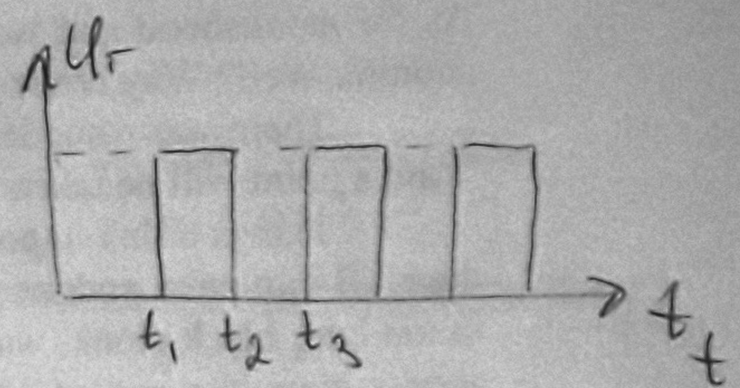
1) $T_g = T_0$
2) $\Delta U = \sqrt{12 D[\xi]}$ – диап. шума квантования

$\xi_{max} = \pm 0{,}5 \Delta U$

$2^n = 2^3 = 8$



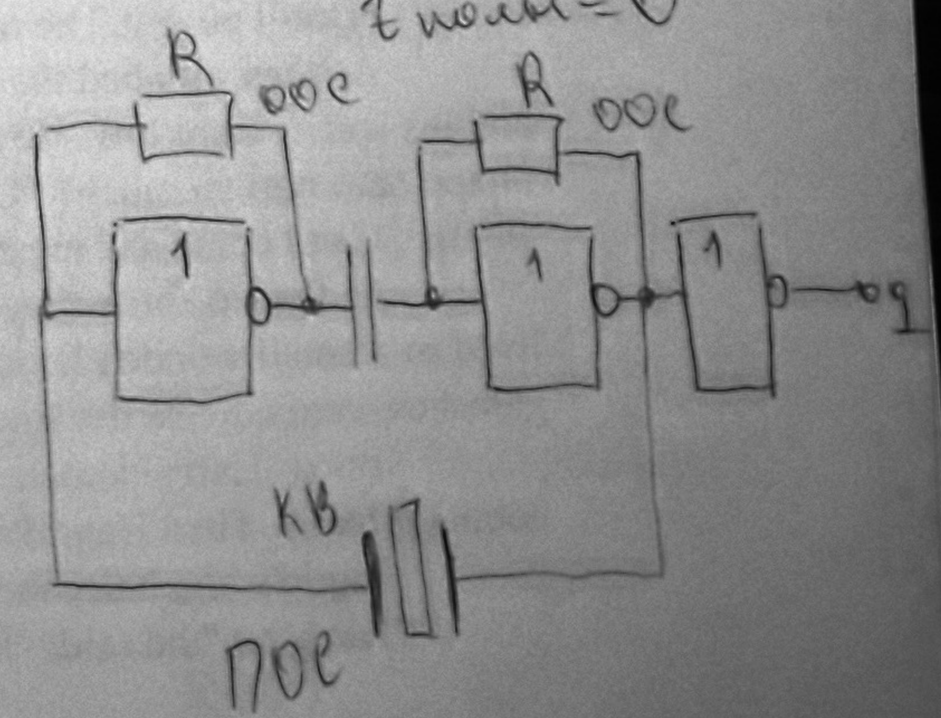




$t = t_1$ – дискретизация
от t_1 до t_2 – квантование
t_2 до t_3 – запоминание
дв-й кода.

$R = 470$ Ом
$\tau_{полн} = 0$

$U_{вх}$	K_7	K_6	K_5	K_4	K_3	K_2	K_1	a_2	a_1	a_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
2	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
3	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
5	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

