

КОНСПЕКТ

по ТЗУ за редовни и задочни студенти от всички специалности

- ✓ 1. Еднофазен еднополупериоден токоизправител с активен характер на товара.
- ✓ 2. Дву – и трифазен еднополупериоден токоизправител с активен характер на товара.
- ✓ 3. Еднофазен мостов токоизправител с активен характер на товара.
- ✓ 4. Трифазен мостов токоизправител с активен характер на товара.
- Два го е на места. (Без 6) ✓ 5. Р- фазен токоизправител без загуби с капацитивен характер на товара.
- 6. Р- фазен токоизправител с индуктивен характер на товара.
- ✓ 7. Управляеми токоизправители.
- ✓ 8. Изглаждащи филтри с пасивни елементи.
- ✓ 9. Параметрични стабилизатори на постоянно напрежение.
- ✓ 10. Компенсационни стабилизатори на постоянно напрежение с непрекъснато действие от последователен тип.
- ✓ 11. Стабилизатори на напрежение с интегрални схеми с общо предназначение.
- ✓ 12. Стабилизатори на напрежение със специализирани схеми за фиксирани напрежения.
- ✓ 13. Защити на транзисторните стабилизатори на напрежение.
- ✓ 14. Изчисляване на режима на регулиращия транзистор.
- От ръководството за лав. упр. №10 (стр. 46, 47, 48) ✓ 15. Стабилизатори на постоянен ток.
- ✓ 16. Ключови стабилизатори на постоянно напрежение. Основни силови схеми на прав преобразувател.
- ✓ 17. Обратен преобразувател. Основни силови схеми.
- (Без 18) • 18. Схеми за управление на ключови стабилизатори на напрежение.
- (Без 19) • 19. Химически токоизточници.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стефанов Н., “Токозахранващи устройства”, С. Техника 1995
2. Стефанов Н. и др., “Наръчник по токозахранващи устройства”, С. Техника 1991
3. Браун М., “Токозахранващи устройства”, С. Техника 1995
4. www.powerdesigners.com

ТЗУ

14.09.2009г.

доц. П. Карамански

1302 (?)

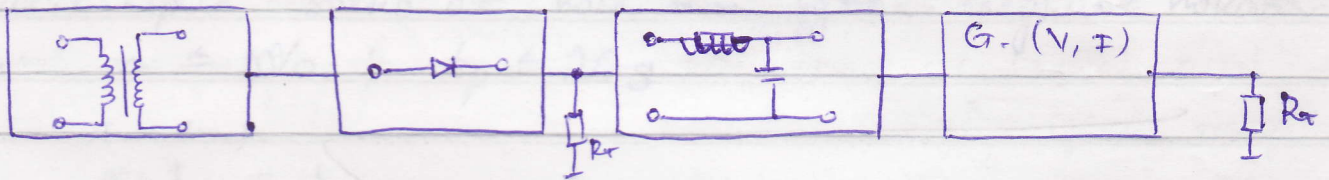
↓ во упр. на 5-ти октомври (каб.)

Рѝк за каб. упр. по ТЗУ - Н. Стефанов

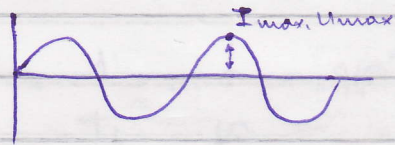
Сем. упр. - през седмица - от 28-ми септември

Проект (курсов) // Ом - кр. на октомври

26.09.2009г.



Трансф. - съгласува ел. параметри на преносата и консуматора.
- параметри - ток, напрежение, съпротивление



- с малки букви - моментни стойности (i, u)

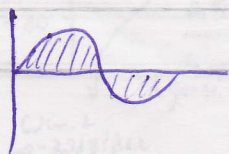
- | | | |
|--------------------|-----------|---------------------|
| $u; e$ | i | - моментни |
| $E_{max}; U_{max}$ | I_{max} | - максимални |
| $E; u$ | | - ефективни |
| $E_0; u_0$ | I_0 | - средната стойност |

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}$$

$$e = E_{max} \sin \theta \quad // \theta = \omega t$$

Средна стойност: $E_0 = \frac{1}{T} \int_0^T e dt$

Променива - за един период = 0 (средната i стойност)



- има постоянна съставка, когато са с различни плочи.

$$\omega = 2\pi f = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \text{ Hz} = 314$$

$$\dot{1} \text{ rad} = 180^\circ \Rightarrow 180^\circ / 3,14$$

$$\bar{\pi} = 314 \quad \bar{\pi} = 180^\circ$$

При на трансформатора: (трябва да се знаят)

$\rightarrow E_2 = ?$
 $\rightarrow I_2 = ?$

ефективни стойности $\Rightarrow P_2 = E_2 I_2$
 Мощ. на втор. страна

$P_1 \neq P_2$ - не са еднакви

P_2 е свързана със сечението.

Сечението е свързано с магнитопровода.

I_2 - избираме спрямо него сечението

$E_2 \xleftrightarrow[\text{на трансф.}]{\text{коэф.}} E_1$, той е валиден, когато и в първ. и във втор. страна Φ мота е синусоидална.

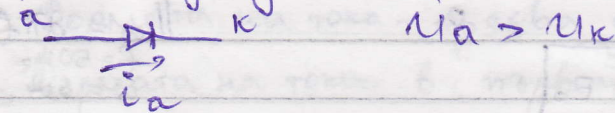
Трябва да се докаже каква е формата.

Типова мощност - средната от тази на двете намотки

$$\Rightarrow P_T = \frac{P_1 + P_2}{2}$$

Диод

Транс + диод - изправител;



-4V -5V

Параметри:

- $I_{\text{обр. max}}$ I_{cp}

- I_{cp}

- I_{max} - при повтарян, се ренним (за амплитуда)

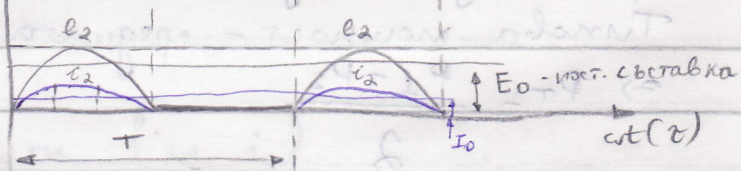
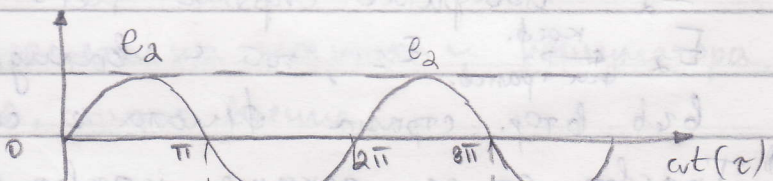
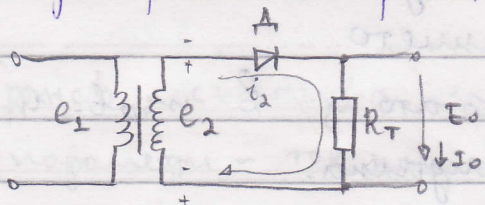
Ефект. ст. само при променлив!

Стабилизатор - да поддържа неизменна стойност
 биват линейни (транзистор в линейен режим) и
 ключови (работи в ключов режим), които са по-малки.

28.09.2009г. Едновазен еднополупериоден
 ток изправител с активен
 характер на товара

1

През колко полупериода на захв. нап. протича ток през
 втор. страна на трансформатора.



$e_2 = E_{2m} \sin \omega t$

E_0, I_0 - ср. стойност

$$E_0 = \frac{1}{T} \int_0^T e_2 dt$$

$$E_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{2m} \sin \omega t dt$$

$$E_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} E_{2m} \sin \theta d\theta$$

$\theta = \omega t$
 $\omega = 2\pi f$
 $f = 50 \text{ Hz}$
 $\omega = 314 \text{ s}^{-1}$

$$E_0 = \frac{E_{2m}}{\pi}; \quad E_{2m} = \pi \cdot E_0 = 3,14 \cdot E_0$$

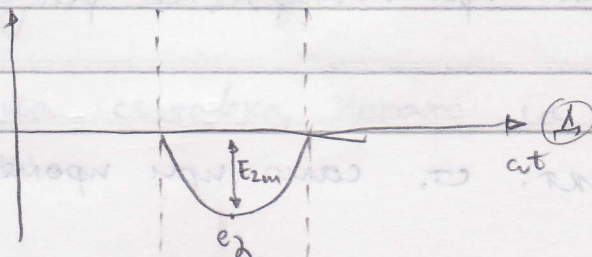
$$E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = 2,22 E_0$$

За пресм. на трансф. ни трябва:

E_2, I_2

Мощр. макс = E_{2m}

Мощр. м. = $3,14 E_0$



Коеф. на трансформация = $\frac{1}{2}$ - ца!

$$E_1 = E_2$$

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{am} \sin \theta d\theta = \frac{I_{am}}{2}$$

$$I_{am} = 2 I_0$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{am}^2 \sin^2 \theta d\theta}$$

$$I_2 = \frac{I_{am}}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2}} = \frac{2 I_0}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1,57 I_0$$

$$E_2 = 2,22 E_0$$

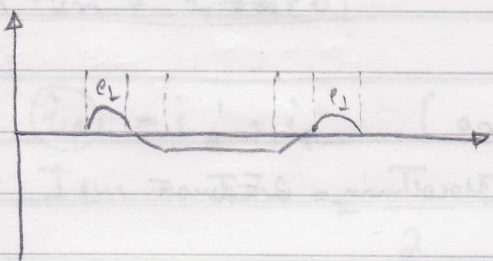
$$I_2 = 1,57 I_0$$

Цом напр. е sin-гална, не означава, че и токът е sin-гален!

Формата на тока във вторичната страна:

$$i_2 = I_0 + i_{2\sim}$$

$$i_{2\sim} = i_2 - I_0 \rightarrow i_1 = i_2 - I_0$$



$$\sin u \neq \sin I$$

Формата на тока трябва да се свърз. с втор. страна.

Формата на тока в първичната страна е равна на тази във вторичната.

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_2 - I_0)^2 \sin^2 \theta d\theta}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{I_2^2}{\text{eff}} - I_0^2}$$

$$\Delta \text{мога: } I_{cp} = I_0$$

за еднополупериод.
тока се сравнява

$$P_T = \frac{P_{an} + P_{zn}}{2}$$

$$P_{an} = E_2 I_2 = 2,22 E_0 \cdot 1,57 I_0$$

$$P_{zn} = 3,49 P_0$$

$$P_T = 2,67 P_0$$

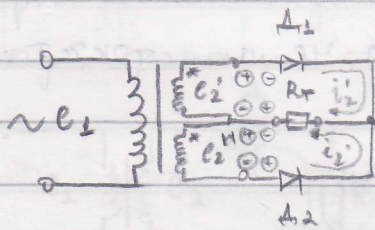
$$P_T = 3,09 P_0$$

$$P_0 = E_0 I_0$$

05.10.2009г.

Двухфазен еднопериоден
текоизправител

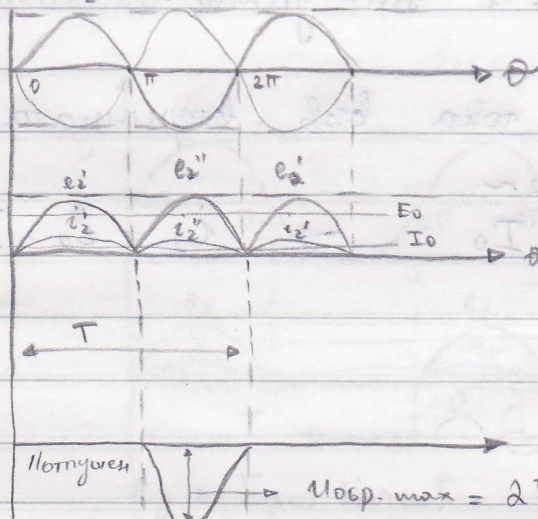
(2)



// 0, π, 2π... - точки на естествена конфигурация

E_0 ср. стойности
 I_0

$$E_0 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} E_{2m} \sin \theta d\theta$$



$$E_0 = \frac{m_2}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2} \quad // p-e \text{ на интегралите}$$

$m_2 (p_2)$ - брой на отрязъци от \sin -да, приложени върху товара за един период от захранващото напрежение. Това не е брой на фази!

$$E_0 = \frac{2}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{2}$$

$$E_0 = \frac{2}{\pi} E_{2m}$$

$$E_{2m} = \frac{\pi}{2} E_0; \quad E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = 1,11 E_0$$

→ коэф. на трансформация

$$U_{\text{обр. макс}} = 2 E_{\text{ам}} = \pi \cdot E_0$$

$$E_1 = (1) \cdot E_2$$

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{\text{ам}} \sin \theta d\theta$$

$$I_{\text{ам}} = \frac{\pi}{2} I_0 = 1,57 I_0$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{\text{ам}}^2 \sin^2 \theta d\theta}$$

$$I_2 = \frac{I_{\text{ам}}}{2} = 0,785 I_0$$

$$E_1 = E_2$$

$$|P_{\text{н2}}| = E_2 \cdot I_2 \times 2 = 2 \cdot |E_2 \cdot I_2|$$

$$P_{\text{н2}} = 4,74 P_0$$

$$i_1 = i_2' + i_2'' \quad (\text{за един период})$$

$$I_{1\text{м}} = I_{\text{ам}} = \frac{\pi}{2} I_0 = 1,57 I_0 // I_0 - \text{ср. стойност}$$

$\frac{I_{1\text{м}}}{\sqrt{2}}$ // защото ϕ /моща е синусоидална. Ако има (-) отпред, то той е свързан с посоката.

$$P_{1\text{м}} = E_1 I_1 = 1,23 P_0$$

$$P_{\text{т}} = \frac{P_{1\text{м}} + P_{\text{н2}}}{2} = 4,48 P_0$$

// $1,48 P_0$ → не е коэф. на пов. г. (кпг)

Мощ. втор. стр. → мощ. първ. страна.

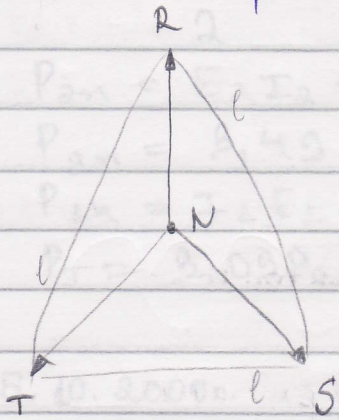
$$I_{\text{ср.}} = \frac{I_0}{2} // \text{товарният ток}$$

U_{eff} - ср. нап.; I_{eff} - сеч. проб.

