

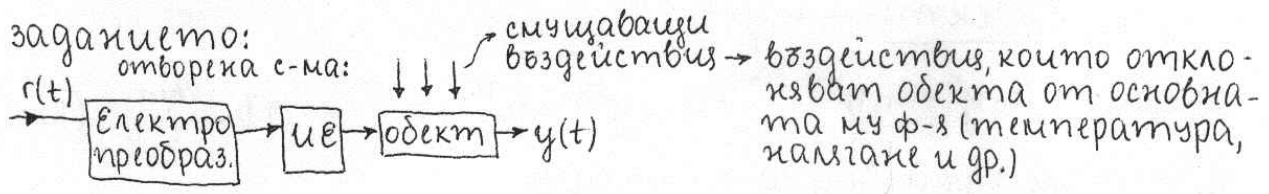
Р-л.  
0.09.2007г.

доц. Михаил Анеев.

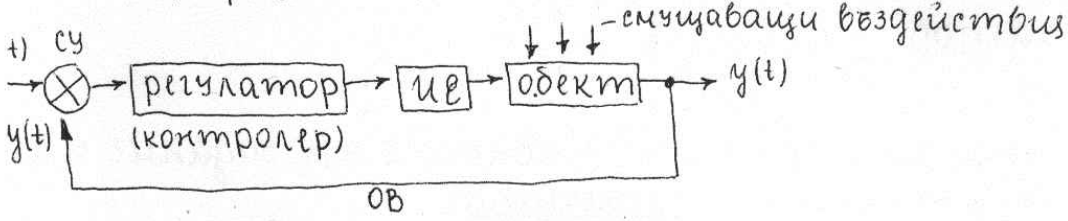
# Класификация на с-ми за регулиране. Основни звена. ДУ.

## Класификация на с-мите за регулиране

- \* според наличието на ОВ
  - ⊖ отворени с-ми → без ОВ
  - ⊖ затворени с-ми → с ОВ



ИЕ → изпълнителен елемент (усилвател)  
затворена с-ма:



СУ → сравняващо устройство

- \* според брой на задачите и реализ. ОВ
  - ⊖ еднокоичтурна → 1 ОВ, само 1 величина се следи
  - ⊖ многокоичтурна
- \* според закона за регулиране (за затворени с-ми за автоматично регулиране)
  - ⊖ пропорционален (P)
  - ⊖ пропорционален и интегрален (PI)
  - ⊖ пропорционален диференциален (PD)

## \* според начина на действие

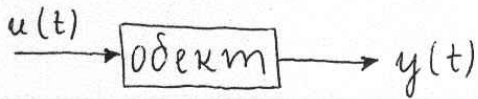
- ⊖ с прекъснато действие (аналогови с-ми → връзката м/у изх. и вх. вел.; връзката е непрекъснатата)
- ⊖ с директно → (цифрови с-ми); на базата на МРЦ, МСУ, съдържат АЦФТ, ЦАТТ.

\* според вида на използваната елементна база

- ⊖ механични
- ⊖ хидравлични
- ⊖ пневматични
- ⊖ електронни с-ми - на базата на ел. елементи и електр. управление

2. Основни звена в с-ма за автоматично регулиране

а) обект



Пример:  $a_0 y^n + a_1 y^{n-1} + \dots + a_{n-1} y + a_n = b_0 v_m^m + b_1 v_m^{m-1} + \dots + b_{m-1} v_m$  (ДУ, на ДУ)

$y^n$  → n-та производна на изх. вел.

Предавателна ф-я:  $W(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \frac{b_0 p^m + \dots + b_m}{a_0 p^n + \dots + a_n}$  (на базата на ДУ)

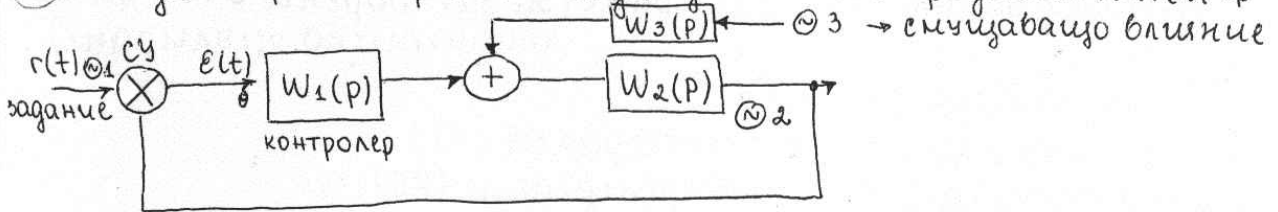
б) регулатор → аналогов  
→ цифров

в) СУ (схема за сравнение) → сравнение м/ч задание и и-ст-ст и получаваме грешката:

$e(t) = r(t) - y(t)$   
 $r(t)$  → задание  
 $y(t)$  → изход

г) изпълнителен елемент → зависи от характера и вида на обекта.

3. Обща структура на следящи с-ми и предавателни ф-



- ⊙1 → задание
- ⊙2 → изх. величина
- ⊙3 → смущаващо въздействие
- ⊗ → грешка

а) предавателна ф-я на отворена с-ма по задание  $\theta_3 = 0$   
 $W_0(p) = \frac{\theta_2(p)}{\theta_1(p)} = W_1(p) \cdot W_2(p)$  (1)

а) передават. ф-я на отворена с-ма по смущаващо въздействие;  $\theta_1 = 0$

$$W_0(p) = \frac{\theta_2(p)}{\theta_3(p)} = W_3(p) W_2(p) \quad (2)$$

б) передават. ф-я на затворена с-ма по задание

$$W_3(p) = \frac{W_0(p)}{1 + W_0(p)} \quad (3)$$

в) передават. ф-я на затворена с-ма по смущаващо въздействие

$$W_3(p) = \frac{W_0(p)}{1 + W(p)} \quad (4)$$

г) передават. ф-я на затворена с-ма по грешка от задание.

$$W_3(p) = \frac{\theta(p)}{\theta_1(p)} = \frac{1}{1 + W_0(p)} \quad (5)$$

$$\theta_3 = 0$$

д) передават. ф-я на затворена с-ма по грешка от смущение.

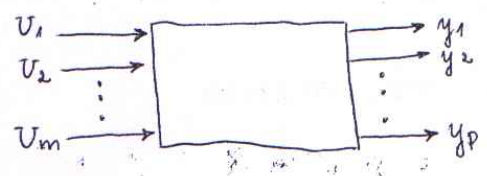
$$W_3(p) = \frac{\theta(p)}{\theta_3(p)} = \frac{-W_0(p)}{1 + W_0(p)} \quad (6)$$

Ду в операторен вид.

р-л  
1.09.2007г.  
20

## Въпрос 2: Обектите като елемент...

### Обекти на регулиране:



$$y = [y_1, y_2, \dots, y_p]^T$$

$$U = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T$$

Обектът има  $x$  променливи на състоянието (вътр. величини).

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_m]^T$$

→ производна на векторната  $x$

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot U \rightarrow \text{уравнение на състоянието} \\ y = C \cdot x + D \cdot U \rightarrow \text{уравнение на наблюдението} \end{cases}$$

$$A (n \times n)$$

$$B (n \times m)$$

$$1) \frac{d}{dt} (e^{-At} \cdot x) = -A e^{-At} + e^{-At} \cdot \dot{x} = e^{-At} (\dot{x} - Ax) = e^{-At} \cdot B \cdot U$$

2) Интегрират се 2-те страни на (2) в граници от  $t_0$  до  $t$ .

$$e^{-At} \cdot x(t) - e^{-At_0} \cdot x(t_0) = \int_{t_0}^t e^{-A\tau} \cdot B \cdot U(\tau) d\tau$$

$$1) x(t) = e^{At} \cdot e^{-At_0} \cdot x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{-A\tau} \cdot B \cdot U(\tau) d\tau$$

$\Phi(t) = e^{-At}$  → преходна (фундаментална) матрица на  $e$ -мата.

$$2) x(t) = \underbrace{\Phi(t-t_0)}_{x(t_0)} + \int_{t_0}^t \Phi(t-\tau) \cdot U(\tau) d\tau$$

Подобни уравнения могат да бъдат направени и за  $y(t_0)$

Видове обекти:

⊗ по вида на диференциално уравнение и по вида на тяхното описание.

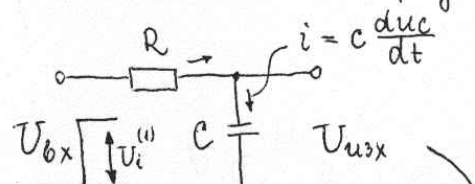
Пропорционално звено → най-простото

$$y = k \cdot x$$
$$W(p) = k$$

⊖ обекти със саморегулиране → могат да работят и без затворена с-ма. Ст-стта на  $(v_x)$  величина зависи от ст-стта на  $(u_{zx})$  вел.

⊖ неустойчиви → ст-ста на изх. вел. се изменя неограничено.

Обекти със саморегулиране → с тях изучаваме и инерционно звено от I ред.



$$y \equiv U_{u_{zx}}$$
$$x \equiv U_{v_x}$$

$$U_{v_x} = RC \cdot \frac{dU_{u_{zx}}}{dt} + U_{u_{zx}}$$

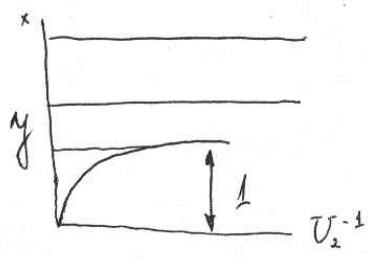
$$T \cdot \frac{dy}{dt} + y = k \cdot x$$

диференц. ур-ие от I ред.

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{k}{1+Tp}$$

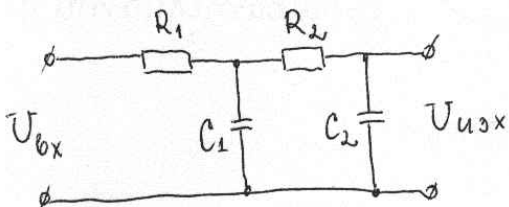
едностранно  $v_x$  въздействие.

$$y' = f(y; x)$$



Инерц. звено от II ред → описва се с диференциално ур-ие от II ред.

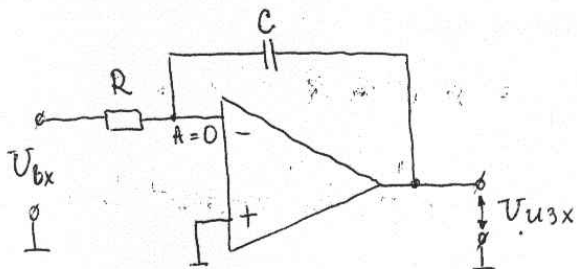
$$y'' = f(y', y, x)$$



$$T_1 = R_1 C_1$$

$$T_2 = R_2 C_2$$

Пример за неустойчив обект: интегратор, реализиран с ОУ.



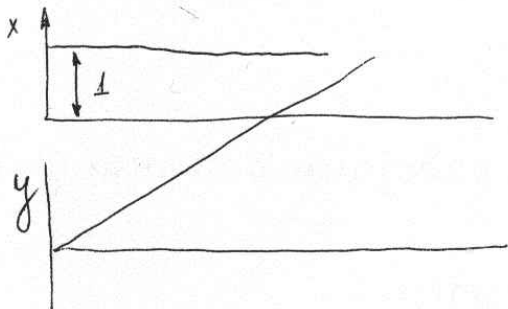
$$\frac{U_{вх}}{R} = C \frac{dU_c}{dt}$$

$$U_{изх} = U_c = -\frac{1}{RC} \int U_{вх} dt$$

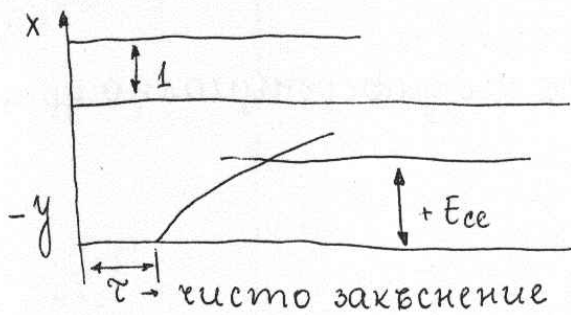
$$U_{изх} = y$$

$$U_{вх} = x$$

$$T \cdot \frac{dy}{dt} = kx$$

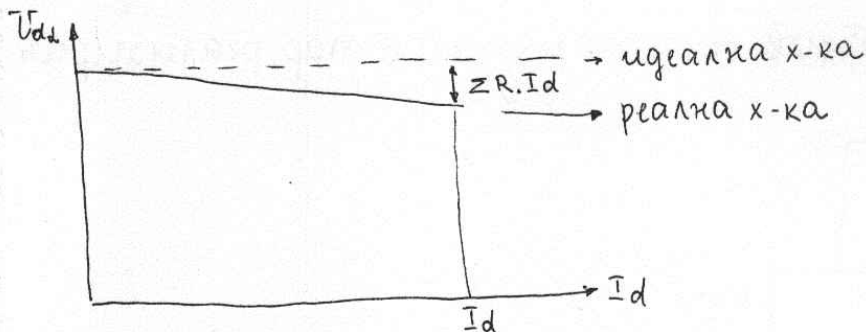
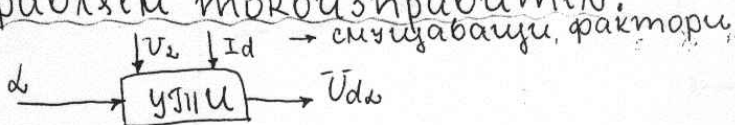


Обект със закъснение:



$e^{-\tau p}$  → така се отразява закъснението в предавателната ф-я

Управляем токовизправител:



$$U_{d\alpha} = \frac{m}{\pi} \sqrt{6} U_2 \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha \rightarrow \text{регулируемостна x-ка}$$

$\downarrow$   
 $U_{d0}$

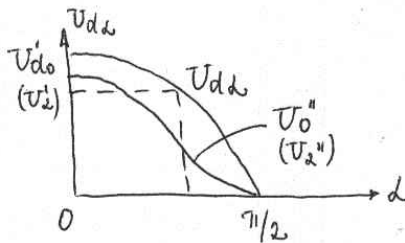
$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cdot \cos \alpha$$

$$U_{d\alpha} = 2,34 \cdot U_2 \cdot \cos \alpha$$

$$U_{d\alpha} = 2,34 \cdot U_2 \cdot \cos \alpha - \sum R \cdot I_d$$

$$z = f(x, y)$$

$$dz = \frac{\partial z}{\partial x} \cdot x' + \frac{\partial z}{\partial y} \cdot y'$$



Понятно е ф-я с 2 променливи и работим с пълния диференциал.

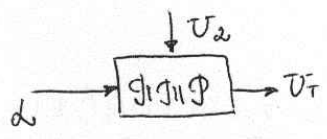
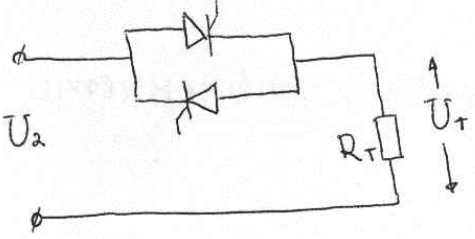
$$dU_{d\alpha} = \underbrace{2,34 \cdot U_2 \cdot \sin \alpha \cdot d\alpha}_{k_{\alpha}} + \underbrace{2,34 \cos \alpha \cdot dU_2}_{k_{U_2}} - \underbrace{\sum R \cdot dI_d}_{k_{I_d}}$$

$K_d$  и  $K_{u2}$  са нелинейни ф-ции.

$$\alpha = \arccos U_y$$

$m = p \cdot L$   $\left\{ \begin{array}{l} p - \text{брой фази} \\ L - 1 \text{ или } 2 \text{ в зависимост от периода} \end{array} \right.$

Троменливотоков регулатор:



$$U_T = U_2 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - 2\alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}$$

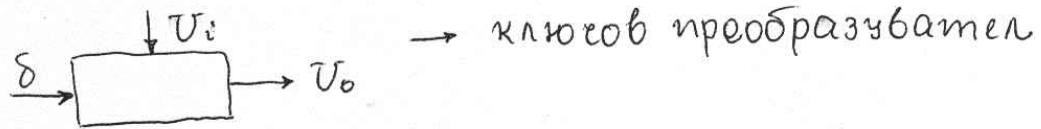
$$dU_T = \underbrace{\left[ \frac{1}{\pi} \left( \pi - 2\alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]}_{K_{u2}} dU_2 + U_2 \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left( \frac{1}{\pi} - 1 + \frac{1}{2} \cos 2\alpha \right) d\alpha$$

ИИП също може да бъде разгледан като пропорционално звено, но  $K_{u2}$  и  $K_d \rightarrow$  нелинейни компоненти

$U_o = \delta \cdot U_i \rightarrow$  понижавач

$U_o = \frac{1}{1-\delta} U_i \rightarrow$  повишавач

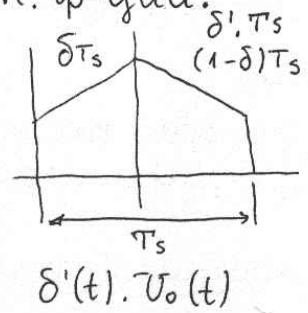
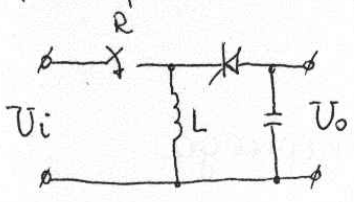
$U_o = -\frac{\delta}{1-\delta} \cdot U_i \rightarrow$  понижавачо-повишавач



$$dU_o = \underbrace{U_i}_{K_{\delta}} \cdot d\delta + \underbrace{\delta}_{K_{U_i}} \cdot dU_i$$



Пример за линеаризация на нелин. ф-ции:



$$L \cdot \frac{di(t)}{dt} = \delta(t) \cdot U_i(t) - \delta'(t) U_o(t)$$

$\bar{I} + \hat{i}(t) \rightarrow$  смущение } това се вкарва в уравнението

$\Delta + \hat{\delta}(t)$

$U_i + \hat{u}_i(t)$

$$L \left( \frac{d\bar{I}}{dt} + \frac{d\hat{i}(t)}{dt} \right) = (\Delta + \hat{\delta}(t)) (U_i + \hat{u}_i(t))$$

В дясно извеждаме  $x$  и пренебрегваме  $\forall$  съставки, които са постоянни и  $\forall$  променливи от  $\bar{I}$  ред. Остават само първи производни.

Плюскава:

$$L \cdot \frac{\hat{i}(t)}{dt} = \Delta \cdot \hat{u}_i'(t) + \Delta' \cdot \hat{u}_o(t) + (U_i - U_o) \cdot \hat{\delta}(t)$$

$$\Delta' = 1 - \Delta$$

Д-р. М.  
ч. 09. 2007г.

= 1 =

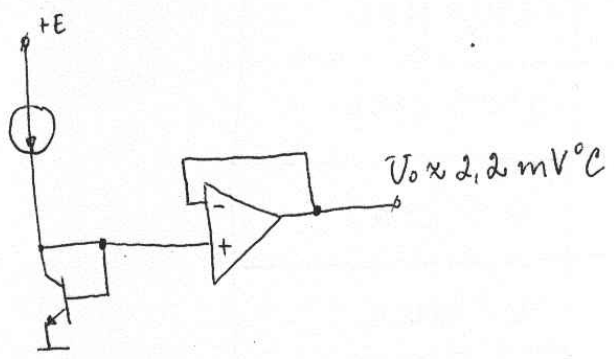
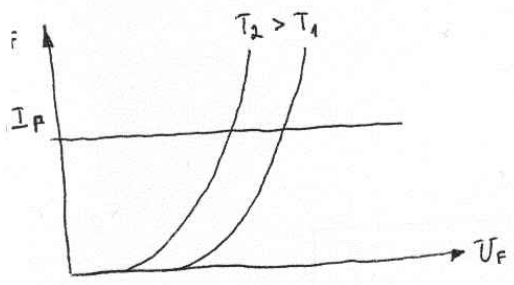
# Въпрос 3: Датчици...

## Датчици на температура:

Два способа:

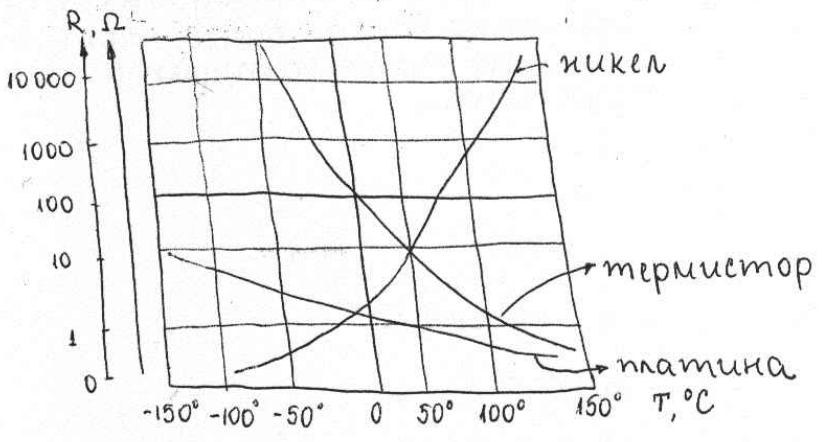
$$I_F = I_S \left( e^{\frac{qU_F}{kT}} - 1 \right), \quad e^{\frac{qU_F}{kT}} \gg 1$$

$$U_F \approx \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{I_F}{I_S}$$



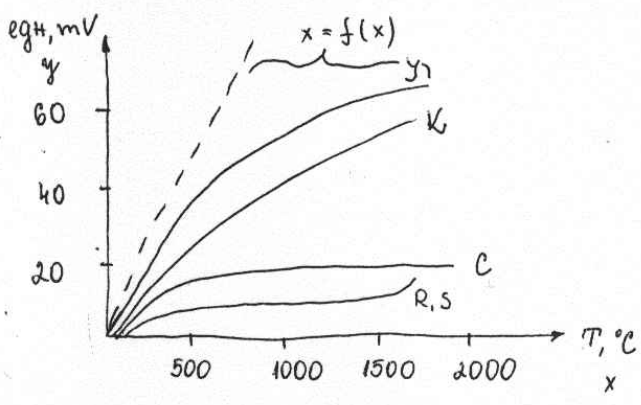
$Cu \rightarrow R_T = R_0(1 + \alpha T)$  → за проводник.  
 $R_t \rightarrow R_T = R_0(1 + \alpha T + \beta T^2)$  → за термистор.

{ Използване на температури зависимости на някои метали.

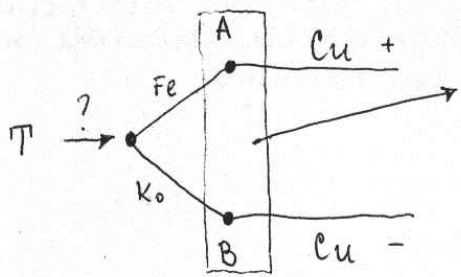


Измерваме съпротивл. на термистора като ф-я на  $t^\circ$ .  
 Съпротивл. може да се преобразува в напреж.

III) способ: използване на термоджойка



| Тип x-ка | + Елемент-              | mV, °C | диапазон, °C |
|----------|-------------------------|--------|--------------|
| У        | желязо-конс-тантан      | 0,04   | -250 ÷ 1000  |
| К        | хромел-алю-мел          | 0,03   | -250 ÷ 1400  |
| R,S      | сплав на платината - Pt | 0,01   | 0 ÷ 1500     |
| С        | волфрам-ленич           | 0,02   | 0 ÷ 2000     |



студен край на термоджойката.  
 (паразитна термоджойка → компенсира се като температурата се задържа const.)

$$y = kx + bx^2$$

$$y = kx + b \rightarrow \text{линеализация} = k \cdot x + 0 + k \cdot f(x)$$

$$y = Ax + Bx^2 \rightarrow \text{x-ка на термоджойка У}$$

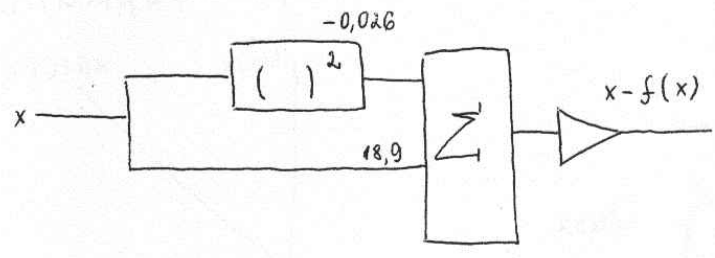
Приравняваме горните 2 уравнения:

$$x - f(x) = \frac{Ax - Bx^2}{K}$$

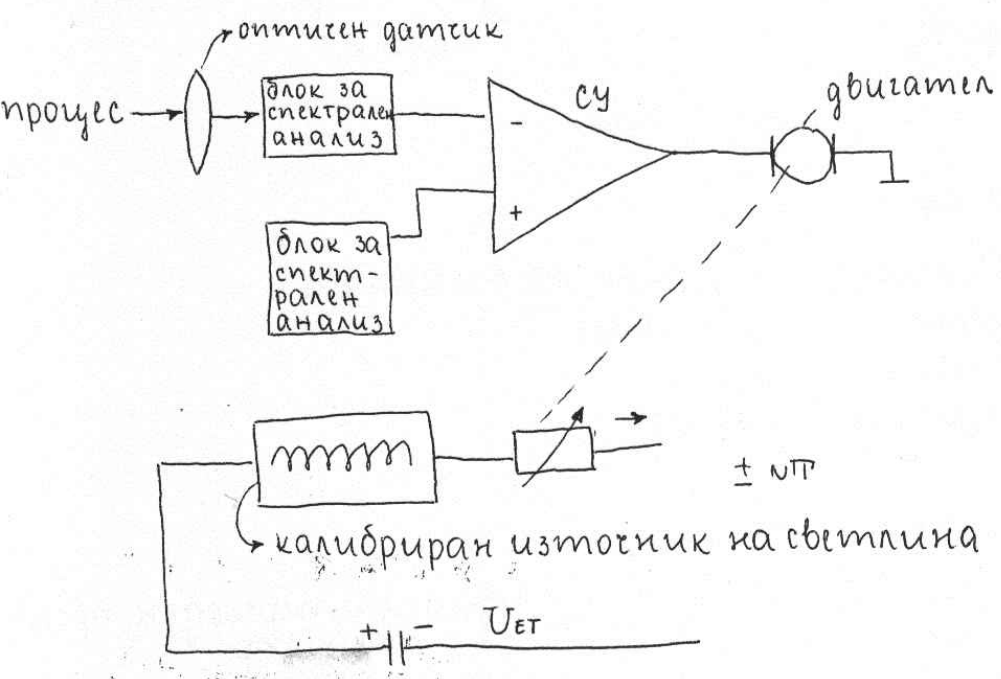
| тип термода | A    | B      |
|-------------|------|--------|
| У           | 18,9 | -0,026 |
| К           | 24,4 | -0,022 |

A [°C/mV]  
 B [°C/mV<sup>2</sup>]

f = 18,9°C/mV · x - 0,026°C/mV<sup>2</sup> · x<sup>2</sup>  
 K = 25°C/mV е константа.