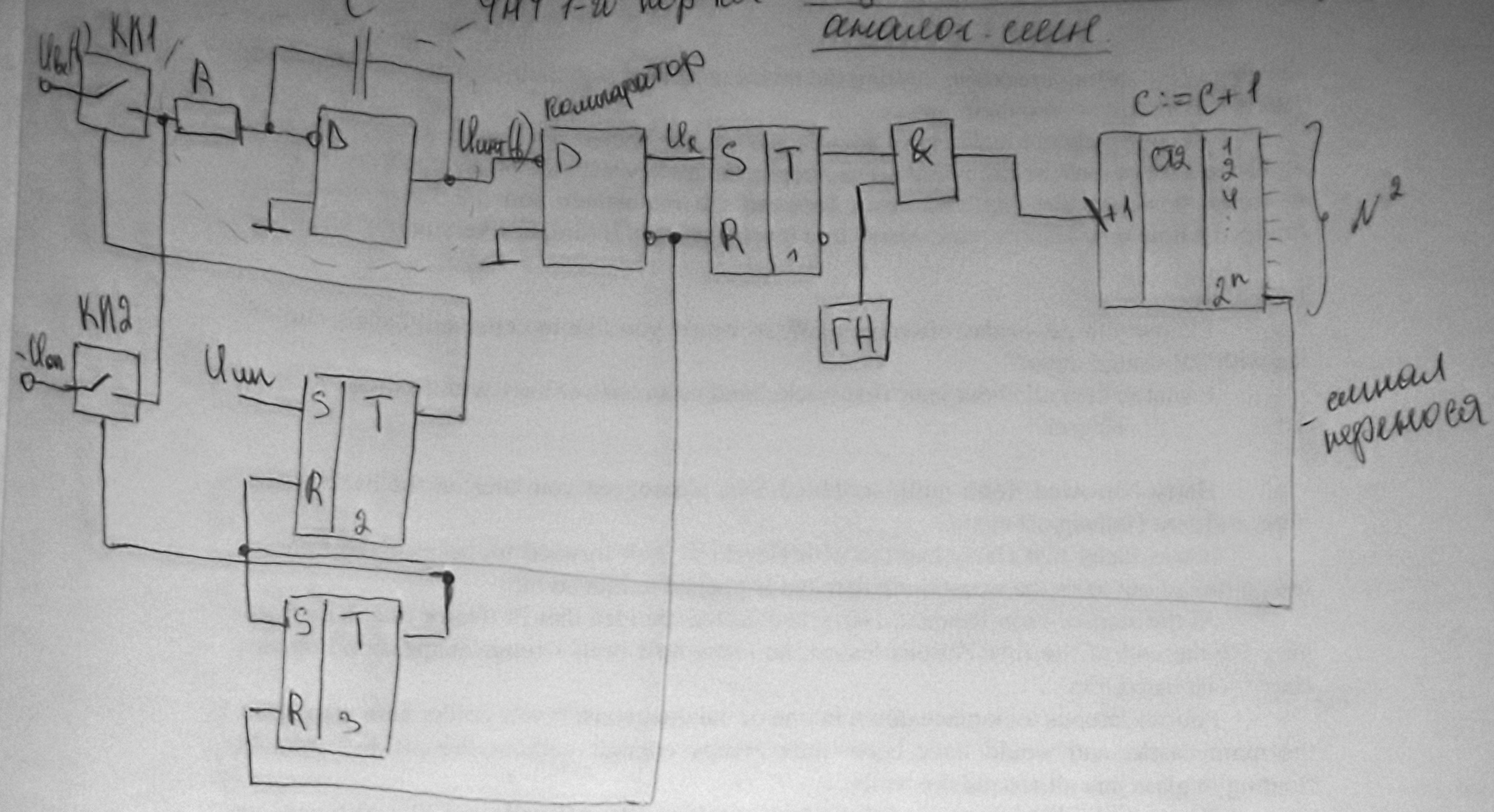


Достоинство: $T_{преобр} = 1$ м.с.

Недостаток: кол-во компараторов $2^n - 1$

37. АЦП с последовательным преобразованием

АЦП с 2-х тактным интегрир. вх. аналог. сигн.

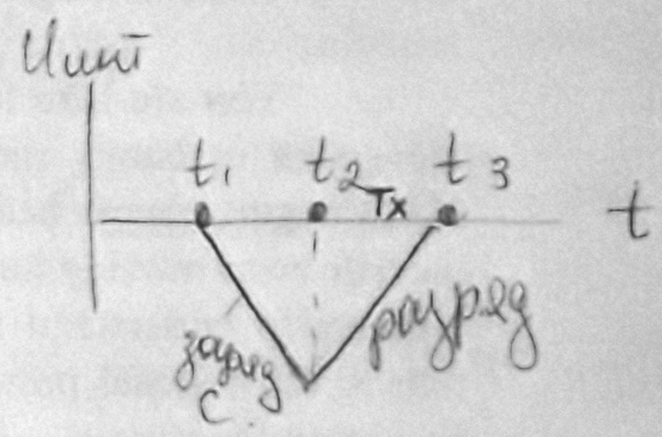


$n=4$, $N_2 = 2^3 a_3 + 2^2 a_2 + 2^1 a_1 + 2^0 a_0$

В $t=t_1$ на вход тр-ра RS2 поступ. импульс запуска $Q=1$

При $U' \to$ "1" КЛ1 – замкнут

$$U_{инт}(t) = -\frac{1}{RC}\int_{t_1}^{t_2} U_{вх}(t)\,dt \text{ при } U_{оп}=0\text{ В}$$