$P_{\text{т}}$ - сеч. на мощ.; $U_{\text{обр. макс. D}}$ и $I_{\text{ср.}}$ → тип диод.
(диод)

2

Трифазен еднопериоден ток изработен



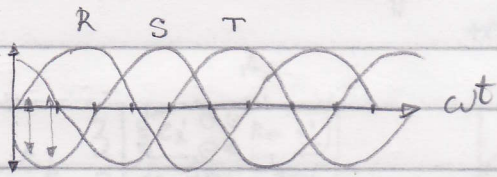
$$U_2(e) = \sqrt{3} U_2$$

1,73

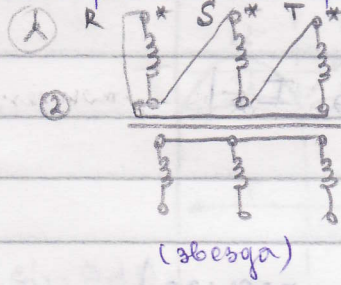
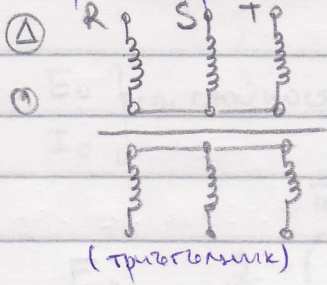
$$U_2 = 220V$$

$$U_2(e) = 380V$$

// eff. стойности



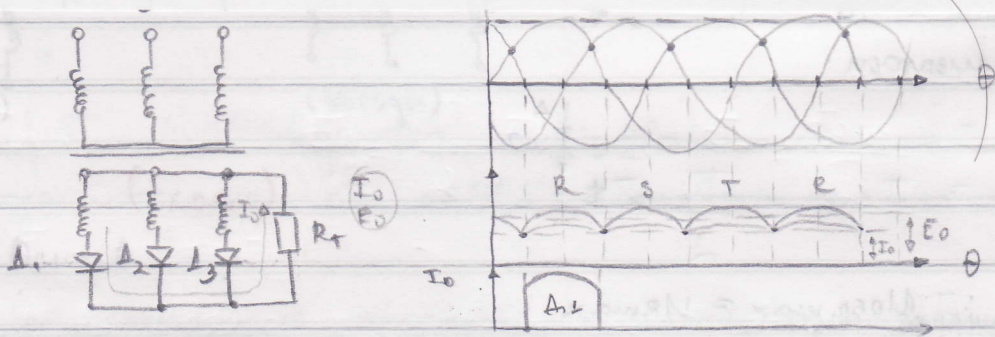
Триф. транс. => 3 перв. + 3 втор. намотки:



12. 10. 2009г.

към въпрос

2



- 11. → точки на естествена комутация (токът не спира до 0 A);
- 11 коригират се така, защото очакваме да се случи нещо с тока там;

$$E_0 = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} E_{2m} \cos \theta d\theta$$

$$E_0 = \frac{3}{\pi} E_2 \sin \frac{\pi}{3} \Rightarrow E_0 = ?$$

$$E_{2m} = 1,22 E_0$$

$$E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = 0,855 E_0$$

$E_2 = E_2$ // защото коеф. на трансформация = 1-ца
 $U_{обр. max} = E_{2m} \cdot \sqrt{3} =$ // max стойност на линейното напрежение
 $= 2,1 E_0$

$$I_{cp} = \frac{I_0}{3}$$

$$I_{2m} = 4,21 I_0$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} I_{2m}^2 \cos^2 \theta d\theta}$$

• Еднопериодни схеми - токът е несинусоиден! Прозън-идентична от прикрито ваната и тук, но с други стойности!

$I_2 = 0,587 I_0$ - едн. стойност. Използваме \rightarrow , за да определим сечения на проводника.

Трансформ. не трансф. постоянна съставна

$$I_1 = \sqrt{I_2^2 - I_{cp}^2}$$

$$I_1 = 0,47 I_0$$

$P_{ли} = I_1 E_1$ // мощ. само за една база

$$\Rightarrow P_{ли} = 3 I_1 E_1 = 1,2 P_0$$

$P_{2л} = 3 I_2 E_2 = 1,47 P_0$ // втор. > първ., заради най-на постр. съставна

$$P_{ли} = 1,37 P_0$$

k_n - коеф. на нулеации (по-малък \Rightarrow по-добра)

$$k_n = \frac{2}{m^2 - 1}$$

Зарева:

- при г.в.у.ф. $m=2 \Rightarrow k_n = 2/3$

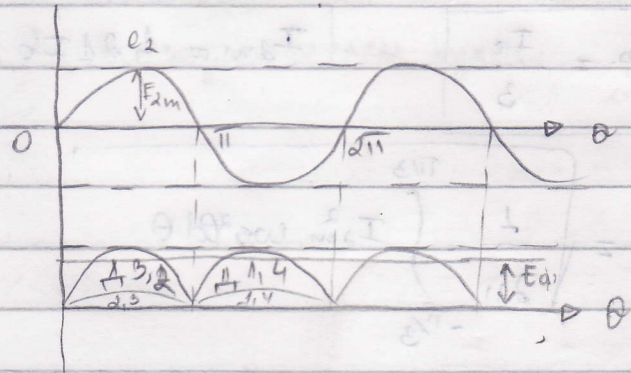
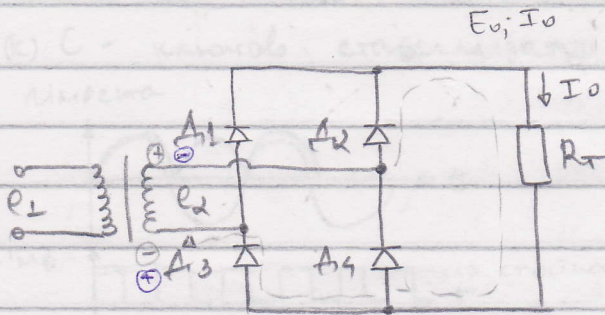
- при трифаз. $m=3 \Rightarrow k_n = 2/8$

с увеличаване вр. на фазите намаляване I_{2m} и I_2 .

19.10.2009 г.

Еднофазен мостов токосправител
(Двуполупериодни токосправител)

3



При двуполуп. сх. пр. на раз. е: във вс. момента от работата са отп. два диода: един от катодната (\$A+\$) и един от анодната (най-отрицателен катод).

$$E_0 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} E_{2m} \sin \theta d\theta$$

$$E_0 = \frac{2}{\pi} E_{2m}$$

$$E_{2m} = \frac{\pi}{2} E_0$$

$$E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = 1,11 E_0$$

$$U_{обр. max} = E_{2m} = 1,57 E_0$$

$E_1 = E_2 = 1,11 E_0$ // върно при коэф. на трансф. 1-ца

$$I_{2m} = 1,57 I_0$$

Еф. ст. на тока: $I_2 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}}$ // във втор. страна токът е sin-голям

$$\Rightarrow I_2 = 1,11 I_0$$

$$I_{ср} = \frac{I_0}{2}$$

$$\Rightarrow I_2 = 1,11 I_0$$

// защото е sin
 $I_1 = 1,11 I_0$

$$P_{1и} = P_{2и} = 1,23 P_0 \quad P_0 = I_0 \cdot E_0$$

$$P_{и} = 1,23 P_0$$

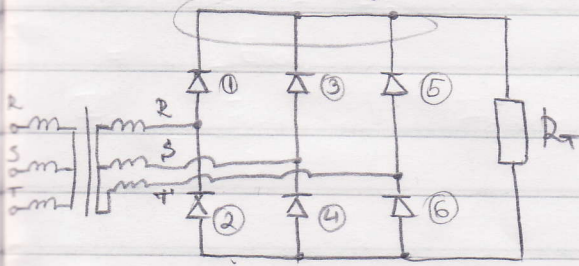
това не е КПД!

$$\eta = \frac{R_T}{R_T + \Sigma r} \quad // \text{КПД}$$

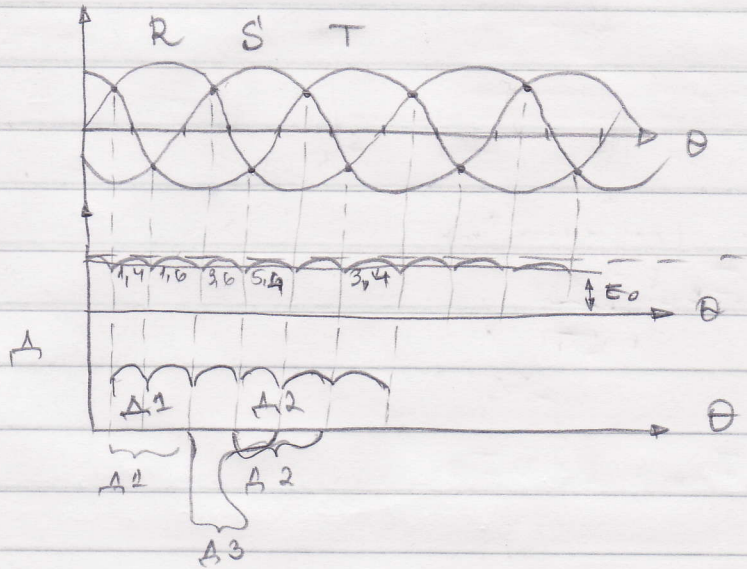
// 0 (в идеалните системи)

(обыкновенно този въпрос го няма на изпит)

Трифазен мостов токочправител (с. хармонис) (4)



∇ Δ за $\frac{2\pi}{6}$ пропуса.



$$E_0 = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} E_{2m(x)} \cos \theta d\theta$$

$$E_{2max} = \sqrt{3} E_{2max};$$

(миним)

$$E_{2m(x)} = 1,05 E_0$$

$$E_2(x) = \frac{1,05 E_0}{\sqrt{2}}$$

$$E_2(x) = 0,742 E_0$$

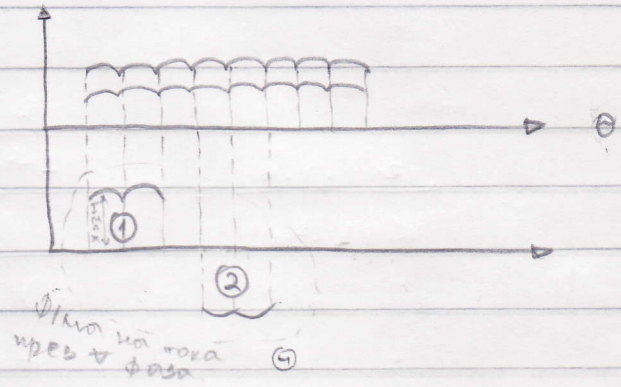
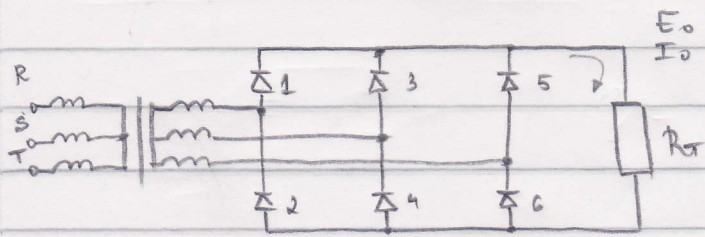
$$E_2 = 0,482 E_0$$

$$E_3 = E_2 \text{ (коэф.} = 1-4\alpha)$$

$$U_{оор. max} = 1,05 E_0$$

Продължение на ④

26. 10. 2009г.



$$I_0 = \frac{E}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} d\theta$$

$$I_{2m} = 1,05 I_0$$

ср. стойност

тока през диода

$$I_{cp} = \frac{I_0}{3}$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} I_{2m}^2 \cos^2 \theta d\theta}$$

$$I_2 = 0,78 I_{2max}$$

$$I_2 = 0,817 I_0$$

// I_{2max} се зам. с 1,05 и получаваме;
 // Най-подх. ток изпр. за големи мощности.

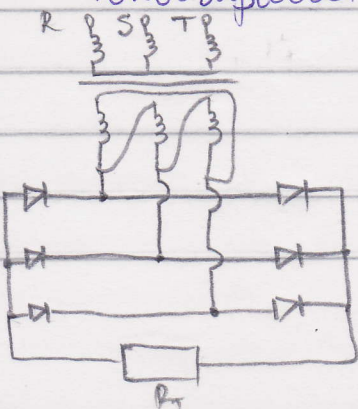
$$I_1 = I_2$$

$$P_{1u} = P_{2u} = P_{3u} = 1,05 P_0$$

$$P_{1u} = 3 I_1 E_1$$

$K_n = \frac{2}{35}$ // най-добра схема K_n -цич; Най-добро изп. на трансформатора по мощност;

Токоизравител "звезда-триъгълник":



$$I_2 = 0,47 I_0$$

$$E_2 = 0,74 E_0$$

$$P_{1u} = P_{2u} = P_{3u} = 1,05 P_0$$

за | сч. ① → ①
 сч. ② → ②

Задача

$$P_0 = 50000 \text{ W}$$

$$I_0 = 50 \text{ A}$$

$$E_0 = 1000 \text{ V}$$

кое за нос селена е по-добро.

$$I_0 = 1000 \text{ A}$$

$$E_0 = 50 \text{ V}$$

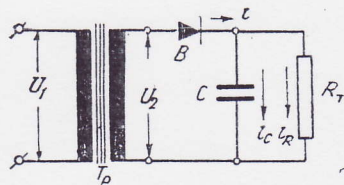
работят токоизправителите, натоварени с активен товар. Все пак разликата се състои в това, че формата на изправения ток се отличава от формата на напреженията в отделните фази. При безкрайно голяма индуктивност, включена като товар или участваща в изглаждащия филтър, изправеният ток ще бъде идеално изгладен (без пулсация), а токовете в отделните фази ще наподобяват правоъгълници. При определена стойност на включената индуктивност изправеният ток няма да бъде напълно изгладен, а ще притежава известна пулсация с честота mf , при което m е броят на фазите, а f — честотата. Поради това, че падението на напрежението на променливата съставна ще попадне главно върху включената индуктивност, коефициентът на пулсация върху активната част на товара ще бъде много малък.

На фиг. 7-4 за пример са показани кривите на изправения ток при използване на двуполупериодна схема с индуктивен характер на товара за различни отношения $\frac{\omega L_T}{R_T} = \text{tg } \varphi$. Виждаме, че колкото това отношение е по-голямо (т. е. колкото по-голяма е индуктивността), толкова пулсацията на изправителния ток е по-малка.

7-3 Работа на токоизправителите при капацитивен характер на товара

Токоизправителите работят с капацитивен характер на товара тогава, когато паралелно на активния им товар се включи кондензатор. Чисто капацитивен характер товарът не би могъл да има, понеже включеният кондензатор би се заредил още в първия момент от протичането на заряден ток. Разреждането на включения кондензатор не е възможно, понеже вентилът не пропуска ток в обратна посока.