Оптичен пирометър:



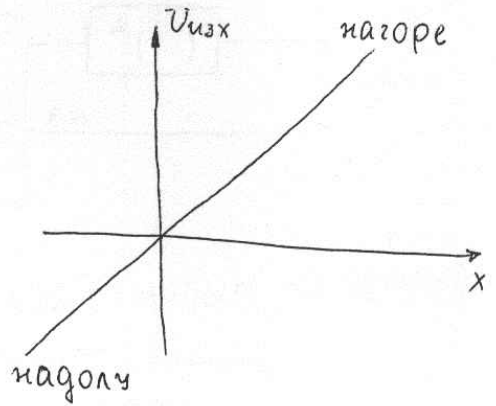
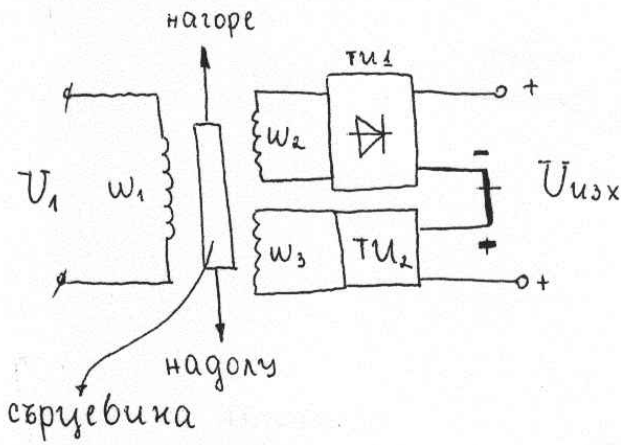
до 5000° C се мери с това устройство!

Измерване на осветеност:

- ⊗ фоторезистор
- ⊗ фотодиод
- ⊗ фототранзистор

AD 594 → Y } да ги изтеглим от интернет.  
 595 → K

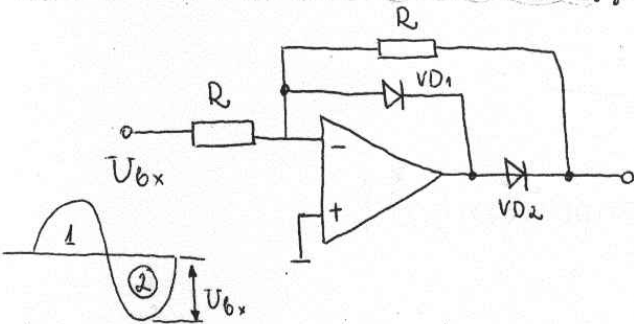
Измерване на линейно преместване → трансформатор за лок. преместване:



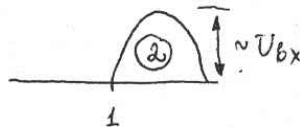
Обработка на сигнали:

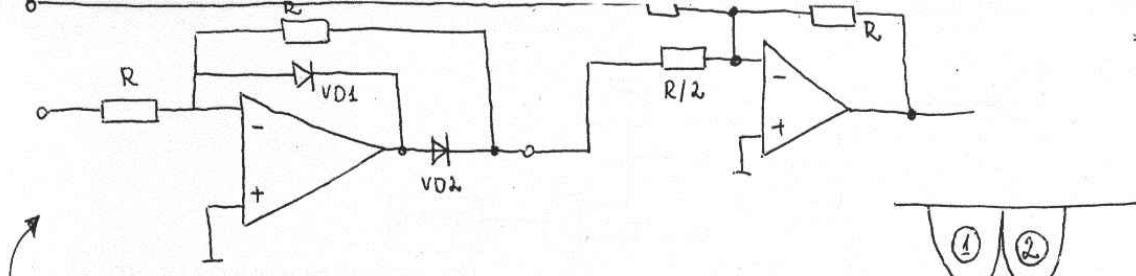
- ⊗ сх. за галванично предаване на сигнали
- ⊗ сх. за умножение на сигнали
- ⊗ сх. за деление на сигнали
- ⊗ сх. за прецизни сигнали

Сх. за прецизни сигнали:

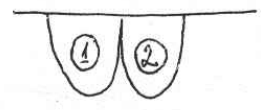


→ еднопериоден преци. ток изпр.

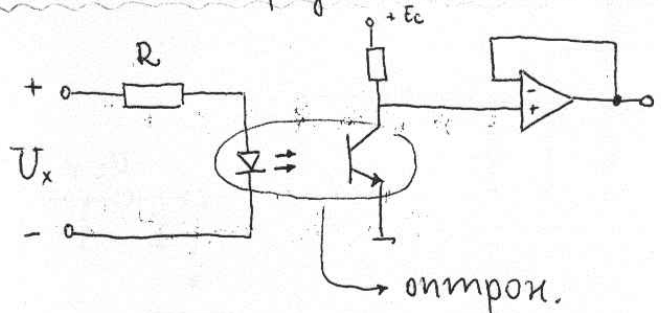




двуполупериоден прециз. токоизправ.



Галванично предаване на const. напрежение:



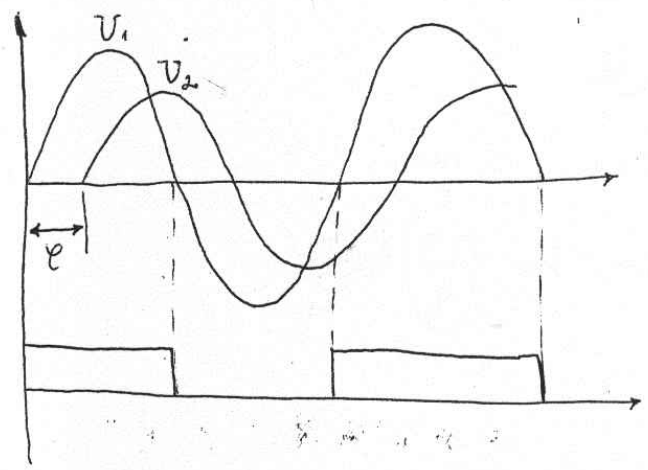
Съществуват цял клас оптронни схеми. Основ. недостатък - нелин. характер на оптрона и стареенето. Трети недостатък е коеф. на предаване, който не е мн. точен.

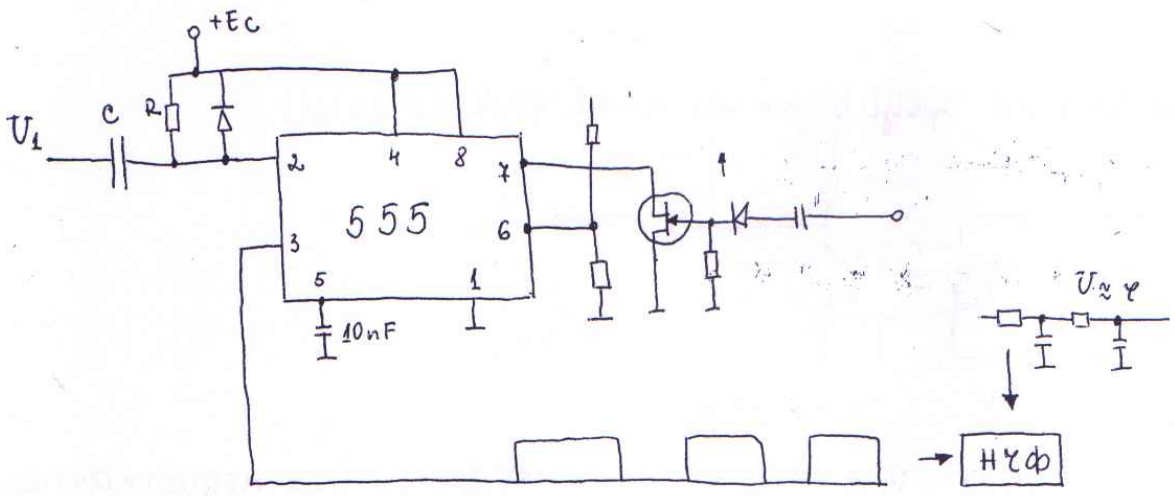
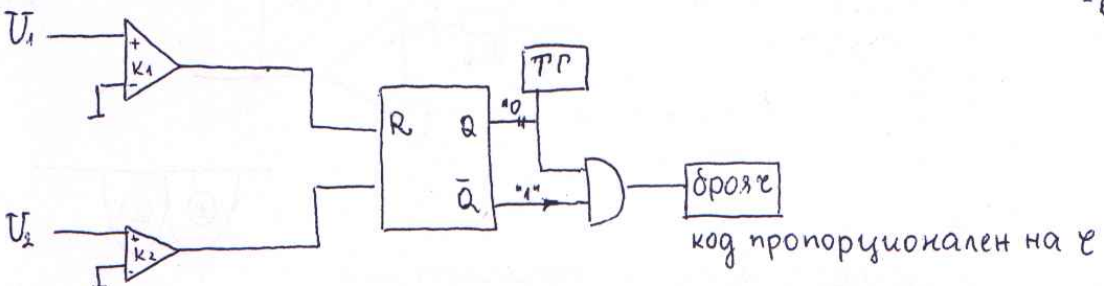
Използване на изолационни усилватели:

Brown Boveri - най-голям производител.

Пример: ВВ 3656 - да ги видим!

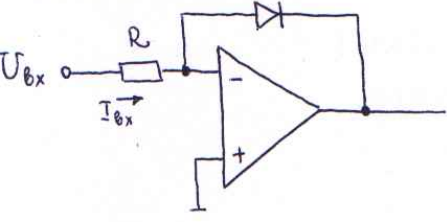
Измерване на фазова разлика:





$$U = \pm \frac{t_u}{T}$$

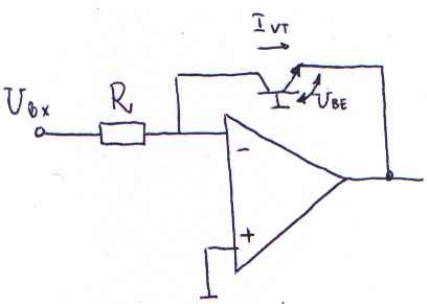
Логаритмички усилватели:



$$I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R}$$

$$I_F = I_S (e^{\frac{qU_F}{kT}} - 1)$$

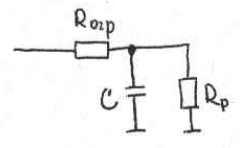
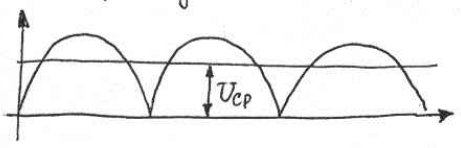
$$U_F = \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{I_F}{I_S}$$



$$U_{вх} = U_{BE} = \overset{\text{const}}{\left( \frac{kT}{q} \right)} \ln \frac{I_{вр}}{I_S}$$

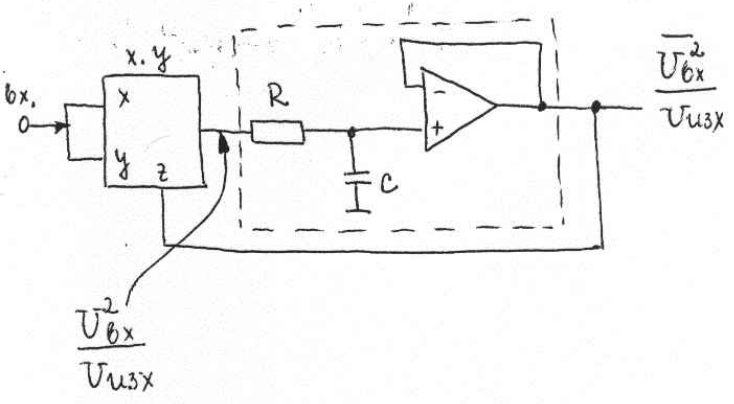
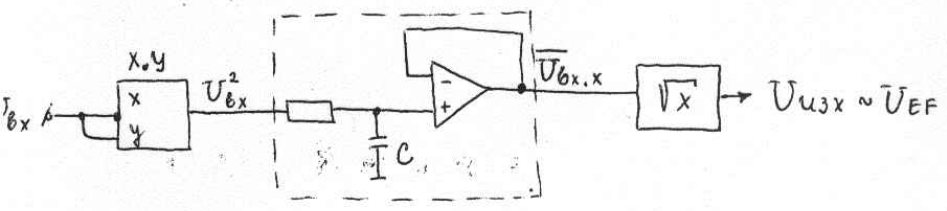
Измерване на ефект. ст-ст на периодичен сигнал:

$$U_{EF} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U_{bx}^2(t) dt}$$



Блокова сх. за ефект. ст-ст:

↳ на променлив сигнал може мн. точно да бѐде измерена чрез термодройка.



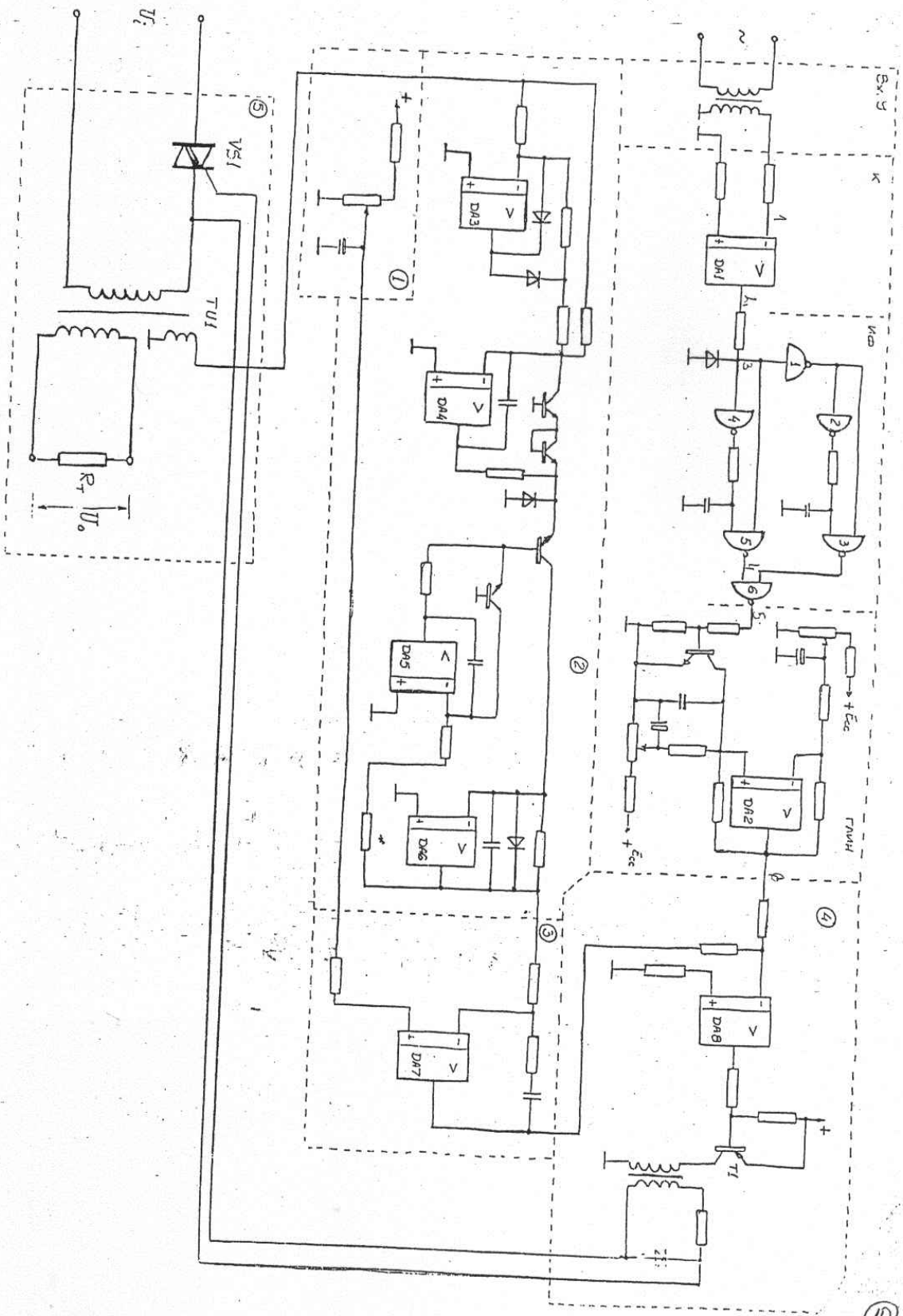


Ex. 3 K

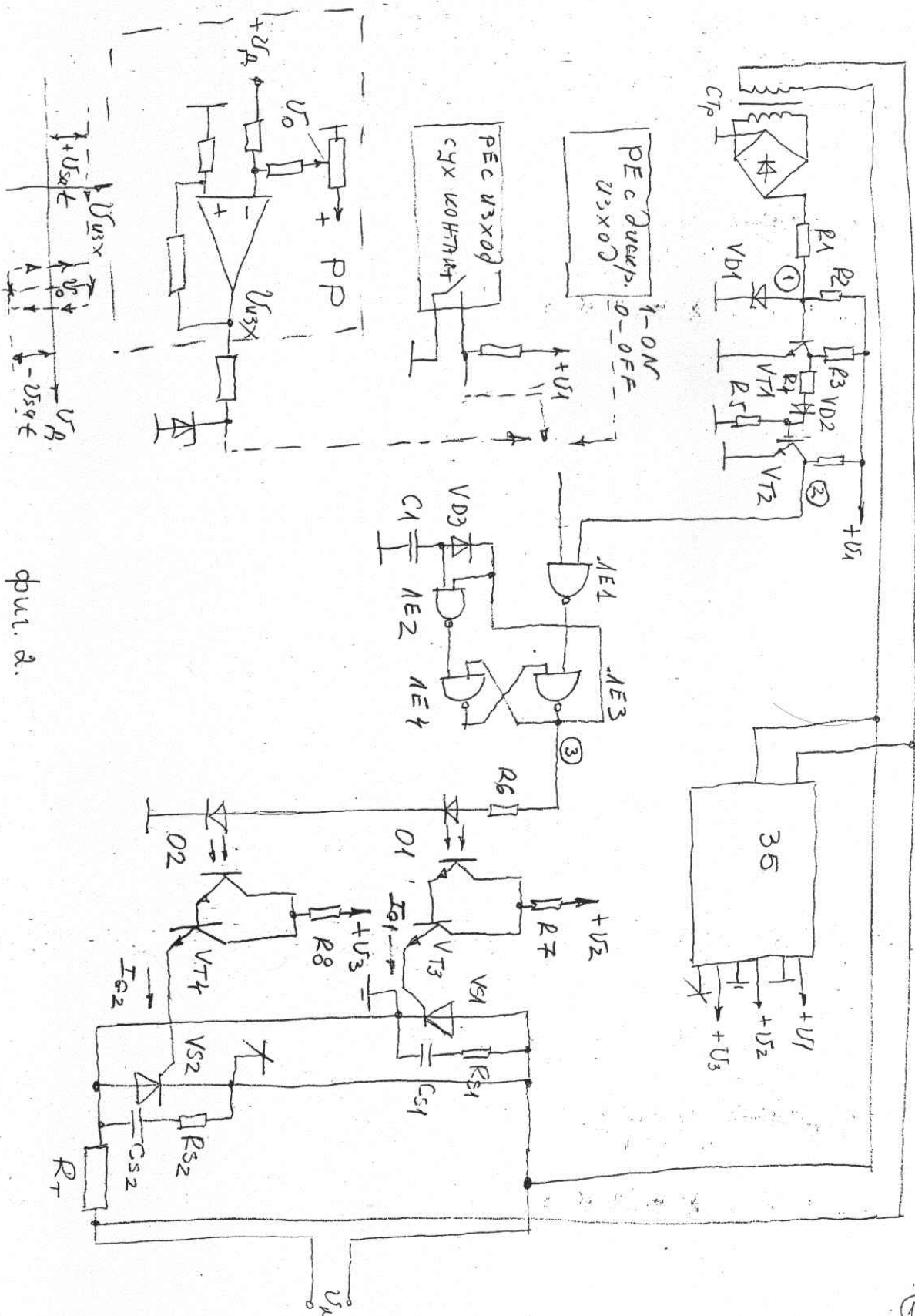
U<sub>max</sub>

U<sub>max</sub>

U<sub>max</sub>



φ<sub>нр. I.</sub>



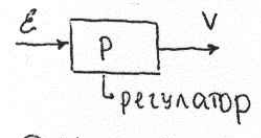
фил. а.

Р-Л.  
1.10.2007 год.

Въпрос 4: Закопи за регулиране.

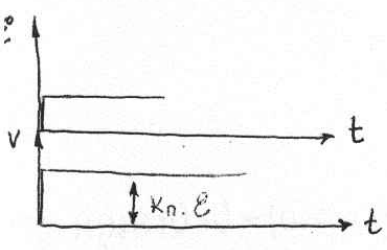
Осн. закони за регулиране:

\* пропорционален закон

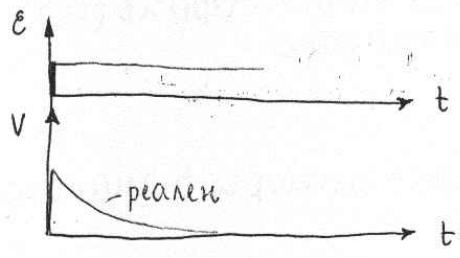


ε → грешка  
V → изход  
K<sub>п</sub> → коеф. на пропорционалност

①  $V = K_p \cdot \epsilon$



② диференциален закон (Д):  $V = K_A \cdot \frac{d\epsilon}{dt}$

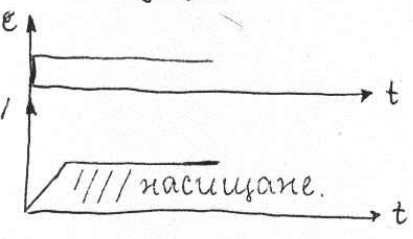


реален регулатор ПД (PD).

$T \cdot \frac{dV}{dt} + V = K_A \cdot \frac{d\epsilon}{dt}$

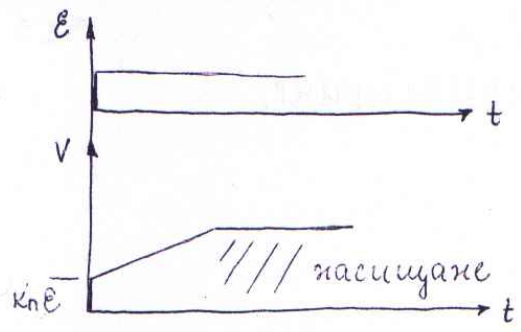
③ интегрален закон (и ≡ I)

$V = K_i \int \epsilon dt$



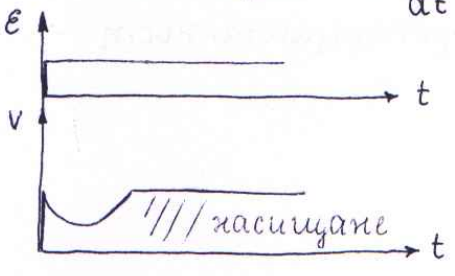
④ ПИ

$V = K_p \cdot \epsilon + K_i \int \epsilon dt$



⑤ ПИД

$$V = K_n \epsilon + K_u \int \epsilon dt + K_D \cdot \frac{d\epsilon}{dt}$$



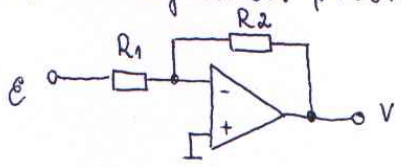
Диф. съставка → (изх. вел. се изменя скокообразно) → въвежда се тогава, когато се очаква скокообразна промяна в задаването.

$\Pi \rightarrow \frac{dV}{dt} = K_n \frac{d\epsilon}{dt}$  → твърди грешка в с-мата за регулиране (статична грешка) ← недостатък

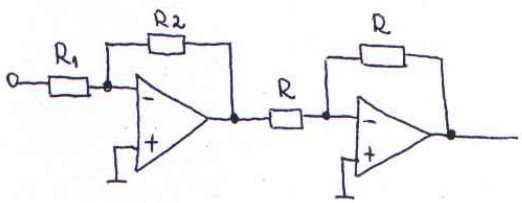
$$\epsilon = const \rightarrow V = const.$$

I. Схемна реализация на основните регулатори в аналогов вид.

1. П → идеален регулатор.