$$T_x = t_3 - t_2 = N_2 \cdot T_{C2} \qquad \boxed{T = 2^n \cdot T_2}$$

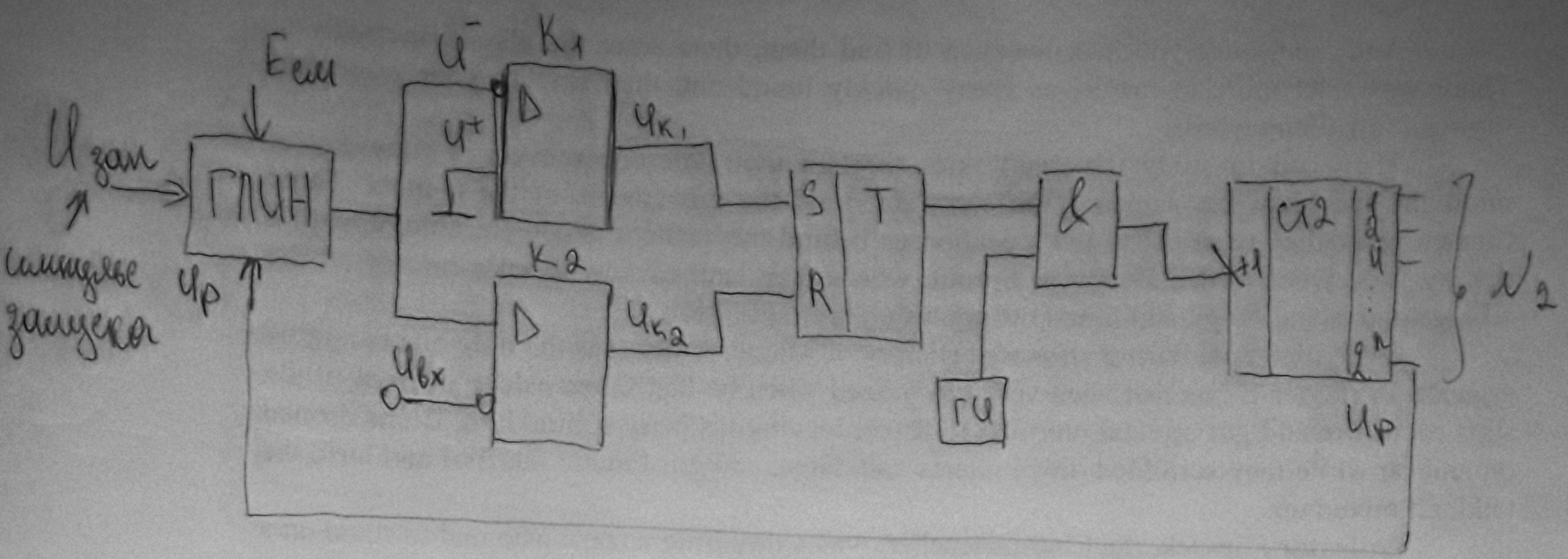
$$U_{инт}(t) = -U_{инт}(t) + \frac{1}{RC}\int_{t_2}^{t_3} U_{оп}\,dt$$

$$U_{вх} \cdot T = U_{оп} \cdot T_x$$

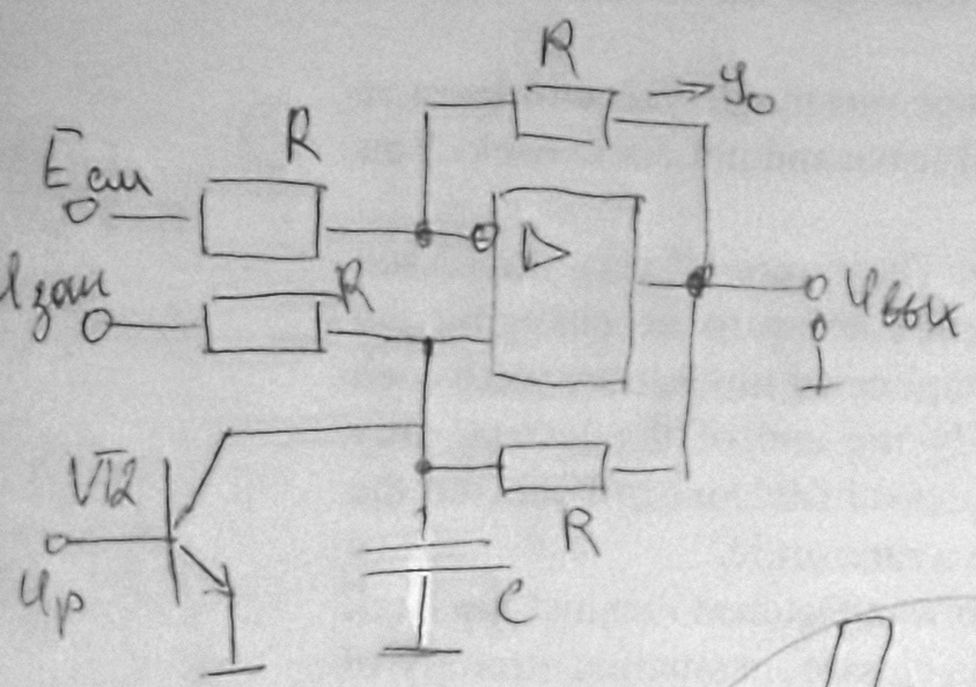
$$U_{вх} \cdot 2^n \cdot T_{C_2} = U_{оп} \cdot N_2 \cdot T_{C_2} \qquad \boxed{N_2 = 2^n \frac{U_{вх}}{U_{оп}}}$$

В момент t_3 осущ. размыкание КЛ2. На инв. вых. компар. создается 0

38. АЦП с последов. преобразц. во временной интервал



ГЛИН:



Без Uсм

Если $U_{вх} = U_{зам} = 0$, то $U^- = U^+ = \frac{U_{вых}}{2}$

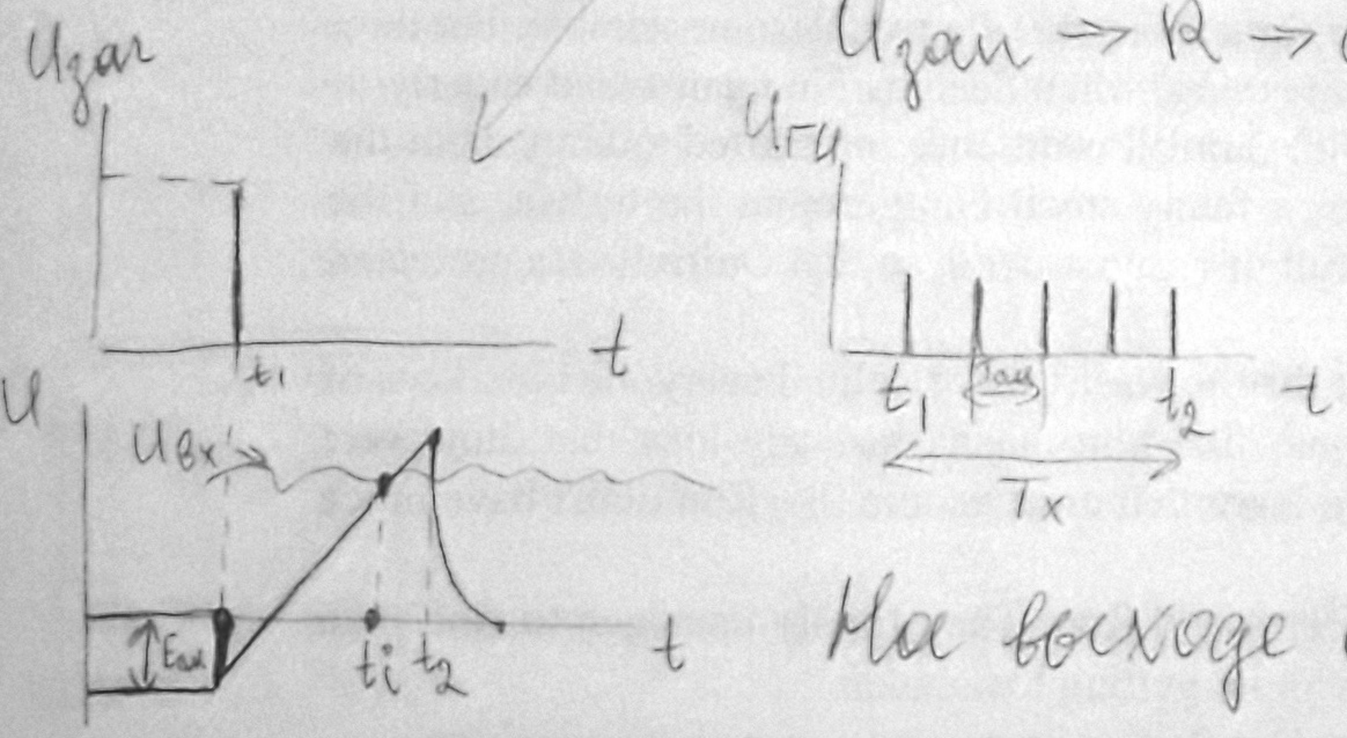
$$U_{вых}(t) = \frac{2}{RC}\int_0^{T_и} U_{вх}(t)\,dt \pm U_{зам}$$

С Uсм

Если $U_{зам} = 0$, $U^- = U^+ = \frac{U_{вых} + E_{см}}{2} = \frac{U_{вп} + E_{см}}{2}$

При $U_{зам} = U' \to$ "1" – оседац. заряд C получит:

$U_{зам} \to R \to C \to \perp (-U_{зам})$



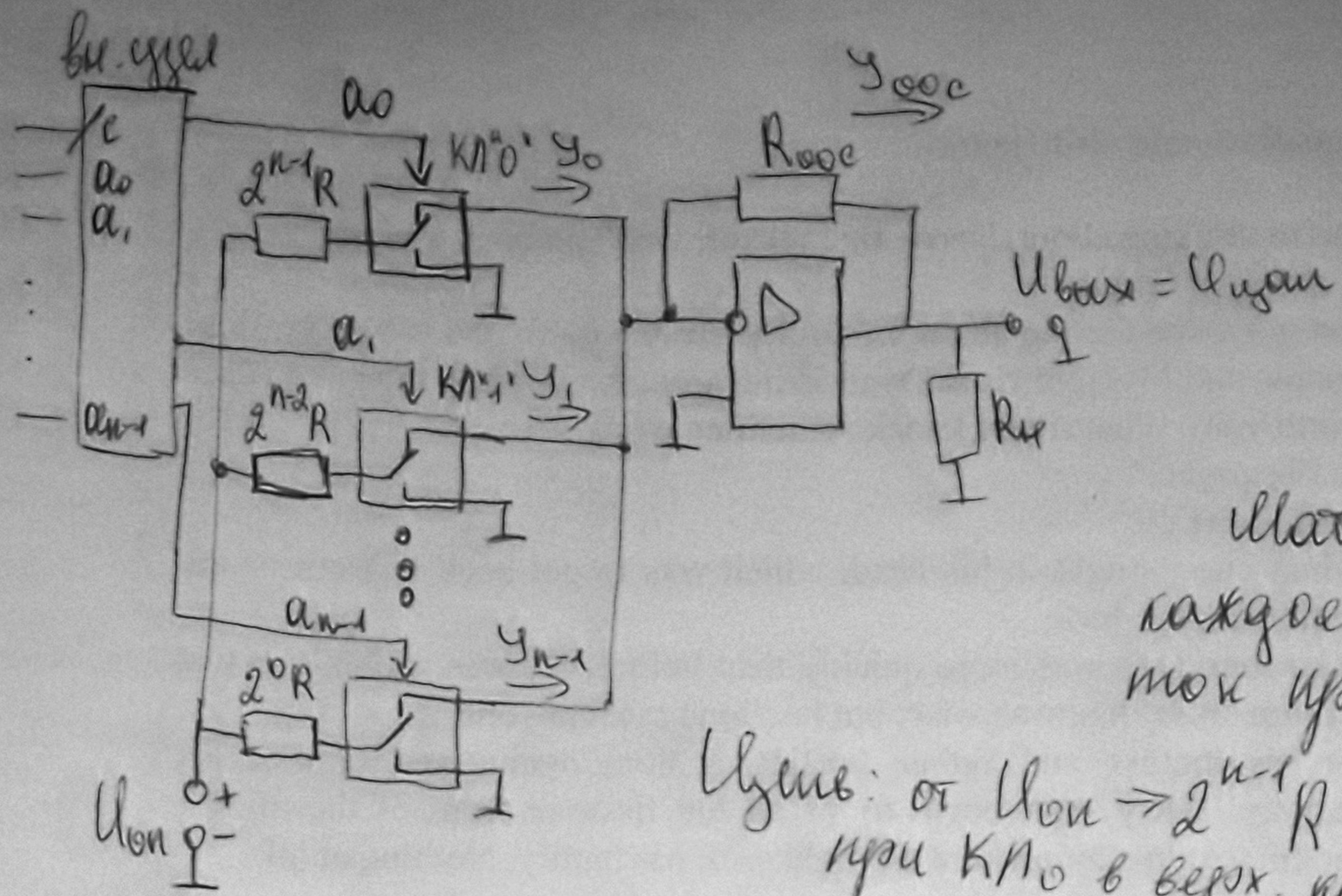
$t_1 - t_2$ – заряд конденсатора

T_x – информац. параметр

$$N_2 = \frac{T_x}{T_{им}\frac{dU_{гп}}{dt}}$$

На выходе CT2 двоичный код

(40.) ЦАП на основе ОУ и матрицы св. взвеш. сопротивл.



$y_{ooc} = y_0 + y_1 + \ldots + y_{n-1}$

Входной сигнал

$N_2 = a_{n-1}2^{n-1} + \ldots + 2^1 a_1 + 2^0 a_0$

Матрица сопротивл.:

каждое сопр. обеспеч. от $U_{оп}$ ток пропорц. разряду кода

Цепь: от $U_{оп} \to 2^{n-1}R \to$ КП$_0$ $\to R_{ooc} \to R_н \to \perp$

при КП$_0$ в верх. контакте

При $a_0 = a_1 =$ "1", КП$_0$ и КП$_1$ нах-ся в верхнем контакте

$y_{ooc} \cdot R_{ooc} = -U_{цап}$

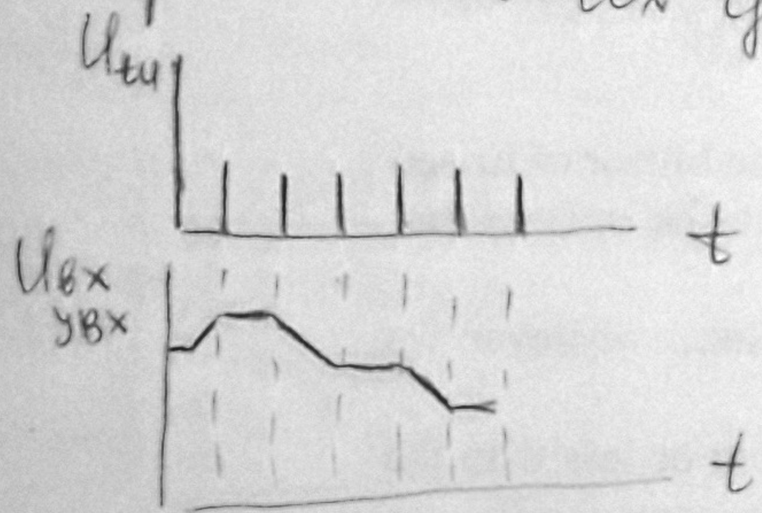
ЦАП применен. в последов. АЦП при условии: $\frac{dU_{вх}(t)}{dt} < \Delta U$