Такъв режим на работа се получава при по-маломощните токоизправители, които се използват за захранване на различни маломощни радиотехнически устройства, като радиоприемници, усилватели, радиопредаватели, електронноизмервателни апаратури и пр. При тях като изглаждащи устройства обикновено се използват филтри, първото звено на които обикновено е кондензатор с твърде голям капацитет. Причината за това е, че с такъв филтър лесно се получава голямо изглаждане, което е едно от първите и най-важните условия за добра и безупречна работа на повечето слаботокови устройства. На фиг. 7-5 е дадена схема на еднофазен еднополупериоден токоизправител, натоварен с капацитета C и активното съпротивление R_T , свързани паралелно.



Фигура 7-5

честота mf , при което m е броят на фазите, а f — честотата. Поради това, че падението на напрежението на променливата съставна ще попадне главно върху включената индуктивност, коефициентът на пулсация върху активната част на товара ще бъде много малък.

Работата на такава схема може да се разгледа на два етапа:

1. Когато вентилът е отпушен и през него преминава ток.

2. Когато вентилът е запушен.

През време на първия етап моментната стойност на тока, който преминава през вентила, ще има две съставни:

i_C е моментната стойност на тока, с който се зарежда кондензаторът C , и

i_R — моментната стойност на тока, който преминава през товарното съпротивление R_T , т. е.

$$i = i_C + i_R. \quad (7-8)$$

Зарядният ток на кондензатора i_C се ограничава само от съпротивлението на трансформатора и падението на напрежение във вентила през времето, когато той е отпушен. Вследствие на това напрежението на кондензатора, както и напрежението на вторичната страна на трансформатора, нараства бързо. Заряден ток ще тече до този момент, в който напрежението на кондензатора u_C достигне максималната стойност на напрежението u_2 . След този момент кондензаторът е напълно зареден и $i_C = 0$. Явно е, че токът i_C , с който се зарежда кондензаторът, изпреварва с 90° напрежението във вторичната страна на трансформатора u_2 .

Ако пренебрегнем съпротивлението на трансформатора и падението на напрежение във вентила, то

$$i_C = \omega C \sqrt{2} U_2 \cos \omega t. \quad (7-9)$$

Освен тока i_C през вентила преминава и токът i_R през активното съпротивление R_T . Той е пропорционален на моментната стойност на напрежението u_2 и във фаза с него:

$$i_R = \frac{\sqrt{2} U_2}{R_T} \sin \omega t. \quad (7-10)$$

Общият ток i , който преминава през вентила съгласно (7-8), ще бъде

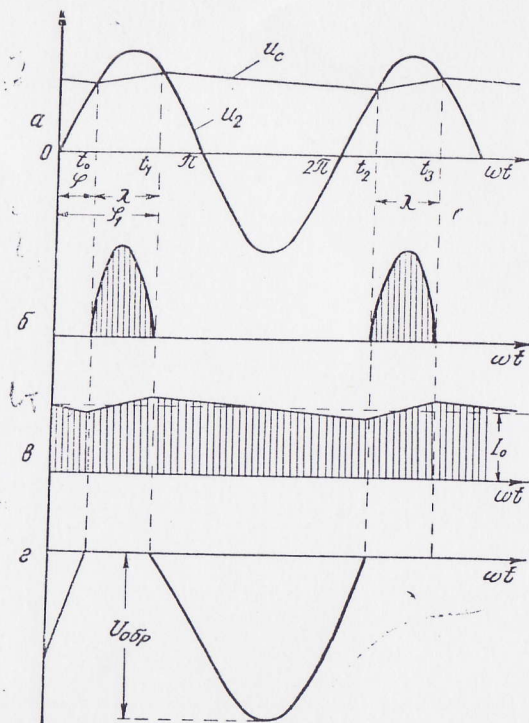
$$i = \frac{\sqrt{2} U_2}{R_T} \sin \omega t + \omega C \sqrt{2} U_2 \cos \omega t. \quad (7-11)$$

На фиг. 7-6 са дадени диаграмите на напреженията и токовете при капацитивен характер на товара.

Зареждането на кондензатора C ще стане през промеждутъка от време $t_0 - t_1$ (фиг. 7-6). В момента t_1 кондензаторът е напълно зареден (токът $i_C = 0$). След този момент напрежението u_2 започва да намалява стойността си и напрежението на кондензатора остава по-високо. С това потенциалът на анода на вентила става по-малък спрямо потенциала на катода, което е причина за запушване на вентила и прекъсване на тока i през него.

В момента t_1 настъпва вторият етап — вентилът е запушен. В про-

междутъка от време $t_1 - t_2$ той не пропуска ток, а зареденият кондензатор започва да се разрежда през товарното съпротивление R_T , като напрежението му спада експоненциално със скорост, която зависи от капацитета на кондензатора C и стойността на съпротивлението R_T . Колкото R_T и C са по-малки, толкова по-бързо ще се разрежда кондензаторът.



Фигура 7-6

През време на разреждането напрежението на кондензатора спада съгласно известното уравнение

$$u_C = u_0 = U_{2m} e^{-\frac{\omega t}{\omega C R_T}}. \quad (7-12)$$

Напрежението u_0 върху товара сега съвпада по фаза с u_C . При достатъчно голяма времеконстанта $C R_T$ спадането на напрежението u_C и намаляването на разрядния ток i_C става много бавно, поради което токът протича през товара по-продължително време. По този начин в промеждутъка от време $t_1 - t_2$, когато вентилът е запушен, през товарното съпротивление протича ток в същата посока, както и преди.

В този промеждутък от време

$$i = i_R + i_C,$$

или

$$i_R = -i_C. \quad (7-13)$$

Разреждането на кондензатора ще продължава до този момент (t_2), в който моментната стойност на напрежението u_2 стане равна на напрежението на кондензатора u_C . В този момент (t_2) потенциалът на анода на вентила става по-висок от потенциала на катодата му. Вентилът се отпушва и кондензаторът започва наново да се зарежда. По-нататък описаният процес периодически се повтаря. На фиг. 7-6а е дадена характеристиката на напрежението на кондензатора u_C . На фиг. 7-6б е дадена формата на тока i , който протича през вентила при този режим на работа. Виждаме, че в началото (t_0) и в края (t_1) токът $i=0$, следователно в промеждутъка от време t_0-t_1 (съответно t_2-t_3) токът на зареждане на кондензатора i_C трябва да достигне максимална стойност. С това се обяснява и импулсният характер на тока i , който протича през вентила.

От разсъжденията, които направихме, и от фиг. 7-6 виждаме, че ширината на импулса е по-малка от 180° , т. е. отпушването на вентила закъснява с ъгъл φ , а запушването (ъгъл φ_1) става по-рано или преди нулевата стойност на напрежението u_2 . Ъгълът, с който се забавя отпушването на вентила, се нарича ъгъл на отпушването или ъгъл на запалването φ , а ъгълът, при който вентилът се запушва — ъгъл на запушването φ_1 . Времето, през което вентилът пропуска ток (интервалът t_0-t_1 — респ. t_2-t_3), се нарича ъгъл на проводимостта или ъгъл на горенето λ :

$$\lambda = \varphi_1 - \varphi.$$

Стойностите на λ , φ_1 и φ зависят от стойностите на C и R_T .

В момента t_1 (ъгъл φ_1) вентилът се запушва и от този момент съпротивлението R_T се запазва от разрядния ток на кондензатора C , или от уравн. (7-13)

$$i_R = -i_C.$$

Ако за i_C и i_R заместим от (7-9) и (7-10), ще получим

$$\frac{\sqrt{2} U_2}{R_T} \sin \omega t = -\omega C \sqrt{2} U_2 \cos \omega t. \quad (7-14)$$

Освен това, ако заместим ωt с φ_1 , ще получим

$$\omega C R_T = -\frac{\sin \varphi_1}{\cos \varphi_1} = -\operatorname{tg} \varphi_1 \quad (7-15)$$

или

$$\operatorname{arctg}(-\omega C R_T) = \varphi_1. \quad (7-16)$$

При положение, че $C=0$, ъгълът на запушване $\varphi_1=180^\circ$, което съответствува на работата на токоизправителя с чисто активен товар.

При $\omega C R_T = \infty$ $\varphi_1=90^\circ$, което е равностойно на работа на токоизправителя с чисто капацитивен товар.

Ъгълът на отпушването φ зависи и се определя от точката на пресичането на експоненциалната крива на разреждането на кондензатора (уравн. 7-12) със синусоидата на напрежението u_2 . Ако напрежението на кондензатора в точка t_0 означим с $U_{C \text{ мин}}$, то в момента на запалването

$$U_{C \text{ мин}} = \sqrt{2} U_2 \sin \varphi,$$

откъдето можем да определим ъгъла на запалването φ :

$$\sin \varphi = \frac{U_{C \text{ мин}}}{\sqrt{2} U_2}. \quad (7-17)$$

В момента t_1 (респ. t_3) (фиг. 7-6а) вентилът е запушен и разрядният ток на кондензатора през непроводещата част от времето (t_1-t_2) протича през товарното съпротивление R_T съгласно експоненциалния закон

$$i_R = A \cdot e^{-\frac{\omega t}{\omega C R_T}}. \quad (7-18)$$

Определянето на постоянната A при $\omega t = \varphi_1$ може да стане по следния начин:
от (7-10)

$$i_R = \frac{\sqrt{2} U_2}{R_T} \sin \varphi_1.$$

Като заместим в (7-18):

$$\frac{\sqrt{2} U_2}{R_T} \sin \varphi_1 = A \cdot e^{-\frac{\varphi_1}{\omega C R_T}}, \quad (7-19)$$

откъдето

$$A = \frac{\sqrt{2} U_2}{R_T} \sin \varphi_1 \cdot e^{\frac{\varphi_1}{\omega C R_T}}, \quad (7-20)$$

или

$$i_R = \frac{\sqrt{2} U_2}{R_T} \sin \varphi_1 \cdot e^{-\frac{\omega t - \varphi_1}{\omega C R_T}}. \quad (7-21)$$

На фиг. 7-6в е дадена формата на изправения ток i_0 във веригата на товара R_1 . Виждаме, че тя е същата като кривата на напрежението на клемите на кондензатора, понеже товарът е включен паралелно.

На фиг. 7-6г е даден характерът и стойността на обратното напрежение върху вентила. През времето, когато вентилът не пропуска ток (промеждутъкът t_1-t_2), $U_{обр}$ е по-голям, отколкото при чисто активен товар. През този период от време стойността на обратното напрежение представлява сборът от напрежението на вторичната на трансформатора u_2 и напрежението, с което е зареден кондензаторът, тъй като в този случай вторичната намотка и кондензаторът са включени последователно. Поради включване на кондензатор тук максималната стойност на $U_{обр}$ е почти два пъти по-голяма, отколкото при използване на същата схема и чисто активен товар.

Ако капацитетът на кондензатора е достатъчно голям и напрежението му не се мени в големи граници през време на разреждането, то

$$U_{обр} = U_{2m} + U_C \approx 2U_{2m}. \quad (7-22)$$

От направените изводи и разсъждения виждаме, че включването на кондензатор в изхода съществено изменя работата на токоизправителя.

Зарядът на кондензатора през времето, когато вентилът е проводим, осигурява непрекъснато захранване на товарното съпротивление при условие, че съхранената в него енергия е достатъчно голяма. При това се получава голямо изглаждане на изправеното напрежение. Това е и причината за използването на кондензатор в изглаждащия филтър.

Капацитетът на кондензатора зависи от мощността на токоизправителя. Колкото мощността е по-голяма, толкова и кондензаторът трябва да е с по-голям капацитет. Увеличението на капацитета обаче води до голямо увеличаване на тока на зареждане особено при токоизправителите с йонни вентили, които имат много малко вътрешно съпротивление. Това може да предизвика прекомерно увеличаване на анодния ток и с това повреда на вентилите. Поради тази причина в токоизправителите с йонни вентили не се използват изглаждащи филтри с капацитивен вход.

7-4 Работа на токоизправител при противо-е. д. н.

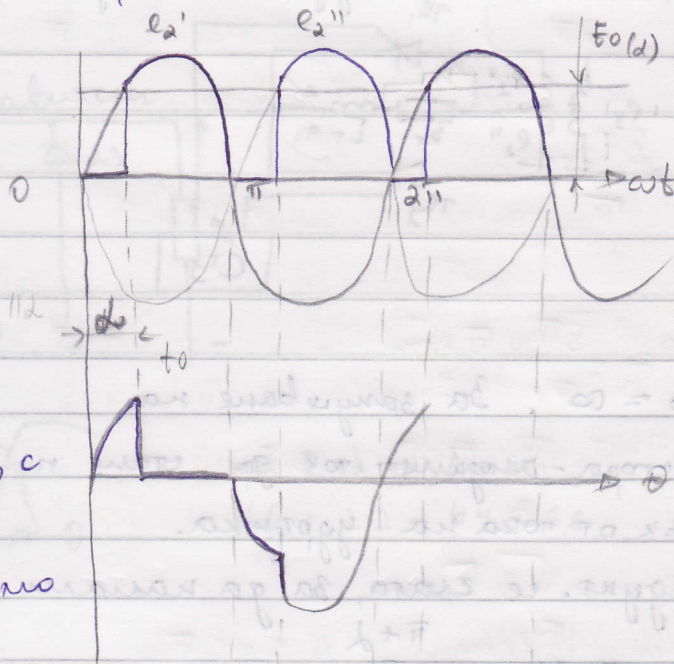
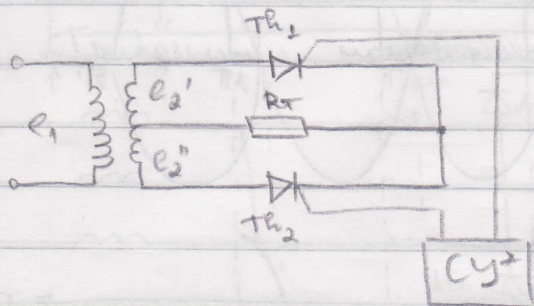
При този режим на работа към изхода на токоизправителите са включени източници на постоянно противо-е. д. н., като акумулатори или акумулаторни батерии по време на зареждане, постояннотокови двигатели, електролитни вани и др.

Включването на такива консуматори съществено изменя режима на работа, понеже токът, който в този случай протича през вентилите,

02.11.09г.