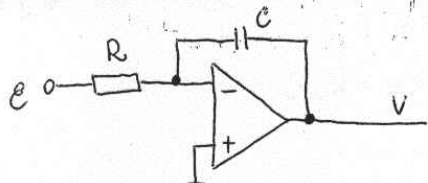
$$K_n = - \frac{R_2}{R_1}$$



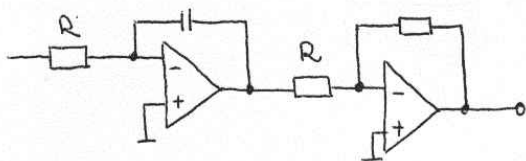
$$K_n = \frac{R_2}{R_1}$$

$$W(p) = K_n$$

2. идеален И-регулатор

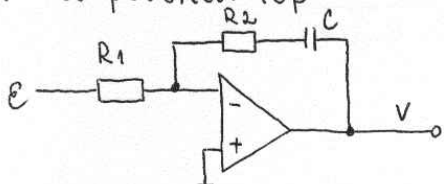


$$W(p) = \frac{K_u}{p}; \quad K_u = -\frac{1}{RC} \text{ (насыщане)}$$



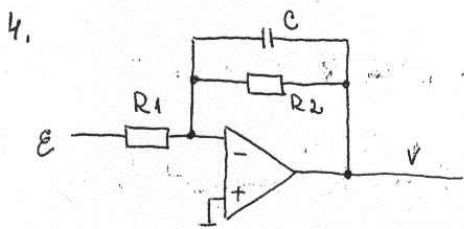
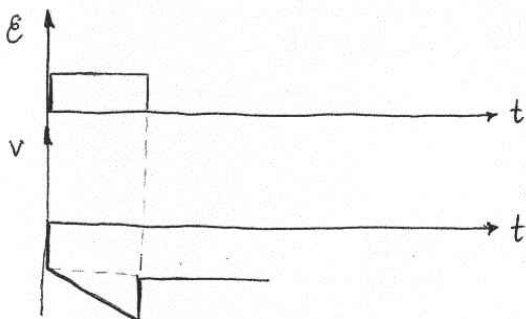
$$K_u = \frac{1}{RC}$$

### 3. ПИ регулатор



$$W(p) = K_n + \frac{K_u}{p}$$

$$K_n = -\frac{R_2}{R_1}; \quad K_u = -\frac{1}{RC}$$

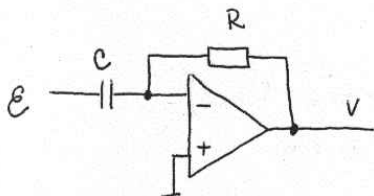


← Инерционен регулатор (звено от I reg).

$$W(p) = \frac{K}{T_p + 1}$$

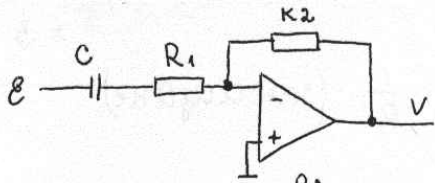
$$K = -\frac{R_2}{R_1}; \quad T = R_2 \cdot C$$

### 5. ∞



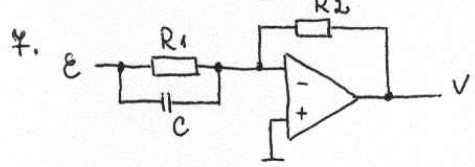
$$W(p) = K_{\infty} p; \quad K_{\infty} = -RC$$

### 6. ПД

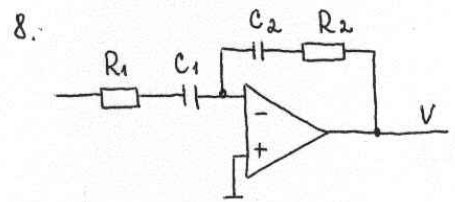


$$W(p) = K_n + K_D \cdot p$$

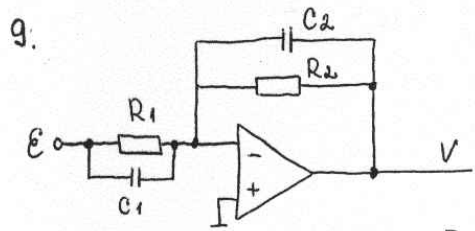
$$K_n = -\frac{R_2}{R_1}; K_D = R_2 C$$



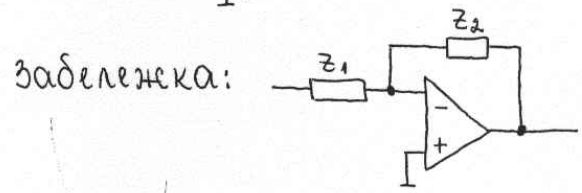
$$W(p) = \frac{R_2 \cdot C_1 \cdot p}{R_1 \cdot C_1 p + 1}$$



$$W(p) = \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{R_2 C_2 p + 1}{R_1 \cdot C_1 p + 1}$$

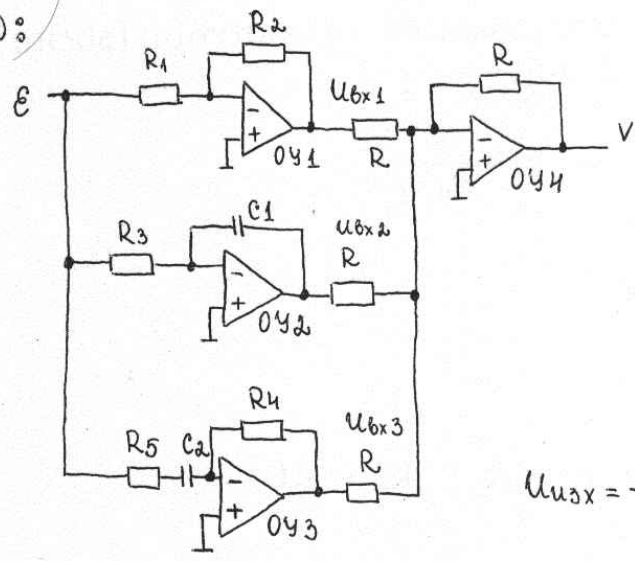


$$W(p) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1 C_1 p + 1}{R_2 C_2 p + 1}$$



$$W(p) = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)}$$

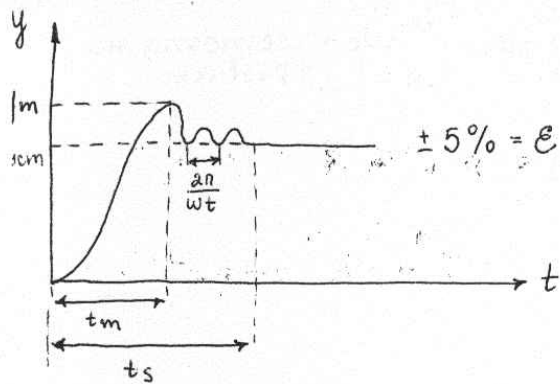
ТИУД:



- OY1 → П
- OY2 → У
- OY3 → Д
- OY4 → инверт. Σ

$$U_{изх} = -(U_{вх1} + U_{вх2} + U_{вх3})$$

II. Динамика на ел. регулатори, параметри на преходния процес.



$y \rightarrow$  изх. промяна на прех. процес.

### Параметри на преходния процес:

①  $t_s \rightarrow$  време на прех. процес  $\rightarrow$  време до достигане на ст-стта, в уст. режим  $\pm 5\%$

$$t_s \rightarrow y_{уст} \pm 5\%$$

②  $\sigma, \% = \frac{y_m - y_{уст}}{y_{уст}} \cdot 100 \rightarrow$  пререгулиране

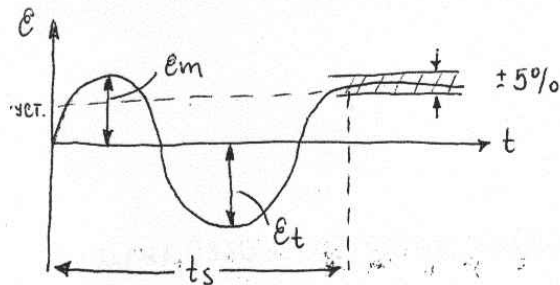
③  $y_m \rightarrow$  max.

④  $t_m \rightarrow$  време за достигане на първия max.

⑤  $\omega_t \rightarrow$  честота на колебанията

⑥  $n_t \rightarrow$  бр. колебания до достигане на ст-стта в устакобен режим.

$\epsilon \rightarrow$  грешка в с-мата за регулиране

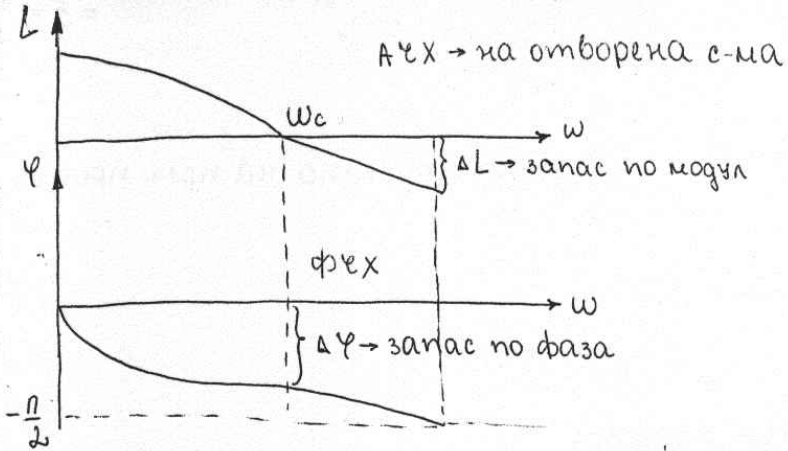


①  $t_s \rightarrow$  време на прех. процес

② регулиране  $\sigma \% = \frac{e_t}{e_m} \cdot 100$

### III. Избор на регулатор.

A) честотни оценки



$\omega_c \rightarrow$  честота на сръзване

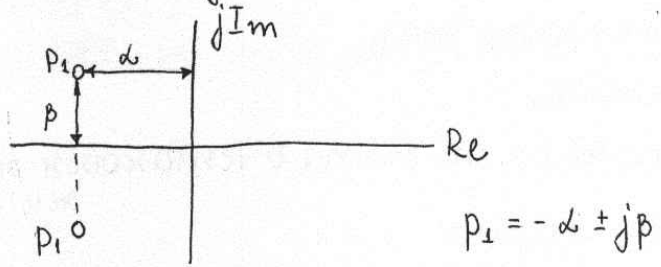
AЧХ  $\rightarrow$  на отворена с-ма

①  $\omega_c \geq \frac{c}{t_s}$  ;  $c = \pi \div 4\pi$  (с е константа),  
най-често  $c = 2\pi$

②  $30^\circ \leq \Delta\varphi \leq 50^\circ$

③  $6dB \leq \Delta L \leq 10dB$

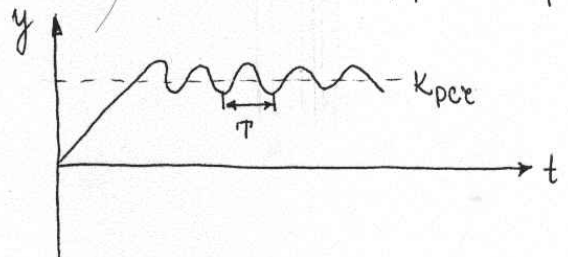
Б) Свображения, свързани с полюсите  
доминиращу полюс  $\rightarrow$  полюс с най-малка по модул реална част



$$\delta \geq \frac{3}{t_s}, \quad \beta \leq \frac{2\pi}{\ln \frac{100}{\sigma\%}}$$

Критичен режим  $\rightarrow$  достигане на незатихващи колебания

Т ф-ли, които дават парам. на регулатора как да бъдат избрани, като се знаят параметрите на критичния процес.



не е нужно да се знаят

$K_n = \frac{2,45 \cdot K_{уст}}{0,83 \cdot T}$

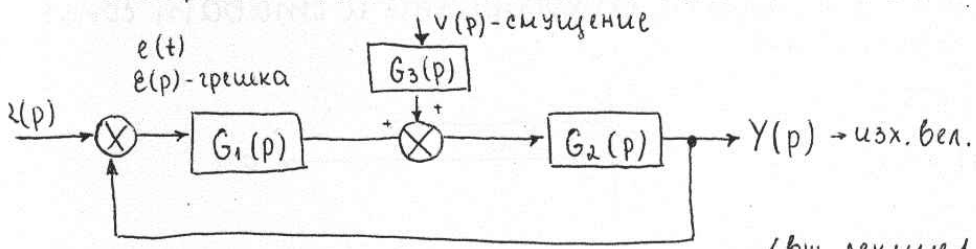
$K_{об} = \frac{0,6 \cdot K_{уст}}{0,125 \cdot T}$

$K_n = \frac{1}{2} K_{уст}$

има обекти, които не търсят колебания в преходния процес.



# Вопрос 5: Типичност на регулаторите



(вн. лекция 1)  
(вн. лекция 2)

$$① Y(p) = \frac{G_1(p) \cdot G_2(p)}{1 + G_1(p) \cdot G_2(p)} \cdot R(p) + \frac{G_2 G_3}{1 + G_1 G_2} \cdot V(p)$$

$$② E(p) = R(p) - Y(p)$$

②' грешка по задание

$$V(p) = 0$$

$$E(p) = R(p) - \frac{G_1 G_2}{1 + G_1 G_2} \cdot R(p) = R(p) \cdot \frac{1}{G_1 G_2 + 1}$$

②'' грешка по смущение

$$R(p) = 0$$

$$E(p) = 0 - Y(p) = - \frac{G_2 G_3}{1 + G_1 G_2} \cdot V(p)$$

тип на с-мата → определя се от вида на  $G_1, G_2$

$$G_1 G_2 = \frac{(\alpha_1 p + 1)(\alpha_2 p + 1) + \dots + (\alpha_n p + 1)}{p^i (\beta_1 p + 1)(\beta_2 p + 1) + \dots + (\beta_m p + 1)}, \quad m > n$$

- $i=0 \rightarrow$  с-ми тип 0
- $i=1 \rightarrow$  с-ми тип 1
- $i=2 \rightarrow$  с-ми тип 2

Грешка в с-ми за регулиране при различни вх. въздействия при с-ми от различен тип.

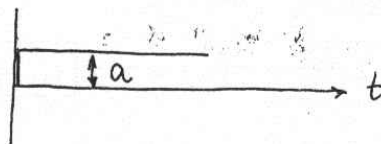
вчст =  $e(t)$   $t \rightarrow \infty$  Използват се граничните теореми от Лапласовата трансформация.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} E(p)$$

1) изследване на грешката при положение, т.е. заданието =  $\delta =$  или грешката се изменя скокообразно и стават const. (стъпалко изменение).

$$r(t) = a; R(p) = a/p$$

$$v(t) = a; V(p) = a/p$$



① грешка по задание

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{1}{1 + G_1 G_2} \cdot \left( \frac{a}{p} \right) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{a}{1 + G_1 G_2}$$

② грешка по смущение

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{-G_2 G_3}{1 + G_1 G_2} \cdot \frac{a}{p} = \lim_{p \rightarrow 0} - \frac{a \cdot G_2 G_3}{1 + G_1 G_2}$$

с-ма тип 0 → няма "p" в знаменател

$$G_1 G_2 = \frac{(\alpha_1 p + 1)(\alpha_2 p + 1) \dots (\alpha_n p + 1)}{p^i (\beta_1 p + 1)(\beta_2 p + 1) \dots (\beta_m p + 1)}$$

$$(G_1(0) \cdot G_2(0) = K)$$

вуст по задание =  $\frac{a}{1+K}$  първи грешка в установен режим, която се определя от K ( $G_1, G_2$ ).

вуст по смущение =  $-\frac{a G_2 G_3(0)}{1+K} \neq 0$  първи статична грешка

с-ма тип 1 → стъпалко изменящи се ф-ции  $v(t)$  и  $r(t)$ ,

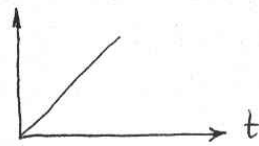
$$i = 1$$

① вуст по задание =  $\frac{a}{1+\infty} \rightarrow 0$  грешката по задание клони към 0.

вуст по смущение =  $\frac{a \cdot G_2(0) \cdot G_3(0)}{1+\infty}$  } ако p е от  $G_1 \rightarrow$  вуст = 0  
 $G_1(0) \cdot G_2(0)$  } вуст → кр. ст-ст.

2) заданието или грешката са линейно изменящи се.

$$V(t) = a \cdot t ; V(p) = \frac{a}{p^2}$$



= 9 =

$$r(t) = a \cdot t ; R(p) = \frac{a}{p^2}$$

① по заданию

$$v_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{1}{1 + G_1 G_2} \cdot \frac{a}{p^2} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{a}{p} \cdot \frac{1}{1 + G_1 G_2}$$

② по смещению

$$v_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} -p \cdot \frac{G_2 G_3}{1 + G_1 G_2} \cdot \frac{a}{p^2} = -\frac{a}{p} \cdot \frac{G_2 G_3}{1 + G_1 G_2}$$

с-ма тип 0 ( $p=0$ )

①'  $v_{уст} \rightarrow \infty$  (по зад.) ( $p$  в знаменател)  $p \rightarrow 0$

②'  $v_{уст} \rightarrow \infty$  (по смещению)

с-ма тип 1  $G_1 G_2 = \frac{\kappa}{p}$

①'  $v_{уст} \rightarrow \frac{a}{\kappa}$ , т.е. грешката зависи от  $G_1 G_2$

$$v_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{a}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\kappa}{p}} \rightarrow \frac{a}{\kappa}$$

②'  $v_{уст} \rightarrow \frac{a G_2(0) \cdot G_3(0)}{\kappa}$

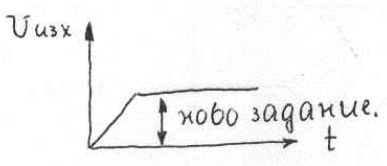
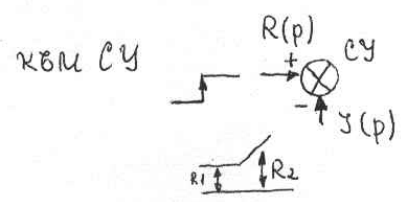
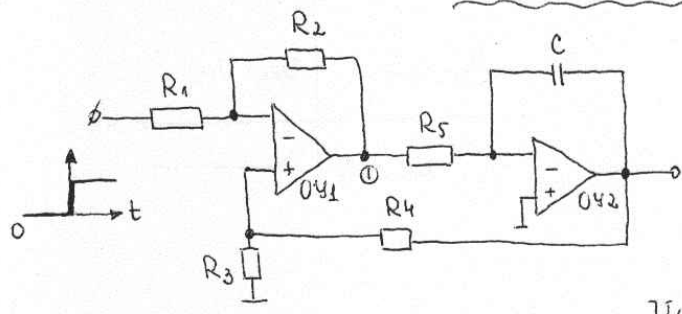
$v_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} -\frac{a}{p} \cdot \frac{G_2 G_3}{(1 + \frac{\kappa}{p})} \rightarrow \frac{a G_2 G_3}{\kappa}$ , грешката зависи не само от  $G_1 G_2$ , но и от  $G_2 G_3$  при  $p \rightarrow 0$ .

без параболично въздействие от кохнекта.

Р-Л.  
5.10.2001г.

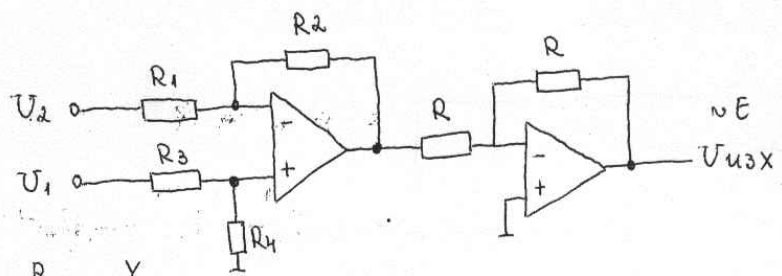
= 1 =

Вопрос 6: Сравнительные устройства в аналоговом исполнении.



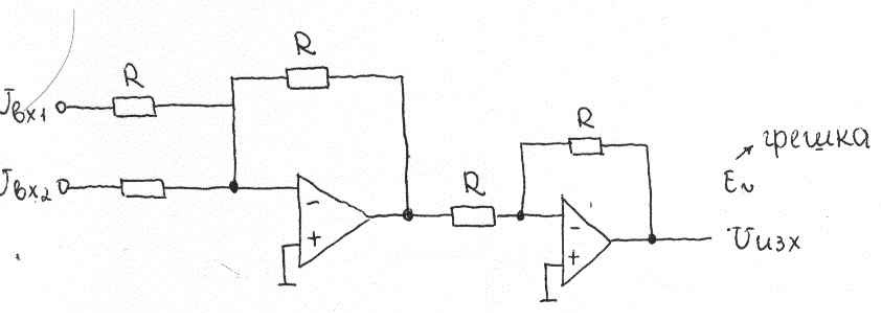
$$U_0 = (U_{изх} - U_{вх}) \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

с ДУ:



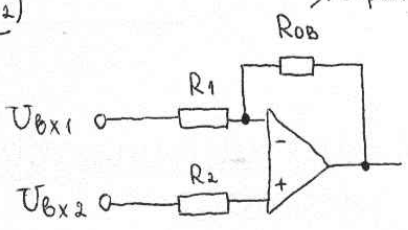
$$U_{изх} = (U_{вх1} - U_{вх2}) \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

С инвертирующ суматор:



$$U_{изх} = (U_{вх1} + U_{вх2})$$

1-ти način:

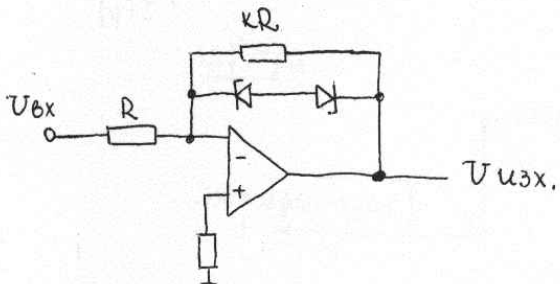
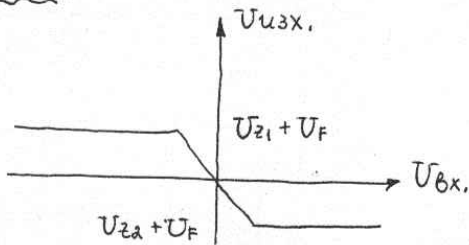
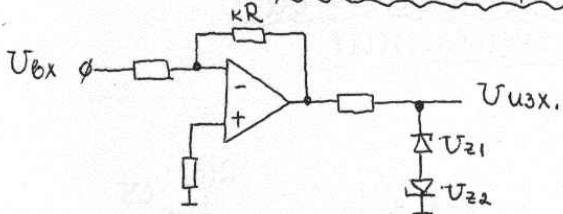


$$U_{изх} = U_{вх2} \left(1 + \frac{R_{ов}}{R_1}\right) - U_{вх1} \frac{R_{ов}}{R_1}$$

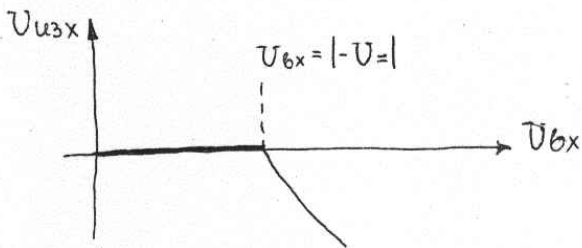
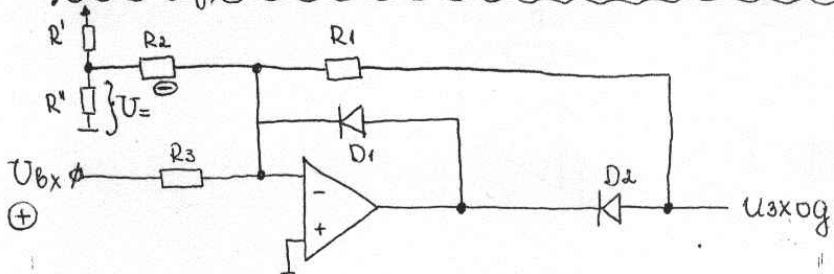
АКО  $\frac{R_{ов}}{R_1} > 1$ , то  $\Rightarrow$

$$\Rightarrow U_{изх} \approx (U_{вх2} - U_{вх1}) \frac{R_{ов}}{R_1}$$

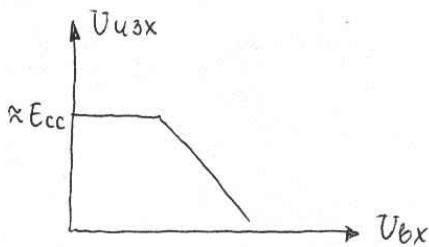
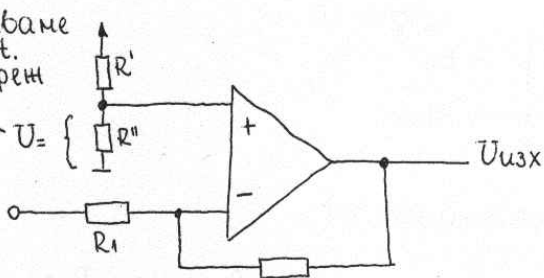
Схеми за ограничаване:



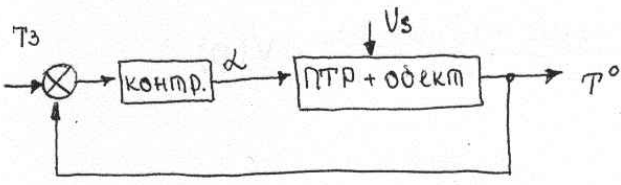
Въвеждане на зона на нечувствителност:



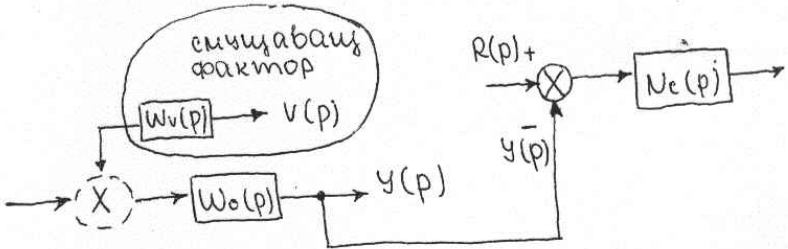
подаване const. напреж



Въпрос 4: Компенсация на смущаващото въздействие



I. Регулиране по отклонение:



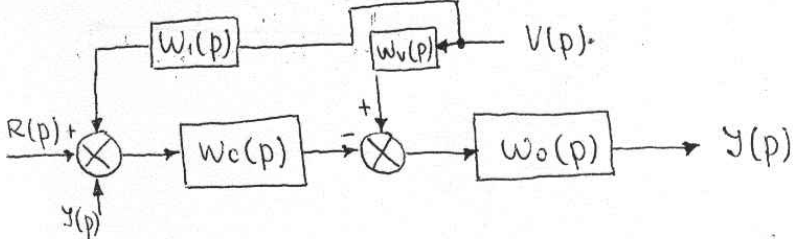
$E(p) = R(p) - Y(p)$

①  $\frac{Y(p)}{R(p)} = \frac{W_c \cdot W_o}{1 + W_c W_o}$  ; ②  $\frac{Y(p)}{V(p)} = \frac{W_v \cdot W_o}{1 + W_c W_o}$

③  $Y(p) = \frac{W_c \cdot W_o}{1 + W_c \cdot W_o} \cdot R(p) + \frac{W_v \cdot W_o}{1 + W_c \cdot W_o} \cdot V(p)$

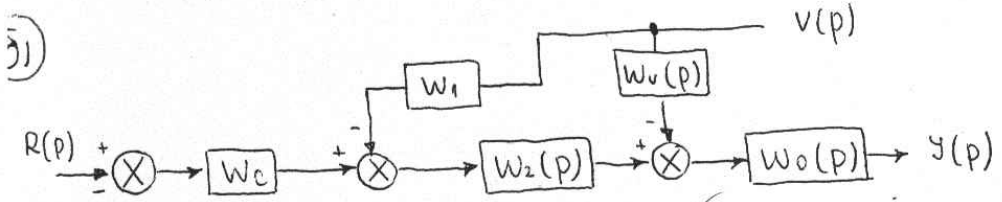
I. Комбиниран принцип:

а) компенсация със СУ:



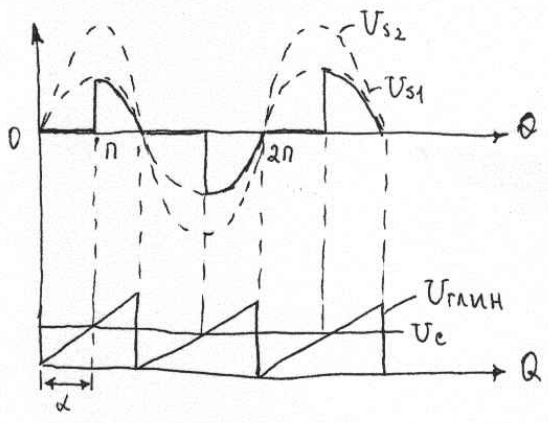
④  $Y(p) = \frac{W_c \cdot W_o \cdot R(p)}{1 + W_c \cdot W_o} + \frac{(W_v + W_1 \cdot W_c) \cdot W_o \cdot V(p)}{1 + W_c \cdot W_o}$