(41.) Четырёхтактный кодо

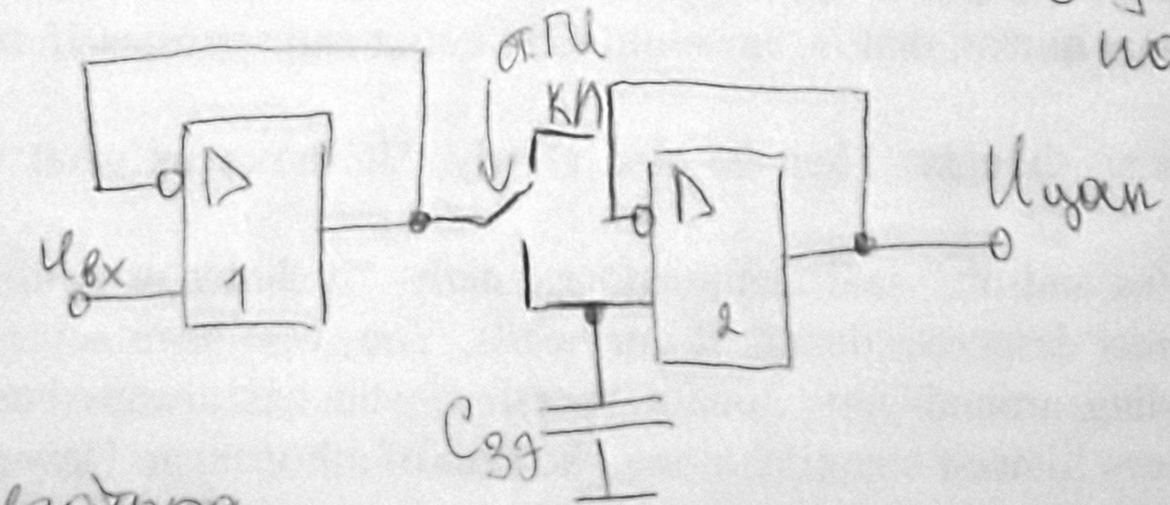
$\frac{dt}{2\Delta U}$

(41) Устройство выборки и хранения

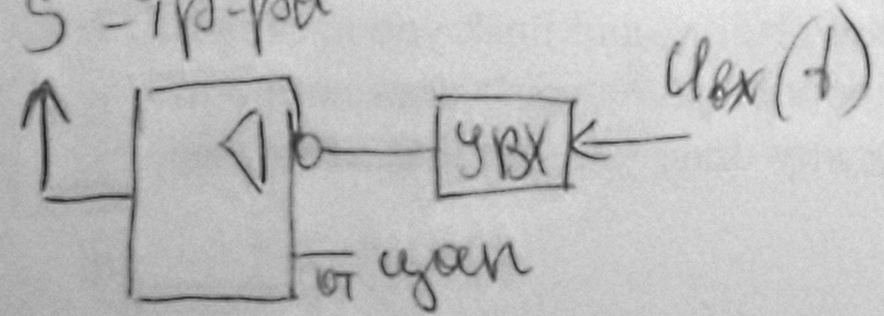
В послед-х АЦП примен. устр. выборки дискретных зн-й и хранения их уровня на врем. интерв. = $t_{преобр}$.



Сх УВХ. На ОУ1 и ОУ2 собраны повторители $K=1$

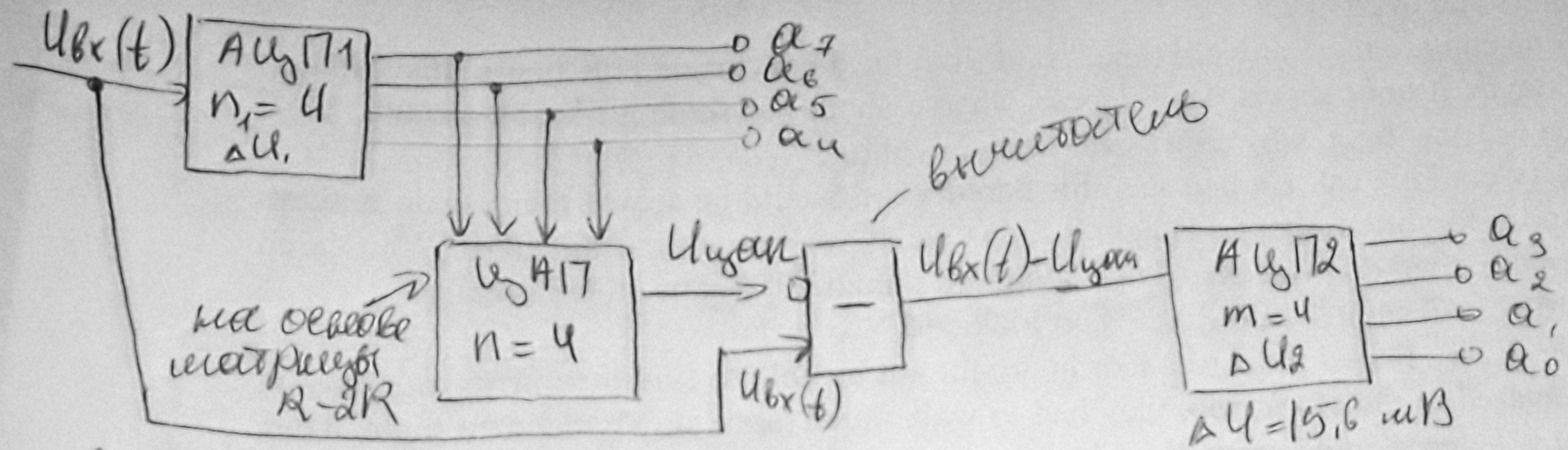


УВХ на вх. коммутатора на "S"-тр-ра



№12. Последоват.-паралл. АЦП

$n = 8$, $N_2 = 2^7 a_7 + 2^6 a_6 + 2^5 a_5 + 2^4 a_4 + 2^3 a_3 + 2^2 a_2 + 2^1 a_1 + 2^0 a_0$