7

Управляем ток изправител



* схема за управление

Ъгъл на управление (α) - времето, с което закъсн. отп. на тиристора (пог. на сигнала, управляващ спрямо точката на комутация);

$$E_0(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \theta d\theta$$

$$E_0(\alpha) = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$E_0 = \frac{2}{\pi} E_{2m}$$

$$E_0(\alpha) = E_0 \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

// с $\cos \alpha$ променяме
// изх. напрежение;

$$E_0(\alpha) = 0 \rightarrow \alpha = \pi$$

$$E_0(\alpha) = E_0 \rightarrow \alpha = 0$$

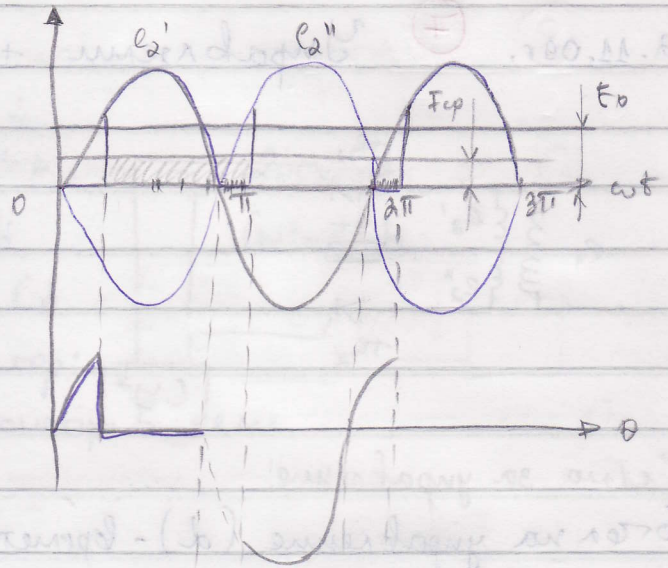
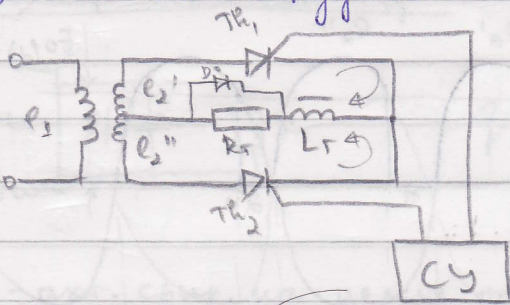
(пром. на ъгъл на управл. от π до 0, то регулираме нап. от 0 до E_0 .)

$$E_{2m}(\text{пр}) = E_{2m} \rightarrow \alpha = 90^\circ$$

$$E_{2m}(\text{обр.}) = 2 E_{2m}$$

Тиристорът се възвраща по същите параметри като диода.

При активно-индуктивен товар



$L\omega = \infty$; За закъсване на
тиристора - индуктивн ток да стане по-
малък от тока на удърънка.

Индукт. се слата, за да намали пуксациите на тока.

$$E_{\varphi}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int E_{2m} \sin \theta d\theta$$

$$E_0(\alpha) = \frac{3}{\pi} E_{2m} \cdot \cos \alpha$$

$$E_0(\alpha) = E_0 \cos \alpha$$

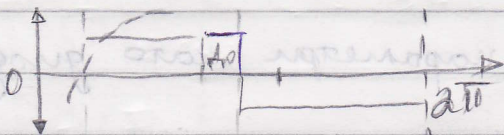
$$E_0(\alpha) = 0 \rightarrow \alpha = 90^\circ$$

$$E_0(\alpha) = E_0 \rightarrow \alpha = 0$$

$\alpha = 92^\circ \dots 100^\circ$, $E_0(\alpha)$ става с \ominus знак и става въртане на
енергия в ретната.

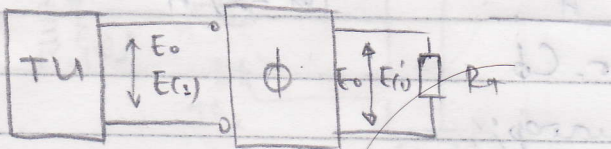
$$U_{обр\max} = 2 E_{2m}$$

D в сх. по-горе: (D - гног)



8 Изградени филтри с пасивни елементи

Да се каже каква е променливата съставка



E_0 - ср. стойност;

$E(1)$ - ампл. на 1-вата хармоника;

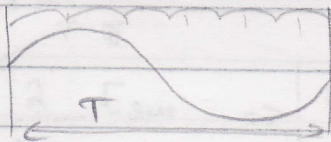
$$k_n = \frac{E(1)}{E_0} \rightarrow k'_n = \frac{E(1)'}{E_0}$$

q - коеф. на изградене; $q \gg 1$ // $k_n \ll 1$

$$q = \frac{k_n}{k'_n}$$

- Филт. тр. да се размерява за ампл. на 1-ва хармоника на кръговата честота.

$m \cdot \omega$

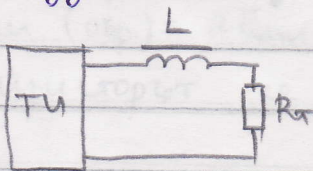


$\omega = 2\pi/T$, където T е периодът

- Филт. не трябва да внесе смущения в застр. мрежа.

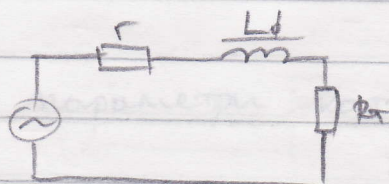
Видове филтри

- Индуктивен филтър:



$$m \omega L \gg R_n$$

$$m \omega L \gg r$$



$$E(1)' = \frac{R_n}{R_n + r} E(1) \quad // L \neq 0$$

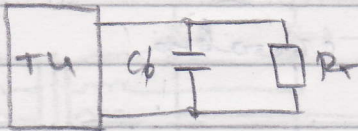
$$E(1)' = \frac{R_n}{\sqrt{(R_n + r)^2 + (m \omega L)^2}} E(1) \quad // L \neq 0$$

$$Z = \sqrt{(R_n + r)^2 + (m \omega L)^2}$$

$$q = \frac{m \omega L}{R_n}$$

* в случаите на трифазен мостов токочизвр.

- Капацитивен филтър:



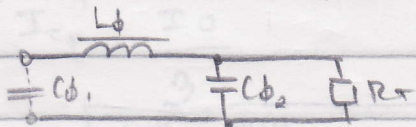
$$\eta = \frac{\frac{2}{\omega^2 L}}{r \cdot C\phi} = \frac{2 \cdot r_0 \cdot C\phi}{(\omega^2 - 1) H}$$

R - акт. сопр. на цемля трансформатор;

Приложни е при еднофазните токоизправители.

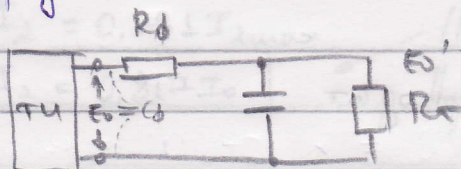
- Сложни филтри:

- Γ -образен LC-филтър - при по-големи стойности на m и по-големи мощности.



=> към еднофазните (маломощните) ТН.

- Γ -образен RC-филтър - при когато искаме да намалим средната стойност на изправеното напрежение (E_0)



- Многозвонни филтри - предв. разпр. коеф. на изт. мгу отделните звена.

Handwritten notes and calculations at the bottom of the page, including:

- Токоизправителна схема
- ТН
- Calculations for I_2 and E_0
- Values for R_0 and R_1
- Equations for η and η_{max}

09. 11. 09г. Стабилизатори на напрежение и ток

9

Да поддържат изх. нап. при промяна на смущаващи въздействия:

- изм. на захр. напрежение;
- изм. на тов. ток (тов. съпротивление);
- изм. на околна температура;

$$\frac{\Delta y}{y} = u = \frac{\Delta x}{x} \cdot \frac{y}{x}$$

$$K_{(H)} = \frac{\Delta U_{Vx}}{\Delta U_{IzX}} \cdot \frac{U_{IzX}}{U_{Vx}}$$

$$K_{(H)} = \frac{\Delta I_T}{\Delta U_{IzX}} \cdot \frac{U_{IzX}}{I_T}$$

$$R_i = \frac{\Delta U_{IzX}}{\Delta I_T} \quad // R_i - \text{вътр. съпр. на схемата;}$$

$$K_{(T)} = \frac{\Delta U_{IzX}}{\Delta t^\circ}$$

Ст. на ток = см. възр. - вне - нап.:

$$K = \frac{\Delta U_{Vx}}{\Delta I_{IzX}} \cdot \frac{I_{IzX}}{U_{Vx}}$$

- КПД
- масогабаритни размери
- шумност

биват за:

- постоянни величини
- променливи величини

Видове стабилизатори:

- параметрични - с нелинейни елементи (пр. цеперов диод)
- компенсационни стабилизатори (пр. с транзистор)

Работят в:

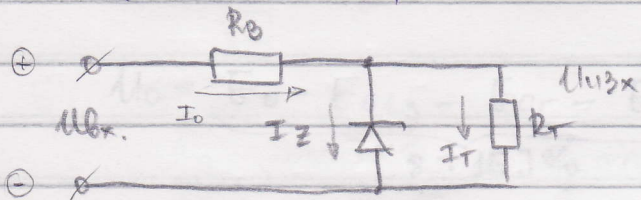
- активен (малък ренжим)
- импулсен ренжим

кп:

Компенс. ст. в малък ренжим.

сх. 723 (може и други)

КПД > 70% - 75%



R_B - баластно съпротивление;

$$\Delta U_{изх} = \Delta U_{вх} - I_{\Delta} R_B$$

$$\Rightarrow \Delta U_{вх} = \Delta U_{изх}$$

$$U_{изх} = U_{вх} - R_B I_0$$

$$\Delta I_0 R_B = \Delta U_{вх}$$

$$\Delta U_{изх} = \Delta U_{вх} = R_E (\Delta I_T + \Delta I_Z)$$

$$\Delta I_Z = \frac{\Delta U_{изх}}{R_A}$$

R_A " динамичното съпр. на з. диод;

$$\Delta I_T = \frac{\Delta U_{изх}}{R_T}$$

$$\Delta U_{изх} = \Delta U_{вх} - R_B \left(\frac{\Delta U_{изх}}{R_A} + \frac{\Delta U_{изх}}{R_T} \right)$$

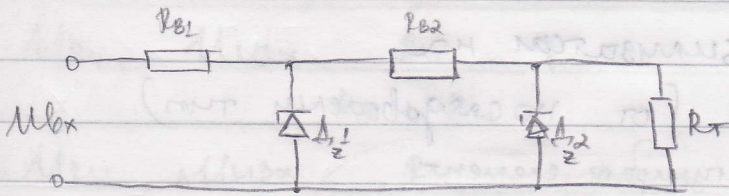
Ако се ^{променя} (приема) товарния ток;

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{изх} \left(1 + \frac{R_B}{R_A} + \frac{R_B}{R_T} \right)$$

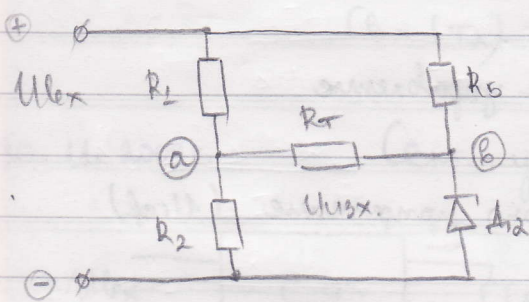
$$K(H) = \frac{U_{Bx} U_{Bx}}{U_{Bx}} \left(1 + \frac{R_B}{R_A} + \frac{R_B}{R_T} \right)$$

$$K(H) \approx \frac{U_{Bx}}{U_{Bx}} \cdot \frac{R_B}{R_A}$$

$$R_i = \frac{\Delta U_{Bx}}{\Delta I_T} \approx R_A ; \quad \Delta U_{Bx} = 0$$



16.11. 2009г. Лекция - провектене на (9)



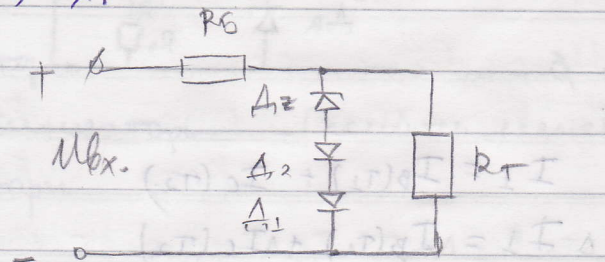
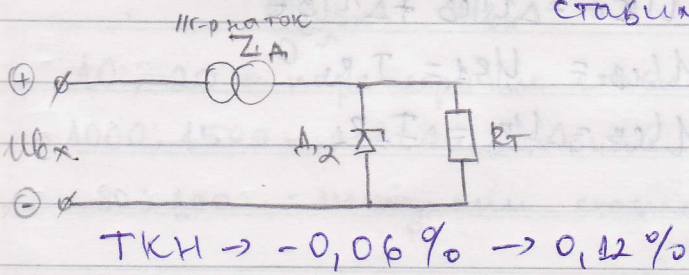
$$U_{Bx} = U_a - U_b$$

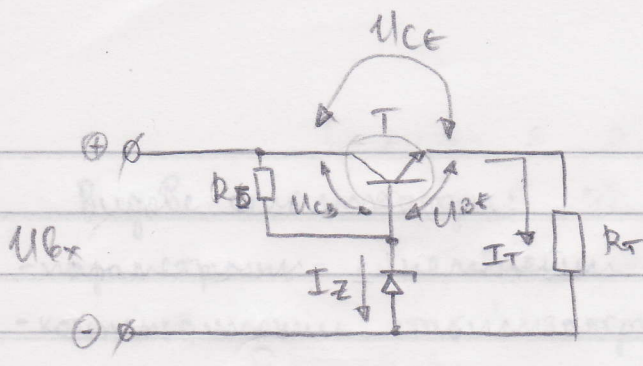
$$U_a = U_{Bx} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_b = U_{Bx} \frac{R_4}{R_5 + R_4}$$

$$\Delta U_{Bx} = \Delta U_{Bx} \left(\frac{R_4}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_5 + R_4} \right)$$

$\Rightarrow \Delta U_{Bx} = 0 \Rightarrow$ безкраен коэф. на стабилизация.