От ④ =>  $W_1 = - \frac{W_v}{W_c}$  ⑤



$$⑥ Y(p) = \frac{w_c \cdot w_2 \cdot w_0 \cdot R(p)}{1 + w_c \cdot w_2 \cdot w_0} + \frac{w_v \cdot w_0 - w_1 \cdot w_2 \cdot w_0}{- - - - -} \cdot V(p)$$

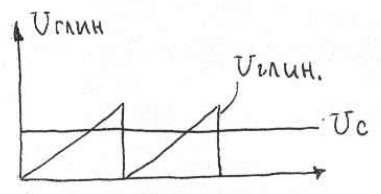
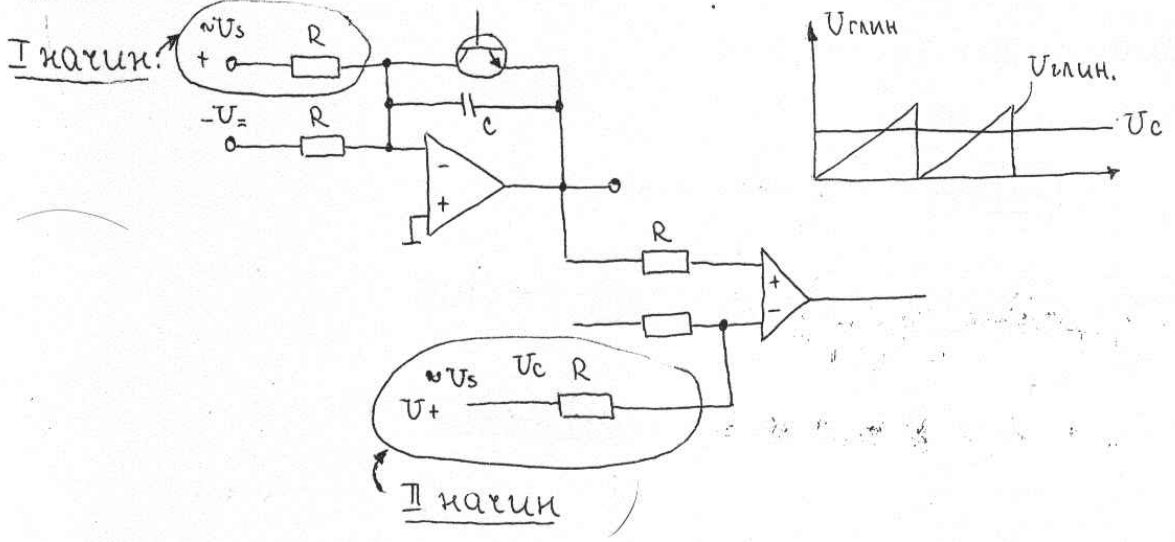
$$w_v \cdot w_0 - w_1 \cdot w_2 \cdot w_0 = 0$$



Ако имаме  $U_{s2} > U_{s1}$ , то можем да го редуцираме по 2 начини

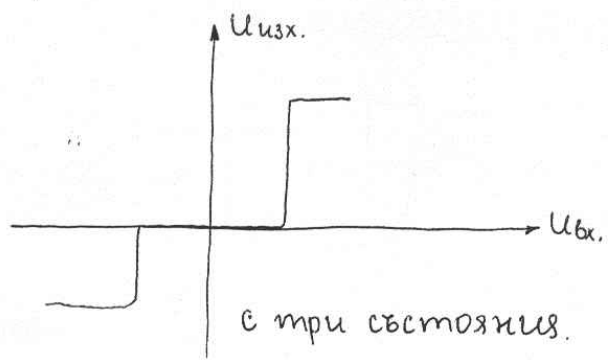
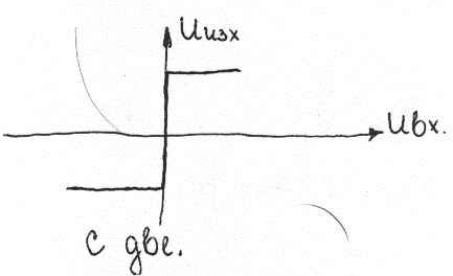
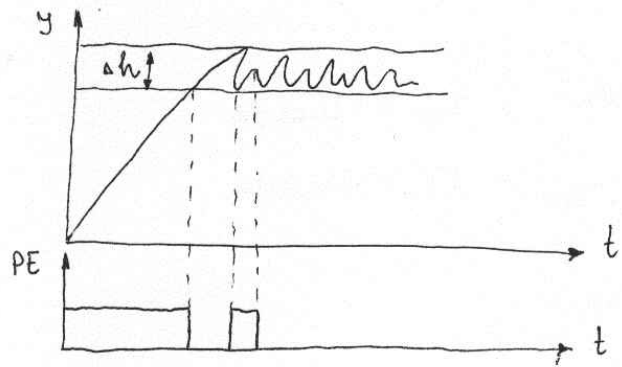
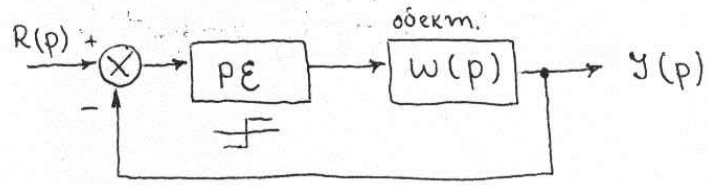
- ⊗ промяна на  $U_{глин}$  (намаление на наклона)
- ⊗ промяна на  $U_c$

Жато и двете доведат до промяна на ъгъла на регулиране  $\alpha$ .

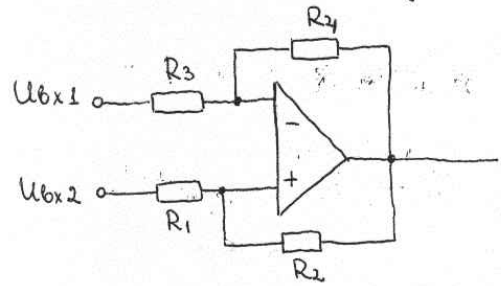


Р-л.  
12.10.2007г.

Вопрос 8:  
Схемы с релейно действии.  
(релейни регулатори).



I. Схемы с релейно действии с ОУ

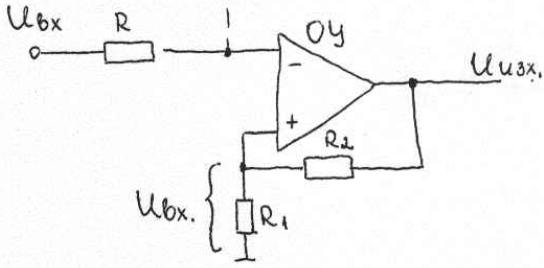
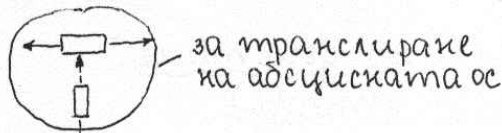


$$\beta_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} ; \beta_s = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

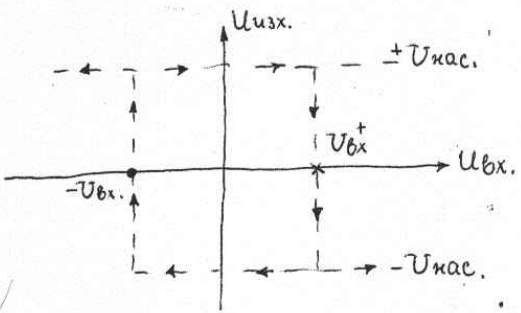
$$\beta_n > \beta_s.$$



⊗ инв. релеен елемент



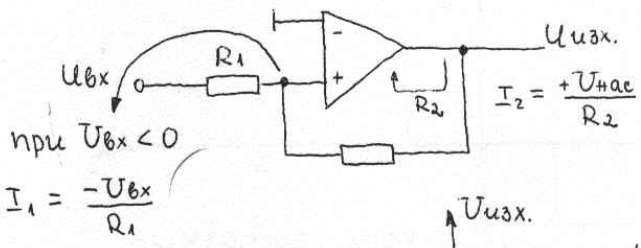
$$\beta_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



$$U_{вх}^+ = +U_{нас} \cdot \beta_n$$

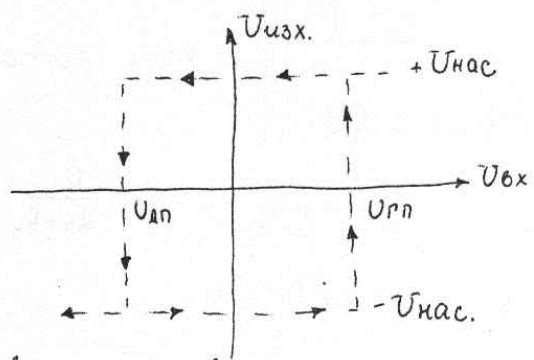
$$U_{вх}^- = -U_{нас} \cdot \beta_n$$

⊗ неинв. релеен елемент:

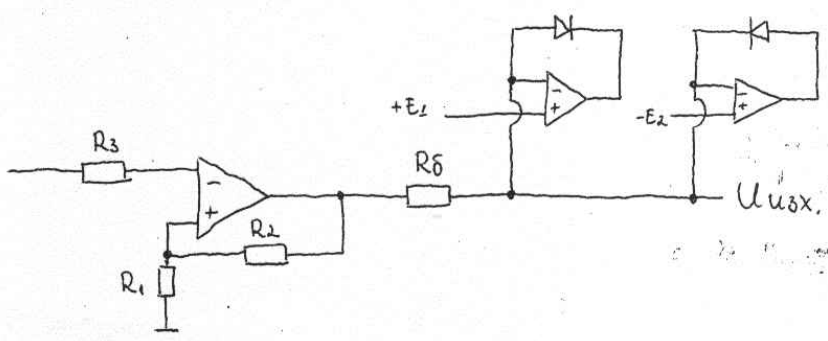


$$\beta_n = \frac{R_1}{R_2}$$

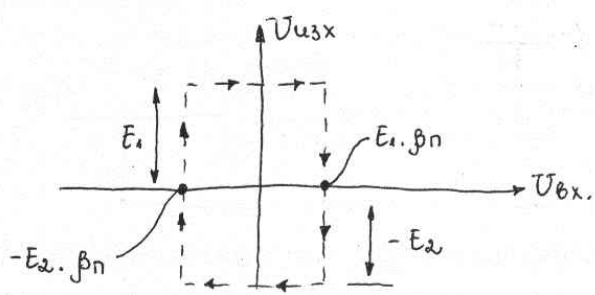
$$U_{пр} = \pm U_{нас} \cdot \beta$$



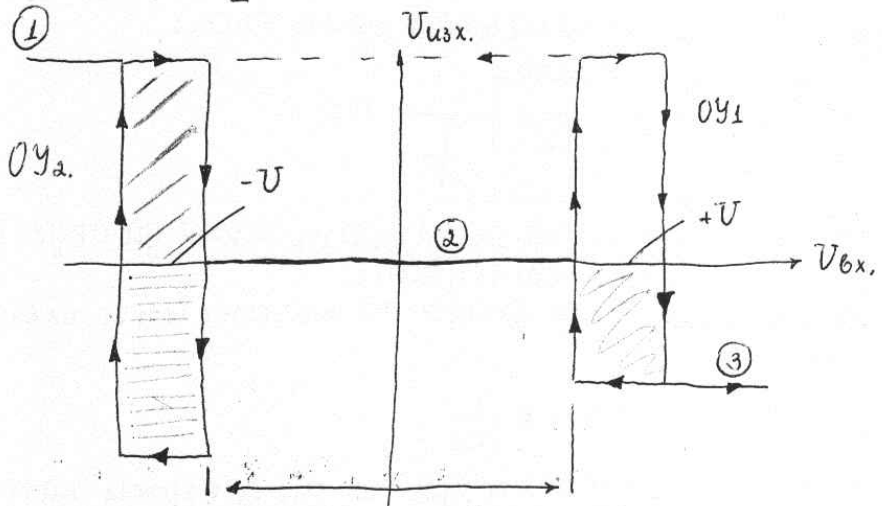
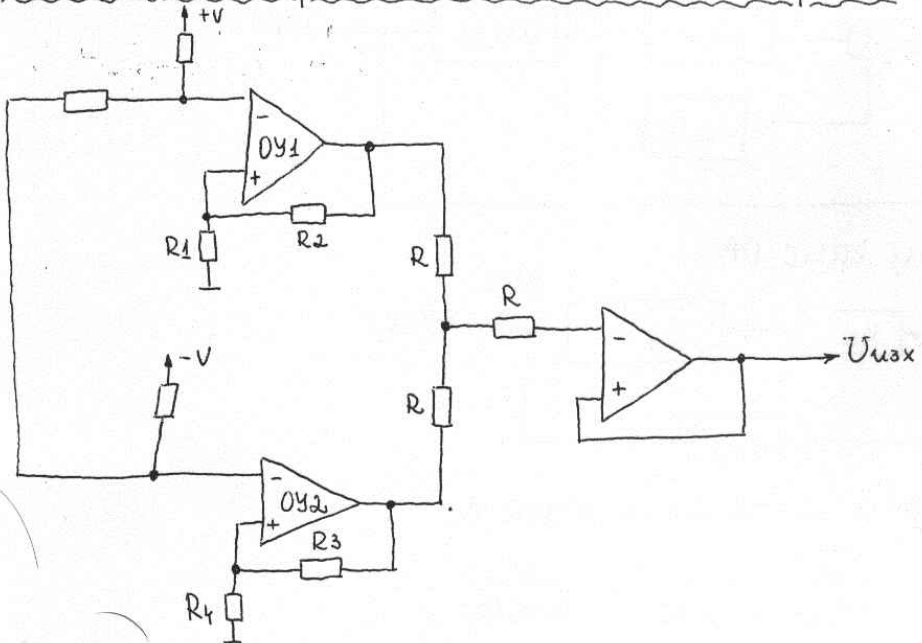
⊗ сх. със задване на нивата:



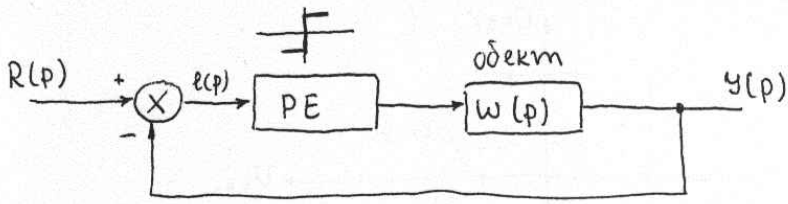
$$\beta_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



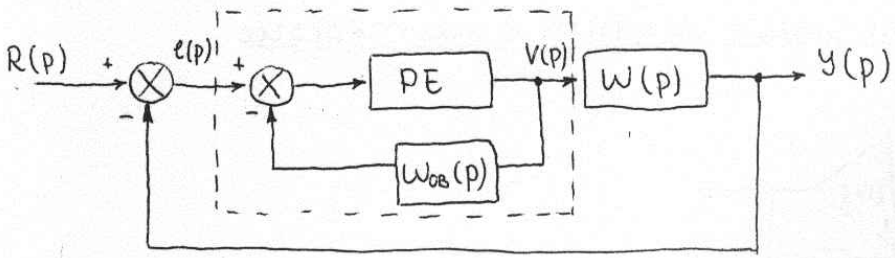
\* Тривозиционен релеен елемент с хистерезис



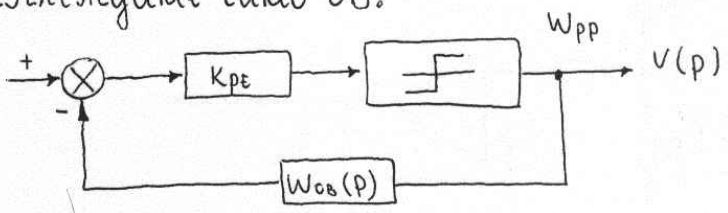
зона на нечувствителност.



От тази структура се преминава към:



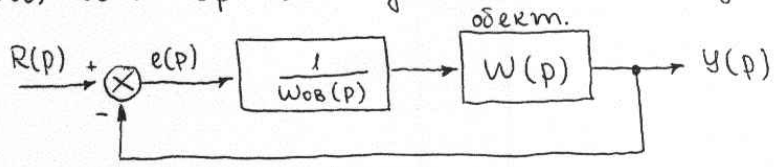
Разглеждаме само ОВ:



Представява затворена с-ма с:

$$\frac{V(p)}{e(p)} = W(p) = \frac{K_{пЕ}}{1 + K_{пЕ} \cdot W_{об}(p)} \approx \frac{1}{W_{об}(p)}$$

Целият контур може да се замени с един блок:



Поведението на новата сх. за регулиране може да бъде изследвано с апарата за линейно изследване.

С-мите, включващи релейни схеми са нелинейни схеми за регулиране.

①  $W_{об} = K_p$   
 ↓  
 пропорц. звено.

$$W_{пп} \approx \frac{1}{K_p}$$

структурата ще се държи като пропорционално звено.

②  $W_{об} = \frac{K}{1 + T_p p}$  инерц. звено от I ви ред.

$$W_{пп} = \left(\frac{1}{K}\right) + \left(\frac{T}{K}\right) \cdot p$$

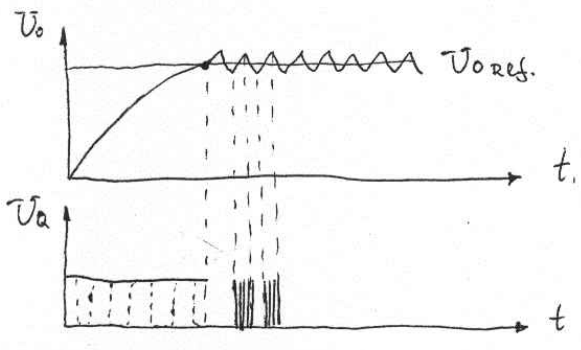
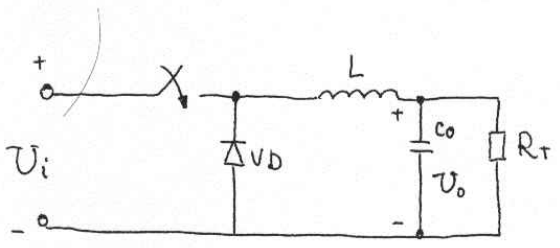
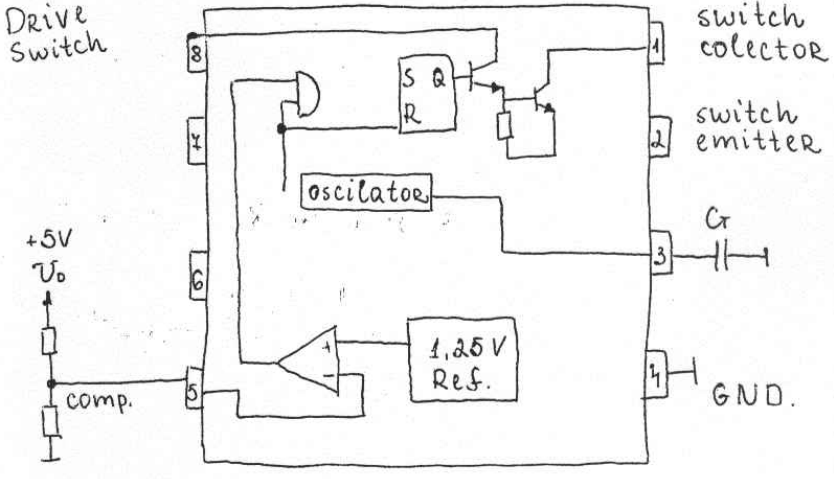
← коэф. на диференциране.

$$3) \omega_{об} = \frac{K_p}{L + T_p}$$

$$\omega_{pp} = \left( \frac{1}{K_p} \right) + \left( \frac{T}{K} \right) = K_p + K_i \cdot \frac{1}{P}$$

$K_i$  ← коэф. на интегриране  
 $K_p$  ←

Пример за ИС с хистерезисно регулиране.  
МС 34063 (Motorola)



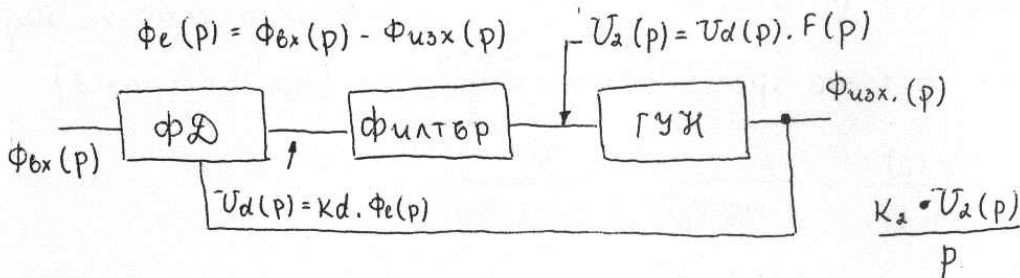
Въпрос 10: PLL - схеми

PLL - схеми:

НА 560 ÷ 565 - signetics

НА 2800 - Harris

Структурна схема:



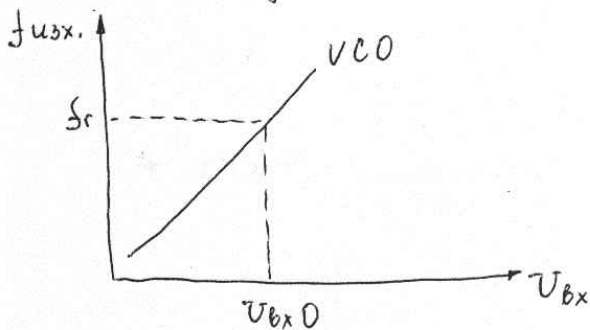
Φ → фаза

ФД → фазов детектор (измерва дефазиранието м/у сигнали)

Филтър → ниско-честотен

ГУХ → генератор, управляван с напрежение.

Ума следната сх:



f<sub>г</sub> → собствена чест. на генерация.

①  $\Phi_e(p) = \Phi_{вх}(p) - \Phi_{изх}(p) \rightarrow$  грешка от дефазирание.

②  $U_d(p) = k_d \cdot \Phi_e(p) \rightarrow$  на изхода на ФД.

$F(p) \Rightarrow$  предават. ф-я на ХЧФ.

③  $U_2(p) = U_d(p) \cdot F(p)$

Зако  $\Delta \omega = k_2 \cdot \Delta U_{вх}$

ко  $\Delta \omega = \frac{d\varphi}{dt} = p \cdot \varphi_{изх}(t)$

# Контур за захващане на фазите → Phase Locked Loop (PLL)

$$\omega_o(p) = \frac{k_d \cdot k_2 \cdot F(p)}{p} \rightarrow \text{предават. ф-з на отворена с-ма.}$$

$$\omega(p) = \frac{\Phi_{usz}(p)}{\Phi_{bx}(p)} = \frac{\omega_o(p)}{1 + \omega_o(p)} = \frac{k_d \cdot k_2 \cdot F(p)}{p + \underbrace{k_d \cdot k_2}_{"k"} \cdot F(p)} = \frac{k \cdot F(p)}{p + k \cdot F(p)} = H(p)$$

Заместваме (4) в (5) ⇒ предават. ф-з на затворена с-ма по задание.

Предават. ф-з по грешка от задание (вж. Въпрос 1)

$$\omega_e(p) = \frac{\Phi_e(p)}{\Phi_{bx}(p)} = \frac{1}{1 + \omega_o(p)} = \frac{p}{p + k \cdot F(p)}$$

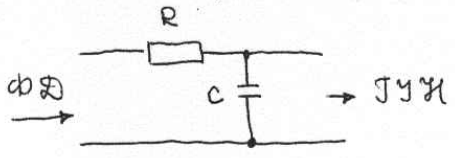
Видове ХЧФ, използвани при PLL и особености на техните предават. ф-ции

сл. Линева ХЧФ, т.е.  $F(p) = 1$  (контур от I-ви ред).

$$H(p) = \frac{k}{p+k} ; \omega_e(p) = \frac{p}{p+k}$$

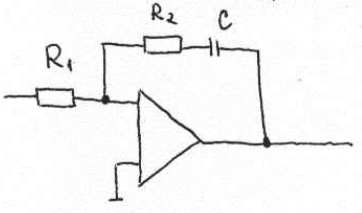
Фазов контур от II-ри ред:

⊗ пасивен филтър:



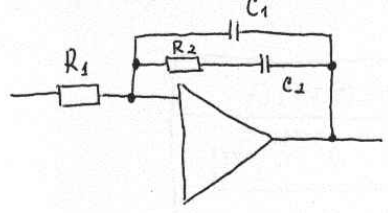
$$F(p) = \frac{1}{p \cdot T + 1} ; T = R \cdot C \rightarrow H(p) = \frac{k/T}{p^2 + \frac{p}{T} + \frac{k}{T}}$$

⊗ активен филтър (ПИ-регулатор):



$$F(p) = \frac{p \cdot T_2 + 1}{p \cdot T_1} ; T_1 = R_1 \cdot C ; T_2 = R_2 \cdot C$$

\* Фазов контур от III-ти ред:



$$F(p) = \frac{p \cdot T_2 + 1}{p \cdot T_1 (p T_3 + 1)}$$

$$T_1 = R_1 \cdot C_2$$

$$T_2 = R_2 \cdot C_2$$

$$T_3 = R_2 \cdot C_1$$

Въпрос №5 → уравнения на грешките ?