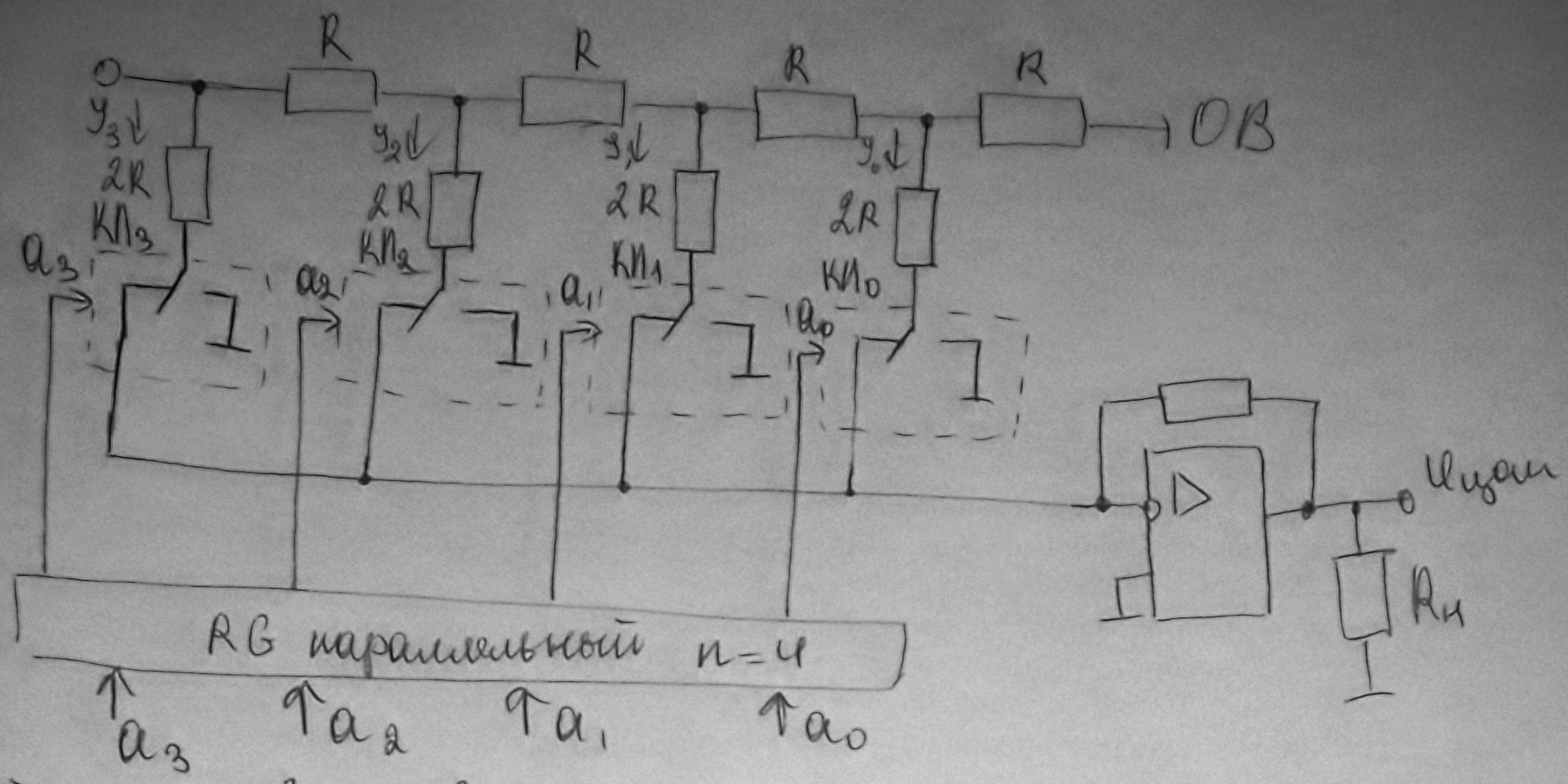


$U_{вх} = U_{max} = 4\,В$

$$\Delta U_1 = \frac{U_{max} - U_{min}}{2^{n_1}} = \frac{4}{2^4} = \frac{4}{16} = 250\,мВ$$

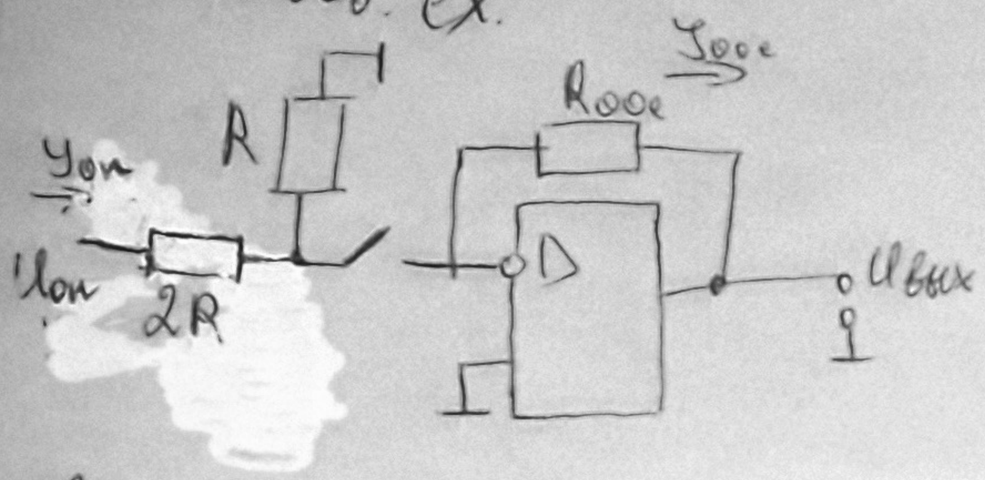
$$\Delta U_2 = \frac{\Delta U_1}{2^m} = \frac{250}{16} = 15{,}6\,мВ$$