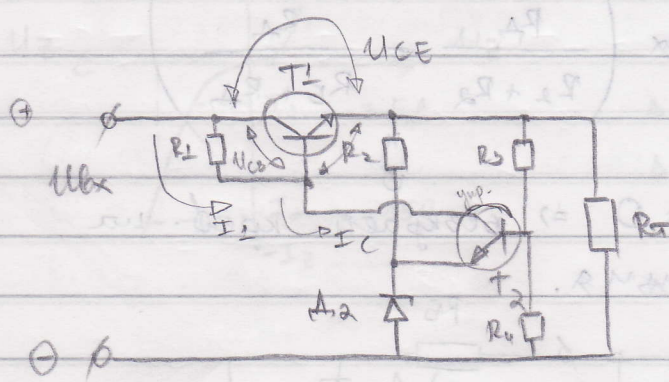
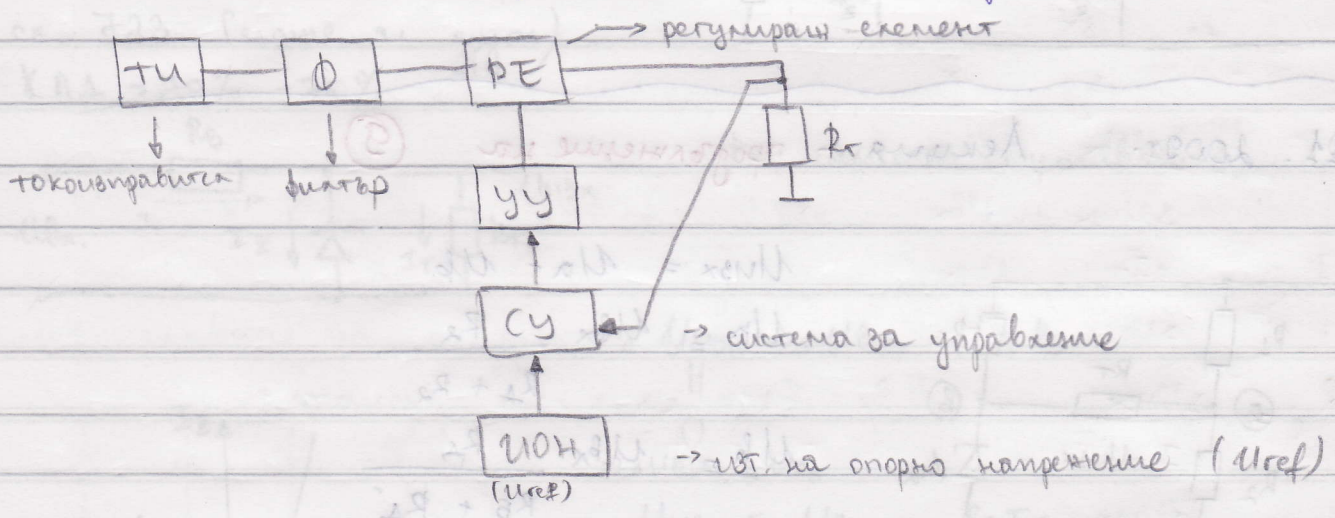
$$\Delta U_{C\bar{x}} = \Delta U_{B\bar{x}} - \Delta U_{C\bar{E}} \quad (1)$$

$$\Delta U_{C\bar{x}} = \Delta U_Z + \Delta U_{BE}$$

$$\Delta U_{C\bar{E}} \approx \Delta U_{C\bar{B}}$$

$$I_T(A_Z) = \frac{I_T}{\beta}$$

10) Компенсационни стабилизатори на напрежение (от последователни тип)



$$\Delta U_{C\bar{x}} = \Delta U_{B\bar{x}} - \Delta U_{C\bar{E}} \quad // \text{delta}$$

$$U_{C\bar{x}} = U_{B\bar{x}} - U_{C\bar{E}} \quad // \text{стабилно}$$

$$U_{C\bar{E}} = U_{C\bar{B}} + U_{BE}$$

$$\Delta U_{C\bar{E}} = \Delta U_{C\bar{B}} + \Delta U_{BE}$$

$$U_{C\bar{B}} = U_{R1} = I_1 R_1$$

$$\Delta U_{C\bar{B}} = \Delta U_{R1} = \Delta I_1 R_1$$

$$I_1 = I_B(T_1) + I_C(T_2)$$

$$\Delta I_1 = \Delta I_B(T_1) + \Delta I_C(T_2)$$

$$\Delta I_B(T_1) = \frac{I_T}{\beta(T_2)} = \frac{\frac{\Delta U_{C\bar{x}}}{R_T}}{\beta(T_2)} = \frac{\Delta U_{C\bar{x}}}{R_T \beta(T_2)} \approx 0$$

$$I_C(T_2) = \beta(T_2) I_B(T_2)$$

$$\Delta I_C(T_2) = \beta(T_2) \Delta I_B(T_2)$$

$$\Delta I_B(T_2) = \frac{\Delta U_{BE}(T_2)}{r_{be}(T_2)}$$

$$U_{BE} = U_{R4} - U_Z$$

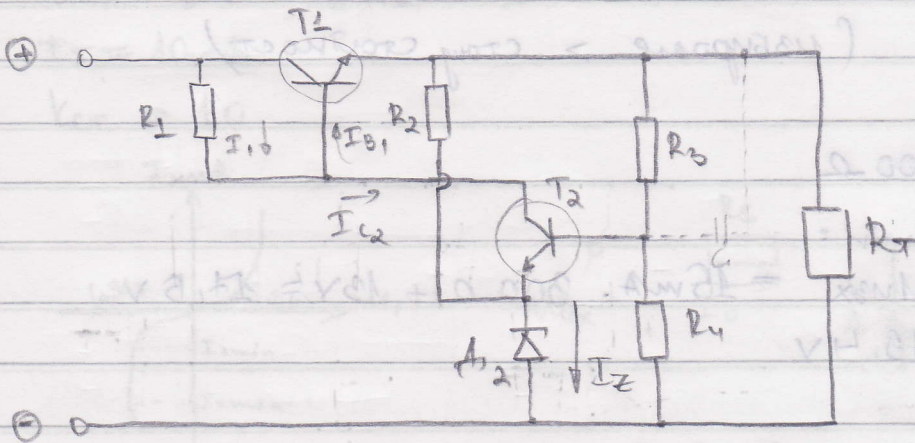
$$\Delta U_{BE} = \Delta U_{R4} - \Delta U_Z \approx 0$$

$$U_{R4} = U_{U3x} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$\Delta U_{R4} = \Delta U_{U3x} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \rightarrow \delta$$

$$\Delta I_B(T_2) = \frac{\Delta U_{U3x}}{r_{be}(T_2)} \delta$$

23.11.2009г. Проект на микшера → клем выход (10)



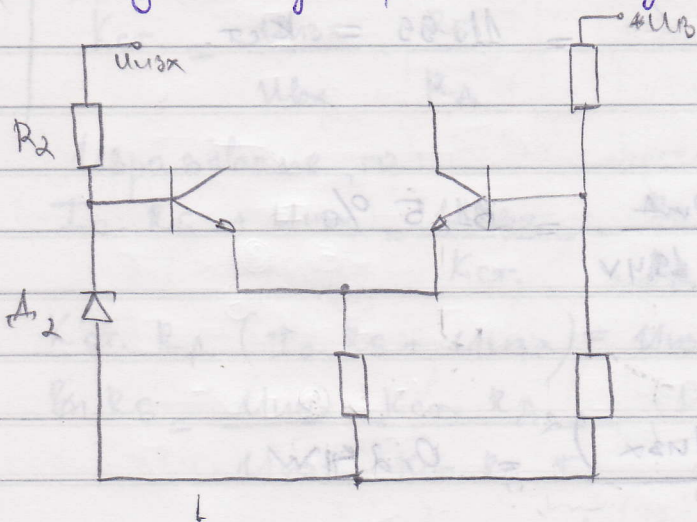
$$U_{CB} = R_1 \left(\frac{\beta_2 (U_{B2} \delta - U_Z)}{r_{b \times 2}} + \frac{I_T}{\beta_2} \right)$$

$$\frac{1}{\Delta U_{Bx}} \frac{\Delta U_{Bx}}{U_{Bx}} = \delta U_{Bx} + \frac{R_1 \beta_2}{r_{b \times 2}} \left(\delta U_{Bx} \delta - \delta U_Z \right) + \frac{R_1 I_T}{R_T \beta_1}$$

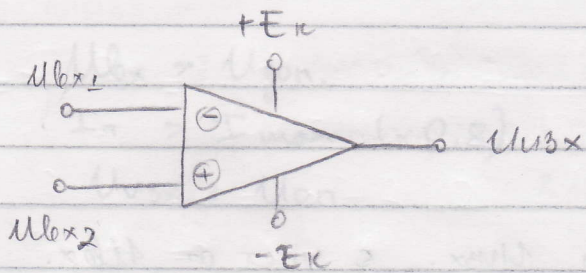
$$K_{CT} = \frac{U_{Bx}}{U_{Bx}} \left[1 + \frac{R_1 \beta_2}{r_{b \times 2}} \delta + \frac{R_1 I_T}{R_T \beta_1} \right]$$

Макс. коэф. $\delta(\Delta) = 0,7$.

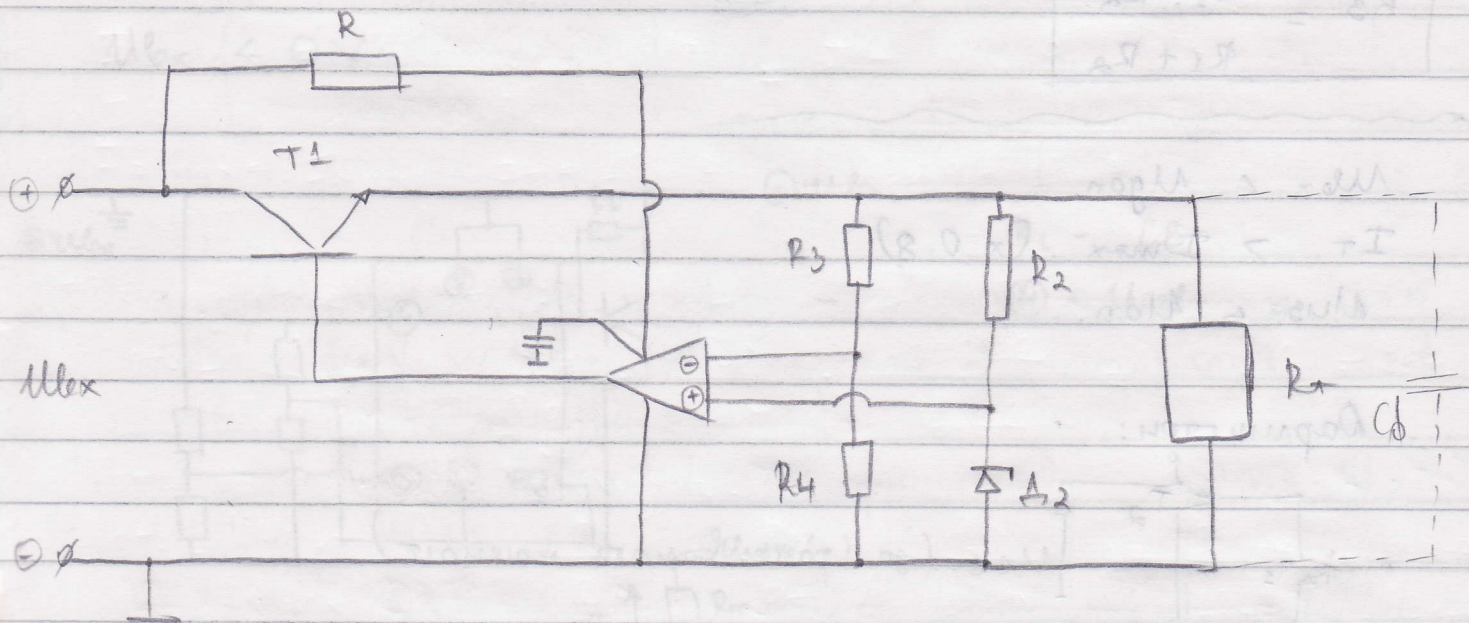
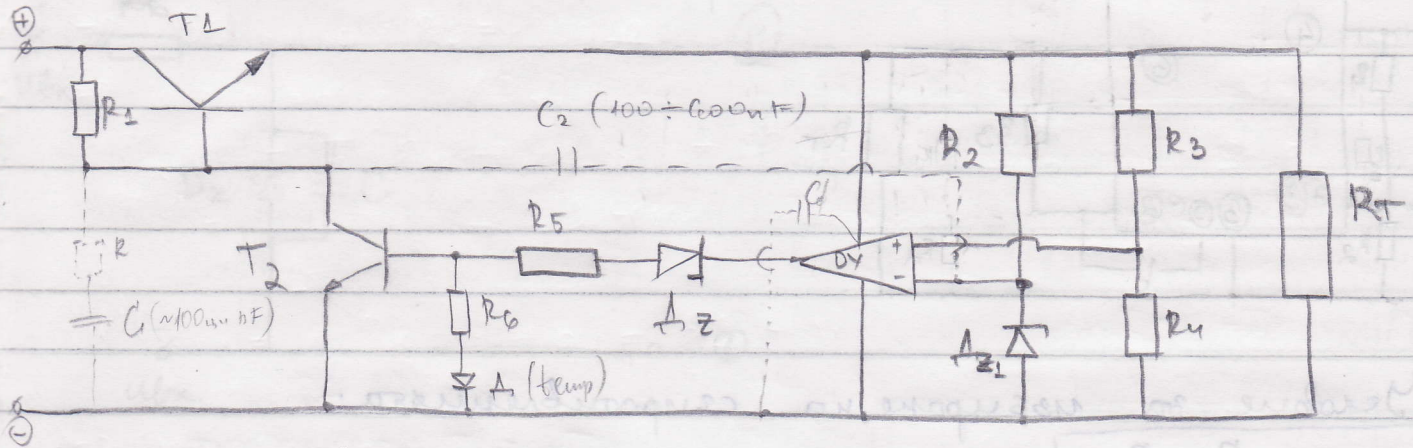
Вход на дифференциален усилвател:



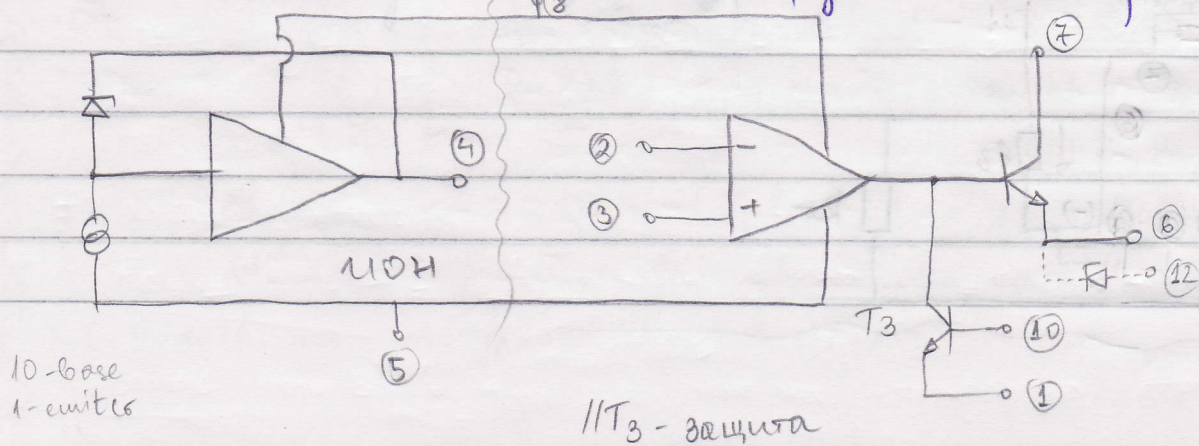
$$U_{CE} > U_{CEsat} \cdot (1,5 \div 1,6)$$