$\lim_{t \rightarrow \infty} \Phi_e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \Phi_e(p) \rightarrow$  грешка от безкрайност =  $\Phi_e(\infty)$

$$\Phi_e(p) = \frac{p}{p + k \cdot F(p)} \cdot \Phi_{вх}(p)$$

Видът на  $\Phi_{вх}(p)$  се опр. от вида на смущаващото въздействие:

- 1.  $\Phi_{вх}(p) = \frac{\Phi_{вх}}{p} \rightarrow$  при стъпално изменение на фазата
- 2. Стъпално изменение на  $f$ :  

$$\Phi_{вх}(p) = \frac{\Delta \omega}{p^2}$$
- 3. Лич. изменение на  $f$ :  

$$\Phi_{вх}(p) = \frac{\Delta \omega}{p^3}$$

за контур от I<sup>ви</sup> ред:

$$\Phi_e(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left[ \frac{p}{p + k} \Phi_{вх}(p) \right]$$

1сл:  $\Phi_{вх}(p) = \frac{\Phi_{вх}}{p} \rightarrow$  грешката е 0

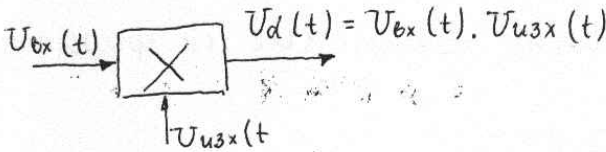
2сл:  $\Phi_{вх}(p) = \frac{\Delta \omega}{p^2}$  ;  $\frac{\Delta \omega}{k} = const$

3сл:  $\Phi_{вх}(p) = \frac{\Delta \omega}{p^3}$  ;  $\frac{\Delta \omega \cdot t}{k}$  при  $t \rightarrow \infty \Rightarrow$  грешката  $\rightarrow \infty$

Таблица за грешките:

| Изменение на входа          | Изменение на грешката                                     |  |          |
|-----------------------------|---|--|----------|
|                             | 1 ви ред  | 2 ри ред                               | 3 ти ред |
| Съвпадно изменение на фаза  | 0   | 0                                      | 0        |
| Съвпадно изменение на чест. | $\Delta \omega / \kappa$                                  | 0                                      | 0        |
| Лин. изменение на чест.     | $\frac{\Delta \omega \cdot t}{\kappa} \rightarrow \infty$ | $\frac{\Delta \omega}{\kappa} \cdot T$ | 0        |

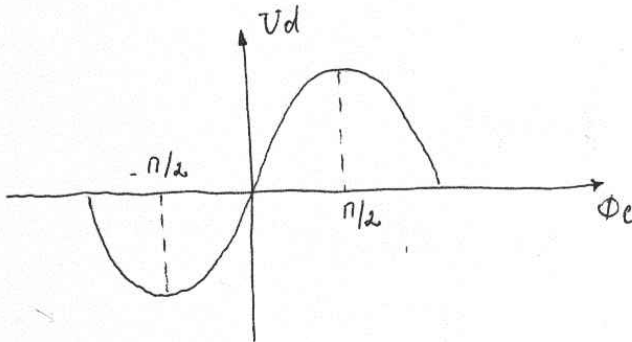
фазов детектор с умножител:



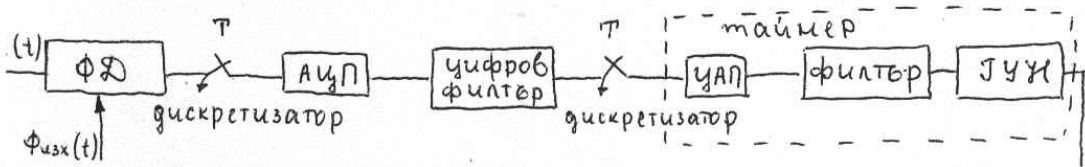
$$U_{bx}(t) = \sin(\omega t + \Phi_{bx})$$

$$U_{изх}(t) = \cos(\omega t + \Phi_{изх})$$

$$U_d(t) = \frac{1}{2} \sin(\underbrace{\Phi_{bx} - \Phi_{изх}}_{\Phi_e}) + \dots \text{всичко насам се филтрира.}$$



такъв детектор се използва при малки дефазирания.  
блокова сх. на цифров филтър:

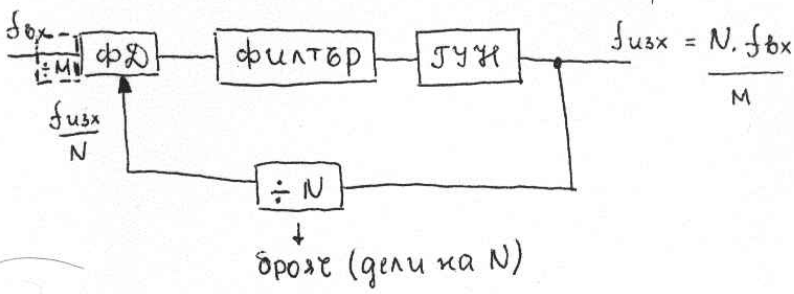




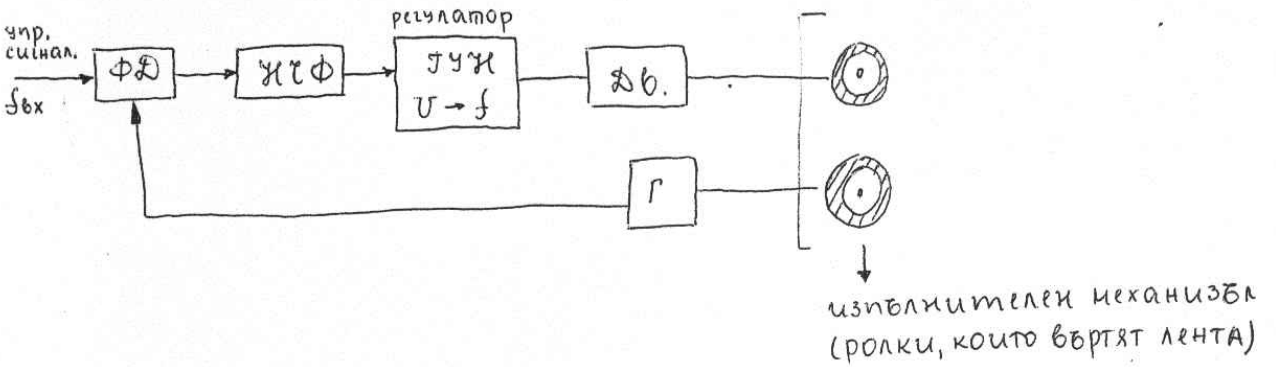
С-мата работи с някакъв такт -  $T$ .  
Последните 3 блока могат да се направят във вид на таймер.

Осн. приложения на схемите (PLL):

- \* в обл. на комуникационната техника → типично прилож. - чест. и фазови демодулатори
- тонални дешифратори
- \* синтезатори на чест.



\* Регулиране скоростта на двигател:



ЕФ-л.  
10.11.2007г.

Вопрос 11: Цифрови с-ми за управление.  
Цифрови регулатори.



Блокова сх. на ЦСУ ↑

Плази с-ма не може да работи непрекъснато. Осн. такт на работа се задава от таймера. ( $T_0 \rightarrow$  такт, с който ще работи с-мата). В звен бид може да няма СУ.

$T_A \rightarrow$  време на изчисляване на алгоритъма.

Изх. вел. на рег. е готова след  $kT_0 + T_A$  време.

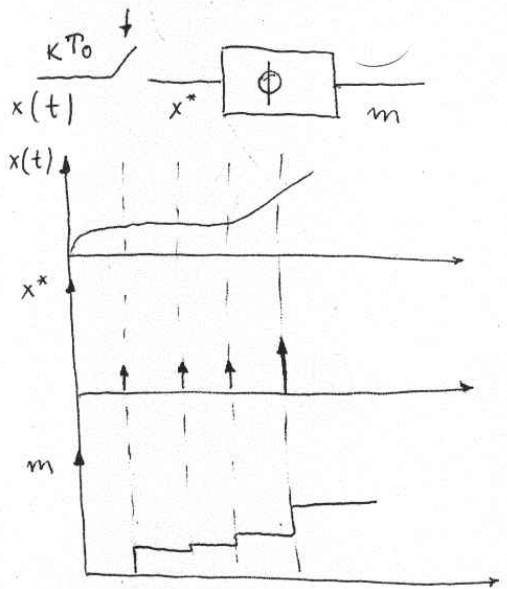
$T_A \ll T_0$ , при което се приема, че двата дискретизатора работят синхронно.

Филтър  $\equiv$  фиксатор.

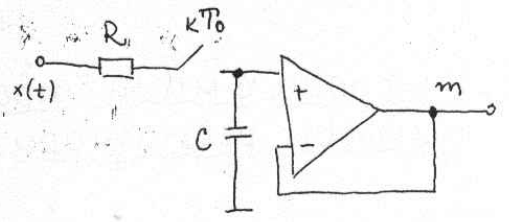
Основни проблеми:

1. Избор на такта  $T_0$  (колкото  $T_0$  е по-малко, толкова с-мата се приближава към аналогов

фиксатор от кулев рег ↓ (ZOH)



C-ма S/H:

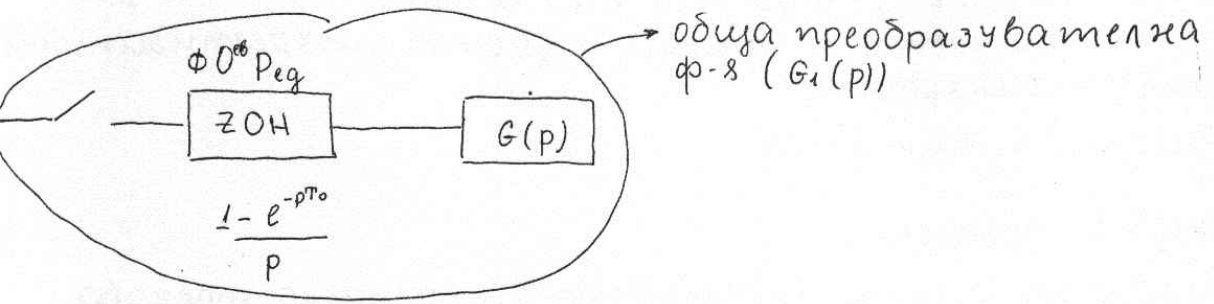


$H(p) = \frac{m(p)}{x^*} = \frac{1 - e^{-pT_0}}{p}$  → фиксатор от нулев ред (предавателна ф-с)

$\lim_{\omega \rightarrow 0} (j\omega) = \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{1}{j\omega} \left( 1 - \frac{1}{1 + \frac{j\omega T_0}{1!} + \frac{(j\omega T_0)^2}{2!} + \dots} \right) \approx \frac{T_0}{1 + pT_0}$

$F(z) = [F(p)]_{p = \frac{1}{T_0} \cdot \ln z}$  → Дискретно преобразуване на Лаплас.

$z = e^{pT_0}$   
 $H(z) = Z \left( \frac{1 - e^{-pT_0}}{p} \right) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left( \frac{1}{p} \right) = 1$



$G_1(p) = Z \left( \frac{1 - e^{-pT_0}}{p} \cdot G(p) \right) = \frac{z-1}{z} \cdot z \left( \frac{G(p)}{p} \right)$

Алгоритми за намиране на G(p):

Метод на Ойлер:

$z = e^{pT_0}$  по принцип  
 $z = e^{pT_0} \approx 1 + pT_0 \rightarrow p \rightarrow p' = \frac{z-1}{T_0}$

p се заменя с  $p' = \frac{z-1}{T_0}$ . Тогава  $\Rightarrow H(z) = G(p')$

Метод на обратната разлика

$z = e^{pT_0} \approx \frac{1}{1 - pT_0} \rightarrow p' = \frac{z-1}{zT_0}$

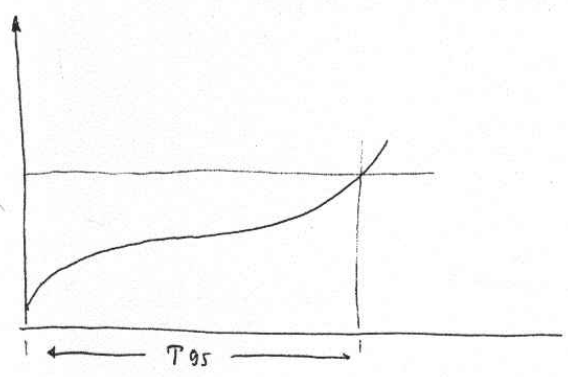
### III. Метод на трапеца:

$$z = e^{pT_0} \approx \frac{1 + \frac{pT_0}{2}}{1 - \frac{pT_0}{2}} \rightarrow p' = \frac{z}{T_0} \cdot \frac{z-1}{z+1}$$

Избор на основен такт  $T_0$ : Знаем АЧХ на аналог. с-ма, Знаем  $\omega_0$ , Шкобава:

$$T_0 \cdot \omega_0 \approx 0,15 = 0,5$$

Предимства на ЦСУ: 1. голъма стабилност  
2. шумоустойчивост.



Познаваме поведението на с-мата и знаем  $T_{95}$  ( $T$ , за която  $x(t)$  достига 95% от ст-стта си).

$$\frac{T_0}{T_{95}} = \frac{1}{5} \div \frac{1}{15}$$

1. При рег. на поток  $T_0 = 1-3s$
2. При рег. на ниво  $T_0 = 5-10s$
3. -||- на налягане  $T_0 = 1-5s$
4. -||- на  $t^\circ$   $T_0 = 10-20s$

$T_0$  трябва да се съобрази с такта на самия обект (пример преобразуватели DC/DC, PWM-преобразуватели) !!!

? Как да си направим в цифров вид аналогов регулатор (PID-закон)?

$u(t)$  → изх. в непрекъсн. с-ма

$e(t)$  → грешка в -||-||-||-

$u(k)$  → изх. вел. в  $k$ -тият момент на дискретен регулатор

$e(k)$  → грешка в -||-||-||-

$$u(t) = k_p (e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(z) dz + T_D \frac{de(t)}{dt})$$

PID-закона има 2 варианта в цифр. вид:

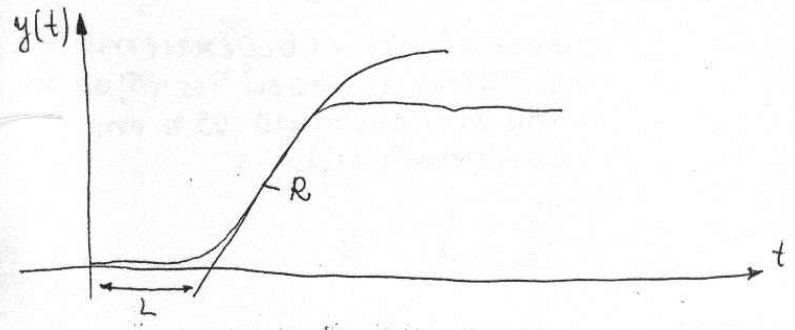
I - като площ на правоъгълник:

$$u(k) = K_D \left\{ e(k) + \frac{T_0}{T_{ID}} \sum_{i=0}^k e(i-1) + \frac{T_{DD}}{T_0} [e(k) - e(k-1)] \right\}$$

Дискр. аналог на PID-закона

Изображения за избор на  $K_D, T_{ID}, T_{DD}$ :

Нека това е прех. х-ка на отв. аналог. с-ма:



| вид на регулатор | $K_D$     | $T_{ID}$ | $T_{DD}$ |
|------------------|-----------|----------|----------|
| P                | $1/RL$    | -        | -        |
| PI               | $0,9/R.L$ | $3L$     | -        |
| PID              | $1,2/R.L$ | $2L$     | $0,5L$   |

$$\frac{T_0}{T_{DD}} \approx 0,1 \div 0,5 \qquad \frac{T_0}{L} \approx 0,2 \div 1$$

за избор на  $T_0$

Рекорентни алгоритми за опред. на  $\sum_{i=1}^k e(k)$ :

$$u(k-1) = K_D \left\{ e(k-1) + \frac{T_D}{T_{ID}} \sum_{i=0}^{k-1} e(i-1) + \frac{T_{DD}}{T_0} [e(k-1) - e(k-2)] \right\}$$

$$u(k) - u(k-1) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2)$$

$$u(k) = u(k-1) + q_0 \cdot e(k) + q_1 \cdot e(k-1) + q_2 \cdot e(k-2) \in \mathbb{R}$$

където:  $q_0 = K_D \left( 1 + \frac{T_{DD}}{T_0} \right)$

$$q_1 = -K_D \left( 1 + \frac{2T_{DD}}{T_0} - \frac{T_0}{T_{ID}} \right)$$

$$q_2 = K_D \cdot \frac{T_{DD}}{T_0}$$

II. Метода на трапеца:

$$u(k) = K_D \left\{ e(k) + \frac{T_0}{T_{DD}} \left[ \frac{e(0) + e(k)}{2} + \sum_{i=1}^{k-1} e(i) \right] + \frac{T_{DD}}{T_0} [e(k) - e(k-1)] \right\}$$

В този случай се прилага рекурентния алгоритъм ко:

$$q_0 = K_D \left( 1 + \frac{T_0}{2T_{ID}} + \frac{T_{DD}}{T_0} \right)$$

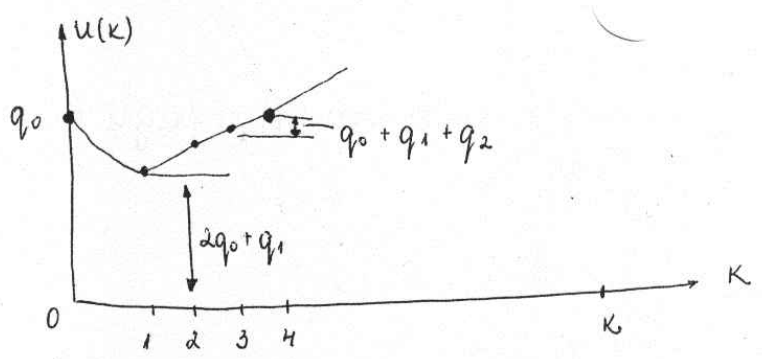
$$q_1 = -K_D \left( 1 + \frac{2T_{DD}}{T_0} - \frac{T_0}{2T_{ID}} \right)$$

$$q_2 = K_D \cdot \frac{T_{DD}}{T_0}$$

Предполагаме  $e(k)$  е единична ф-я:

$$e(k) = 1(k) \begin{cases} = 1 & \text{за } k \geq 0 \\ = 0 & \text{за } k < 0 \end{cases}$$

Плюгава  $u(0) = q_0$



$$u(1) = u(0) + q_0 + q_1 = 2q_0 + q_1$$

$$u(2) = u(1) + q_0 + q_1 + q_2 = 3q_0 + 2q_1 + q_2$$

$$x(k) = (k+1)q_0 + kq_1 + (k-1)q_2$$

Ако  $u(1) < u(0)$ :

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + B \cdot u(t) \\ y(t) &= C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \end{aligned} \right\} \text{непрекъсната с-ма}$$

$x(t)$  - променливи на състоянието  
 $u(t)$  - управляващи моменти  
 $y(t)$  - изх. състояния.

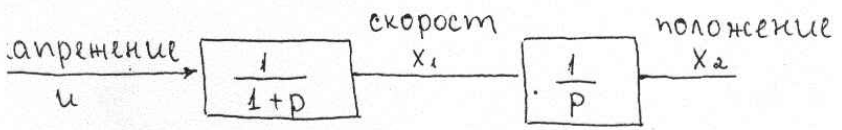
Ако в такава с-ма приложим квантоване с фиксатор от ред  $n$  и период  $T_0$ , то:

$$\left\{ \begin{aligned} x(kT_0 + T_0) &= \Phi \cdot x(kT_0) + \delta \cdot u(kT_0) \\ y(kT_0) &= C \cdot x(kT_0) + D \cdot u(kT_0) \end{aligned} \right\} \text{дискретна с-ма.}$$

$$\Phi = e^{A \cdot T_0}$$

$$\delta = \int_0^{T_0} e^{A \cdot s} \cdot B \cdot ds$$

Пример: Движ. за  $I = b$  в простр. на състоянията и дискретна форма.



$$x = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix}$$

$$\dot{x} = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot x + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_B \cdot u$$

A, B, C → матрици.

$$\dot{y} = \underbrace{[0 \quad 1]}_C \cdot x$$

$$\Phi = e^{A \cdot T_0} = L^{-1} \{ [p, I - A]^{-1} \}$$

Единичната матрица се умножава по p. От нея се вади A.

$$L^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} p+1 & 0 \\ -1 & p \end{bmatrix}^{-1} \right\} = L^{-1} \left\{ \frac{1}{p(p+1)} \begin{bmatrix} p & 0 \\ 1 & p+1 \end{bmatrix} \right\}^{-1} =$$

$$= L^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} 1/p+1 & 0 \\ 1/p(p+1) & 1/p \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} e^{-T_0} & 0 \\ 1-e^{-T_0} & 1 \end{bmatrix} = \Phi$$

$$D \cdot B = C \cdot A^{-T_0} \cdot B = \begin{bmatrix} e^{-T_0} & 0 \\ 1-e^{-T_0} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-T_0} \\ 1-e^{-T_0} \end{bmatrix} \Rightarrow \delta$$

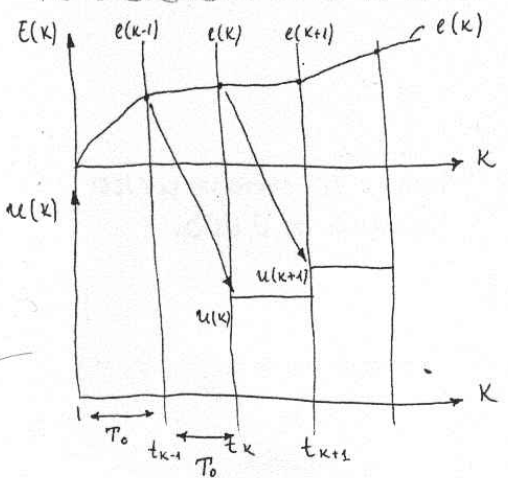
$$\delta = \int_0^{T_0} \left[ \begin{matrix} \downarrow \\ \end{matrix} \right] ds = \begin{bmatrix} 1-e^{-T_0} \\ T_0 - 1 + e^{-T_0} \end{bmatrix}$$

ЕФ - 1.  
26.11.2007г.

Източници на грешки при цифрови ЕФ.

ЦЕФ могат да следят постоянно аналог. сигнал.

① Влияние на времето на изчисления.

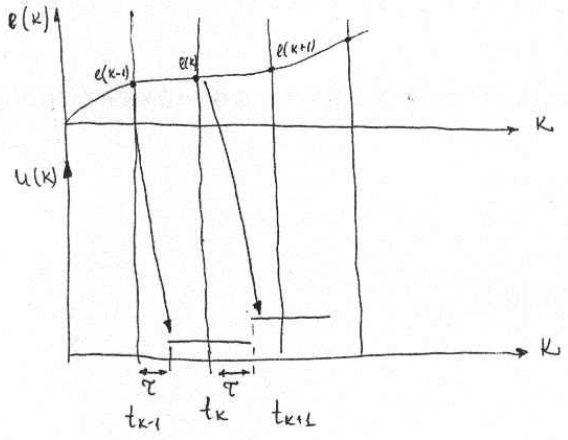


Тук имаме закъснение с цял такт  $e(k) \rightarrow$  грешка.  
 $u(k) \rightarrow$  изх. на рег. в цифров вид.

$$e^{pT_0}$$

Тук закъснението е с цял такт

Друг вариант:



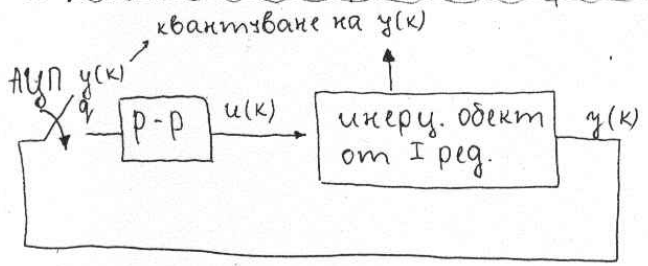
Грешка се веднага след като е готово изчислението.  
 $\tau \rightarrow$  закъснение.

$$e^{p\tau}$$

Работим тук с транслирано z-преобразуване.

$$\tau < T_0$$

② статистични грешки свързани с точността на изчисления



$$e(k) = w(k) - y_q(k)$$

$w(k) \rightarrow$  задание ;  $w(k) = 1(k)$  ;  $y(0) = 0$  и  $u(k) = 0$  за  $k < 0$

$u(k) = q_0 \cdot e(k) + u(k-1) \rightarrow$  ур-ие за чист P-регулатор.



3 нулевият момент подаваме единична ф-я:  $q_0 = 1,3$  = 2 =

предават. ф-я в z-одл.:  $G(z) = \frac{b_1 \cdot z^{-1}}{1 + a_1 \cdot z^{-1}}$ ;  $y(k+1) = -a_1 y(k) + b_1 u(k)$

| k | без за-<br>кръгляване |        | със закръгляване до<br>(2-ри знак след запетая) |                 |                    |
|---|-----------------------|--------|---|-----------------|--------------------|
|   | U(k)                  | y(k)   | u(k)  | y(k)            | y <sub>q</sub> (k) |
| 0 | 1,3                   | 0      | 0,13  | <del>1,30</del> | 0                  |
| 1 | 0,6015                | 0,5373 | 0,6015  | 0,5373          | 0,54               |
| 2 |                       |        |   |                 |                    |
| ⋮ |                       |        |   |                 |                    |

Получ. се статична грешка  $\approx 0,003$ .

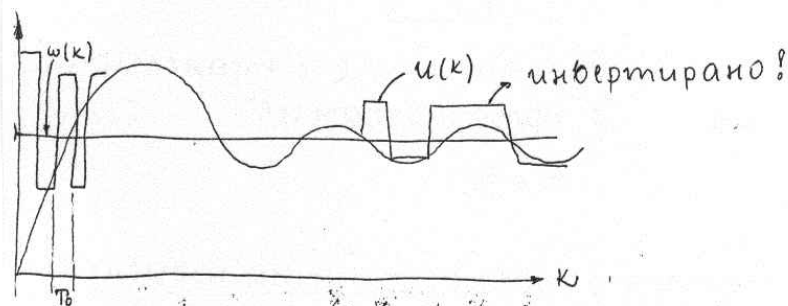
### 2) Възникване на гранични колебания

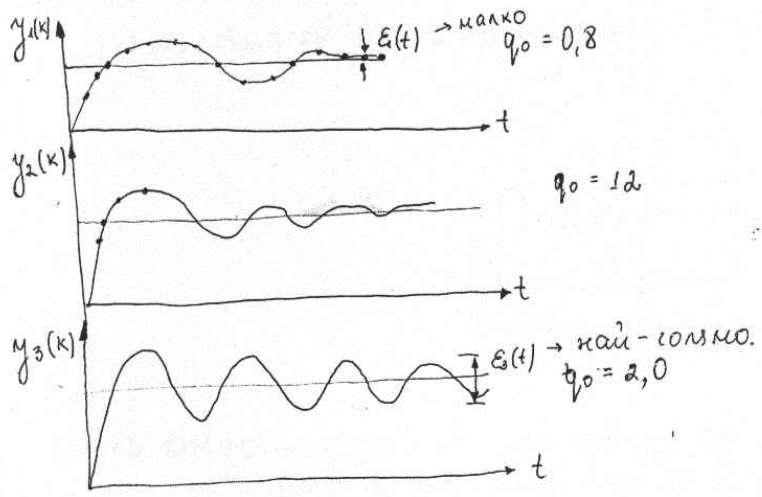
Ако  $q_0$  нарастне до 2, тогава от 11-ти такт надолу  $\Rightarrow$

|       |        |
|-------|--------|
| k = 1 |        |
| ⋮     |        |
| ⋮     |        |
| 11    | 0,6661 |
| ⋮     | 0,6636 |
|       | 0,6713 |
|       | 0,6661 |

→ след това се повтарят (автоколебания)

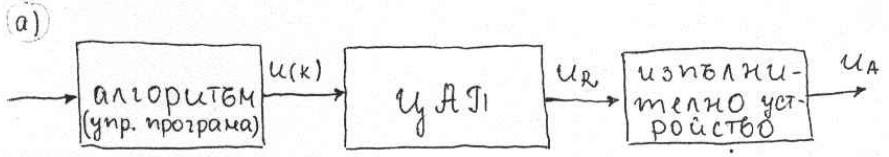
Тогава се получава граничен цикъл.