(13) ЦАП на основе матрицы R-2R



1-й случ. $2^3 a_3 = 2^3 \cdot 1$, т.е КП3 – "1", все остальные – "0"

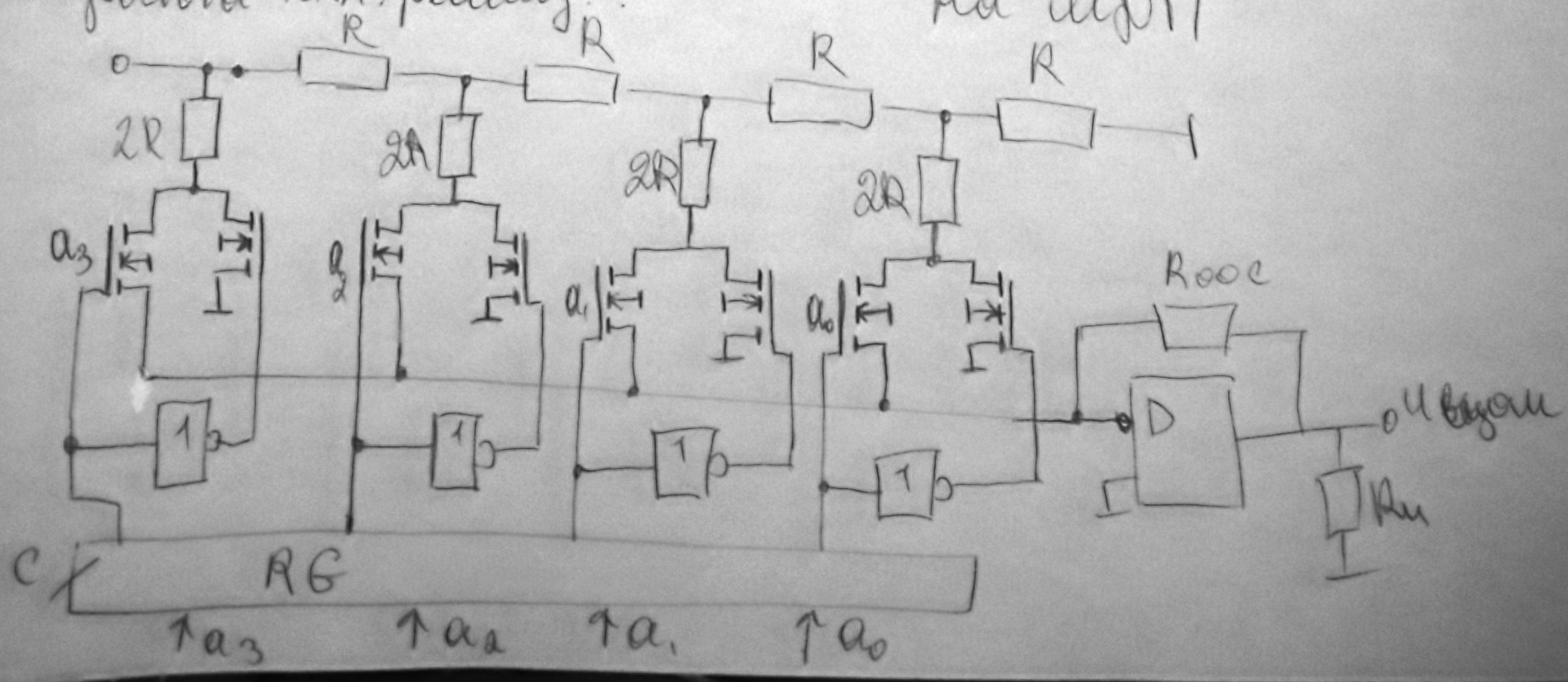
Эквив. сх.



2-й случ. КП3 – КП0 → "1"

$y_3 = \frac{U_{оп}}{2R}$ $y_2 = \frac{y_3}{2} = \frac{U_{оп}}{4R}$ $y_1 = \frac{U_{оп}}{8R}$ $y_0 \frac{U_{оп}}{16R}$

$y_{ooc} = y_3 + y_2 + y_1 + y_0$

$U_{изм} = -y_{ooc} \cdot R_{ooc} = -\frac{U_{оп}}{2R}\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8}\right) = -\frac{U_{оп}}{R} \cdot \frac{15}{6}$

+: простота техн. реализ. На МДП