$\parallel E_{\kappa} = 0 \Rightarrow U_{bx} = E_{\kappa} / 2$



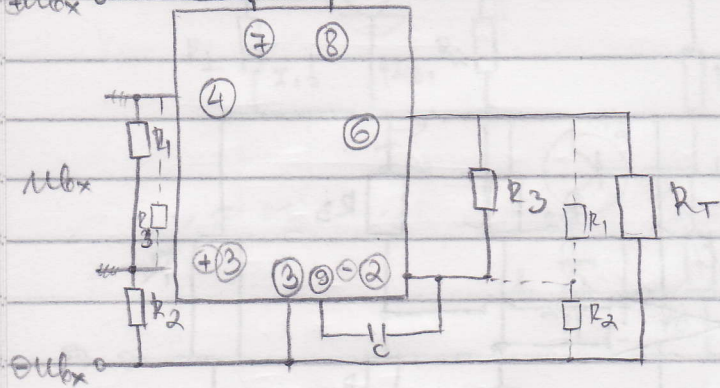
30. 11. 2009г. **11** Стабил. на напрежение с интегрални схеми с общо предназначение $\mu A723$



$U_{bx} < U_{донетимо}$

$I_T < I_{max} (\times 0,8)$

$U_{изх} < U_{дон.}$



Сравни $U_{изх.}$ с част от $U_{bx.}$

Условие за избиране на съпротивленията:

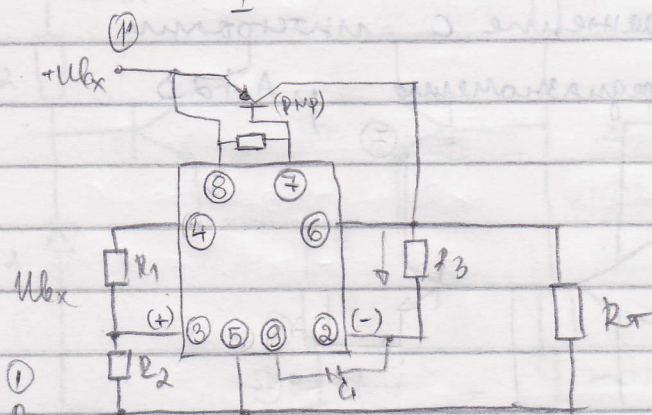
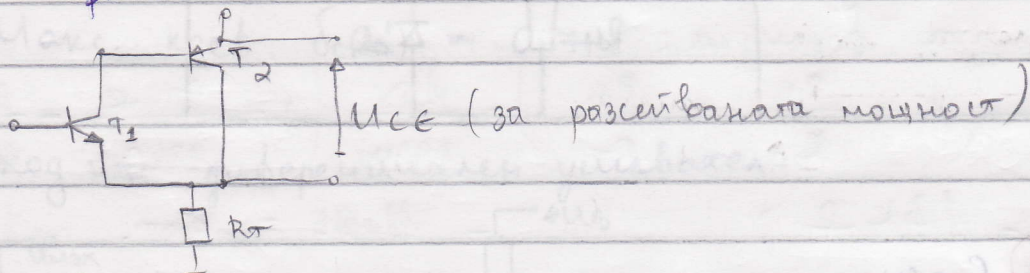
$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$U_{bx} < U_{дон.}$

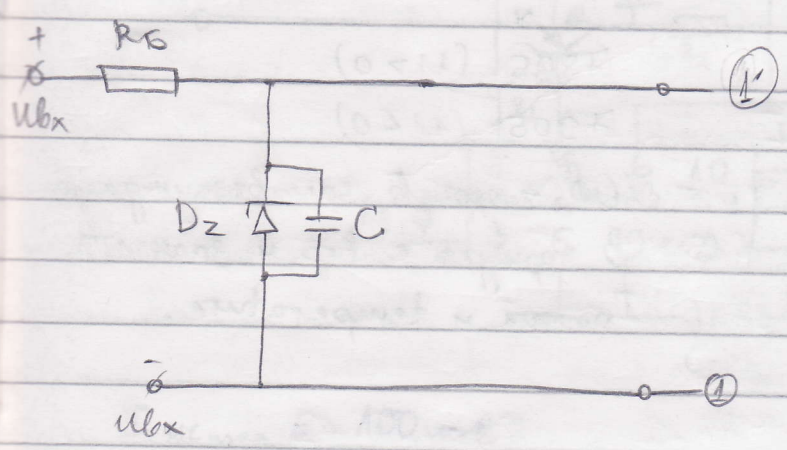
$I_T > I_{max} (\times 0,8)$

$U_{изх} < U_{дон.}$:

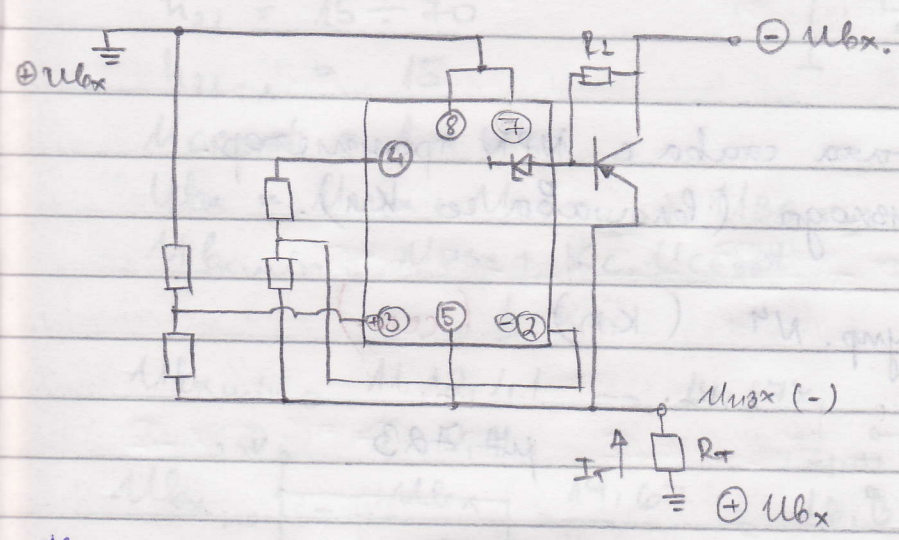
Дарлингтон:



$U_{bx} > U_{гон}$
 $I_T > I_{max} (\times 0,8)$
 $U_{взх} < U_{он}$



$U_{bx} < 0V$

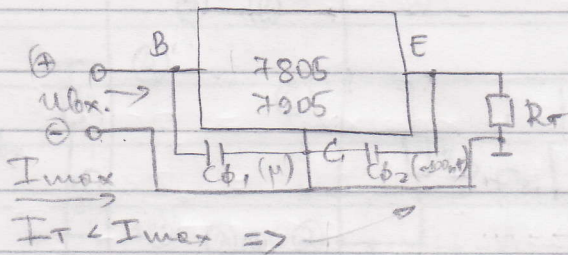


Как ще се реализира защита от претоварване по ток (къво съединение)? \leftarrow Чрез добавяне на външен транзистор;

$U_{max} = U_{он} + I_{max} R_T = 15V + 2A \cdot 10\Omega = 35V$
 $U_{min} = U_{взх} = 15V$
 $U_{защ} = 15V$
 $I_{max} = 4A$
 $R_C = 100\Omega$ на вход (2,4 + 0,7)

12

Стабилизатори на напрежение ево специализирани схеми за фиксирани изходни напрежения

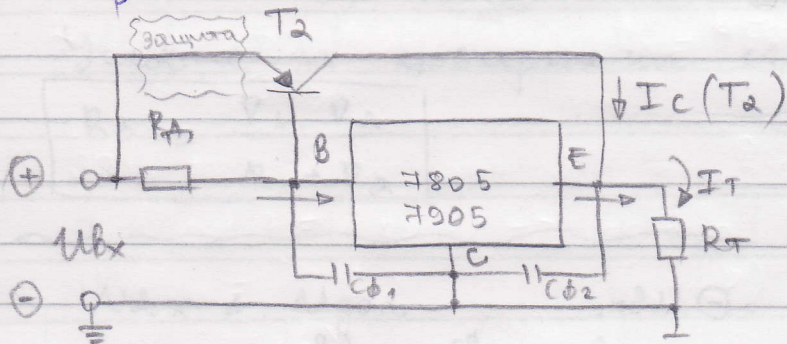


7805 ($U > 0$)

7905 ($U < 0$)

$C_{б2}$ - против самовъзбуждане
 В корпуса е впр. и защита по ток и temperature.

При $I_{т} > I_{макс}$

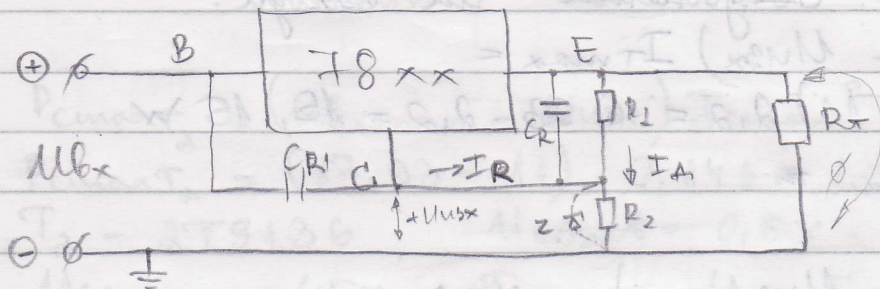


$$I_{т} = I_{c}(T_2) + 0,8 I_{макс}$$

$$R_A = \frac{0,7V(U_{BE}(T_2))}{0,8 I_{макс}}$$

07.12.09г. Лекция - продължение → към въпрос (12)

$U_{вх} \rightarrow U_{вх}(\max)$



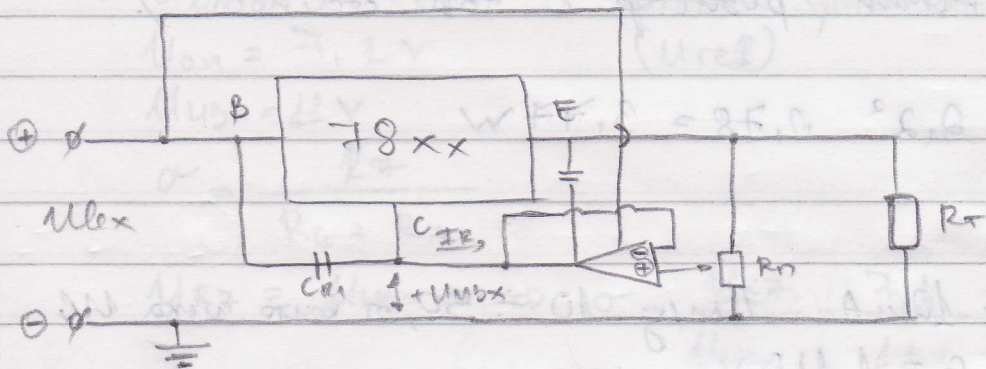
$$U_{R2} = U_{вх} - U_{(U_{вх})}^{max}$$

$$U_{R2} = I_A \cdot R_2 + I_R \cdot R_2 = (I_A + I_R) \cdot R_2$$

$$I_{A2} > (5 \div 10) I_R$$

- Вместо $R_2 \rightarrow$ целерв диод \Rightarrow параметр. стабилизатор.
- Може и диоди в права посока (вместо цел. диод).

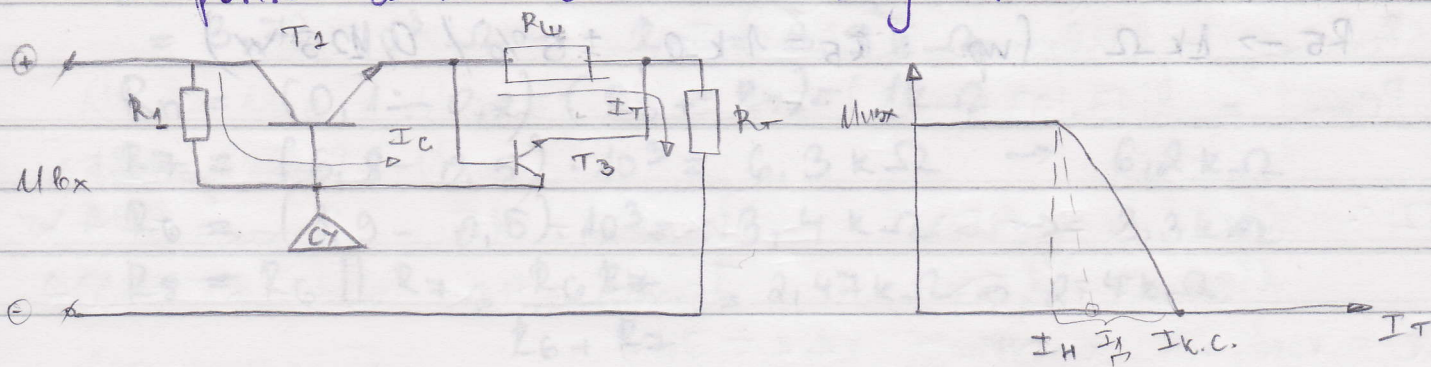
Оу като емитерен повторител:



(13)
(14)

Защитна транзисторните стабилизатори на напрежение

- защита от пренапрежение (високо изх. съпротивление).
- Електронни защити от късо съединение:



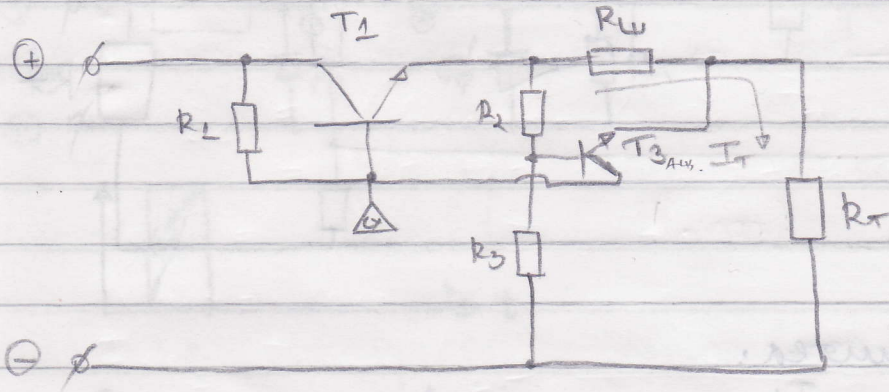
$$U_{BE}(T_3) = I_T R_{W2} < 0,7V$$

$$U_{R1} = U_{CE}$$

CT - сх. за управление;

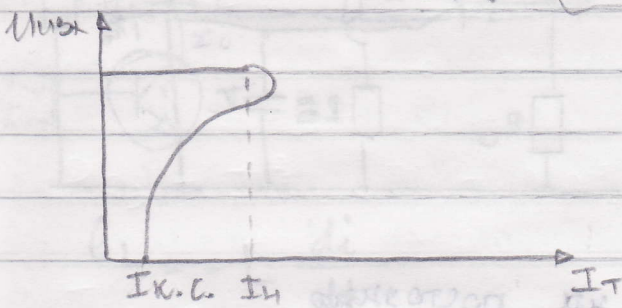
$$P_{KC} = I_{KC} U_{Bx}$$

$$P_{KC}^{(T_2)} \approx P_{KE} (T_1)$$



$$U_{BE} (T_{3ав.}) = U_{RW} - U_{R2}$$

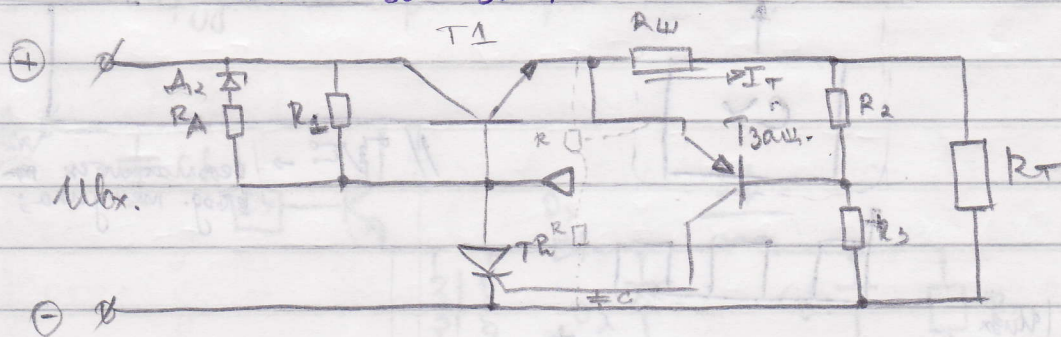
$$U_{BE} (T_{3ав.}) = \frac{R_W I_T - U_{Bx} R_2}{R_2 + R_3}$$



$$P_{KC} = I_{KC} U_{Bx}$$

$$I_{KC} \ll I_H$$

Релейни схеми за защита:



Защита от перенапряжения (высоки изх. коэф.):

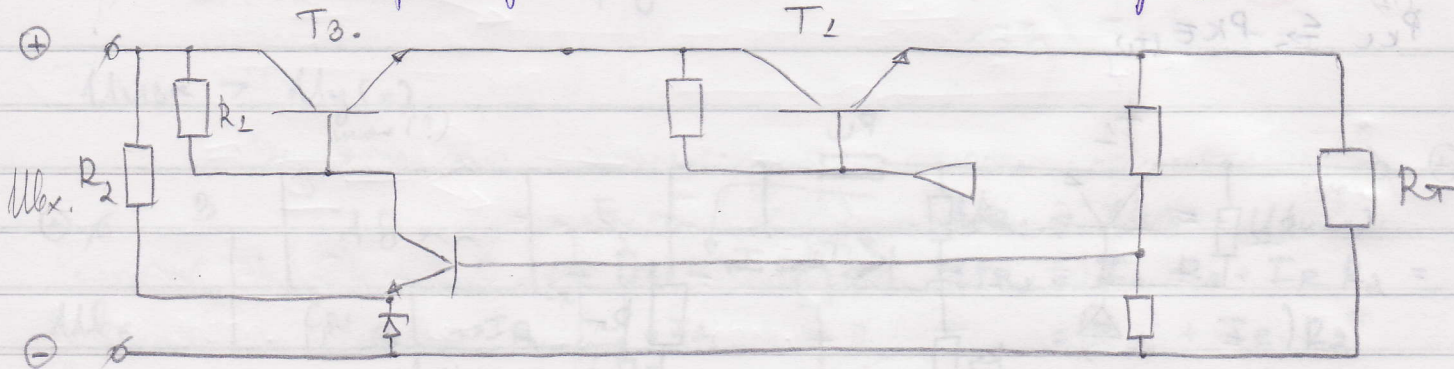
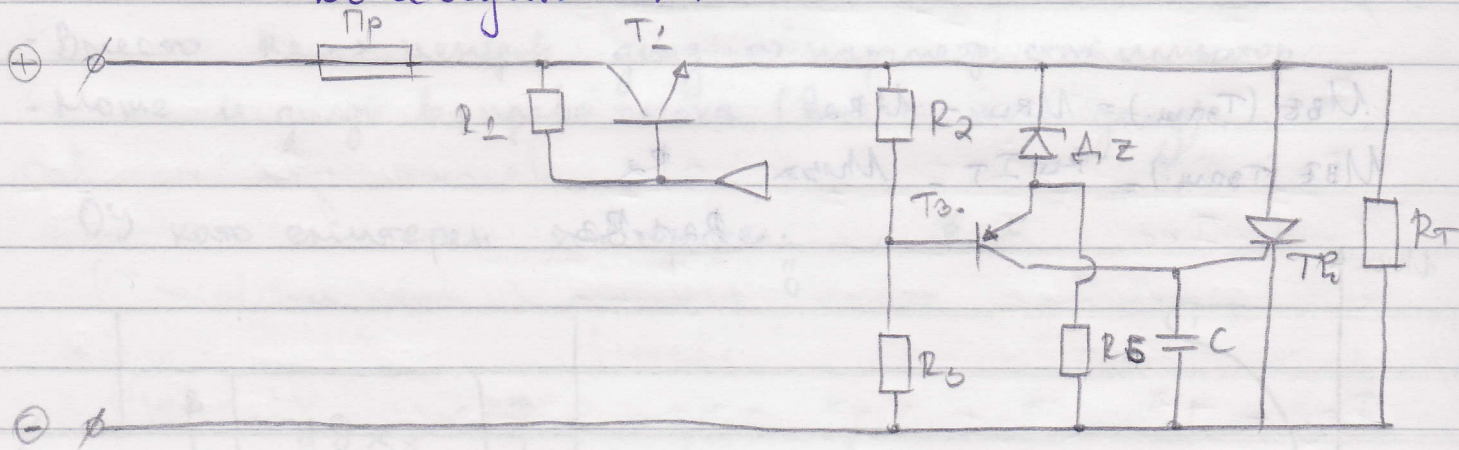


Схема с кроссведущим:



ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРЕН СТАБИЛИЗАТОР НА ТОК

Въпрос (15)
от конспекта

1. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

- 1.1. Запознаване с принципите на действие на стабилизаторите на ток.
- 1.2. Изследване на ефекта на стабилизация.
- 1.3. Изследване на възможностите за регулиране на стабилизиращия ток.

2. ТЕОРИЯ

Стабилизаторите на ток се използват за захранване на консуматори, които изискват стабилизация на тока при смущаващи фактори: входното напрежение, товарното съпротивление и влиянието на околната среда.

При стабилизаторите на ток частните коефициенти на стабилизация са:

1. Коефициент на стабилизация по входно напрежение

$$k_{IU} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_T} \cdot \frac{I_T}{U_{вх}} = \frac{R_d}{R_{ст}}$$

2. Коефициент на стабилизация при изменение на товарното съпротивление

$$k_{IR} = \frac{\Delta R_T}{\Delta I_T} \cdot \frac{I_T}{R_T}$$

3. Температурен коефициент на нестабилност

$$k_{It^{\circ}} = \frac{\Delta I_T}{\Delta t^{\circ}}$$

Коефициентът на стабилизация при смущаващ фактор входното напрежение се изчислява по формулата

$$k_{IU} = \frac{U_{вх1} - U_{вх2}}{I_{T1} - I_{T2}} \cdot \frac{I_{T1} + I_{T2}}{U_{вх1} + U_{вх2}}$$

където $U_{вх1}$ и I_{T1} са входното напрежение и товарният ток за една работна точка на стабилизатора;

$U_{вх2}$ и I_{T2} - същото напрежение и ток за друга работна точка.

Коефициентът на стабилизация при смущаващ фактор товарното съпротивление се изчислява по формулата

$$k_{IR} = \frac{R_{T1} - R_{T2}}{I_{T2} - I_{T1}} \cdot \frac{I_{T1} + I_{T2}}{R_{T1} + R_{T2}}$$

където R_{T1} и I_{T1} са съответно товарното съпротивление и товарният ток за една работна точка на стабилизатора;

R_{T2} и I_{T2} - същите величини за друга работна точка на стабилизатора.

Динамичното съпротивление на стабилизатора R_d също определя неговите качества. Колкото R_d е по-голямо, толкова и коефициентът на стабилизация е по-голям. То се изчислява по формулата

$$R_d = \frac{U_{вх1} - U_{вх2}}{I_{T1} - I_{T2}}, \Omega$$

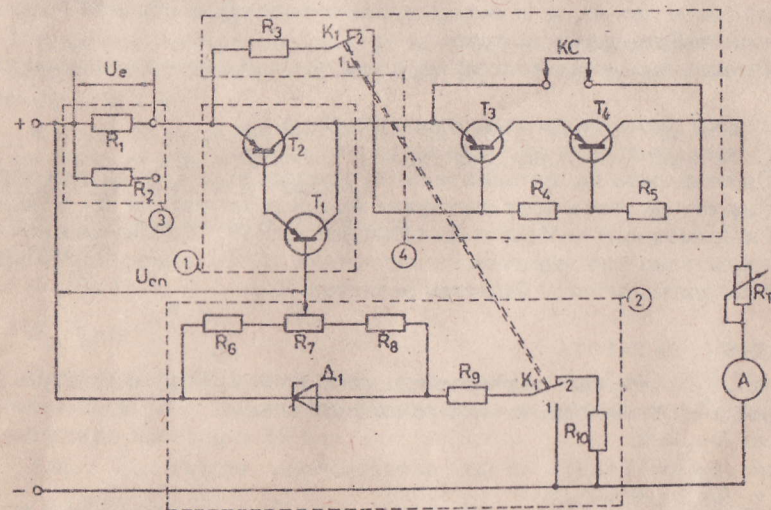
3. СХЕМА НА ОПИТНАТА ПОСТАНОВКА И ОПИСАНИЕ НА ДЕЙСТВИЕТО ѝ

Схемата на опитната постановка за провеждане на лабораторното упражнение е показана на фиг. 23. Тя е съставена от следните възли:

— регулиращ елемент 1, изпълнен със съставния транзистор T_1, T_2 ;

— източник на еталонно напрежение 2, състоящ се от параметричния стабилизатор, изпълнен с R_9, D_1 и делителя на напрежение R_6, R_7 и R_8 ;

— еталонен резистор 3 (R_1, R_2);



Фиг. 23. Схема на лабораторен макет за изследване на транзисторен стабилизатор на ток

1 - регулиращ елемент; 2 - източник на еталонно напрежение; 3 - еталонен резистор; 4 - транзисторен стълб

— допълнителни транзистори T_3 и T_4 , които след необходимите превключвания могат да се свържат последователно с регулиращия съставен транзистор и да образуват т.нар. "транзисторен стълб" за работа при по-високи напрежения.

Стабилизаторът на ток действа по следния начин. Товарният ток, подлежащ на стабилизация, протича през еталонния резистор 3, който в случая може да приема две стойности

$$R_{e1} = R_1$$

или когато R_1 и R_2 се свържат паралелно, т.е.

$$R_{e2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Върху еталонния резистор се получава пад на напрежение $U_e = I_T R_e$, който се сравнява с еталонното напрежение на източника 2. Разликата от тези две напрежения управлява регулиращия транзистор T_1, T_2 , а именно:

$$U_p = U_e - U_{ет} = I_T R_e - U_{ет}$$

Понеже еталонният резистор R_e и еталонното напрежение $U_{ет}$ са постоянни величини, регулиращото напрежение U_p се влияе само от промяната на товарния ток

$$\Delta U_p = \Delta I_T R_e$$

и то по такъв начин, че се осъществява отрицателна обратна връзка по ток, т.е. стабилизация на тока.

Стойността на стабилизирания ток може да се изменя по два начина:

- а) чрез промяна на съпротивлението на R_e ;
- б) чрез изменение на еталонното напрежение $U_{ет}$.

Включването на допълнителните транзистори T_3 и T_4 във високоволтния стълб става чрез поставяне на превключвателя K_1 в положение 1 и премахване на късосъединяващия мост KC . Едновременно с това последователно във веригата на източника на еталонно напрежение се включва допълнителен баластен резистор R_{10} .

4. ЗАДАНИЕ ЗА РАБОТА

4.1. Да се снемe характеристиката $I_T = f_1(U_{вх})$ при $R_{e1} = R_1$ и следните стойности на товарното съпротивление:

- а. $R_{T1} = 0$;
- б. $R_{T2} = 15 \Omega$;
- в. $R_{T3} = 30 \Omega$.

Ключът K_1 да се постави в положение 1, а транзисторите T_3 и T_4 да се съединят накъсо чрез моста KC . Напрежението $U_{вх}$ да се изменя по низходящ ред от 30 V до 14 V през 4 V. Токът на стабилизация в началото на измерването да се регулира чрез R_7 на стойност $I = 0,5$ A.

4.2. Да се снемe характеристиката $I_T = f_2(U_{вх})$ при $R_{e2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ (резисторите R_1 и R_2 се свързват паралелно). Всички останали данни са като в т.4.1.

Функциите, получени от измерванията по т.4.1 и т.4.2 да се построят като графики на една координатна система.

4.3. При стойност $R_T = 30 \Omega$ да се определи входното напрежение $U_{вх \min}$, при което регулиращият елемент 1 започва да се насища, за случаите

- а. $R_{e1} = R_1$,
- б. $R_{e2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Като се знае, че $R_1 = R_2 = 9 \Omega$, да се изчисли напрежението върху регулиращия транзистор

$$U_{CE0} = U_{вх \min} - I_T R_e - I_T R_T$$

4.4. Да се снемe характеристиката $I_T = f_3(R_T)$ при $U_{вх} = 30 \text{ V} = \text{const}$ за случаите

- а. $R_{e1} = R_1$;
- б. $R_{e2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Товарното съпротивление да се изменя по възходящ ред от 0 до 60 Ω през 15 Ω . Началният ток (при $R_T = 0$) да се регулира на стойност $I_T = 0,5$ A.

4.5. Да се изследва високоволтов стабилизатор. За целта ключът K_1 се поставя в положение 2, а късосъединяващият мост KC на транзисторите T_3 и T_4 се премахва.

Да се снемe характеристиката $I_T = f_4(U_{вх})$ при $R_T = 15 \Omega = \text{const}$ за случаите

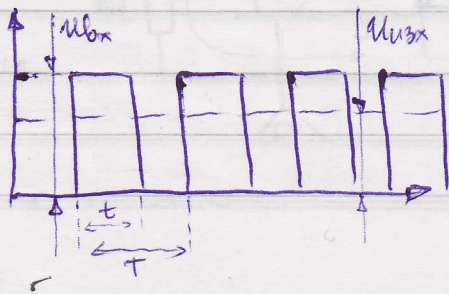
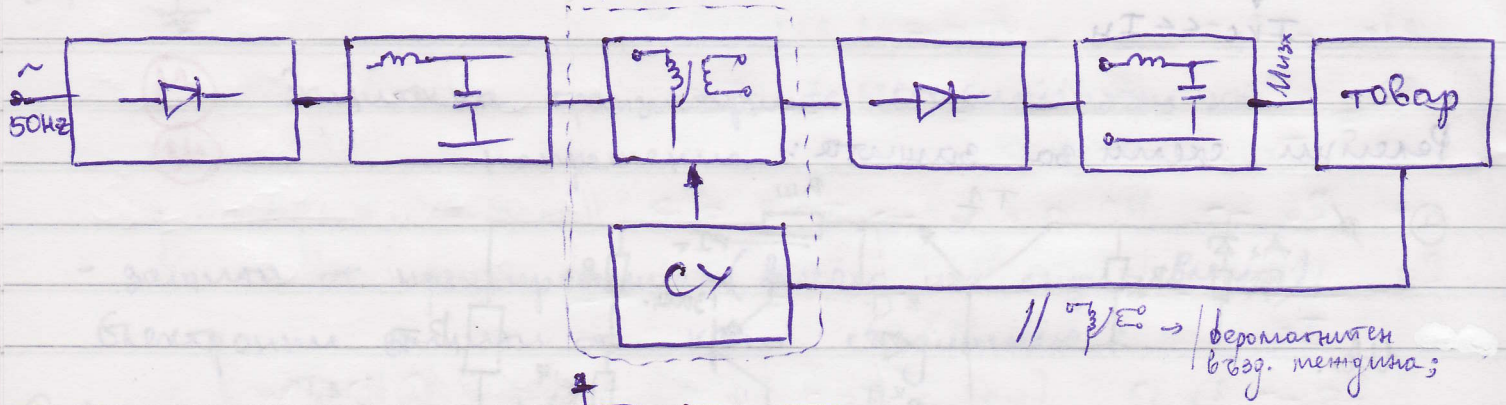
- а. $R_{e1} = R_1$ и
- б. $R_{e2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Захранващото напрежение да се изменя от 60 V до 30 V през 5 V по низходящ ред. Началната стойност на товарния ток $I_T = 0,5$ A да се регулира при $U_{вх} = 60$ V.

4.6. За същия стабилизатор да се снемe характеристиката $I_T = f_5(R_T)$ при $U_{вх} = 60 \text{ V} = \text{const}$ и $R_e = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. Товарното съпротивление R_T да се изменя по възходящ ред от 0 до 60 Ω през 15 Ω .

4.7. За всички таблично снети характеристики да се изчисли динамичното съпротивление на стабилизатора по данни от две съседни точки в средата на таблицата.

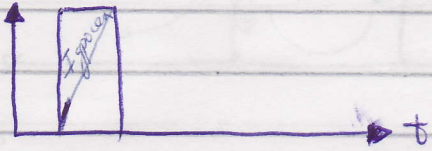
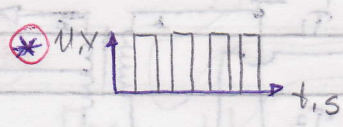
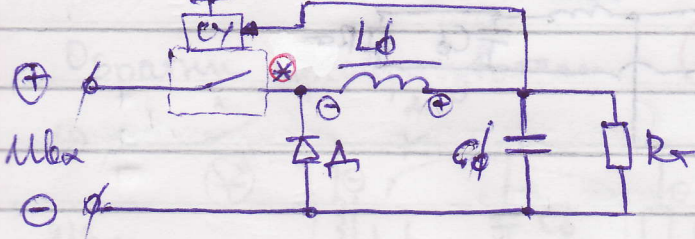
14.12. (16) Ключови стабилизатори на постоянно напрежение
2009г.



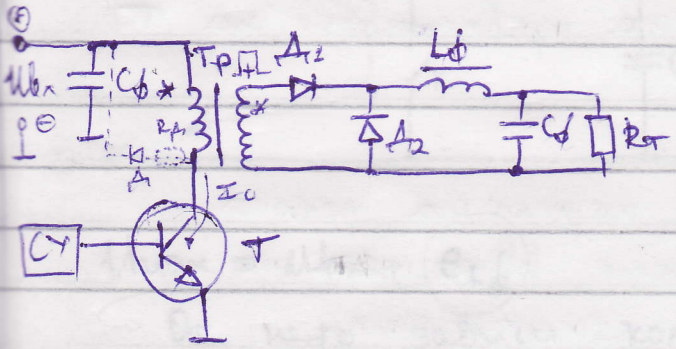
$$U_{ux} = \frac{1}{T} \int_0^t U_{bx} dt$$

$$U_{ux} = \frac{t}{T} U_{bx}$$

Правили преобразователи:



Схеми с галванично разделение:



$$e_L = -L \frac{di}{dt}$$

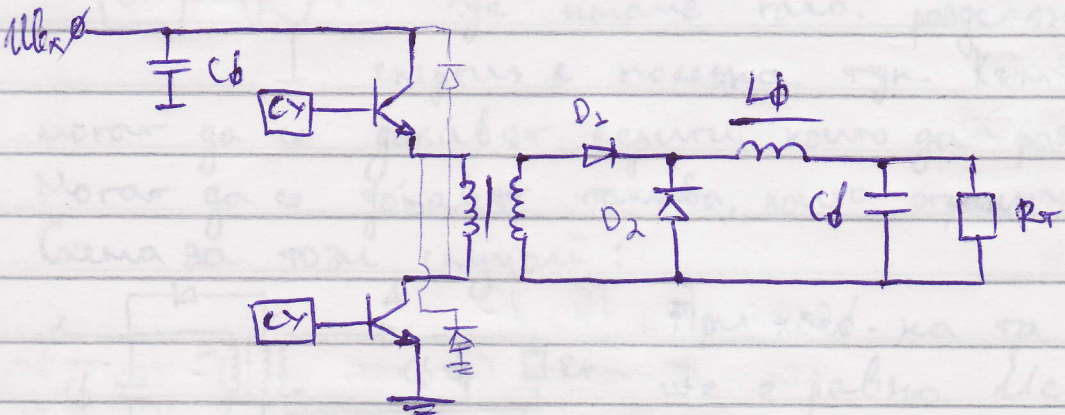
$$e_L = 0;$$

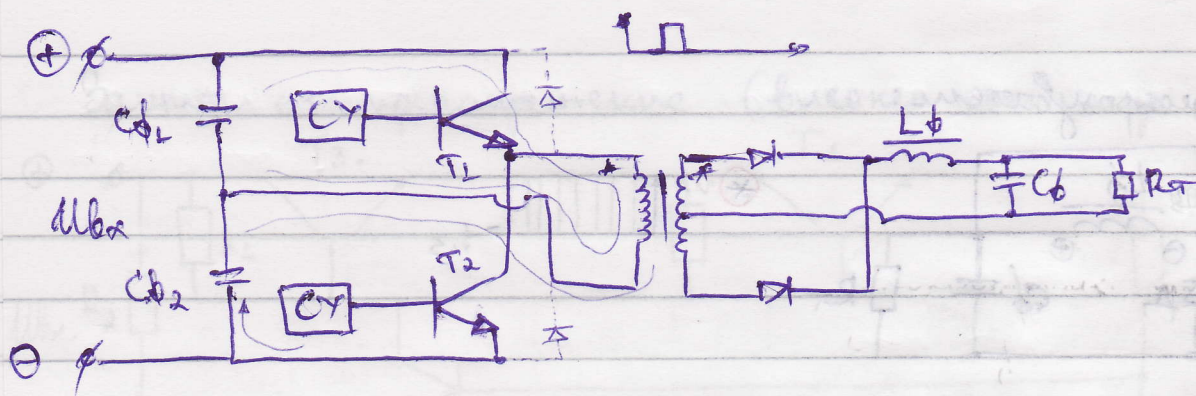
$$U_{ce} = U_{bx} + e_L$$

Трябва $U_{ce} \ll U_{ce}$ (допустимо);

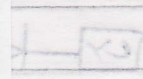
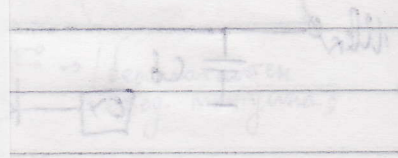
R_{A1} - за анодния ток;

С РФ трудно се реализира $e_L = 0$.





The circuit is a push-pull transformer-coupled amplifier. The primary side consists of two transistors, T_1 and T_2 , connected in a push-pull configuration. Each transistor has a base bias network consisting of a capacitor (C_{b1} , C_{b2}) and a diode (CY). The secondary side of the transformer is connected to a full-wave bridge rectifier, followed by a filter capacitor (C_b) and a load resistor (R_L). A square wave pulse is shown at the output terminal.

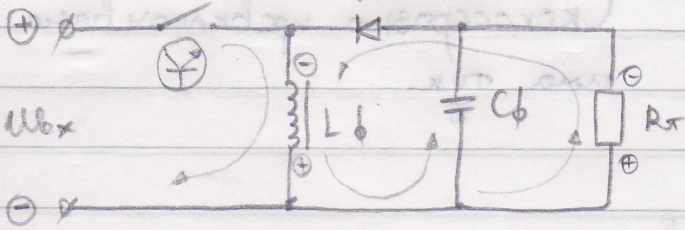


The circuit is a push-pull transformer-coupled amplifier. The primary side consists of two transistors, T_1 and T_2 , connected in a push-pull configuration. Each transistor has a base bias network consisting of a capacitor (C_{b1} , C_{b2}) and a diode (CY). The secondary side of the transformer is connected to a full-wave bridge rectifier, followed by a filter capacitor (C_b) and a load resistor (R_L). A square wave pulse is shown at the output terminal.

21.12.2009г. Продължение на лекцията

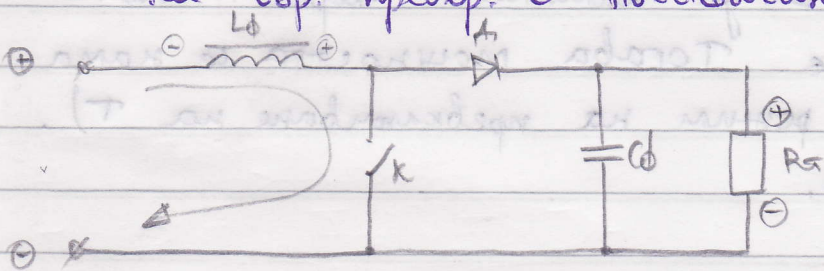
Обратни преобразуватели

(17)



През L_f протича ток и се натр. енергия. Когато к. се отвори, ен. се отдава към товара.

Сх. на обр. преобр. с повишаване на напрежението:

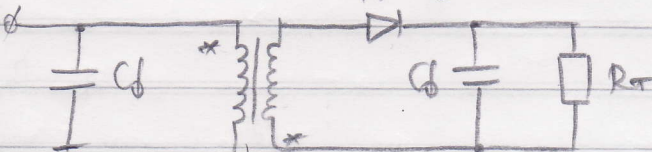


Натр. се натр. енергия. Като се отвори ключа к енергията се отдава на R_r , като тук ползватата

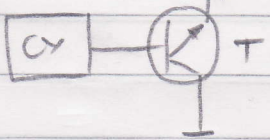
$U_{изх} = U_{вх} + e_{L_f}$ е запазен.

От него зависи колко по-голямо ще е напрежението в изхода.

С галванично разделение:

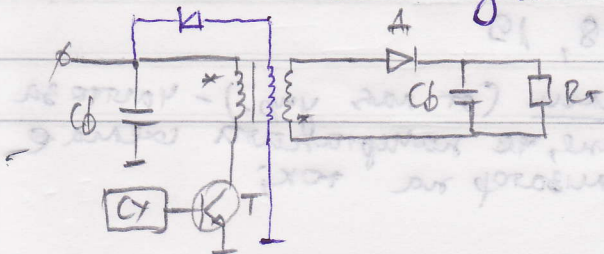


$e_L = -L \frac{di}{dt}$



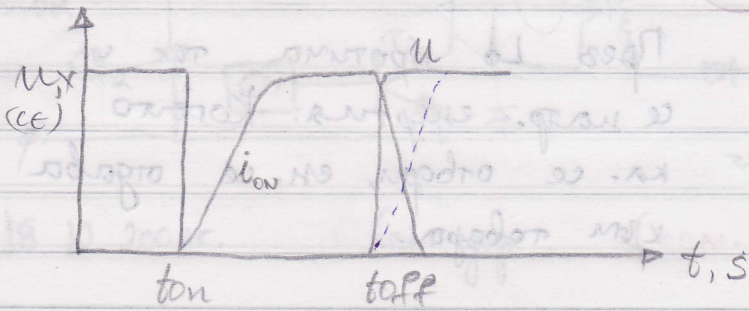
Тук имаме галв. разделение. Електромагн. енергия е полезна тук. Към първ. страна не могат да се добавят вериги, които да разсейват енергия. Могат да се добавят такива, които ограничават e_L .

Схема за този случай:



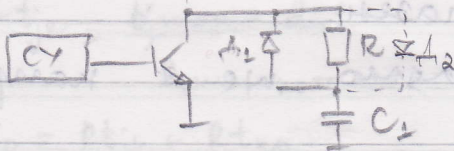
При коеф. на тр. 1-ца, колко ще е равно $U_{се}$?

За мощността, която се разсейва от ключовия транзистор:



Скокообразно превключване има ток.

Чрез R-C-група може да намалим скоростта на нарастване на напр. Uсе. Тогава мощността се намалява (която се отразява в релит на превключване на T). На графиката - с пунктир.



За единия период на работа елиминираме влиянието на ограничаваното съпротивление.

Заряд \rightarrow по-бързо;
Разряд \rightarrow по-бавно. (Избира се обикновено този вариант).

понавта

①, 2, 3, 4, 5 февруари

43 гр. \rightarrow от 09:00 часа 1368 кв.
до 11:30
от 13:00
до 15:30
за всеки ден

I 1-8 върс

вс: 6, 18, 19

II го крад

вс: 15-сам (от кв. упр.) - чакте за доказване, че намеренията схема е голям мизатор на ток;