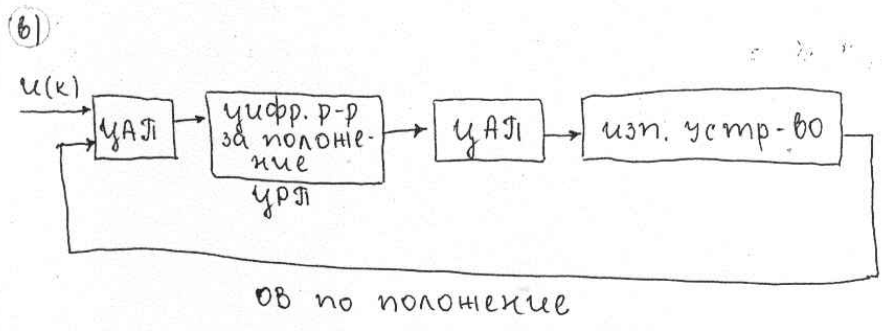
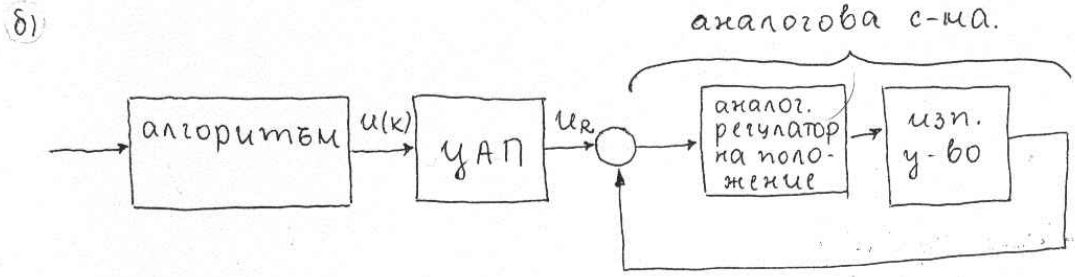


Вариант за намаляване на стат. грешка:  
 \* чрез намаляване на  $q_0$

Обединяване на цифрови алгоритми с управл. устройства

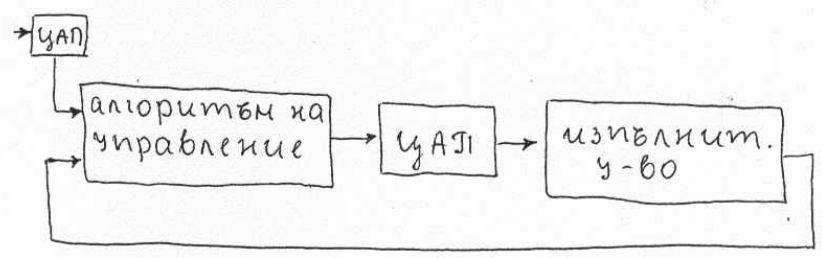


най-проста структурна схема ↑



← основен регулатор.

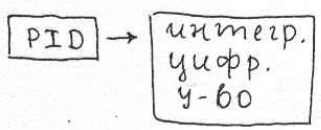
2). ОВ по полож. з вкарваме в алгоритъма на управление.



Пример за а): обединяване на цифр. рег. по структурна сх. а) с изпълнит. у-во от диференц. вид.

$$G(p) = \frac{1}{pT} ; G(z) = \frac{T_0}{T} \cdot \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$$

PID :  $u(z) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2)$



Предавателна ф-я на PID:

$$G_1(z) = q_0 + q_1 \cdot z^{-1} + q_2 \cdot z^{-2}$$

Плюскава:

$$G(z) \cdot G_1(z) = \frac{T_0 (q_0 + q_1 \cdot z^{-1} + q_2 \cdot z^{-2}) \cdot z^{-1}}{T (1-z^{-1})}$$

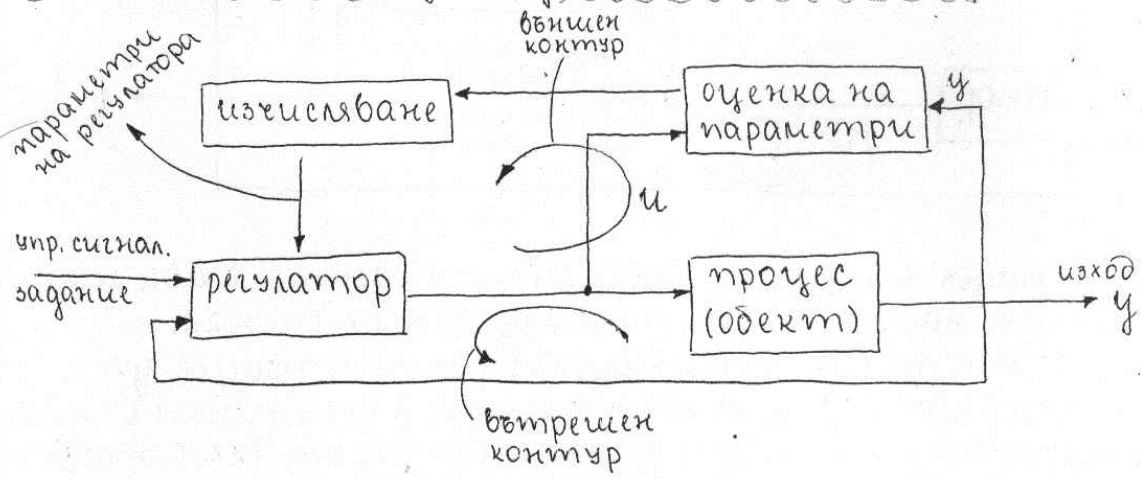
ЕФ - Л.  
03.12.2007г.

# Адаптивни регулатори

- 1) Идентификация на обект
- 2) Избор на регулатор
- 3) Изследване на затворена с-ма
- 4) Изследване на предавателни характеристики.

Адаптивни регулатори → непрекъснато извършват "проект." на регулатора.

## I) Самонастроиващ се адаптивен регулатор:

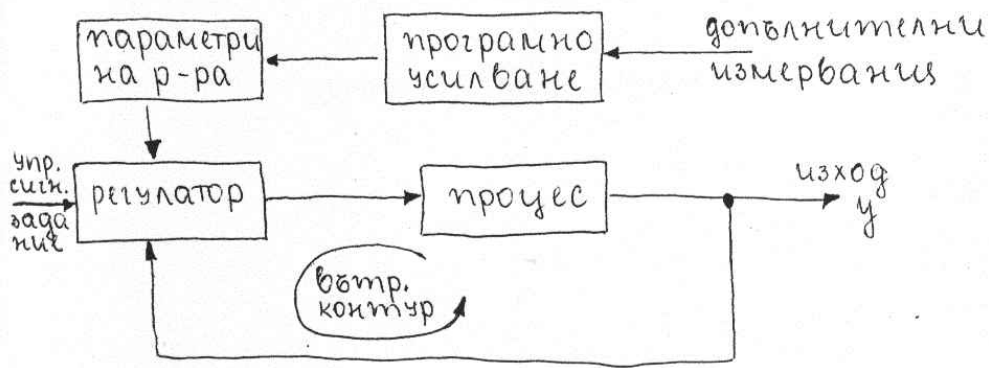


В основата е процеса и регулатора. Те образуват вътрешен контур.

Оценка на параметрите → следи във времето изх. вел.  $y$  и изх. на рег. и. Целта е непрекъснато скемане параметрите на обекта.

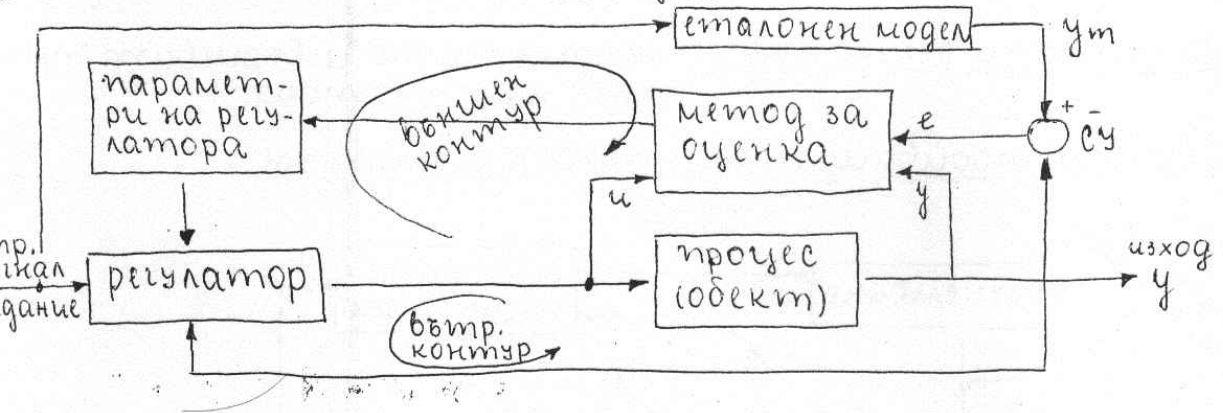
Изчисляване → определя новите параметри на регулатора в следствие на данните от ОУ на параметрите и ползва вече нови параметри на регулатора.

## II) Програмно регулиране на усилването:



предполага се, че познаваме предварително процеса,  $= \alpha =$   
 знаем какъв трябва да бъде по вид регулатора. Трябва  
 да променяме само параметрите му. За това трябва да  
 правят допълнителни измервания (количествени величини).  
 Прекастройката на регулатора се постига по програмен  
 път.

1) Регулиране по еталонен модел:



Еталонен модел  $\rightarrow$  модел на процеса или обекта. Дава идеалната реакция на обекта  $u_m$  при зададен вх. сигнал.

$e$   $\rightarrow$  грешка  $u$   $u_m$  (от етал. модел) и реалния процес  $y$ .

Метод за оценка (настройка)  $\rightarrow$  влизат 3 величини:  $e$  - грешка на реакцията; изх. вел. от регулатора  $u$ ; изх. вел. от обекта  $y$ . От него излизат парам. на реалния регулатор.

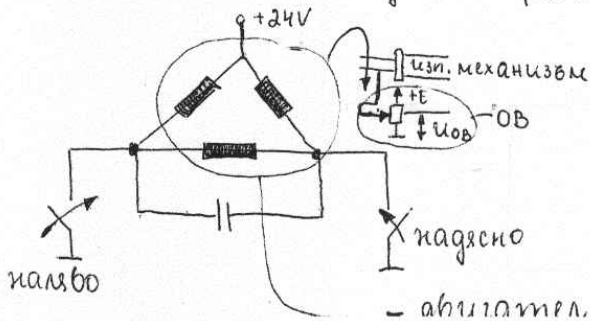
2) Статистически регулатор: работи със статистическия апарат; теория на вероятностите.

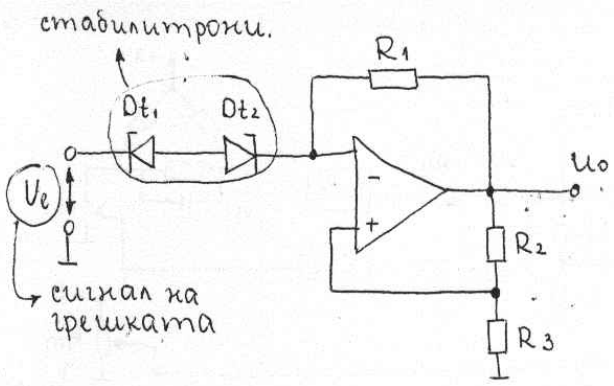
Въпрос 17  $\rightarrow$  отпада!

Въпрос 18  $\rightarrow$  от управлението!

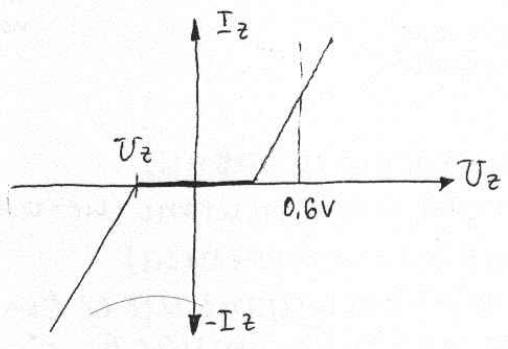
Въпрос: Прецизен регулатор на положение на базата на релеев регулатор.

Използват се позициониращи двигатели.



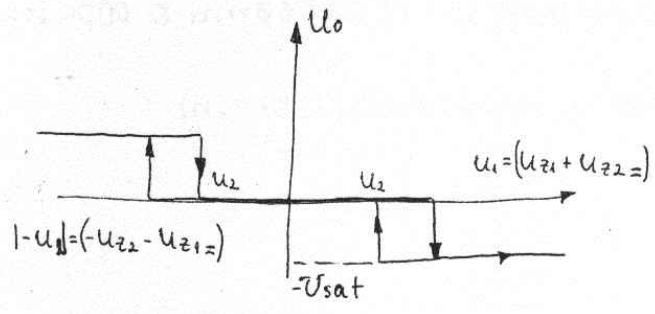


Имаме 2 ОВ.  
 ⊖ R1  
 ⊕ R2, R3



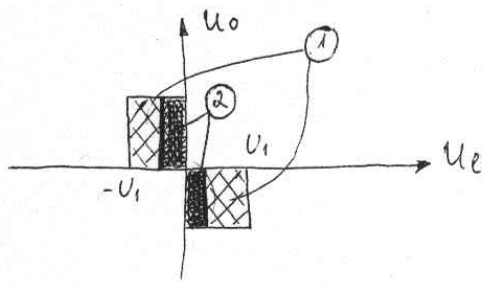
$$\frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} \text{ е малко.}$$

За сигнал, при който D1 и D2 не са пробили, съпротивлението е голямо.



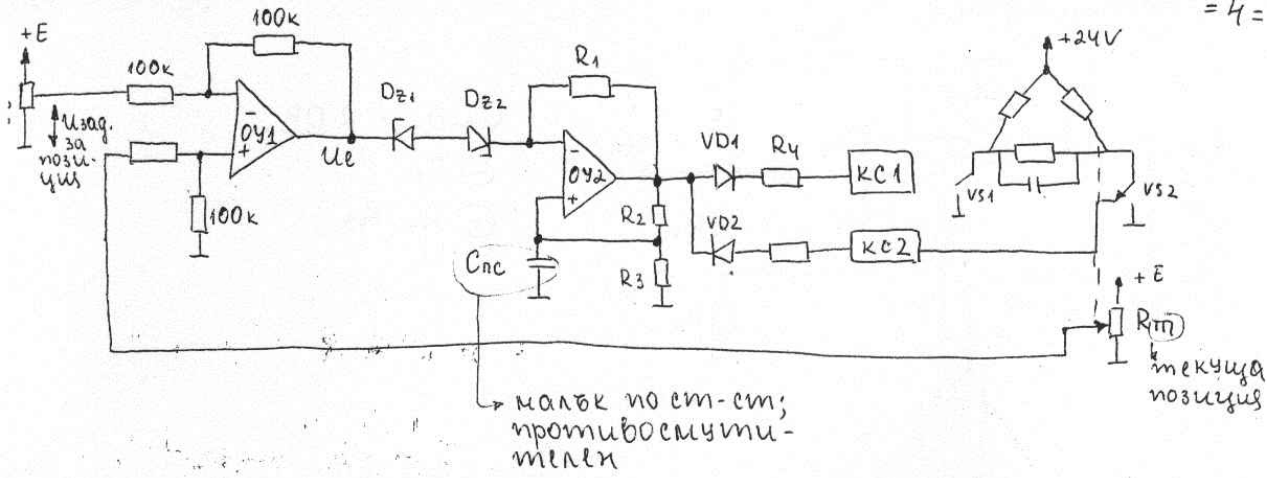
$$U_H = \left| \frac{U_{sat} \cdot R_3}{R_2 + R_3} \right|$$

① Ако  $U_H = U_1 \Rightarrow$



Регулаторът ще превключва при малки ст-сти на грешката.

② Ако D1 и D2 са с малки Uz.

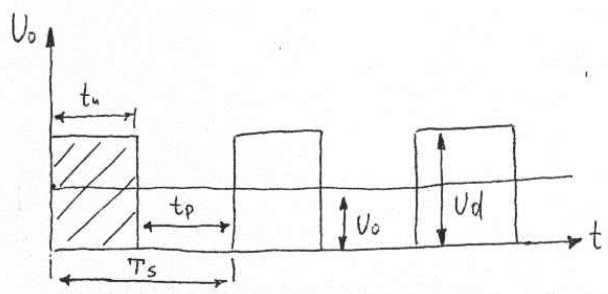
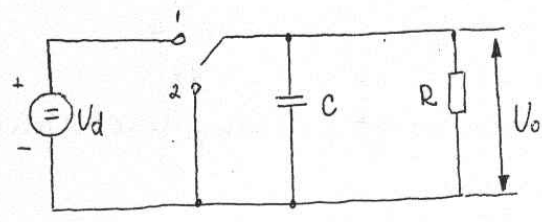


OY1 → усилвател на грешка (в резистори са равни)  
 $U_{те}$  → разлика от текущата позиция и задаването ( $U_{те} = U_{зад} - U_{те}$ )  
 OY2 → релеен регулатор (с изгста  $U_1$  = на хистерезиса)  
 На изхода → 2 диода; ако отидем в „+“ насищане ще се включи VD1. Ако грешката стане такава, че усилв. отиде в „-“ насищане, ще се включи VD2; двизателят ще се завърти в обратна посока.  
 $Z_{не}$  → противо-смущителен (за шумочестотност).

ЕД-П.  
10.12.2007г.

Принципи на импулсно проектиране

= 1 =

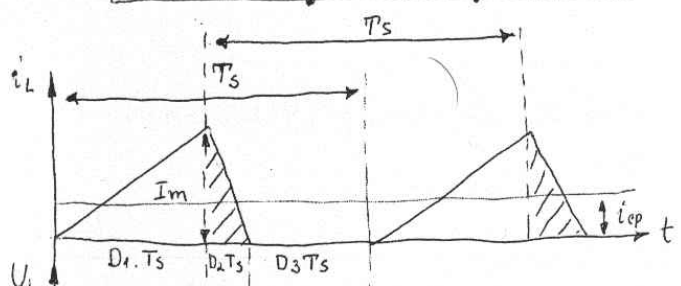
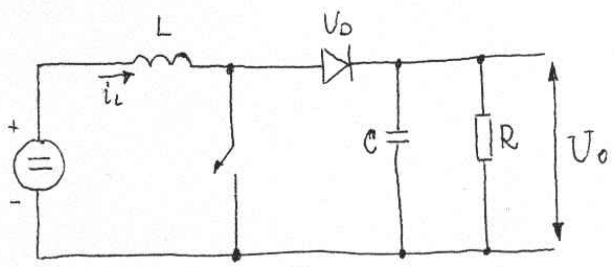


$$\frac{t_n}{T_s} = D_1 \rightarrow D_1 \cdot T_s$$

$$\frac{t_p}{T_s} = D_2 \rightarrow D_2 \cdot T_s$$

$$U_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} U_d dt = \frac{t_n}{T_s} \cdot U_d = D_1 \cdot U_d$$

Добивабау DC/DC конвертор:



Свете площи се равни (формула 1)

$$1) U_d \cdot D_1 \cdot T_s = (U_{out} - U_d) \cdot D_2 \cdot T_s$$



$$U_d = L \cdot \frac{di_L}{dt} = L \cdot \frac{I_m}{D_1 T_s}$$

$$i_{cp} \cdot Z_{out} = U_{out} = i_{cp} \cdot \frac{R}{1+pRC} = Z_{out}$$

Пик в изхода се инжектира от  $D_2$  до  $D_3$  (защрихованата част в графиката за  $i_L$ ).

$$I_m = \frac{1}{2} \int_0^{D_1 T_s} U_d \cdot dt = \frac{U_d \cdot D_1 \cdot T_s}{2}$$

$$i_{cp} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_2 T_s} (I_m - \frac{I_m}{D_2 T_s} \cdot t) dt = \frac{1}{2} I_m \cdot D_2$$

Могава:

$$3) i_{cp} = \frac{U_d \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot T_s}{2L}$$

1), 2) и 3) → система уравнения за този преобразувател.

$$\frac{U_o(p)}{D_1(p)} = ?$$

$$\frac{U_o(p)}{U_d(p)} = ?$$

$U_d(p)$  → смущаващо въздействие.

! Не е нужно за изпита.

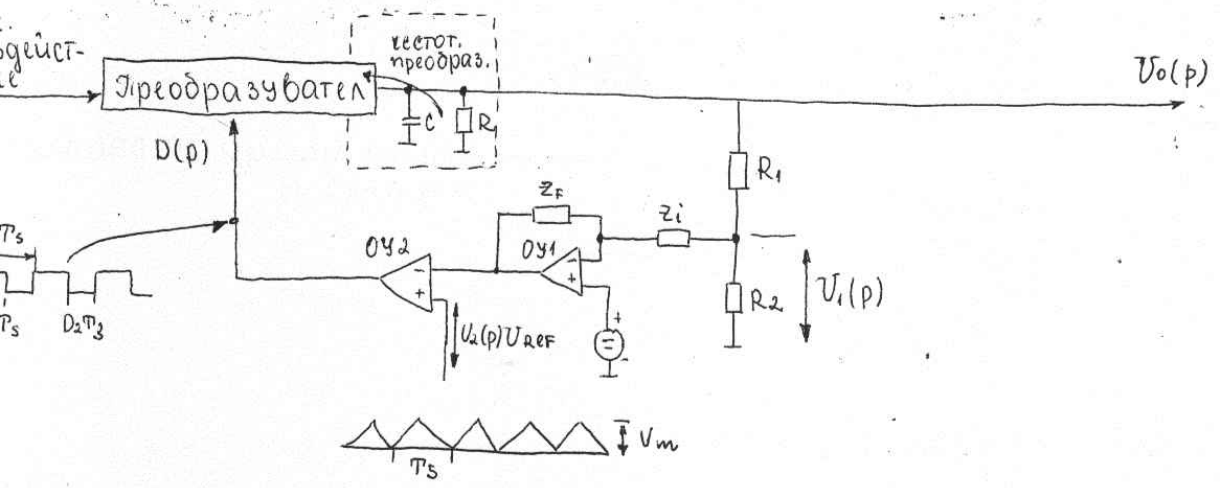
$$\frac{U_o(p)}{D_1(p)} = \frac{2 U_d}{2M-1} \cdot \left( \sqrt{\frac{M-1}{k \cdot M}} \cdot \frac{1}{1+p/N} \right)$$

$$M = \frac{D_1 + D_2}{D_2}$$

$$N = \frac{(2M-1)}{M-1} \cdot \frac{1}{RC}$$

$$k = \frac{2L}{R \cdot T_s}$$

Трябва се структура на схемата за автом. регулиране:

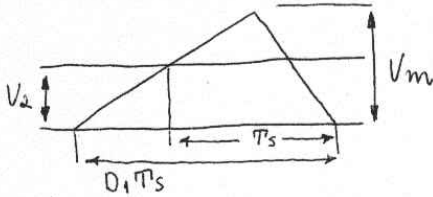


Част от изх.  $U$  се връща към ТП.

$U_{REF}$  → етал. източник на  $U$

$OU_1, Z_F, Z_i$  → усилвател на грешката

$OU_2$  → широкоимпулсен модулатор (ШИМ).

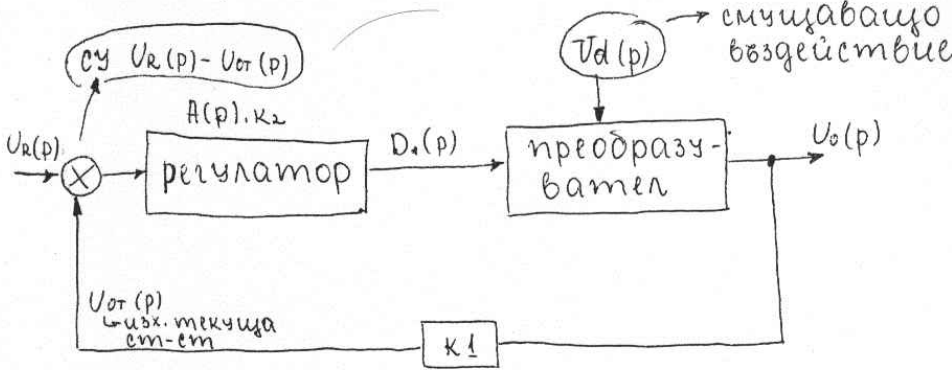


Предват. ф-ции от еструкт. схема:

$$\frac{U_1(p)}{U_0(p)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = k_1; \quad \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{Z_F}{Z_i} = A(p) \rightarrow \text{основна предавателна ф-с.}$$

$$\frac{D(p)}{U_2(p)} = \frac{1}{U_m} = k_2$$

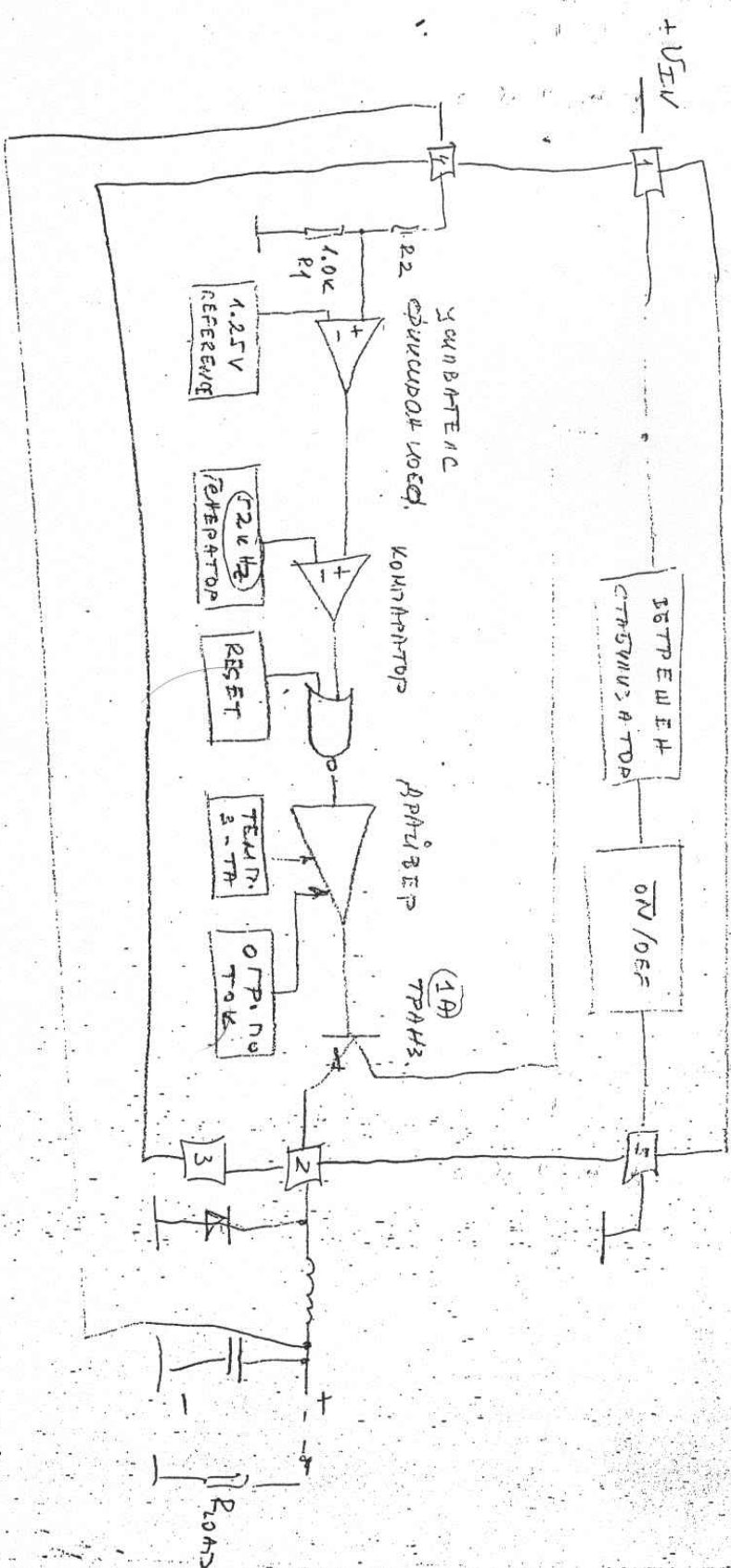
Замборена система за автомат. регулиране:



№ 19: Сх. за импулсно регулиране с едноцинов регулатор.

National Semiconductor 2575 - datasheet.

Элементы микросхем регулятора L4981



О работе с/сх

рис. 1

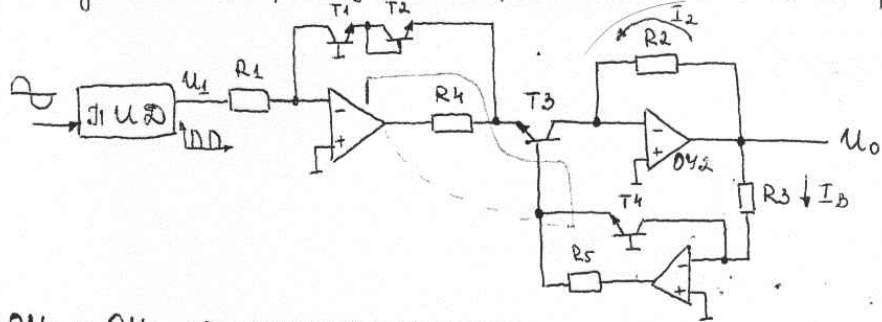
Компаратор и генератор ШИМ

9.10.2007г.

Вопрос 12. - фиг. 1.

= 1 =

- \* Напреж. в/у  $R_T$  ( $u_o$ ) трябва да се поддържа неизменно.
- \*  $V_{S1} \rightarrow$  фазово регулиране
- \* Блок ⑤ представлява товара и променливотоков регулатор. С една вторична намотка (отгоре) се получава  $0V$  (с малка мощност, за да се следи формата на напреж.)
- \* ①  $\rightarrow$  задание
- \* ②  $\rightarrow$  преобразувател за ефективна ст-ст, тъй като  $u$  не е синусоидално.
- \* ③  $\rightarrow$  сравняващо устройство и ПИ-регулатор.
  - синхронизиращ трансформатор (горе вляво  $V_{x,y}$ )
  - компаратор (детектор на 0)
  - импулсни формирователи  $\rightarrow$  формират кратки  $\oplus$  импулси при  $\forall$  преминаване на мрежовото напреж. през нулата.
- \* DA2  $\rightarrow$  генератор на лн. изменящо се  $u$
- \* ④  $\rightarrow$  сравнение м/у лн. изменящото се  $u$  и напреж. на регулатора и формиране на импулсите за упр. на симистора.
- \* ②  $\rightarrow$  DA3 с елементите около него представлява прецизен двуполупериоден изправител (виж. въпрос №3).



OP1 и OP3 са логаритмични,  
OP2 - антилогаритмичен.

$$U_{BE1} + U_{BE2} - U_{BE3} - U_{BE4} = 0$$

$$K = \frac{q}{kT}$$

$$K \cdot \ln \frac{I_1}{I_{S1}} + K \cdot \ln \frac{I_1}{I_{S2}} - K \ln \frac{I_2}{I_{S3}} - K \ln \frac{I_3}{I_{S4}} = 0$$

$I_{S1} \div I_{S3} \rightarrow$  ток на насищане през  $T_{e. 1 \div 3}$ .

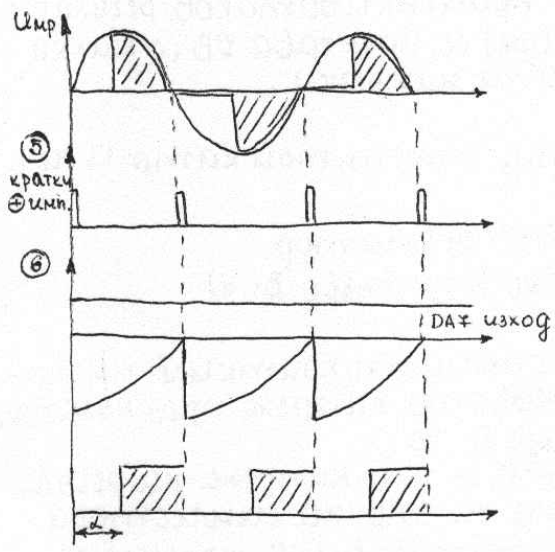
$$\frac{I_1^2}{I_{S1} \cdot I_{S2}} = \frac{I_2 \cdot I_3}{I_{S3} \cdot I_{S4}}$$

Транзисторите могат да бъдат в един корпус, така съкращаваме знаменателите:

$$I_1^2 = I_2 \cdot I_3, \quad * \text{ток го изравняваме с напреж.}$$

$$\frac{U_1^2}{R_1^2} = \frac{U_0^2}{R_2 \cdot R_3} \Rightarrow U_0 = \sqrt{\frac{R_2 \cdot R_3}{R_1}} \cdot \sqrt{U_1^2}$$

Същите неща ги има в блок 2.  
 Основните времедиаграми във 4 точки, най-отгоре е U<sub>mp</sub>:



В 3 и 4 кратки лог. 0, при преминаване на U<sub>mp</sub>.

Събират се в "1" в т. 5.

При 4 преминаване през 0 Т1 се включи

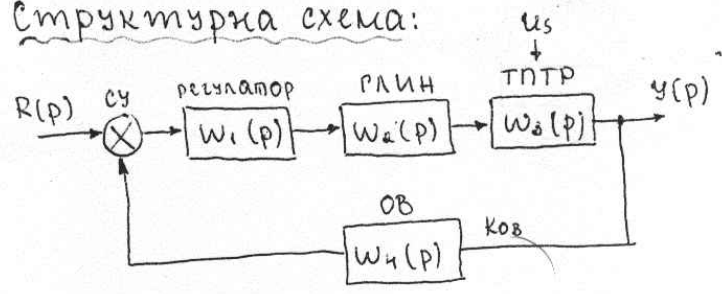
- изцяло под абсцисната ос (когато от нушим Т<sub>к</sub>, неинверт. вх. ще е в маса, в сещото време на инверт. се подава +U. Когато Т<sub>к</sub> се запущи U в изхода (т. 6) се измъкн. в ⊕ посока.

U<sub>изх.</sub> на рег. (DA7), на прен. е ⊕, то се Σ с ⊖ генератора и тази Σ се сравнява с 0.

В момента на равенство в DA8 се получава лог. 0. В момента на = се формират управляващите импулси.

$$U_{ress} = U_s \sqrt{\frac{1}{T_1} \left( T_1 - d + \frac{\sin \alpha d}{\alpha} \right)}$$

Структурна схема:



$$W_1(p) = - \left( \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1 C} \cdot \frac{1}{p} \right) \quad (\text{въпрос 4})$$

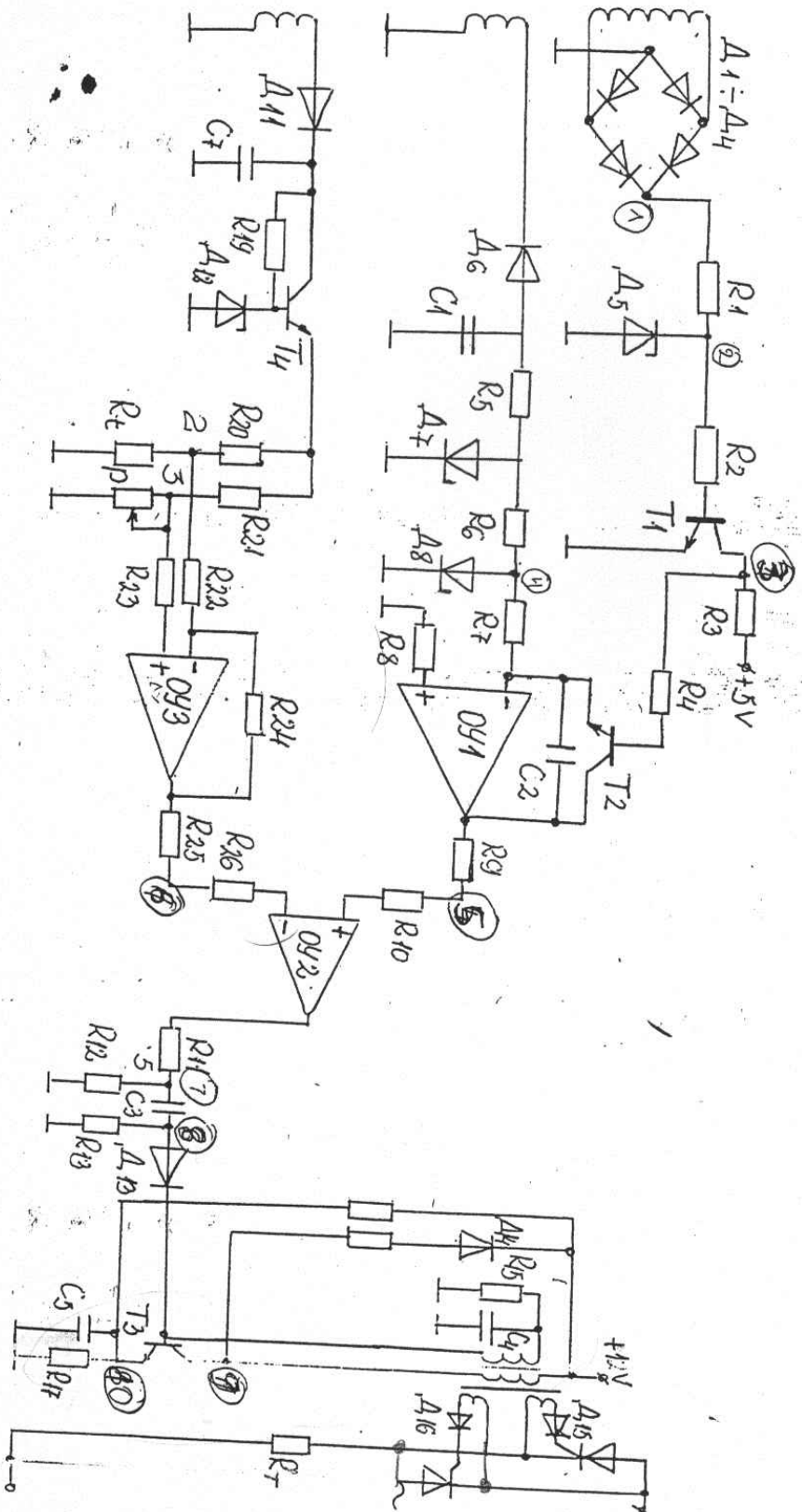
ПТР:  $W_3(p) = k \cdot d - (\text{въпрос 2})$

$W_2(p) = k_{глин} - (\text{въпрос 13})$

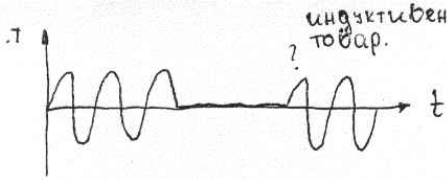
Ков - коэф. на ОБ

Въпрос 14: Фейден регулатор. - фиг. 2

Основната идея: имаме нещ, за да поддържаме  $i^0 = const$ .  
 Вкл. товар, подаваме опр. др. цели периоди в/у него, след това опр. др. цели периоди напрен. е 0.



фиг. 1



\* от енергийка стр. има кчи недостатъци.

= 3 =

Втора страна - 2 активнал. тиристора  $V_{S1}$  и  $V_{S2}$ , товар последователно към тях.

ЗС-групите са паралелно на тиристорите (защитни групи)

По един оптрон (1 и 2)

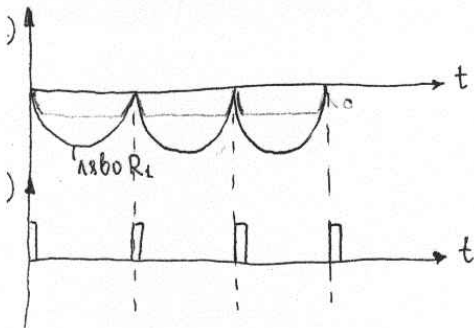
Изрџват 2 гал. разделени напрџж.  $U_2$  и  $U_3$ , като  $\forall$  си има отделна маса.

$\forall$  и през  $R_T$ , катода на  $V_{S1}$  се затварят в една маса.

До момента, в който имаме лог. 1 (в  $\textcircled{3}$ ) оптроните  $O_1$  и  $O_2$ , тир. ще се включват непрекъснато,  $\forall$  в съответните полу периоди съществуват оптоелектр. сх., които подават чпр. импулси когато чпр. преминава през 0. (МС3020; МС3030).

$L_1$  е общо за с-мата за управление.

режими:



В т. 2 ще имаме лог. 1 при  $\forall$  преминаване през 0.

$V_{T2}$  и  $V_{T4}$ .

В лџво 3 възмож. за включване, това са 3 релейни елемента.

Когато сме над горния праг - 1, т.е. трябва да го изключим, когато падне под долния праг трябва да го включим (лог. 0).

- ЛЕЗ, АЕЧ и ЛЕЗ да се обясни!

Когато дойде кр. имп. в т. 2, ако има лог. 1, тогава в изх. 3 ще получим лог. 1 за кратко време.

Как работи  $R_c$  тригера?

Докаато в т. 3  $\rightarrow 0$ ,  $C_1$  ще е разреден през диода ( $V_{D3}$ ).

Релеен елемент с изход счх контакт (когато трябва да работи ег., трябва да имаме 1, т.е. контакта е изключен; долния вх. рез р-ра получава 1; аналог. и при включен контакт).

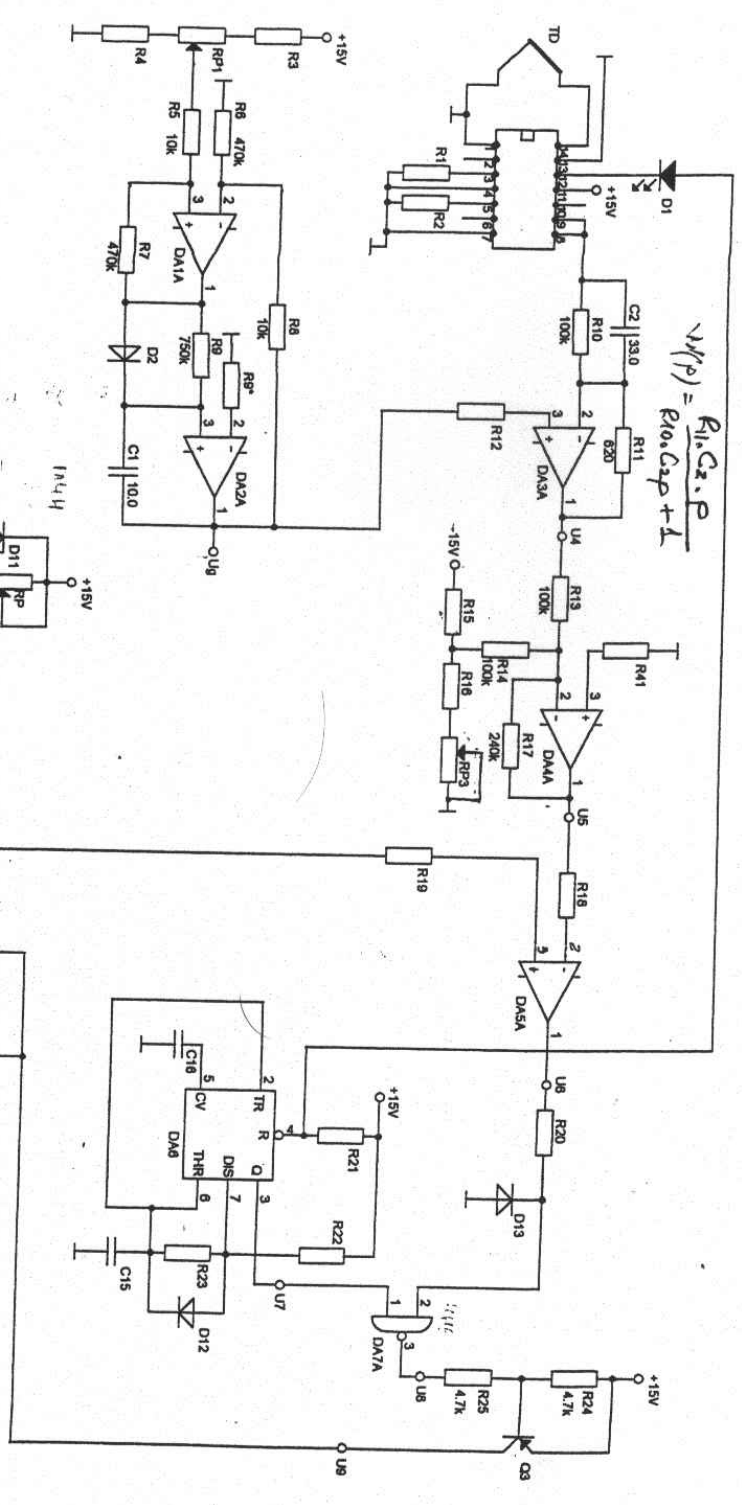
Релеен регулатор (най-отдолу; въпрос № 8)

$U_0$  - напрџж. на изместване, ако го няма, релейната х-ка ще е симетрична спрямо абсцисната ос.

$R$  и стабилитрона - за стабилизиране по киво.



Figure 10-11



$$V(P) = \frac{R_{10} \cdot C_2 \cdot P}{R_{10} \cdot C_2 \cdot P + 1}$$

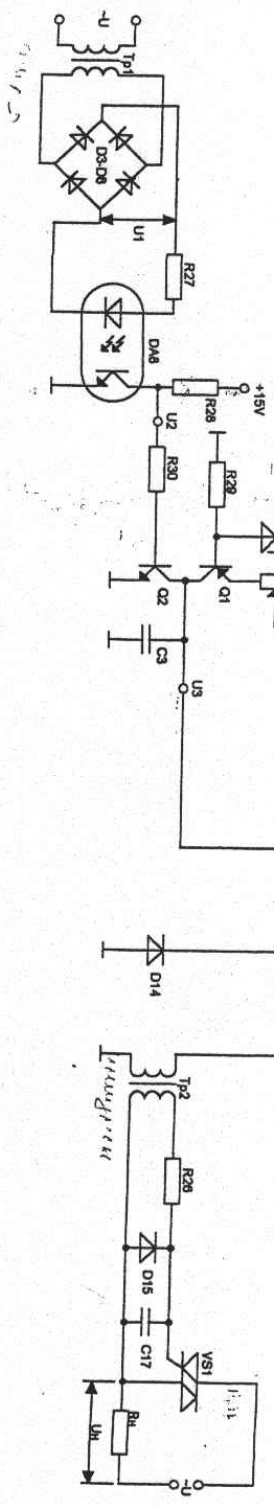


Figure 2



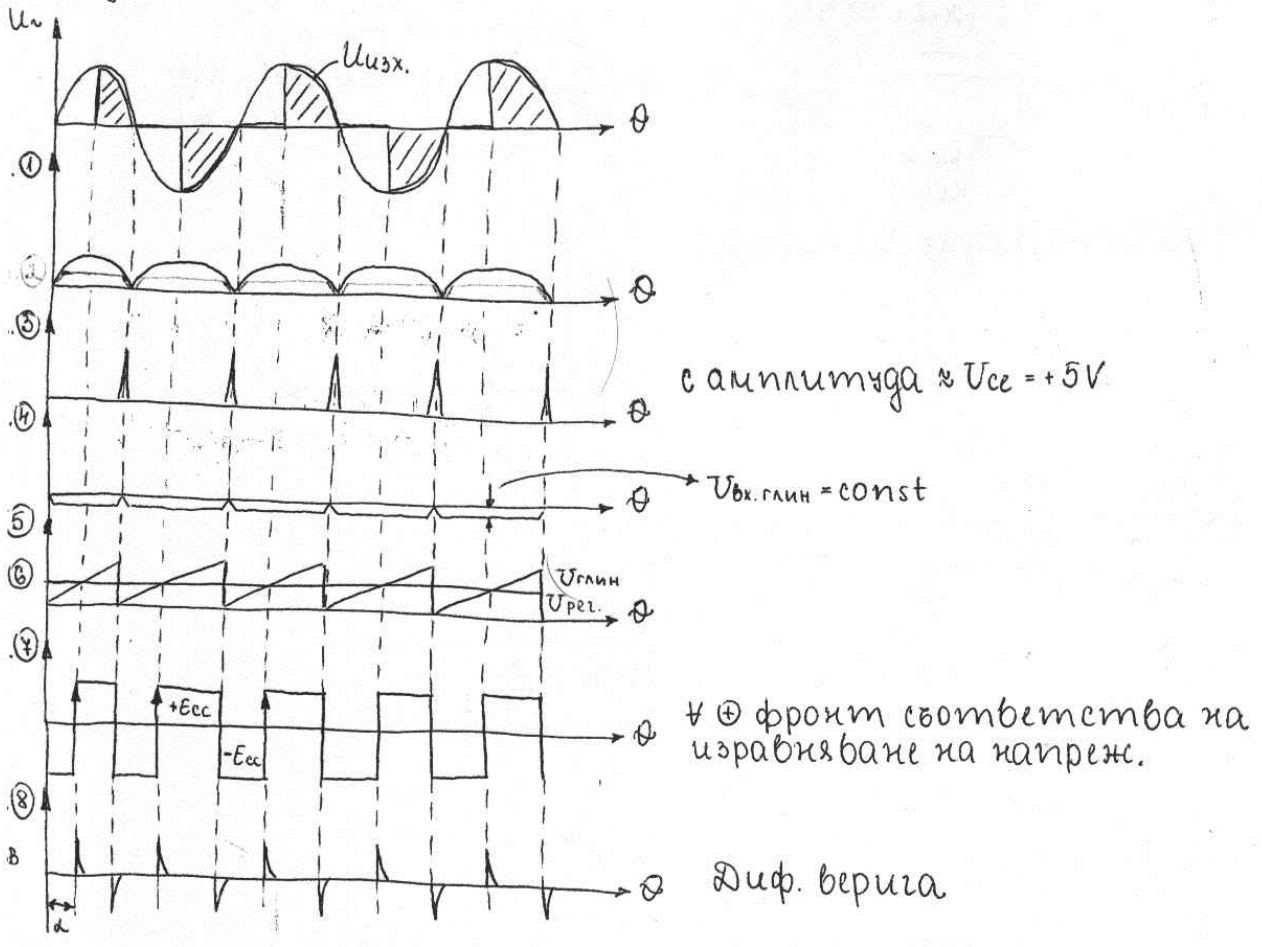
Р-л.  
18.10.2007 год

# Въпрос 13: Регулатор на температура

Фиг. 1:

- \* ТЗ и елементите около него → управление на Тн.
- \* Трансформаторът въве е свързан със същото захранв. напреж.
- \*  $R_t$  → съпротивление на термодвойката.
- \*  $P$  → потенциометър
- \* т. 2 и т. 3 → грешка в с-мата
- \* на  $\ominus$  вход на ОУ2 поставя const. напреж. от регулатора.
- \* С1 е с мж. малка ст-ст
- \* ОУ1 с  $C_2$  и Т2 → генератор на лин. изменящо се напреж. (ТЛИН)

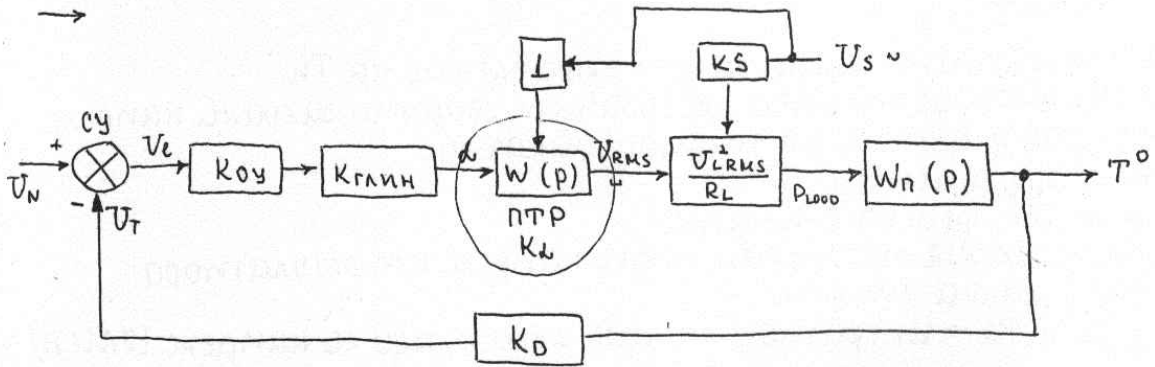
## Осцилограми:



$T \uparrow \Rightarrow \alpha \uparrow$   
 $R_t \rightarrow отк.$   
 $T \uparrow \Rightarrow R_t \downarrow$

# Синтез на блокова сх. на с-ма за автоматично регулиране

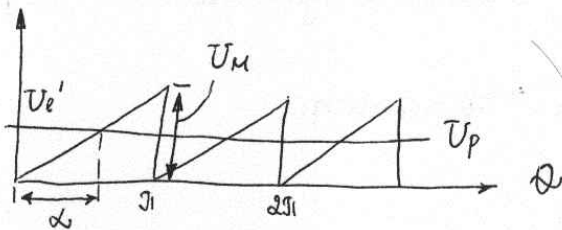
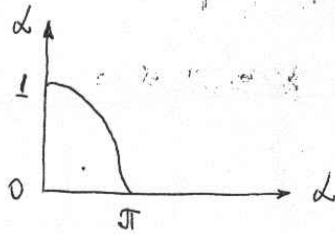
= 2 =



$$U_{LRMS} = U_N \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2})}$$

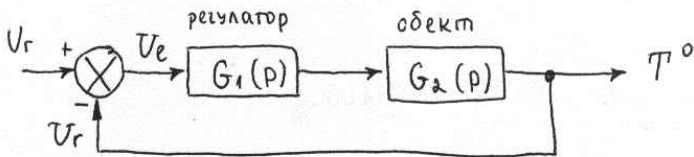
$$\frac{dU_{LRMS}}{dt} = \underbrace{\left( \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{\pi} (-1 \frac{2 \cos 2\alpha}{2}) \right)}_{\text{коэф. } K_S(\alpha)} \cdot \frac{dU_N}{dt} + U_N \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{\pi} (-1 \frac{2 \cos 2\alpha}{2}) \cdot \frac{d\alpha}{dt}$$

га се поглежда Въпрос 2!



$$T_n' \frac{dT^0}{dt} + T^0 = K_n \cdot U_{LRMS}$$

$$W_n = \frac{K}{T_p + 1}$$



$$G_1(p) = K_D \cdot K_{0y} \cdot K_{гЛНН} \cdot K_d$$

$$G_2(p) = \frac{K}{T_p + 1}$$

Предавателна ф-я на отворената с-ма:

$$W_0(p) = G_1 \cdot G_2$$

Предавателна ф-я на затворена с-ма:

$$W(p) = \frac{G_1 \cdot G_2}{1 + G_1 \cdot G_2}$$

лед заместване на  $G_1$  и  $G_2 \Rightarrow W(p) = \frac{K}{T_p + \underbrace{(1+K)}_{\leftarrow K'}}$

Характеристичен полином:  $H(p) = T_p + K'$

Трешка при стъпално вх. въздействие:

$$E(p) = R(p) \cdot \frac{1}{1 + G_1 \cdot G_2} \quad (\text{виж. въпрос 5!})$$

$$z_{\text{чет}}(t) - \lim_{p \rightarrow 0} p E(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{1}{1 + G_1 \cdot G_2} \cdot \frac{a}{p} = \boxed{\frac{a}{1 + K}}$$

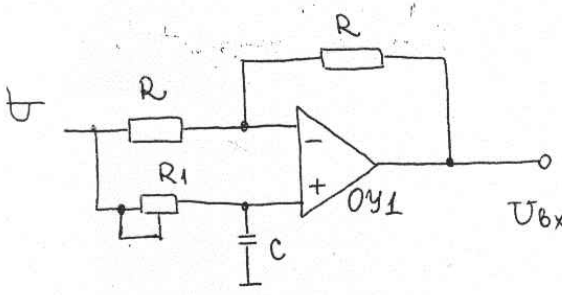
$$\boxed{R(p) = \frac{a}{p}}$$

### Въпрос 15: Фазорегулиращи устройства

да се видят схемите от упражнението!

Два метода:

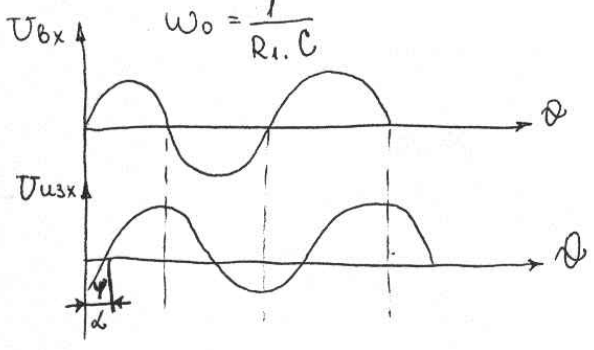
- \* хоризонтален  $\rightarrow$  имаме дефазирание на сигнала, пропорционално на  $U_{\text{вх}}$  и  $\omega$ -вото.
- \* вертикален  $\rightarrow$  свързан със сравнение на линейно изх. напрен с постоянно.

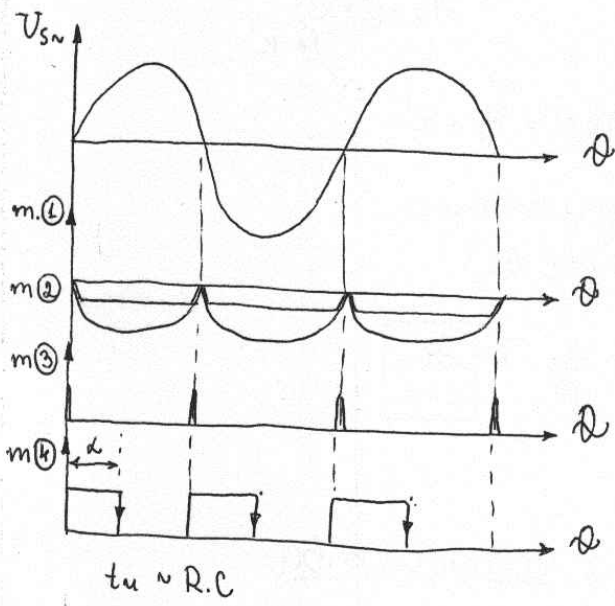
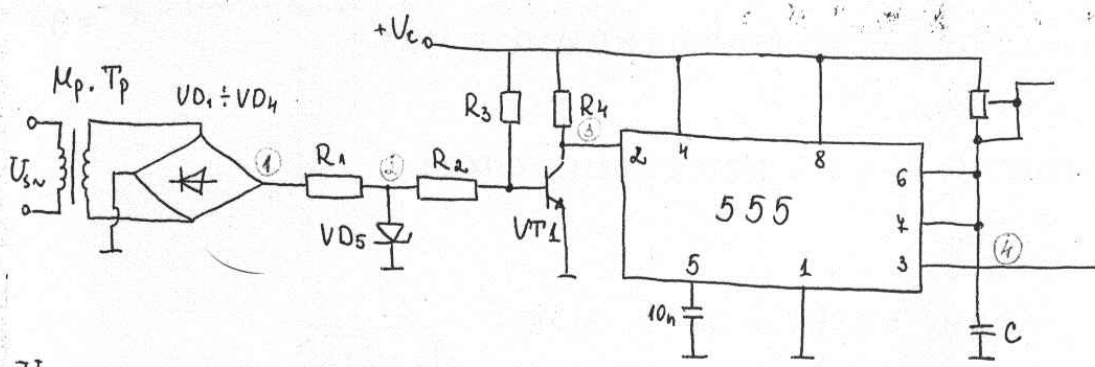


$$K_{\omega}(\omega) = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$\varphi = \arctg \frac{\frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 \cdot C}$$





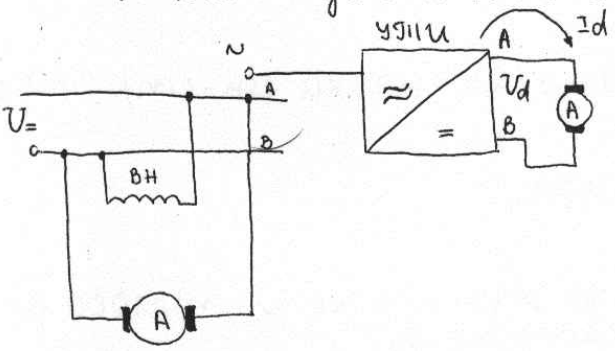
ЕД-н.  
об. 11. 200г.  
10

Въпрос № 16:

=1=

Въпрос 17 → отпада!!

Юст. токови двигатели с паралелно възбуждане

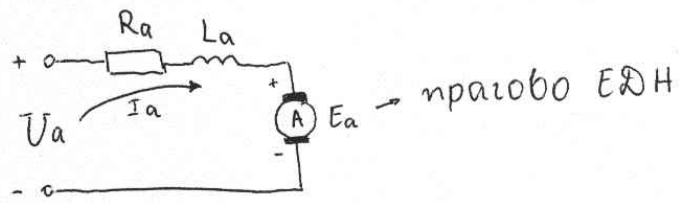


$V_d \approx V_a \rightarrow$  изх. напрен. на ДМ  
 $I_d = I_a$

ДМ работи с голяма активна индуктивност

1. Екв. заместваща сх.
2. Флокова схема
3. Конкретна схема.

еквивалентна заместваща сх. за роторна верига на двигател:



$V_a = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + E_a$  диф. ур-ние  $\frac{L_a}{R_a} = T_e \rightarrow$  ел. const., парам. на веригата.

$V_a = R_a i_a + E_a$  ; в установен режим  $\frac{di_a}{dt} = 0$ .

$E_a = C_e \cdot \omega_p \cdot \Phi$   
 ↙ кост. на въртене на ротора  
    ↘ потока, който одхваща роторната намотка  
 ↘ ел. const :  $C_e = \frac{P \cdot N}{a}$  ;  $N \rightarrow$  пълн бр. навивки на рот. намотка  
 $P \rightarrow$  бр. полюси на статора,  
 $a \rightarrow$  1/2 бр. на паралел. клонове

Осн. уравнение на роторната верига:

= 2 =

зам. ④ в ②  $\Rightarrow$  ⑥ 
$$U_a = R_a \cdot I_a + (C_e \cdot \Phi) \cdot \omega_p$$
  
 $\downarrow$   
 $k_e \text{ (const)}$

(R) В началото (пусков момент):  $\omega_p = 0$ , тогава вторият член = 0 и  $\Rightarrow I_a = U_a / R_a$ .

Ако подадем ном.  $U \Rightarrow I_a$  е голямо ( $R_a$  - малка cm-cm). Това е лошо!

За това  $0,05 U_n$  и се повишава.

$$0,05 \approx R_a I_{a0}$$

От ⑥  $\Rightarrow$  ⑦ 
$$\omega_p = \frac{U_a - R_a I_a}{k_e}$$
 За да регулираме  $\omega_p$ , трябва да променяме  $U_a$ .

Осн. ур-ие, свързващо моментите на ел. верига.

⑧ 
$$M_{em} = J \frac{d\omega_p}{dt} + M_c \cdot \omega_p + M_n$$

$M_c \rightarrow$  съпротивителен момент

$M_n \rightarrow$  полезен въртящ момент

$$T_m = \frac{J}{M_c} \rightarrow \text{механична const.}$$

$M_{em} \rightarrow$  общ механ. момент.

$J \rightarrow$  инерц. момент.

1) Връзка м/у мом. в уст. режим

$$M_{em} = M_c \cdot \omega_p + M_n$$

Общ. електр. магн. момент:

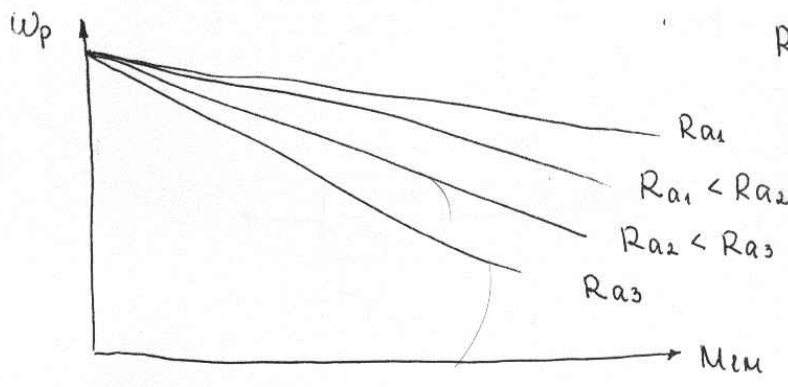
2)  $M_{em} = (C_m \cdot \Phi) \cdot I_a$ ,  $C_m \rightarrow \text{const (механична)}$   
 $\downarrow$   
 $k_m$

3)  $C_m = \frac{pN}{2T_a} \rightarrow$  изв. от двигателя.

Механична x-ка (връзка м/у  $\omega_p$  и  $M_{em}$ ):  
 Заместваме (10) в (7):

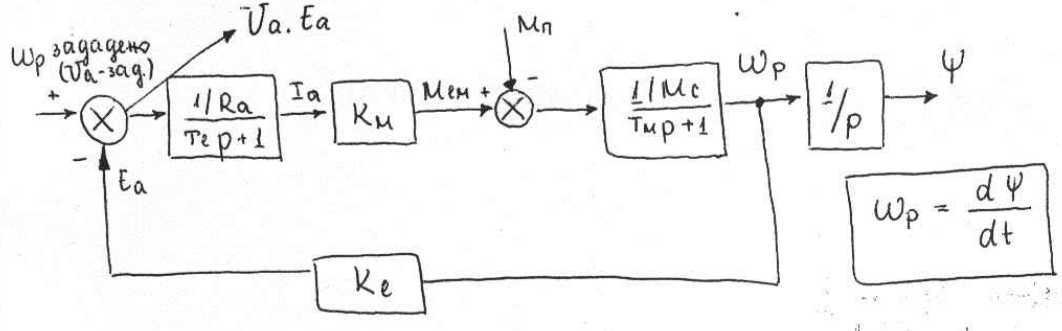
$I_a = \frac{M_{em}}{C_m \cdot \Phi}$ , заместваме в (7)

(12)  $\omega_p = \frac{U_a - \frac{M_{em}}{C_m \cdot \Phi} \cdot R_a}{C_e \cdot \Phi} = \frac{U_a}{C_e \cdot \Phi} - \frac{R_a \cdot M_{em}}{C_e \cdot C_m \cdot \Phi^2}$



$R_a \rightarrow$  парам.  
 $\downarrow$  расте с намаляване на  $\omega_p$ .

Структурна сх за САР на ДПМД:



Прегледателни x-ки:

(13)  $W_3(p) = \frac{W(p)}{U_a(p)}$

(16)  $W(p) = \dots$

(14)  $W_o(p) = \frac{1/R_a}{T_e \cdot p + 1} \cdot K_m \cdot \frac{1/M_c}{T_m \cdot p + 1}$   
 по заг.

(15)  $W_o(p) = \frac{1/M_c}{T_m \cdot p + 1}$   
 по смущение

$$16) W(p) = \frac{W_{03}(p)}{1 + W_{03}(p) \cdot K_e} \cdot U_a(p) - \frac{W_{0cm}(p)}{1 + W_{0cm}(p) + K_m} \cdot M_n(p) \quad = 4 =$$

Ако  $M_n(p) = 0 \Rightarrow$  заместваме (14) в (16) при полож., че вторият член = 0

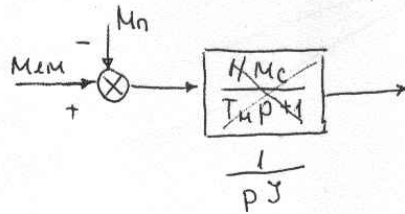
$$7) W_3(p) = \frac{W(p)}{U_a(p)} = \frac{\frac{K_m}{R_a \cdot M_c}}{\frac{K_m \cdot K_e}{M_c} + (T_e \cdot p + 1)(T_m \cdot p + 1)}$$

Ако пренебрегнем съпротивителния момент  $M_c = 0 \Rightarrow$

$$M_{em} = y \frac{dw_p}{dt} + M_c \cdot \omega_p + M_n$$

Ако  $M_c = 0 \Rightarrow$

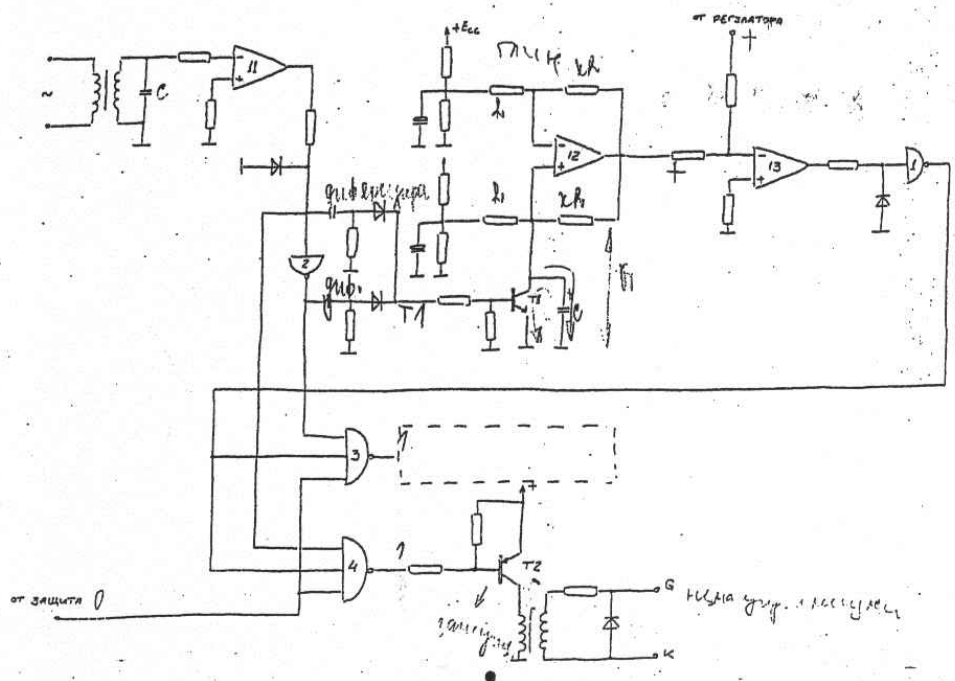
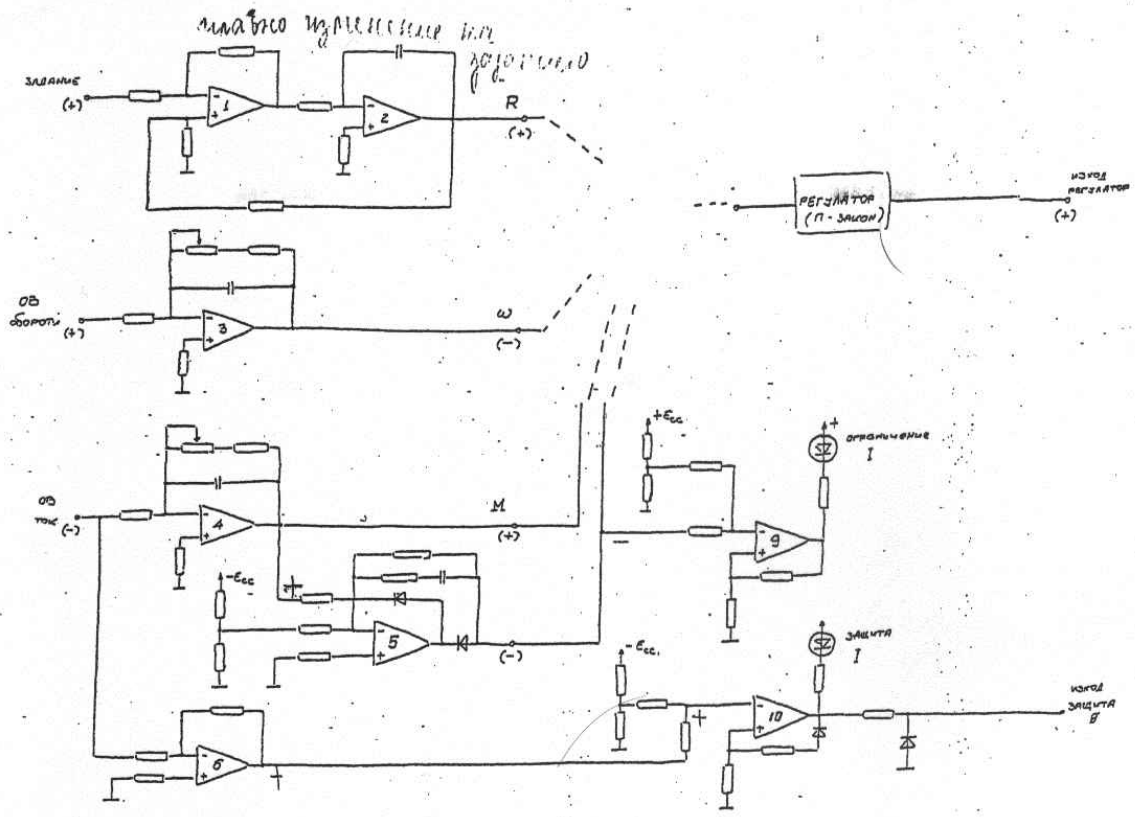
$$-M_n + M_{em} = y \frac{dw_p}{dt}$$

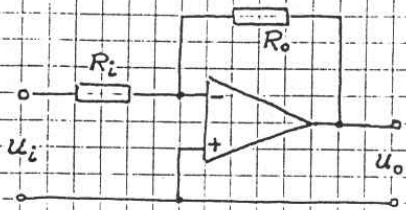


$$W_3'(p) = \frac{\frac{K_m}{R_a} \cdot \frac{1}{p y}}{T_e p + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_m}{R_m} \cdot \frac{1}{p y} \cdot K_e} \cdot K_e$$

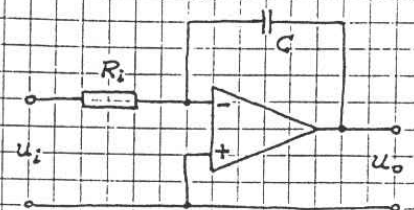
Вн. № 6 за плавно изменение на задаването?



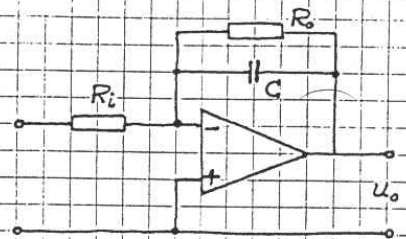




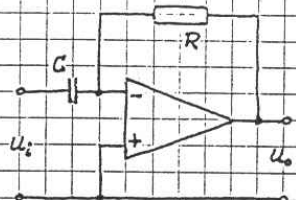
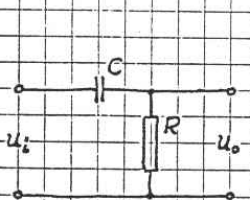
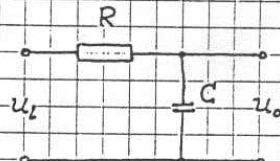
ПРОПОРЦИОНАЛНО  
ЗВЕНО



ИНТЕГРИРАЩО  
ЗВЕНО



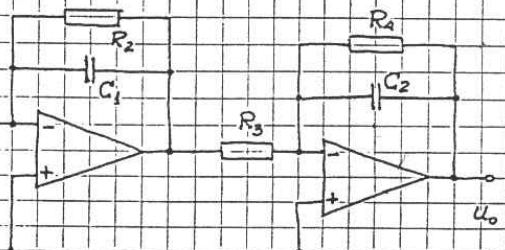
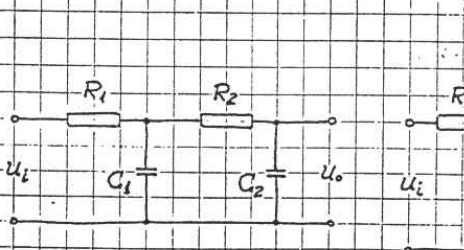
ИНЕРЦИОННО ЗВЕНО ОТ I РЕД



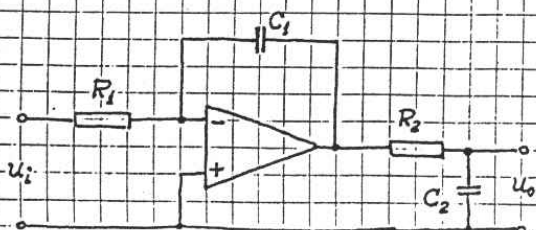
ИДЕАЛНО

РЕАЛНО

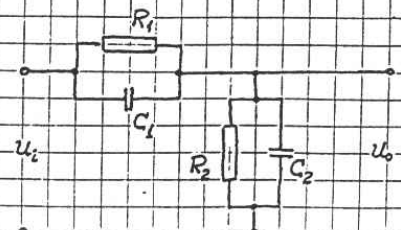
ДИФЕРЕНЦИРАЩО ЗВЕНО



ИНЕРЦИОННО ЗВЕНО ОТ II РЕД



ИНЕРЦИОННО-ИНТЕГРИРАЩО



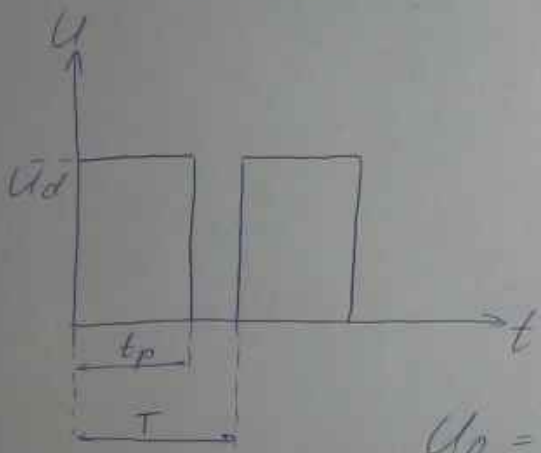
ИНТЕГРО-ДИФЕРЕНЦИРАЩО

# Вопрос 9

## Импульсный регулятор на напряжении

Импульсные регуляторы преобразуют постоянное напряжение в импульсную картину, среднюю стоимость на которую регулируется с помощью изменения длительности импульса (нафф. на задержке).

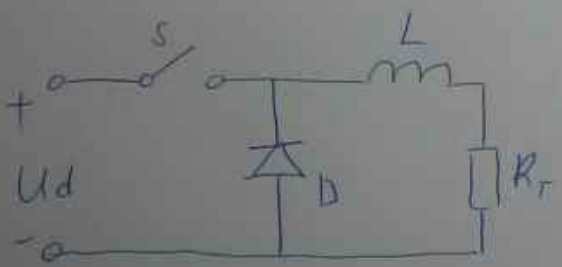
### Временная диаграмма:



$t_p$  - продолж. на имп.  
 $T$  - период  
 $\delta = \frac{t_p}{T}$  - коэф. на зап.  
 $U_0$  - средняя стоимость на напряжении.

$$U_0 = U_d \frac{t_p}{T} = U_d \delta$$

### Схема:



$L$  - дросел  
 $S$  - ключ - при вошед транзистор в актив режим, вошед задержка  $t_p$  на импульсе.  
 $R_T$  - резистор

$D$  - диод, предотвращает обратное напряжение при выключении на  $S$ , предотвращает  $L$  через сопротивление  $R_T$ .

# Блок-схема:

